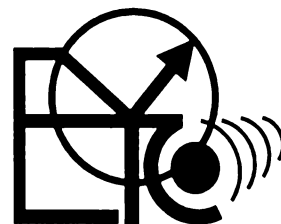


UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA

FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI  
TELECOMUNICAȚII

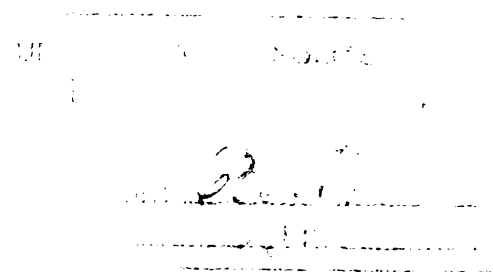


**ADRIAN CONSTANTIN POPOVICI**

**CONTRIBUȚII LA CERCETAREA ȘI DEZVOLTAREA  
CONVERTOARELOR MATRICEALE DE CURENT  
ALTERNATIV**

**TEZĂ DE DOCTORAT**

BIBLIOTECA CENTRALA  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA



**CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC**

**PROF. DR. ING. VIOREL POPESCU**

**TIMIȘOARA 2002**

## Lista principalelor notații, simboluri și abrevieri

$f_0$  – frecvența tensiunii sau curentului de ieșire;  
 $f_{0hk}$  – frecvența armoniciei de ordinul “k” pentru tensiunea de ieșire;  
 $f_1$  – frecvența tensiunii sau curentului de intrare;  
 $\varphi_1$  – defazajul dintre curentul de intrare și tensiunea de intrare;  
 $f_s$  ( $T_s$ ) – frecvență (perioadă) de eșantionare;  
 $G_v$  – câștig de tensiune;  
 $h_{pq}$  ( $p, q = 1,2,3$ ) – funcția de transfer care exprimă matematic legătura dintre tensiunea de ieșire ideală  $v_{0p}$  și tensiunea de intrare  $v_{1q}$ ;  
 $i_{01(2,3)}$  – curenții de ieșire;  
 $i_{11(2,3)}$  – curenții de intrare;  
 $i_{11^*(2,3)}$  – curenții de intrare ideali;  
 $m$  – indice de modulație;  
NCOM – număr de comutații;  
PF – factor de putere (power factor);  
PWM – modulația impulsurilor în durată (pulse width modulation);  
QLF – factor de calitate al convertorului (quality factor);  
SC (SV) – sector de curent (tensiune) utilizat în modulația vectorului spațial;  
SI (SO) – sector de intrare (ieșire) utilizat în modulația scalară a tensiunilor de linie;  
SLF – factor de pierderi prin comutație al convertorului (switching loss factor);  
SLM – modulația scalară a tensiunilor de linie (scalar line voltages modulation);  
 $S_{pq}$  ( $p, q = 1,2,3$ ) – funcția de comutație corespunzătoare comutatorului  $SW_{pq}$ ;  
SVM – modulația vectorului spațial (space vector modulation);  
 $SW_{pq}$  ( $p, q = 1,2,3$ ) – comutatorul (the switch) unui convertor matriceal trifazat, care realizează legătura directă dintre ieșirea “p” și intrarea “q”;  
THD – factorul total de distorsiuni armonice (total harmonic distortion factor);  
THDW – factorul total de distorsiuni armonice ponderat (weighted total harmonic distortion factor);  
 $\theta_{C(V)}$  – unghi de curent (tensiune) utilizat în modulația vectorului spațial;  
 $V_{0(L)}$  – valoarea efectivă a tensiunii de fază (linie) de ieșire;  
 $v_{01(2,3)}$  – tensiunile de fază de ieșire;  
 $v_{01^*(2,3)}$  – tensiunile de fază de ieșire ideale;  
 $v_{012(23,31)}$  – tensiunile de linie de ieșire;  
 $v_{012^*(23,31)}$  – tensiunile de linie de ieșire ideale;  
 $V_{0hk}$  – valoarea efectivă a armoniciei de ordinul “k” pentru tensiunea de ieșire;  
 $v_{F01(2,3)}$  – tensiunile de fază flotante de ieșire;  
 $V_{1(L)}$  – valoarea efectivă a tensiunii de fază (linie) de intrare;  
 $v_{11(2,3)}$  – tensiunile de intrare de fază;  
 $v_{11(2,3)}$  – tensiunile de intrare de fază fictive utilizate în modulația scalară a tensiunilor de linie;  
 $v_{112(23,31)}$  – tensiunile de intrare de linie.

Handwritten notes and a signature, possibly including the name "C. C. C." and a date "2008".

# CUPRINS

	pag.
1. INTRODUCERE	1.1
2. CONVERTOARE DE CURENT ALTERNATIV	
2.1. Clasificarea generală a convertoarelor de curent alternativ	2.1
2.2. Principalele etape ale cercetării în domeniul convertoarelor matriceale	2.6
2.3. Concluzii	2.10
3. ANALIZA TEORETICĂ GENERALIZATĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE	
3.1 Caracteristici funcționale generale ale convertoarelor matriceale	3.1
3.2 Reprezentarea matematică generalizată a convertoarelor matriceale	3.3
3.3 Caracterizarea generală a convertorului matriceal trifazat	3.9
3.4 Convertorul matriceal trifazat cu "legătură indirectă fictivă"	3.29
3.5 Criterii de comparație între diferite metode de comandă a convertoarelor matriceale	3.35
3.5.1 Caracterizarea formelor de undă generate la ieșirea convertorului matriceal	3.35
3.5.2 Caracterizarea formelor de undă generate la intrarea convertorului matriceal	3.38
3.5.3 Caracterizarea convertorului matriceal din punct de vedere al pierderilor de putere	3.41
3.6 Concluzii	3.42
4. METODE DE COMANDĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE BAZATE PE MODULAȚIA VECTORULUI SPAȚIAL	
4.1 Principiul modulației vectorului spațial (SVM)	4.1
4.2 Variante de implementare a modulației vectorului spațial	4.14
4.2.1 Variantele de tipul SVM1	4.14
4.2.2 Variantele de tipul SVM2	4.22
4.2.3 Variantele de tipul SVM3	4.24
4.3 Analiza comparativă a variantelor SVM	4.30
4.4 Concluzii	4.35
5. METODE DE COMANDĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE BAZATE PE MODULAȚIA SCALARĂ A TENSIUNILOR DE LINIE	
5.1 Principiul modulației scalare a tensiunilor de linie (SLM)	5.1
5.2 Variante de implementare a modulației scalare a tensiunilor de linie	5.15
5.2.1 Variantele de tipul SLM1	5.15
5.2.2 Variantele de tipul SLM2	5.17
5.2.3 Variantele de tipul SLM3	5.18
5.3 Analiza comparativă a variantelor SLM	5.25
5.4 Concluzii	5.28
6. IMPLEMENTAREA UNUI CONVERTOR MATRICEAL	
6.1 Schema bloc a unui convertor matriceal	6.1
6.2 Filtrul de intrare al unui convertor matriceal	6.2
6.2.1 Condițiile impuse filtrului de intrare conform standardelor europene de compatibilitate electromagnetică	6.2
6.2.2 Posibilități de implementare a filtrului de intrare	6.5
6.2.3 Proiectarea asistată de calculator a filtrului de intrare	6.9

6.2.4 Analiza parametrilor sistemului filtru de intrare-convertoare matriceale	6.19
6.2.5 Compensarea fuzzy a defazajului dintre tensiunea și curentul de intrare introdus de filtrul de intrare	6.22
6.3 Implementarea comutatoarelor bidirecționale de putere	6.29
6.4 Circuitele de comandă și de interfață ale unui convertor matriceal	6.39
6.4.1 Implementarea modulatorului SVM	6.41
6.4.2 Implementarea modulatorului SLM	6.44
6.4.3 Implementarea modulatorului universal SVM-SLM	6.48
6.4.4 Circuite de interfață	6.49
6.5 Aplicații ale convertoarelor matriceale	6.50
6.6 Concluzii	6.52
<b>7. SIMULAREA CONVERTOARELOR MATRICEALE</b>	
7.1 Posibilități de simulare a convertoarelor matriceale	7.1
7.2 Prezentarea pachetului de programe "admcsim" de simulare a convertoarelor matriceale	7.3
7.3 Studiul unui sistem de acționare convertor matriceal / mașină mașină asincronă de curent alternativ utilizând logica fuzzy	7.22
7.4 Concluzii	7.26
<b>8. REZULTATE EXPERIMENTALE</b>	
8.1 Implementarea modelului experimental de semnal mic pentru convertoare matriceale	8.1
8.1.1 Implementarea hardware	8.1
8.1.2 Implementarea software	8.3
8.2 Prezentarea principalelor rezultate experimentale	8.13
8.3 Concluzii	8.19
<b>9. CONCLUZII</b>	9.1
<b>Bibliografie</b>	B.1
<b>ANEXE</b>	
Anexa 1 Prezentarea sub formă grafică a rezultatelor analizei comparative a tehnicilor de comandă SVM	A1.1
Anexa 2 Prezentarea sub formă grafică a rezultatelor analizei comparative a tehnicilor de comandă SLM	A2.1
Anexa 3 Interfața grafică a pachetului software "profipfc" pentru proiectarea asistată de calculator a filtrului de intrare	A3.1
Anexa 4 Implementarea software a tehnicilor de comandă SVM	A4.1
Anexa 5 Implementarea software a tehnicilor de comandă SLM	A5.1
Anexa 6 Interfața grafică a pachetului software "admcsim" pentru simularea convertoarelor matriceale	A6.1
Anexa 7 Rezultatele simulării acționării unei mașini asincrone de curent alternativ bazată pe logica fuzzy printr-un sistem cu convertor matriceal	A7.1
Anexa 8 Modelul experimental de semnal mic al unui convertor matriceal trifazat	A8.1

# 1. INTRODUCERE

Abordarea unei teme din cadrul electronicii de putere constituie întotdeauna o provocare pentru cercetătorul electronist. După “prima revoluție în electronică”, provocată de apariția circuitelor integrate moderne, se poate spune că în ultimii ani, prin dezvoltarea rapidă și fără precedent a multitudinii de domenii din cadrul ingineriei electronice implicate în electronica de putere, s-a provocat “a doua revoluție în electronică”. Astfel, această tehnologie necesită o abordare multidisciplinară a cercetării, începând de la componentele semiconductoare de putere, trecând prin analiza și simularea diverselor topologii de conversoare statice de putere, urmate de elaborarea unor tehnici adecvate de control și estimare a funcțiilor acestor conversoare. Finalizarea rezultatelor teoretice astfel obținute necesită determinarea posibilităților practice de implementare atât ale circuitelor de putere cât și găsirea soluțiilor optime hardware și software pentru comanda acestora.

Se poate pune întrebarea, de ce a fost necesară abordarea conversoarelor matriceale de curent alternativ? Unul dintre scopurile principale ale electronicii de putere este reprezentat de conversia energiei de curent alternativ. Aceasta este dominată în prezent de către conversoarele de curent alternativ cu legătură de curent continuu între un redresor și un invertor, legătură realizată prin intermediul unor inductoare sau condensatoare de putere. Utilizarea acestor componente prezintă însă o serie de dezavantaje ca volum și greutate mare, reducerea vitezei de răspuns a sistemului, limitarea posibilităților de integrare pe scară largă a circuitelor de putere, a circuitelor de comandă și a sarcinii, reducerea fiabilității sistemului. Din aceste motive, una dintre întrebările principale a fost: Pot fi eliminate componentele pasive care realizează legătura de curent continuu pentru a se îmbunătăți performanțele conversoarelor de curent alternativ? Răspunsul este: da, iar una dintre soluțiile găsite o reprezintă conversoarele matriceale de curent alternativ. Circuitul de putere al acestora este realizat printr-o matrice de comutatoare bidirecționale care realizează direct legătura dintre intrările și ieșirile convertorului. Prin controlul corespunzător al acestora se pot genera la ieșire tensiuni cu caracter sinusoidal, frecvența fundamentală a acestora fiind teoretic nelimitată superior. În același timp se poate regla independent valoarea efectivă a tensiunilor de ieșire și factorul de putere de la intrarea convertorului, și curentul de intrare având un caracter sinusoidal.

Deși acest tip de conversoare a fost propus încă din 1976 de către Gyugyi și Pelly, la momentul respectiv acestea nu au prezentat interes practic, în principal din cauza inexistenței la acea vreme a unor dispozitive semiconductoare de putere cu blocare pe poartă și performanțe superioare. De asemenea algoritmul de comandă propus, genera forme de undă caracterizate de armonici de ordin inferior. Această problemă a fost rezolvată de către Venturini în 1980 prin elaborarea unui algoritm de comandă bazat pe modulația de tip PWM. Nici de această dată conversoarele matriceale nu s-au impus, motivul principal fiind câștigul de tensiune redus, caracteristic acestui tip de comandă. Un alt motiv a fost și dificultatea de a implementa în timp real această complexă tehnică de control, prin intermediul circuitelor existente pe piață la începutul anilor '80. Și aceste probleme au fost rezolvate în 1989 de către Huber, Borojevic și Burany prin prezentarea unui algoritm de comandă pentru conversoare matriceale, bazat pe modulația vectorului spațial. În acest mod a fost posibilă creșterea câștigului de tensiune concomitent cu o anumită reducere a complexității calculelor necesare. Astfel începând cu prima parte a anilor '90 conversoarele matriceale au început să devină o alternativă viabilă pentru deja clasicele conversoare de tip redresor-invertor. Alte motive care au determinat o anumită creștere a interesului pentru conversoarele matriceale au fost existența tranzistoarelor de putere de tip MOS sau IGBT care puteau fi utilizate pentru implementarea comutatoarelor de putere și existența unor procesoare de semnal și microcontrolere rapide care puteau fi utilizate pentru implementarea unor circuite de comandă.

Totuși nici în prezent problemele funcționale ale convertoarelor matriceale nu sunt rezolvate în totalitate. Astfel, acest tip de convertoare sunt încă relativ puțin cunoscute în mediul industrial, fiind încă în stadiul cercetărilor de laborator, în special în mediul universitar.

Dezvoltarea rapidă și fără precedent din ultimii ani a unor dispozitive semiconductoare de putere cu performanțe superioare și preț scăzut, împreună cu apariția unor procesoare de semnal ultrarapide cu putere de calcul foarte mare, determină și mai mult creșterea potențialului de utilizare a convertoarelor matriceale. Datorită faptului că nu există restricții din punct de vedere al frecvenței semnalelor de intrare sau de ieșire, un convertor matriceal ar putea fi utilizat ca și un convertor universal de putere.

În continuare se prezintă pe scurt structura acestei teze prin descrierea succintă a conținutului capitolelor următoare. La începutul fiecărui capitol este prezentat un rezumat al acestuia, din care se pot afla și principalele contribuții pe care autorul consideră că le-a adus în cadrul tematicii abordate. Acestea sunt de asemenea evidențiate în cadrul lucrării prin utilizarea unor caractere italice sau aldine, fiind sintetizate în finalul capitolelor respective, în subcapitolele dedicate concluziilor.

*Capitolul al 2-lea* este destinat prezentării principalelor tipuri de convertoare de putere de curent alternativ. Clasificarea convertoarelor s-a realizat în funcție de tipul legăturii dintre intrări și ieșiri. Analiza acestora se face în funcție de caracteristicile funcționale ale unui convertor ideal de curent alternativ, pe cât de ușor de enunțat pe atât de greu de realizat. În finalul acestui capitol sunt prezentate principalele etape ale cercetării în domeniul dezvoltării convertoarelor matriceale. În acest subcapitol sunt specificate de asemenea și referințele bibliografice cele mai importante, apărute de-a lungul timpului.

*Capitolul al 3-lea* este destinat analizei teoretice generalizate a convertoarelor matriceale. Scopul acestui capitol este elaborarea unei teorii cu caracter general și unitar în același timp, care să permită înțelegerea simplă și rapidă a funcționării convertoarelor matriceale. După definirea caracteristicilor funcționale generale ale convertoarelor matriceale urmează reprezentarea matematică generalizată a acestui tip de convertoare. Cea mai mare parte a acestei analize teoretice reprezintă o contribuție proprie a autorului. Deoarece s-a considerat că la ora actuală convertoarele de curent alternativ cu legătură de curent continuu sunt cele mai cunoscute, majoritatea specialiștilor din domeniul electronicii de putere fiind familiarizați cu acestea, se prezintă și o originală analiză a asocierilor posibile dintre stările unui convertor matriceal și cele ale unui convertor realizat prin intermediul unui redresor și al unui invertor. În finalul acestui capitol sunt stabilite principalele criterii de comparație, bazate pe analiza spectrală a formelor de undă generate la ieșirea sau la intrarea convertorului, cât și pe analiza pierderilor prin comutație. Se remarcă introducerea de către autor a unor indicatori ca factorul de pierderi prin comutație și factorul de calitate al unui convertor matriceal trifazat. Aceste criterii de comparație pot fi utilizate pentru determinarea unei metode optime de comandă a unui convertor matriceal, în funcție de anumite cerințe impuse. Parcurgerea acestui capitol este utilă, deoarece sunt introduse și noțiunile de funcție de transfer sau funcție de comutație, alături de semnificația principalelor notații care vor fi utilizate în continuare în cadrul tezei, pentru studiul convertoarelor matriceale trifazate.

*Capitolul al 4-lea* este destinat prezentării unor metode de comandă a convertoarelor matriceale bazate pe modulația vectorului spațial. Această tehnică de modulație fiind considerată până la ora actuală cea mai performantă metodă de control pentru convertoarele matriceale, s-a considerat că este necesară o scurtă prezentare a teoriei modulației vectorului spațial prin intermediul conceptelor de funcție de transfer sau funcție de comutație. O contribuție teoretică a autorului în cadrul acestui capitol este reprezentată de demonstrația faptului că în funcție de asocierea unora dintre stările permise ale unui convertor matriceal cu anumiți vectori spațiali pasivi

se pot sintetiza funcții de transfer diferite, în condițiile în care vectorii spațiali activi sunt identici. În continuare se prezintă analiza a 25 de variante de implementare a modulației vectorului spațial, 22 dintre acestea fiind propuse de către autor. Tensiunile generate la ieșirea convertorului prin cele 25 de variante sunt caracterizate de aceeași componentă utilă, dar diferă prin spectrul de armonici. De asemenea pierderile de putere prin comutație sunt diferite în funcție de varianta aleasă pentru comanda convertorului. În continuare se face și o analiză comparativă a variantelor propuse, conform principalelor criterii de comparație stabilite în capitolul anterior. Rezultatele acestei ample și originale analize, care a necesitat un număr foarte mare de simulări pe calculator sunt prezentate și într-o sugestivă formă grafică în anexele corespunzătoare acestui capitol.

*Capitolul al 5-lea* este dedicat prezentării unor metode de comandă a convertoarelor matriceale bazate pe modulația scalară a tensiunilor de linie. Prin această metodă de comandă se obține câștigul maxim de tensiune, fizic posibil pentru convertoarele matriceale caracterizate de forme de undă fără armonici de ordin inferior și independent de reglarea frecvenței și a valorii efective a tensiunii de ieșire se poate controla factorul de putere la intrarea convertorului, ca și în cazul modulației vectorului spațial. Modulația scalară a tensiunilor de linie, având aceste caracteristici reprezintă o contribuție proprie a autorului. În prezentarea teoretică a acesteia se demonstrează faptul că în plus, față de modulația vectorului spațial, tehnica de comandă propusă în acest capitol prezintă proprietatea de compensare intrinsecă a influenței unor tensiuni de alimentare nesimetrice asupra tensiunilor generate la ieșire. În continuare se prezintă 26 de variante originale de implementare a modulației scalare a tensiunilor de linie, în final realizându-se și o analiză comparativă a acestora. Rezultatele acestei analize sunt prezentate și în formă grafică în anexele corespunzătoare acestui capitol. De asemenea în urma unei analize comparative cu variantele modulației vectorului spațial s-a arătat că și tehnica de comandă propusă în acest capitol oferă similare, dar în condițiile simplificării complexității calculelor necesare pentru implementarea pe un sistem de calcul cu procesoare de semnal sau microcontrolere.

*Capitolul al 6-lea* este destinat prezentării unor aspecte ale implementării unui convertor matriceal. Printr-o sinteză a soluțiilor tehnice prezentate în literatura de specialitate se realizează un interesant studiu comparativ al acestora. În cadrul acestui capitol o parte importantă este dedicată implementării filtrului de intrare, care este o componentă importantă a convertorului dacă se ține seama de standardele europene tot mai severe impuse calității curentului de intrare al echipamentelor electronice în general. Deși filtrul de intrare este realizat din doar câteva componente pasive de putere, dimensionarea corectă a acestuia nu este o problemă foarte simplă, deoarece din punct de vedere al standardelor privitoare la calitatea curentului de intrare aceste componente trebuie să fie de valori mari, ceea ce este în contradicție cu principalul avantaj teoretic al convertorului matriceal, acela de a fi teoretic un convertor de putere realizat în totalitate cu dispozitive semiconductoare. În acest scop se prezintă un program de proiectare asistată de calculator, realizat în întregime de către autor. Prin interfața grafică asociată acestui pachet software, prezentată în anexele corespunzătoare acestui capitol, autorul pune la dispoziția proiectantului de convertoare de putere o modalitate rapidă și simplă de proiectare a filtrului de intrare. Deși acest program este dedicat filtrului de intrare al unui convertor matriceal, poate fi utilizat și pentru proiectarea filtrului de intrare din componența altor circuite de putere utilizate pentru corecția factorului de putere. Utilizarea acestui program necesită existența mediului de programare MATLAB. Pe lângă acest pachet software se prezintă și o metodă originală, bazată pe logica fuzzy pentru corecția în timp real a defazajului introdus suplimentar introdus de către filtrul de intrare, atunci când convertorul lucrează la puteri reduse. După o sinteză a posibilităților de implementare a comutatoarelor de putere, o altă parte importantă a acestui capitol este dedicată posibilităților de implementare a circuitului de comandă. Se propune o soluție pentru implementarea celor 25 de variante ale modulației vectorului spațial și a celor 26 de variante ale modulației scalare

a tensiunilor de linie prin intermediul unui "modulator universal". De asemenea s-au identificat structuri hardware simplificate, care pot fi utilizate pentru implementarea modulației scalare a tensiunilor de linie, ceea ce reprezintă un alt avantaj al acestei metode de comandă propusă de autor în cadrul acestei teze. În anexele acestui capitol sunt prezentate în formă tabelară datele necesare pentru implementarea software a circuitului de comandă. În finalul acestui capitol se prezintă pe scurt o sinteză a principalelor aplicații ale unui convertor matriceal.

*Capitolul al 7-lea* este dedicat simulării convertoarelor matriceale. Pachetul de programe utilizat a fost conceput și realizat în întregime de autor în mediul de programare MATLAB. Prin utilizarea acestui pachet de programe de simulare se poate analiza într-un mod eficient și rapid comportamentul convertoarelor matriceale ideale, modelate prin intermediul funcțiilor de comutație. Reducerea timpului de simulare a fost posibilă și datorită unei metode proprii de calcul pentru reprezentarea în domeniul timp a curentului de ieșire. Cunoscând parametrii sarcinii și spectrul de frecvențe al tensiunii generate la ieșire, se determină foarte rapid și spectrul de frecvențe al curentului de ieșire, care este apoi utilizat pentru construcția formei de undă temporală. Prin această metodă se realizează o reducere cu aproximativ 70% a timpului de simulare față de metoda clasică de generare a formei de undă pentru curentul de ieșire, prin implementarea ecuațiilor de legătură dintre tensiune, curent și impedanță în domeniul timp. Comunicarea cu utilizatorul se face printr-o interfață grafică realizată de asemenea de către autorul acestei lucrări și prezentată în anexele corespunzătoare acestui capitol. Pachetul de programe propus în această teză permite integrarea simplă în cadrul pachetului de programe SIMULINK, fiind astfel posibilă simularea la nivele ierarhice superioare. Această posibilitate este exemplificată prin simularea unui sistem de acționare a unei mașini asincrone de curent alternativ ce are în componența sa un convertor matriceal. Concepția acestui sistem ce are în componență un convertor matriceal și în care pentru reglarea turației mașinii de curent alternativ se utilizează logica fuzzy reprezintă o contribuție proprie a autorului.

*Capitolul al 8-lea* este destinat prezentării unor rezultate experimentale. În cadrul acestui capitol s-a urmărit confirmarea practică a principiilor de implementare a circuitului de comandă, prezentate anterior. De asemenea s-a realizat verificarea practică a funcțiilor de comutație generate prin intermediul programelor de simulare propuse în această teză. Pentru comanda convertorului matriceal s-a utilizat modulația scalară a tensiunilor de linie. În prima parte a acestui capitol s-au prezentat structurile hardware și software utilizate în cadrul experimentelor. Modelul experimental de semnal mic și metoda de generare în timp real a funcțiilor de comutație reprezintă contribuții practice originale ale autorului acestei lucrări. Originalitatea implementărilor practice prezentate în acest capitol constă în faptul că generarea semnalelor de comandă s-a făcut efectiv prin intermediul programelor de simulare, ceea ce permite dezvoltarea rapidă a unui prototip, timpul necesar pentru programarea circuitelor de comandă fiind redus semnificativ. În partea a doua a acestui capitol se prezintă o serie de forme de undă vizualizate pe ecranul unui osciloscop digital, cât și unele prelucrări spectrale și temporale ale acestora. Astfel s-au confirmat practic principiile teoretice introduse de autor pentru modulația scalară a tensiunilor de linie, caracteristicile formelor de undă sintetizate prin simulare și echivalența funcțională a circuitelor de comandă propuse anterior.

*Capitolul al 9-lea* este dedicat concluziilor. În acest capitol se prezintă și o sinteză a contribuțiilor aduse de către această teză în domeniul cercetării convertoarelor matriceale. De asemenea sunt propuse și unele direcții de cercetare viitoare în acest domeniu.

Simulările prezentate în această lucrare s-au realizat pe un calculator de tip PC la 233 MHz. Pentru comanda modelului experimental s-a utilizat un modul de tip DS1102, introdus în calculator, iar pentru vizualizarea formelor de undă un osciloscop digital de tip FLUKE 123.



## 2. CONVERTOARE DE CURENT ALTERNATIV

*În cadrul acestui capitol se vor prezenta pe scurt principalele caracteristici funcționale necesare pentru un convertor ideal de curent alternativ. De asemenea se va face o clasificare generală a convertoarelor de curent alternativ, prezentând pe scurt principalele tipuri ale acestora. Caracteristicile fiecărei clase de convertoare sunt analizate în raport cu convertorul ideal de energie de curent alternativ. În continuare se vor prezenta principalele etape ale cercetării în domeniul convertoarelor matriceale, parcurse de-a lungul timpului. În acest cadru sunt evidențiate și cele mai importante referințe bibliografice pentru convertoarele matriceale, apărute în literatura de specialitate.*

### 2.1 CLASIFICAREA GENERALĂ A CONVERTOARELOR DE CURENT ALTERNATIV

În ultimii ani utilizarea convertoarelor statice de putere, de curent alternativ, a cunoscut o puternică dezvoltare în toate domeniile industriale, în consecință în prezent există o mare varietate de topologii propuse, cu performanțe superioare, determinate în principal de apariția comutatoarelor cu blocare pe poartă. Termenul de convertor de putere se poate folosi în general pentru orice sistem care realizează conversia puterii electrice sub comanda unui circuit electronic. Pentru a fi competitiv orice domeniu industrial trebuie să reducă prețul conversiei energiei, în condițiile reducerii consumului de putere și a restricțiilor impuse în domeniul perturbațiilor electromagnetice. Deoarece principala sursă de energie utilizată în domeniul industrial este rețeaua trifazată de curent alternativ, ponderea cea mai importantă în cadrul convertoarelor de putere o au convertoarele trifazate de curent alternativ.

Principalele caracteristici funcționale ale unui convertor de curent alternativ ideal sunt:

- forma de undă sinusoidală a tensiunilor de ieșire și a curenților de intrare;
- reglarea independentă a amplitudinii și frecvenței tensiunilor de ieșire;
- factor de putere la intrare unitar pentru orice tip de sarcină;
- funcționare în patru cadrane, astfel încât să fie posibilă circulația unui flux bidirecțional de energie;
- pierderi nule de putere în convertor;
- preț cât mai scăzut;
- posibilitatea realizării convertorului într-un modul cât mai compact.

În prezent direcțiile de cercetare în domeniul convertoarelor de putere, urmăresc perfecționarea proceselor de conversie a puterii prin combinații de noi topologii de circuite și prin diverse strategii de comandă, astfel încât parametrii funcționali ai convertoarele reale să se apropie cât mai mult de parametrii funcționali ai unui convertor ideal. Convertoarele statice de putere se utilizează într-o mare varietate de aplicații ca realizarea unor surse de putere, comanda mașinilor electrice, compensarea puterii reactive din rețeaua de alimentare, procese electrochimice, realizarea unor filtre active de putere, sisteme de încălzire, sisteme de iluminare, etc.

Numărul mare de topologii originale existente, modificarea lor prin îmbunătățirea circuitelor de putere și de comandă, combinarea lor, face dificilă alegerea unor criterii riguroase de clasificare a convertoarelor de curent alternativ. Totuși, o clasificare generală se poate face în funcție de modul prin care se realizează transferul energiei între intrare și ieșire [Bho93].

Astfel, între intrările și ieșirile unui convertor de curent alternativ se pot realiza următoarele tipuri de legături:

- legătură de curent continuu;
- legătură de curent alternativ;
- legătură directă.

În continuare se prezintă pe scurt cele trei tipuri de legături pentru convertoarele trifazate de curent alternativ.

#### •*Convertoare cu legătură de curent continuu*

În acest domeniu, până în prezent, s-au concentrat majoritatea direcțiilor de cercetare. Se utilizează algoritmi de comandă ce se bazează pe modulația impulsurilor în durată (PWM) iar legătura de curent continuu constă dintr-o capacitate sau o inductanță de valoare relativ mare. Acest tip de convertoare se caracterizează printr-o dublă conversie a energiei electrice. Energia de curent alternativ furnizată de sursa de alimentare este transformată în energie de curent continuu, prin intermediul unui redresor. Apoi energia de curent continuu stocată în circuitul intermediar, realizat cu componente pasive de putere (condensatoare, inductoare) este transformată în energie de curent alternativ, folosind un invertor. Configurația prezentată în figura 2.1a, a fost considerată în trecut convertorul standard utilizat în industrie pentru conversia energiei de curent alternativ [Bos97].

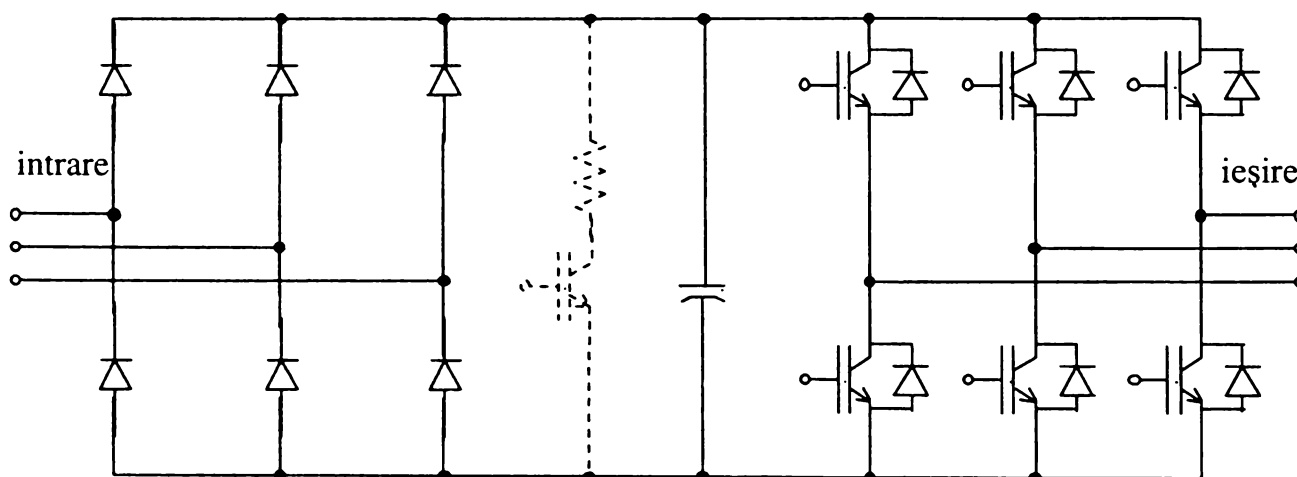


Figura 2.1a Convertor de curent alternativ cu legătură de curent continuu (structura clasică)

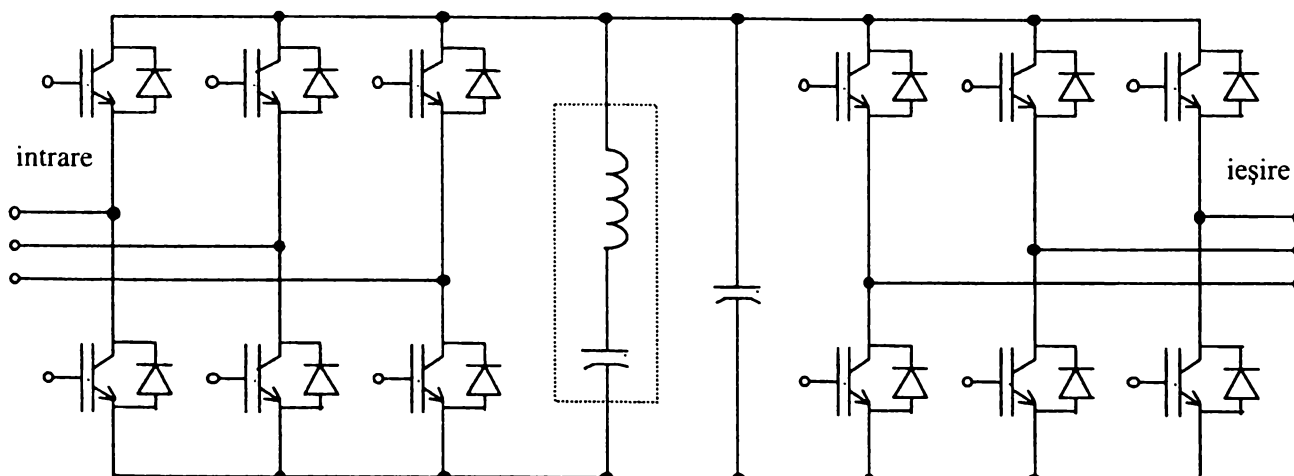


Figura 2.1b Convertor de curent alternativ cu legătură de curent continuu (structura modernă)

Acest tip de convertor, devenit “clasic” în conversia energiei de curent alternativ, de putere medie, este format dintr-un redresor necomandat la intrare și un invertor de tensiune la ieșire.

Reglarea amplitudinii și a frecvenței tensiunii de ieșire se realizează prin intermediul modulației PWM (introdusă la mijlocul anilor '70) în diferite variante [Bho93] [Boo88], aplicată invertoarelor. Pentru a funcționa în patru cadrane, de exemplu în cazul frânării regenerative a motoarelor de curent alternativ, schema trebuie completată cu un tranzistor suplimentar și un rezistor, reprezentate cu linie întreruptă în figura 2.1a. Principalul dezavantaj constă în acest caz, în faptul că puterea recuperată se disipă în rezistorul de balast, ceea ce înseamnă creșterea pierderilor de putere în convertor. Un alt dezavantaj, care a devenit tot mai important în ultimii ani, al acestei structuri este că forma curentului de intrare, datorată redresorului necomandat nu este sinusoidală, curentul fiind caracterizat de armonici importante de joasă frecvență. Un număr mare de astfel de convertoare va genera o poluare semnificativă în rețeaua de alimentare. Din acest motiv, în ultimii ani structura prezentată în figura 2.1b, în care redresorul necomandat a fost înlocuit cu un redresor complet comandat, a devenit dominantă în aplicațiile industriale de putere medie. Se observă că în această configurație sunt necesare 12 comutatoare de putere cu blocare pe poartă și 12 diode. Diodele protejează intrarea convertorului de vârfurile de tensiune care pot să apară în cazul unor nesincronizări ale semnalelor de comandă. Pentru a se obține un curent sinusoidal și un factor de putere unitar la intrarea convertorului se utilizează comanda PWM a redresorului. Utilizarea modulației PWM și pentru redresor și pentru invertoare permite funcționarea convertorului în patru cadrane.

Pentru reducerea valorii efective a armonicilor de joasă frecvență, ale tensiunilor de ieșire și ale curentilor de intrare este necesară creșterea frecvenței de comutație, ceea ce duce la creșterea pierderilor de putere în comutatoare. Utilizând circuite rezonante polarizate în curent continuu comutația are loc la trecerile prin zero ale tensiunii sau curentului, astfel minimizându-se pierderile de putere prin comutație chiar la frecvențe de comutație mari, cu prețul unei complexități crescute a circuitului de comandă și a unor componente pasive de putere suplimentare. Acest tip de comutație se numește *comutație soft*, spre deosebire de procesul de comutație care are loc la tensiuni sau curenți diferiți de zero, care se numește *comutație hard*. Componentele încadrate cu linie întreruptă în figura 2.1b sunt necesare pentru comutația soft, tehnică de comandă introdusă la mijlocul anilor '80.

### •*Convertoare cu legătură de curent alternativ*

Necesitatea reducerii armonicilor de joasă frecvență, simultan cu reducerea pierderilor prin comutație a stimulat și cercetarea în domeniul convertoarelor rezonante cu legătură de curent alternativ. Aceste convertoare folosesc un circuit rezonant LC paralel sau serie de înaltă frecvență în calea de transfer a energiei și sunt capabile să funcționeze în patru cadrane, cu pierderi mici de comutație. Cercetările în această direcție s-au intensificat în special în domeniul convertoarelor de putere foarte mare. Deși energia stocată în sistem este mică circuitul rezonant este solicitat la întreaga putere necesară astfel că sunt necesare componente pasive de putere mare pentru realizarea circuitului rezonant. Tensiunea sau curentul de joasă frecvență se sintetizează prin selectarea corespunzătoare a unor semiperioade ale tensiunii sau curentului alternativ de legătură de înaltă frecvență, astfel încât comutația are loc doar la trecerile prin zero ale tensiunii sau curentului, pierderile de comutație fiind mult mai reduse decât cele caracteristice convertoarelor convenționale cu legătură de curent continuu. Controlul fluxului bidirecțional de putere necesită utilizarea comutatoarelor bidirecționale de putere și circuite de comandă de complexitate foarte ridicată. Direcțiile de cercetare în acest domeniu sunt dominante de convertorul rezonant serie [Lip88] [Bho93], prezentat în figura 2.2.

Trecerile prin zero ale curentului alternativ de legătură permit comutația naturală a tiristoarelor, ceea ce constituie un avantaj, dar frecvența de rezonanță este limitată de caracteristicile de comutație ale tiristoarelor. La intrare și la ieșire sunt necesare condensatoare de putere pentru a evita supratensiunile ce pot apare datorită sarcinilor inductive sau inductanțelor proprii ale sursei de

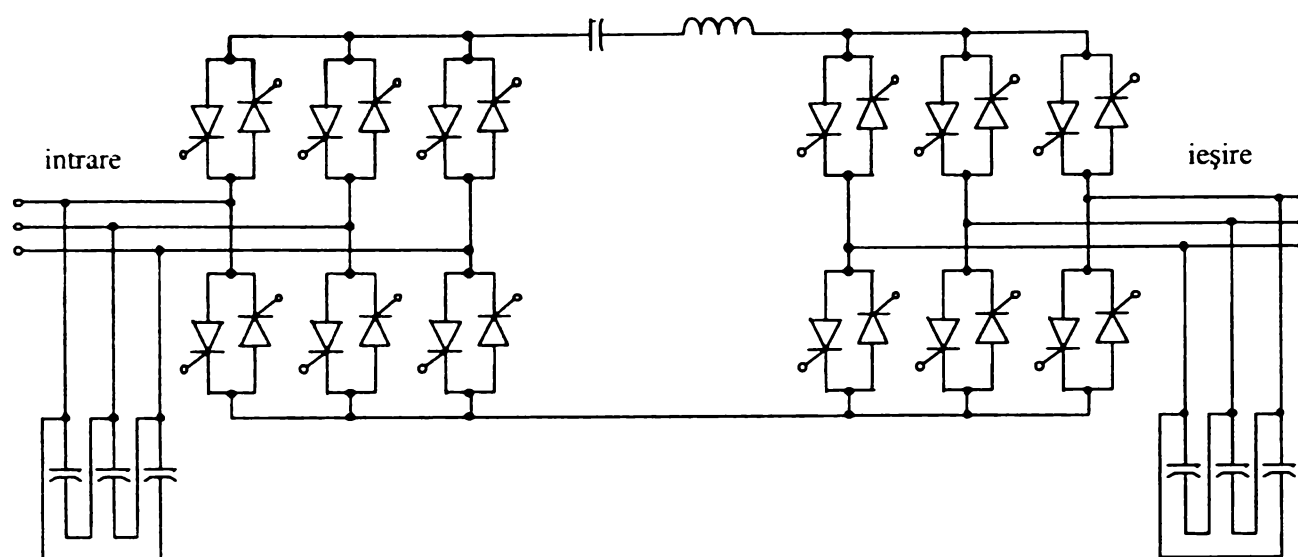


Figura 2.2 Convertor rezonant serie cu legătură de curent alternativ

alimentare. Principalul avantaj față de convertoarele rezonante cu legătură de curent continuu, este că structura prezentată în figura 2.2 permite încărcarea cu sarcini caracterizate de o nesimetrie importantă. Deși principiul legăturii rezonante de curent alternativ a fost raportat la mijlocul anilor '70, acest tip de convertoare nu s-a impus în industrie, considerându-se că nu sunt economice [Bho93]. Principalele dezavantaje care au împiedicat răspândirea pe scară largă a acestui tip de convertoare sunt, utilizarea unui număr mare de comutatoare de putere, 24 în cazul convertorului rezonant serie și necesitatea unor componente pasive de putere ridicată.

#### •Convertoare cu legătură directă

Aceste convertoare realizează conversia energiei electrice fără a fi necesare componente pasive de putere pentru stocarea energiei. Cicloconvertoarele sunt cele mai cunoscute convertoare din această categorie [Ozp01], fiind utilizate în acționarea motoarelor de curent alternativ de putere mare și în aplicațiile în care se utilizează o frecvență constantă și este important controlul puterii reactive. Circuitul de putere al cicloconvertoarelor se realizează cu tiristoare. Curentul de intrare este defazat în urma tensiunii de intrare, totuși în modul de funcționare cu circulație de curent acest defazaj este constant pentru orice tip de sarcină, astfel că se poate obține un factor de putere unitar dacă la intrarea cicloconvertorului se conectează o baterie de condensatoare de putere de capacitate fixă. Pentru a se evita apariția armonicelor având frecvențe mai mici decât fundamentala tensiunii de ieșire, domeniul de frecvențe pentru tensiunea de ieșire este limitat la valori mult mai mici decât frecvența sursei de alimentare. O altă clasă de convertoare cu legătură directă sunt realizate dintr-o matrice de comutatoare bidirecționale cu blocare pe poartă, care conectează secvențial tensiunile unei surse polifazată pe o sarcină polifazată, ca și în figura 2.3.

Acest tip de convertoare se numesc *convertoare matriceale* și nu sunt încă utilizate pe scară largă în aplicațiile industriale, fiind încă în stadiul cercetării de laborator. Convertoarele matriceale sunt capabile să realizeze conversia energiei într-un domeniu larg de frecvențe, în condițiile unui factor de putere unitar la intrare și a unor forme de undă sinusoidale la intrare și la ieșire. Funcționarea în patru cadrane este evidentă, astfel că frânarea regenerativă a motoarelor de curent alternativ se poate realiza fără alte circuite suplimentare. *Principalul avantaj al acestor convertoare este că nu utilizează componente pasive de stocare a energiei, legătura dintre intrare și ieșire fiind directă.* Totuși la intrare sunt necesare capacități de valoare mică pentru a izola convertorul de inevitabilele inductanțe ale sursei de alimentare. Pentru un convertor matriceal trifazat sunt necesare 9 comutatoare bidirecționale de putere cu blocare pe poartă, care în prezent se pot realiza prin diverse combinații de comutatoare unidirecționale. Astfel un dezavantaj aparent al convertoarelor

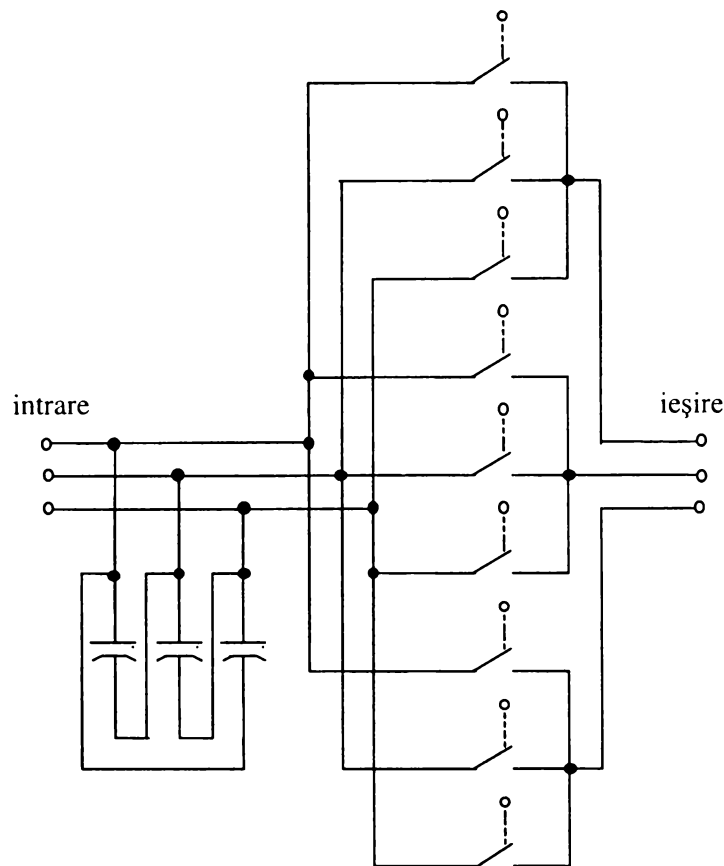


Figura 2.3 Convertor de curent alternativ cu legătură directă

matriceale ar fi utilizarea unui număr mare de comutatoare de putere cu blocare pe poartă și necesitatea unui algoritm de comandă al acestora relativ complex ceea ce s-ar părea că va rezulta într-un preț mai ridicat al conversiei energiei electrice. Deoarece legătura dintre intrări și ieșiri se realizează direct, fără circuite intermediare de stocare a energiei, teoretic pentru comutatoare de putere ideale nu există pierderi de putere, eficiența convertoarelor matriceale este superioară comparativ cu eficiența celorlalte tipuri de convertoare, astfel că eventualul preț mai ridicat al circuitelor de putere și de comandă se poate recupera într-un timp scurt prin reducerea semnificativă a pierderilor de energie. Singurul dezavantaj major al convertoarelor matriceale este că în condițiile în care este necesară eliminarea totală a armonicilor de joasă frecvență, valoarea maximă a tensiunii de ieșire este mai redusă decât cea care se poate obține cu celelalte tipuri de convertoare. *Deoarece teoretic nu există limitări ale frecvențelor de intrare și de ieșire, un convertor matriceal poate funcționa corect și pentru frecvențe de intrare sau de ieșire egale cu zero, deci poate funcționa ca chopper, ca redresor sau ca inverter, astfel că un convertor matriceal poate deveni un "modul universal" utilizat în aplicațiile de putere medie.*

Puterea maximă la care pot fi utilizate diferitele tipuri de convertoare prezentate este limitată de tipul comutatoarelor de putere folosite. Astfel pentru topologiile bazate pe tranzistoare, puterea maximă de ieșire este aproximativ 250 KVA. Puteri mai mari pot fi obținute prin utilizarea tiristoarelor, iar pentru topologiile care necesită comutatoare cu blocare pe poartă, soluția cea mai utilizată sunt tiristoarele GTO, ceea ce determină creșterea prețului și complexității circuitelor de comandă și protecție necesare. Deoarece tehnologia de realizare a componentelor de putere cunoaște o dezvoltare foarte rapidă, performanțele cunoscute în prezent pentru tranzistoarele de putere de tip MOS și IGBT sau pentru tiristoarele de tip MCT pot fi îmbunătățite substanțial, pentru componente cu un preț tot mai scăzut.

Pentru circuitele de putere, cea mai importantă cerință este un randament cât mai ridicat. Din acest punct de vedere, comutația soft este superioară comutației hard de tip PWM, care pe lângă reducerea pierderilor de comutație, permite și creșterea curentului efectiv prin componente, pentru o anumită limitare termică. Totuși, dacă tiristoarele MCT bidirecționale vor deveni disponibile și ieftine, convertoarele matriceale ar putea deveni soluția cea mai eficientă pentru conversia energiei de curent alternativ [Lip88].

## 2.2 PRINCIPALELE ETAPE ALE CERCETĂRII ÎN DOMENIUL CONVERTOARELOR MATRICEALE

Convertoarele matriceale sunt o clasă de convertoare de putere de curent alternativ care fac parte din categoria convertoarelor de curent alternativ cu legătură directă. Configurația de bază a unui convertor de curent alternativ cu legătură directă constă dintr-o matrice de comutatoare statice, conectate direct între intrări și ieșiri. Principiul de funcționare al acestor convertoare constă în selectarea la ieșire a anumitor segmente ale tensiunilor de intrare, prin intermediul unei matrice de comutatoare, astfel încât la ieșire să se obțină un sistem de tensiuni polifazat în general simetric, cu posibilitatea modificării frecvenței și amplitudinii componentei fundamentale. Deoarece în trecut s-a considerat că principalul parametru care trebuie modificat este frecvența tensiunii de ieșire, pentru acest tip de convertoare de curent alternativ s-a utilizat termenul de convertor frecvență [Gyu76]. În continuare se prezintă pe scurt principalele etape ale cercetării în domeniul convertoarelor matriceale conform celor mai importante referințe bibliografice apărute în revistele de specialitate sau prezentate în unele simpozioane din domeniul electronicii de putere.

Primul convertor de frecvență cu legătură directă, caracterizat de o frecvență variabilă la ieșire și un flux bidirecțional de putere, a fost conceput de Hazeltine în 1923. El a stabilit principiul fundamental, comun tuturor convertoarelor de frecvență cu legătură directă: construirea unei tensiuni alternative, cu frecvența cerută, din tensiuni succesive date de o sursă polifazată. El a propus diferite aranjamente de comutatoare electrice, pentru conectarea sarcinii secvențial între tensiunile sursei de alimentare. Utilizarea practică a convertorului Hazeltine a fost serios împiedicată de lipsa unor comutatoare electrice cu caracteristici potrivite. Un convertor de frecvență diferit, și realizabil practic, a fost dezvoltat de Schental și von Yssendorff la începutul anilor 1930. Totuși, față de sistemul propus de Hazeltine, frecvența de ieșire era mai mică decât frecvența de intrare. Cu toate acestea, sistemul avea două trăsături importante care îi garantau utilitatea: folosea contactoare cu arc de mercur disponibile în acel moment pentru puteri nominale adecvate și amplitudinea tensiunii de ieșire putea fi reglată simplu, controlând unghiul de amorsare al comutatoarelor. Acest convertor a fost dezvoltat pentru conversia tensiunilor standard trifazate cu frecvența de 50Hz, într-o tensiune alternativă monofazată cu frecvența de 15 Hz, 16.66 Hz sau 25 Hz, fiind folosit pentru acționarea motoarelor de tracțiune în Europa. Termenul de *cicloconversie* a fost introdus de Rissik, pentru a defini procesul prin care o tensiune alternativă de frecvență joasă, este construită dintr-un sistem de tensiuni alternative polifazate de frecvență mare. De asemenea, el a proiectat cunoscutul cicloconvertor. Descoperirea și dezvoltarea rapidă a tranzistoarelor și introducerea tiristoarelor cu siliciu, împreună cu avansul rapid al tehnologiei în electronica circuitelor de control, au avut ca rezultat creșterea interesului pentru convertoarele de frecvență la sfârșitul anilor '50. O construcție robustă în volum mic, cădere redusă de tensiune pe comutatoarele aflate în conducție, caracteristici rapide de comutare ale componentelor semiconductoare, au făcut ca acest tip de convertoare de frecvență să fie atractive în folosirea pe avioane, în sistemele generatoare de putere ca stabilizatoare de frecvență și în reglarea frecvenței la acționarea motoarelor de curent alternativ. În anul 1959 Jesse și Spaven au propus un convertor bazat pe un principiu similar cu cel stabilit de Hazeltine, folosind tranzistoare de putere pentru a genera o frecvență de ieșire constantă de la o sursă de frecvență variabilă. Alții au promovat cicloconvertoarele cu

comutație naturală, folosind tiristoare, având loc o intensă activitate de perfecționare a acestui sistem pentru generatoarele de putere de pe avioane. Apariția componentelor semiconductoare pentru conversia puterii, a marcat și începutul unor noi eforturi de dezvoltare a utilizării cicloconvertoarelor în variația vitezei motoarelor asincrone. Astfel de sisteme au cunoscut o puternică dezvoltare în perioada 1965-1975. Alimentarea de putere, cu frecvență variabilă, cu cicloconvertoare a fost avantajoasă pentru acționarea motoarelor la turații mici. Alături de realizările practice, începând cu anii '60 au fost propuse un număr considerabil de teorii și concepte. Cele mai importante contribuții teoretice au fost aduse la începutul anilor '70 de către Gyugyi și Pelly introducând și termenul de convertor de frecvență direct. Ei au propus o serie de convertoare cu caracteristici remarcabile ca frecvență de ieșire nelimitată, factor de putere controlabil la intrare, flux de energie bidirecțional. Totuși aceste tehnici de conversie nu au avut o utilizare pe scară largă din cauza numărului mare de probleme de implementare, datorate în principal necesității comutatoarelor statice de putere bidirecționale cu blocare pe poartă. Lucrarea teoretică elaborată de cei doi autori în anul 1976 [Gyu76] a constituit unul dintre punctele importante în dezvoltarea ulterioară a convertoarelor matriceale. În anul 1980 Venturini a introdus termenul de *transformator generalizat* [Ven80], propunând și o comandă de tip PWM pentru acest tip de convertoare. Transformatorul generalizat a fost prezentat ca un convertor de frecvență bidirecțional care generează forme de undă sinusoidale având și posibilitatea reglării continue a factorului de putere la intrare. Acest convertor cunoscut în continuare sub numele de *convertorul Venturini* nu s-a impus atunci în practică din cauza unor deficiențe: câștig de tensiune mic de doar 0,5 pentru convertorul trifazat, complexitatea comenzii, dificultăți în protecția a circuitelor de putere.

În continuare, majoritatea cercetărilor s-au concentrat asupra convertoarelor trifazate pentru care circuitul de putere este realizat dintr-o matrice de nouă comutatoare care realizează legătura directă dintre cele trei intrări și cele trei ieșiri ale convertorului. În anul 1983 s-a introdus conceptul de *sursă bipolară fictivă* [Rod83], care permite controlul convertoarelor de frecvență cu legătură directă în același mod ca și controlul cunoscutelor convertoare de curent alternativ cu legătură de curent continuu de tipul redresor-invertor. În anul 1985 s-a introdus termenul de *cicloconvertor cu comutație forțată* [Zio85] și s-a arătat că pentru comanda acestuia se pot utiliza două tipuri de funcții de transfer numite funcții de transfer directe și funcții de transfer indirecte. Deși componentele fundamentale ale formelor de undă generate prin utilizarea celor două tipuri de funcții de transfer sunt identice, spectrul de frecvențe și frecvența de comutație sunt diferite. Aceeași autori au arătat că, se poate obține un câștig de tensiune 0,95 dacă se admit armonici de ordin inferior [Zio86] și nu este necesar controlul factorului de putere la intrare. De asemenea s-a investigat și utilizarea cicloconvertoarelor cu comutație forțată în unele aplicații de înaltă frecvență [Kha87]. În 1997 s-a prezentat un algoritm de comandă care permite un câștig de tensiune de 1,05 [Wie97], dar cu performanțe asemănătoare invertoarelor cu tensiune de ieșire în trepte, fără posibilitatea reglării factorului de putere la intrare. Totuși conectarea în rețea a mai multor astfel de convertoare care funcționează simultan duce la o îmbunătățire a factorului de putere.

Alte direcții de cercetare s-au concentrat asupra convertoarelor trifazate care au aceeași topologie a circuitului de putere ca și cea a convertoarelor de tip redresor-invertor, dar pentru care s-a eliminat legătura de curent continuu [Zio86R] [Hol89] sau au fost propuse alte topologii ale circuitului de putere pentru a crește câștigul de tensiune [Xao86]. Aceste convertoare nu s-au impus în continuare deoarece utilizau un număr mai mare de comutatoare de putere, față de structura, devenită "clasică" a convertorului matriceal trifazat prezentat în figura 2.3, pentru care sunt necesare nouă comutatoare de putere bidirecționale.

În anul 1989 au fost prezentate o serie de rezultate importante pentru dezvoltarea ulterioară a convertoarelor de curent alternativ cu legătură directă trifazate. Venturini a demonstrat că, pentru convertoarele de curent alternativ cu legătură directă trifazate dacă sunt necesare forme de undă sinusoidale, se admit doar armonici de ordin superior în jurul frecvenței de comutație și este necesar

controlul factorului de putere la intrare, câștigul maxim de tensiune este teoretic 0,866 indiferent de algoritmul de conversie utilizat.

Alți autori au generalizat algoritmul de comandă Venturini pentru convertoare de frecvență directe cu "m" intrări și "n" ieșiri, investigând și diverse metode practice de modulație [Kim89]. Huber și Borojevic au prezentat un algoritm de comandă pentru convertoare matriceale bazat pe modulația vectorului spațial [Hub89], care a simplificat foarte mult implementarea circuitului de comandă comparativ cu algoritmul de comandă propus de Venturini [Ven89]. Acest algoritm bazat pe modulația vectorului spațial a devenit în diverse variante, cel mai utilizat în comanda convertoarelor matriceale. De asemenea a fost prezentată comutația secvențială a comutatoarelor de putere [Ven89] [Bur89], asigurându-se astfel o comutație sigură, eliminându-se o mare parte dintre problemele generate de protecția circuitului de putere.

În continuare s-au dezvoltat o serie de algoritmi scalari pentru comanda acestor convertoare, care au avantajul că se utilizează doar valorile instantanee ale tensiunilor, simplificând astfel implementarea circuitului de comandă. Dezavantajele acestor algoritmi sunt imposibilitatea reglării factorului de putere la intrare [Ish91] sau necesitatea injectării armonicilor de ordinul al treilea ale frecvențelor de intrare și de ieșire pentru a obține câștigul de tensiune maxim teoretic [Roy89] [Roy91]. O calitate importantă a algoritmului propus de Ishiguro [Ish91] este proprietatea intrinsecă algoritmului de compensare a nesimetriilor sistemului trifazat de alimentare. La începutul anului 1992 Holmes și Lipo au prezentat utilizarea algoritmului Venturini pentru comanda redresoarelor complet comandate [Hol92] și a invertoarelor [Hol92M], folosind termenul de convertor matriceal. Neft și Schauder au propus tot în anul 1992 un algoritm de comandă bazat pe funcții de transfer indirecte și utilizarea unei bucle închise de curent [Nef92], în această lucrare introducându-se din nou termenul de *convertor matriceal* denumire care s-a impus în continuare pentru convertoarele de curent alternativ cu legătură directă, care au topologia circuitului de putere prezentată în figura 2.3.

Lucrările apărute ulterior au tratat diverse aspecte teoretice ale funcționării convertoarelor matriceale. Astfel s-au prezentat noi variante ale modulației vectorului spațial prin care să se reducă numărul de comutații [Cas93] [Nie96], algoritmi predictivi de comandă utilizând modulația vectorului spațial, urmărindu-se reducerea pierderilor de comutație prin scăderea frecvenței de comutație [Wie93] [Wie97], sau utilizarea modulației PWM bidimensionale [Wal94] [Wal98], s-a încercat găsirea algoritmilor de comandă optimali pentru cazul generalizat al convertoarelor matriceale cu "n" intrări și "m" ieșiri [Ten92], s-a arătat că modulația PWM cu eșantionare uniformă și modulația vectorului spațial sunt de fapt cazuri particulare ale teoriei elaborate de Venturini [Hol92A]. În [Kwo93] s-a analizat funcționarea unui convertor matriceal care este alimentat cu o sursă de curent, caz în care convertorul matriceal poate fi utilizat ca și transformator ridicător, având câștig supraunitar. Pentru a se obține un câștig nelimitat de tensiune în [Roy96] se propune o nouă topologie numită convertor de frecvență semidirect, care însă utilizează inductanțe în circuitul de putere.

Deoarece toate referințele bibliografice prezentate anterior considerau în general că sursa de alimentare este un sistem trifazat simetric, alți cercetători au optimizat algoritmul de comandă bazat pe modulația vectorului spațial în condițiile funcționării convertoarelor matriceale cu surse de alimentare și sarcini nesimetrice [Cas94] [Cas95] [Cas95P] [Cas96] [Nie96] [Nie96E] [Cas98] [Cas98A] [Bla00].

Până la începutul anilor 90' deși au fost prezentate pe larg o multitudine de strategii de comandă, foarte puține lucrări au investigat și implementarea acestor algoritmi prin intermediul unui circuit de comandă [Zio86] [Roy89] [Roy91] [Nef92]. Începând cu anul 1992 s-au prezentat și diferite modalități de implementare practică a algoritmilor de comandă pentru convertoare matriceale utilizând sisteme cu microcontrolere sau procesoare de semnal [Hub92] [Hub92M] [Hub93A] [Hub95] [Zha96] [Zha96A][Sch96].

Altă problemă parțial rezolvată până în prima jumătate a anilor '90, care a împiedicat apariția pe scară largă a convertoarelor matriceale a fost protecția comutatoarelor la scurtcircuit și la



supratensiuni. În [Zio86] și [Nef92] au fost prezentate pe scurt circuite de protecție care însă utilizează un număr sporit de componente de putere. Alt grup de cercetare, [Nie97] [Nie99] a propus câteva circuite de protecție superioare din punct de vedere economic, care utilizează și unele diode care intră în componența comutatoarelor bidirecționale de putere. Alte grupuri de cercetare au urmărit perfecționarea comutației secvențiale [Whe93] [Emp98] [Emp98B] [Emp98I] [You99] a comutatoarelor de putere necesară din cauza timpilor de comutație caracteristici tranzistoarelor și diodelor de putere, introducându-se și termenul de comutație inteligentă [Emp98I]. În [Ber96] se prezintă utilizarea unor comutatoare bidirecționale implementate cu tranzistoare de tipul NPT-IGBT astfel minimizându-se numărul de componente necesare și pierderile de putere în convertor. În [Vil95] se prezintă implementarea comutației soft pentru convertoare matriceale la trecerile prin zero ale tensiunii, variantă care deși nu prezintă pierderi prin comutație și poate fi utilizată la frecvențe de comutație mari, nu este în prezent o variantă economică din cauza utilizării unui număr mare de componente suplimentare.

Publicații referitoare la aplicațiile practice ale convertoarelor matriceale au apărut în general după anul 1995. Principala aplicație a convertoarelor matriceale este în acționarea motoarelor asincrone, însă foarte puține publicații [Kaz95] [Mat96] [Mat96M] [Sun96] au tratat problemele asociate întregului sistem de acționare în care este integrat convertorul matriceal. În ultimul timp au fost prezentate și alte aplicații ale convertoarelor matriceale, ca acționarea unui generator eolian [Zha98], acționarea unui motor sincron cu magnet permanent [Boc98], sau acționarea unei turbine cu gaz [Vic96].

Deoarece în ultimii ani au fost impuse anumite standarde de compatibilitate electromagnetică, care limitează nivelul armonicilor din spectrul curentului de intrare pentru echipamentele de putere foarte importantă este proiectarea filtrului de la intrarea convertoarelor matriceale. Filtrul de intrare este tratat în câteva lucrări [Nef92] [Whe97] [Cas97] dar fără a se investiga calitatea curentului de intrare în raport cu standardele actuale de compatibilitate electromagnetică.

Un număr foarte redus de publicații referitoare la prezentarea unor soluții practice de implementare a convertoarelor matriceale în domeniul industrial au apărut doar relativ recent [Hor98] [Klu00A] [Klu00N] [Klu00S]. În aceste publicații s-au prezentat soluții pentru reducerea numărului de surse de alimentare izolate necesare pentru comanda comutatoarelor de putere sau pentru reducerea dimensiunilor filtrului de intrare, fără a afecta semnificativ parametrii spectrali ai curentului de intrare. De asemenea s-au propus soluții și pentru problema căderilor de tensiune de scurtă durată care pot să apară în rețeaua de alimentare, acestea afectând funcționarea corectă a sarcinii care este conectată galvanic la rețeaua de alimentare, prin intermediul convertorului matriceal. În [Hor98] [Klu00A] s-a prezentat realizarea unui modul compact destinat acționărilor cu mașini asincrone, care este integrat cu motorul de curent alternativ.

Din cele prezentate anterior se observă că numărul articolelor apărute în revistele de specialitate sau prezentate la diverse simpozioane din domeniul electronicii de putere și care fac referire directă la convertoarele matriceale este destul de redus față de alte categorii de convertoare de frecvență. De asemenea în principalele manuale de electronică de putere în capitolele aferente conversiei energiei convertoarele matriceale sunt tratate sumar. În articolele de sinteză în care se prezintă în general progresele realizate în electronica de putere [Lip88] [Bos92] [Bho93], convertoarele matriceale sunt prezentate ca o alternativă, care nu este încă foarte bine cunoscută, la convertoarele de frecvență utilizate în prezent în industrie.

Din cele prezentate se desprinde concluzia că abordarea convertoarelor matriceale în cadrul acestei teze este pe deplin justificată, deoarece se pare că acestea vor deveni convertoarele viitorului în conversia energiei cu randament ridicat, în prezent convertoarele matriceale fiind încă în stadiul cercetării de laborator până când se vor rezolva toate aspectele necesare implementării pe scară largă în industrie.

## 2.3 CONCLUZII

Deși în prezent piața convertoarelor de putere de curent alternativ este dominată de convertoarele PWM cu legătură de curent continuu, acestea nu îndeplinesc o mare parte a cerințelor impuse unui convertor ideal. Principalul dezavantaj este existența unui circuit intermediar de curent continuu între redresor și inverter, realizat prin intermediul unor componente reactive pasive (condensatoare și bobine de putere). Aceste componente pasive au un volum mare, au o fiabilitate redusă și datorită pierderilor de energie în acestea randamentul convertorului este limitat. Stocarea intermediară a energiei prezintă și dezavantajul că distruge toată informația despre formele de undă de la intrare astfel că obținerea unui factor de putere unitar la intrare și un flux bidirecțional de energie sunt dificil de implementat fără alte circuite de putere suplimentare. Deoarece se constată că prețul dispozitivelor semiconductoare de putere este în continuă scădere, performanțele acestora fiind în creștere, în timp ce prețul componentelor pasive de putere rămâne constant, soluția care se impune este realizarea unor convertoare care să elimine componentele pasive de putere. Această cerință este îndeplinită practic doar de convertoarele de curent alternativ cu legătură directă. Dintre acestea, convertoarele matriceale sunt cele a căror funcționare se apropie cel mai mult de funcționarea unui convertor de curent alternativ ideal. Componentele pasive din structura filtrului necesar la intrarea convertoarelor matriceale au valori mult mai reduse decât componentele pasive ale circuitului de stocare a energiei din structura convertoarelor de tip redresor-inverter. Astfel pentru o frecvență de comutație de 20kHz, capacitățile necesare sunt de aproximativ  $2\mu\text{F}/\text{kVA}$  față de  $300\text{-}600\mu\text{F}/\text{kVA}$  normal utilizate în sistemele de tip redresor-inverter [Ven89]. Astfel componentele pasive de putere din componența convertorului matriceal sunt neesențiale din punct de vedere al volumului și al prețului. În general, la aceeași putere, volumul unui convertor matriceal este de aproximativ cinci ori mai redus decât volumul unui convertor de tip redresor-inverter, realizându-se astfel o densitate de integrare a circuitului de putere de aproximativ  $5\text{kW}/\text{kg}$  [Roy89]. Complexitatea mai ridicată a algoritmilor de comandă necesari convertoarelor matriceale, nu mai poate fi considerată un dezavantaj, pentru că în prezent sunt disponibile microcontrolere și procesoare de semnal cu performanțe foarte ridicate la prețuri mici, care se pot utiliza pentru implementarea în timp real a acestor algoritmi de comandă. Astfel de unități digitale performante de control se comercializează la prețuri cuprinse între 5-30\$ [Val98]. Câteva exemple de astfel de microcontrolere sau procesoare de semnal, care pot fi utilizate pentru implementarea algoritmilor de comandă pentru convertoare matriceale, de complexitate relativ ridicată sunt cele de tipul TMS320C240 (Texas Instruments), 86XC196MH (Intel), MC68HC16Y1 (Motorola) sau SAB 167 (Siemens) [Bos97] [Val98].

Pentru că cea mai importantă cerință pentru echipamentele electronice de putere este un randament cât mai ridicat și pentru că în viitor normele și standardele de calitate impuse curentului de intrare pentru echipamentele electronice de putere conectate la rețeaua de alimentare vor fi tot mai restrictive, în condițiile dezvoltării rapide a componentelor semiconductoare, convertoarele matriceale constituie o alternativă de viitor pentru convertoarele de curent alternativ existente pe piață la ora actuală.

### 3. ANALIZA TEORETICĂ GENERALIZATĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE

Scopul principal al acestui capitol este elaborarea unei teorii unitare, având în același timp și un caracter general, care să permită înțelegerea funcționării relativ complexe a convertoarelor matriceale, care în prezent sunt relativ puțin cunoscute în domeniul industrial al electronicii de putere. În cadrul acestei analize, care reprezintă o contribuție proprie a autorului, se remarcă și caracterul de originalitate al prezentării sub formă tabelară a tuturor asocierilor posibile dintre stările unui convertor cu legătură de curent continuu și stările permise ale unui convertor matriceal trifazat. Această asociere permite aplicarea unor algoritmi de comandă deja cunoscuți pentru convertoarele cu legătură de curent continuu pentru controlul convertoarelor matriceale. De asemenea și introducerea factorului de pierderi prin comutație și a factorului de calitate pentru convertoare matriceale, în subcapitolul dedicat stabilirii principalelor criterii de comparație între diferite metode de comandă, reprezintă contribuții ale autorului la dezvoltarea teoriei convertoarelor matriceale. În acest capitol se vor introduce și noțiunile de funcții de transfer și funcții de comutație, care vor fi utilizate și în capitolele următoare, prezentându-se și notațiile care vor fi utilizate în continuare în această teză.

#### 3.1 CARACTERISTICI FUNCȚIONALE GENERALE ALE CONVERTOARELOR MATRICEALE

Termenul de convertor de frecvență, nu descrie în totalitate caracteristicile funcționale ale convertoarelor matriceale. Pe lângă posibilitatea de a furniza o frecvență variabilă continuu la ieșire, în raport cu frecvența de intrare, convertoarele matriceale au de asemenea capacitatea de a furniza o tensiune cu amplitudinea reglabilă continuu și în funcție de algoritmul de comandă, există și posibilitatea controlului unghiului de defazaj dintre curentul și tensiunea de intrare, independent de caracterul sarcinii. O altă caracteristică importantă a convertoarelor matriceale este că circulația fluxului de energie prin convertor este bidirecțională, deci pot funcționa în patru cadrane.

Un convertor matriceal ideal, pentru care tensiunile și curenții de intrare și de ieșire sunt mărimi pur sinusoidale, și pentru care nu există pierderi de putere în comutatoare, timpii de comutație fiind nuli, poate fi privit ca un transformator generalizat, care are capacitatea de transformare independentă a frecvenței și amplitudinii tensiunii alternative de la intrare la ieșire și unghiul de defazaj corespunzător sarcinii este transformat în diferite unghiuri de defazaj la intrare. Deoarece un convertor matriceal ideal nu are pierderi, puterile active de intrare și de ieșire trebuie să fie egale.

În figura 3.1 este prezentată schema bloc simplificată pentru un convertor matriceal ideal. Funcționarea acestuia este prezentată în tabelul 3.1. La ieșire, considerându-l în raport cu sursa de

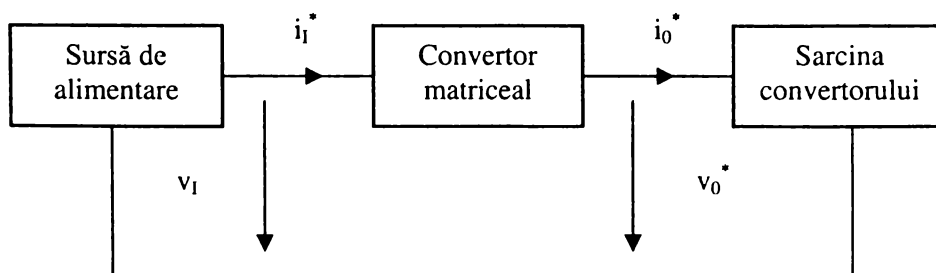


Figura 3.1. Schema bloc simplificată a unui convertor matriceal ideal

intrare, convertorul poate fi privit ca o “cutie neagră”, a cărei tensiune de ieșire  $v_0$ , cu frecvența  $f_0$ , și valoare efectivă  $V_0$  alimentează sarcina caracterizată de impedanța  $Z_0$  care introduce un defazaj  $\varphi_0$  între tensiunea și curentul de ieșire. La intrare, convertorul matriceal ideal, poate fi văzut ca o “impedanță”  $Z_1$  conectată la sursa de alimentare, cu o componentă a puterii active de intrare, egală cu cea a sarcinii. Defazajul  $\varphi_1$  introdus între tensiunea de intrare  $v_1$  și curentul de intrare  $i_1^*$  poate fi reglabil în anumite limite.

Tabelul 3.1 Funcționarea convertorului matriceal ideal

	Intrare	Ieșire
Excitație	$v_1 = \sqrt{2} V_1 \cos(\omega_1 t)$	$v_0^* = \sqrt{2} V_0 \cos(\omega_0 t)$
Răspuns	$i_1^* = \sqrt{2} I_1 \cos(\omega_1 t - \varphi_1)$	$i_0^* = \sqrt{2} I_0 \cos(\omega_0 t - \varphi_0)$
Mărimi date	$V_1, \omega_1$	$Z_0, \varphi_0$
Mărimi controlabile	$Z_1, \varphi_1$	$V_0, \omega_0$
Restricție	$V_1 I_1 \cos \varphi_1 = V_0 I_0 \cos \varphi_0$	

Din tabelul 3.1 se observă că *din punct de vedere funcțional un convertor matriceal este un sintetizator de undă*. Forma de undă a tensiunii de ieșire reale  $v_0$ , având fundamentala de valoare efectivă  $V_0$  și frecvență  $f_0$ , este construită dintr-o secvență de segmente ale tensiunilor de intrare. Forma curentului de intrare rezultat este produsă din segmente ale curentului de ieșire. Construcția tensiunii de ieșire este realizată prin intermediul unei matrice de comutatoare statice bidirecționale, aceasta furnizând o matrice de conexiuni între intrări și ieșiri. Fiecare comutator bidirecțional, numit așa pentru că permite circulația curentului în orice direcție în starea “închis” și blochează tensiunea de orice polaritate în starea “deschis” deci poate fi “închis” sau “deschis” în orice moment, indiferent de sensul curentului sau de polaritatea tensiunii din circuit. *O caracteristică remarcabilă a convertoarelor matriceale este faptul că parametrii tensiunii de ieșire, valoare efectivă și frecvență pot fi reglați independent de controlul factorului de putere la intrare*. Pentru analiza generalizată a convertoarelor matriceale, se vor considera comutatoare de putere ideale, care nu prezintă cădere de tensiune în starea “închis” și nu permit circulația curentului în starea “deschis”. Practic în funcție de dispozitivele semiconductoare utilizate pentru implementarea comutatoarelor bidirecționale de putere, există anumite pierderi de putere în conducție și pierderi de comutație. Se va considera că impedanța sursei de alimentare este neglijabilă, ieșirile convertorului matriceal fiind astfel decuplate între ele, și controlabile independent.

Tensiunile de ieșire ce corespund anumitor stări ale comutatoarelor, sunt independente de curentul de ieșire și reprezintă doar rezultatul unor combinații liniare ale tensiunilor de intrare. Alegerea segmentelor corespunzătoare ale tensiunilor de intrare  $v_1$  se face pentru anumite tipuri de algoritmi de comandă cu o frecvență de eșantionare  $f_s$  mult mai mare decât frecvența de intrare  $f_1$  și frecvența de ieșire  $f_0$ , astfel încât într-o perioadă de eșantionare  $T_s = 1/f_s$ , valoarea medie a tensiunii de ieșire reală să fie egală cu valoarea tensiunii de ieșire prescrisă  $v_0^*$ . În aceste condiții forma de undă generată prin intermediul convertorului matriceal prezintă același spectru de joasă frecvență ca și spectrul forme de undă prescrise [Ven80], [Ven89]. Pentru alte tehnici de comandă este selectată acea tensiune de intrare care aproximează cel mai bine valoarea instantanee a tensiunii de ieșire dorită la un moment dat [Gyu76] [Zio86] sau se alege acea tensiune de intrare pentru care curentul de ieșire aproximează, la un moment dat, între anumite limite forma dorită a curentului de sarcină [Wie93] [Wie97]. Practic, pentru orice algoritm de comandă, convertorul matriceal ideal, mai trebuie completat cu filtre de intrare și de ieșire pentru a se atenua componentele de înaltă frecvență ale curentului de intrare și ale tensiunii de ieșire. Dacă se utilizează convertorul matriceal pentru acționarea mașinilor de curent alternativ, filtrul de ieșire nu mai este necesar. Utilizând aceeași matrice de comutatoare, prezentată în figura 2.3, în funcție de algoritmul de comandă al acestora, caracteristicile spectrale ale formelor de undă și limitele de reglare ale defazajului dintre curent și tensiune la intrarea convertorului sunt diferite.

### 3.2 REPREZENTAREA MATEMATICĂ GENERALIZATĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE

În general, un convertor matriceal este compus din două circuite principale, circuitul de putere și circuitul de comandă. Circuitul de putere asigură legătura directă dintre intrări și ieșiri, funcțiile de transfer dintre intrări și ieșiri fiind determinate de către circuitul de comandă. În figura 3.2 se prezintă simbolic un convertor matriceal cu “n” intrări și “m” ieșiri.

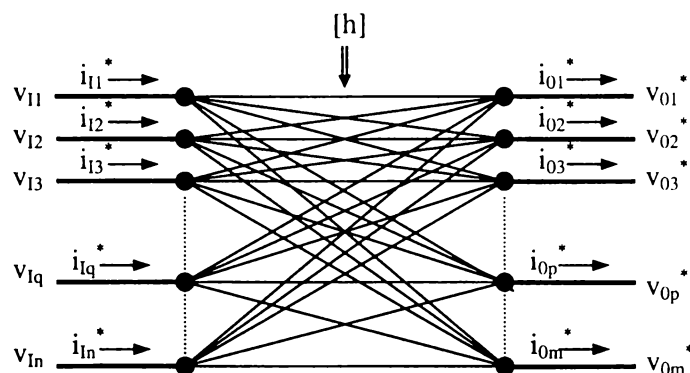


Figura 3.2 Reprezentarea simbolică a unui convertor matriceal ideal cu 'n' intrări și 'm' ieșiri

Astfel, combinând “n” tensiuni de intrare, cu frecvența fixă  $f_1$  și valoarea efectivă fixă  $V_1$ , prin intermediul convertorului matriceal se pot obține “m” tensiuni de ieșire, cu frecvența  $f_0$ , și valoarea efectivă  $V_0$ , care sunt mărimi ce pot fi reglate independent, dacă în circuitul de putere există un număr de “m×n” legături între intrări și ieșiri.

Tensiunea  $v_{Op}^*$  sintetizată la terminalul de ieșire “p”, poate fi descrisă matematic prin intermediul relației (3.1):

$$v_{Op}^* = h_{p1}(t)v_{I1}(t) + h_{p2}(t)v_{I2}(t) + \dots + h_{pq}(t)v_{Iq}(t) + \dots + h_{pn}(t)v_{In}(t) \quad (3.1)$$

Coficienții tensiunilor de intrare din ecuația (3.1) se numesc *funcții de transfer* ale convertorului matriceal. Ecuația (3.1) exprimă faptul că tensiunea de ieșire  $v_{Op}^*$  poate fi sintetizată din combinații lineare ale tensiunilor de intrare, prin intermediul anumitor funcții de transfer [Gyu76] [Ven80]. Astfel toate tensiunile de ieșire  $v_{O1}^* \dots v_{Om}^*$  pot fi exprimate similar în funcție de tensiunile de intrare și de funcțiile de transfer corespunzătoare. Un convertor matriceal având “n” intrări și “m” ieșiri poate fi caracterizat de un set de ecuații matriceale, astfel:

$$\begin{bmatrix} v_{O1}^*(t) \\ v_{O2}^*(t) \\ \vdots \\ v_{Op}^*(t) \\ \vdots \\ v_{Om}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t)h_{12}(t)\dots h_{1q}(t)\dots h_{1n}(t) \\ h_{21}(t)h_{22}(t)\dots h_{2q}(t)\dots h_{2n}(t) \\ \vdots \\ h_{p1}(t)h_{p2}(t)\dots h_{pq}(t)\dots h_{pn}(t) \\ \vdots \\ h_{m1}(t)h_{m2}(t)\dots h_{mq}(t)\dots h_{mn}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{I1}(t) \\ v_{I2}(t) \\ \vdots \\ v_{Iq}(t) \\ \vdots \\ v_{In}(t) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

sau

$$[v_0^*] = [h] \cdot [v_i] \quad (3.3)$$

Matricea  $[h]$ , având "m" linii și "n" coloane se numește matrice de transfer și definește relația de legătură dintre tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire sintetizate  $v_{01}^* \dots v_{0m}^*$ , care în cazul convertorului matriceal ideal sunt egale cu tensiunile prescrise de către utilizator.

În general, tensiunile de intrare sunt funcții sinusoidale în timp, formând un sistem de tensiuni polifazate simetrice, având valoarea efectivă comună  $V_1$  și frecvența  $f_1$ . Considerând că parametrii sursei de la intrare sunt cunoscuți ( $V_1, f_1, n$ ), forma de undă a tensiunii sintetizate la ieșire este complet determinată prin matricea  $[h]$ . În principiu, forma de undă a tensiunii de ieșire poate urmări orice funcție prescrisă. În aplicațiile practice convertoarele matriceale sunt necesare pentru a sintetiza tensiuni de ieșire sinusoidale cu frecvența și amplitudinea prescrise. În general cele "m" tensiuni de ieșire trebuie să fie defazate simetric, având valoarea efectivă comună  $V_0$  și frecvența  $f_0$ . Fiind cunoscute matricele  $[v_0^*]$  și  $[v_i]$  pentru comanda convertorului matriceal trebuie determinată o matrice de transfer  $[h]$ , care să satisfacă ecuația (3.3). Soluția acestei ecuații nu este în general unică. În alegerea unei matrice de transfer, are o importanță deosebită și forma curentului de intrare al convertorului. Un parametru important pentru orice convertor de putere este defazajul dorit  $\varphi_1$  dintre curentul de intrare și tensiunea de intrare corespunzătoare unei faze de alimentare. Aplicând tensiunile de ieșire sintetizate de către convertorul matriceal unei sarcini, curenții de ieșire vor genera un anumit curent de intrare în funcție de combinația lineară a tensiunilor de intrare prin care sunt sintetizate tensiunile de ieșire la un moment dat [Gyu76]. Astfel curentul de intrare corespunzător terminalului "q" poate fi exprimat prin relația:

$$i_{1q}^* = h_{1q}(t)i_{01}^*(t) + h_{2q}(t)i_{02}^*(t) + \dots + h_{pq}(t)i_{0p}^*(t) + \dots + h_{mq}(t)i_{0m}^*(t) \quad (3.4)$$

Ecuația (3.1) exprimă faptul că un curent de intrare  $i_{1q}^*$  poate fi sintetizat din combinații lineare ale curenților de ieșire, prin intermediul anumitor funcții de transfer [Gyu76] [Ven80]. Astfel toți curenții de intrare  $i_{11}^* \dots i_{1n}^*$  pot fi exprimați similar în funcție de curenții de ieșire și de transpusa matricei de transfer  $[h]^T$ :

$$\begin{bmatrix} i_{11}^*(t) \\ i_{12}^*(t) \\ \vdots \\ i_{1q}^*(t) \\ \vdots \\ i_{1n}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t)h_{21}(t)\dots h_{p1}(t)\dots h_{m1}(t) \\ h_{12}(t)h_{22}(t)\dots h_{p2}(t)\dots h_{m2}(t) \\ \vdots \\ h_{1q}(t)h_{2q}(t)\dots h_{pq}(t)\dots h_{mq}(t) \\ \vdots \\ h_{1n}(t)h_{2n}(t)\dots h_{pn}(t)\dots h_{mn}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{01}^*(t) \\ i_{02}^*(t) \\ \vdots \\ i_{0p}^*(t) \\ \vdots \\ i_{0m}^*(t) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

sau

$$[i_i^*] = [h]^T \cdot [i_0^*] \quad (3.6)$$

În consecință, fiecare element din matricea  $[h]$  este o funcție dependentă de timp, de frecvențele și de valorile efective ale tensiunilor de intrare/ieșire și de unghiul de defazaj dorit între curentul de intrare și tensiunea de intrare.

$$h_{pq} = h_{pq}(f_1, f_0, V_1, V_0, \varphi_1, t) \quad (3.7)$$

Deoarece  $v_{1q}$  și  $v_{0p}^*$  sunt funcții continue în timp, și funcția de transfer  $h_{pq}(t)$  va fi, evident, tot o funcție continuă în timp. Rezultă că dispozitivele semiconductoare de putere care realizează funcția de transfer dintre intrare și ieșire ar trebui să funcționeze în zona lineară a caracteristicilor intrare/ieșire. Acest mod de lucru este inacceptabil în electronica de putere, din cauza randamentului scăzut, preferându-se funcționarea circuitelor în regim de comutație. Astfel elementele din matricea de transfer dintre intrările și ieșirile unui convertor matriceal sunt comutatoare statice de putere. Un comutator static ideal este caracterizat printr-o *funcție de comutație*  $S$ , a cărei valoare este "1" când comutatorul este "închis" și "0", când comutatorul este "deschis". Se observă că funcția  $S$  nu este o funcție continuă în timp fiind o funcție caracterizată de două stări distincte. Comutatoarele fiind ideale nu există timpi de tranziție la comutația între cele două stări caracteristice ale funcției  $S$ . Dacă se consideră că sursa de la intrarea comutatorului este o caracterizată de o impedanță scăzută, atunci pot fi utilizate comutatoare de tensiune [Ven80]. Schema de conectare a unui comutator electronic de tensiune, alimentat de la o sursă cu impedanța neglijabilă este prezentată în figura 3.3a. În funcție de portul care este considerat intrarea și portul care este considerat ieșirea comutatorului acesta este modelat de următoarele relații:

$$\begin{aligned} v_o &= S \cdot v_i \\ i_i &= S \cdot i_o \end{aligned} \quad (3.8)$$

În continuare se consideră că tensiunea de ieșire este generată cu ajutorul unui sistem polifazat de tensiuni de intrare. În acest caz este posibilă conectarea în serie a mai multor comutatoare elementare ca și în figura 3.3.b. Dacă cele "n" comutatoare funcționează astfel încât:

$$\sum_{q=1}^n S_q(t) = 1 \quad (3.9)$$

atunci la un moment dat poate fi închis un singur comutator dintre cele "n" comutatoare ceea ce înseamnă că sursele de intrare nu vor fi scurtcircuitate între ele dacă nu există timpi de tranziție între cele două stări ale comutatorului. În acest caz conexiunile prezentate în figura 3.3.b pot fi simplificate ca și în figura 3.3c. Conexiunea simplificată este importantă, deoarece prin conectarea în paralel a mai multor convertoare cu intrare polifazată și o singură ieșire se poate obține un convertor cu intrare de tensiune polifazată și ieșire de curent polifazată, cu un număr minim de componente. Pentru conexiunea serie a "n" comutatoare de tensiune elementare, tensiunea de ieșire este dată de relația:

$$v_o(t) = \sum_{q=1}^n S_q(t) \cdot v_{1q} \quad (3.10)$$

Relația (3.10) arată că această conexiune permite însumarea ponderată a intrărilor pe lângă transferul elementar dintre intrare și ieșire. Astfel, matricea  $[h]$  a funcțiilor de transfer având "m" linii și "n" coloane poate fi înlocuită cu o matrice de comutație  $[S]$  care are tot "m" linii și "n" coloane. Deci un convertor matriceal cu "n" intrări și "m" ieșiri realizat cu comutatoare statice ideale poate fi caracterizat de următorul set de ecuații matriceale:

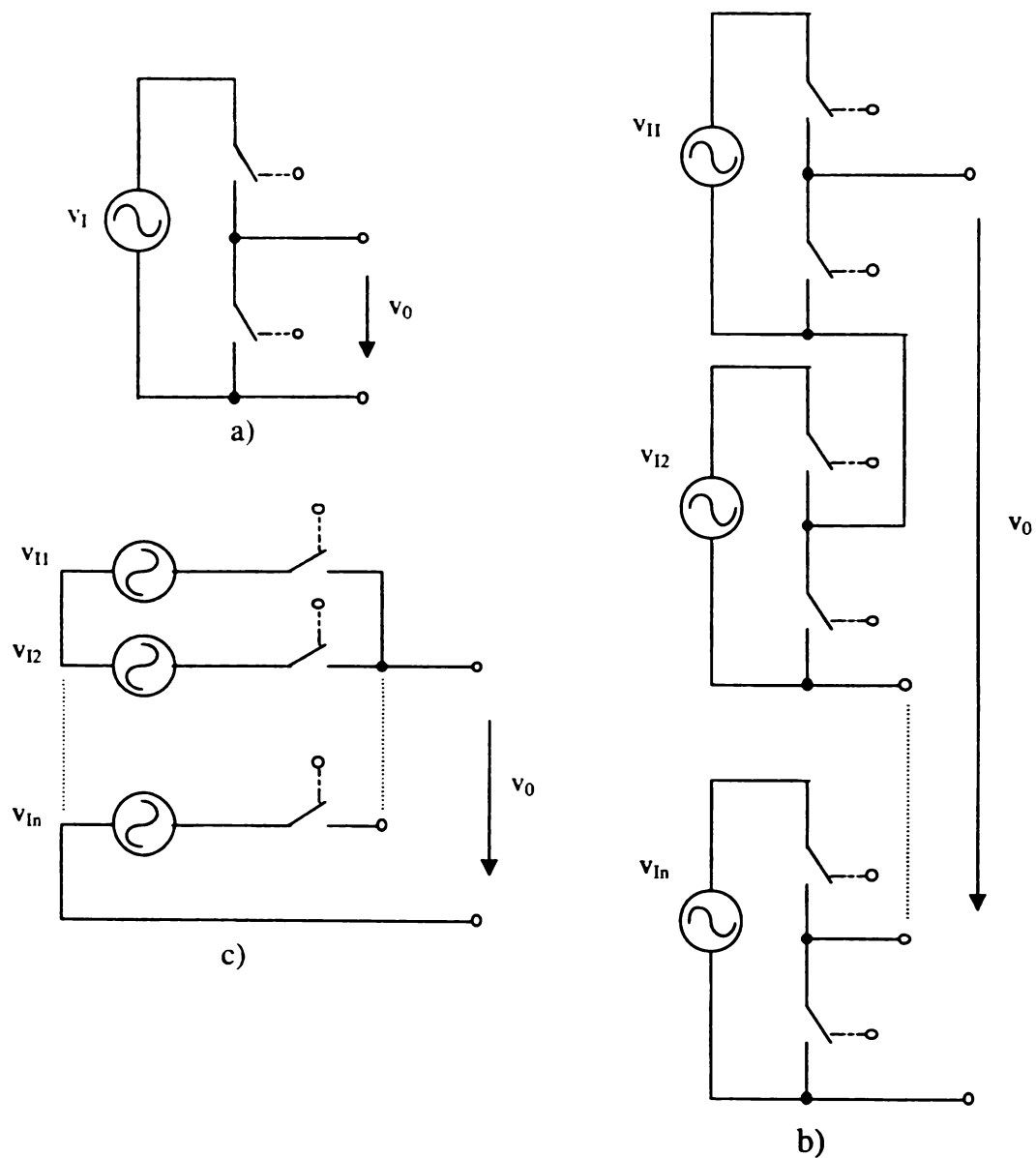


Figura 3.3 Conectarea comutatoarelor ideale de tensiune

$$\begin{bmatrix} v_{01}(t) \\ v_{02}(t) \\ \vdots \\ v_{0p}(t) \\ \vdots \\ v_{0m}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(t)S_{12}(t)\dots S_{1q}(t)\dots S_{1n}(t) \\ S_{21}(t)S_{22}(t)\dots S_{2q}(t)\dots S_{2n}(t) \\ \vdots \\ S_{p1}(t)S_{p2}(t)\dots S_{pq}(t)\dots S_{pn}(t) \\ \vdots \\ S_{m1}(t)S_{m2}(t)\dots S_{mq}(t)\dots S_{mn}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{11}(t) \\ v_{12}(t) \\ \vdots \\ v_{1q}(t) \\ \vdots \\ v_{1n}(t) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

sau

$$[v_0] = [S] \cdot [v_1] \quad (3.12)$$



Relația (3.9) aplicată unui convertor matriceal cu “n” intrări și “m” ieșiri devine:

$$\sum_{q=1}^n S_{pq}(t) = 1 \quad \text{unde } p = 1, 2, \dots, m \quad (3.13)$$

Relația (3.13) exprimă o restricție impusă funcțiilor de comutație.

În [Ven80] se demonstrează că și asupra funcțiilor de transfer este necesar să se impună o restricție conform relațiilor (3.14) și (3.15).

$$\sum_{q=1}^n h_{pq}(t) = 1 \quad \text{unde } p = 1, 2, \dots, m \quad (3.14)$$

$$0 \leq h_{pq} \leq 1 \quad \text{unde } p = 1, 2, \dots, m \text{ și } q = 1, 2, \dots, n \quad (3.15)$$

Restricțiile (3.13)-(3.15) arată că la un moment dat poate fi închis numai unul dintre comutatoarele corespunzătoare unei faze de ieșire și intervalul de timp în care acesta este închis trebuie să fie mai mare decât zero și mai mic decât perioada de comutație. Aceste restricții sunt necesare pentru a evita scurtcircuitarea surselor de intrare și pentru a se asigura în orice moment o cale de curent pentru curentul de ieșire.

Elementele din matricea de comutație sunt funcții dependente de timp, de frecvențele și de amplitudinile tensiunilor de intrare/ieșire și de unghiul de defazaj dorit între curentul de intrare și tensiunea de intrare.

$$S_{pq} = S_{pq}(f_1, f_0, V_1, V_0, t, \varphi_1) \quad (3.16)$$

Deoarece, prin definiție, funcțiile de comutație pot avea amplitudinea unitară sau zero, relația (3.16) implică faptul că numai prin modulația parametrilor temporali ai impulsului  $S_{pq}$  adică factor de umplere, poziție, perioadă se furnizează mijlocul prin care relația (3.11) poate fi satisfăcută pentru amplitudinile și frecvențele tensiunilor de alimentare date și pentru amplitudinile și frecvențele tensiunilor de ieșire dorite. Astfel, *funcțiile de transfer  $h_{pq}$  pot fi considerate ca și funcții modulatorie pentru funcțiile de comutație  $S_{pq}$* . Deoarece funcțiile  $S_{pq}$  sunt impulsuri rectangulare, acestea vor conține și un anumit spectru de armonici, care evident se va transmite prin intermediul comutatoarelor la ieșire. La terminalul de ieșire “p” se va obține tensiunea:

$$v_{0p}(t) = S_{p1}(t)v_{11}(t) + S_{p2}(t)v_{12}(t) + \dots + S_{pq}(t)v_{1q}(t) + \dots + S_{pn}(t)v_{1n}(t) \quad (3.17)$$

Deoarece conform relației (3.17) tensiunea de ieșire este alcătuită din segmente succesive ale tensiunilor de intrare, frecvențele componentelor armonice generate vor fi combinații lineare ale frecvenței de intrare, frecvenței de ieșire și frecvenței de comutație.

*În general se urmărește ca tensiunea de ieșire generată să fie compusă din tensiunea ideală  $v_0^*$ , sintetizată prin intermediul funcțiilor de transfer, care să reprezinte componenta fundamentală a tensiunii generate  $v_0$ , peste care se suprapun armonicele  $v_{0hk}$  ( $k \geq 2$ ), cu frecvențe și valori efective diferite. Obiectivul general în sinteza algoritmilor de comandă pentru convertoare matriceale este minimizarea valorilor efective  $V_{0hk}$  și maximizarea frecvențelor  $f_{0hk}$  în condițiile impuse pentru frecvența prescrisă  $f_0$  și valoarea efectivă prescrisă  $V_0$  pentru tensiunile de ieșire.*

Pentru o anumită funcție de transfer, componenta utilă, adică fundamentală tensiunii de ieșire nu este determinată de o funcție de comutație unică. Diferite tipuri de funcții de comutație pot genera tensiuni având componente utile identice, dar cu caracteristici spectrale diferite. Matricea

funcțiilor de comutație determină de asemenea și numărul de comutații necesare în unitatea de timp, deci pierderile de comutație pentru comutatoarele implementate cu dispozitive semiconductoare sunt dependente și de matricea de comutație [S]. Din aceste motive este important să se determine o matrice de comutație optimă, în funcție de specificul aplicației.

În funcție de matricea de comutație [S] tensiunile de ieșire sunt compuse din anumite segmente ale tensiunilor de intrare. Pe timpul unui astfel de segment, de exemplu “p”, un comutator din matricea fazei “p” este închis și sarcina corespunzătoare este conectată la una dintre fazele de intrare, de exemplu faza “q”. Astfel, în acest timp, curentul total al fazei “p” de ieșire este de fapt curentul care circulă prin faza de intrare “q”. Pe timpul următorului segment, terminalul “p” este conectat la faza de intrare “q+1”, curentul total al ieșirii “p” fiind de fapt curentul care circulă prin faza de intrare “q-1”. În acest mod curentul de ieșire  $i_{0p}$  este transferat între fazele de intrare “q” și “q+1”. Similar, în timpul următoarelor segmente, terminalul “p”, este conectat succesiv la fazele de intrare “q+2”, “q+3”, ... și după “n” pași, ieșirea “p” este reconectată la intrarea “q” și funcționarea se repetă. Datorită acestui mod de funcționare, curentul care circulă de la fiecare fază a sursei spre o singură ieșire este compus în general din segmente neuniforme ale curentului de ieșire, separate de intervale de curent nul. Curentul de intrare  $i_i$  este compus în general din suma segmentelor nesincronizate ale curentului de ieșire  $i_0$ .

În analiza matematică a curentului de intrare în general se consideră că sarcina are un caracter predominant inductiv [Gyu76] [Ven89] [Hub95]. Din acest motiv, se presupune că forma curentului de ieșire pentru convertorul matriceal este sinusoidală,  $i_0 \approx i_0^*$ , valoarea efectivă a componentelor armonice fiind neglijabilă. Curentul este defazat față de tensiunea  $v_0^*$  cu unghiul de defazaj  $\varphi_0$  al sarcinii la frecvența  $f_0$ . Această aproximare este suficient de bună în condițiile reale de funcționare ale convertoarelor matriceale, făcând posibilă o analiză relativ simplă a efectului convertorului matriceal asupra sursei de alimentare [Gyu76].

Setul de curenți de intrare ai convertorului matriceal poate fi exprimat în funcție de setul de curenți de ieșire prin transpusa matricei de comutație [S].

$$\begin{bmatrix} i_{11}(t) \\ i_{12}(t) \\ \vdots \\ i_{1q}(t) \\ \vdots \\ i_{1n}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(t)S_{21}(t)\dots S_{p1}(t)\dots S_{m1}(t) \\ S_{12}(t)S_{22}(t)\dots S_{p2}(t)\dots S_{m2}(t) \\ \vdots \\ S_{1q}(t)S_{2q}(t)\dots S_{pq}(t)\dots S_{mq}(t) \\ \vdots \\ S_{1n}(t)S_{2n}(t)\dots S_{pn}(t)\dots S_{mn}(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{01}(t) \\ i_{02}(t) \\ \vdots \\ i_{0p}(t) \\ \vdots \\ i_{0m}(t) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

sau

$$[i_i] = [S]^T \cdot [i_0] \quad (3.19)$$

Astfel curentul de la intrarea “q”, este dat de relația:

$$i_{1q}(t) = S_{1q}(t)i_{01}(t) + S_{2q}(t)i_{02}(t) + \dots + S_{pq}(t)i_{0p}(t) + S_{mq}(t)i_{0m}(t) \quad (3.20)$$

Se observă că relațiile (3.17) și (3.20) care exprimă tensiunea de ieșire și curentul de intrare sunt asemănătoare. Deci și curentul de intrare  $i_{1q}$  va fi compus dintr-o componentă fundamentală și diferite componente armonice.

Dacă legătura dintre intrările și ieșirile convertorului matriceal este realizată prin intermediul matricei funcțiilor de transfer  $[h]$ , la intrare se va sintetiza numai o componentă sinusoidală a curentului  $i_{1q}$ . În sinteza unui algoritm de comandă pentru convertoare matriceale se urmărește și generarea unui anumit defazaj  $\varphi_1$  dorit între fundamentala curentului de intrare  $i_{1q}$  și tensiunea de intrare  $v_{1q}$ . Pentru echipamentele de putere, conectate la rețeaua de alimentare, ideal este ca acest defazaj dintre curentul de intrare și tensiunea de intrare să fie nul, adică factorul de putere la intrare să fie unitar. Deoarece prin intermediul funcțiilor de comutație se generează componente armonice, în spectrul de frecvență al curentului de intrare, acestea trebuie filtrate. În general, filtrul de intrare introduce un defazaj suplimentar care este dependent de puterea de lucru a convertorului [Cas93]. Deși prin algoritmul de comandă se poate genera un defazaj  $\varphi_1$  nul, din cauza defazajului introdus de către filtrul de intrare, defazajul dintre tensiunea sursei de alimentare și curentul absorbit de convertorul echipat cu filtru de intrare nu este nul, având o valoare cu atât mai mare cu cât puterile de lucru sunt mai mici decât puterea nominală a convertorului. Din acest motiv prezintă interes dezvoltarea unor algoritmi de comandă care să permită reglarea unghiului de defazaj  $\varphi_1$  între anumite limite, independent de controlul frecvenței și tensiunii de ieșire.

Sinteza optimală a unui algoritm de comandă pentru un convertor matriceal cu "n" intrări și "m" ieșiri presupune determinarea stărilor convertorului matriceal astfel încât să se genereze la ieșiri tensiuni identice cu anumite tensiuni de referință. În același timp se urmărește și minimizarea diferenței dintre curenții de intrare și curenții de referință impuși, pentru a obține un anumit factor de putere la intrare, în condițiile minimizării pierderilor de energie în convertor. Astfel studiul convertoarelor matriceale prin intermediul funcțiilor de transfer  $h_{pq}$ , este util pentru analiza funcționării unui convertor matriceal ideal, linearizat. Cunoscând funcționarea unui astfel de convertor matriceal linearizat se poate studia și funcționarea convertorului în regim de comutație, analizând funcțiile de comutație  $S_{pq}$ , prin care se pot implementa funcțiile de transfer  $h_{pq}$  sintetizate anterior.

### 3.3 CARACTERIZAREA GENERALĂ A CONVERTORULUI MATRICEAL TRIFAZAT

Deoarece principala sursă de alimentare utilizată în aplicațiile industriale este rețeaua de tensiune trifazată, din punct de vedere practic prezintă interes deosebit studiul convertorului matriceal trifazat. Reprezentarea simbolică a convertorului matriceal trifazat ideal este ilustrată în figura 3.4., din care se observă că cele trei tensiuni de ieșire ideale sunt sintetizate prin intermediul a 9 legături cu cele trei tensiuni de intrare.

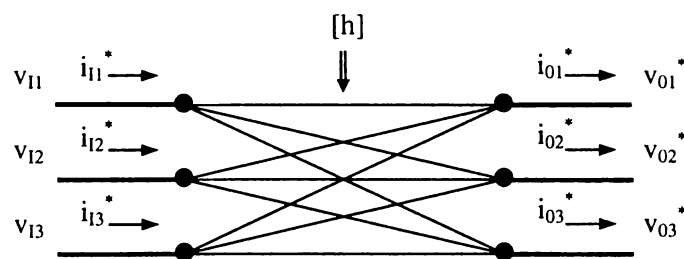


Figura 3.4 Reprezentarea simbolică a unui convertor matriceal ideal trifazat

Sarcina convertorului poate fi conectată ca și în figura 3.5, având același punct de nul ca și tensiunile de intrare. În continuare pentru tensiunile și curenții ce caracterizează convertorul matriceal se vor utiliza notațiile prezentate în figura 3.5.

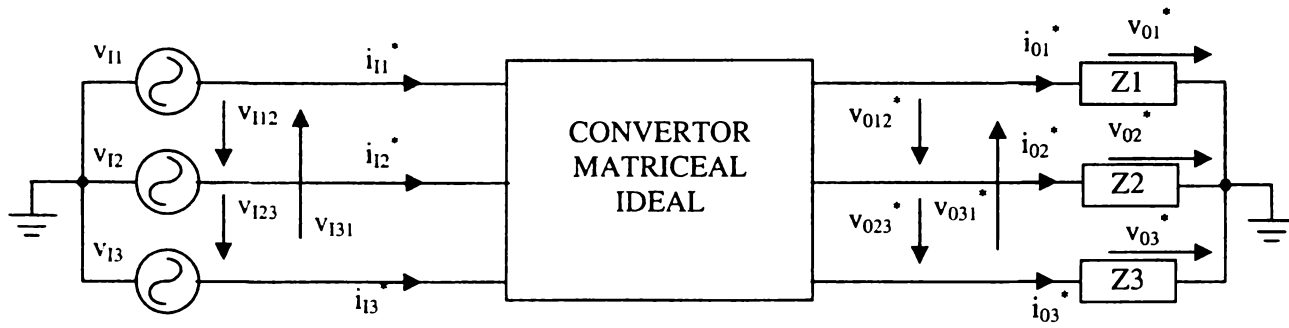


Figura 3.5 Conectarea sarcinii cu punct de nul comun cu cel al tensiunilor de intrare pentru convertorul matriceal trifazat

Pentru convertorul matriceal trifazat ideal, ecuațiile matriceale generale (3.2) și (3.3) care stabilesc relațiile de legătură dintre tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire dorite devin:

$$\begin{bmatrix} v_{01}^* \\ v_{02}^* \\ v_{03}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \\ v_{13} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

sau

$$[v_o^*] = [h_{FF}] [v_i] \quad (3.22)$$

unde

$$[v_o^*] = \begin{bmatrix} v_{01}^* \\ v_{02}^* \\ v_{03}^* \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

este matricea tensiunilor de fază de ieșire prescrise, iar

$$[v_i] = \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \\ v_{13} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

este matricea tensiunilor de fază de intrare și

$$[h_{FF}] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

este matricea de funcțiilor de transfer fază-fază cu punct de nul comun pentru intrări și ieșiri, ale convertorului.

Relațiile matriceale de legătură dintre matricea curenților de ieșire și matricea curenților de intrare ideali, conform relațiilor (3.5) și (3.25) sunt:

$$\begin{bmatrix} i_{11}^* \\ i_{12}^* \\ i_{13}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{01}^* \\ i_{02}^* \\ i_{03}^* \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

sau

$$[i_I^*] = [h_{FF}]^T [i_0^*] \quad (3.27)$$

unde

$$[i_I^*] = \begin{bmatrix} i_{11}^* \\ i_{12}^* \\ i_{13}^* \end{bmatrix} = \sqrt{2}I_1 \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \varphi_1) \\ \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_1\right) \\ \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_1\right) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

este matricea curenților doriți la intrarea convertorului,  $\varphi_1$  reprezentând unghiul de defazaj dorit între curentul și tensiunea corespunzătoare unei faze de intrare și

$$[i_0^*] = \begin{bmatrix} i_{01}^* \\ i_{02}^* \\ i_{03}^* \end{bmatrix} = \sqrt{2}I_0 \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_0\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_0\right) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

este matricea curenților de ieșire,  $\varphi_0$  reprezentând unghiul de defazaj caracteristic sarcinii trifazate simetrice.

Indiferent de tipul funcțiilor de transfer utilizate există anumite limite fizice impuse amplitudinii tensiunilor de ieșire. Pentru a se putea sintetiza la ieșirea convertorului matriceal tensiuni având forma de undă arbitrară, este necesar ca anvelopa tensiunilor de ieșire să fie în orice moment în interiorul limitelor continue ale tensiunilor de intrare [Ven89] [Hol92]. Dacă se dorește sinteza unor tensiuni sinusoidale la ieșire, deoarece frecvența de intrare  $f_1$  este fixă, iar frecvența sintetizată la ieșire  $f_0$  poate avea teoretic orice valoare, tensiunile de ieșire sunt asincrone față de tensiunile de intrare, astfel că pentru convertorul matriceal trifazat conectat ca și în figura 3.5, limita

maximă a câștigului de tensiune (care reprezintă raportul dintre valorile efective ale tensiunii de ieșire și de intrare) este  $G_{V_{\max}} = V_0/V_1 = 0,5$ . Acest fapt este ilustrat și în figura 3.6 în care sunt prezentate tensiunile de intrare cu frecvența  $f_1 = 50\text{Hz}$  și tensiunile de ieșire cu frecvența  $f_0 = 80\text{Hz}$ . S-a considerat că tensiunile de intrare de fază au amplitudinea unitară.

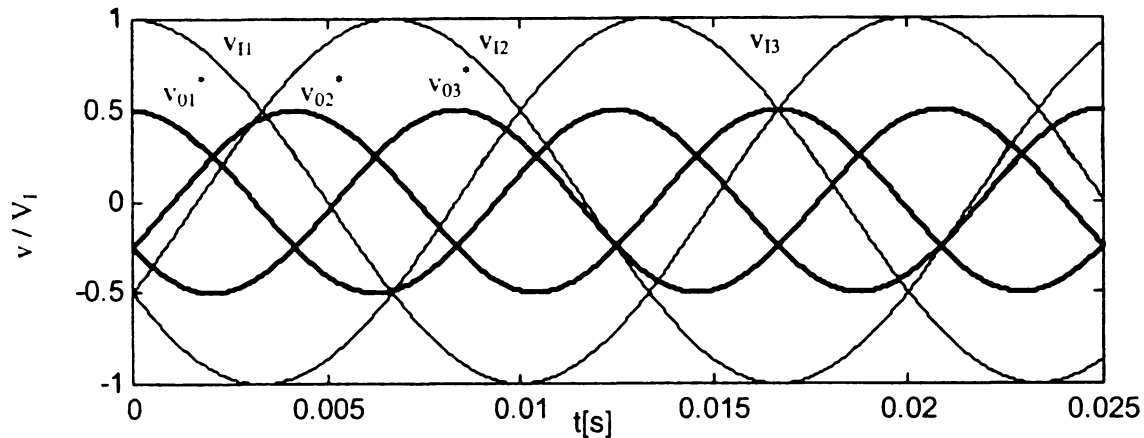


Figura 3.6 Tensiunile de ieșire sinusoidale maxim admise pentru convertorul matriceal cu punct de nul comun la intrare și la ieșire

În figura 3.7 sunt prezentate în clar și limitele tensiunilor de intrare cât și anvelopa tensiunilor de ieșire maxime. Amplitudinile tensiunilor prezentate sunt normalizate față de amplitudinea tensiunilor de intrare.

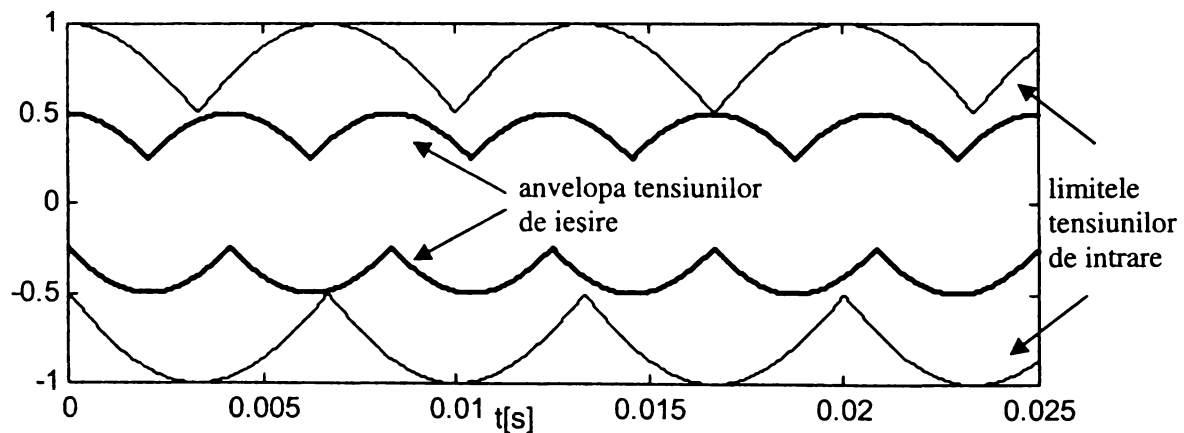


Figura 3.7 Anvelopa tensiunilor de ieșire sinusoidale maxim admise pentru convertorul matriceal cu punct de nul comun la intrare și la ieșire

Un convertor de putere având câștigul de tensiune maxim de numai 0,5 nu are aplicații practice. Câștigul de tensiune poate fi mărit dacă tensiunile de ieșire sintetizate conțin și un termen de mod comun. Dacă, de exemplu, matricea tensiunilor de ieșire prescrise este conform relației (3.30), în care termenul de mod comun conține și armonicile de ordinul 3 al frecvențelor de intrare și de ieșire, atunci limita maximă a câștigului de tensiune este  $G_{V_{\max}} = 0,866$  [Ven89].

$$\begin{bmatrix} v_{01} \\ v_{02} \\ v_{03} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cdot \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_0 \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) + \frac{\sqrt{2}V_1}{4} \cos(3\omega_1 t) - \frac{\sqrt{2}V_0}{6} \cos(3\omega_0 t) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{2}V_1}{4} \cos(3\omega_1 t) - \frac{\sqrt{2}V_0}{6} \cos(3\omega_0 t) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{2}V_1}{4} \cos(3\omega_1 t) - \frac{\sqrt{2}V_0}{6} \cos(3\omega_0 t) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Acest fapt este ilustrat în figura 3.8 pentru tensiuni de intrare cu frecvența  $f_1 = 50\text{Hz}$  și tensiuni de ieșire cu frecvența fundamentală  $f_0=80\text{Hz}$ .

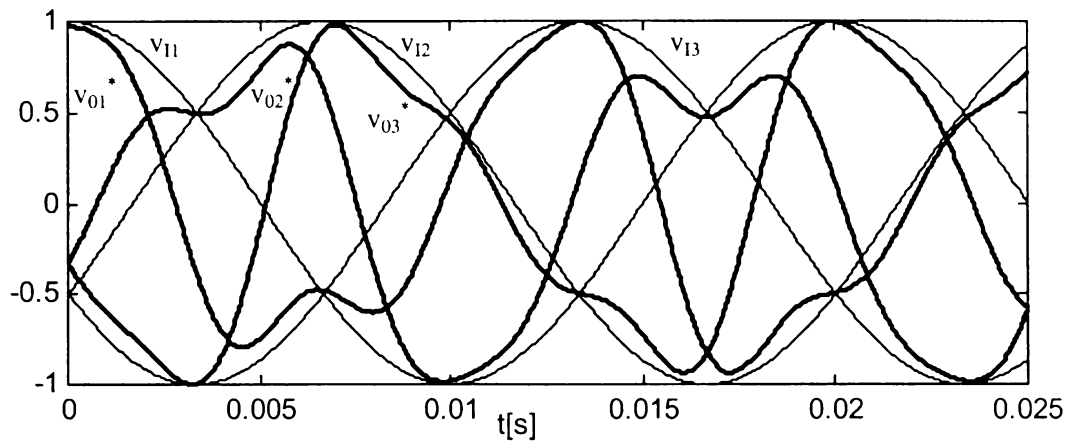


Figura 3.8 Tensiuni de ieșire sinusoidale cu termen de mod comun ce conține armonicile de ordinul 3 al tensiunilor de intrare și de ieșire

În figura 3.9 sunt prezentate în clar și limitele tensiunilor de intrare cât și anvelopa tensiunilor de ieșire sintetizate maxime. Amplitudinile tensiunilor prezentate sunt normalizate față de amplitudinea tensiunilor de intrare.

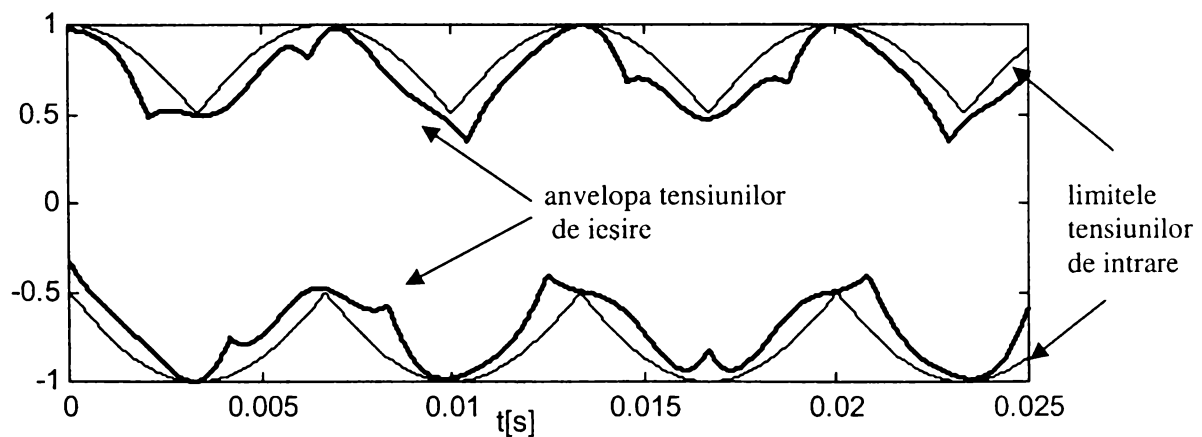


Figura 3.9 Anvelopa tensiunilor de ieșire sinusoidale cu termen de mod comun ce conține armonicile de ordinul 3 al tensiunilor de intrare și de ieșire

Termenul de mod comun nu apare în diferența tensiunilor de ieșire, deci tensiunile de ieșire de linie sunt sinusoidale, caz în care sarcina poate fi conectată în triunghi ca și în figura 3.10.

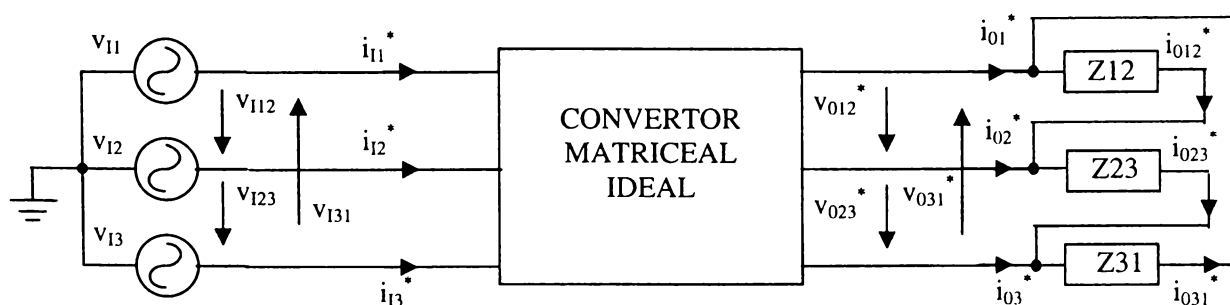


Figura 3.10 Conectarea sarcinii în triunghi la ieșirea convertorului matriceal

În acest caz relațiile de legătură dintre tensiunile de ieșire de linie sintetizate și tensiunile de intrare de fază sunt:

$$\begin{bmatrix} v_{012} \\ v_{023} \\ v_{031} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} - h_{21} & h_{12} - h_{22} & h_{13} - h_{23} \\ h_{21} - h_{31} & h_{22} - h_{32} & h_{23} - h_{33} \\ h_{31} - h_{11} & h_{32} - h_{12} & h_{33} - h_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \\ v_{13} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

sau

$$[v_{OL}] = [h_{LF}] [v_I] \quad (3.32)$$

unde

$$[v_{OL}] = \begin{bmatrix} v_{012} \\ v_{023} \\ v_{031} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_{OL} \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \\ \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

este matricea tensiunilor de linie de ieșire dorite și

$$[h_{LF}] = \begin{bmatrix} h_{11} - h_{21} & h_{12} - h_{22} & h_{13} - h_{23} \\ h_{21} - h_{31} & h_{22} - h_{32} & h_{23} - h_{33} \\ h_{31} - h_{11} & h_{32} - h_{12} & h_{33} - h_{13} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

este matricea *funcțiilor de transfer linie-fază* ale convertorului matriceal, care permite sintetizarea unor tensiuni de linie prin combinații lineare ale tensiunilor de intrare de fază.

Dacă se consideră sistemul trifazat al tensiunilor de intrare un sistem ideal sinusoidal trifazat simetric, pentru care în orice moment

$$v_{11} + v_{12} + v_{13} = 0 \quad (3.35)$$

atunci sunt adevărate relațiile:

$$v_{11} = \frac{1}{3}(v_{112} - v_{131}), v_{12} = \frac{1}{3}(v_{123} - v_{112}), v_{13} = \frac{1}{3}(v_{131} - v_{123}) \quad (3.36)$$

unde  $v_{112}$ ,  $v_{123}$  și  $v_{131}$  sunt tensiunile de linie de intrare. Combinând relațiile (3.31) și (3.36) se obține o relație de legătură dintre tensiunile de linie de intrare și de ieșire.

$$\begin{bmatrix} v_{012} \\ v_{023} \\ v_{031} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{21} - h_{12} + h_{22} & h_{12} - h_{22} - h_{13} + h_{23} & h_{13} - h_{23} - h_{11} + h_{21} \\ h_{21} - h_{31} - h_{22} + h_{32} & h_{22} - h_{32} - h_{23} + h_{33} & h_{23} - h_{33} - h_{21} + h_{31} \\ h_{31} - h_{11} - h_{32} + h_{12} & h_{32} - h_{12} - h_{33} + h_{13} & h_{33} - h_{13} - h_{31} + h_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{112} \\ v_{123} \\ v_{131} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$



sau

$$[v_{OL}^*] = [h_{LL}] [v_{IL}] \quad (3.38)$$

unde

$$[h_{LL}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} h_{11} - h_{21} - h_{12} + h_{22} & h_{12} - h_{22} - h_{13} + h_{23} & h_{13} - h_{23} - h_{11} + h_{21} \\ h_{21} - h_{31} - h_{22} + h_{32} & h_{22} - h_{32} - h_{23} + h_{33} & h_{23} - h_{33} - h_{21} + h_{31} \\ h_{31} - h_{11} - h_{32} + h_{12} & h_{32} - h_{12} - h_{33} + h_{13} & h_{33} - h_{13} - h_{31} + h_{11} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

este matricea *funcțiilor transfer linie-linie* ale convertorului matriceal, care permite sinteza unor tensiuni de linie prin combinații lineare ale tensiunilor de intrare de linie. *Determinarea funcțiilor de transfer linie-linie este o contribuție teoretică a autorului.*

De asemenea și în cazul în care tensiunile de fază sunt sinusoidale și conțin un termen de mod comun, acestea se pot utiliza dacă punctul de nul al sarcinii nu este conectat la punctul de nul al intrărilor, ca și în figura 3.11 [Ven89] [Bos97].

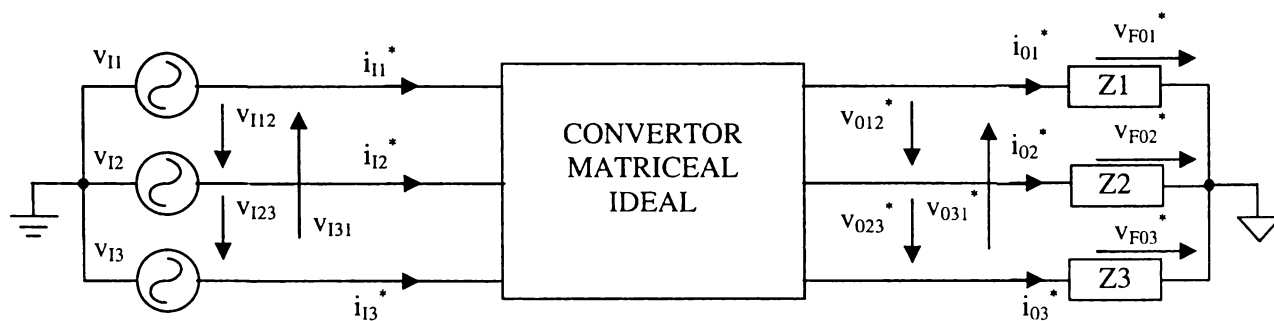


Figura 3.11 Conectarea sarcinii cu punct de nul diferit față de cel al tensiunilor de intrare pentru convertorul matriceal trifazat

Pentru o sarcină simetrică și dacă tensiunile de linie sintetizate formează un sistem trifazat simetric, adică

$$v_{012}^* + v_{023}^* + v_{031}^* = 0 \quad (3.40)$$

atunci sunt adevărate relațiile:

$$v_{F01}^* = \frac{1}{3}(v_{012}^* - v_{031}^*), v_{F02}^* = \frac{1}{3}(v_{023}^* - v_{012}^*), v_{F03}^* = \frac{1}{3}(v_{031}^* - v_{023}^*) \quad (3.41)$$

unde  $v_{F01}^*$ ,  $v_{F02}^*$  și  $v_{F03}^*$  sunt tensiunile de fază flotante, sintetizate la ieșirea convertorului.

Combinând relațiile (3.34) și (3.41) se obține o relație de legătură dintre tensiunile de fază de ieșire și tensiunile de intrare, dacă punctul de nul de la ieșire este diferit de punctul de nul de la intrare.

$$\begin{bmatrix} v_{F01}^* \\ v_{F02}^* \\ v_{F03}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2h_{11} - h_{21} - h_{31} & 2h_{12} - h_{22} - h_{32} & 2h_{13} - h_{23} - h_{33} \\ 2h_{21} - h_{11} - h_{31} & 2h_{22} - h_{12} - h_{32} & 2h_{23} - h_{13} - h_{33} \\ 2h_{31} - h_{21} - h_{11} & 2h_{32} - h_{12} - h_{22} & 2h_{33} - h_{13} - h_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \\ v_{13} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

sau

$$[v_{FO}^*] = [h_{FFF}] [v_I] \quad (3.43)$$

unde

$$[h_{FFF}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2h_{11} - h_{21} - h_{31} & 2h_{12} - h_{22} - h_{32} & 2h_{13} - h_{23} - h_{33} \\ 2h_{21} - h_{11} - h_{31} & 2h_{22} - h_{12} - h_{32} & 2h_{23} - h_{13} - h_{33} \\ 2h_{31} - h_{21} - h_{11} & 2h_{32} - h_{12} - h_{22} & 2h_{33} - h_{13} - h_{23} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

este matricea *funcțiilor de transfer fază flotantă -fază* ale convertorului matriceal, dacă punctele de nul ale intrărilor și ale ieșirilor sunt diferite și care permite sinteza unor tensiuni de fază sinusoidale prescrise, prin combinații lineare ale tensiunilor de intrare de fază. *Determinarea funcțiilor de transfer fază flotantă-fază reprezintă o contribuție teoretică a autorului.* În figura 3.12 sunt prezentate tensiunile de ieșire de fază flotante, corespunzătoare relației (3.30). Se observă că în acest caz, câștigul de tensiune maxim este  $G_{V_{\max}} = 0,866$  și tensiunile pe sarcină sunt sinusoidale.

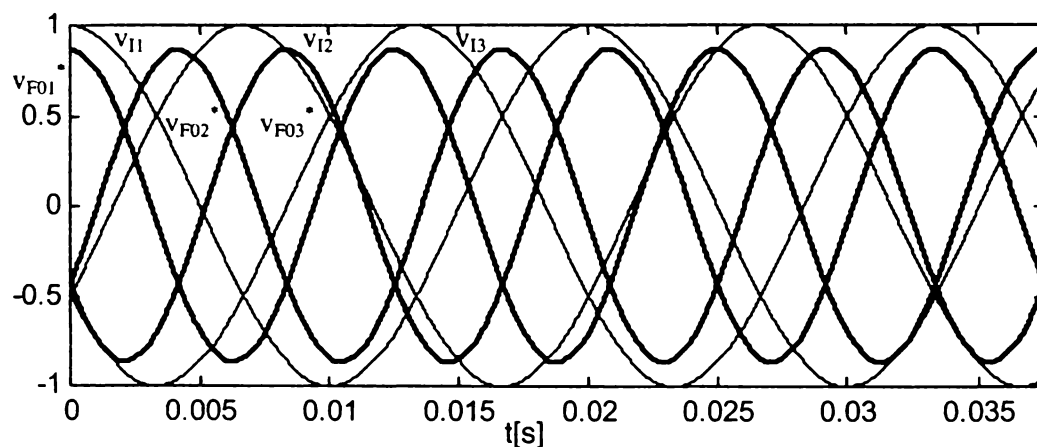


Figura 3.12 Tensiunile de ieșire de fază flotante sinusoidale

Valoarea maximă a câștigului de tensiune se poate obține dacă anvelopele tensiunilor de ieșire sinusoidale sunt în orice moment incluse între anvelopele tensiunilor de intrare [Ven89]. Pentru un semnal sinusoidal, diferența minimă dintre anvelopele superioară și inferioară este 1,732 iar diferența maximă dintre acestea este 1,5 după cum se observă și în figura 3.13.

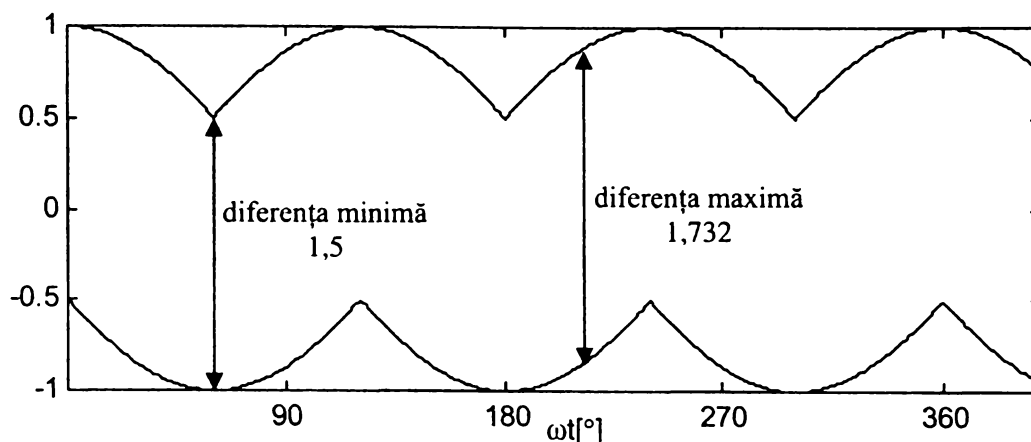


Figura 3.13 Diferența minimă și maximă dintre limitele unui semnal sinusoidal

Deci, o tensiune sinusoidală fără armonici se poate genera la ieșirea convertorului matriceal trifazat dacă:

$$1,732 \cdot V_{0\max} = 1,5 \cdot V_I \Rightarrow G_{V\max} = \frac{V_{0\max}}{V_I} = 0,866 \quad (3.45)$$

Dacă  $V_{0\max} > 0,866 \cdot V_I$  atunci, tensiunea sintetizată la ieșirea convertorului nu va mai fi pur sinusoidală și va conține armonici de joasă frecvență, comparabile ca ordin de mărime cu frecvențele de intrare și de ieșire [Ven89], [Hol92], [Zio86].

Pentru toate conexiunile prezentate sunt adevărate relațiile (3.26)-(3.29), care stabilesc legătura dintre curenții de intrare și curenții de ieșire.

Restricțiile (3.14) și (3.15) impuse funcțiilor de transfer ale unui convertor matriceal cu  $p$  ieșiri și  $q$  intrări, sunt exprimate prin relațiile (3.46) și (3.47) pentru convertorul matriceal trifazat.

$$h_{p1} + h_{p2} + h_{p3} = 1 \quad \text{unde } p = 1,2,3 \quad (3.46)$$

$$0 \leq h_{pq} \leq 1 \quad \text{unde } p = 1,2,3 \text{ și } q = 1,2,3 \quad (3.47)$$

Din punct de vedere fizic, după cum s-a arătat în paragraful 3.2, singura restricție impusă este egalitatea dintre puterea activă de intrare  $P_I$  și puterea activă de ieșire  $P_O$ , care pentru convertorul matriceal trifazat poate fi exprimată prin relația (3.48)

$$P_I = \frac{3}{2} V_I I_I \cos(\varphi_I) = P_O = \frac{3}{2} V_O I_O \cos(\varphi_O) \quad (3.48)$$

Implementarea practică a funcțiilor de transfer se face prin intermediul funcțiilor de comutație corespunzătoare:

$$\begin{bmatrix} v_{01} \\ v_{02} \\ v_{03} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{I1} \\ v_{I2} \\ v_{I3} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

sau

$$[v_0] = [S_{FF}] [v_I] \quad (3.50)$$

unde

$$[v_0] = \begin{bmatrix} v_{01} \\ v_{02} \\ v_{03} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

este matricea tensiunilor de fază generate la ieșire și

$$[S_{FF}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

este matricea *funcțiilor de comutație fază-fază* cu punct de nul comun pentru intrări și ieșiri, a convertorului.

Relațiile matriceale de legătură dintre matricea curenților de ieșire și matricea curenților generați la intrare, conform relațiilor (3.26)-(3.29) și (3.52) sunt:

$$\begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{12} \\ i_{13} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} \\ S_{12} & S_{22} & S_{32} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \\ i_{03} \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

sau

$$[i_I] = [S_{FF}]^T [i_0] \quad (3.54)$$

unde

$$[i_I] = \begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{12} \\ i_{13} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

este matricea curenților de la intrarea convertorului și

$$[i_0] = \begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \\ i_{03} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

matricea curenților de ieșire.

Într-un mod similar, înlocuind funcțiile de transfer cu funcțiile de comutație corespunzătoare în relațiile (3.31)-(3.34) se obține legătura dintre tensiunile de intrare de fază și tensiunile de ieșire de linie, generate la ieșirea convertorului matriceal.

$$\begin{bmatrix} v_{012} \\ v_{023} \\ v_{031} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} - S_{21} & S_{12} - S_{22} & S_{13} - S_{23} \\ S_{21} - S_{31} & S_{22} - S_{32} & S_{23} - S_{33} \\ S_{31} - S_{11} & S_{32} - S_{12} & S_{33} - S_{13} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \\ v_{13} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

sau

$$[v_{0L}] = [S_{LF}] [v_I] \quad (3.58)$$

unde

$$[v_{oL}] = \begin{bmatrix} v_{012} \\ v_{023} \\ v_{031} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

este matricea tensiunilor de linie de ieșire generate și

$$[S_{LF}] = \begin{bmatrix} S_{11} - S_{21} & S_{12} - S_{22} & S_{13} - S_{23} \\ S_{21} - S_{31} & S_{22} - S_{32} & S_{23} - S_{33} \\ S_{31} - S_{11} & S_{32} - S_{12} & S_{33} - S_{13} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

este matricea *funcțiilor de comutație linie-fază* ale convertorului matriceal, care permite generarea unor tensiuni de linie prescrise, prin combinații lineare ale tensiunilor de intrare de fază.

Înlocuind funcțiile de transfer cu funcțiile de comutație corespunzătoare în relațiile (3.37)-(3.39) se obține legătura dintre tensiunile de intrare de linie și tensiunile de linie generate la ieșirea convertorului matriceal.

$$\begin{bmatrix} v_{012} \\ v_{023} \\ v_{031} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} S_{11} - S_{21} - S_{12} + S_{22} & S_{12} - S_{22} - S_{13} + S_{23} & S_{13} - S_{23} - S_{11} + S_{21} \\ S_{21} - S_{31} - S_{22} + S_{32} & S_{22} - S_{32} - S_{23} + S_{33} & S_{23} - S_{33} - S_{21} + S_{31} \\ S_{31} - S_{11} - S_{32} + S_{12} & S_{32} - S_{12} - S_{33} + S_{13} & S_{33} - S_{13} - S_{31} + S_{11} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{I12} \\ v_{I23} \\ v_{I31} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

sau

$$[v_{oL}] = [S_{LL}] [v_{IL}] \quad (3.62)$$

unde

$$[S_{LL}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} S_{11} - S_{21} - S_{12} + S_{22} & S_{12} - S_{22} - S_{13} + S_{23} & S_{13} - S_{23} - S_{11} + S_{21} \\ S_{21} - S_{31} - S_{22} + S_{32} & S_{22} - S_{32} - S_{23} + S_{33} & S_{23} - S_{33} - S_{21} + S_{31} \\ S_{31} - S_{11} - S_{32} + S_{12} & S_{32} - S_{12} - S_{33} + S_{13} & S_{33} - S_{13} - S_{31} + S_{11} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

este matricea *funcțiilor de comutație linie-linie* ale convertorului matriceal.

Înlocuind funcțiile de transfer cu funcțiile de comutație corespunzătoare în relațiile (3.42)-(3.44) se obține legătura dintre tensiunile de intrare de linie și tensiunile de fază flotante generate la ieșirea convertorului matriceal.

$$\begin{bmatrix} v_{F01} \\ v_{F02} \\ v_{F03} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2S_{11} - S_{21} - S_{31} & 2S_{12} - S_{22} - S_{32} & 2S_{13} - S_{23} - S_{33} \\ 2S_{21} - S_{11} - S_{31} & 2S_{22} - S_{12} - S_{32} & 2S_{23} - S_{13} - S_{33} \\ 2S_{31} - S_{11} - S_{21} & 2S_{32} - S_{12} - S_{22} & 2S_{33} - S_{13} - S_{23} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{I1} \\ v_{I2} \\ v_{I3} \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

sau

$$[v_{F0}] = [S_{FFF}] [v_I] \quad (3.65)$$

unde

$$[S_{FFF}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2S_{11} - S_{21} - S_{31} & 2S_{12} - S_{22} - S_{32} & 2S_{13} - S_{23} - S_{33} \\ 2S_{21} - S_{11} - S_{31} & 2S_{22} - S_{12} - S_{32} & 2S_{23} - S_{13} - S_{33} \\ 2S_{31} - S_{11} - S_{21} & 2S_{32} - S_{12} - S_{22} & 2S_{33} - S_{13} - S_{23} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

este matricea *funcțiilor de comutație fază-fază* ale convertorului matriceal, dacă punctele de nul ale intrărilor și ale ieșirilor sunt diferite

Restricția (3.13) impusă funcțiilor de comutație ale unui convertor matriceal cu  $p$  ieșiri și  $q$  intrări, este exprimată prin relația (3.67) pentru convertorul matriceal trifazat.

$$S_{p1} + S_{p2} + S_{p3} = 1 \quad \text{unde } p = 1, 2, 3 \quad (3.67)$$

În figura 3.14 se prezintă schema simplificată a convertorului matriceal trifazat și notațiile care vor fi utilizate în continuare pentru cele 9 comutatoare de putere. Acestea sunt notate SW11, SW12, SW13, SW21, SW22, SW23, SW31, SW32, SW33, fiindu-le asociate funcțiile de comutație S11, S12, S13, S21, S22, S23, S31, S32, S33 respectiv. S-a ales notația SW (switch) pentru a nu se crea confuzie între notația corespunzătoare pentru comutatoare și cea corespunzătoare funcțiilor de comutație. În capitolele următoare, sinteza tensiunilor de ieșire se va face considerând sarcina conectată în stea, ca și în figura 3.14, cu punct de nul diferit față de punctul de nul al tensiunilor de intrare. Comutatoarele SW11-SW33 se vor considera ideale, fără cădere de tensiune în starea "închis" când funcțiile de comutație corespunzătoare S11-S33 au valoarea 0, fără curent rezidual în starea "deschis" când funcțiile de comutație corespunzătoare S11-S33 au valoarea 1 și având timpi de comutație nuli.

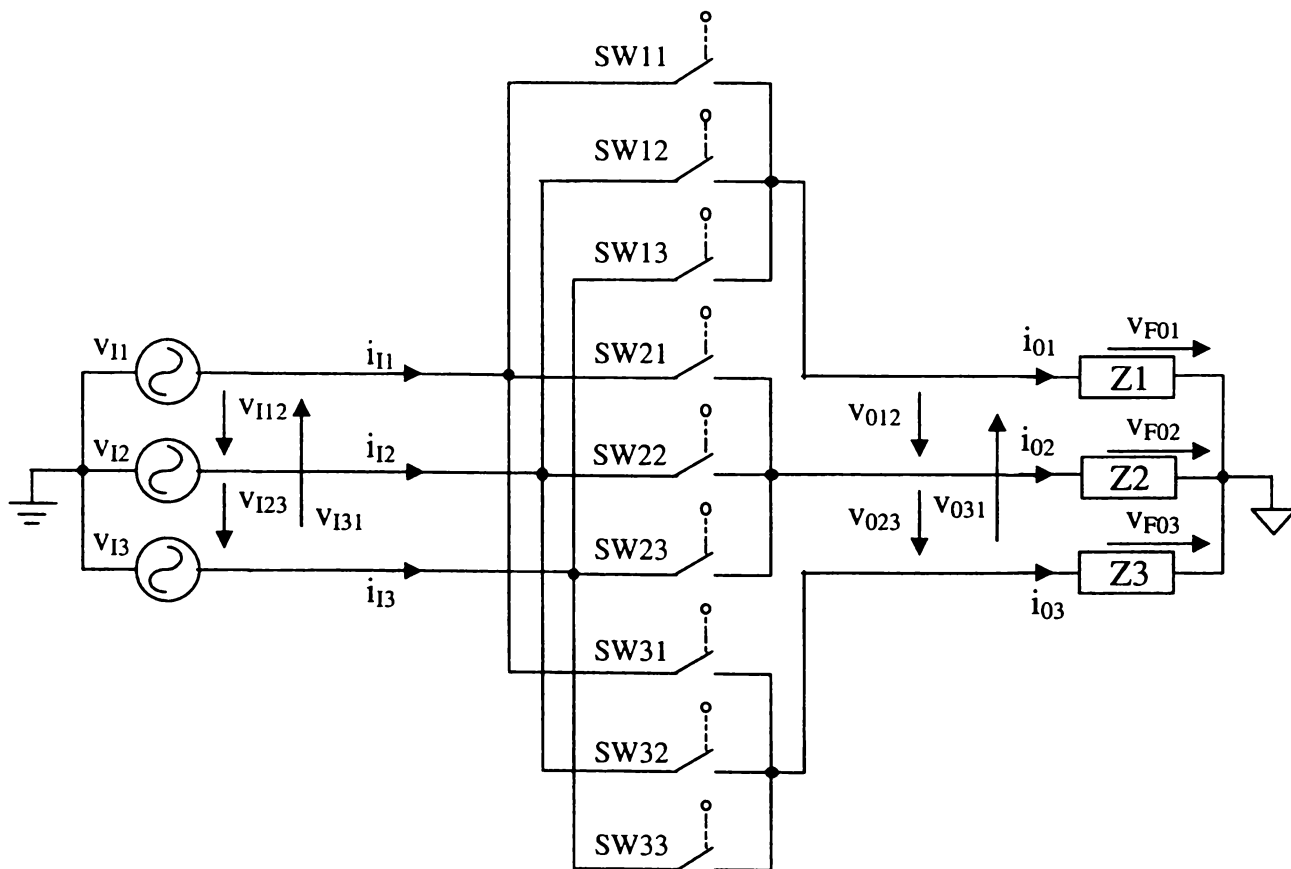


Figura 3.14 Conectarea sarcinii cu punct de nul diferit față de cel al tensiunilor de intrare pentru convertorul matriceal trifazat

Pentru a genera semnalele de comandă necesare convertorului matriceal, indiferent de modul de sinteză a tensiunilor de ieșire de fază sau de linie din tensiunile de intrare de fază sau de linie, în orice moment trebuie determinată matricea de comutație  $S_{FF}$ , deoarece elementele acesteia determină starea comutatoarelor de putere la un moment dat. Relația (3.67) exprimă faptul că suma elementelor de pe o linie a unei matrice de comutație  $S_{FF}$  permisă trebuie să fie în orice moment egală cu 1, adică este necesar ca dintre cele trei comutatoare corespunzătoare unei ieșiri a convertorului matriceal în orice moment să fie închis un singur comutator. Astfel există doar 27 de matrice de comutație  $S_{FF}$  care îndeplinesc condițiile impuse de relația (3.67). Cele 27 de matrice de comutație permise pot fi exprimate prin intermediul relațiilor (3.68).

$$\begin{aligned}
S_{FF(R123)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} S_{FF(R132)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(R213)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} S_{FF(R231)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(R312)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(R321)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{FF(A122)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(A211)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(A212)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(A121)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(A221)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(A112)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{FF(B233)} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} S_{FF(B322)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(B323)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} S_{FF(B232)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(B332)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(B223)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
S_{FF(C311)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(C133)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} S_{FF(C313)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(C313)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} S_{FF(C113)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} S_{FF(C331)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{FF(Z111)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(Z222)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} S_{FF(Z333)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.68}
\end{aligned}$$

Este necesar ca pentru comanda convertorului matriceal să se aleagă numai una dintre cele 27 de matrice permise, exprimate prin intermediul relațiilor (3.68), pentru a se evita scurtcircuitarea surselor de intrare și pentru a se asigura în orice moment o cale de curent pentru curentul de ieșire, caracteristic sarcinilor inductive. Conform celor 27 de matrice sunt permise 27 de stări distincte ale convertorului matriceal. Cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal pot fi împărțite în trei grupuri principale. Astfel, primul grup este format din 6 stări distincte în care fiecare ieșire este legată la o intrare diferită utilizându-se toate cele trei intrări pentru generarea tensiunilor de ieșire. Al doilea grup este format din 18 stări distincte în care o ieșire este conectată la una dintre intrări, celelalte două ieșiri fiind conectate la una dintre celelalte două intrări, una dintre intrări nefiind folosită pentru generarea tensiunilor de ieșire. Acest al doilea grup poate fi împărțit în trei subgrupuri, de câte 6 stări fiecare, în funcție de tensiunea de linie de intrare care este utilizată pentru generarea tensiunilor de ieșire. Al treilea grup este format din 3 stări distincte, în care toate cele trei ieșiri sunt legate la o singură intrare, celelalte două intrări nefiind utilizate.

Pentru cele 27 de stări permise se vor utiliza în continuare notațiile introduse în relațiile (3.68) astfel:

- grupul I: R123, R132, R213, R231, R312, R321
- grupul al-II-lea: A122, A211, A212, A121, A221, A112,  
B233, B322, B323, B232, B332, B223  
C311, C133, C131, C313, , C113, C331
- grupul al-III-lea: Z111, Z222, Z333

Semnificația literelor din cadrul acestor notații este următoarea: literele R, A, B, C sau Z specifică apartenența stării respective la unul dintre cele trei grupuri, iar pentru stările care aparțin celui de-al doilea grup este specificat subgrupul corespunzător. După cum se va arăta în capitolul următor, stările corespunzătoare primului grup generează vectori spațiali rotitori corespunzători pentru tensiunile de linie generate la ieșire [Zha96], astfel că pentru aceste stări s-a ales litera R. Semnificația literelor pentru cel de-al doilea grup a fost aleasă în funcție de tensiunea de linie de intrare utilizată pentru generarea tensiunilor de linie de ieșire, deoarece algoritmi de comandă cei mai performanți pentru convertoare matriceale, sintetizează tensiunile de ieșire de linie din tensiunile de intrare de linie [Hub95] [Ish91]. În cadrul celui de-al doilea grup s-a ales litera A pentru stările în care se utilizează tensiunea de intrare de linie  $v_{112}$  sau  $v_{121}$ , litera B pentru stările în care se utilizează tensiunea de intrare de linie  $v_{123}$  sau  $v_{132}$ , și litera C pentru stările în care se utilizează tensiunea de intrare de linie  $v_{131}$  sau  $v_{113}$ . Stările corespunzătoare celui de-al treilea grup generează tensiuni de ieșire de linie egale cu zero, astfel că pentru aceste stări se va utiliza litera Z. Semnificația cifrelor și a poziției acestora este următoarea: valoarea unei cifre specifică intrarea conectată la ieșirea specificată prin poziția cifrei respective. De exemplu notația A122 arată prin litera A că starea specificată aparține celui de-al doilea grup, se utilizează una dintre tensiunile de linie de intrare  $v_{112}$  sau  $-v_{112}$ , cifra 1 din prima poziție arată că prima ieșire este conectată la prima intrare, cifra 2 din poziția a doua arată că a doua ieșire este conectată la a doua intrare și cifra 2 în poziția a treia arată că a treia ieșire este conectată la a doua intrare.

În figura 3.15 sunt prezentate simbolic cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal trifazat, asociate cu matricele de comutație corespunzătoare conform relațiilor (3.68).

Reprezentarea simbolică din figura 3.15 este utilă deoarece oferă o imagine imediată asupra funcționării convertorului matriceal la un moment dat, observându-se clar prin intermediul celor trei legături active permise la un moment dat, reprezentate prin segmente de dreaptă, care sunt conexiunile dintre intrări și ieșiri. Astfel, considerând din nou starea A122, de exemplu, se observă imediat că pentru această conexiune tensiunile de ieșire  $v_{01}$  este egală cu tensiunea de intrare  $v_{11}$ , iar tensiunile  $v_{02}$  și  $v_{03}$  sunt egale cu tensiunea de intrare  $v_{12}$ . De asemenea, din aceeași figură se poate determina ușor și corespondența dintre tensiunile de linie. Pentru starea A122 se observă că tensiunea de ieșire de linie  $v_{012}$  este egală cu tensiunea de intrare de linie  $v_{112}$ , tensiunea  $v_{023}$  este egală cu zero, iar tensiunea  $v_{031}$  este egală cu tensiunea  $v_{121}$ .

În tabelul 3.2 sunt prezentate corespondențele tensiuni de ieșire de fază - tensiuni de intrare de fază, tensiuni de ieșire de linie - tensiuni de intrare de linie și curenți de intrare - curenți de ieșire, pentru toate cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal trifazat.

Pentru a reduce numărul mărimilor care intervin în funcționarea convertorului matriceal, în tabelul 3.2 pentru tensiunile de linie  $v_{121}$ ,  $v_{132}$  și  $v_{113}$  s-au utilizat notațiile  $-v_{112}$ ,  $-v_{123}$  și  $-v_{131}$ , iar pentru tensiunile de linie nule  $v_{111}$ ,  $v_{122}$  și  $v_{133}$ , s-a utilizat direct valoarea 0. Datele din tabelul 3.2 au fost obținute conform relațiilor (3.49)-(3.63) și (3.68).



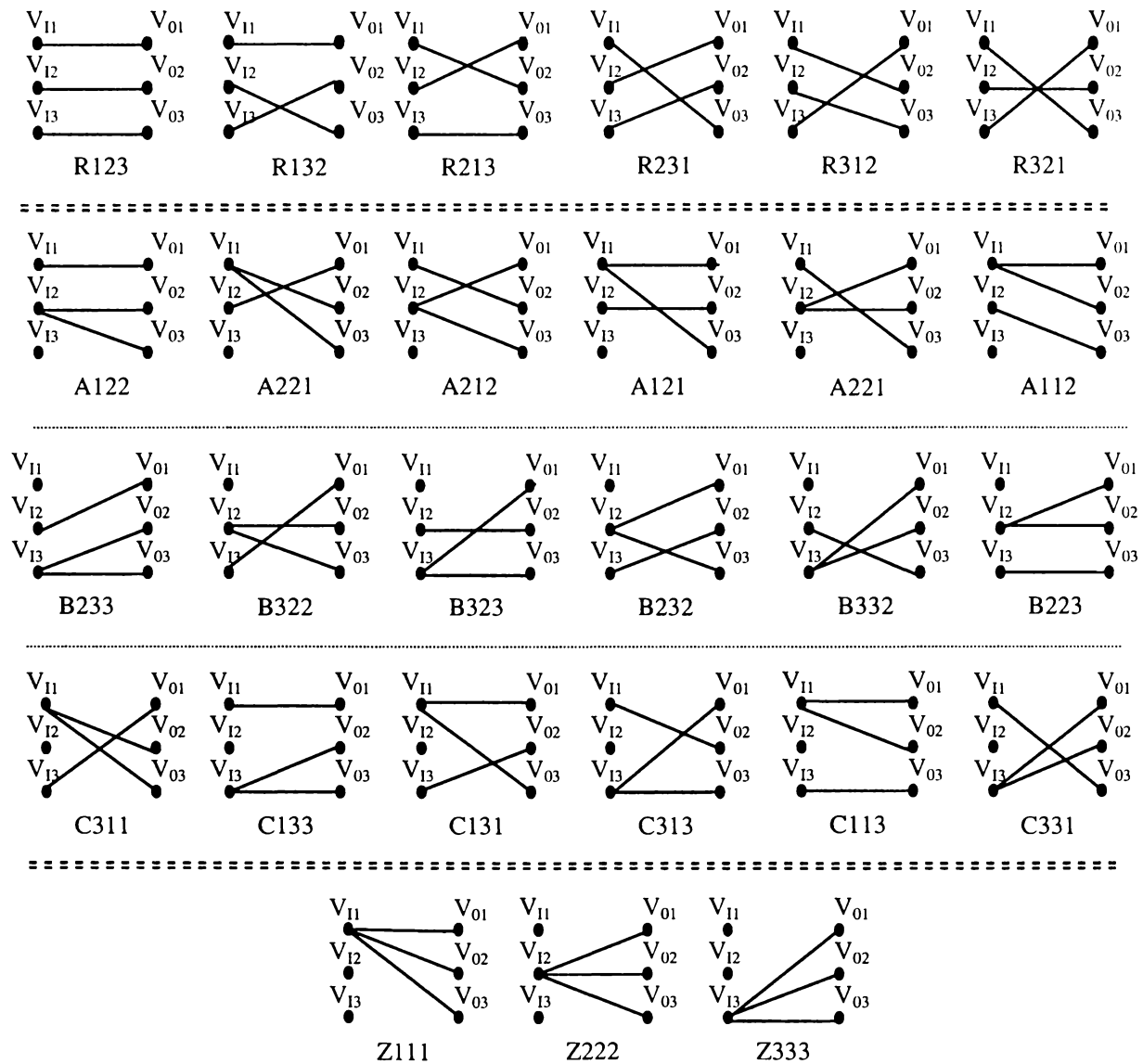


Figura 3.15 Reprezentarea simbolică a stărilor permise ale convertorului matriceal

Tabelul 3.2 Corespondența dintre tensiunile și curenții de intrare / ieșire pentru stările permise ale convertorului matriceal trifazat

Nr.	Grup	Denumire	$v_{01}$	$v_{02}$	$v_{03}$	$v_{012}$	$v_{023}$	$v_{031}$	$i_{11}$	$i_{12}$	$i_{13}$
1	I	R123	$v_{11}$	$v_{12}$	$v_{13}$	$v_{112}$	$v_{123}$	$v_{131}$	$i_{01}$	$i_{02}$	$i_{03}$
2		R132	$v_{11}$	$v_{13}$	$v_{12}$	$-v_{131}$	$-v_{123}$	$-v_{112}$	$i_{01}$	$i_{03}$	$i_{02}$
3		R213	$v_{12}$	$v_{11}$	$v_{13}$	$-v_{112}$	$-v_{131}$	$-v_{123}$	$i_{02}$	$i_{01}$	$i_{03}$
4		R231	$v_{12}$	$v_{13}$	$v_{11}$	$v_{123}$	$v_{131}$	$v_{112}$	$i_{02}$	$i_{03}$	$i_{01}$
5		R312	$v_{13}$	$v_{11}$	$v_{12}$	$v_{131}$	$v_{112}$	$v_{123}$	$i_{03}$	$i_{01}$	$i_{02}$
6		R321	$v_{13}$	$v_{12}$	$v_{11}$	$-v_{123}$	$-v_{112}$	$-v_{131}$	$i_{03}$	$i_{02}$	$i_{01}$
7	IIA	A122	$v_{11}$	$v_{12}$	$v_{12}$	$v_{112}$	0	$-v_{112}$	$i_{01}$	$-i_{01}$	0
8		A211	$v_{12}$	$v_{11}$	$v_{11}$	$-v_{112}$	0	$v_{112}$	$-i_{01}$	$i_{01}$	0
9		A212	$v_{12}$	$v_{11}$	$v_{12}$	$-v_{112}$	$v_{112}$	0	$i_{02}$	$-i_{02}$	0
10		A121	$v_{11}$	$v_{12}$	$v_{11}$	$v_{112}$	$-v_{112}$	0	$-i_{02}$	$i_{02}$	0
11		A221	$v_{12}$	$v_{12}$	$v_{11}$	0	$-v_{112}$	$v_{112}$	$i_{03}$	$-i_{01}$	0
12		A112	$v_{11}$	$v_{11}$	$v_{12}$	0	$v_{112}$	$-v_{112}$	$-i_{03}$	$i_{03}$	0
13	IIB	B233	$v_{12}$	$v_{13}$	$v_{13}$	$v_{123}$	0	$-v_{123}$	0	$i_{01}$	$-i_{01}$
14		B322	$v_{13}$	$v_{12}$	$v_{13}$	$-v_{123}$	0	$v_{123}$	0	$-i_{01}$	$i_{01}$
15		B323	$v_{13}$	$v_{12}$	$v_{13}$	$-v_{123}$	$v_{123}$	0	0	$i_{02}$	$-i_{02}$
16		B232	$v_{12}$	$v_{13}$	$v_{12}$	$v_{123}$	$-v_{123}$	0	0	$-i_{02}$	$i_{02}$
17		B332	$v_{13}$	$v_{13}$	$v_{13}$	0	$-v_{123}$	$v_{123}$	0	$i_{03}$	$-i_{03}$
18		B223	$v_{13}$	$v_{12}$	$v_{13}$	0	$v_{123}$	$-v_{123}$	0	$-i_{03}$	$i_{03}$
19	IIC	C311	$v_{13}$	$v_{11}$	$v_{11}$	$v_{131}$	0	$-v_{131}$	$-i_{01}$	0	$i_{01}$
20		C133	$v_{11}$	$v_{13}$	$v_{13}$	$-v_{131}$	0	$v_{131}$	$i_{01}$	0	$-i_{01}$
21		C131	$v_{11}$	$v_{13}$	$v_{11}$	$-v_{131}$	$v_{131}$	0	$-i_{02}$	0	$i_{02}$
22		C313	$v_{13}$	$v_{11}$	$v_{13}$	$v_{131}$	$-v_{131}$	0	$i_{02}$	0	$-i_{02}$
23		C113	$v_{11}$	$v_{11}$	$v_{13}$	0	$-v_{131}$	$v_{131}$	$-i_{03}$	0	$i_{03}$
24		C331	$v_{13}$	$v_{13}$	$v_{11}$	0	$v_{131}$	$-v_{131}$	$i_{03}$	0	$-i_{03}$
25	III	Z111	$v_{11}$	$v_{11}$	$v_{11}$	0	0	0	0	0	0
26		Z222	$v_{12}$	$v_{12}$	$v_{12}$	0	0	0	0	0	0
27		Z333	$v_{13}$	$v_{13}$	$v_{13}$	0	0	0	0	0	0

Combinând relațiile (3.60) și (3.68) se pot calcula cele 27 de matrice corespunzătoare funcțiilor de comutație linie-fază permise, acestea fiind determinate de relațiile (3.69).

$$S_{LF(R123)} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad S_{LF(R132)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad S_{LF(R213)} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$S_{LF(R231)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad S_{LF(R312)} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad S_{LF(R321)} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

$$S_{LF(A122)} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad S_{LF(A211)} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad S_{LF(A212)} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$S_{LF(A121)} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad S_{LF(A2211)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad S_{LF(A112)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
S_{LF(B233)} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} & S_{LF(B322)} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} & S_{LF(B323)} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LF(B232)} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LF(B332)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} & S_{LF(B223)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
S_{LF(C311)} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} & S_{LF(C133)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} & S_{LF(C131)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LF(C131)} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LF(C113)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} & S_{LF(C331)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
S_{LF(Z111)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LF(Z222)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LF(Z333)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.69}$$

Combinând relațiile (3.63) și (3.68) se pot calcula cele 27 de matrice corespunzătoare *funcțiilor de comutație linie-linie* permise. De exemplu, pentru matricea  $S_{LL(A122)}$  corespunzătoare stării A122 se obține expresia:

$$S_{LL(A122)} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -2 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.70}$$

ceea ce înseamnă conform relației (3.61) că :

$$\begin{aligned}
v_{012} &= \frac{1}{3}(2v_{112} - v_{123} - v_{131}) = \frac{1}{3}(2v_{11} - 2v_{12} - v_{12} + v_{13} - v_{13} + v_{11}) = \\
&= \frac{1}{3}(3v_{11} - 3v_{12}) = (v_{11} - v_{12}) = v_{112}
\end{aligned} \tag{3.71}$$

Similar se poate arăta că pentru starea A122  $v_{023} = 0$  și că  $v_{031} = -v_{112}$ , astfel că matricea  $S_{LL(A122)}$  devine

$$S_{LL(A122)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.72}$$

Se observă că elementele din matricea de comutație  $S_{LL(A122)}$  obținute conform relației (3.70) se pot modifica pentru a obține matricea echivalentă  $S_{LL(A122)}$  conform relației (3.72) după următoarele reguli:

- dacă un element al matricei calculate este egal cu  $\pm 2$  atunci acesta devine egal cu  $\pm 1$ ;
- dacă un element al matricei calculate este egal cu  $\pm 1$  atunci acesta devine egal cu 0;
- dacă un element al matricei calculate este egal cu 0 atunci acesta rămâne egal cu 0.

Combinând relațiile (3.63), (3.68) și regulile enunțate anterior, se obțin matricele corespunzătoare *funcțiilor de comutație linie-linie*, conform relațiilor (3.73).

$$\begin{aligned}
S_{LL(R123)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & S_{LL(R132)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(R213)} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LL(R231)} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(R312)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(R321)} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\
S_{LL(A122)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(A221)} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(A212)} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LL(A121)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(A221)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(A112)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LL(B233)} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(B322)} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(B323)} &= \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LL(B232)} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(B332)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(B223)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LL(C311)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & S_{LL(C133)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & S_{LL(C131)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{LL(C313)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(C113)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & S_{LL(C331)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\
S_{LL(Z111)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(Z222)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{LL(Z333)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.73}$$

Valabilitatea relațiilor (3.73) se poate verifica și analizând figura 3.12 în care sunt reprezentate simbolic cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal, sau analizând datele prezentate în tabelul 3.2. în care sunt prezentate corespondențele dintre tensiunile de fază/linie de intrare și tensiunile de fază/linie de ieșire.

Combinând relațiile (3.66) și (3.68) se pot calcula cele 27 de matrici corespunzătoare *funcțiilor de comutație fază flotantă-fază permise*, care sunt exprimate conform relațiilor (3.74).

$$\begin{aligned}
S_{FFF(R123)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} & S_{FFF(R132)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} & S_{FFF(R213)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & -1 \\ 2 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \\
S_{FFF(R231)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 2 & -1 & -1 \end{bmatrix} & S_{FFF(R312)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & -1 & 2 \\ 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} & S_{FFF(R321)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & -1 & 2 \\ -1 & 2 & -1 \\ 2 & -1 & -1 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{FFF(A122)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -2 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} & S_{FFF(A211)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 2 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} & S_{FFF(A212)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 2 & -2 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{FFF(A121)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ -2 & 2 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} & S_{FFF(A221)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 2 & -2 & 0 \end{bmatrix} & S_{FFF(A112)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ -2 & 2 & 0 \end{bmatrix} \\
S_{FFF(B233)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 2 & -2 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} & S_{FFF(B322)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & -2 & 2 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} & S_{FFF(B323)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & 2 & -2 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \\
S_{FFF(B232)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 0 & -2 & 2 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} & S_{FFF(B332)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 2 & -2 \end{bmatrix} & S_{FFF(B223)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & -2 & 2 \end{bmatrix} \\
S_{FFF(C311)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 0 & 2 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} & S_{FFF(C133)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -2 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} & S_{FFF(C131)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -2 & 0 & 2 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \\
S_{FFF(C313)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ 2 & 0 & -2 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} & S_{FFF(C113)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -2 & 0 & 2 \end{bmatrix} & S_{FFF(C331)} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 2 & 0 & -2 \end{bmatrix} \\
S_{FFF(Z111)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{FFF(Z222)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & S_{FFF(Z333)} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.74}$$

În tabelul 3.3 sunt prezentate corespondențele dintre tensiunile de ieșire de fază flotante și tensiunile de intrare ale convertorului matriceal trifazat, pentru cele 27 de stări permise. Pentru determinarea acestor corespondențe s-au folosit relațiile (3.64) - (3.66) și (3.74).

De exemplu considerând starea R123, combinând relațiile (3.64) - (3.66) și (3.74) se poate obține expresia corespunzătoare pentru tensiunea  $v_{F01}$ .

$$v_{F01} = \frac{1}{3}(2v_{I1} - v_{I2} - v_{I3}) \tag{3.75}$$

Dacă tensiunile de intrare formează un sistem trifazat simetric, atunci este valabilă relația (3.35) și egalitatea (3.75) se poate rescrie în modul următor:

$$\begin{aligned}
v_{F01} &= \frac{1}{3}(2v_{I1} - v_{I2} - v_{I3}) = \frac{1}{3}(2v_{I1} - v_{I2} - v_{I3} + v_{I1} - v_{I1}) = \\
&= \frac{1}{3}(3v_{I1} - v_{I2} - v_{I3} - v_{I1}) = v_{I1}
\end{aligned} \tag{3.76}$$

Similar se poate demonstra că pentru toate stările din grupul I, tensiunile de fază flotante de ieșire sunt egale în orice moment cu una dintre tensiunile de fază de intrare.

Considerând de exemplu starea A122 și combinând relațiile (3.64) - (3.66) și (3.74) se pot obține expresiile corespunzătoare pentru tensiunile de fază flotante în acest caz.

$$\begin{aligned}
 v_{F01} &= \frac{1}{3}(2v_{I1} - 2v_{I2}) = \frac{2}{3}v_{I12} \\
 v_{F02} &= \frac{1}{3}(-v_{I1} + v_{I2}) = -\frac{1}{3}v_{I12} \\
 v_{F03} &= \frac{1}{3}(-v_{I1} + v_{I2}) = -\frac{1}{3}v_{I12}
 \end{aligned}
 \tag{3.75}$$

Similar se poate demonstra că pentru toate stările din grupul al II lea, una dintre tensiunile de fază flotante de ieșire are în orice moment valoarea egală cu  $\pm 2/3$  din tensiunea de linie de intrare utilizată, celelalte două tensiuni flotante de fază de ieșire, fiind egale între ele și egale cu  $\pm 1/3$  din aceeași tensiune de linie de intrare.

Tabelul 3.3 Corespondența dintre tensiunile de ieșire flotante de fază și tensiunile de intrare pentru stările permise ale convertorului matriceal trifazat

Nr.	Grup	Denumire	$v_{F01}$	$v_{F02}$	$v_{F03}$
1	I	R123	$v_{I1}$	$v_{I2}$	$v_{I3}$
2		R132	$v_{I1}$	$v_{I3}$	$v_{I2}$
3		R213	$v_{I2}$	$v_{I1}$	$v_{I3}$
4		R231	$v_{I2}$	$v_{I3}$	$v_{I1}$
5		R312	$v_{I3}$	$v_{I1}$	$v_{I2}$
6		R321	$v_{I3}$	$v_{I2}$	$v_{I1}$
7	IIA	A122	$(2/3)v_{I12}$	$-(1/3)v_{I12}$	$-(1/3)v_{I12}$
8		A211	$-(2/3)v_{I2}$	$(1/3)v_{I12}$	$(1/3)v_{I12}$
9		A212	$-(1/3)v_{I12}$	$(2/3)v_{I12}$	$-(1/3)v_{I12}$
10		A121	$(1/3)v_{I12}$	$-(2/3)v_{I12}$	$(1/3)v_{I12}$
11		A221	$-(1/3)v_{I12}$	$-(1/3)v_{I12}$	$(2/3)v_{I12}$
12		A112	$(1/3)v_{I12}$	$(1/3)v_{I12}$	$-(2/3)v_{I12}$
13	IIB	B233	$(2/3)v_{I23}$	$-(1/3)v_{I23}$	$-(1/3)v_{I23}$
14		B322	$-(2/3)v_{I23}$	$(1/3)v_{I23}$	$(1/3)v_{I23}$
15		B323	$-(1/3)v_{I23}$	$(2/3)v_{I23}$	$-(1/3)v_{I23}$
16		B232	$(1/3)v_{I23}$	$-(2/3)v_{I23}$	$(1/3)v_{I23}$
17		B332	$-(1/3)v_{I23}$	$-(1/3)v_{I23}$	$(2/3)v_{I23}$
18		B223	$(1/3)v_{I23}$	$(1/3)v_{I23}$	$-(2/3)v_{I23}$
19	IIC	C311	$(2/3)v_{I31}$	$-(1/3)v_{I31}$	$-(1/3)v_{I31}$
20		C133	$-(2/3)v_{I31}$	$(1/3)v_{I31}$	$(1/3)v_{I31}$
21		C131	$-(1/3)v_{I31}$	$(2/3)v_{I31}$	$-(1/3)v_{I31}$
22		C313	$(1/3)v_{I31}$	$-(2/3)v_{I31}$	$(1/3)v_{I31}$
23		C113	$-(1/3)v_{I31}$	$-(1/3)v_{I31}$	$(2/3)v_{I31}$
24		C331	$(1/3)v_{I31}$	$(1/3)v_{I31}$	$-(2/3)v_{I31}$
25	III	Z111	0	0	0
26		Z222	0	0	0
27		Z333	0	0	0

### 3.4 CONVERTORUL MATRICEAL TRIFAZAT CU "LEGĂTURĂ INDIRECTĂ FICTIVĂ"

Deoarece studiul și implementarea convertoarelor de curent alternativ cu "legătură indirectă" de tip redresor - inverter sunt cunoscute foarte bine la ora actuală, este utilă și analiza convertorului matriceal trifazat, considerat ca și un convertor cu "legătură indirectă fictivă". Astfel, din punct de vedere funcțional, convertorul matriceal poate fi descompus într-un "redresor fictiv" și un "inverter fictiv", ca și în figura 3.16.

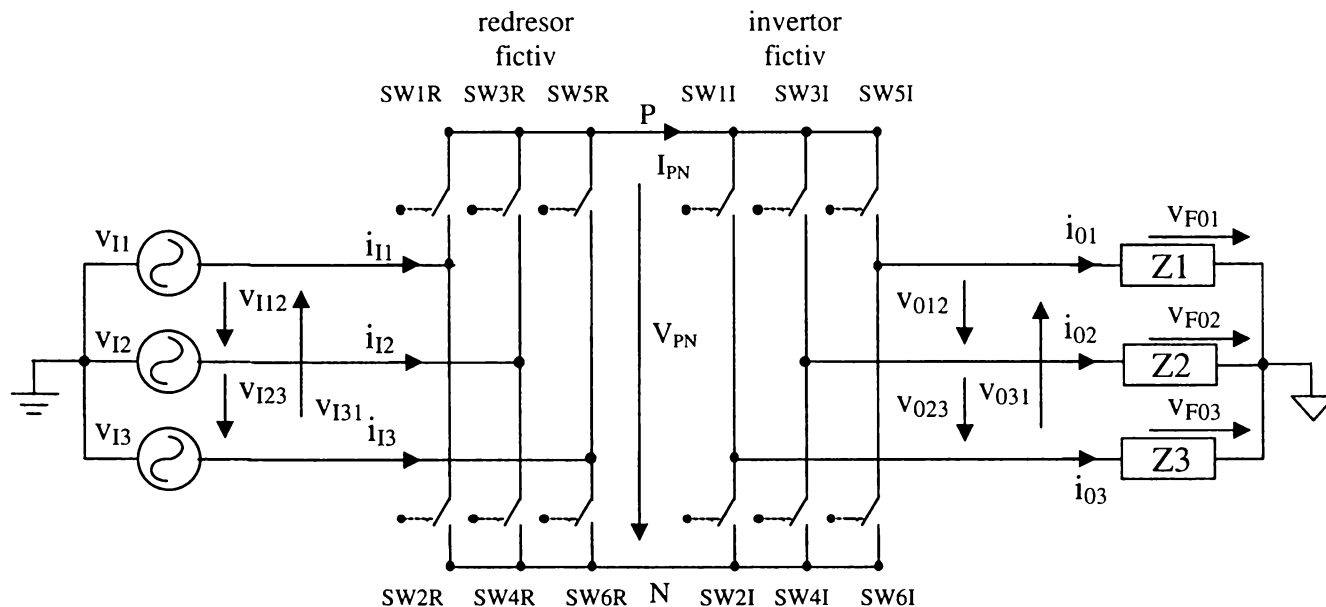


Figura 3.16 Descompunerea convertorului matriceal trifazat într-un redresor fictiv și un inverter fictiv

Se observă că "redresorul fictiv" generează o tensiune "continuuă fictivă"  $V_{PN}$  între punctele P și N, aceasta fiind în orice moment pozitivă, ca și în figura 3.17 (se consideră că tensiunea de intrare are amplitudinea unitară).

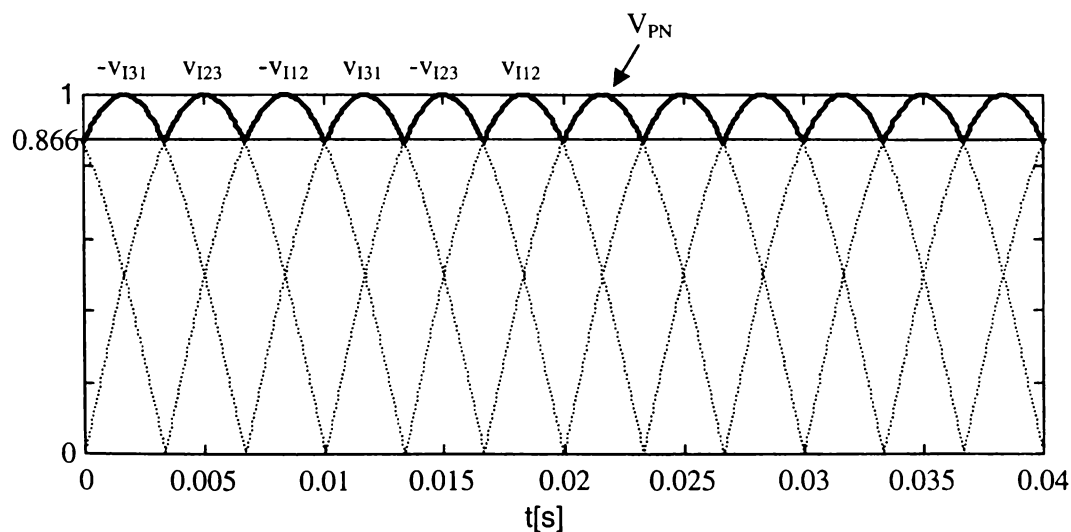


Figura 3.17 Tensiunea continuă fictivă  $V_{PN}$

Tensiunea  $V_{PN}$  este tensiunea de intrare a "invertorului fictiv", care generează la ieșire cele trei tensiuni alternative.

În literatura de specialitate, este prezentată această "împărțire" a convertorului matriceal în cele două convertoare fictive, pentru diferite cazuri particulare de implementare a algoritmilor de comandă [Rod83], [Hub95], [Nef92], [Zio86]. În acest subcapitol se propune o analiză generală a convertorului matriceal trifazat ca și convertor cu "legătură indirectă fictivă". Funcționarea celor două convertoare poate fi exprimată de asemenea prin intermediul funcțiilor de transfer.

"Redresorul" complet comandat este utilizat pentru a sintetiza la intrare un curent care să fie defazat cu un anumit unghi  $\varphi_1$  față de tensiunea de intrare. Sarcina "redresorului" este alimentată cu un curent continuu fictiv ideal  $I_{PN}^*$ . Dacă relația de legătură dintre curentul  $I_{PN}^*$  și curenții de intrare ideali este

$$\begin{bmatrix} i_{11}^* \\ i_{12}^* \\ i_{13}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1RED} \\ h_{2RED} \\ h_{3RED} \end{bmatrix} \cdot I_{PN}^* \quad (3.76)$$

atunci conform teoriei funcțiilor de transfer generalizate pentru un convertor trifazat [Wie87].

$$V_{PN}^* = \begin{bmatrix} h_{1RED} & h_{2RED} & h_{3RED} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{112} \\ v_{123} \\ v_{131} \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$\begin{bmatrix} v_{012}^* \\ v_{023}^* \\ v_{031}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1INV} \\ h_{2INV} \\ h_{3INV} \end{bmatrix} \cdot V_{PN}^* \quad (3.78)$$

$$I_{PN}^* = \begin{bmatrix} h_{1INV} & h_{2INV} & h_{3INV} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{01}^* \\ i_{02}^* \\ i_{03}^* \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

Relațiile (3.76) și (3.77) exprimă funcționarea "redresorului", iar relațiile (3.78) și (3.79) exprimă funcționarea "invertorului", unde

$$[h_{RED}] = [h_{1RED} \quad h_{2RED} \quad h_{3RED}] \quad (3.80)$$

este matricea de transfer a redresorului și

$$[h_{INV}] = \begin{bmatrix} h_{1INV} \\ h_{2INV} \\ h_{3INV} \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

este matricea de transfer a invertorului. Combinând relațiile (3.77)-(3.78) se pot obține relațiile de legătură dintre tensiunile de ieșire și de intrare ale convertorului matriceal cu "legătură indirectă fictivă".



$$\begin{bmatrix} v_{012}^* \\ v_{023}^* \\ v_{031}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1INV} \\ h_{2INV} \\ h_{3INV} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{1RED} & h_{2RED} & h_{3RED} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{I12} \\ v_{I23} \\ v_{I31} \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

sau

$$\begin{bmatrix} v_{012}^* \\ v_{023}^* \\ v_{031}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1INV} \cdot h_{1RED} & h_{1INV} \cdot h_{2RED} & h_{1INV} \cdot h_{3RED} \\ h_{2INV} \cdot h_{1RED} & h_{2INV} \cdot h_{2RED} & h_{2INV} \cdot h_{3RED} \\ h_{3INV} \cdot h_{1RED} & h_{3INV} \cdot h_{2RED} & h_{3INV} \cdot h_{3RED} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{I12} \\ v_{I23} \\ v_{I31} \end{bmatrix} \quad (3.83)$$

Comparând relațiile (3.37) și (3.83) se observă că produsul dintre matricea de transfer a "invertorului" și matricea de transfer a "redresorului" reprezintă matricea de transfer linie-linie a convertorului matriceal.

$$h_{LL} = h_{INV} \cdot h_{RED} \quad (3.84)$$

Relația (3.84) este importantă, deoarece exprimă faptul că funcția de transfer a convertorului matriceal poate fi obținută indirect dacă se cunosc funcțiile de transfer ale unui redresor și ale unui invertor. Astfel se pot prelua din literatura de specialitate principiile funcționale ale unui redresor și ale unui invertor [Zio85S], [Kwo93A], [Wie87], [Zio83], [Hab91], [Hab93], [Hub95], [Enj90], [Boo88], [Bro88], [Zio86] pentru a sintetiza relativ simplu, în condițiile impuse de restricțiile (3.46) și (3.47) o anumită funcție de transfer pentru convertorul matriceal.

Funcțiile de transfer obținute conform relației (3.84) se numesc *funcții de transfer indirecte* pentru convertorul matriceal [Hub95].

Pentru determinarea funcțiilor de comutație indirecte, trebuie luată în considerare și restricția (3.67), ceea ce implică faptul că în orice moment dat sunt în conducție trei și numai trei comutatoare ale convertorului matriceal, fiecare comutator închis fiind asociat unei singure faze de ieșire. Deoarece convertorul matriceal cu "legătură indirectă fictivă" are 12 comutatoare, față de cele 9 ale convertorului matriceal, este necesară stabilirea în orice moment a unui algoritm de asociere între cele 12 "comutatoare fictive" și cele 9 comutatoare ale convertorului matriceal. În literatura de specialitate sunt propuse și câteva structuri de convertoare cu legătură directă, care au topologia prezentată în figura 3.16 [Hol89], [Zio86R]. Aceste structuri prezintă față de convertorul matriceal dezavantajul numărului mai mare de comutatoare de putere necesare. Totuși în anumite condiții de funcționare, dacă nu se dorește și reglarea factorului de putere la intrare, numărul acestor comutatoare poate fi redus [Hol89], [Zio86R].

Relația de legătură dintre tensiunea fictivă continuă  $V_{PN}$  și tensiunile de intrare este

$$V_{PN} = \begin{bmatrix} S_{1RED} & S_{2RED} & S_{3RED} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{I12} \\ v_{I23} \\ v_{I31} \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

sau

$$V_{PN} = [S_{RED}] \cdot \begin{bmatrix} v_{I12} \\ v_{I23} \\ v_{I31} \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

unde elementele matricii  $S_{RED}$  pot avea valorile 1, -1 sau 0, în funcție de tensiunea de intrare de linie care se utilizează la un moment dat pentru generarea tensiunii continue  $V_{PN}$ . Pentru a se evita scurtcircuitarea surselor de alimentare, este necesar ca la un moment dat să fie închise doar două comutatoare ale "redresorului", unul dintre cele trei conectate la punctul P și unul dintre cele trei conectate la punctul N. În acest fel, tensiunea  $V_{PN}$  este în orice moment egală cu una dintre cele șase tensiuni de linie disponibile  $\pm v_{I12}$ ,  $\pm v_{I23}$ ,  $\pm v_{I31}$  sau este nulă și sunt permise 9 stări distincte ale redresorului [Kwo93A]. În tabelul 3.4 sunt prezentate stările permise ale "redresorului", funcțiile de comutație corespunzătoare celor șase comutatoare de putere, tensiunea de intrare utilizată pentru generarea tensiunii  $V_{PN}$  și valoarea curenților de intrare, în funcție de curentul continuu  $I_{PN}$ .

Tabelul 3.4 Stările permise ale "redresorului fictiv"

Stare	$S_{1RED}$	$S_{2RED}$	$S_{3RED}$	$S_{1R}$	$S_{2R}$	$S_{3R}$	$S_{4R}$	$S_{5R}$	$S_{6R}$	$V_{PN}$	$i_{I1}$	$i_{I2}$	$i_{I3}$
PN0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	$v_{I12}$	$I_{PN}$	$-I_{PN}$	0
PON	0	0	-1	1	0	0	0	0	1	$-v_{I31}$	$I_{PN}$	0	$-I_{PN}$
NP0	-1	0	0	0	1	1	0	0	0	$-v_{I12}$	$-I_{PN}$	$I_{PN}$	0
OPN	0	1	0	0	0	1	0	0	1	$v_{I23}$	0	$I_{PN}$	$-I_{PN}$
NOP	0	0	1	0	1	0	0	1	0	$v_{I31}$	$-I_{PN}$	0	$I_{PN}$
ONP	0	-1	0	0	0	0	1	1	0	$-v_{I23}$	0	$-I_{PN}$	$I_{PN}$
Z100	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Z010	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
Z001	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0

Semnificația literelor P, N, a cifrei 0 și a poziției acestora în notația celor șase stări permise ale redresorului, care generează la ieșire o tensiune  $V_{PN}$  diferită de zero, este următoarea: poziția literei P sau N arată care dintre tensiunile de intrare  $v_{I1}$ ,  $v_{I2}$  sau  $v_{I3}$  este conectată la punctul P sau N, respectiv; poziția cifrei 0 arată care dintre tensiunile de intrare  $v_{I1}$ ,  $v_{I2}$  sau  $v_{I3}$  nu este conectată la ieșirea redresorului. De exemplu notația PN0, înseamnă că  $v_{I1}$  este conectată la punctul P,  $v_{I2}$  este conectată la punctul N și  $v_{I3}$  nu este conectată la ieșirea redresorului. Semnificația notațiilor celorlalte trei stări permise este următoarea: litera Z arată că se generează la ieșirea redresorului o tensiune nulă, iar poziția cifrei 1 arată care dintre brațele punții redresoare este conectat la ieșire. De exemplu notația Z100 arată că brațul conectat la intrarea  $v_{I1}$  este conectat și la ieșirea redresorului.

Din tabelul 3.4 se observă că în orice moment la ieșirea redresorului este permisă conectarea a cel mult două dintre tensiunile de intrare de fază. *Analizând și stările permise ale convertorului matriceal, prezentate în tabelul 3.2 se observă că doar stările din grupurile al II lea și al III lea îndeplinesc condițiile impuse pentru funcționarea corectă a "redresorului fictiv". În concluzie, dacă se utilizează funcții de transfer indirecte pentru sinteza tensiunilor de ieșire ale convertorului matriceal, pot fi utilizate doar 21 de stări dintre cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal. În literatura de specialitate, se specifică în general acest lucru [Hub95], fără a fi însă demonstrat.*

Relația de legătură dintre tensiunea fictivă continuă  $V_{PN}$  și tensiunile de ieșire este

$$\begin{bmatrix} v_{O12} \\ v_{O23} \\ v_{O31} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1INV} \\ S_{2INV} \\ S_{3INV} \end{bmatrix} \cdot V_{PN} \quad (3.86)$$

sau

$$\begin{bmatrix} v_{012} \\ v_{023} \\ v_{031} \end{bmatrix} = [S_{INV}] \cdot V_{PN} \quad (3.87)$$

unde elementele matricii  $S_{INV}$  pot avea valorile 1, -1 sau 0, în funcție de polaritatea cu care tensiunea  $V_{PN}$  este aplicată la ieșire. Pentru a se evita scurtcircuitarea "redresorului" care este sursa de tensiune continuă  $V_{PN}$ , este necesar ca la un moment dat să nu fie închise simultan două comutatoare de pe același braț al punții care formează "invertorul". În acest fel sunt permise doar 8 stări distincte ale invertorului [Bro88]. În tabelul 3.5 sunt prezentate stările permise ale "invertorului", funcțiile de comutație corespunzătoare celor șase comutatoare de putere, valoarea tensiunilor de ieșire în funcție de tensiunea continuă  $V_{PN}$  și curentul de ieșire care determină curentul de intrare al invertorului  $I_{PN}$ .

Tabelul 3.5 Stările permise ale "invertorului fictiv"

Stare	$S_{1INV}$	$S_{2INV}$	$S_{3INV}$	S1I	S2I	S3I	S4I	S5I	S6I	$v_{012}$	$v_{023}$	$v_{031}$	$I_{PN}$
PNN	1	0	-1	1	0	0	1	0	1	$V_{PN}$	0	$-V_{PN}$	$i_{01}$
PPN	0	1	-1	1	0	1	0	0	1	0	$V_{PN}$	$-V_{PN}$	$-i_{03}$
NPN	-1	1	0	0	1	1	0	0	1	$-V_{PN}$	$V_{PN}$	0	$i_{02}$
NPP	-1	0	1	0	1	1	0	1	0	$-V_{PN}$	0	$V_{PN}$	$-i_{01}$
NNP	0	-1	1	0	1	0	1	1	0	0	$-V_{PN}$	$V_{PN}$	$i_{03}$
PNP	1	-1	0	1	0	0	1	1	0	$V_{PN}$	$-V_{PN}$	0	$-i_{02}$
PPP	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0
NNN	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0

Semnificația literelor P, N cât și a poziției acestora în notația celor opt stări permise ale invertorului, este următoarea: poziția literei P sau N arată care dintre ieșirile invertorului este conectată la punctul P sau N, respectiv. De exemplu, notația PNN arată că ieșirea 1 este conectată la punctul P, iar ieșirile 2 și 3 sunt conectate la punctul N. *Analizând datele prezentate în tabelul 3.5, se observă că în orice moment este necesară conectarea a cel puțin două ieșiri în același punct. Analizând și stările permise ale convertorului matriceal, prezentate în tabelul 3.2 se observă că și în acest caz numai stările din grupurile al II lea și al III lea îndeplinesc și condițiile impuse pentru funcționarea corectă a "invertorului fictiv".*

În funcție de tensiunea de intrare de linie care participă la generarea tensiunii  $V_{PN}$  nenule, se poate face o asociere între comutatoarele "invertorului fictiv" din figura 3.16 și cele ale convertorului matriceal din figura 3.14 ca și în [Zio86]. Pentru o anumită corespondență dintre o tensiune de linie de intrare și tensiunea  $V_{PN}$  această asociere este unică.

Această asociere este importantă deoarece semnalele de comandă generate pentru un invertor pot fi utilizate pentru generarea semnalelor de comandă ale convertorului matriceal. Astfel un algoritm de comandă deja implementat pentru un invertor, poate fi utilizat și pentru un convertor matriceal, dacă se respectă asocierile prezentate în tabelul 3.6. Această asociere este posibilă, deoarece din tabelul 3.2 și tabelul 3.5 se observă că în orice moment sunt închise trei comutatoare ale convertorului matriceal și trei comutatoare ale unui invertor.

Tabelul 3.6 Asocierea dintre comutatoarele unui invertor și cele ale convertorului matriceal pentru tensiunea  $V_{PN}$  nenulă

Comutator invertor	$V_{PN}$					
	$V_{112}$	$-V_{131}$	$V_{123}$	$-V_{112}$	$V_{131}$	$V_{123}$
SW1I	SW11	SW11	SW12	SW12	SW13	SW13
SW2I	SW12	SW13	SW13	SW11	SW11	SW12
SW3I	SW21	SW21	SW22	SW22	SW23	SW23
SW4I	SW22	SW23	SW23	SW21	SW21	SW22
SW5I	SW31	SW31	SW32	SW32	SW33	SW33
SW6I	SW32	SW33	SW33	SW31	SW31	SW32

În tabelul 3.7 este prezentată asocierea completă dintre stările permise ale convertorului matriceal din grupul al II-lea și stările permise ale "redresorului" și "invertorului" fictiv.

Tabelul 3.7 Asocierea dintre stările permise ale redresorului și invertorului fictiv și stările permise ale convertorului matriceal

	PNN	PPN	NPN	NPP	NNP	PNP
PNO	A122	A112	A212	A211	A221	A121
PON	C133	C113	C313	C311	C331	C131
OPN	B233	B223	B323	B322	B332	B232
NPO	A211	A221	A121	A122	A112	A212
NOP	C311	C331	C131	C133	C113	C313
ONP	B322	B332	B232	B233	B223	B323

Stările invertorului care generează tensiuni nule la ieșire (NNN și PPP) și stările redresorului care generează o tensiune  $V_{PN}$  nulă (Z100, Z010 și Z001) pot fi asociate cu oricare dintre stările Z111, Z222 sau Z333 ale convertorului matriceal.

Utilizând tabelul 3.7 se pot genera semnalele de comandă pentru un convertor matriceal dacă sunt cunoscute semnalele de comandă pentru un redresor complet comandat și pentru un invertor. Asocierea dintre stările permise ale redresorului și invertorului fictiv și stările permise ale convertorului matriceal prezentată în tabelul 3.7 reprezintă o contribuție originală a autorului.

Funcțiile de comutație astfel generate, numite *funcții de comutație indirecte*, utilizează 21 de stări distincte ale convertorului matriceal, spre deosebire de *funcțiile de comutație directe*, obținute direct din relațiile de legătură dintre tensiunile de ieșire și tensiunile de intrare, care utilizează toate cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal.

Pentru a se putea genera tensiuni de ieșire care să nu conțină armonici de joasă frecvență este necesar ca tensiunea continuă  $V_{PN}$  utilizată de invertor să nu conțină armonici de ordin inferior, ceea ce este posibil dacă  $V_{PN}$  este cel mult  $0,866 V_{IL}$ , după cum se observă și în figura 3.17, caz în care se poate obține câștigul maxim de tensiune pentru convertorul matriceal trifazat  $G_{V_{max}}=0.866$ .

Dacă nu se dorește și reglarea factorului de putere la intrare, atunci redresorul poate funcționa ca și un redresor necomandat și câștigul maxim ce se poate obține este  $G_{V_{max}}=0.95$ , deoarece tensiunea  $V_{PN}$  va avea în acest caz valoarea medie  $V_{PN} = 0,95 V_{IL}$  [Wie97]. Deoarece fundamentală tensiunii de ieșire pentru un invertor care sintetizează tensiunea de ieșire în șase trepte este  $1,1V_{PN}$ , atunci din combinația unui astfel de invertor fictiv cu un redresor fictiv necomandat se poate obține un câștig de tensiune  $G_{V_{max}}=1.05$ , care este câștigul de tensiune maxim ce se poate obține prin intermediul unui convertor matriceal trifazat [Wie97], dacă se admit armonici de ordin inferior în spectrul tensiunilor de ieșire.

### 3.5 CRITERII DE COMPARAȚIE ÎNTRE DIFERITE METODE DE COMANDĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE

Scopul principal al metodelor de comandă pentru convertoarele matriceale este generarea unor tensiuni cu caracter sinusoidal la ieșire, cu frecvența și amplitudinea reglabile independent. O altă cerință general impusă convertoarelor de putere este o poluare cât mai redusă a sursei de alimentare, ceea ce înseamnă este necesară și generarea unui curent de intrare sinusoidal, care să fie în fază cu tensiunea de intrare. Deoarece principalul avantaj al unui convertor matriceal ideal îl constituie absența pierderilor de putere în transferul energiei dintre sursa de alimentare și sarcină prin intermediul legăturii directe, pe lângă anumite criterii de comparație între calitatea formelor de undă generate la intrare/ieșire, sunt necesare și criterii de comparație din punct de vedere al pierderilor de putere în convertorul matriceal real. Principalul criteriu de comparație al formelor de undă generate prin diferite metode de comandă a convertoarelor matriceale este gradul de distorsionare al acestora față de o formă de undă pur sinusoidală. Deoarece pierderile de putere ale comutatoarelor aflate în conducție sunt în general independente de metoda de comandă utilizată [Ber96], este utilă și compararea pierderilor prin conducție caracteristice unui anumit algoritm de comandă a convertoarelor matriceale.

#### 3.5.1 CARACTERIZAREA FORMELOR DE UNDĂ GENERATE LA IEȘIREA CONVERTORULUI MATRICEAL

Tensiunile de ieșire sintetizate prin intermediul funcțiilor de transfer sunt mărimi pur sinusoidale, însă formele de undă generate prin intermediul funcțiilor de comutație conțin un anumit nivel de armonici. Deoarece este utilă și o comparație cu performanțele invertoarelor trifazate, pentru determinarea calității formelor de undă generate la ieșirea convertorului matriceal se pot utiliza indicatori de calitate folosiți și în analiza algoritmilor de comandă pentru invertoare [Boo88]. O primă informație asupra conținutului de armonici o dă *factorul total de distorsiuni armonice al tensiunii de ieșire* [Lip00].

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (V_{hk})^2}}{V_{h1}} \cdot 100[\%] \quad (3.88)$$

unde  $V_{h1}$  este valoarea efectivă a fundamentalei și  $V_{hk}$ , valoarea efectivă a armonicii de ordinul  $k$ , pentru tensiunea de ieșire de linie sau de fază flotantă. În figurile 3.18 și 3.19 se prezintă două forme de undă tipice U1 și U2 (acestea diferă prin frecvența cu care sunt eșantionate tensiunile de intrare), cât și spectrele de frecvență corespunzătoare pentru tensiunea de ieșire de linie a unui convertor matriceal trifazat, care au aceeași valoare a fundamentalei dar spectre de frecvență diferite. Tensiunile U1 și U2 au fost generate prin simularea funcțiilor de comutație caracteristice modulației vectorului spațial, tehnică de comandă ce va fi explicată în capitolul al 4-lea. Cele două forme de undă sunt caracterizate printr-o fundamentală având frecvența  $f_0 = 80\text{Hz}$  și amplitudinea  $V_{OL} = V_{Oh1} = 466,7\text{V}$ . Ambele tensiuni au factorul total de distorsiuni armonice de valori apropiate, 58,42% pentru forma de undă U1 și 58,04% pentru forma de undă U2, astfel că acesta nu oferă informații concludente despre diferența calitativă dintre cele două forme de undă.

Un indicator mult mai performant este cel numit *factorul total de distorsiuni armonice ponderat* [Lip00], [Hol96], sau *factorul total de distorsiuni armonice de ordinul întâi* [Boo88], [Enj90] sau *indicatorul distribuției armonicelor* [Kim89], definit astfel:

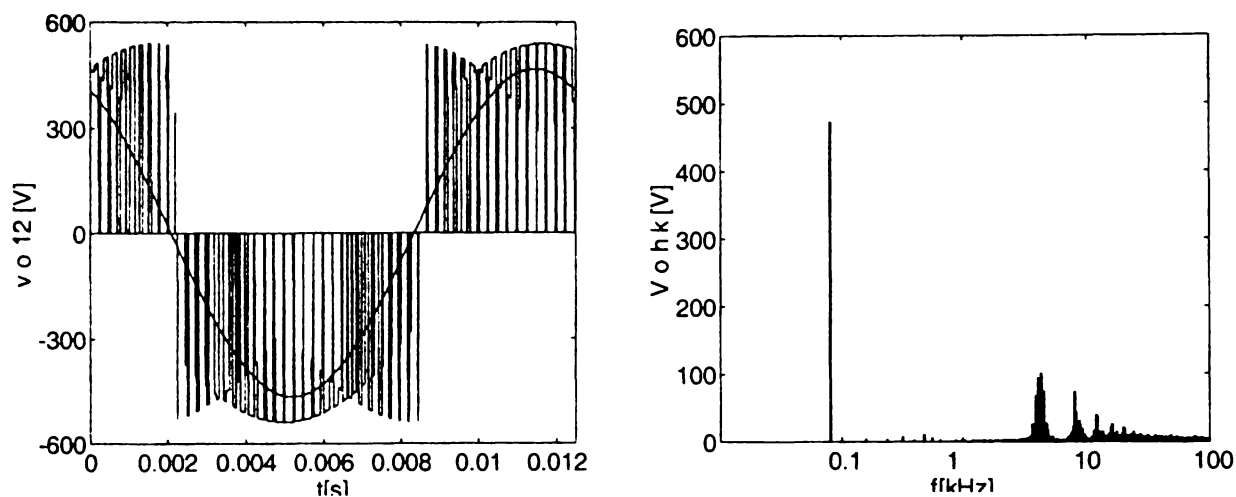


Figura 3.18 Forma de undă U1 pentru tensiunea de linie de ieșire a unui convertor matriceal

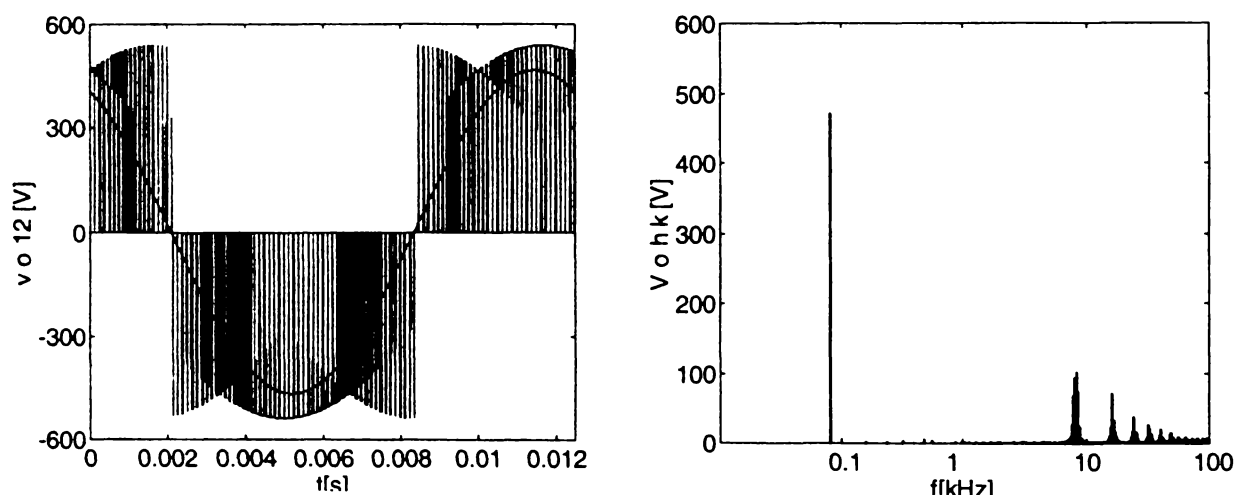


Figura 3.19 Forma de undă U2 pentru tensiunea de linie de ieșire a unui convertor matriceal

$$THDW_v = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{V_{hk}}{k}\right)^2}}{V_{h1}} \cdot 100[\%] \quad (3.89)$$

Pentru o sarcină cu caracter inductiv, care constituie un atenuator de ordinul întâi [Boo88], factorul total de distorsiuni armonice ponderat, oferă informații asupra calității curentului de sarcină [Lip00]. Factorul total de distorsiuni armonice ponderat este 1% pentru tensiunea U1 și 0,5% pentru tensiunea U2. Se observă că  $THDW_v$  pentru U2 este de două ori mai redus decât  $THDW_v$  pentru U1, ceea ce sugerează că forma de undă U2 este "mai calitativă" decât forma de undă U1. În figura 3.20 sunt prezentate formele de undă pentru cei doi curenți de sarcină generați de cele două forme de undă ale tensiunilor de ieșire. Se observă că forma de undă a curentului 2 este mai aproape de o formă sinusoidală decât forma de undă a curentului 1, fapt indicat și de comparația factorului total de distorsiuni armonice ponderat,  $THDW_v$ . Dacă se cunoaște impedanța sarcinii în anumite condiții de funcționare se poate utiliza ca și criteriu de comparație și *factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire*.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (I_{hk})^2}}{I_{h1}} \cdot 100[\%] \quad (3.90)$$

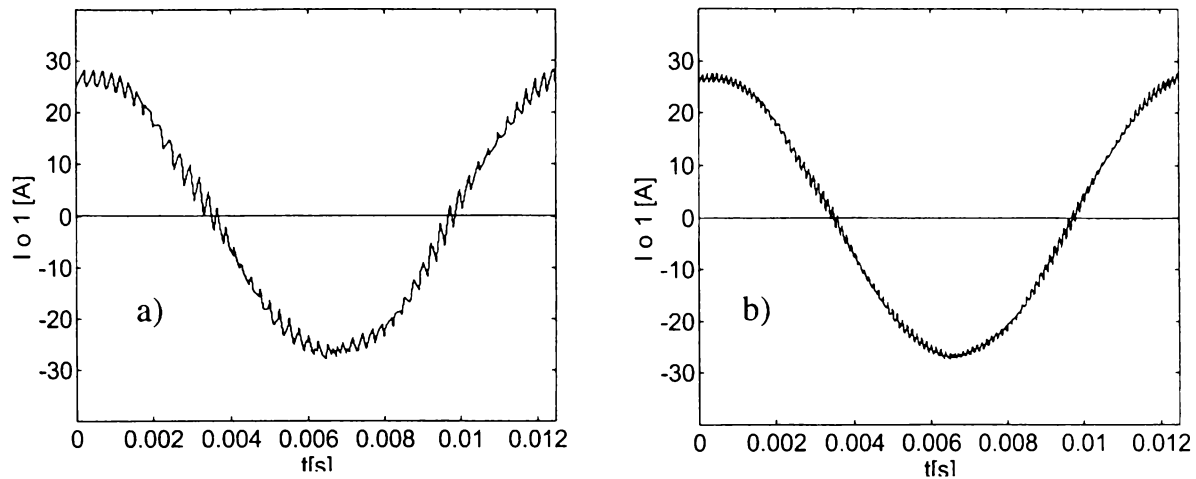


Figura 3.20 Forma de undă a curentului de ieșire pentru o sarcină rezistiv inductivă ( $R=10\Omega; L_s=3\text{mH}$ ;) a) cazul 1 ; b) cazul 2

Formele de undă din figura 3.20 sunt caracterizate de factorul total de distorsiuni armonice  $\text{THD}_{i1}=6,36\%$  și  $\text{THD}_{i2}=3,27\%$ . Se observă că raportul dintre acești indicatori este aproape egal cu cel al factorilor de distorsiuni armonice ponderat pentru tensiunea de ieșire. Deoarece în acționarea mașinilor asincrone, armonicele de ordin inferior al spectrului de frecvență, în special cele de ordin mai mic sau egal cu 11, provoacă cele mai importante efecte nedorite, ca pulsații ale cuplului, pierderi de putere, supraîncălzirea mașinii sau chiar probleme de generare a zgomotului acustic [Vij99], este utilă și determinarea *factorului total de distorsiuni armonice de joasă frecvență al curentului de sarcină*.

$$\text{THDLF}_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{11} (I_{hk})^2}}{I_{h1}} \cdot 100[\%] \quad (3.91)$$

Dacă se calculează factorul total de distorsiuni armonice de joasă frecvență pentru cele două forme de undă ale curentului de sarcină prezentate anterior se obțin valorile  $\text{THDLF}_{i1}=2,52\%$  și  $\text{THDLF}_{i2}=1,26\%$ .

Indicatorii prezentați dau o informație calitativă rapidă asupra performanțelor la ieșirea convertorului matriceal. Pentru o analiză mai detaliată a formelor de undă generate la ieșire este necesar studiul comparativ al spectrului de armonici pentru diferite regimuri de funcționare, ceea ce necesită un timp mai îndelungat de analiză și realizarea unor experimente relativ complicate sau simularea acestora.

O informație utilă asupra distorsiunilor armonice în general, a existenței armonicilor de joasă frecvență și a simetriei sistemului trifazat de curenți generați la ieșire o oferă și *studiul reprezentării celor trei curenți de ieșire în coordonate polare prin intermediul traiectoriei vectorului spațial al curenților de ieșire* [Trz94]. Astfel nu mai este necesară reprezentarea a trei forme de undă separate, ci sistemul celor trei mărimi trifazate este reprezentat prin doar două coordonate. Sinteza vectorului spațial pentru un sistem trifazat va fi explicată în cadrul capitolului 4. Pentru un semnal pur sinusoidal traiectoria respectivă este circulară și cu cât forma acesteia este mai diferită de forma unui cerc, distorsiunile curentului de ieșire sunt mai pronunțate. În figura 3.21 sunt prezentate traiectoriile vectorilor spațiali ai curentului de ieșire, generate de formele de undă ale tensiunilor de ieșire prezentate în figurile 3.18 și 3.19. Se observă că pentru cazul al 2-lea, traiectoria vectorului spațial este mult mai apropiată de o formă circulară, decât traiectoria corespunzătoare cazului 1.

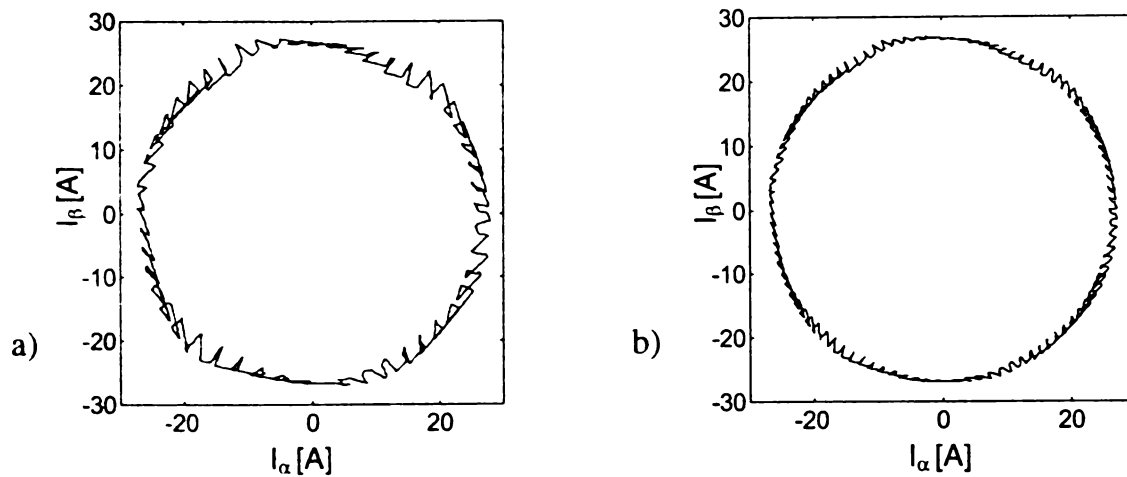


Figura 3.21 Traectoria vectorului spațial al curenților de ieșire pentru o sarcină rezistiv inductivă ( $R=10\Omega$ ;  $L_s=3\text{mH}$ );  
a)cazul 1 ; b) cazul 2

### 3.5.2 CARACTERIZAREA FORMELOR DE UNDĂ GENERATE LA INTRAREA CONVERTORULUI MATRICEAL

Curenții de intrare sintetizați prin intermediul funcțiilor de transfer sunt mărimi pur sinusoidale, dar curenții generați la intrarea convertorului matriceal prin intermediul funcțiilor practice de comutație conțin, pe lângă componenta fundamentală și o importantă cantitate de componente armonice. O deosebire importantă între analiza tensiunilor de ieșire și a curenților de intrare este că acesta pe lângă dependența de algoritmul de comandă, este dependent și de caracterul sarcinii. În concluzie analiza curenților de intrare trebuie făcută în diferite condiții de funcționare cunoscute al convertorului matriceal. O primă informație asupra conținutului de armonici o dă factorul total de distorsiuni armonice al curenților de intrare, care se poate calcula cu relația (3.90). La fel ca și în cazul tensiunilor de ieșire, acest indicator nu oferă informații concludente pentru a se face o apreciere corectă a diferențelor dintre formele de undă analizate. În figura 3.22 și figura 3.23 se prezintă forma de undă pentru cei doi curenți de intrare generați în condițiile 1 și 2 prezentate în paragraful anterior.

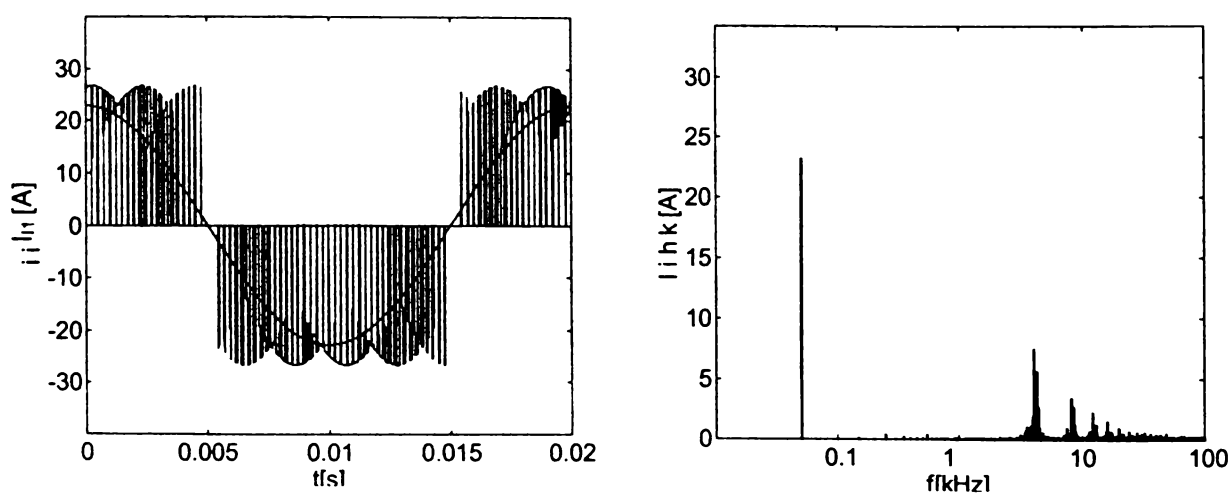


Figura 3.22 Forma de undă  $i_1$  și spectrul de armonici pentru curențul de intrare al unui convertor matriceal



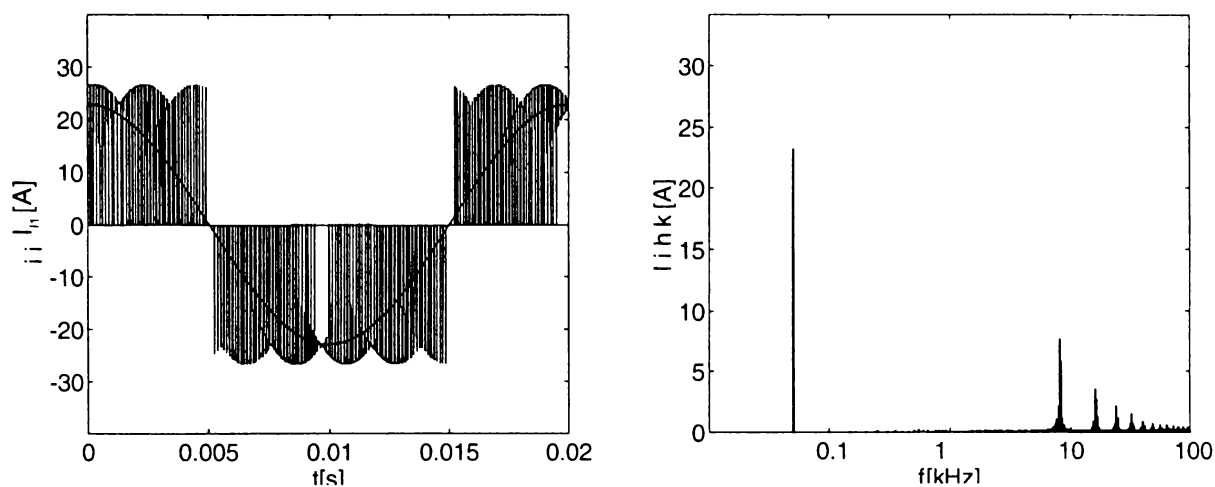


Figura 3.23 Formă de undă  $I_2$  și spectrul de armonici pentru curentul de intrare al unui convertor matriceal

Factorul total de distorsiuni armonice pentru curentul din figura 3.22 este 57,21% iar pentru curentul din figura 3.23 este 57,49%. Astfel de curenți nu sunt admiși la intrare din considerente de poluare a rețelei de alimentare. Din acest motiv este necesară filtrarea curentului generat la intrarea convertorului matriceal. Filtrarea se face în general cu filtre LC de ordinul 2 amortizate [Nef92], a căror caracteristică de frecvență este asemănătoare cu cea prezentată în figura 3.24.

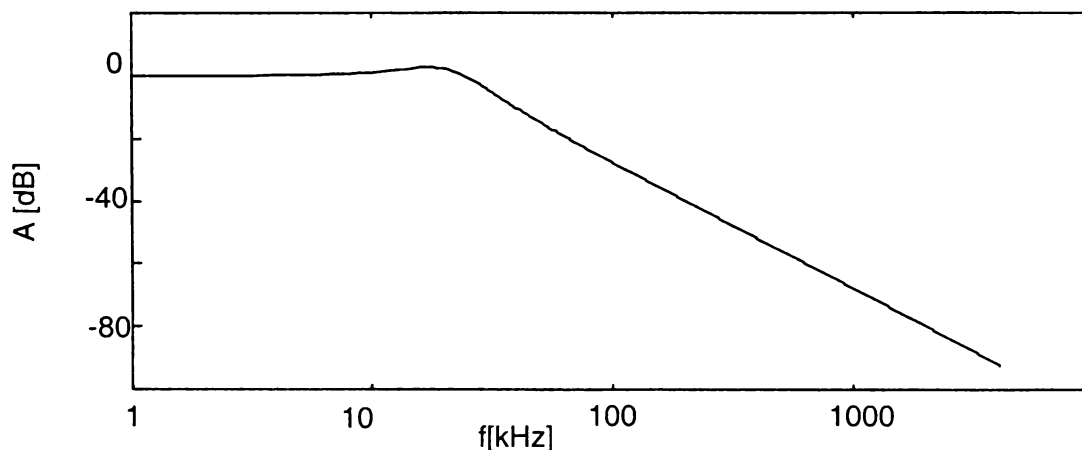


Figura 3.24 Caracteristica atenuare-frecvență a filtrului LC de ordinul 2 amortizat utilizat pentru filtrarea curentului de intrare al convertorului matriceal

Deoarece, atenuarea unei componente armonice de curent este aproximativ invers proporțională cu ordinul acestei armonice, un indicator util din punct de vedere al filtrării curentului de intrare este *factorul total de distorsiuni armonice pentru filtrarea de ordinul 2* [Boo88], [Enj90].

$$THDF_{2_i} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{hk}}{k^2}\right)^2}}{I_{h1}} \cdot 100[\%] \quad (3.92)$$

Acest indicator este  $THDF_{2_i}=0,085\%$  și  $THDF_{2_i}=0,043\%$  pentru curentul din figurile 3.22 și 3.23 respectiv, ceea ce sugerează că forma de undă din figura 3.23 este superioară din punct de vedere al condițiilor de filtrare formei de undă din figura 3.22.

Deoarece convertoarele matriceale au apărut din necesitatea de a dezvolta un convertor de putere care să elimine componentele pasive, un algoritm de comandă este cu atât mai performant, cu cât generează un curent de intrare care necesită un filtru de intrare de dimensiuni cât mai reduse. O indicație a dimensiunilor filtrului o constituie frecvența de tăiere a filtrului. Cu cât această frecvență este mai mare, cu atât dimensiunile filtrului sunt mai reduse. Proiectarea filtrului de intrare este o problemă relativ complexă și va fi prezentată în capitolul al 6-lea. Deoarece se poate considera în general că un semnal pentru care amplitudinea armonicilor dominante este mai mică decât 3% din amplitudinea fundamentalei este un semnal sinusoidal [Zio86R], *determinarea frecvenței de rezonanță a filtrului  $f_R$ , necesară pentru a atenua armonică dominantă din spectrul curentului de intrare, astfel încât amplitudinea acesteia să fie 3% din valoarea amplitudinii fundamentalei, constituie un indicator util pentru o primă estimare comparativă a dimensiunilor filtrului de intrare.* Pentru curenții prezentați în figurile 3.22 și 3.23 acest indicator de calitate a curentului de intrare este  $f_{T1}=950\text{Hz}$  și  $f_{T2}=2050\text{Hz}$ , ceea ce sugerează ceea ce sugerează că pentru filtrarea formei de undă din figura 3.23 este necesar un filtru de intrare de dimensiuni de aproximativ două ori mai reduse decât filtrul necesar pentru filtrarea formei de undă din figura 3.22.

Un studiu comparativ al performanțelor la intrarea convertorului, pentru diferite funcții de comutație se poate face și prin analiza curentului de intrare filtrat, dacă se utilizează un filtru de intrare având aceeași caracteristică atenuare frecvență. Indicatorii care prezintă interes din acest punct de vedere sunt *factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare filtrat*, calculat cu relația (3.90), *valoarea efectivă a curentului de intrare filtrat*, calculată conform relației (3.93) [Lip00] sau *factorul de putere* calculat conform relației (3.94).

$$I_{ef} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{hk}^2} \quad (3.93)$$

$$PF_{in} = THD_1 \cdot \cos(\varphi_1) \quad (3.94)$$

De asemenea pentru o informație mai mult intuitivă asupra calității curentului de intrare se poate utiliza și *reprezentarea grafică a traiectoriei vectorului spațial al curenților de intrare filtrați*. Pentru un studiu mai exact al simetriei sistemului trifazat al celor trei curenți de intrare în literatura de specialitate sunt definiți anumiți indicatori ca și factorul global de distorsiuni armonice sau valoarea efectivă totală a distorsiunilor la intrare [Cas98A].

În condițiile impuse calității curentului de intrare de către standardele actuale [IEC2] [IEC4] [CIS11], un curent filtrat care are factorul total de distorsiuni armonice  $THD_1 < 5\%$  și poate fi considerat sinusoidal [Zio86R] nu îndeplinește întotdeauna și condițiile impuse de aceste standarde. Din acest motiv trebuie analizat și spectrul curentului filtrat în raport cu condițiile impuse de aceste standarde, pentru a avea o imagine completă asupra calității unui anumit algoritm de comandă. Această analiză presupune determinarea condițiilor cele mai nefavorabile de funcționare și apoi necesită un timp relativ mare pentru a face analiza spectrală a curentului filtrat în raport cu condițiile standardizate impuse la ora actuală. O informație rapidă o oferă unii indicatori de calitate acceptați de anumite standarde [IEC4] și care sunt *factorul total de distorsiuni armonice de joasă frecvență*  $THD_{(40)I}$  și *PWHD factorul total de distorsiuni armonice parțial ponderat, pentru curentul de intrare filtrat*.

$$THD_{(40)I} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{40} (I_{hk})^2}}{I_{h1}} \cdot 100[\%] \quad (3.95)$$

$$PWHD_l = \frac{\sqrt{\sum_{k=14}^{40} k * (I_{hk})^2}}{I_{h1}} \cdot 100[\%] \quad (3.96)$$

Analiza parametrilor de intrare față de analiza parametrilor de ieșire ai convertorului matriceal prezintă dezavantajul că sunt dependenți de caracterul sarcinii. Deoarece conform relațiilor (3.49) și (3.53) matricea de transfer dintre curenții de ieșire reprezintă transpusa matricii de transfer dintre tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire, ca o regulă generală se poate spune că dacă un algoritm de comandă generează la ieșire forme de undă calitativ superioare față de alt algoritm de comandă, atunci și formele de undă generate la intrare sunt calitativ superioare.

### 3.5.3 CARACTERIZAREA CONVERTORULUI MATRICEAL DIN PUNCT DE VEDERE AL PIERDERILOR DE PUTERE

Deoarece legătura dintre intrări și ieșiri se face direct, în studiul convertoarelor matriceale ideale se presupune că nu există pierderi de putere în transferul energiei de la intrare la ieșire. Totuși datorită pierderilor de putere în dispozitivele semiconductoare eficiența convertorului matriceal nu este 100%. Pierderile de putere în dispozitivele semiconductoare prin intermediul cărora se implementează comutatoarele bidirecționale SW11-SW33, pot fi pierderi de putere în conducție și pierderi de putere în comutație [Phi95]. Este evident că aceste pierderi sunt dependente în mare măsură de tipul dispozitivelor semiconductoare, de configurația acestora în cadrul convertorului matriceal, de tipul circuitelor de comandă utilizate și de tehnologia de realizare a convertorului matriceal. Implementarea comutatoarelor bidirecționale prin intermediul dispozitivelor semiconductoare existente pe piață la ora actuală va fi prezentată în cadrul capitolului 6. Din punct de vedere al comparației între diferite tehnici de comandă ale convertoarelor matriceale prezintă interes găsirea unor criterii de comparație calitative care să fie independente de dispozitivele semiconductoare utilizate. Pierderile în conducție pentru convertoarele matriceale sunt în general independente de algoritmul de comandă utilizat [Ber96], fiind dependente de valoarea tensiunii sursei de alimentare, de câștigul de tensiune necesar și de parametrii sarcinii. Din aceste motive diferite tehnici de comandă ale convertoarelor matriceale pot fi comparate doar din punct de vedere al pierderilor prin comutație.

Singurul criteriu de comparație care este independent de parametrii sarcinii este *numărul de comutații necesare în unitatea de timp* pentru a implementa o anumită funcție de transfer prin intermediul funcțiilor de comutație.

Pentru o evaluare a pierderilor prin comutație a invertoarelor există un indicator numit factor de pierderi în comutație [Trz94], a cărui definiție se bazează însă pe faptul că invertorul este alimentat cu tensiune constantă. Acest indicator oferă o indicație mai sugestivă a pierderilor prin comutație decât numărul de comutații necesar în unitatea de timp. Pentru o evaluare a pierderilor prin comutație în cazul convertoarelor matriceale, *factorul de pierderi în comutație trebuie redefinit conform relației (3.97) deoarece tensiunea de alimentare nu este constantă.*

$$SLF = \frac{k_{SLF}}{t} \cdot \sum_{i=1}^{NCOM} \left( \sum_{q=1}^3 \left( \sum_{p=1}^3 \left( \frac{|v_{SW_{pq}}|}{V_{IL}} \cdot \left( \frac{i_{SW_{pq}}}{I_0} \right)^2 \right) \right) \right) \quad (3.97)$$

unde NCOM reprezintă numărul de comutații necesar în intervalul de timp  $t$ ,  $v_{sw}$  și  $i_{sw}$  reprezintă tensiunea și curentul prin comutator în momentul comutației, iar  $k_{SLF}$  reprezintă un factor de scalare necesar pentru a stabili ordinul de mărime al rezultatului relației (3.97).

Definirea acestui indicator s-a făcut pe baza următoarelor considerente. Pierderile de putere prin comutație sunt dependente de valoarea curentului comutat, valoarea tensiunii comutate cât și de timpii de comutație. Acești timpii de comutație care sunt specifici fiecărui dispozitiv semiconductor în funcție de tensiunea de comandă, sunt în general dependenți și de valoarea curentului comutat. Generalizând se poate considera că timpii de comutație sunt proporționali cu valoarea curentului comutat, motiv pentru care în relația (3.97) apare termenul  $i_{sw}^2$ . Evident pentru diferite combinații de tranzistoare și diode utilizate pentru implementarea comutatoarelor relația (3.97) poate deveni mult mai complexă, dar scopul principal este determinarea unui indicator care poate fi calculat cât mai simplu și rapid, prin intermediul căruia să se poată face o comparație calitativă între diferite tehnici de comandă a convertoarelor matriceale din punct de vedere al pierderilor prin comutație. Termenii  $V_{IL}$  și  $I_0$  apar în relația (3.97) pentru a normaliza valoarea tensiunilor comutate și a curenților comutați astfel încât factorul de pierderi prin comutație să devină independent de valoarea tensiunii de alimentare și de valoarea efectivă a curentului de sarcină. Utilizând relația (3.97) se poate face o evaluare algoritmilor de comandă din punct de vedere a pierderilor de comutație care este dependentă doar de factorul de putere al sarcinii.

În general se urmărește realizarea unui compromis între numărul de comutații necesare și calitatea formelor de undă generate la intrare/ieșire, deoarece un număr de comutații redus deși implică reducerea pierderilor de putere prin comutație, conduce și la creșterea distorsiunilor formelor de undă de intrare/ieșire. Din acest motiv este util și un indicator de calitate care să ofere o indicație de ansamblu asupra pierderilor prin comutație și a distorsiunilor generate la intrare/ieșire. Deoarece armonicile generate la ieșire se regăsesc și la intrare, este suficientă combinarea unui indicator al calității formelor de undă de la ieșirea convertorului matriceal cu un indicator al pierderilor de putere prin comutație. Astfel se poate defini *factorul de calitate* al unui convertor matriceal,  $QLF$ , util pentru a compara diferite tehnici de comandă a invertoarelor [Trz94], se poate defini și în cazul convertoarelor matriceale un astfel de indicator.

$$QLF = k_{QLF} \cdot \frac{1}{SLF \cdot THD_i} \quad (3.98)$$

unde  $THD_i$  reprezintă factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire. Coeficientul de scalare  $k_{QLF}$  este necesar pentru a determina ordinul de mărime al factorului de calitate  $QLF$ . Factorul de calitate definit prin relația (3.98) este util numai pentru o măsură comparativă a calității unor algoritmi de comandă pentru convertoarele matriceale, deoarece valoarea sa specifică depinde și de caracterul sarcinii.

### 3.6 CONCLUZII

Scopul principal al acestui capitol a fost analiza teoretică generalizată a convertoarelor matriceale, care încă nu sunt foarte cunoscute, în raport cu deja clasicele convertoare de curent alternativ de tip redresor-invertor sau mai noile convertoare rezonante de curent alternativ.

La începutul acestui capitol sunt prezentate principalele caracteristici funcționale ale convertorului matriceal ideal. Privit ca o "cutie neagră" acesta furnizează la ieșire o tensiune cu frecvența și amplitudinea variabile independent, iar impedanța de intrare este de asemenea reglabilă, independent de caracterul sarcinii convertorului matriceal. Singura restricție funcțională o constituie egalitatea dintre puterile active de la intrare și de la ieșire.

În continuare se prezintă relațiile matematice generale ce caracterizează un convertor matriceal cu un număr nelimitat de intrări și de ieșiri. Se introduc într-un mod clar noțiunile de funcție de transfer și funcție de comutație. Astfel prin intermediul *funcțiilor de transfer se*

realizează legătura continuă dintre mărimile de intrare și de ieșire, sintetizându-se tensiunile de ieșire și curenții de intrare doriți, ca forme de undă sinusoidale ideale. Prin intermediul funcțiilor de comutație se realizează legătura discretă dintre mărimile de intrare și de ieșire, generându-se tensiunile de intrare și curenții de intrare care sunt compuse din-o componentă fundamentală care în general este aproape identică cu formele de undă sinusoidale dorite, peste care se suprapun o serie de componente armonice. Astfel se face o distincție clară între funcțiile de transfer și funcțiile de comutație, în literatura de specialitate tratarea acestor funcții nefiind unitară și foarte clară, ceea ce poate duce la unele confuzii.

O mare parte a acestui capitol este dedicată relațiilor matematice ce caracterizează convertorul matriceal trifazat. Utilizând reprezentări grafice sugestive se prezintă limitele fizice ale câștigului de tensiune al convertorului matriceal. *Pentru o descriere matematică completă se introduc noțiunile de funcții de transfer fază - fază, linie - fază, linie - linie și fază flotantă - fază. Determinarea funcțiilor de transfer linie-linie și fază flotantă - fază reprezintă o contribuție proprie a autorului. În continuare se prezintă și toate funcțiile de comutație asociate celor patru tipuri de funcții de transfer.*

Determinarea acestor funcții de transfer este importantă pentru analiza preliminară simplificată funcțională a unui sistem în care este inclus un convertor matriceal ideal, pentru care se neglijează componentele armonice. În capitolele următoare se va arăta că simularea prin intermediul funcțiilor de transfer poate fi de peste 30 de ori mai rapidă decât simularea prin intermediul funcțiilor de comutație, obținându-se rezultate asemănătoare pentru anumite condiții funcționale. În concluzie, în cadrul proiectării asistate de calculator a unui sistem ce include și un convertor matriceal, pentru determinarea anumitor proprietăți fundamentale ale sistemului este necesară cunoașterea funcțiilor de transfer ale convertorului matriceal, pentru a se reduce semnificativ timpul de proiectare, ceea ce este adevărat și pentru alte tipuri de convertoare de curent alternativ [Bos81].

*Prin determinarea funcțiilor de transfer și calculul tuturor funcțiilor de comutație posibile se creează cadrul necesar pentru implementarea unor programe de simulare pe calculator a convertoarelor matriceale. De asemenea, prezentarea tabelară a legăturilor dintre tensiunile și curenții de intrare/ieșire constituie baza realizării unor programe de implementare a funcțiilor de comutație pe un sistem digital de comandă.*

*Un caracter de originalitate îl reprezintă și notațiile utilizate pentru cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal, care sugerează imediat, în special pentru stările din grupul al II-lea, care sunt tensiunile de intrare utilizate la un moment dat pentru generarea tensiunilor de ieșire.*

Deoarece în majoritatea cazurilor sarcina trifazată este conectată astfel încât punctul de nul de la ieșire este diferit de punctul de nul al tensiunilor de intrare, sunt foarte utile datele din tabelul 3.3, care prezintă *relațiile de legătură, în orice moment, dintre tensiunile de ieșire de fază flotante și tensiunile de intrare de linie*. Pentru stările corespunzătoare grupului al II-lea aceste relații sunt asemănătoare cu cele obținute pentru un invertor [Bos97], dacă tensiunile de intrare de linie se înlocuiesc cu o tensiune continuă. Se observă că pentru stările din grupul al II-lea dintre cele trei tensiuni de fază flotante una dintre ele poate fi în valoare absolută egală cu  $2/3V_{IL}$ , care este tensiunea maximă ce poate fi aplicată pe sarcină la un moment dat. Deși valoarea efectivă a fundamentalei pentru tensiunile de fază flotante poate fi maxim 190V, pentru un sistem de tensiuni de alimentare având valoarea efectivă 220 pentru tensiunile de fază, pe sarcină se aplică și vârfuri de tensiune de 253V, fapt de care trebuie luat în considerare atunci când un anumit tip de sarcină este alimentată prin intermediul convertorului matriceal.

Deoarece tehnicile de comandă pentru convertoarele cu legătură de curent continuu de tip redresor – invertor sunt în prezent bine fundamentate din punct de vedere teoretic, s-a considerat utilă și prezentarea modului în care se pot implementa anumite tehnici de comandă deja cunoscute pentru aceste convertoare clasice, pentru comanda unui convertor matriceal. *Această prezentare are un caracter de originalitate, deoarece în literatura de specialitate această "împărțire" a*

*convertorului matriceal într-un redresor și un invertor fictiv este prezentată doar pentru cazul particular al modulației vectorului spațial [Hub95] și pentru un convertor matriceal comandat în curent [Nef92]. În acest subcapitol sunt prezentate într-o formă tabelară, ușor de implementat într-un sistem digital de comandă, toate asocierile posibile dintre stările și comutatoarele unui redresor complet comandat, ale unui invertor și stările și comutatoarele convertorului matriceal trifazat.*

În finalul acestui capitol sunt prezentați anumiți indicatori de calitate prin intermediul cărora se poate face o analiză comparativă între diferite tehnici de comandă a convertoarelor matriceale, din punct de vedere al calității formelor de undă de intrare/ieșire și al pierderilor de putere în comutație. *Caracterul de originalitate îl constituie prezentarea unitară a acestor metode prin care pot fi caracterizate performanțele convertoarelor matriceale. Redefinirea unor indicatori ca factorul de pierderi prin comutație și factorul de calitate, astfel încât aceștia să reflecte calitativ funcționarea convertoarelor matriceale, reprezintă contribuții proprii ale autorului.*

## 4. METODE DE COMANDĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE BAZATE PE MODULAȚIA VECTORULUI SPAȚIAL

*În cadrul acestui capitol se va prezenta pe scurt teoria modulației vectorului spațial aplicată în cazul convertoarelor matriceale, prin intermediul conceptelor de funcție de transfer și funcție de comutație, introduse în capitolul anterior. O contribuție teoretică a autorului o reprezintă demonstrația faptului că în funcție de asocierea stărilor convertorului matriceal cu un anumit vector spațial pasiv se pot sintetiza funcții de transfer diferite, în condițiile în care vectorii spațiali activi sunt identici. De asemenea se vor prezenta și 25 de posibilități de aplicare a principiului modulației vectorului spațial pentru comanda convertoarelor matriceale trifazate, dintre care 22 de variante sunt contribuții originale ale autorului. Cele 25 de variante de comandă generează la ieșire aceeași componentă utilă a tensiunii, dar diferă prin spectrul de armonici generat la ieșire și prin numărul de comutații necesare în unitatea de timp. În finalul capitolului se va face și o analiză comparativă a variantelor propuse, din punct de vedere al performanțelor la ieșirea/intrarea convertorului matriceal cât și din punct de vedere al pierderilor prin comutație, această analiză reprezentând de asemenea o contribuție teoretică a autorului.*

### 4.1 PRINCIPIUL MODULAȚIEI VECTORULUI SPAȚIAL (SVM)

Conceptul de modulație a vectorului spațial s-a dezvoltat prin analogie cu metoda de reducere a unui sistem trifazat la un sistem echivalent bifazat, metodă utilizată pe larg în acționarea mașinilor asincrone. Un prim avantaj al acestei tehnici de modulație este reducerea importantă a calculelor necesare pentru implementare, față de clasicul algoritm Venturini [Ven89], deoarece în loc de calcularea simultană a nouă funcții de transfer independente, este necesară determinarea a doar patru funcții de transfer care determină starea convertorului matriceal la un moment dat [Hub95]. Câștigul de tensiune maxim  $G_{V_{max}}$  se obține fără a fi necesară adunarea unui termen de mod comun care să conțină armonicele de ordinul al 3-lea al frecvențelor de intrare și de ieșire, ceea ce complică și mai mult calculele necesare. Pentru analiza modulației vectorului spațial, aplicată unui sistem trifazat oarecare  $x_1, x_2, x_3$  se poate utiliza vectorul spațial  $\mathbf{X}$  al sistemului respectiv, reprezentat în planul complex, conform următoarelor transformări:

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_\alpha + j\mathbf{X}_\beta = \frac{2}{3} (x_1 + \mathbf{a} x_2 + \mathbf{a}^2 x_3) \quad (4.1)$$

unde  $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$

Pentru un sistem trifazat simetric ( $x_1 + x_2 + x_3 = 0$ ), transformarea inversă este:

$$[x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = \mathbf{X} * [1 \quad \mathbf{a} \quad \mathbf{a}^2]^T \quad (4.2)$$

unde simbolul “\*” are semnificația produsului scalar al vectorilor respectivi. Mărimile  $\mathbf{X}_\alpha$  și  $\mathbf{X}_\beta$  reprezintă proiecțiile vectorului  $\mathbf{X}$  pe axa reală  $\alpha$  și pe axa imaginară  $\beta$  a unui sistem de axe staționar, conform notațiilor deja consacrate în teoria mașinilor asincrone. Conform relației (4.2) variabilele  $x_1, x_2, x_3$  pot fi determinate în orice moment, dacă se cunoaște poziția și modulul vectorului spațial  $\mathbf{X}$  în acel moment. De exemplu  $x_1$  reprezintă în orice moment proiecția vectorului spațial  $\mathbf{X}$  pe axa reală  $\alpha$ . Deoarece în literatura de specialitate [Hub95] pentru modulația vectorului spațial se utilizează curent prescurtarea SVM (Space Vector Modulation), aceasta va fi utilizată în

continuare și în cadrul acestei lucrări. Analiza modulației de tip SVM aplicată unui convertor matriceal se va face în raport cu convertorul matriceal trifazat prezentat în figura 3.14. Se presupune că sursa de alimentare și sarcina sunt sisteme trifazate simetrice. Se va considera sarcina cu caracter inductiv în orice condiții de funcționare, astfel încât curentul de ieșire să fie o mărime sinusoidală. În conformitate cu relația (4.1) se pot defini următorii vectori spațiali care prezintă interes pentru comanda convertoarelor matriceale:

- vectorul spațial instantaneu al tensiunilor de intrare de fază

$$\mathbf{V}_I = \frac{2}{3} (v_{I1} + \mathbf{a} v_{I2} + \mathbf{a}^2 v_{I3}) \quad (4.3)$$

- vectorul spațial instantaneu al tensiunilor de intrare de linie

$$\mathbf{V}_{IL} = \frac{2}{3} (v_{I12} + \mathbf{a} v_{I23} + \mathbf{a}^2 v_{I31}) \quad (4.4)$$

- vectorul spațial instantaneu al curenților de intrare de fază

$$\mathbf{I}_I = \frac{2}{3} (i_{I1} + \mathbf{a} i_{I2} + \mathbf{a}^2 i_{I3}) \quad (4.5)$$

- vectorul spațial instantaneu al tensiunilor de ieșire de linie

$$\mathbf{V}_{OL} = \frac{2}{3} (v_{O12} + \mathbf{a} v_{O23} + \mathbf{a}^2 v_{O31}) \quad (4.6)$$

- vectorul spațial instantaneu al curenților de ieșire

$$\mathbf{I}_O = \frac{2}{3} (i_{O1} + \mathbf{a} i_{O2} + \mathbf{a}^2 i_{O3}) \quad (4.7)$$

Vectorii spațiali  $\mathbf{V}_I$  și  $\mathbf{V}_{IL}$ , sunt impuși de către sursa de alimentare. Vectorul  $\mathbf{V}_{OL}$  este generat de către convertorul matriceal, în funcție de tipul sarcinii obținându-se și vectorul  $\mathbf{I}_O$ . Acesta determină lungimea vectorului  $\mathbf{I}_I$ , al cărui argument este dependent de algoritmul de comandă al convertorului matriceal. Deoarece conform celor prezentate în capitolul anterior, pentru convertorul matriceal, în orice moment sunt permise doar 27 de stări distincte, prezentate în tabelul 3.2 și în figura 3.15, pentru vectorii spațiali  $\mathbf{V}_{OL}$  și  $\mathbf{I}_I$  există doar 27 de poziții distincte în planul complex, prezentate în tabelul 4.1. Datele din tabelul 4.1 se pot obține prin combinarea transformărilor (4.3) - (4.6), a matricelor de comutație (3.68), (3.73) și a relațiilor (3.53) și (3.61).

În figura 4.1 sunt prezentate pozițiile posibile ale vectorului spațial nenul  $\mathbf{V}_{OL}$  iar în figura 4.2 sunt prezentate pozițiile posibile ale vectorului spațial  $\mathbf{I}_I$  pentru  $\omega_{It} = 25^\circ$ ,  $\omega_{Ot} = 315^\circ$  și  $\varphi_0 = -37^\circ$ . Se observă că vectorii spațiali corespunzători stărilor din grupul I au lungime constantă și argument variabil, astfel că în timp aceștia se rotesc în planul complex, fiind numiți *vectori rotitori*, motiv pentru care s-a ales litera R pentru a desemna stările convertorului matriceal corespunzătoare acestui grup. Vectorii spațiali corespunzători stărilor din grupul al II lea au o direcție fixă, dar lungimea și sensul acestora sunt mărimi variabile în timp, acești vectori numindu-se *vectori staționari*. Deoarece lungimea vectorilor din grupurile I și II este diferită de zero, aceștia se mai



numesc *vectori spațiali activi*. Vectorii spațiali corespunzători stărilor din grupul al III lea sunt situați în originea planului complex și sunt numiți *vectori nuli* sau *vectori pasivi*. Tehnica de modulație SVM utilizează doar vectorii spațiali staționari și vectorii spațiali nuli [Hub95].

Tabelul 4.1 Corespondența dintre stările MC și poziția vectorilor spațiali  $\underline{V}_{OL}$  și  $\underline{I}_I$  ( $k = 2/\sqrt{3}$ )

	Starea convertorului matriceal	Vectorul spațial al tensiunilor de ieșire de linie $\underline{V}_{OL}$		Vectorul spațial al curenților de intrare de fază $\underline{I}_I$		
		lungime	argument	lungime	argument	
Grupul I	R123	$V_{IL}$	$\omega_1 t + \pi/6$	$I_0$	$\omega_0 t - \varphi_0$	
	R132	$-V_{IL}$	$-\omega_1 t - 2\pi/3 - \pi/6$	$I_0$	$-\omega_0 t + \varphi_0$	
	R213	$-V_{IL}$	$-\omega_1 t - \pi/6$	$I_0$	$-\omega_0 t + \varphi_0 + 2\pi/3$	
	R231	$V_{IL}$	$\omega_1 t - 2\pi/3 + \pi/6$	$I_0$	$\omega_0 t - \varphi_0 - 2\pi/3$	
	R312	$V_{IL}$	$\omega_1 t + 2\pi/3 + \pi/6$	$I_0$	$\omega_0 t - \varphi_0 + 2\pi/3$	
	R321	$-V_{IL}$	$-\omega_1 t + 2\pi/3 - \pi/6$	$I_0$	$-\omega_0 t + \varphi_0 - 2\pi/3$	
	Grupul II	A122	$k^*v_{112}$	$\pi/6$	$k^*i_{01}$	$-\pi/6$
A211		$k^*v_{112}$	$-5\pi/6$	$k^*i_{01}$	$5\pi/6$	
A212		$k^*v_{112}$	$5\pi/6$	$k^*i_{02}$	$-\pi/6$	
A121		$k^*v_{112}$	$-\pi/6$	$k^*i_{02}$	$5\pi/6$	
A221		$k^*v_{112}$	$-\pi/2$	$k^*i_{03}$	$-\pi/6$	
A112		$k^*v_{112}$	$\pi/2$	$k^*i_{03}$	$5\pi/6$	
B233		$k^*v_{123}$	$\pi/6$	$k^*i_{01}$	$\pi/2$	
B322		$k^*v_{123}$	$5\pi/6$	$k^*i_{01}$	$-\pi/2$	
B323		$k^*v_{123}$	$5\pi/6$	$k^*i_{02}$	$\pi/2$	
B232		$k^*v_{123}$	$-\pi/6$	$k^*i_{02}$	$-\pi/2$	
B332		$k^*v_{123}$	$-\pi/2$	$k^*i_{03}$	$\pi/2$	
B223		$k^*v_{123}$	$-\pi/2$	$k^*i_{03}$	$-\pi/2$	
C311		$k^*v_{131}$	$\pi/6$	$k^*i_{01}$	$-5\pi/6$	
C133		$k^*v_{131}$	$-5\pi/6$	$k^*i_{01}$	$\pi/6$	
C131		$k^*v_{131}$	$5\pi/6$	$k^*i_{02}$	$-5\pi/6$	
C313		$k^*v_{131}$	$-\pi/6$	$k^*i_{02}$	$-\pi/6$	
C113		$k^*v_{131}$	$-\pi/2$	$k^*i_{03}$	$-5\pi/6$	
C331		$k^*v_{131}$	$\pi/2$	$k^*i_{03}$	$\pi/6$	
Grupul III		Z111	0	0	0	0
		Z222	0	0	0	0
		Z333	0	0	0	0

Conform transformării (4.1) se pot defini vectorul spațial al tensiunilor de ieșire de linie dorite și vectorul spațial al curenților de intrare de fază doriți.

$$\underline{V}_{OL}^* = \frac{2}{3} (v_{012}^* + a v_{023}^* + a^2 v_{031}^*) \quad (4.8)$$

$$\underline{I}_I^* = \frac{2}{3} (i_{11}^* + a i_{12}^* + a^2 i_{13}^*) \quad (4.9)$$

Vectorii spațiali (4.6) și (4.8) sunt vectori de referință utilizați în modulația de tip SVM.

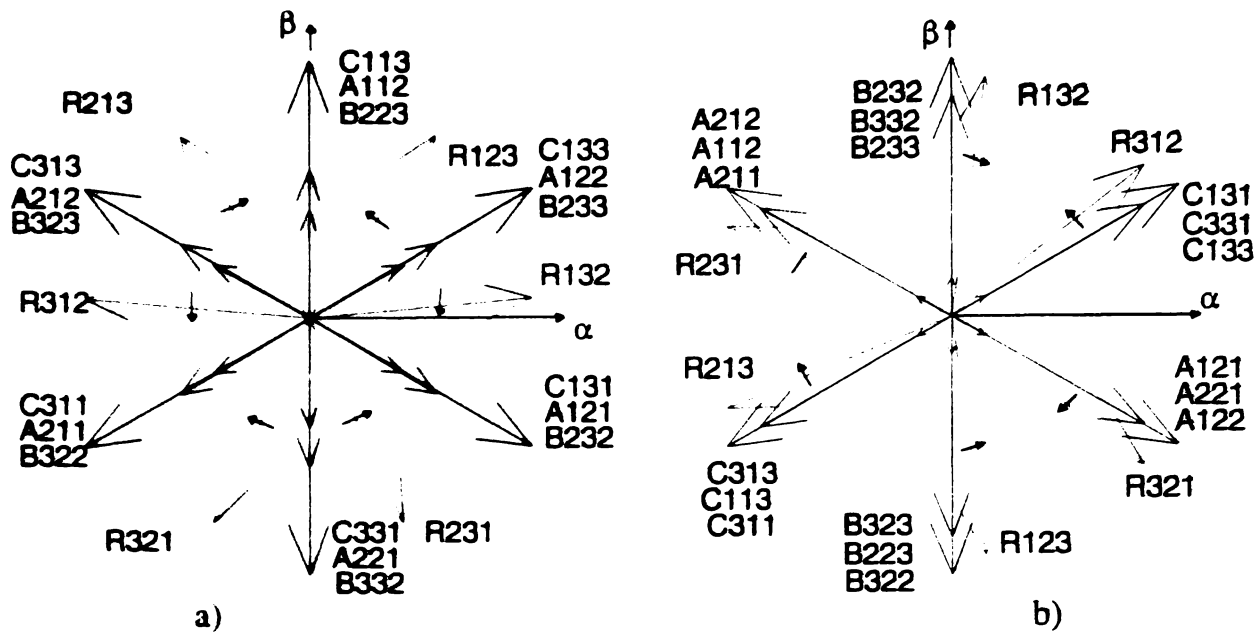


Figura 4.1 Pozițiile posibile ale vectorilor spațiali  
a)  $V_{OL}$  b)  $I_I$

În condiții de funcționare simetrice vectorii spațiali, (4.3), (4.8) și (4.9) au lungimea constantă și se rotesc în timp cu o viteză unghiulară constantă în planul complex, astfel că pot fi exprimați în coordonate polare prin următoarele relații:

$$V_I = V_I e^{j(\omega_I t)} \tag{4.10}$$

$$V_{OL}^* = V_{OL} e^{j(\omega_0 t + \pi/\delta)} \tag{4.11}$$

$$I_I^* = I_I e^{j(\omega_I t - \varphi)} \tag{4.12}$$

Trajectoriile circulare ale vectorilor spațiali doriți  $V_{OL}^*$  și  $I_I^*$ , care sunt considerați ca și vectori de referință în cadrul tehnicii de modulație SVM, pot fi împărțite în șase sectoare SV1- SV6 și SC1- SC6, ca și în figura 4.2.

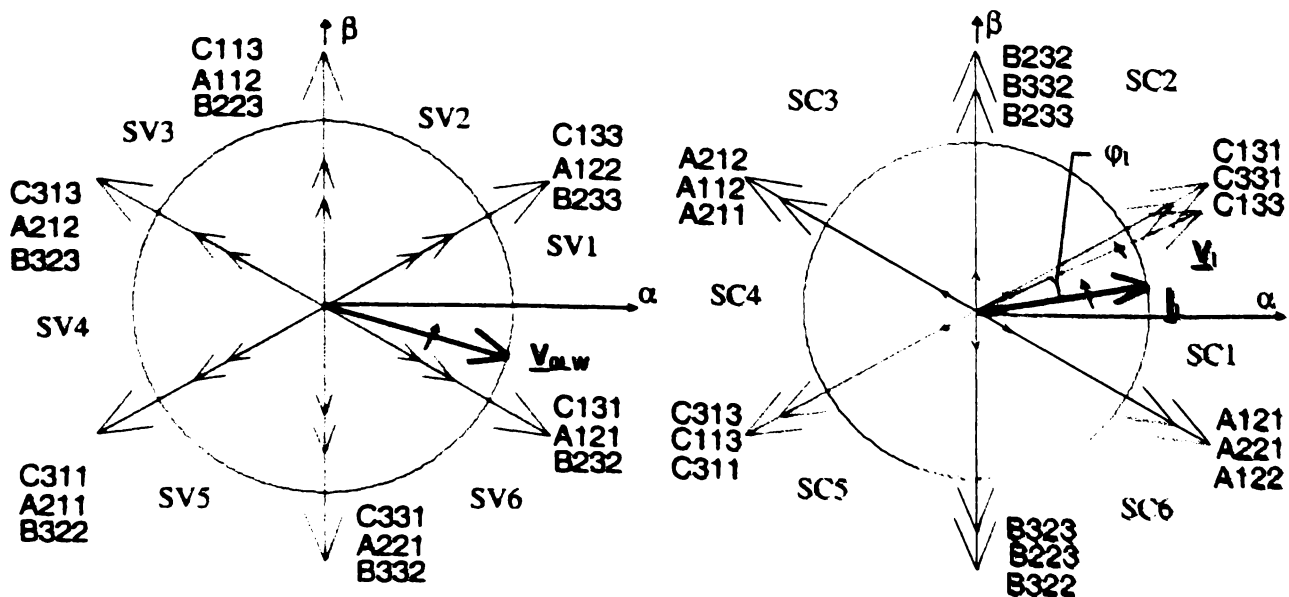


Figura 4.2 Trajectoria vectorilor spațiali de referință  
a)  $V_{OL}^*$  b)  $I_I^*$

Prin modulația de tip SVM se urmărește ca într-un interval de timp  $T_S$  suficient de mic, astfel încât vectorii spațiali de referință  $V_{0L}^*$  și  $V_I$  să nu se modifice semnificativ, valoarea medie a vectorului spațial rezultat din diferite combinații ale vectorilor spațiali staționari și nuli corespunzători tensiunilor de intrare de linie, să fie egală cu valoarea vectorului de referință  $V_{0L}^*$  în acest interval de timp. Simultan trebuie asigurat și defazajul  $\varphi_I$  dorit la intrare între vectorul spațial de referință al curenților de intrare  $I_I^*$  și vectorul spațial al tensiunilor de intrare  $V_I$ , prin diferite combinații ale vectorilor spațiali staționari și nuli corespunzători curenților de ieșire. Cea mai bună aproximare a vectorului spațial de referință  $V_{0L}^*$  la un moment dat, se poate face utilizând vectori staționari care au direcții adiacente vectorului spațial de referință  $V_{0L}^*$  [Hub95]. Din figura 4.2 se observă că sunt disponibili 12 vectori spațiali staționari, dintre care se aleg numai acei vectori care pot asigura și defazajul  $\varphi_I$  impus la intrare.

Utilizarea modulației de tip SVM aplicată pentru aproximarea vectorului spațial de referință al tensiunilor de ieșire de linie  $V_{0L}^*$  și aproximarea vectorului spațial de referință al curenților de intrare de fază  $I_I^*$  este prezentată în figura 4.3.

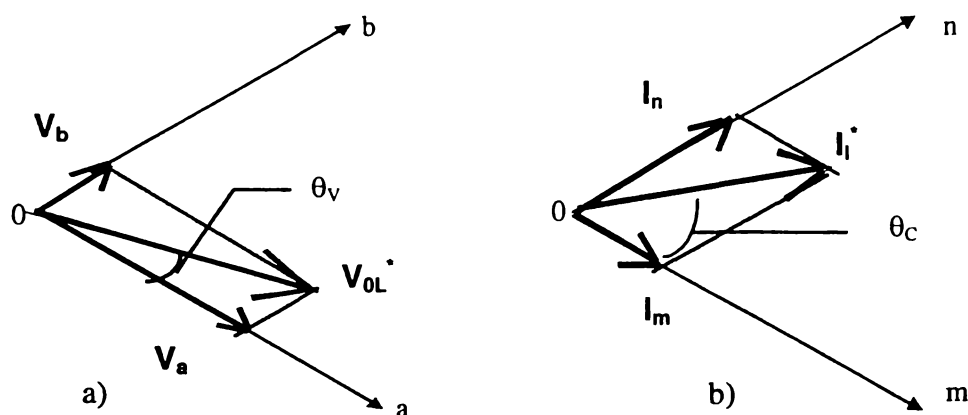


Figura 4.3 Modulația SVM  
a) a tensiunilor de linie de ieșire  
b) a curenților de intrare

Astfel dacă se notează cu  $a$  și  $b$  direcțiile adiacente vectorului spațial de referință  $V_{0L}^*$  ca și în figura 4.3a, atunci

$$V_{0L}^* = V_a + V_b \quad (4.13)$$

Dacă se notează cu  $m$  și  $n$  direcțiile adiacente vectorului spațial de referință  $I_I^*$  ca și în figura 4.3b atunci

$$I_I^* = I_m + I_n \quad (4.14)$$

Pentru analiza modulației de tip SVM se presupune, în continuare, că vectorul spațial de referință  $V_{0L}^*$  se află în sectorul SV1, ca și în figura 4.2a, iar vectorul spațial de referință  $I_I^*$  în sectorul SC1 ca și în figura 4.2b, fără a se pierde caracterul general al acestei analize. Se poate spune astfel că sectoarele SV1 și SC1 sunt sectoare active. Vectorul  $V_a$  poate fi generat utilizând doi vectori spațiali staționari care au direcția  $a$ . Se observă că în cazul analizat, vectorii spațiali corespunzători stărilor A121, A212, B232, B323, C131 și C313 au direcția  $a$ . Dintre cei șase vectori staționari care au direcția  $a$  se vor alege acei vectori care pot aproxima și vectorul spațial de referință  $I_I^*$ , adică pot genera unul dintre vectorii  $I_m$  sau  $I_n$ . Se observă că în acest scop pot fi utilizați doar vectorii spațiali corespunzători stărilor A121 și C131, adică vectorii spațiali **A121** și

C131. Similar pentru generarea vectorului  $V_b$  se vor alege vectorii spațiali de tensiune corespunzători stărilor A122 și C133. Alegerea vectorilor spațiali staționari utilizați pentru aproximarea vectorilor spațiali de referință  $V_{0L}^*$  și  $I_I^*$  este prezentată în figura 4.4. Vectorii utilizați se mai numesc și vectori de comutație [Bro88].

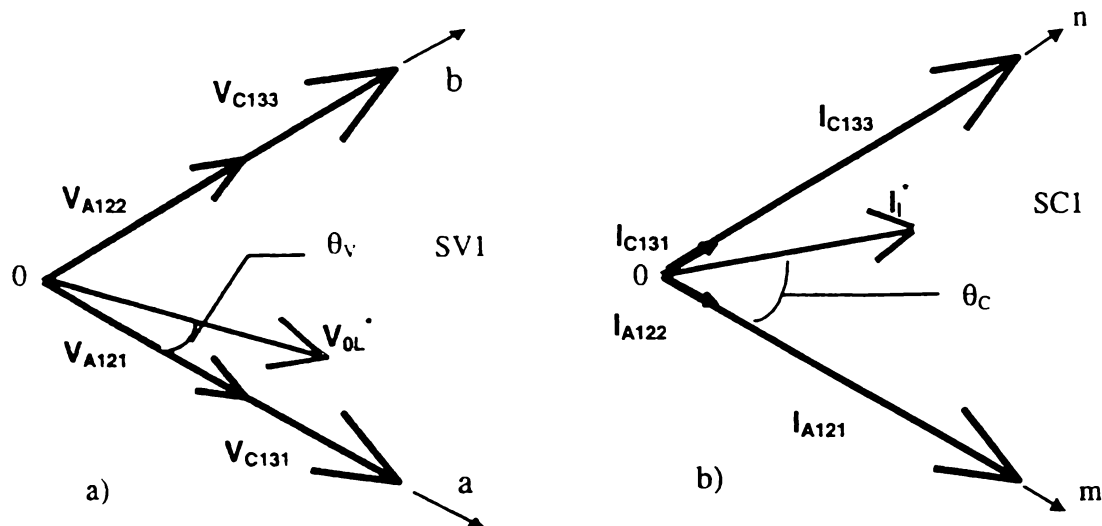


Figura 4.4 Alegerea vectorilor utilizați pentru aproximarea vectorilor de referință  
a)  $V_{0L}^*$  b)  $I_I^*$

Din această figură se observă că vectorul spațial de tensiune corespunzător stării A121 are direcția  $a$  în modulația SVM a vectorului spațial de referință  $V_{0L}^*$  și vectorul spațial de curent corespunzător stării A121 are direcția  $m$  în modulația SVM a vectorului spațial de referință  $I_I^*$ . Astfel starea A121 poate fi asociată cu o stare numită  $am$ . Similar se pot face următoarele asociații: starea C131 cu o stare numită  $an$ , starea A122 cu o stare numită  $bm$  și starea C133 cu o stare numită  $bn$ . Deoarece vectorii spațiali corespunzători stărilor  $am$ ,  $an$ ,  $bm$  și  $bn$  sunt diferiți de zero în orice moment, aceste stări se numesc stări active. În același mod se pot determina corespondențele dintre stările active și stările posibile ale convertorului matriceal pentru oricare dintre cele 36 de combinații posibile ale sectoarelor active SV și SC, ca și în tabelul 4.2.

Presupunând că la un moment  $t_k$  se cunoaște valoarea vectorilor spațiali de referință  $V_{0L}^*$  și  $I_I^*$ , atunci în funcție de combinația sectoarelor active SV și SC în momentul  $t_k$ , comutatoarele SW11 - SW33 (figura 3.14) sunt astfel comandate încât în intervalul de timp  $T_S = t_{k+1} - t_k$  să se realizeze cele patru configurații active  $am$ ,  $an$ ,  $bm$  și  $bn$  în intervalele de timp  $T_{am}$ ,  $T_{an}$ ,  $T_{bm}$  și  $T_{bn}$  astfel încât

$$T_{am} + T_{an} + T_{bm} + T_{bn} \leq T_S \quad (4.15)$$

Intervalul de timp care a mai rămas se va nota în continuare cu  $T_z$ . În acest interval de timp nu mai sunt necesare stările active se va realiza una dintre cele trei configurații din grupul al III-lea. Deoarece acestea furnizează vectori nuli, stările corespunzătoare se vor numi stări pasive și corespund unei stări pasive SVM, notată stare  $z$ . Astfel întotdeauna este adevărată relația:

$$T_{am} + T_{an} + T_{bm} + T_{bn} + T_z = T_S \quad (4.15b)$$

Valoarea medie a vectorilor spațiali  $V_{0L}$  și  $I_I$  generați pe baza principiului prezentat anterior este dată de relațiile:

Tabelul 4.2 Corespondența dintre stările active SVM și stările posibile ale MC

Sector tensiune "SV"	Sector curent "SC"	Starea activă "am"	Starea activă "bm"	Starea activă "an"	Starea activă "bn"
1	1	A121	A122	C131	C133
1	2	C131	C133	B232	B233
1	3	B232	B233	A212	A211
1	4	A212	A211	C313	C311
1	5	C313	C311	B323	B322
1	6	B323	B322	A121	A122
2	1	A122	A112	C133	C113
2	2	C133	C113	B233	B223
2	3	B233	B223	A211	A221
2	4	A211	A221	C311	C331
2	5	C311	C331	B322	B332
2	6	B322	B332	A122	A112
3	1	A112	A212	C113	C313
3	2	C113	C313	B223	B323
3	3	B223	B323	A221	A121
3	4	A221	A121	C331	C131
3	5	C331	C131	B332	B232
3	6	B332	B232	A112	A212
4	1	A212	A211	C313	C311
4	2	C313	C311	B323	B322
4	3	B323	B322	A121	A122
4	4	A121	A122	C131	C133
4	5	C131	C133	B232	B233
4	6	B232	B233	A212	A211
5	1	A211	A221	C311	C331
5	2	C311	C331	B322	B332
5	3	B322	B332	A122	A112
5	4	A122	A112	C133	C113
5	5	C133	C113	B233	B223
5	6	B233	B223	A211	A221
6	1	A221	A121	C331	C131
6	2	C331	C131	B332	B232
6	3	B332	B232	A112	A212
6	4	A112	A212	C113	C313
6	5	C113	C313	B223	B323
6	6	B223	B323	A221	A121

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} |V_{oL}| dt = \int_{t_k}^{T_{am}+T_{an}} |V_a| dt + \int_{T_{am}+T_{an}}^{T_{am}+T_{an}+T_{bm}+T_{bn}} |V_b| dt + \int_{T_{am}+T_{an}+T_{bm}+T_{bn}}^{T_s} |V_z| dt \quad (4.16)$$

$$\int_{t_k}^{t_{k+1}} |I_l| dt = \int_{t_k}^{T_{am}+T_{bm}} |I_m| dt + \int_{T_{am}+T_{bm}}^{T_{am}+T_{bm}+T_{an}+T_{bn}} |I_n| dt + \int_{T_{am}+T_{bm}+T_{an}+T_{bn}}^{T_s} |I_z| dt \quad (4.17)$$

Vectorii spațiali  $V_z$  și  $I_z$  sunt vectori nuli și aceștia nu influențează valoarea medie a vectorilor generați. Pentru un interval de timp  $T_s$  suficient de mic astfel încât toți vectorii spațiali care intervin în relațiile (4.16) și (4.17) să nu se modifice semnificativ în acest interval de timp, aceste relații integrale pot fi simplificate astfel:

$$V_{0L} \cdot T_S = V_a \cdot (T_{am} + T_{an}) + V_b \cdot (T_{bm} + T_{bn}) + V_z \cdot T_z \quad (4.18)$$

$$I_I \cdot T_S = I_m \cdot (T_{am} + T_{bm}) + I_n \cdot (T_{an} + T_{bn}) + I_z \cdot T_z \quad (4.19)$$

Semnificația acestor relații, este că în intervalul de timp  $T_s$ , vectorul spațial de referință  $V_{0L}^*$  este egal cu vectorul spațial sintetizat prin generarea vectorului  $V_a$  în intervalul de timp  $T_{am} + T_{an}$  și prin generarea vectorului  $V_b$  în intervalul de timp  $T_{bm} + T_{bn}$ , iar vectorul spațial de referință  $I_I^*$  este egal cu vectorul spațial sintetizat prin generarea vectorului  $I_m$  în intervalul de timp  $T_{am} + T_{bm}$  și prin generarea vectorului  $I_n$  în intervalul de timp  $T_{an} + T_{bn}$ .

Dacă se împart relațiile (4.18) și (4.19) la intervalul de timp  $T_s$  rezultă că

$$V_{0L} = V_a \cdot (h_{am} + h_{an}) + V_b \cdot (h_{bm} + h_{bn}) + V_z \cdot h_z \quad (4.20)$$

$$I_I = I_m \cdot (h_{am} + h_{bm}) + I_n \cdot (h_{an} + h_{bn}) + I_z \cdot h_z \quad (4.21)$$

utilizându-se notațiile  $h_{am} = T_{am} / T_s$ ,  $h_{an} = T_{an} / T_s$ ,  $h_{bm} = T_{bm} / T_s$ ,  $h_{bn} = T_{bn} / T_s$ ,  $h_z = T_z / T_s$ . Deoarece  $V_z$  și  $I_z$  sunt vectori nuli, relațiile (4.20) și (4.21) sunt echivalente cu relațiile (4.22) și (4.23) respectiv.

$$V_{0L} = V_a \cdot (h_{am} + h_{an}) + V_b \cdot (h_{bm} + h_{bn}) \quad (4.22)$$

$$I_I = I_m \cdot (h_{am} + h_{bm}) + I_n \cdot (h_{an} + h_{bn}) \quad (4.23)$$

Se observă că  $h_{am}$ ,  $h_{an}$ ,  $h_{bm}$ ,  $h_{bn}$ ,  $h_z$  pe lângă faptul că reprezintă coeficientul de umplere al semnalelor de comandă pentru stările convertorului matriceal, au și forma unor funcții de transfer care asigură legătura dintre vectorii spațiali  $V_{0L}$ ,  $I_I$  și tensiunile de linie de intrare și curenții de ieșire, respectiv.

În continuare se va prezenta o metodă de determinare a acestor coeficienți. Considerând cazul în care sectoarele active sunt SV1 și SC1 pentru generarea vectorului  $V_b$  se utilizează vectorii spațiali de tensiune corespunzători stărilor A122 și A133, deci conform datelor din tabelul 4.1.

$$|V_b| = h_{bm} \cdot (2/\sqrt{3})v_{112} - h_{bn} \cdot (2/\sqrt{3})v_{113} \quad (4.24)$$

Considerând unghiul  $\theta_v$  ca și în figurile 4.3 și 4.4, din teorema sinusurilor într-un triunghi oarecare, rezultă că

$$|V_b| / \sin \theta_v = (2/\sqrt{3}) |V_{0L}^*| \quad (4.25)$$

Din relațiile (3.24), (3.33), (4.24) și (4.25) rezultă că

$$h_{bm} \cdot V_{IL} \cos(\omega t + \pi/6) - h_{bn} \cdot V_{IL} \cos(\omega t + 2\pi/3 + \pi/6) = V_{0L} \sin \theta_v \quad (4.26)$$

Din figurile 4.3 și 4.4 și din datele prezentate în tabelul 4.1 se observă că odată cu generarea vectorului spațial de tensiune  $V_b$  se generează și vectorii spațiali de curent  $I_m$  și  $I_n$ .

$$|I_m| = h_{bm} \cdot i_{01} \quad (4.27)$$

$$|I_n| = h_{bn} \cdot i_{01} \quad (4.28)$$

Considerând unghiul  $\theta_C$  ca și în figurile 4.3 și 4.4, din teorema sinusurilor într-un triunghi oarecare, rezultă că

$$| \mathbf{I}_m | / (\sin \pi/3 - \theta_C) = | \mathbf{I}_n | / (\sin \theta_C) = (2 / \sqrt{3}) | \mathbf{I}_I^* | \quad (4.29)$$

Din relațiile (3.28), (3.29), (4.28) și (4.29) rezultă că

$$h_{bm} \cdot i_{0I} = I_I (\sin \pi/3 - \theta_C) \quad (4.30)$$

$$h_{bn} \cdot i_{0I} = I_I \sin \theta_C \quad (4.31)$$

Din relațiile (4.30) și (4.31) rezultă că

$$h_{bm} \cdot \sin(\theta_C) = h_{bn} \cdot (\sin \pi/3 - \theta_C) \quad (4.32)$$

Din figurile 4.2, 4.3 și 4.4 se observă că

$$\theta_V = ((\omega_0 t + \pi/6) + \pi/6) \quad (4.33)$$

$$\theta_C = ((\omega_1 t - \varphi_I) + \pi/6) \quad (4.34)$$

Combinând relațiile (4.26), (4.32), (4.33) și (4.34) rezultă că

$$h_{bm} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{V_{OL}}{V_{IL}} \right) \cdot \frac{\sin(\theta_V) \cdot \sin(\pi/3 - \theta_C)}{\cos(\varphi_I)} \quad (4.35)$$

$$h_{bn} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{V_{OL}}{V_{IL}} \right) \cdot \frac{\sin(\theta_V) \cdot \sin(\theta_C)}{\cos(\varphi_I)} \quad (4.36)$$

Similar se poate demonstra că

$$h_{am} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{V_{OL}}{V_{IL}} \right) \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \theta_V) \cdot \sin(\pi/3 - \theta_C)}{\cos(\varphi_I)} \quad (4.37)$$

$$h_{an} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \left( \frac{V_{OL}}{V_{IL}} \right) \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \theta_V) \cdot \sin(\theta_C)}{\cos(\varphi_I)} \quad (4.38)$$

Din relația (4.15) rezultă că

$$h_{am} + h_{an} + h_{bm} + h_{bn} + h_z = 1 \quad (4.39)$$

Relațiile (4.35) - (4.39) sunt adevărate pentru orice combinație de sectoare active de tensiune SV și de curent SC, dacă pentru orice sector se definesc unghiurile  $\theta_C$  și  $\theta_V$  ca și în figura 4.3.

Unui sistem sinusoidal trifazat simetric îi corespunde un vector spațial de lungime constantă cu baza în originea sistemului de coordonate  $\alpha\beta$ , și al cărui vârf descrie o traiectorie circulară ca și în figura 4.2. Pentru a putea sintetiza un astfel de vector spațial, se poate demonstra din relațiile (4.35) - (4.39) că este necesar [Cas93] ca raportul  $V_{OL}/V_{IL}$  să satisfacă inegalitatea

$$V_{OL} / V_I \leq 0,866 \cdot \cos \varphi_I \quad (4.40)$$

Pentru unghiul de defazaj dintre curentul de intrare și tensiunea de intrare  $\varphi_I = 0$ , din relația (4.40) rezultă că pentru a obține la ieșire tensiuni de linie sinusoidale, nedistorsionate, câștigul maxim de tensiune pentru convertorul matriceal comandat pe baza tehnicii SVM este

$$G_{V_{\max}(\text{SVM})} = V_{OL_{\max}} / V_{IL} = 0,866 \quad (4.41)$$

Se observă că  $G_{\max \text{SVM}}$  este egal cu câștigul de tensiune fizic maxim ce se poate obține prin intermediul convertorului matriceal și se poate obține numai dacă se generează la intrare un curent în fază cu tensiunea de intrare.

Asocierea dintre stările active SVM  $am$ ,  $bm$ ,  $an$ ,  $bn$  și stările permise ale convertorului matriceal din grupul al II lea este unică, conform datelor prezentate în tabelul 4.2. Asocierea dintre starea pasivă SVM  $z$  și stările permise ale convertorului matriceal din grupul al III lea nu este unică, și aceasta nu influențează valoarea medie a vectorului spațial generat în intervalul de timp  $T_S$ , dar poate influența pierderile prin comutație ale convertorului și spectrul de armonici generat la intrare/ieșire, după cum se va arăta în paragrafele următoare. Vectorii nuli nu afectează valoarea medie a tensiunilor de ieșire, dar alegerea unuia dintre aceștia la un moment dat determină caracteristicile spectrale ale tensiunilor generate la ieșire și numărul de comutații necesare în unitatea de timp. Acest fapt este cunoscut și din teoria algoritmului de comandă SVM aplicată invertoarelor [Hol96], [Trz94].

În funcție de asocierea dintre starea pasivă  $z$  și una dintre stările Z111, Z222 sau Z333 a convertorului matriceal, se sintetizează funcții de transfer de fază-fază  $h_{FF}$  diferite, dar cărora le corespund funcții de transfer linie-fază  $h_{LF}$ , linie-linie  $h_{LL}$  și fază flotantă-fază  $h_{FFF}$  identice.

Un exemplu de asociere, notată  $az1$ , a stărilor permise din grupul al treilea și starea pasivă  $z$  în funcție de sectorul activ de curent SC, este prezentată în tabelul 4.3

Tabelul 4.3 Asocierea  $az1$  dintre stările din grupul al III lea și starea pasivă  $z$

Sector de curent activ	Stare pasivă "z"
SC1 sau SC4	Z111
SC2 sau SC5	Z333
SC3 sau SC6	Z222

Considerând din nou cazul în care sectoarele SVI și SC1 sunt sectoare active, combinând datele din Tabelele 4.2, 4.3 și relațiile (3.25), (3.34), (3.39), (3.44), (3.68), (3.69), (3.73) și (3.74) se pot calcula funcțiile de transfer  $h_{FF}$ ,  $h_{LF}$ ,  $h_{LL}$  și  $h_{FFF}$ , în funcție de coeficienții  $h_{am}$ ,  $h_{an}$ ,  $h_{bm}$ ,  $h_{bn}$  și  $h_z$ .

$$h_{FF(SC1-SVI)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ h_z & h_{am} + h_{bm} & h_{bn} + h_{bn} \\ h_{am} + h_{an} + h_z & h_{bm} & h_{bn} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

$$h_{LF(SC1-SVI)} = \begin{bmatrix} h_{am} + h_{bm} + h_{bn} + h_{bn} & -h_{am} - h_{bm} & -h_{an} - h_{bn} \\ -h_{am} - h_{an} & h_{am} & h_{an} \\ -h_{bm} - h_{bn} & h_{bm} & h_{bn} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$



$$h_{LL(SC1-SV1)} = \begin{bmatrix} h_{am} + h_{bm} & 0 & h_{an} - h_{bn} \\ -h_{am} & 0 & h_{an} \\ -h_{bm} & 0 & h_{bn} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$h_{FFF(SC1-SV1)} = \begin{bmatrix} h_{am} + 2h_{bm} + h_{an} + 2h_{bn} & -h_{am} - 2h_{bn} & -h_{an} - 2h_{bn} \\ -2h_{bm} - h_{bn} - 2h_{an} - h_{bn} & 2h_{am} + h_{bn} & 2h_{an} + h_{bn} \\ h_{am} - h_{bn} + h_{an} - h_{bn} & -h_{am} + h_{bn} & -h_{an} + h_{bn} \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Dacă asocierea dintre stările permise din grupul al treilea și starea pasivă z se face ca și în tabelul 4.4, atunci aplicând aceleași metode de calcul se determină că matricea de transfer fază-fază are expresia

$$h_{FF(SC1-SV1)} = \begin{bmatrix} h_{am} + h_{an} + h_{bm} + h_{bn} & 0 & h_z \\ 0 & h_{am} + h_{bn} & h_{an} + h_{bn} + h_z \\ h_{am} + h_{bn} & h_{am} & h_{bn} + h_z \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

celelalte matrice de transfer având expresii identice cu cele obținute anterior.

Tabelul 4.4 Asocierea az2 dintre stările din grupul al III-lea și starea pasivă z

Sector de curent activ	Stare pasivă "z"
SC1 sau SC4	Z333
SC2 sau SC5	Z222
SC3 sau SC6	Z111

În figura 4.5 se prezintă funcțiile de transfer fază-fază  $h_{11}$ ,  $h_{12}$  și  $h_{13}$  pentru cele două tipuri de asociere dintre stările din grupul al III-lea și starea pasivă z pentru cazul în care  $f_1=50\text{Hz}$ ,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $\varphi_1=0$  și  $G_V=0,866$ . Acestea au fost obținute prin simulare pe calculator.

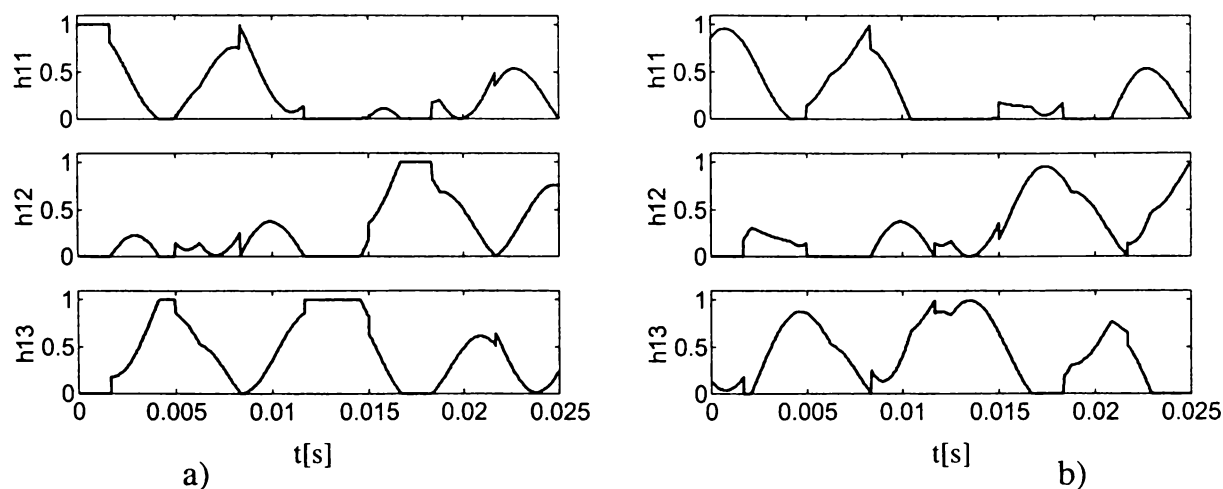


Figura 4.5 Funcțiile de transfer SVM  
a) az1 b) az2

În figura 4.6 sunt prezentate anvelopele tensiunilor de ieșire de fază  $v_0$  cu punct comun de nul cu cel al tensiunilor de intrare, în raport cu anvelopa tensiunilor de intrare.

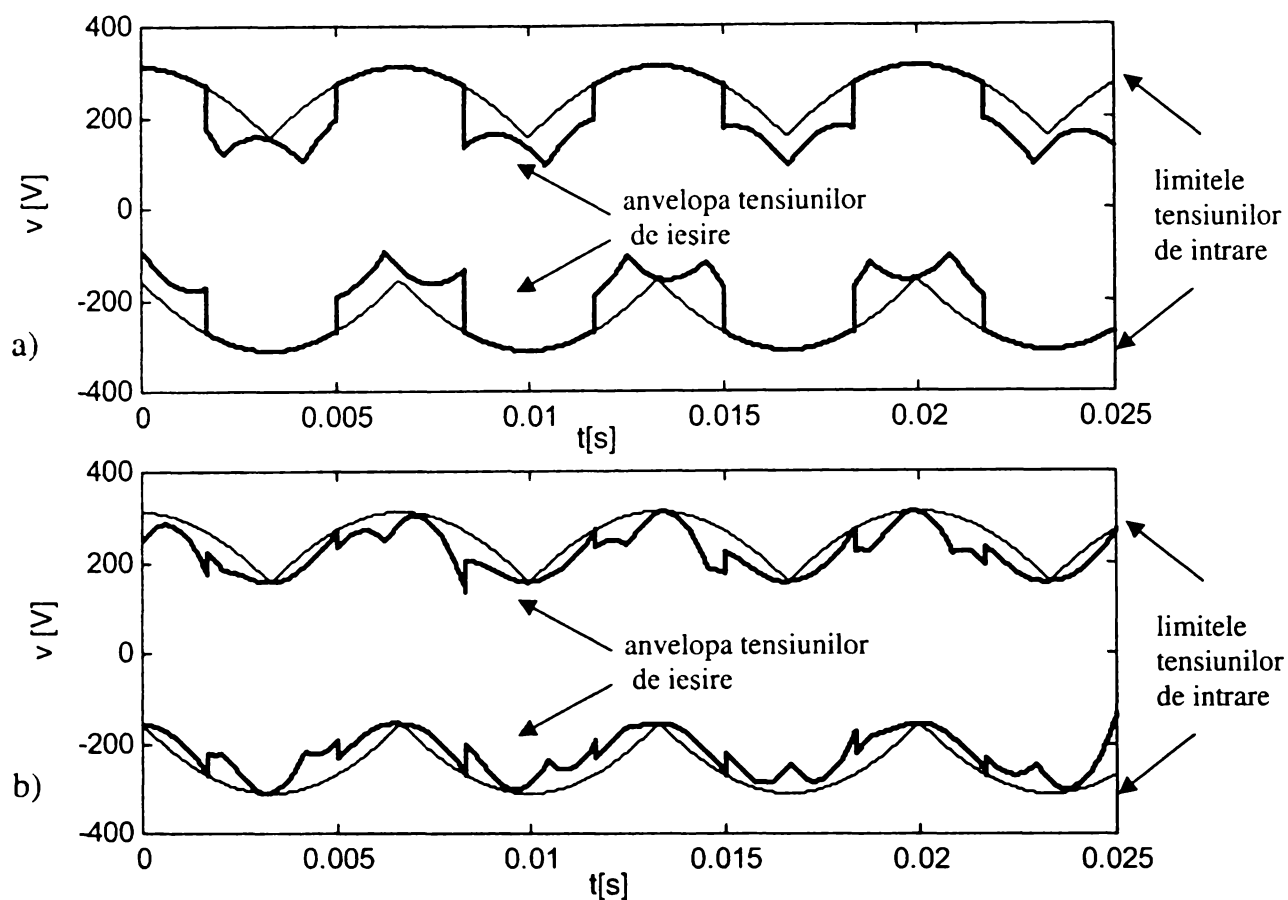


Figura 4.6 Anvelopa tensiunilor de ieșire de fază cu punct de nul comun cu cel al tensiunilor de intrare a)  $az1$  b)  $az2$

În figura 4.7 este prezentată tensiunea de ieșire  $v_{01}$  în cele două cazuri, generată prin simularea funcțiilor de transfer, observându-se diferența dintre cele două forme de undă.

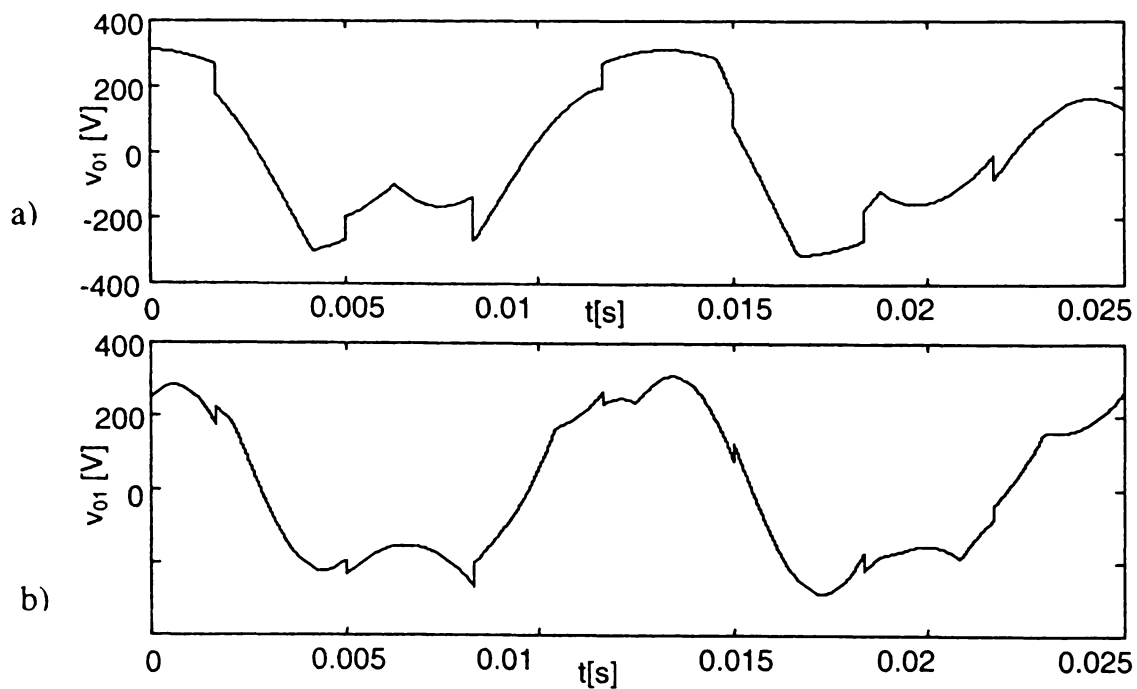


Figura 4.7 Tensiunea de ieșire  $v_{01}$   
a)  $az1$  b)  $az2$

În figura 4.8a sunt prezentate tensiunile de ieșire de linie, în figura 4.8b tensiunile de ieșire de fază flotante, iar în figura 4.9 curentul de intrare  $i_{11}$  și tensiunea de intrare  $v_{11}$  pentru o sarcină de tip rezistiv inductiv cu  $R=2\Omega$  și  $L=3\text{mH}$ .

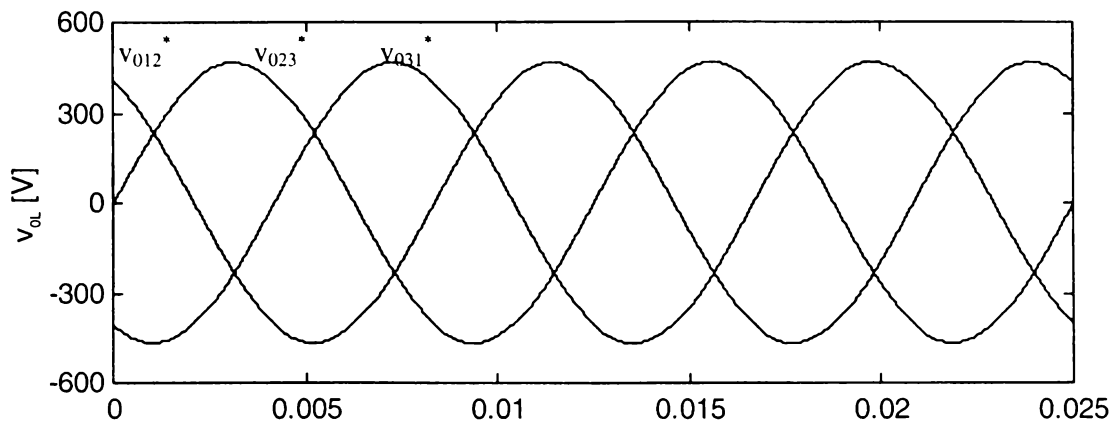


Figura 4.8a Tensiunile de ieșire de linie pentru tehnicile de modulație SVM *az1* și SVM *az2*

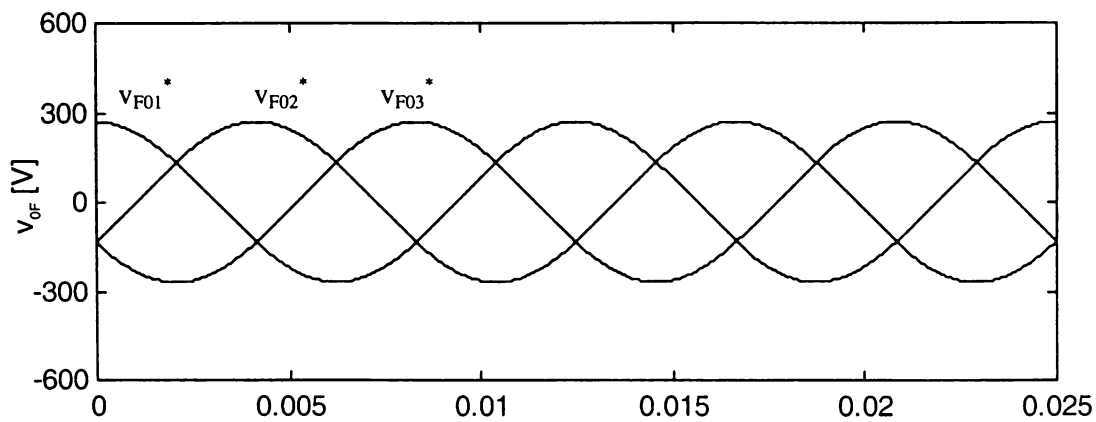


Figura 4.8b Tensiunile de ieșire de fază flotante pentru tehnicile de modulație SVM *az1* și SVM *az2*

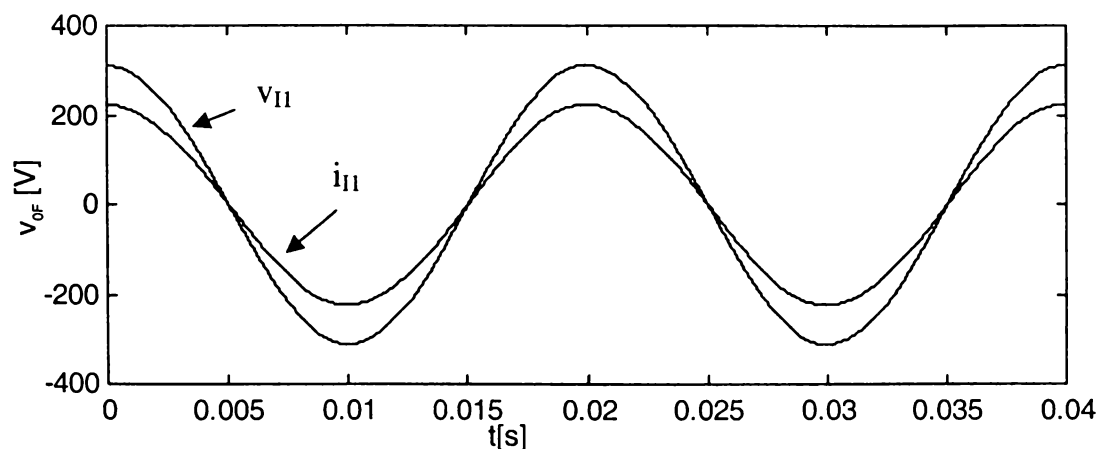


Figura 4.9 Curentul de intrare și tensiunea de intrare de fază pentru tehnicile de modulație SVM *az1* și SVM *az2*

Se observă că exceptând tensiunile de ieșire de fază cu punct comun de nul cu cel al tensiunilor de intrare, celelalte forme de undă sintetizate prin cele două tehnici de modulație sunt identice.

În literatura de specialitate se întâlnesc două forme de prezentare a modulației vectorului spațial, una în care funcțiile de transfer SVM sunt sintetizate "indirect" prin intermediul funcțiilor de transfer ale unui redresor și ale unui invertor fictiv [Hub95], sau sunt sintetizate "direct" într-un mod asemănător cu cel prezentat în acest subcapitol [Cas93]. Deși sunt prezentate ca și metode de comandă diferite, cele două abordări sunt de fapt doar variante de calcul diferite ale aceleiași algoritmul de comandă pentru convertoare matriceale.

## 4.2 VARIANTE DE IMPLEMENTARE A MODULAȚIEI VECTORULUI SPAȚIAL

În cadrul acestui subcapitol vor fi prezentate 32 de variante de implementare a funcțiilor de transfer caracteristice modulației vectorului spațial prin intermediul funcțiilor de comutație. Conform celor prezentate în subcapitolul anterior, pentru un sistem trifazat de tensiuni de alimentare dat, pentru o anumit sistem trifazat de tensiuni de ieșire dorite și pentru un anumit defazaj dorit la intrare între curent și tensiune, asocierea dintre stările active SVM și stările permise ale convertorului matriceal din grupul al II-lea este unică (tabelul 4.2).

Dacă se cunoaște perioada  $T_s$ , atunci intervalele de timp  $T_{am}$ ,  $T_{bm}$ ,  $T_{an}$ ,  $T_{bn}$ , se calculează cu relațiile (4.35) - (4.38). În intervalul de timp  $T_z$ , care poate fi determinat din relația (4.39), convertorul matriceal poate trece în oricare dintre stările pasive din grupul al III-lea.

Ordinea în care comută convertorul matriceal dintr-o stare în alta, în intervalul de timp  $T_s$ , nu afectează valoarea medie locală a tensiunilor și curenților generați la intrare/ieșire [Hub95]. Practic, alegerea uneia dintre stările pasive din grupul al III-lea și ordinea în care convertorul comută dintr-o stare în alta, nu influențează componentele fundamentale ale formelor de undă generate la intrare/ieșire dar determină numărul de comutații necesar în unitatea de timp și caracteristicile spectrale ale formelor de undă generate la intrare/ieșire.

Intervalul de timp  $T_s$ , apare în unele lucrări sub denumirea de perioadă de comutație [Nie96], iar în altele sub denumirea de perioadă de eșantionare. În cadrul acestei lucrări se va folosi în continuare denumirea de *perioadă de eșantionare* care este mai sugestivă din punct de vedere al funcționării convertorului matriceal. Astfel periodic, la un interval de timp  $T_s$ , se eșantionează tensiunile de intrare și tensiunile dorite la ieșire, aceste eșantioane utilizându-se apoi pentru a determina sectoarele active de curent și de tensiune și unghiurile  $\theta_v$  și  $\theta_c$  necesare în relațiile (4.36) - (4.38).

### 4.2.1 VARIANTELE DE TIPUL SVM1

În general se urmărește ca prin "aranjarea" stărilor convertorului matriceal, într-o perioadă de eșantionare  $T_s$  să fie necesare cât mai puține comutații la trecerea dintr-o stare în alta. De exemplu dacă sunt active sectoarele de tensiune și de curent SV1 și SC1 respectiv, atunci conform datelor din tabelul 4.2, corespondența dintre stările active SVM  $am$ ,  $bm$ ,  $an$  și  $bn$  este A121, A122, C131 și C133 respectiv.

Dacă într-o perioadă de eșantionare se va utiliza secvența SVM  $am - bm - bn - an - z$ , atunci aceasta corespunde secvenței

$$A121 -(1)- A122 -(1)- C133 -(2)- C131 -(1)- Z111-(1)-...$$

dacă starea  $z$  se asociază cu starea Z111. Între paranteze s-a notat numărul de comutații necesar pentru a se trece de la o stare la alta în cadrul unei perioade de eșantionare. Se observă că în acest caz sunt necesare 6 comutații în intervalul de timp  $T_s$ . Dacă se păstrează aceeași secvență SVM și pentru combinația de sectoare active SV1-SC2 atunci secvența devine

$$C131 \text{ -(1)- } C133 \text{ -(1)- } B233 \text{ -(1)- } B232 \text{ -(3)- } Z111 \text{ -(1)-...}$$

ceea ce înseamnă că sunt necesare 7 comutații/ $T_s$ . Dacă însă pentru această combinație de sectoare active se schimbă secvența SVM astfel:  $bm - am - an - bn - z$ , atunci aceasta corespunde secvenței

$$C133 \text{ -(1)- } C131 \text{ -(2)- } B232 \text{ -(1)- } B233 \text{ -(1)- } Z333 \text{ -(1)-...},$$

dacă starea  $z$  se asociază cu starea Z333. Se observă că și în acest caz sunt necesare 6 comutații/ $T_s$ . Dacă se folosește acest raționament pentru toate cele 36 de combinații posibile de sectoare active din tabelul 4.2, se determină faptul că, într-o perioadă de eșantionare, secvența SVM poate fi  $am - bm - bn - an - z$ , sau  $bm - am - an - bn - z$ , în funcție de perechea de sectoare active la un moment dat. Această asociere se poate prezenta sub forma unui tabel ca și în tabelul 4.5, care poate fi implementat ușor într-un sistem digital de comandă.

Tabelul 4.5 Asocierea dintre secvența stărilor SVM și combinația de sectoare active pentru a fi necesare 6 comutații/ $T_s$

Combi-nația de sectoare active	Secvența stărilor SVM
SV1-SC1 SV1-SC3 SV1-SC5 SV2-SC2 SV2-SC4 SV2-SC6 SV3-SC1 SV3-SC3 SV3-SC5 SV4-SC2 SV4-SC4 SV4-SC6 SV5-SC1 SV5-SC3 SV5-SC5 SV6-SC2 SV6-SC4 SV6-SC6	$am - bm - bn - an - z$
SV1-SC2 SV1-SC4 SV1-SC6 SV2-SC1 SV2-SC3 SV2-SC5 SV3-SC2 SV3-SC4 SV3-SC6 SV4-SC1 SV4-SC3 SV4-SC5 SV5-SC2 SV5-SC4 SV5-SC6 SV6-SC1 SV6-SC3 SV6-SC5	$bm - am - an - bn - z$

În funcție de combinația de sectoare active la un moment dat, se definesc variabilele logice complementare  $P_a$  și  $P_b$ , astfel:

$$P_a = (SV1 + SV3 + SV5) * (SC1 + SC3 + SC5) + (SV2 + SV4 + SV6) * (SC2 + SC4 + SC6) \quad (4.47)$$

$$P_b = (SV1 + SV3 + SV5) * (SC2 + SC4 + SC6) + (SV2 + SV4 + SV6) * (SC1 + SC3 + SC5) \quad (4.48)$$

Atunci, dacă  $P_a = 1$  ( $P_b = 0$ ) se alege secvența SVM  $am - bm - bn - an - z$  iar dacă  $P_a = 0$  ( $P_b = 1$ ) se alege secvența SVM  $bm - am - an - bn - z$ . Asocierea dintre secvențele SVM și stările convertorului matriceal în funcție de combinația de sectoare active poate fi implementată prin intermediul unor circuite de tip GAL sau memorii EPROM. Varianta astfel obținută va fi denumită în continuare SVM1. Aceasta este asemănătoare cu cea prezentată în [Cas93], însă diferă de aceasta prin modul de implementare a secvențelor SVM în funcție de combinația de sectoare active la un moment dat.

În figurile 4.10 și 4.11 se prezintă care sunt sectoarele active SC în funcție de valoarea instantanee a tensiunilor de linie de intrare pentru un defazaj impus la intrare între curent și tensiune  $\varphi_I = 0^\circ$  și  $\varphi_I = -15^\circ$  respectiv. În figura 4.12 sunt prezentate sectoarele active de tensiune în funcție de valoarea instantanee a tensiunilor de linie dorite la ieșire.

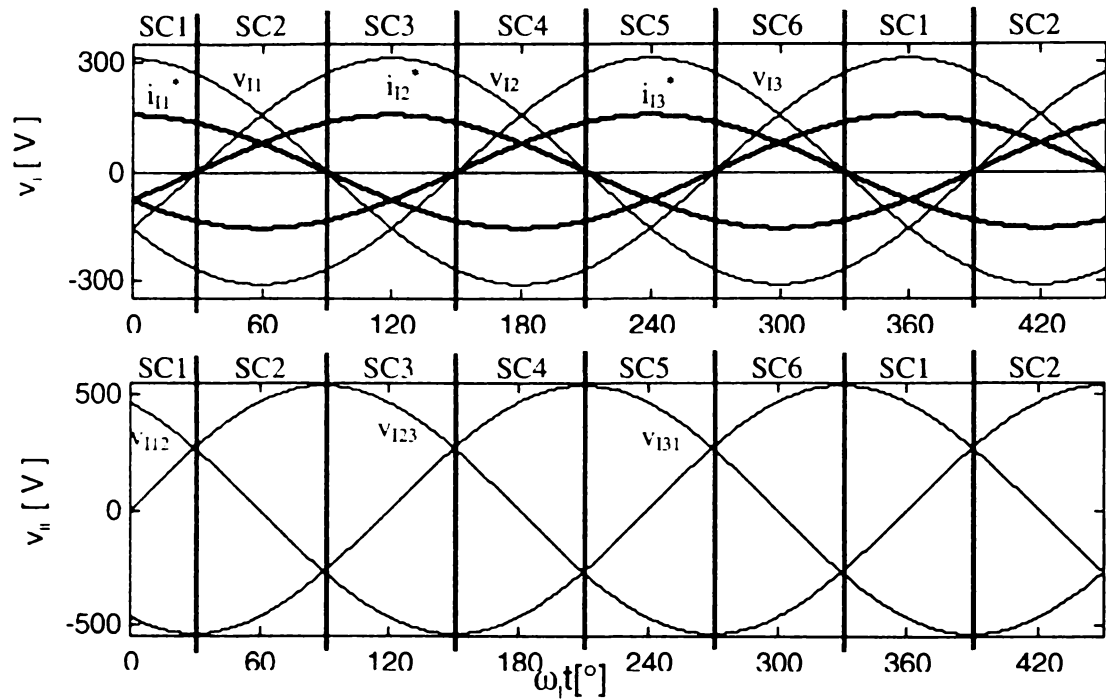
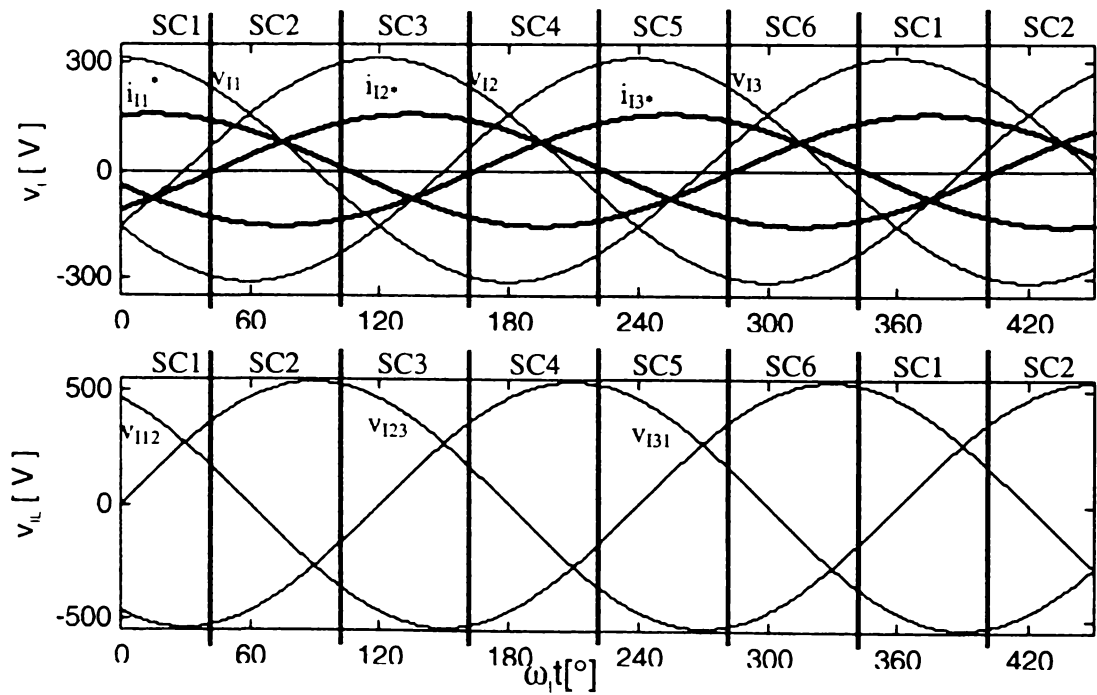
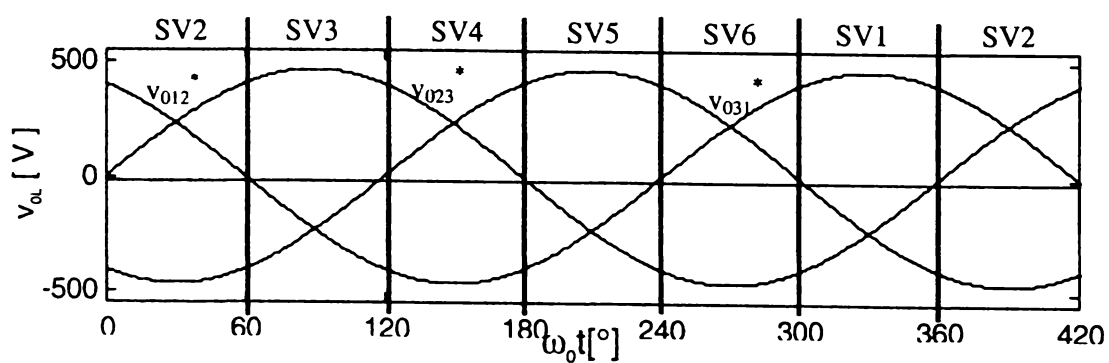
Figura 4.10 Sectoarele active de curent pentru  $\varphi_1 = 0^\circ$ Figura 4.11 Sectoarele active de curent pentru  $\varphi_1 = -15^\circ$ 

Figura 4.12 Sectoarele active de tensiune

Pentru combinația de sectoare active SV1-SC1 se observă că pentru generarea tensiunilor de ieșire într-o perioadă de eșantionare sunt utilizate tensiunile de linie de intrare  $v_{112}$  și  $-v_{131}$ . Acestea sunt tensiunile maxime de linie disponibile pentru SC1 sector activ de curent, dacă  $\varphi_I = 0^\circ$ , după cum se observă și în figura 4.10. Dacă defazajul dorit la intrare este diferit de zero există o anumită zonă a sectorului de curent în care una dintre cele două tensiuni de linie de intrare utilizate are o valoare mai redusă, astfel încât nu mai este posibil un câștig maxim de tensiune. De exemplu pentru sectorul SC1 activ, în cazul în care  $\varphi_I = -15^\circ$  se observă că în zona  $390^\circ < \omega_0 t < 420^\circ$  tensiunea de intrare  $v_{112}$  utilizată pentru generarea tensiunilor de ieșire, este mai mică decât tensiunile  $-v_{131}$  și  $v_{123}$ .

În figura 4.13 se prezintă modul în care sunt generate cele trei tensiuni de linie de ieșire  $v_{012}$ ,  $v_{023}$  și  $v_{031}$  pentru SV1-SC1 sectoare active. Se presupune că perioada de eșantionare  $T_s$  este suficient de redusă, astfel încât tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire dorite să poată fi considerate constante în acest interval de timp.

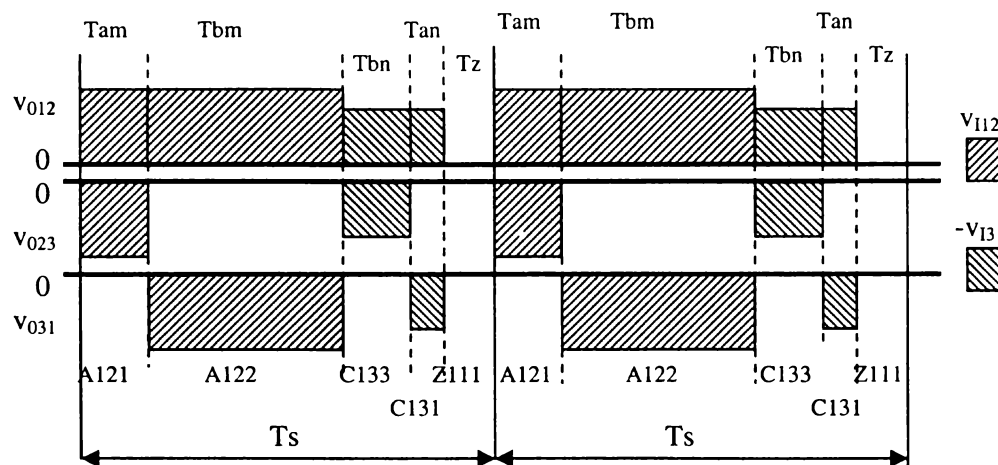


Figura 4.13 Generarea tensiunilor de ieșire de linie într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SVM1

Modul de generare al tensiunilor de linie de ieșire prezentat în figura 4.13 este valabil pentru unghiul  $\theta_C = 0-30^\circ$  și  $\varphi_I = 0^\circ$ . Pentru un unghi  $\theta_C = 30-60^\circ$  la începutul perioadei de eșantionare va fi conectată tot tensiunea  $v_{112}$ , care însă devine mai mică în valoare absolută decât tensiunea  $v_{131}$ , ceea ce se poate observa și din figura 4.10.

În figura 4.12 se prezintă modul în care se generează curentul de intrare pentru cazul în care curentul de ieșire  $i_{01} > 0$ ,  $i_{02} < 0$  și  $i_{03} < 0$ , în condițiile prezentate în figura 4.13.

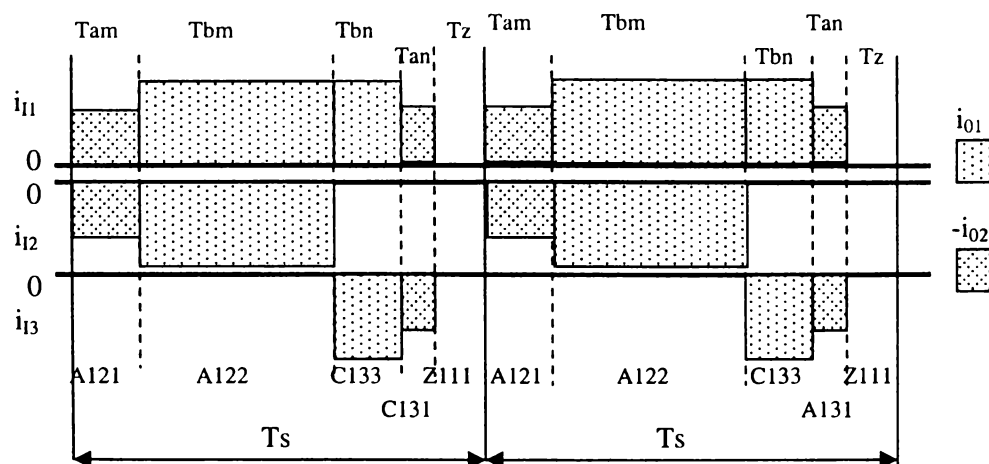


Figura 4.14 Generarea curentului de intrare într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SVM1

Dacă spectrul de frecvențe al tensiunilor generate la ieșire depinde doar de algoritmul de comandă, spectrul curentului de intrare depinde și de factorul de putere al sarcinii, deși faza fundamentalei acestuia poate fi reglată independent de tipul sarcinii.

În figura 4.15 se prezintă forma de undă pentru tensiunea de ieșire de linie, generată de varianta SVM1, pentru  $f_1 = 50$  Hz,  $f_0 = 80$  Hz,  $G_V = 0,866$ ,  $\varphi_1 = 0^\circ$  și frecvența de eșantionare  $f_s = 1/T_s = 4$  kHz. În figura 4.16 se prezintă tensiunea de ieșire de fază flotantă în aceleași condiții, iar în figura 4.17 se prezintă spectrul de frecvențe al acestei tensiuni. De asemenea în figura 4.18 se poate vedea forma de undă a curentului de ieșire pentru o sarcină rezistiv inductivă cu  $R = 10\Omega$  și  $L = 3$  mH, având factorul de putere  $PF_{out} = 0,98$ , conectată ca și în figura 3.14.

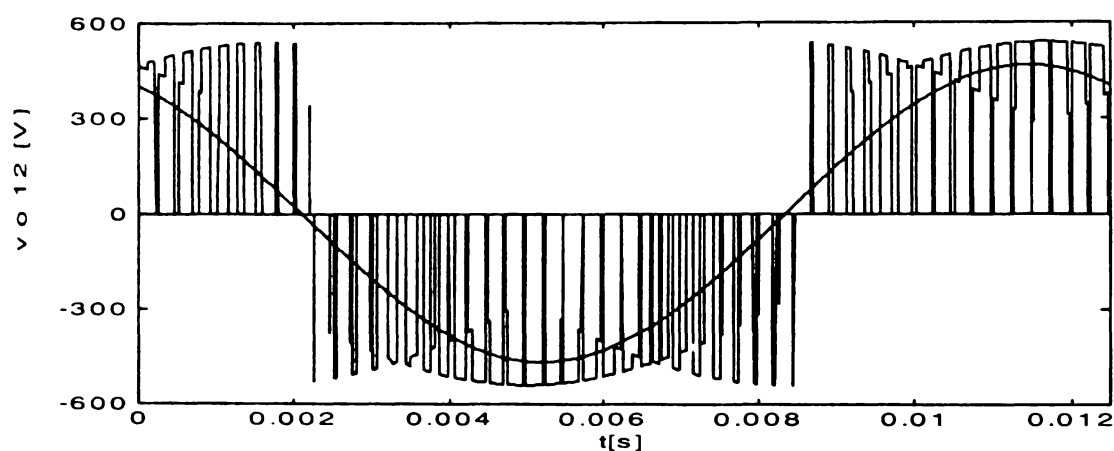


Figura 4.15 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie pentru varianta SVM1

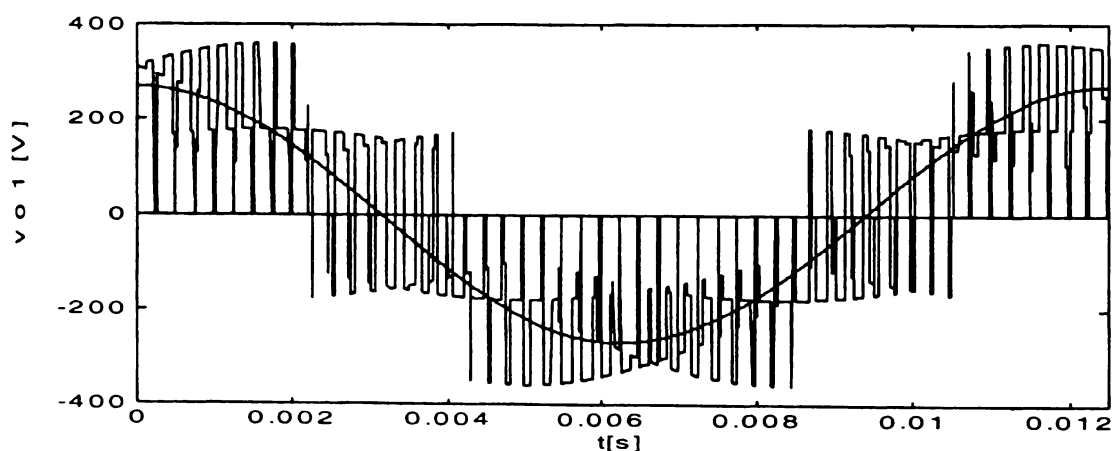


Figura 4.16 Forma de undă a tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru varianta SVM1

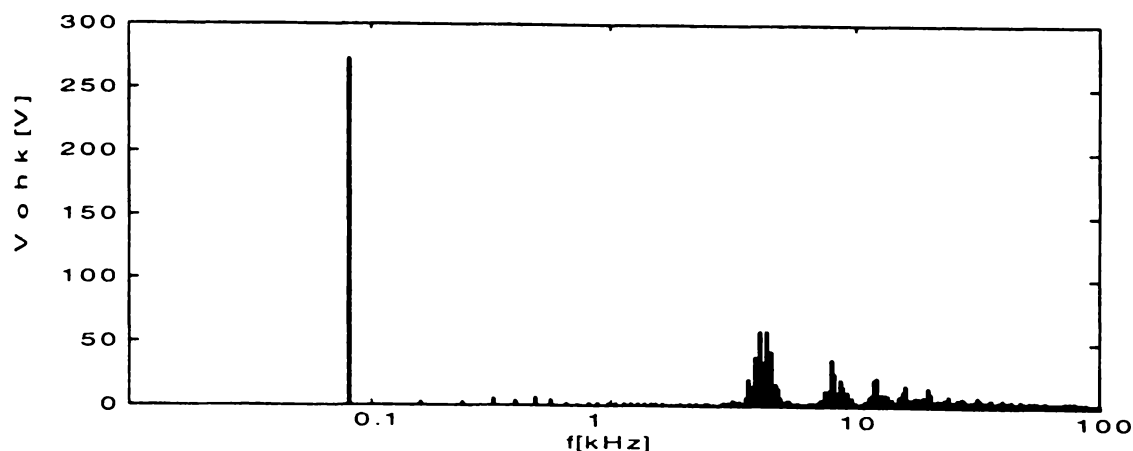


Figura 4.17 Spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru varianta SVM1



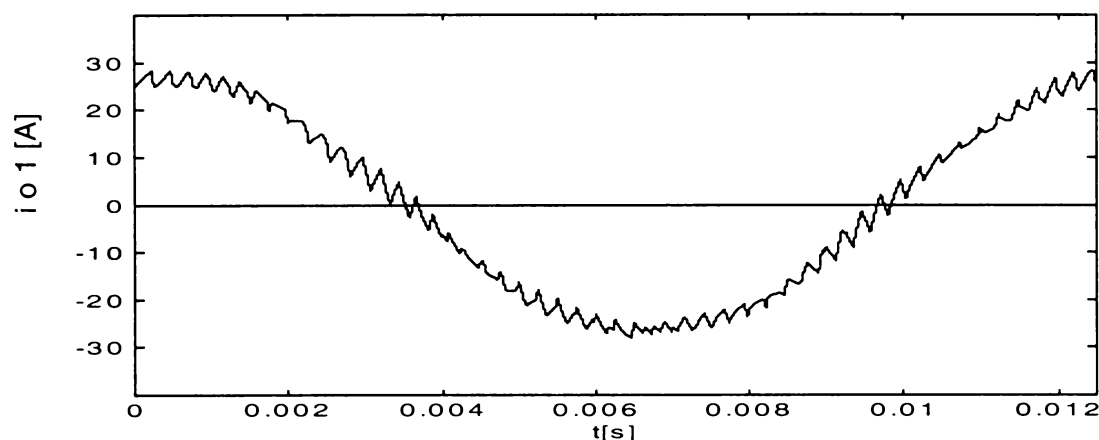


Figura 4.18 Forma de undă a curentului de ieșire pentru varianta SVM1

În figurile 4.15 și 4.16 s-a reprezentat și componenta fundamentală a formelor de undă prezentate. Se observă clar faptul că tensiunea de linie de ieșire este formată din segmente ale tensiunilor de intrare de linie. De asemenea se observă că tensiunea de ieșire de fază flotantă prezintă vârfuri de tensiune de aproape 360V. Din analiza spectrului de frecvențe al tensiunii se observă că există o componentă fundamentală care are amplitudinea aproape egală cu cea a tensiunii dorite la ieșire, iar armonica dominantă apare în jurul frecvenței de eșantionare. Curentul de ieșire are o formă sinusoidală peste care se suprapune un riplu de înaltă frecvență. Calitatea formelor de undă analizate poate fi îmbunătățită prin creșterea frecvenței de eșantionare. S-a ales frecvența de 4kHz pentru aceste reprezentări pentru a se putea vizualiza clar formele de undă generate de convertorul matriceal. Aceste forme de undă au fost obținute prin simularea convertorului matriceal ideal prin intermediul funcțiilor de comutație. Condițiile de simulare vor fi prezentate pe larg în capitolul al 7-lea.

În figurile 4.19 și 4.20 se prezintă forma de undă a curentului de intrare și spectrul de frecvențe al acestuia în aceleași condiții de funcționare.

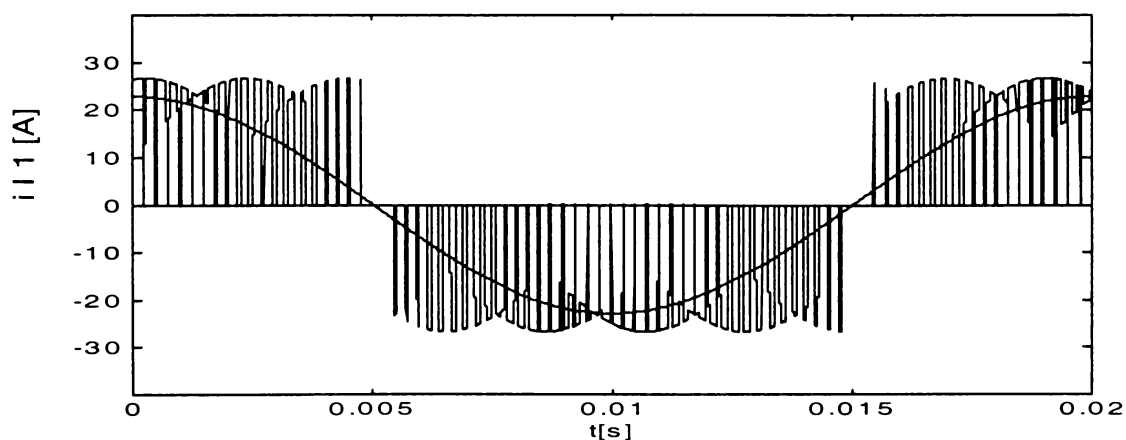


Figura 4.19 Forma curentului de intrare pentru varianta SVM1  
 $PF_{out} = 0,98$

Analizând forma de undă din figura 4.19 se observă aceasta este asemănătoare cu cea a tensiunii de ieșire de linie, curentul de intrare fiind format din segmente ale curentilor de ieșire. Din figura 4.20 se observă că și spectrele formelor de undă de la intrare și de la ieșire sunt asemănătoare, curentul de intrare fiind caracterizat de o fundamentală cu frecvența de 50Hz și armonici dominante în jurul frecvenței de eșantionare.

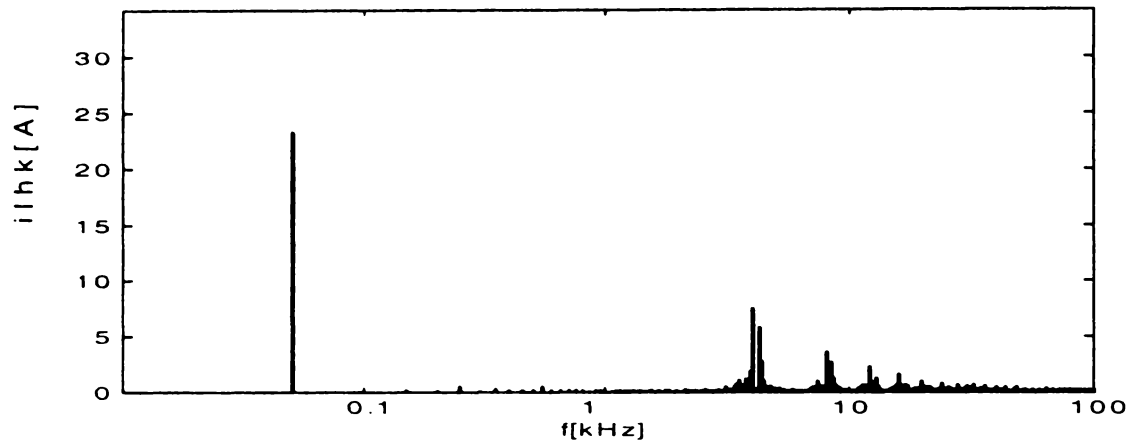


Figura 4.20 Spectrul curentului de intrare pentru varianta SVM1  
 $PF_{out} = 0,98$

Datorită legăturii directe dintre intrări și ieșiri, forma curentului de intrare este însă influențată de factorul de putere al sarcinii. În figurile 4.21 și 4.22 se prezintă forma de undă pentru curentul de intrare și spectrul de frecvențe pentru o sarcină având  $R = 3\Omega$  și  $L = 10\text{mH}$ , care are la frecvența de ieșire  $f_0 = 80\text{Hz}$ , factorul de putere  $PF_{out} = 0,51$  față de  $PF_{out} = 0,98$  în cazul precedent. Comparând cele două forme de undă se observă că în generarea curentului de intrare în cel de-al

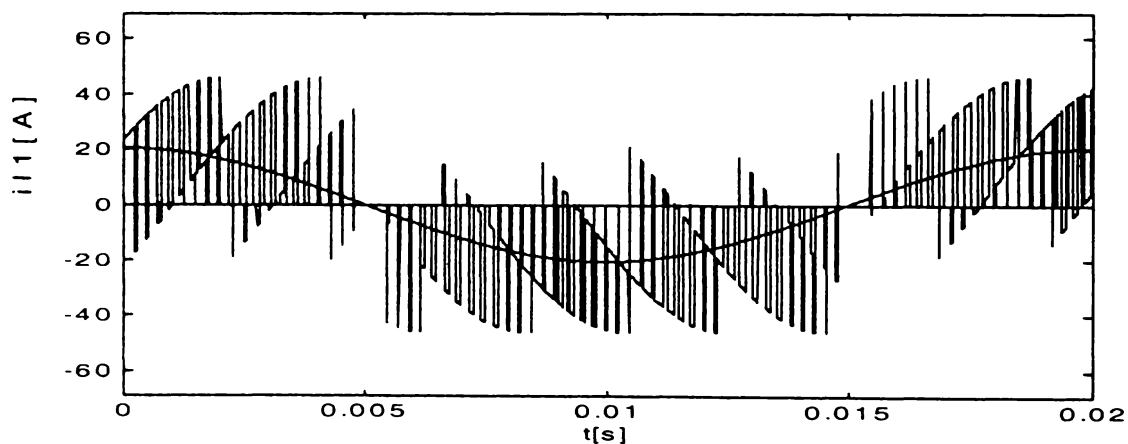


Figura 4.21 Forma de undă a curentului de intrare pentru varianta SVM1  
 $PF_{out} = 0,51$

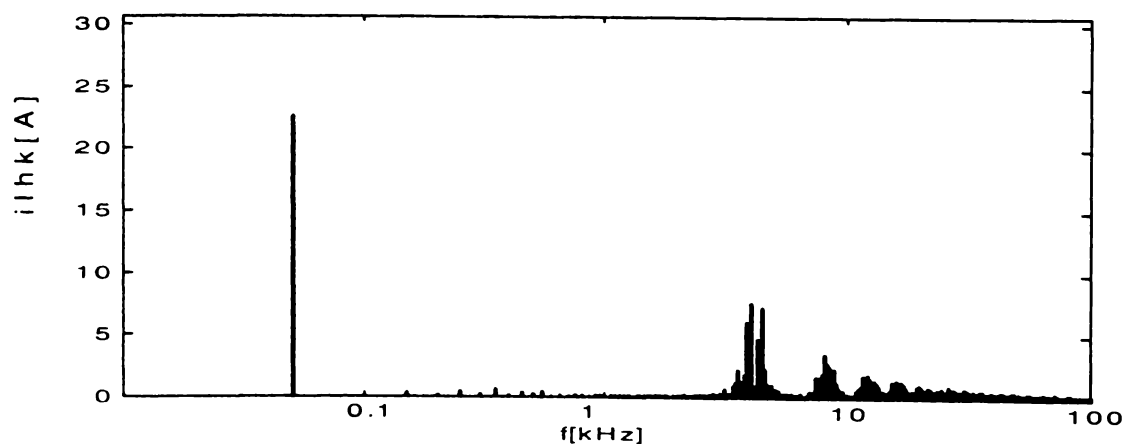


Figura 4.22 Spectrul de armonici al curentului de intrare pentru varianta SVM1  
 $PF_{out} = 0,51$

doilea caz apar segmente de semn opus valorii instantanee a fundamentalei la un moment dat, ceea ce are efect negativ asupra spectrului de frecvență [Bos97], după cum se poate vedea și comparând figurile 4.20 și 4.22. Pentru a se observa diferențele dintre calitatea formelor de undă caracteristice celor doi curenți de intrare, în figura 4.23 se prezintă curentul de intrare filtrat în cele două cazuri cu un filtru LC amortizat de ordinul 2, având frecvența de tăiere de 1500 Hz.

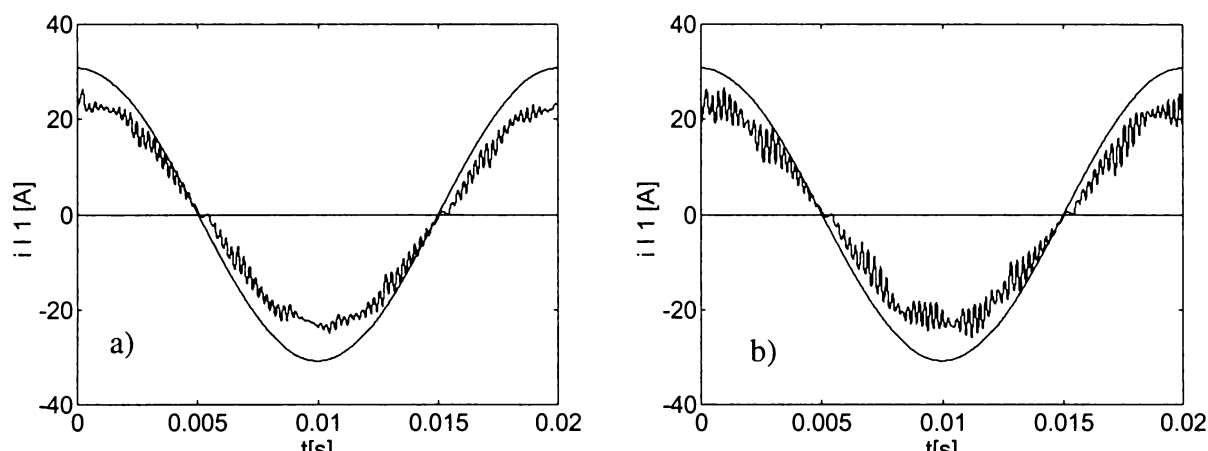


Figura 4.23 Forma de undă a curentului de intrare filtrat

a)  $PF_{out} = 0,98$

b)  $PF_{out} = 0,51$

În figura 4.23 s-au reprezentat și tensiunea de intrare, observându-se că în ambele cazuri aceasta este în fază cu curentul de intrare filtrat. Analizând cele două forme de undă se observă că în cazul b) curentul de intrare este mai distorsionat decât cel din cazul a).

Varianta SVM1 nu reprezintă singura tehnică de comandă prin care sunt necesare 6 comutații într-o perioadă de eșantionare. Dacă pentru  $P_a = 1$  se alege secvența SVM **an- bn- bm-am- z** și pentru  $P_a = 0$ , secvența de comutație **bn- an- am- bm- z**, atunci sunt necesare același număr de comutații ca și cele necesare variantei SVM1. Această nouă variantă se va numi SVM1a. Dacă, de exemplu este activă combinația de sectoare SC1-SV1, atunci secvența de comutație a stărilor convertorului matriceal pentru varianta SVM1a devine

**C131 -(1)- C133 -(2)- A122 -(1)- A121 -(1)- Z111 -(1)- ...**

Diferența dintre formele de undă generate de cei doi algoritmi este că la începutul perioadei de eșantionare se va utiliza tensiunea de linie de valoare mai redusă pentru  $\theta_C = 0-30^\circ$  și tensiunea mai mare pentru  $\theta_C = 30-60^\circ$ , adică invers față de tensiunile utilizate de varianta SVM1. Dacă se combină cei doi algoritmi se poate obține o formă de undă care să fie generată conform principiului prezentat în figura 4.13 indiferent de valoarea unghiului  $\theta_C$ . Acest principiu de generare a formelor de undă este însă util doar în cazul formelor de undă simetrice față de centrul perioadei de eșantionare [Hub91], ceea ce nu este cazul pentru formele de undă generate pe baza variantelor SVM1 și SVM1a. Pentru ambele tehnici de comandă se va utiliza alegerea stării pasive z conform asocierii prezentate în tabelul 4.3. Varianta SVM1 poate fi modificată dacă starea pasivă z este plasată la începutul perioadei de eșantionare, caz în care secvențele SVM devin **z- am- bm- bn -an** pentru  $P_a = 1$  și **z- bm- am- an- bn** pentru  $P_a = 0$ , această variantă numindu-se în continuare SVM1b. O modificare asemănătoare se poate face și variantei SVM1a, obținându-se astfel tehnica de comandă SVM1c, pentru care secvențele SVM sunt **z- an- bn- bm- am** și **z- bn- an- am- bm** pentru  $P_a = 1$  și  $P_a = 0$ , respectiv. Tot 6 comutații/ $T_S$  sunt necesare și dacă se plasează starea pasivă z între stările active astfel **bm- am- z- an- bn** și **am- bm- z- bn- an** pentru  $P_a = 1$  și  $P_a = 0$ , respectiv sau **bn- an- z- am- bm** și **an- bn- z- bm- am** pentru  $P_a = 1$  și  $P_a = 0$ , respectiv sintetizându-se astfel tehnicile de comandă SVM1d și SVM1e.

Deși pentru toate variantele de tipul SVM1 sunt necesare șase comutații într-o perioadă de eșantionare, numărul total de comutații necesare în unitatea de timp poate să diferit din cauza comutațiilor suplimentare care apar la trecerea de la un sector la altul și care sunt dependente de frecvențele de intrare și de ieșire. Ponderea acestor comutații suplimentare este totuși relativ redusă în numărul total de comutații. Pentru algoritmul SVM1 la trecerea de la combinația de sectoare active SV1-SC1 la combinația SV1-SC2 secvența de comutație este

...A121 -(1)- Z111 -(2)- C133...

iar la trecerea de la combinația SV1-SC1 la combinația SV2-SC1 secvența de comutație este

...A121 -(1)- Z111 -(1)- C113...

Din aceste cazuri particulare prezentate se observă că apare o comutație suplimentară la schimbarea sectorului de curent, schimbarea sectorului de tensiune neavând nici un efect asupra numărului total de comutații. Generalizând, numărul total de comutații în unitatea de timp pentru varianta SVM1 este

$$NCOM_{(SVM1)} = 6f_s + 6f_l \quad (4.49)$$

Analizând datele prezentate în tabelul 4.2 și aplicând același raționament, pentru celelalte variante de tipul SVM1 se obține numărul de comutații în unitatea de timp

$$NCOM_{(SVM1a)} = 6f_s + 12f_l \quad (4.50)$$

$$NCOM_{(SVM1b)} = 6f_s + 6f_l \quad (4.51)$$

$$NCOM_{(SVM1c)} = 6f_s + 12f_l \quad (4.52)$$

$$NCOM_{(SVM1d)} = 6f_s - 9f_l + 3f_0 \quad (4.53)$$

$$NCOM_{(SVM1e)} = 6f_s \quad (4.54)$$

În cazul în care frecvența de ieșire este  $f_0 = 50\text{Hz}$ , atunci numărul de comutații real va fi mai mare decât numărul de comutații calculat cu relațiile (4.49)-(4.54), deoarece pot apare comutații suplimentare la schimbările simultane ale sectoarelor active de curent și de tensiune. Această observație este valabilă și pentru tehnicile de comandă SVM, ce vor fi prezentate în continuare.

#### 4.2.2 VARIANTELE DE TIPUL SVM2

O reducere suplimentară a numărului de comutații se poate face prin combinarea anumitor variante de tipul SVM1. Aceste noi combinații propuse vor forma variantele de tipul SVM2. O primă reducere suplimentară a numărului de comutații se poate face dacă pentru trei perioade de eșantionare consecutive secvențele SVM vor fi SVM1b - SVM1e - SVM1 sau SVM1c - SVM1d - SVM1a, variantele astfel obținute numindu-se SVM2a și SVM2b. Pentru combinația de sectoare active SC1-SV1, pentru varianta SVM2a, secvența SVM va fi z- am- bm- bn- an- bn- an- z- am- bm- am- bm- bn- an- z pentru  $P_a = 1$ , ceea ce înseamnă că odată la trei perioade de eșantionare se reduce o comutație, numărul mediu de comutații pentru o perioadă de eșantionare fiind 5,66 comutații/ $T_s$ , ceea ce înseamnă o reducere cu 5,5% a numărului de comutații necesare, deci și a

pierderilor de putere prin comutație. Același raționament este valabil și pentru varianta SVM2b. Numărul de comutații în unitatea de timp se poate calcula cu relațiile

$$NCOM_{(SVM2a)} = 5,66f_S + 10f_I \quad (4.55)$$

$$NCOM_{(SVM2b)} = 5,66f_S + 6f_I \quad (4.56)$$

De asemenea se poate reduce numărul de comutații dacă se combină câte două variante de tipul SVM1, pentru două perioade de eșantionare consecutive în secvențele SVM1-SVM1c, SVM1a-SVM1b și SVM1d-SVM1e, sintetizându-se astfel tehnicile de comandă SVM2c, SVM2d și SVM2e, respectiv. De exemplu, pentru varianta SVM2c, dacă este activă combinația SV1-SC1, atunci secvența de comutație pentru Pa =1 este

*A121-(1)-A122-(2)-C133-(1)-C131-(1)-Z111-(0)-Z111-(1)-C131-(1)-C133 -(2)-A122-(1)-A121-(0)-*

deci înseamnă că pentru două perioade de eșantionare consecutive sunt necesare 10 comutații, astfel că în medie sunt necesare 5 comutații/T<sub>S</sub>. Aceasta înseamnă o reducere cu 16% a numărului de comutații necesare față de varianta SVM1, ceea ce este valabil și pentru varianta SVM2d. Numărul total de comutații în aceste două cazuri este

$$NCOM_{(SVM2c)} = 5f_S + 15f_I + 3f_0 \quad (4.57)$$

$$NCOM_{(SVM2d)} = 5f_S + 15f_I + 3f_0 \quad (4.58)$$

Pentru tehnica de comandă SVM2e, secvența de comutație în aceleași condiții este

*A122-(1)-A121-(1)-Z111-(1)-C131-(1)-C133-(0)-C133-(1)-C131-(1)-Z111-(1)-A121-(1)-A122-(0)-*

Se observă că pentru varianta SVM2e sunt necesare 8 comutații în cele două perioade de eșantionare, ceea ce înseamnă 4 comutații/T<sub>S</sub>, deci o reducere cu 33% a numărului total de comutații. Deoarece într-o perioadă de eșantionare pentru implementarea modulației SVM, convertorul matriceal trebuie să comute între 5 stări distincte 4 comutații/T<sub>S</sub> este numărul minim de comutații necesare. Deci din punct de vedere al pierderilor prin comutație noua variantă SVM2e reprezintă o tehnică de comandă optimizată. Astfel numărul total de comutații în unitatea de timp este

$$NCOM_{(SVM2e)} = 4f_S + 12f_I + 6f_0 \quad (4.59)$$

Numărul de comutații dintr-o perioadă de eșantionare poate fi redus la 4 comutații/T<sub>S</sub> și dacă se folosesc secvențele *bm-am-an-bn-z-z-bn-an-am-bm* și *am-bm-bn-an-z-z-an-bn-bm-am* pentru Pa =1 și Pa =0 respectiv, sau *bn-an-am-bm-z-z-bm-am-an-bn* și *an-bn-bm-am-z-z-am-bm-bn-an* pentru Pa =1 și Pa =0 respectiv, variantele astfel obținute numindu-se SVM2f și SVM2g respectiv. Pentru varianta SVM2f este necesară asocierea stărilor pasive conform datelor prezentate în tabelul 4.4, iar pentru varianta SVM2g asocierea stărilor pasive se face conform tabelului 4.6. Formulele de calcul pentru numărul de comutații în unitatea de timp sunt

$$NCOM_{(SVM2f)} = 4f_S + 15f_I + 3f_0 \quad (4.60)$$

$$NCOM_{(SVM2g)} = 4f_S + 15f_I + 3f_0 \quad (4.61)$$

Tabelul 4.6 Asocierea  $az3$  dintre stările din grupul al III lea și starea pasivă  $z$

Sector de curent activ	Stare pasivă "z"
SC1 sau SC4	Z222
SC2 sau SC5	Z111
SC3 sau SC6	Z333

Cu excepția variantei SVM1, celelalte tehnici de comandă prezentate sunt contribuții proprii ale autorului. Un studiu comparativ al algoritmilor prezențați se va face în subcapitolul 4.3.

### 4.2.3 VARIANTELE DE TIPUL SVM3

Pe lângă reducerea numărului de comutații, o altă direcție de optimizare a tehnicilor de comandă constă în deplasarea armonicilor dominante înspre frecvențe cât mai mari utilizând aceeași frecvență de eșantionare, pentru a nu crește excesiv pierderile prin comutație. Deoarece din teoria invertoarelor se știe că formele de undă simetrice față de centrul perioadei de eșantionare (numită perioadă de comutație în cazul invertoarelor), [Trz94], [Hol96], [Bos97], au caracteristici spectrale superioare față de formele de undă care nu sunt simetrice față de centrul perioadei  $T_s$ . Acest principiu al simetrizării formelor de undă în cadrul unei perioade de eșantionare poate fi aplicat și în cazul convertoarelor matriceale [Hub95]. Variantele propuse în literatura de specialitate [Hub91] [Hub95] [Nie96] realizează această simetrizare în jurul stării pasive, care este plasată în centrul perioadei de eșantionare, fiind încadrată de stările active care sunt împărțite în intervale de timp egale plasate la începutul și la sfârșitul perioadei de eșantionare ca și în figura 4.24. Pentru a minimiza numărul de comutații necesar secvențele SVM sunt  $am/2- bm/2- bn/2- an/2- z- an/2- bn/2- bm/2- am/2$  pentru  $P_a = 0$  și  $bm/2- am/2- an/2- bn/2- z- bn/2- an/2- am/2- bm/2$  pentru  $P_a = 1$ . Varianta astfel rezultată se va numi în continuare SVM3.

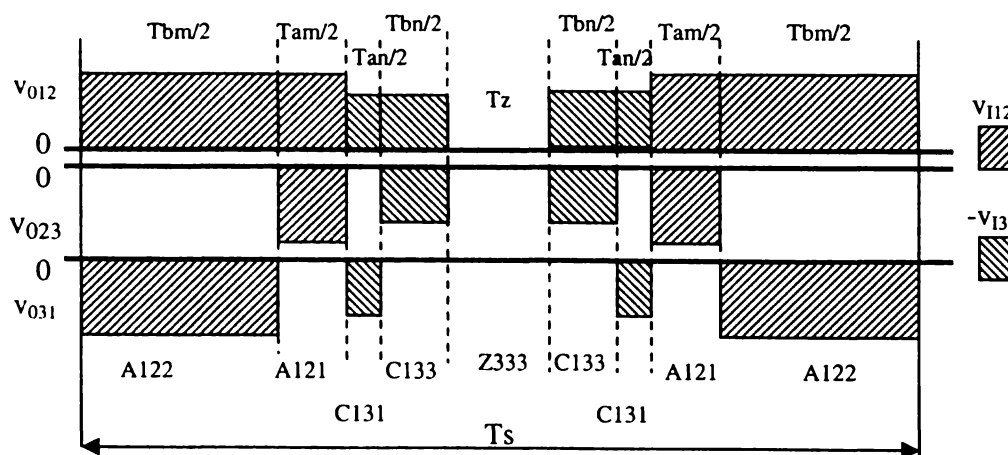


Figura 4.24 Generarea tensiunilor de ieșire de linie într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SVM3

Se observă că pentru acest tip de variante, convertorul comută între 9 stări în cadrul unei perioade de eșantionare, deci numărul minim de comutații necesare este de 8 comutații/ $T_s$ , ceea ce se poate observa și în figura 4.24 că se întâmplă și în cazul variantei SVM3. Generarea formelor de undă ca și în figura 4.24 prin intermediul variantei SVM3 este valabilă pentru unghiul  $\theta_c = 0-30^\circ$ , iar pentru cealaltă jumătate a sectorului de curent activ în care  $\theta_c = 30-60^\circ$  generarea formelor de undă se face ca și în figura 4.25. Asocierea dintre starea pasivă  $z$  și stările convertorului matriceal se face pentru varianta SVM3 ca și în tabelul 4.4.

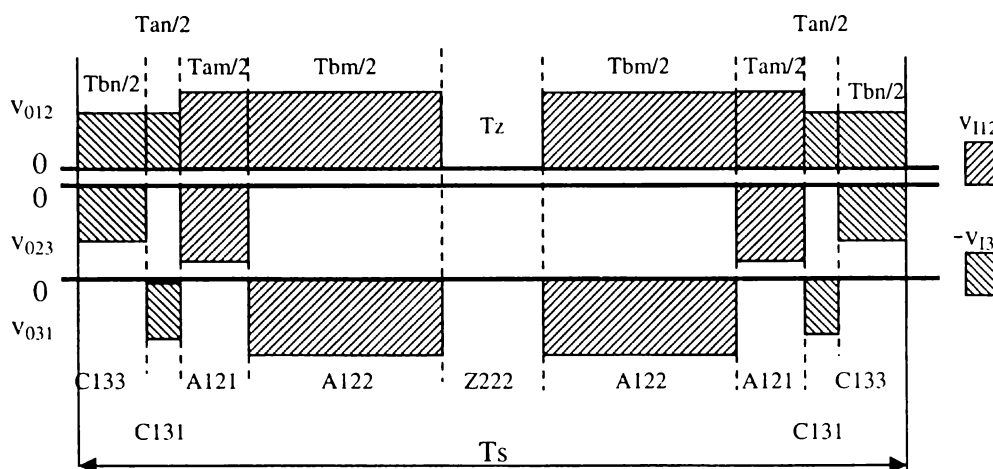


Figura 4.25 Generarea tensiunilor de ieșire de linie într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SVM3a

Dacă secvențele SVM se aleg  $an/2- bn/2- bm/2- am/2- z- am/2- bm/2- bn/2- an/2$  pentru  $P_a = 0$  și  $bn/2- an/2- am/2- bm/2- z- bm/2- am/2- an/2- bn/2$  pentru  $P_a = 1$  atunci sunt necesare tot 8 comutații/ $T_s$ , dacă asocierea dintre starea pasivă  $z$  și stările convertorului matriceal se face ca și în tabelul 4.5, dar generarea formelor de undă se face ca și în figura 4.25 pentru unghiul  $\theta_C = 0-30^\circ$  iar pentru  $\theta_C = 30-60^\circ$  ca și în figura 4.24. Pentru această variantă se va utiliza în continuare notația SVM3a.

Pentru oricare dintre cele două variante prezentate forma de undă generată se schimbă în cele două jumătăți ale unui sector de curent (observație valabilă pentru  $\varphi_I = 0$ ), din punct de vedere al secvenței în care se utilizează cele două tensiuni de intrare care participă la generarea tensiunilor de ieșire într-o perioadă de eșantionare. Considerând cazul în care  $\theta_C = 0-30^\circ$  și  $\varphi_I = 0$ , formele de undă generate de cele două variante pentru câteva perioade de eșantionare  $T_s$ , suficient de reduse astfel încât pentru intervalul de timp analizat tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire dorite să poată fi considerate constante arată ca și în figurile 4.26 și 4.27 pentru variantele SVM3 și SVM3a, respectiv.

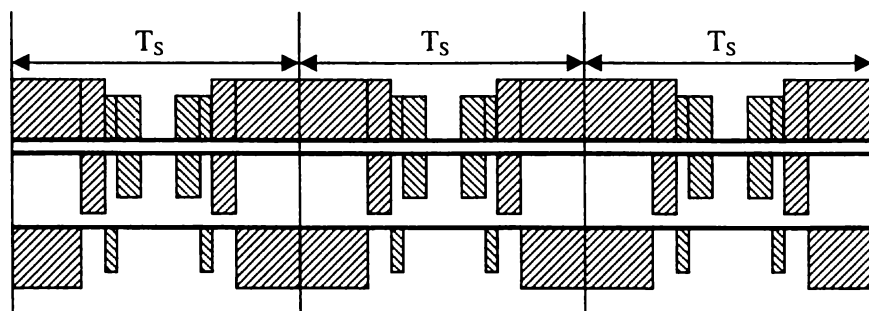


Figura 4.26 Generarea tensiunilor de ieșire de linie pentru varianta SVM3 ( $\theta_C = 0-30^\circ$  și  $\varphi_I = 0$ )

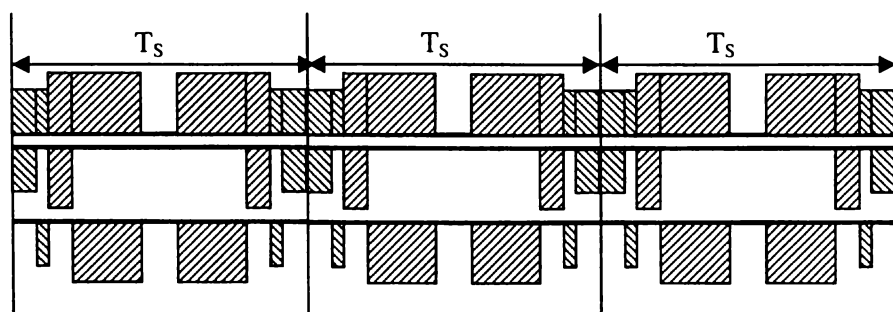


Figura 4.27 Generarea tensiunilor de ieșire de linie pentru varianta SVM3a ( $\theta_C = 0-30^\circ$  și  $\varphi_I = 0$ )

Analizând cele două forme de undă se observă că pentru varianta SVM3 tensiunile generate la ieșire sunt simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare", pe când pentru varianta SVM3a tensiunile generate la ieșire sunt simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mică". Pentru unghiul  $\theta_C = 30-60^\circ$  în fiecare sector de curent, situația se inversează. În [Hub91] se sugerează că păstrarea simetriei în jurul impulsurilor de tensiune "mare" sau "mică" indiferent de valoarea unghiului  $\theta_C$  poate îmbunătăți calitatea spectrală a formelor de undă generate la ieșirea convertorului matriceal. Dacă pentru  $\theta_C = 0-30^\circ$  se va utiliza varianta SVM3a iar pentru  $\theta_C = 30-60^\circ$  se va utiliza varianta SVM3, atunci în orice moment tensiunile de ieșire vor avea o formă de undă simetrică în jurul impulsurilor de tensiune "mică". Această combinație va fi considerată în continuare ca și varianta SVM3b. Dacă se dorește ca tensiunile de ieșire generate să fie simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare", atunci se va folosi varianta SVM3 pentru cazul în care  $\theta_C = 0-30^\circ$  și varianta SVM3a pentru cazul în care  $\theta_C = 30-60^\circ$ , tehnica de comandă astfel rezultată numindu-se în continuare varianta SVM3c.

O îmbunătățire a calității spectrului de frecvențe pentru formele de undă generate de convertorul matriceal poate fi obținută prin alternarea impulsurilor de tensiune "mare" cu impulsurile de tensiune "mică" [Hub91] păstrându-se simetria tensiunilor de ieșire generate, ca și în figura 4.28. Pentru implementarea acestei tehnici de comandă deși este necesară comutația tot între 9 stări, sunt necesare 10 comutații/ $T_s$  ceea ce duce la o creștere cu 66% a numărului de comutații necesare în unitatea de timp, față de varianta SVM1.

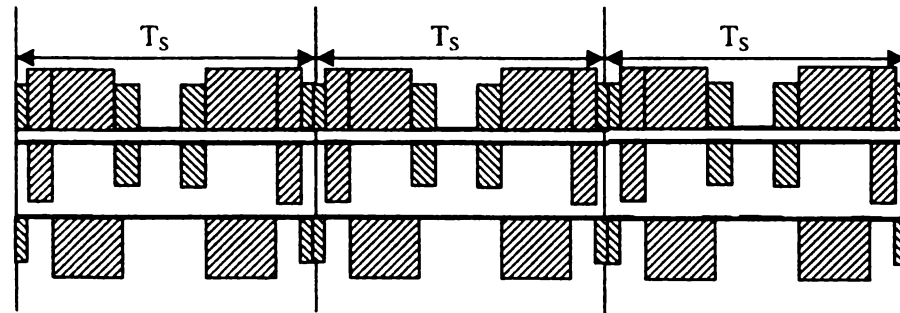


Figura 4.28 Generarea tensiunilor de ieșire având caracteristici spectrale superioare

Simetrizarea formelor de undă într-o perioadă de eșantionare se poate face nu numai în jurul stării pasive  $z$ , ci și în jurul unora dintre stările active. Dacă se aleg secvențele SVM  $z/2-bm/2-am/2-an/2-bn-an/2-am/2-bm/2-z/2$  pentru  $P_a=1$  și  $z/2-am/2-bm/2-bn/2-an-bn/2-bm/2-am/2-z/2$  pentru  $P_a=0$  atunci se obține varianta SVM3d pentru care formele de undă se generează ca și în figura 4.29.

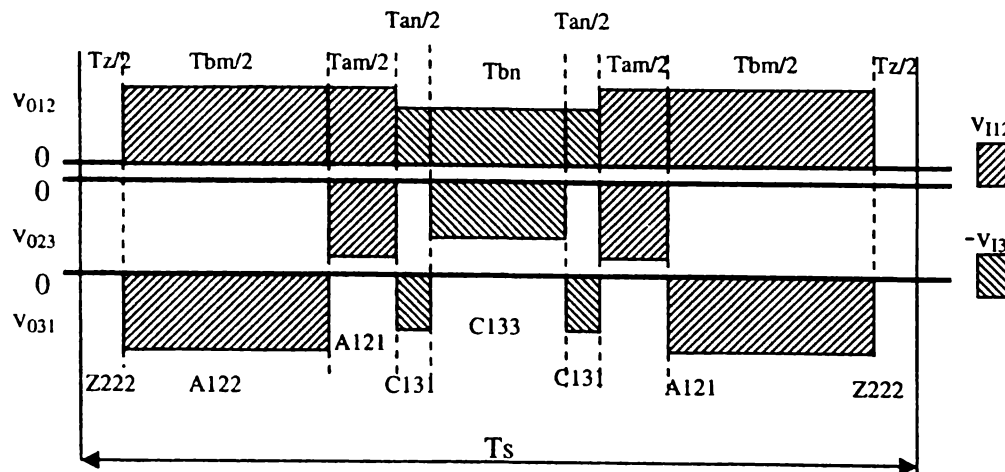


Figura 4.29 Generarea tensiunilor de ieșire de linie într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SVM3d



Dacă se aleg secvențele SVM  $z/2-bn/2- an/2- am/2- bm- am/2- an/2- bn/2- z/2$  pentru  $Pa=1$  și  $z/2-an/2- bn/2- bm/2- am- bm/2- bn/2- an/2- z/2$  pentru  $Pa=0$  atunci se obține varianta SVM3e pentru care formele de undă se generează ca și în figura 4.30.

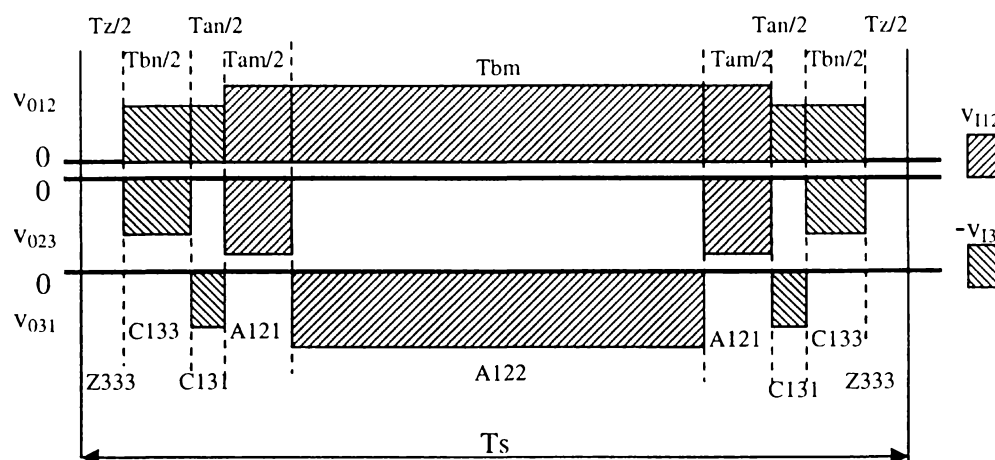


Figura 4.30 Generarea tensiunilor de ieșire de linie într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SVM3e

Pentru variantele SVM3d și SVM3e se vor folosi asocierile stărilor pasive prezentate în tabelul 4.5 și tabelul 4.4 respectiv.

Pentru unghiul  $\theta_C = 0-30^\circ$ , varianta SVM3d generează forme de undă simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mică", varianta SVM3e generând forme de undă simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare", pentru unghiul  $\theta_C = 30-60^\circ$  situația inversându-se. Dacă pentru  $\theta_C = 0-30^\circ$  se va utiliza varianta SVM3e iar pentru  $\theta_C = 30-60^\circ$  se va utiliza varianta SVM3d, atunci în orice moment tensiunile de ieșire vor avea o formă de undă simetrică în jurul impulsurilor de tensiune "mare" obținându-se astfel tehnica de comandă SVM3f. Dacă se va folosi varianta SVM3d pentru  $\theta_C = 0-30^\circ$  și varianta SVM3e pentru  $\theta_C = 30-60^\circ$ , tehnica de comandă astfel rezultată numindu-se SVM3g, atunci tensiunile de ieșire generate sunt simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare".

Comparând formele de undă generate de variantele SVM3b și SVM3c cu cele generate de variantele SVM3f și SVM3g pentru câteva perioade de eșantionare  $T_s$ , suficient de reduse astfel încât pentru intervalul de timp analizat tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire dorite să poată fi considerate constante, se observă că acestea sunt asemănătoare, fiind simetrice în jurul unor impulsuri de tensiune "mare" sau "mică". Diferența dintre aceste forme de undă este că simetrizarea în jurul acestor impulsuri de tensiune se realizează într-o singură perioadă de eșantionare pentru variantele SVM3f și SVM3g, pe când pentru tehnicile de comandă SVM3b și SVM3c sunt necesare două perioade de eșantionare consecutive pentru a se realiza această tip de simetrizare a formelor de undă.

Dacă într-o perioadă de eșantionare se alege secvența SVM  $bn/2- an/2- z/2- am/2- bm- am/2- z/2- an/2- bn/2$  pentru  $Pa = 1$  și secvența  $an/2- bn/2- z/2- bm/2- am- bm/2- z/2- bn/2- an/2$  pentru  $Pa = 0$  se obține varianta numită SVM3h, pentru care generarea formei de undă într-o perioadă de eșantionare este prezentată în figura 4.31. Dacă pentru  $Pa = 1$  și pentru  $Pa = 0$  se aleg secvențele SVM  $bm/2- am/2- z/2- an/2- bn- an/2- z/2- am/2- bm/2$  și  $am/2- bm/2- z/2- bn/2- an- bn/2- z/2- bm/2- am/2$ , respectiv atunci se obține varianta SVM3i, caracterizat într-o perioadă de eșantionare de formele de undă din figura 4.32. Și pentru aceste două variante sunt necesare 8 comutații/ $T_s$ , în condițiile în care formele de undă generate sunt simetrice față de centrul unei perioade de eșantionare. Se observă că tensiunile de ieșire sunt formate din impulsuri alternative de tensiune "mare" și impulsuri de tensiune "mică", despărțite între ele de intervale de timp în care tensiunea este nulă. Dacă unghiul  $\theta_C = 0-30^\circ$  atunci varianta SVM3h generează forme de undă simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare" iar varianta SVM3i generează forme de undă

simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mică", iar dacă unghiul  $\theta_C = 30-60^\circ$  situația se inversează. Pentru acești algoritmi se va utiliza pentru starea pasivă  $z$  asocierea prezentată în tabelul 4.3, secvență utilizată și în cazul variantei SVM1.

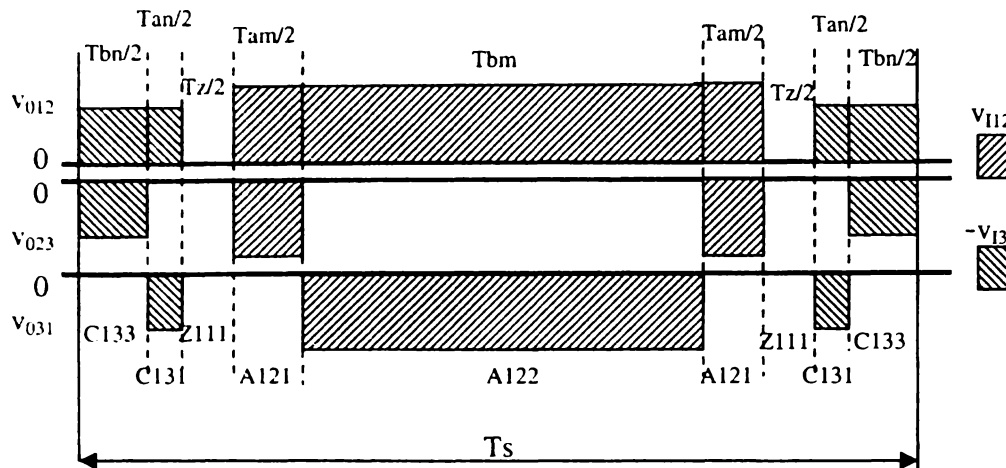


Figura 4.31 Generarea tensiunilor de ieșire de linie într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SVM3h

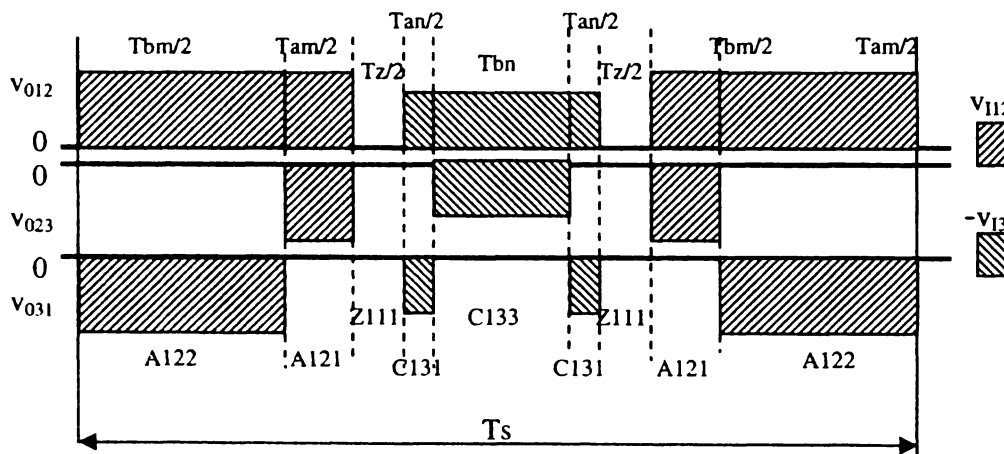


Figura 4.32 Generarea tensiunilor de ieșire de linie într-o perioadă de eșantionare varianta SVM3i

Dacă pentru  $\theta_C = 0-30^\circ$  se va utiliza varianta SVM3i iar pentru  $\theta_C = 30-60^\circ$  se va utiliza varianta SVM3h, atunci într-o perioadă de eșantionare tensiunile de ieșire vor avea o formă de undă simetrică în jurul impulsurilor de tensiune "mică" obținându-se astfel tehnica de comandă SVM3j. Dacă varianta SVM3h este utilizat pentru  $\theta_C = 0-30^\circ$  și varianta SVM3i pentru  $\theta_C = 30-60^\circ$ , atunci se obține varianta SVM3k și tensiunile de ieșire generate sunt simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare".

Pentru variantele de tipul SVM3 numărul de comutații necesare în unitatea de timp se poate calcula cu ajutorul următoarelor relații

$$NCOM_{(SVM3)} = 8f_s + 12f_l + 6f_0 \quad (4.62)$$

$$NCOM_{(SVM3a)} = 8f_s + 12f_l + 6f_0 \quad (4.63)$$

$$NCOM_{(SVM3b)} = 8f_s + 24f_l + 6f_0 \quad (4.64)$$

$$NCOM_{(SVM3c)} = 8f_s + 24f_l + 6f_0 \quad (4.65)$$

$$NCOM_{(SVM3d)} = 8f_s + 18f_l \quad (4.66)$$

$$NCOM_{(SVM3e)} = 8f_s + 18f_l \quad (4.67)$$

$$NCOM_{(SVM3f)} = 8f_s + 18f_l \quad (4.68)$$

$$NCOM_{(SVM3g)} = 8f_s + 18f_l \quad (4.69)$$

$$NCOM_{(SVM3h)} = 8f_s + 12f_l + 6f_0 \quad (4.70)$$

$$NCOM_{(SVM3i)} = 8f_s + 12f_l + 6f_0 \quad (4.71)$$

$$NCOM_{(SVM3j)} = 8f_s + 21f_l + 6f_0 \quad (4.72)$$

$$NCOM_{(SVM3k)} = 8f_s + 21f_l + 6f_0 \quad (4.73)$$

Pentru o comparație calitativă între variantele de tipul SVM1 și cele de tipul SVM3 se prezintă în continuare formele de undă generate la ieșire pentru varianta SVM3g, în aceleași condiții ca și cele prezentate în figurile 4.16 - 4.18, pentru varianta SVM1.

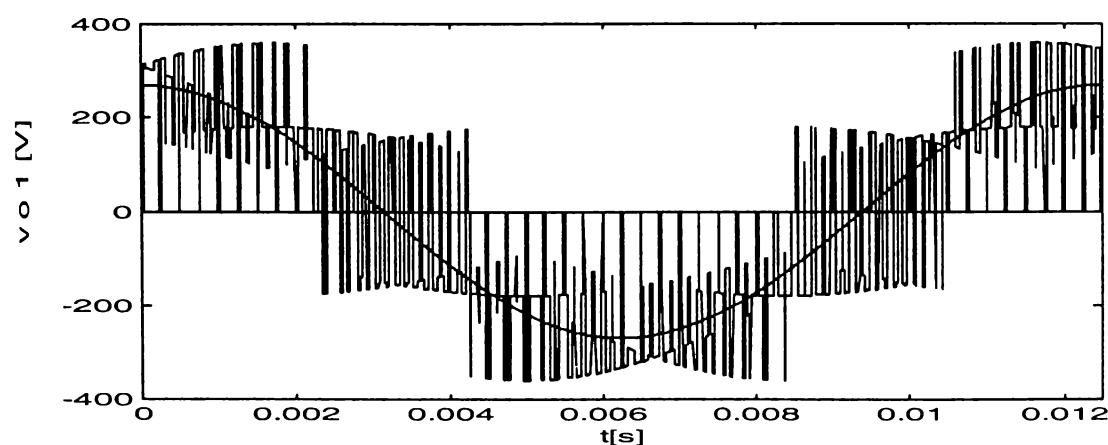


Figura 4.33 Forma de undă a tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru varianta SVM3g

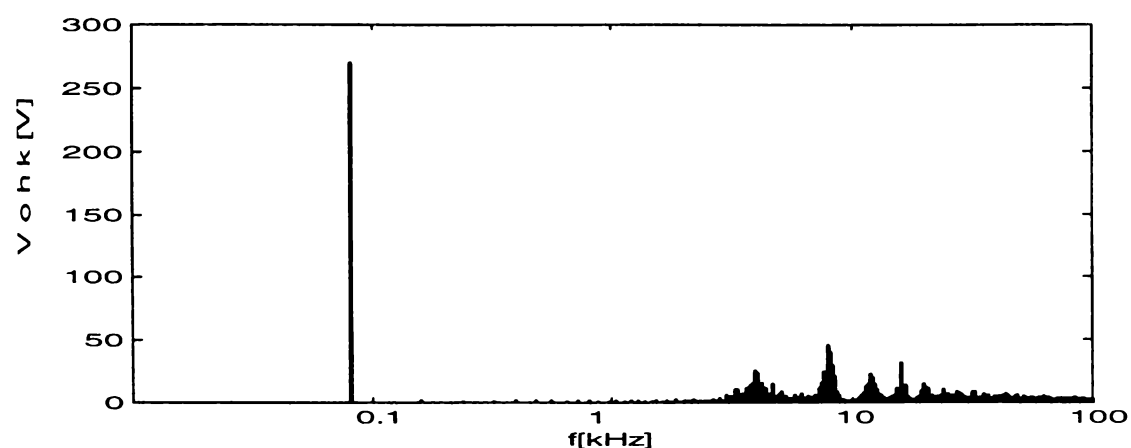


Figura 4.34 Spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru varianta SVM3g

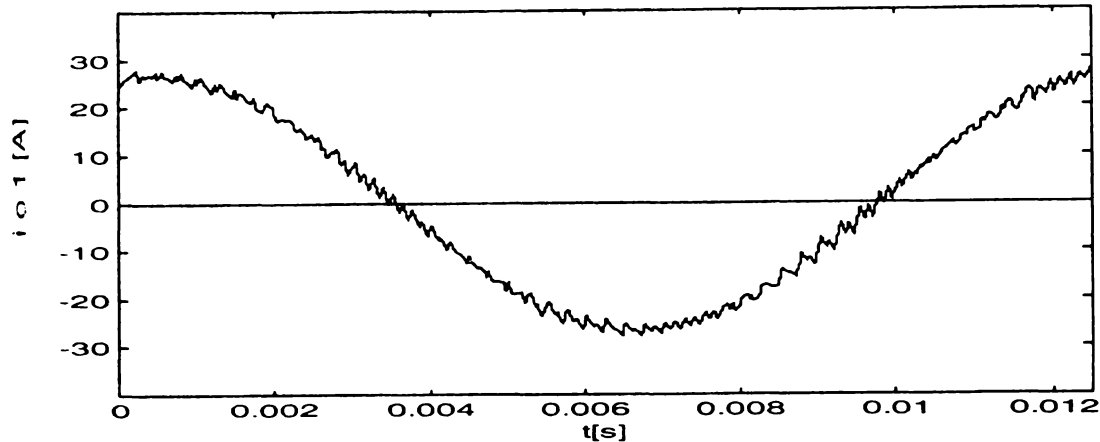


Figura 4.35 Forma de undă a curentului de ieșire pentru varianta SVM3g

Analizând formele de undă ale tensiunilor de ieșire de fază flotantă generate de variantele SVM1 și SVM3g se observă că numărul de comutații este mai mare pentru varianta SVM3g, tensiunea prezentată în figura 4.33 fiind formată din mai multe segmente ale tensiunilor de intrare, decât tensiunea prezentată în figura 4.16. Comparând spectrele de frecvențe prezentate în figurile 4.17 și 4.34 se observă că pentru varianta SVM3g armonicile dominante sunt plasate în jurul frecvenței de 8kHz, față de varianta SVM1 unde sunt plasate în jurul frecvenței de eșantionare de 4kHz. Din Figurile 4.18 și 4.35 se observă că riplul pentru curentul de ieșire generat de varianta SVM3g este de frecvență mai mare și mai redus ca amplitudine decât riplul caracteristic variantei SVM1.

### 4.3 ANALIZA COMPARATIVĂ A VARIANTELOR SVM

Determinarea anumitor caracteristici ale tehnicilor de comandă bazate pe modulația de tipul SVM, s-a realizat prin intermediul simulării pe calculator a funcțiilor de comutație caracteristice fiecăreia dintre variantele propuse anterior, SVM1 - SVM3k. Rezultatele care vor fi prezentate în continuare sunt utile pentru analiza comparativă a diferitelor tehnici de comandă a convertoarelor matriceale. O prezentare detaliată a pachetului de programe de simulare pe calculator, cât și a erorilor de simulare va fi făcută în capitolul al 7 lea al acestei lucrări.

Pentru această analiză comparativă s-a considerat că profilul tensiune-frecvență care trebuie generat la ieșirea convertorului are forma din figura 4.36. S-a ales acest profil clasic tensiune-frecvență, utilizat și în [Hub92] deoarece una dintre principalele aplicații ale convertoarelor matriceale este acționarea mașinilor de asincrone de curent alternativ și această dependență frecvență-tensiune este încă utilizată pe scară largă în acționarea scalară a mașinilor asincrone de curent alternativ. Domeniul frecvențelor de ieșire în care se face analiza algoritmilor de comandă este  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  și după cum se observă din figura 4.36, pentru frecvența  $f_0 > 50\text{Hz}$ , câștigul de tensiune  $G_V$  are valoarea maximă  $G_{V_{\max}} = 0,866$  iar pentru frecvențele  $f_0$  din domeniul 10-50Hz câștigul de tensiune asigură un raport  $V_0/f_0$  constant. S-a considerat că alimentarea convertorului matriceal se face de la rețeaua trifazată cu frecvența  $f_1 = 50\text{Hz}$  și valoarea efectivă a tensiunii de fază este  $V_1 = 220\text{V}$ . Sarcina este conectată la ieșirea convertorului ca și în figura 3.14, utilizându-se tensiunile de ieșire de fază flotante, care în condițiile prezentate au valoarea maximă a valorii efective  $V_{0_{\max}} = 190,5\text{V}$ . Sarcina are un caracter rezistiv inductiv având valoarea rezistenței  $R = 10\Omega$  și a inductivității  $L = 30\text{mH}$ . Pentru frecvența de ieșire  $f_0$  variabilă în domeniul 10-90 Hz

s-au luat în considerare două cazuri în care frecvența de eșantionare  $f_s$  este 4kHz și 20kHz. De asemenea s-a făcut analiza acestor variante și pentru două frecvențe de valoare fixă la ieșirea convertorului,  $f_0 = 30\text{Hz}$  și  $f_0 = 80\text{Hz}$ , în condițiile în care frecvența de eșantionare are valori cuprinse între 2kHz și 20kHz. Rezultatele acestor analize sunt reprezentate grafic în anexa 1.

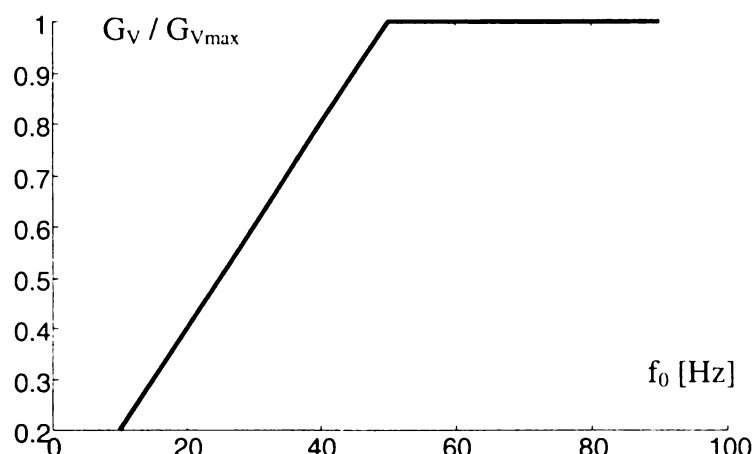


Figura 4.36 Caracteristica frecvență-tensiune impusă la ieșirea convertorului matriceal

În figurile A1.1 și A1.2 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire de fază flotantă și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire THD, pentru  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  și  $f_s = 4\text{kHz}$ , respectiv.

Se observă superioritatea variantelor de tipul SVM3 din acest punct de vedere, THDW fiind cu aproximativ 30-40% mai redus decât THDW caracteristic tipurilor SVM1. Reducerea numărului de comutații, caracteristică sintezei variantelor de tipul SVM2 duce la o creștere a distorsiunilor la ieșire THDW fiind cu aproximativ 20-25% mai mare decât în cazul variantelor SVM1. Se remarcă în general o scădere semnificativă a distorsiunilor curentului de ieșire dacă frecvența de ieșire este 50Hz, datorită sincronismului existent în acest caz între tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire dorite. Curentul este mai distorsionat la frecvențe de ieșire mici, deoarece crește ponderea componentei rezistive a sarcinii față de componenta inductivă a acesteia. Din această cauză și amplitudinea armonicilor dominante este mai mare față de amplitudinea fundamentalei pentru frecvențe de ieșire reduse. Astfel pentru frecvența de ieșire de 10Hz, amplitudinea armonicilor dominante a tensiunii generate la ieșire este aproximativ 90% din amplitudinea fundamentalei, în timp ce pentru frecvențe mai mari de 50Hz, valoarea armonicilor dominante este 20-25% din valoarea fundamentalei. Se constată o creștere a distorsiunilor și la frecvențe de ieșire mai mari, din cauză că apar erori în calculul funcțiilor de transfer, presupunerea că tensiunea de ieșire dorită este constantă într-o perioadă de eșantionare nemaifiind adevărată. Din figura A1.1 se observă că pentru variantele SVM3h-3k, factorul total de distorsiuni armonice ponderat este aproximativ constant în tot domeniul frecvențelor de ieșire. Din figura A1.2 se observă că la ieșire se obține un curent sinusoidal, având factorul total de distorsiuni armonice THD <5% în toate cazurile analizate.

În figurile A1.3 și A1.4 sunt prezentate numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație pentru  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  și  $f_s = 4\text{kHz}$ , respectiv.

În cazul determinării numărului de comutații în urma simulării pe calculator, acest număr poate fi ceva mai redus decât numărul de comutații real, calculat cu relațiile (4.49)-(4.73), din cauza numărului de puncte limitat pentru care se face simularea într-o perioadă de eșantionare. Această limitare este necesară pentru a nu crește excesiv de mult timpul de simulare. Se remarcă superioritatea variantelor de tipul SVM2, care de altfel au și fost optimizați pentru a se reduce numărul de comutații. Pierderi minime prin comutație asigură variantele SVM2e-SVM2g, pentru care numărul de comutații necesar este cu aproximativ 30% mai redus față de tipurile SVM1, ceea

ce conduce și la o reducere cu 20-25% a factorului de pierderi prin comutație. De asemenea se observă că prețul plătit pentru îmbunătățirea calității spectrale a tensiunilor generate la ieșire de către variantele de tipul SVM3 este creșterea numărului de comutații necesare cu aproximativ 35% și a factorului de pierderi prin comutație cu aproximativ 60-70%. Ca și o observație generală se remarcă o ușoară creștere a numărului de comutații pentru frecvența de ieșire de 50Hz, din cauza comutațiilor suplimentare care apar la schimbarea simultană sectoarelor active de curent și de tensiune.

În figurile A1.5 și A1.6 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire de fază flotantă și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire THD, pentru  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  și  $f_s = 20\text{kHz}$ , respectiv. Se observă că în acest caz curentul are distorsiuni foarte reduse, THD  $< 1\%$  pentru toate variantele analizate. Se observă că o creștere de 5 ori a frecvenței de eșantionare de la 4kHz la 20kHz conduce la o micșorare a THDW de aproximativ 4 ori pentru tipurile SVM1, de 5 ori pentru variantele SVM2 și de 3,5 ori pentru variantele de tipul SVM3.

În figurile A1.7 și A1.8 sunt prezentate numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație pentru  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  și  $f_s = 20\text{kHz}$ , respectiv. Și din aceste figuri se observă că variantele de tipul SVM2 sunt cele pentru care pierderile prin comutație sunt minime. Numărul de comutații necesare crește de 5 ori odată cu creșterea frecvenței de eșantionare de la 4kHz la 20kHz.

În figurile A1.9 și A1.10 este ilustrat factorul de calitate al tehnicilor de comandă de tipul SVM în funcție de  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_s = 20\text{kHz}$ , respectiv. Se remarcă în general că factorul de calitate QLF are valori mai reduse pentru frecvențele de la marginile domeniului analizat. Pentru frecvențe mici această scădere a factorului de calitate se explică prin gradul mai mare de distorsionare a curentului de ieșire din cauza creșterii componentei rezistive a sarcinii față de componenta inductivă a acesteia. La frecvențe mari scăderea factorului de calitate apare în principal din cauza apariției erorilor de calcul a funcțiilor de transfer. Acestea apar din cauză că tensiunile de frecvențe mari au o variație mai mare într-o perioadă de eșantionare decât tensiunile de frecvențe mai mici, iar calculul funcțiilor de transfer se face în ipoteza că aceste tensiuni sunt constante într-o perioadă de eșantionare. Pentru o frecvență de eșantionare de 4kHz se observă că variantele de tipul SVM3 au un factor de calitate superior, datorită creșterii calității spectrului de frecvențe pentru formele de undă generate la ieșire. La creșterea frecvenței de eșantionare se observă o scădere a QLF din cauza creșterii semnificative a pierderilor prin comutație. Acest fapt este mai evident în cazul variantelor de tipul SVM3, QLF la  $f_s = 20\text{kHz}$  fiind cu 35% mai redus decât pentru  $f_s = 4\text{kHz}$ . Pentru variantele de tipul SVM2 această scădere a QLF este ne semnificativă, fiind mai mică de 5%.

În figurile A1.11 și A1.12 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire de fază flotantă și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire THD, pentru  $f_0 = 80\text{Hz}$  și  $f_s = 2-20\text{kHz}$ , respectiv. Se observă o scădere a acestor indicatori odată cu creșterea frecvenței de eșantionare, ceea ce era de așteptat deoarece creșterea frecvenței de eșantionare se face în scopul creșterii calității formelor de undă generate. Se observă că și pentru o frecvență de eșantionare de 2kHz se pot genera forme de undă sinusoidale la ieșire, iar o creștere a acesteia la 4kHz, conduce la o scădere a distorsiunilor cu 100%. Creșterea în continuare a frecvenței de eșantionare duce la îmbunătățirea calității spectrale a formelor de undă generate al ieșirea convertorului, de exemplu pentru  $f_s = 20\text{kHz}$ , distorsiunile scad cu aproximativ 80% pentru variantele de tipul SVM1 și SVM2 și cu aproximativ 70% pentru variantele de tipul SVM3. Se observă că dublarea frecvenței de eșantionare  $2 \cdot f_s$  pentru variantele SVM1 și SVM2 sau utilizarea variantelor SVM3 la frecvența  $f_s$ , generează semnale având caracteristici spectrale asemănătoare.

În figurile A1.13 și A1.14 sunt prezentate numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație pentru  $f_0 = 80\text{Hz}$  și  $f_s = 2-20\text{kHz}$ , respectiv. Se observă că

odată cu creșterea frecvenței de eșantionare are loc și o creștere aproximativ liniară a numărului de comutații necesare în unitatea de timp și a factorului de pierderi prin comutație.

În figurile A1.15 și A1.16 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire de fază flotantă și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire THD, iar în Figurile A1.17 și A1.18 numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație, pentru  $f_0 = 30\text{Hz}$  și  $f_s = 2-20\text{kHz}$ , respectiv. Observațiile făcute pentru  $f_0 = 80\text{Hz}$  sunt valabile și în acest caz.

În figurile A1.19 și A1.20 este ilustrat factorul de calitate al tehnicilor de comandă de tipul SVM în funcție de frecvența de eșantionare  $f_s = 2-20\text{kHz}$  pentru  $f_0 = 80\text{Hz}$  și  $f_0 = 30\text{kHz}$ , respectiv. Se remarcă faptul că variantele de tipul SVM2 sunt caracterizate de un factor de calitate care nu depinde semnificativ de frecvența de eșantionare, în timp ce pentru celelalte tehnici de comandă se observă o scădere a factorului de calitate odată cu creșterea semnificativă a frecvenței de eșantionare, deoarece creșterea numărului de comutații necesare în unitatea de timp este mai pronunțată decât scăderea distorsiunilor formelor de undă generate la ieșire. Analizând variația factorului de calitate în funcție de frecvența de eșantionare principala concluzie este că *pentru frecvențe de eșantionare mici se recomandă utilizarea tehnicilor de comandă de tipul SVM3, iar pentru frecvențe de eșantionare mari utilizarea celor de tipul SVM2 dacă se dorește un compromis optim între distorsiunile formelor de undă generate la ieșire și pierderile prin comutație.*

În figurile A1.21-A1.24 se prezintă factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare filtrat pentru variantele SVM. În toate cele patru cazuri prezentate în aceste figuri s-a considerat că frecvența de ieșire este variabilă în domeniul  $f_0 = 10-90\text{Hz}$ . Pentru figurile A1.21 și A1.22 s-a considerat că frecvența de eșantionare este  $f_s = 4\text{kHz}$ , iar pentru figurile A1.23 și A1.24 frecvența de eșantionare este  $f_s = 20\text{kHz}$ . S-a considerat că filtrarea curentului de intrare generat de convertorul matriceal s-a făcut cu un filtru LC de ordinul 2 amortizat, având caracteristica de frecvență ca și în figura 3.24. Frecvența de rezonanță sau de tăiere este  $f_R = 1,5\text{kHz}$  pentru figurile A1.21 și A1.24,  $f_R = 0,8\text{kHz}$  pentru figura A1.22 și  $f_R = 4\text{kHz}$  pentru figura A1.23. Alegerea acestor frecvențe pentru filtrul de intrare s-a făcut doar în scopul comparării tehnicilor de comandă SVM, iar o prezentare detaliată a caracteristicilor necesare filtrului de intrare se va face în cadrul capitolului al 6-lea. Pentru figurile A1.22 și A1.24, frecvența de tăiere a filtrului de intrare este de 5 ori mai mică decât frecvența de eșantionare, ceea ce asigură o atenuare de aproximativ 25dB a armonicilor dominante aflate în jurul frecvenței de eșantionare. Se observă că pentru frecvențe de ieșire mici este mai dificilă generarea unui curent sinusoidal de intrare. Factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare filtrat este semnificativ mai mare pentru frecvențe de ieșire cuprinse între 10-20Hz. Pentru variantele de tipul SVM3 filtrarea se face mai ușor deoarece optimizarea pentru a genera forme de undă cu distorsiuni mai reduse la ieșire are un efect pozitiv și asupra calității curentului de intrare.

Se observă că pentru frecvența de eșantionare  $f_s = 4\text{kHz}$ , dacă se utilizează un filtru cu frecvența de tăiere  $f_R = 1,5\text{kHz}$  doar variantele de tipul SVM3 asigură un curent de intrare având o formă apropiată de un curent sinusoidal (THD  $\approx 10\%$ ). Folosirea unui astfel de filtru este inacceptabilă pentru variantele de tipul SVM2, deoarece curentul de intrare este puternic distorsionat (THD  $\approx 50\%$ ). Utilizând un filtru cu frecvența de tăiere  $f_R = 0,8\text{kHz}$ , pentru tipurile SVM3 și SVM1 se poate spune că se generează un curent sinusoidal (THD  $\approx 3\%$  respectiv THD  $\approx 5\%$ ). Scăderea frecvenței de tăiere a filtrului de intrare are însă dezavantajul creșterii gabaritului și prețului componentelor pasive LC din componența filtrului.

Pentru frecvența de eșantionare  $f_s = 20\text{kHz}$ , dacă se utilizează un filtru cu frecvența de tăiere  $f_R = 4\text{kHz}$  se obține un curent de intrare sinusoidal pentru tipurile SVM1 și SVM3, iar dacă frecvența de tăiere  $f_R = 1,5\text{kHz}$ , se obține un curent de intrare sinusoidal pentru toate variantele SVM prezentate.

Din cele prezentate se desprinde concluzia că alegerea optimă a uneia dintre tehnicile de comandă SVM este o problemă complexă. Un algoritm de comandă ideal ar trebui să genereze la ieșire tensiuni cu un grad de distorsiune foarte redus, în condițiile unor pierderi de putere minime. De asemenea acest algoritm de comandă ideal ar trebui să genereze un curent de intrare care în urma filtrării să fie sinusoidal în condițiile în care filtrul de intrare este caracterizat printr-o frecvență de tăiere cât mai mare, pentru a avea dimensiuni cât mai reduse. Din păcate aceste cerințe sunt contradictorii deoarece pierderi de putere reduse înseamnă o frecvență de eșantionare redusă și alegerea unei variante de tipul SVM2, ceea ce duce la un grad de distorsionare mai mare al formelor de undă generate de convertorul matriceal și la necesitatea unui filtru de intrare de gabarit mare. De asemenea generarea unor curenți cât mai apropiați de o formă sinusoidală pură necesită o frecvență de eșantionare cât mai mare și alegerea unei variante de tipul SVM3. Astfel pentru a alege cât mai corect o tehnică de comandă, este necesară în prealabil cunoașterea cât mai exactă a condițiilor specifice în care va funcționa convertorul matriceal și caracteristicile dispozitivelor semiconductoare prin care se implementează cele 9 comutatoare bidirecționale.

*Deși s-a arătat că alegerea optimă a unei tehnici de comandă se face în funcție de specificul aplicației convertorului matriceal, în urma analizei comparative efectuate în acest subcapitol, se pot formula câteva concluzii cu caracter general. În continuare se prezintă principalele recomandări și observații asupra alegerii uneia dintre tehnicile de comandă SVM, rezultate în urma analizei comparative a valorilor medii (specificate prin indicele "m") pentru indicatorii prezentați în graficele din anexa 1.*

- pentru a se genera forme de undă care să nu fie distorsionate semnificativ se vor utiliza frecvențe de eșantionare de minim 3kHz;

- pentru implementarea unui algoritm SVM prin intermediul unor microcontrolere cu preț scăzut (de exemplu din familia 8051), în cazul unor frecvențe de eșantionare reduse (3-5kHz) se va alege una dintre variantele:

- SVM3g, SVM3h, SVM3i sau SVM3e, dacă este importantă calitatea spectrală a formelor de undă generate, pentru care  $THDW_m < 0,6\%$ ;
- SVM2e sau SVM2g, dacă este importantă reducerea pierderilor prin comutație, pentru care  $NCOM_m < 1750$  și  $THDW_m < 1,15\%$ ;
- SVM2e sau SVM3g, dacă se dorește un compromis optim între calitatea spectrală a formelor de undă generate la ieșire și pierderile de putere prin comutație, pentru care  $QLF_m > 3$ ;
- în cazul utilizării unei variante de tipul SVM2 se va ține seama și de faptul că va fi necesar un filtru de intrare de gabarit relativ important pentru filtrarea corespunzătoare a curentului de intrare.

- pentru implementarea unui algoritm SVM prin intermediul unor procesoare de semnal performante (de exemplu TMS320F240) care permit calculul funcțiilor în timp real și în cazul unor frecvențe de eșantionare mari (20kHz) se va alege una dintre tehnicile de comandă:

- SVM3d-SVM3h, dacă este importantă calitatea spectrală a formelor de undă generate, pentru care  $THDW_m < 0,15\%$ ;
- SVM2e-SVM2g, dacă este importantă reducerea pierderilor prin comutație, pentru care  $NCOM_m < 8500$  și  $THDW_m < 0,25\%$ ;
- SVM2f sau SVM2g, dacă se dorește un compromis optim între calitatea spectrală a formelor de undă generate la ieșire și pierderile de putere prin comutație, pentru care  $QLF_m > 2,8$ .



- pentru frecvențe de ieșire mari ( $>70\text{Hz}$ ) se observă că dacă  $f_s > 15\text{kHz}$ , practic THDW este constant;
- pentru frecvențe de ieșire mici ( $<30\text{Hz}$ ) se observă că dacă  $f_s > 10\text{kHz}$ , practic THDW este constant;
- pentru frecvențe de ieșire reduse ( $<20\text{Hz}$ ) calitatea curentului de intrare scade semnificativ;
- dacă este foarte importantă calitatea curentului de intrare și este necesar un domeniu larg de frecvențe de ieșire (inclusiv frecvențe foarte reduse), se recomandă creșterea frecvenței de eșantionare sau utilizarea uneia dintre variantele de tipul SVM3.

#### 4.4 CONCLUZII

Scopul principal al acestui capitol a fost prezentarea și analiza unor tehnici de comandă pentru convertoare matriceale, bazate pe modulația vectorului spațial.

În subcapitolul 4.1 s-a prezentat principiul modulației vectorului spațial aplicat convertoarelor matriceale. ***Caracterul de originalitate al acestui subcapitol constă într-o mai bună fundamentare teoretică a acestui principiu de comandă prin prezentarea unei metode de determinare a funcțiilor de transfer asociate modulației vectorului spațial.*** Cunoașterea funcțiilor de transfer este foarte importantă pentru analiza rapidă, prin intermediul simulărilor pe calculator a unui sistem în care este inclus un convertor matriceal comandat pe baza principiului SVM.

***De asemenea o contribuție proprie a autorului este demonstrația faptului că în funcție de asocierea stărilor convertorului matriceal cu starea pasivă SVM se pot sintetiza funcții de transfer diferite, în condițiile în care vectorii spațiali activi sunt identici.***

Prezentarea sub formă de tabele a asocierilor posibile dintre stările SVM și stările permise ale convertorului matriceal permite o implementare relativ simplă a modulației SVM într-un sistem digital de comandă.

În subcapitolul 4.2 se prezintă diverse variante de implementare a modulației vectorului spațial prin intermediul funcțiilor de comutație. Sunt prezentate 25 de astfel de variante, dintre care ***22 de tehnici de comandă sunt contribuții proprii ale autorului.*** Forma în care sunt prezentate acestea permite o implementare simplă prin intermediul unor microcontrolere sau procesoare de semnal și arii de porți logice. Pentru înțelegerea funcționării acestor convertoare în general mai puțin cunoscute sunt ilustrate câteva forme de undă tipice generate de un convertor matriceal comandat pe baza modulației vectorului spațial. Aceste forme de undă au fost generate prin simularea pe calculator a funcțiilor de comutație caracteristice fiecărei tehnici de comandă SVM. ***Programele de simulare sunt realizate în întregime de către autorul acestei lucrări și vor fi prezentate în cadrul capitolului al 7-lea.***

Tehnicile de comandă SVM au fost împărțite în trei tipuri principale SVM1, SVM2 și SVM3. Variantele de tipul SVM1 sunt derivate dintr-un algoritm considerat standard SVM1, prezentat în literatura de specialitate [Cas93]. Variantele SVM1a-SVM1e prezintă alte posibilități de generare a funcțiilor de comutație pornind de la aceleași funcții de transfer caracteristice algoritmului SVM1. Deși indicatorii de calitate pentru aceștia nu diferă semnificativ de algoritmul standard, ***aceste variante sunt importante deoarece prin diverse combinații ale acestora se sintetizează variantele de tipul SVM2, cu caracter original, care sunt optimizate pentru a se reduce pierderile de putere prin comutație. Variantele de tipul SVM3 sunt optimizate pentru a îmbunătăți calitatea spectrală a formelor de undă generate de către convertorul matriceal,*** cu prețul creșterii cu un anumit nivel pierderilor prin comutație. Dezvoltarea acestei clase de tehnici de comandă SVM a pornit de la unele variante prezentate în literatura de specialitate [Hub95] [Nie96], varianta numită SVM3 fiind asemănătoare cu acestea, dar diferă prin modul în care poate fi implementată. ***Celelalte variante SVM3a-SVM3k sunt contribuții originale ale autorului.***

***Pentru toate variantele prezentate s-au dedus și formule de calcul pentru numărul de comutații necesare în unitatea de timp.***

În cadrul subcapitolului 4.3 se face o *analiză comparativă, cu caracter original, a celor 25 de tehnici de comandă SVM în anumite cazuri particulare de funcționare*. Efectuarea acestei analize comparative a fost posibilă în urma rulării unui număr foarte mare de simulări pe calculator a funcționării convertoarelor matriceale. Rezultatele obținute sunt prezentate într-o formă grafică foarte sugestivă în anexa 1 (pag. A1.1-A1.12). Analizând aceste grafice se observă că *tehnicele de comandă SVM2 și variantele SVM3 propuse de autor oferă în general parametrii calitativi superiori din punct de vedere al pierderilor prin comutație sau al formelor de undă generate de către convertorul matriceal*.

Deși alegerea optimă a unuia dintre algoritmi de comandă prezentați depinde în foarte mare măsură de specificul aplicației, *concluziile proprii ale autorului desprinse din această analiză au și un pronunțat caracter general și oferă informații primare de bază, care permit o alegere corectă a unei tehnici de comandă SVM*.

## 5. METODE DE COMANDĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE BAZATE PE MODULAȚIA SCALARĂ A TENSIUNILOR DE LINIE

În cadrul acestui capitol se va prezenta teoria modulației scalare a tensiunilor de linie utilizată pentru comanda convertoarelor matriceale. Această tehnică de comandă a convertoarelor matriceale prezintă proprietatea de compensare intrinsecă a influenței unor tensiuni de alimentare nesimetrice asupra tensiunilor generate la ieșire și reprezintă o contribuție originală a autorului. De asemenea se vor prezenta și 26 de posibilități de implementare a funcțiilor de transfer corespunzătoare modulației scalare a tensiunilor de linie prin intermediul funcțiilor de comutație. Cele 26 de tehnici de comandă generează la ieșire aceeași componentă utilă a tensiunii, dar diferă prin spectrul de armonici generat la ieșire și prin numărul de comutații necesare în unitatea de timp. În finalul capitolului se va face și o analiză comparativă a acestor variante din punct de vedere al performanțelor la ieșirea/intrarea convertorului matriceal cât și din punct de vedere al pierderilor prin comutație.

### 5.1 PRINCIPIUL MODULAȚIEI SCALARE A TENSIUNILOR DE LINIE (SLM)

Pentru acest principiu de comandă a convertoarelor matriceale se va utiliza în continuare prescurtarea SLM (Scalar Line Voltages Modulation). În [Roy91] se propune un algoritm scalar pentru comanda convertoarelor matriceale, care utilizează cele trei tensiuni de fază de intrare pentru a sintetiza tensiunile dorite la ieșire. Principalul dezavantaj al acestui algoritm este că se poate obține un câștig maxim de tensiune  $G_{V_{max}} = 0,5$ . O altă lucrare [Ish91] propune utilizarea a două tensiuni de linie de intrare pentru a sintetiza tensiunile de ieșire dorite, dar prin intermediul acestui algoritm de comandă nu se poate regla factorul de putere la intrare. *Tehnica de modulație propusă în cadrul acestei teze utilizează tensiunile de linie de intrare, pentru a sintetiza tensiunile de linie de ieșire, în condițiile în care se poate obține un câștig maxim de tensiune  $G_{V_{max}} = 0,866$  și factorul de putere la intrare este reglabil independent de caracteristicile sarcinii.* Pentru analiza tehnicii de comandă SLM, aplicată convertorului matriceal din figura 3.14, se va presupune că acesta este alimentat de la un sistem trifazat fictiv de tensiuni de intrare  $v_{11}$ ,  $v_{12}$  și  $v_{13}$ , astfel încât

$$\begin{aligned} v_{11}' &= \sqrt{2} V_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ v_{12}' &= \sqrt{2} V_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1 - 2\pi/3) \\ v_{13}' &= \sqrt{2} V_1 \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1 + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (5.1)$$

unde  $V_1$ ,  $\omega_1$  și  $\varphi_1$  au semnificația notațiilor introduse în capitolul al 3-lea.

În funcție de valoarea instantanee a tensiunilor de fază de alimentare, acestea vor fi notate  $v_{1a}$ ,  $v_{1b}$  și  $v_{1c}$  astfel încât în orice moment

$$|v_{1a}| > |v_{1b}| \text{ și } |v_{1a}| > |v_{1c}| \quad (5.2)$$

Conform relației (5.2) indiferent de polaritatea tensiunii de intrare  $v_{1a}$ , aceasta este caracterizată în orice moment printr-o valoare absolută mai mare decât cea a celorlalte două tensiuni de intrare notate  $v_{1b}$  și  $v_{1c}$ . Asocierea notațiilor  $v_{1b}$  și  $v_{1c}$  cu tensiunile de intrare de fază se va face conform tabelului 5.1.

Tabelul 5.1 Asocierea notațiilor  $v_{1a}$ ,  $v_{1b}$  și  $v_{1c}$  cu tensiunile de intrare

$v_{1a}$	$v_{1b}$	$v_{1c}$
$v_{11} > 0$	$v_{12}$	$v_{13}$
$v_{11} < 0$	$v_{13}$	$v_{12}$
$v_{12} > 0$	$v_{13}$	$v_{11}$
$v_{12} < 0$	$v_{11}$	$v_{13}$
$v_{13} > 0$	$v_{11}$	$v_{12}$
$v_{13} < 0$	$v_{12}$	$v_{11}$

Tensiunile de fază flotante dorite la ieșire  $v_{F01}^*$ ,  $v_{F02}^*$  și  $v_{F03}^*$  a căror semnificație a fost explicată în capitolul al 3-lea, se vor nota  $v_{0p}$ ,  $v_{0q}$  și  $v_{0r}$  astfel încât în orice moment

$$v_{0p} > v_{0q} > v_{0r} \quad (5.3)$$

Deoarece tensiunile de linie de ieșire dorite  $v_{012}^*$ ,  $v_{023}^*$ ,  $v_{031}^*$  formează un sistem trifazat simetric, dacă sunt sintetizate două dintre aceste tensiuni, sistemul trifazat simetric al tensiunilor de ieșire este complet determinat. Pentru că sinteza tensiunilor de linie de ieșire utilizând două tensiuni de linie de intrare, oferă performanțe superioare sintezei tensiunilor de linie de ieșire care utilizează toate cele trei tensiuni de linie de intrare, [Hub95], [Ish91], algoritmul de comandă SLM utilizează două dintre tensiunile de linie de intrare ale sistemului trifazat  $abc$ , pentru a sintetiza două dintre tensiunile de linie de ieșire ale sistemului trifazat  $pqr$ . Sinteza sistemului trifazat  $pqr$  într-o perioadă de eșantionare  $T_s$  suficient de mică astfel încât tensiunile de intrare/ieșire să poată fi considerate constante în acest interval de timp, se va face conform următoarelor două reguli:

*Regula1- dacă  $v_{1a} > 0$ , atunci vor fi sintetizate tensiunile de ieșire  $v_{0pq}$  și  $-v_{0rp}$ , utilizând tensiunile de intrare  $v_{1ab}$ ,  $-v_{1ca}$  și  $v_{1aa}$ .*

*Regula2- dacă  $v_{1a} < 0$ , atunci vor fi sintetizate tensiunile de ieșire  $-v_{0rp}$  și  $v_{0qr}$ , utilizând tensiunile de intrare  $-v_{1ab}$ ,  $v_{1ca}$  și  $v_{1aa}$ .*

Tensiunea de intrare  $v_{1aa}$  introdusă în cele două reguli are semnificația unei tensiuni nule.

Analizând cele două reguli, tabelul 5.1 și relațiile (5.2), (5.3) se observă că în orice moment sunt sintetizate două tensiuni de ieșire de linie pozitive, utilizând două tensiuni de intrare de linie pozitive și o tensiune nulă. *Principiul de comandă SLM urmărește ca în intervalul de timp  $T_s$ , valoarea medie a tensiunii rezultată din combinarea celor două tensiuni de linie de intrare pozitive și a tensiunii de intrare nulă, să fie egală cu valoarea tensiunii de referință de ieșire în acest interval de timp.*

Considerând de exemplu cazul în care  $v_{1a} > 0$ , sinteza se va face astfel încât într-o perioadă de eșantionare valoarea medie a tensiunii rezultate prin utilizarea tensiunii de intrare  $v_{1ab}$  într-un interval de timp  $T_{pqb}$  a tensiunii  $-v_{1ca}$  într-un interval de timp  $T_{pqc}$  și a tensiunii nule  $v_{1aa}$  într-un interval de timp  $T_{pqa}$  să fie egală cu valoarea tensiunii de ieșire  $v_{0pq}$  în intervalul de timp  $T_s$ . Pentru a fi posibilă fizic sintetizarea tensiunii de ieșire  $v_{0pq}$  prin metoda propusă, este necesar ca

$$T_{pqa} + T_{pqb} + T_{pqc} = T_s \quad (5.4)$$

Valoarea medie a tensiunii de ieșire  $v_{0pq}$  generată prin metoda prezentată anterior poate fi exprimată matematic prin intermediul relației (5.5)

$$\int_0^{T_s} v_{0pq} dt = v_{1ab} \cdot T_{pqb} + (-v_{1ca}) \cdot T_{pqc} + v_{1aa} \cdot T_{pqa} \quad (5.5)$$

Deoarece intervalul de timp  $T_S$  este suficient de mic, astfel încât tensiunile  $v_{Iab}$ ,  $v_{Iac}$  și  $v_{0pq}$  să poată fi considerate constante în acest interval de timp, relația (5.5) poate fi simplificată astfel

$$v_{0pq} \cdot T_S = v_{Iab} \cdot T_{pqb} + (-v_{Ica}) \cdot T_{pqc} + v_{Iaa} \cdot T_{pqa} \quad (5.6)$$

O posibilitate de sinteză a tensiunii de ieșire  $v_{0pq}$  într-o perioadă de eșantionare conform relației (5.6) este prezentată în figura 5.1.

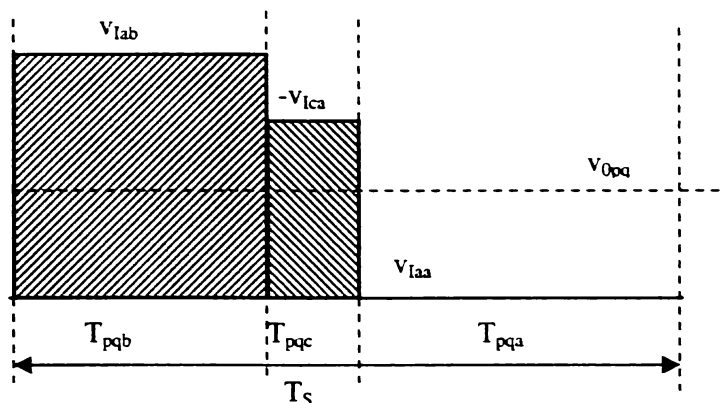


Figura 5.1 Sinteza tensiunii de ieșire  $v_{0pq}$  utilizând tensiunile de intrare  $v_{Iab}$  și  $v_{Iac}$  ( $v_{Ia} > 0$ )

Dacă se împarte relația (5.6) la intervalul de timp  $T_S$  se obține

$$v_{0pq} = h_{pqb} \cdot v_{Iab} + h_{pqc} \cdot (-v_{Ica}) + h_{pqa} \cdot v_{Iaa} \quad (5.7)$$

Similar, pentru sinteza tensiunii  $-v_{0rp}$  se obține relația

$$-v_{0rp} = h_{rpb} \cdot v_{Iab} + h_{rpc} \cdot (-v_{Ica}) + h_{rpa} \cdot v_{Iaa} \quad (5.8)$$

utilizându-se notațiile:  $h_{pqb} = T_{pqb} / T_S$ ,  $h_{pqc} = T_{pqc} / T_S$ ,  $h_{pqa} = T_{pqa} / T_S$  și  $h_{rpb} = T_{rpb} / T_S$ ,  $h_{rpc} = T_{rpc} / T_S$ ,  $h_{rpa} = T_{rpa} / T_S$ .

Dacă  $v_{Ia} < 0$ , atunci pentru sinteza tensiunilor  $-v_{0rp}$  și  $v_{0qr}$  se obțin relațiile:

$$-v_{0rp} = h_{rpb} \cdot (-v_{Iab}) + h_{rpc} \cdot v_{Ica} + h_{rpa} \cdot v_{Iaa} \quad (5.9)$$

$$v_{0qr} = h_{qrb} \cdot (-v_{Iab}) + h_{qrc} \cdot v_{Ica} + h_{qra} \cdot v_{Iaa} \quad (5.10)$$

Din relațiile (5.7)-(5.10) se observă că prin intermediul coeficienților  $h$  se realizează legătura dintre tensiunile de linie de intrare și tensiunile de linie de ieșire, aceștia având forma unor funcții de transfer linie-linie pentru convertorul matriceal.

Calculul coeficienților  $h$ , se va face astfel încât valoarea lor să fie proporțională cu valoarea absolută a tensiunilor de intrare  $v_{Ib}$  sau  $v_{Ic}$ .

Astfel, considerând cazul în care  $v_{Ia} > 0$ , atunci

$$h_{pqb} = k \cdot |v_{Ib}| \quad (5.11)$$

$$h_{pqc} = k \cdot |v_{Ic}| \quad (5.12)$$

unde  $k$  este un coeficient de proporționalitate.

Înlocuind relațiile (5.11) și (5.12) în relația (5.7) rezultă că

$$k = v_{0pq} / (|v_{Ib}| \cdot |v_{Iab}| + |v_{Ic}| \cdot |v_{Ica}|) \quad (5.13)$$

Deoarece  $v_{Iab} = v_{Ia} - v_{Ib}$  și  $v_{Ica} = v_{Ic} - v_{Ia}$ , pentru un sistem simetric trifazat ( $v_{Ia} + v_{Ib} + v_{Ic} = 0$ ), în urma unor transformări trigonometrice elementare relația (5.13) devine

$$k = \frac{v_{0pq}}{(v_{Ia}^2 + v_{Ib}^2 + v_{Ic}^2) \cdot \cos(\varphi_I)} \quad (5.14)$$

sau

$$k = \frac{v_{0pq}}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \quad (5.15)$$

Înlocuind în relația (5.7) rezultatele ecuațiilor (5.11) în (5.12) și (5.15) rezultă că

$$h_{pqb} = \frac{v_{0pq}}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{Ib}| \quad (5.16)$$

$$h_{pqc} = \frac{v_{0pq}}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{Ic}| \quad (5.17)$$

Din relația (5.4) rezultă că

$$h_{pqa} = 1 - h_{pqb} - h_{pqc} \quad (5.18)$$

Similar se pot determina și expresiile matematice corespunzătoare coeficienților  $h$  din relația (5.8), utilizată pentru sinteza tensiunii  $v_{0pr}$ .

$$h_{rpb} = \frac{-v_{0rp}}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{Ib}| \quad (5.19)$$

$$h_{rpc} = \frac{-v_{0rp}}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{Ic}| \quad (5.20)$$

$$h_{rpa} = 1 - h_{rpb} - h_{rpc} \quad (5.21)$$

Pentru a determina funcțiile de transfer ale convertorului matriceal în cazul în care se utilizează tehnica de comandă SLM, este utilă împărțirea unei perioade a tensiunilor de linie de intrare fictive și a tensiunilor de linie dorite la ieșire în șase sectoare egale ca și în figurile 5.2 și 5.3 respectiv.

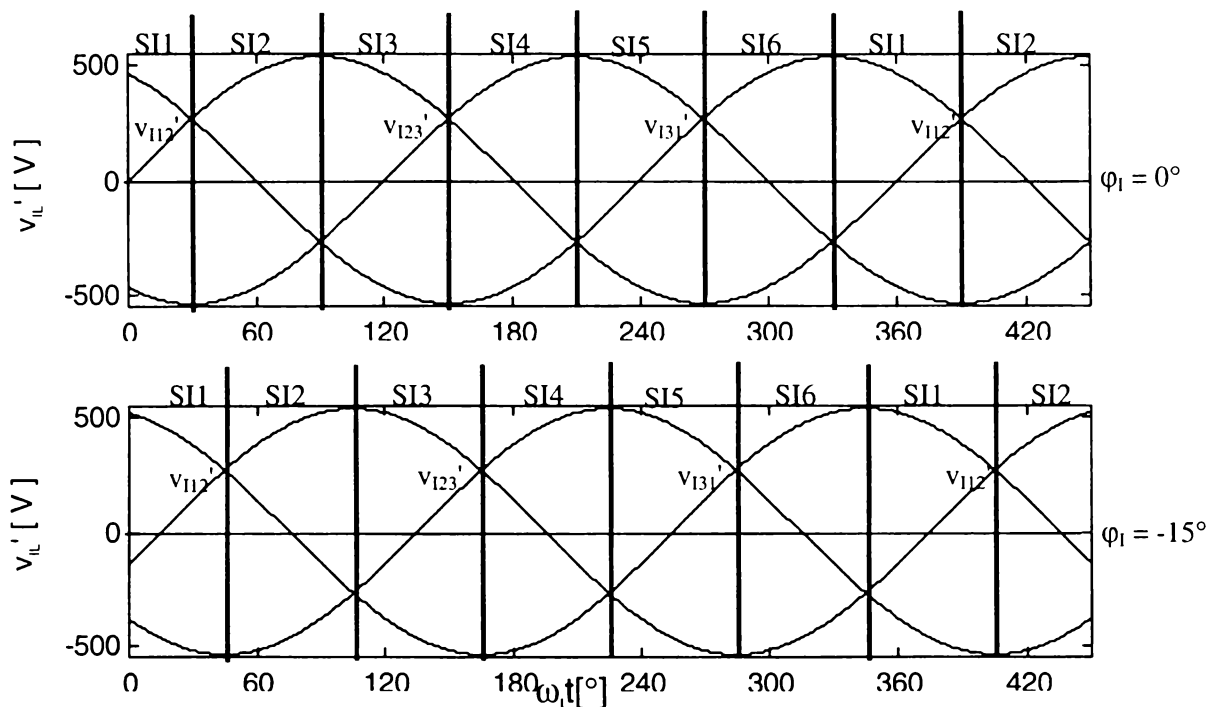


Figura 5.2 Determinarea sectoarelor de intrare în funcție de tensiunile de linie de intrare fictive  $v_{112}'$ ,  $v_{123}'$  și  $v_{131}'$

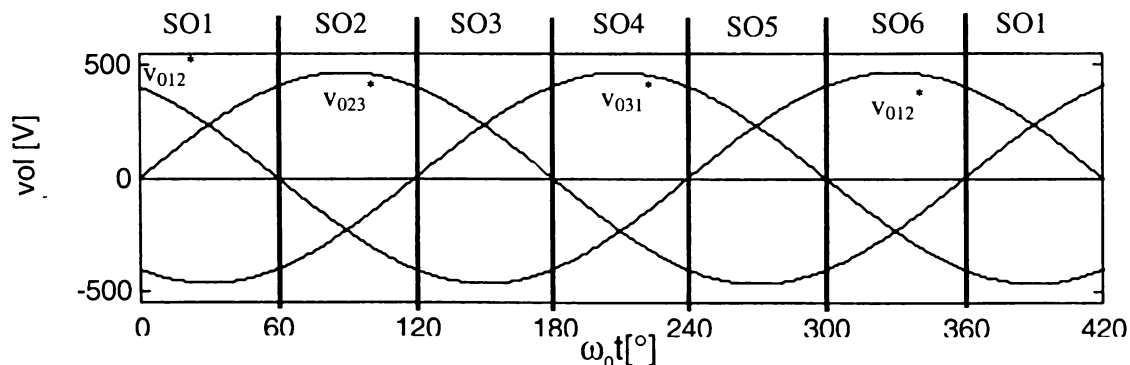


Figura 5.3 Determinarea sectoarelor de ieșire în funcție de tensiunile de linie de ieșire fictive  $v_{012}^*$ ,  $v_{023}^*$  și  $v_{031}^*$

În figura 5.4 se prezintă și asocierea dintre tensiunile de fază de intrare fictive  $v_{11}'$ ,  $v_{12}'$ ,  $v_{13}'$  și tensiunile  $v_{1a}$ ,  $v_{1b}$ ,  $v_{1c}$ , iar în figura 5.5 asocierea dintre tensiunile de ieșire flotante de fază dorite  $v_{F01}^*$ ,  $v_{F02}^*$ ,  $v_{F03}^*$  și tensiunile  $v_{0p}$ ,  $v_{0q}$ ,  $v_{0r}$ .

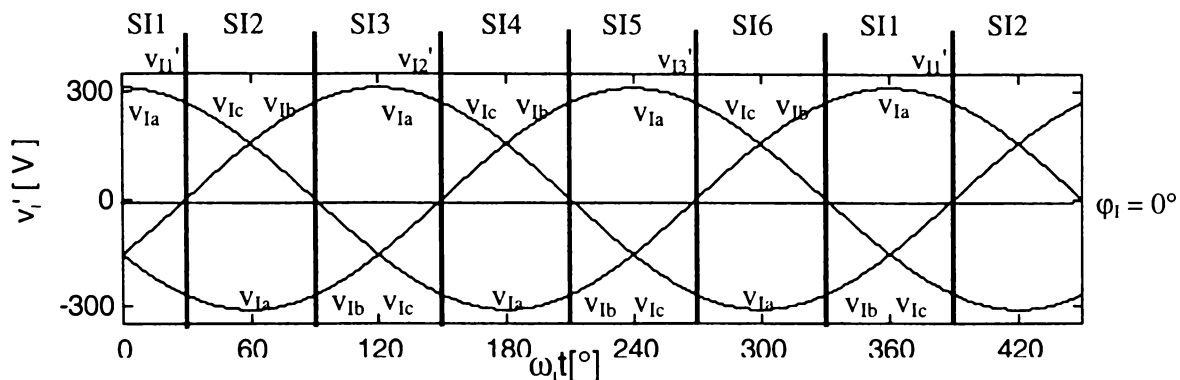


Figura 5.4 Asocierea dintre tensiunile de fază de intrare fictive  $v_{11}'$ ,  $v_{12}'$ ,  $v_{13}'$  și tensiunile  $v_{1a}$ ,  $v_{1b}$ ,  $v_{1c}$  în funcție de sectorul activ de intrare

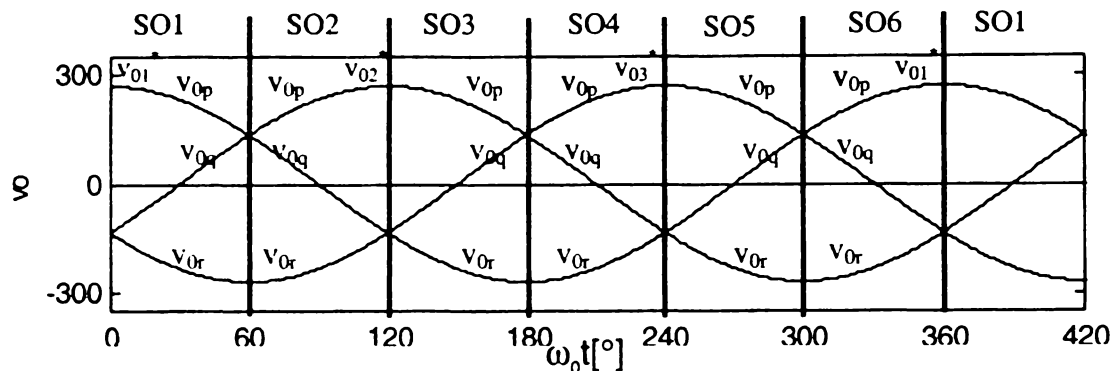


Figura 5.5 Asocierea dintre tensiunile de fază de ieșire  $v_{01}^*$ ,  $v_{02}^*$ ,  $v_{03}^*$  și tensiunile  $v_{ip}$ ,  $v_{iq}$ ,  $v_{ir}$  în funcție de sectorul activ de ieșire

Asocierile dintre tensiunile din figurile 5.4 și 5.5 sunt prezentate și în tabelul 5.1.

Tabelul 5.1b Asocierea dintre tensiunile utilizate în modulația SLM

SI	$v_{112}$	$v_{123}$	$v_{131}$	SO	$v_{012}^*$	$v_{023}^*$	$v_{031}^*$
1	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$	1	$v_{pq}$	$v_{qr}$	$v_{rp}$
2	$-v_{bc}$	$-v_{ab}$	$-v_{ca}$	2	$-v_{pq}$	$-v_{rp}$	$-v_{qr}$
3	$v_{ca}$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	3	$v_{rp}$	$v_{pq}$	$v_{qr}$
4	$-v_{ca}$	$-v_{bc}$	$-v_{ab}$	4	$-v_{qr}$	$-v_{pq}$	$-v_{rp}$
5	$v_{bc}$	$v_{ca}$	$v_{ab}$	5	$v_{qr}$	$v_{rp}$	$v_{pq}$
6	$-v_{ab}$	$-v_{ca}$	$-v_{bc}$	6	$-v_{rp}$	$-v_{qr}$	$-v_{pq}$

Utilizând informațiile din tabelul 5.1 se pot determina matricele de transfer caracteristice convertorului matriceal în funcție de combinația de sectoare active de intrare și de ieșire la un moment dat, considerându-se sistemul trifazat de intrare  $abc$  și sistemul trifazat de ieșire  $pqr$ . Pentru cazul în care este activă combinația SI1-SO1, se va aplica regula 1 și este necesar calculul funcțiilor de transfer SLM  $h_{pqb}$ ,  $h_{pqc}$ ,  $h_{pqa}$ ,  $h_{rpb}$ ,  $h_{rpc}$  și  $h_{rpa}$ . În acest caz matricele de transfer linie-linie, linie-fază, fază flotantă-fază și fază-fază sunt determinate de relațiile (5.22), (5.23), (5.24) și (5.25) respectiv.

$$[h_{LL}] = \begin{bmatrix} h_{pqb} & 0 & -h_{pqc} \\ -h_{pqb} + h_{rpb} & 0 & h_{pqc} - h_{rpc} \\ -h_{rpb} & 0 & h_{rpc} \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$[h_{LF}] = \begin{bmatrix} h_{pqb} + h_{pqc} & -h_{pqb} & -h_{pqc} \\ h_{rpb} + h_{rpc} - h_{pqb} - h_{pqc} & h_{pqb} - h_{rpb} & h_{pqc} - h_{rpc} \\ -h_{rpb} - h_{rpc} & h_{rpb} & h_{rpc} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$[h_{FFF}] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} h_{pqb} + h_{pqc} + h_{rpb} + h_{rpc} & -h_{pqb} - h_{rpb} & -h_{pqc} - h_{rpc} \\ -2h_{pqb} - 2h_{pqc} + h_{rpb} + h_{rpc} & 2h_{pqb} - h_{rpb} & 2h_{pqc} - h_{rpc} \\ h_{pqb} + h_{pqc} - 2h_{rpb} - 2h_{rpc} & 2h_{rpb} - h_{pqb} & 2h_{rpc} - h_{pqc} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$



$$[h_{FF}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 - h_{pqb} - h_{pqc} & h_{pqb} & h_{pqc} \\ 1 - h_{rpb} - h_{rpc} & h_{rpb} & h_{rpc} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Pentru a determina curenții de intrare se poate utiliza transpusa matricii de transfer fază-fază (5.25), conform relației (3.26). Astfel pentru calculul curentului de intrare  $i_{Ia}$  se obține relația

$$i_{Ia} = i_{0p} + (1 - h_{pqb} - h_{pqc}) \cdot i_{0q} + (1 - h_{rpb} - h_{rpc}) \cdot i_{0r} \quad (5.26)$$

Considerând că și sarcina este simetrică ( $i_{0p} + i_{0q} + i_{0r} = 0$ ), relația (5.26) devine

$$i_{Ia} = (-h_{pqb} - h_{pqc}) \cdot i_{0q} + (-h_{rpb} - h_{rpc}) \cdot i_{0r} \quad (5.27)$$

Înlocuind în relația (5.26) valorile coeficienților  $h$  cu cele calculate conform relațiilor (5.16), (5.17) și (5.19), (5.20) se obține că

$$i_{Ia} = \frac{(|v_{Ib}| + |v_{Ic}|)}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot (-v_{0pq} \cdot i_{0q} + v_{0rp} \cdot i_{0r}) \quad (5.28)$$

care ținând seama de faptul că  $v_{0pq} = v_{0p} - v_{0q}$  și  $v_{0rp} = v_{0r} - v_{0p}$  devine

$$i_{Ia} = \frac{(|v_{Ib}| + |v_{Ic}|)}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot (v_{0p} \cdot i_{0p} + v_{0q} \cdot i_{0q} + v_{0r} \cdot i_{0r}) \quad (5.29)$$

Deoarece aceste calcule s-au făcut pentru cazul în care  $v_{Ia} > 0$  din modul de definire al tensiunilor  $v_{Ia}$ ,  $v_{Ib}$  și  $v_{Ic}$  rezultă că

$$|v_{Ic}| + |v_{Ib}| = v_{Ia} \quad (5.30)$$

Puterea instantanee de ieșire a convertorului matriceal  $p_0$  este dată de relația

$$p_0 = v_{0p} \cdot i_{0p} + v_{0q} \cdot i_{0q} + v_{0r} \cdot i_{0r} = 3 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \cos(\varphi_0) \quad (5.31)$$

Într-un mod similar, puterea de intrare a convertorului poate fi exprimată prin relația

$$p_I = 3 \cdot V_I \cdot I_I \cdot \cos(\varphi_I) \quad (5.32)$$

Deoarece s-a considerat un convertor matriceal ideal pentru care nu există pierderi, puterea de intrare este egală cu puterea de ieșire, conform celor prezentate în capitolul al 3-lea. Pe baza acestei observații, combinând relațiile (5.29)-(5.32), se obține că

$$i_{Ia} = \frac{v_{Ia}}{V_I / I_I} = \frac{v_{Ia}}{R_{Ie}} \quad (5.33)$$

unde  $R_{Ie} = V_I / I_I$  este o constantă și reprezintă rezistența echivalentă de intrare a convertorului.

Din relația (5.33) se observă că tensiunea  $v_{Ia}$  și curentul  $i_{Ia}$  sunt în fază. Într-un mod similar se poate arăta că pentru întreg sistemul trifazat  $abc$ , curenții de intrare și tensiunile de intrare sunt în fază. Deoarece sistemul de tensiuni trifazate  $v_{Ia}$ ,  $v_{Ib}$  și  $v_{Ic}$  reprezintă de fapt tensiunile  $v_{I1}$ ,  $v_{I2}$  și  $v_{I3}$  definite conform relației (5.1), înseamnă că de fapt curenții de intrare sintetizați conform metode de comandă SLM sunt un defazați cu unghiul  $-\varphi_1$  față de tensiunile de intrare reale  $v_{I1}$ ,  $v_{I2}$  și  $v_{I3}$ , definite conform relației (3.24). Astfel prin alegerea arbitrară a unghiului  $\varphi_1$  în relația (5.1) se poate obține defazajul dorit între curenții și tensiunile de la intrarea convertorului matriceal.

Pentru a se putea implementa această tehnică de comandă a convertoarelor matriceale, conform restricțiilor generale (3.46) și (3.47) aplicate unui convertor matriceal, combinând și relațiile (5.16), (5.17) și (5.30) rezultă că trebuie îndeplinită în orice moment inegalitatea

$$\frac{v_{Ia}}{3V_I^2 \cdot \cos(\varphi_1)} \cdot v_{0pq} \leq 1 \quad (5.34)$$

Dacă se ține seama și de relațiile (3.23) și (3.24) prin care au fost definite tensiunile de intrare și de ieșire ale convertorului matriceal, inegalitatea (5.34) poate fi exprimată și sub forma

$$\frac{V_0}{V_I} \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \cos \varphi_1 = 0,866 \cdot \cos \varphi_1 \quad (5.35)$$

cea ce înseamnă că se poate obține și în cazul utilizării tehnicii de comandă SLM, câștigul maxim de tensiune fizic posibil pentru convertoare matriceale în cazul în care defazajul dorit dintre curenții și tensiunile de intrare este nul.

Deoarece sinteza tensiunilor de ieșire se realizează prin intermediul tensiunilor de linie este utilă și exprimarea funcțiilor de transfer în funcție de tensiunile de linie de intrare  $v_{Iab}$ ,  $v_{Ibc}$  și  $v_{Ica}$ . Pentru un sistem trifazat simetric, relațiile (5.16), (5.17), (5.19) și (5.20) pot fi rescrise sub forma:

$$h_{pqb} = \frac{v_{0pq}}{3V_{IL}^2 \cdot \cos(\varphi_1)} \cdot |v_{Iab} - v_{Ibc}| \quad (5.36)$$

$$h_{pqc} = \frac{v_{0pq}}{3V_{IL}^2 \cdot \cos(\varphi_1)} \cdot |v_{Ibc} - v_{Ica}| \quad (5.37)$$

$$h_{rpb} = \frac{v_{0pr}}{3V_{IL}^2 \cdot \cos(\varphi_1)} \cdot |v_{Iab} - v_{Ibc}| \quad (5.38)$$

$$h_{rpc} = \frac{v_{0pr}}{3V_{IL}^2 \cdot \cos(\varphi_1)} \cdot |v_{Ibc} - v_{Ica}| \quad (5.39)$$

Aceste considerații sunt adevărate și pentru celelalte combinații posibile de sectoare active de intrare /ieșire, cu observația că în cazul în care  $v_{Ia} < 0$ , aplicând regula 2 va fi necesar calculul funcțiilor de transfer SLM  $h_{qrb}$ ,  $h_{qrc}$ ,  $h_{qra}$ ,  $h_{rpb}$ ,  $h_{rpc}$  și  $h_{rpa}$ . Pentru calcularea funcțiilor  $h_{rpb}$ ,  $h_{rpc}$  și  $h_{rpa}$  se utilizează relațiile (5.19)-(5.21) sau relațiile (5.38)-(5.39) și relația (5.21). Pentru calculul funcțiilor  $h_{qrb}$ ,  $h_{qrc}$  și  $h_{qra}$  se vor utiliza relațiile (5.40)-(5.42), dacă acestea se exprimă în funcție de

tensiunile de intrare de fază, sau relațiile (5.43)-(5.44) și relația (5.42) dacă acestea se exprimă în funcție de tensiunile de intrare de linie.

$$h_{qrb} = \frac{v_{0qr}}{3V_L^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{lb}| \quad (5.40)$$

$$h_{qrc} = \frac{v_{0qr}}{3V_L^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{lc}| \quad (5.41)$$

$$h_{qra} = 1 - h_{qrb} - h_{qrc} \quad (5.42)$$

$$h_{qrb} = \frac{v_{0qr}}{3V_{IL}^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{lab} - v_{lbc}| \quad (5.43)$$

$$h_{qrc} = \frac{v_{0qr}}{3V_{IL}^2 \cdot \cos(\varphi_I)} \cdot |v_{lbc} - v_{lca}| \quad (5.44)$$

În tabelul 5.2 sunt prezentate funcțiile de transfer  $h_{11}$ - $h_{33}$ , în funcție de cele 36 de combinații de sectoare active de intrare/ieșire și funcțiile de transfer SLM  $h_{pqb}$ ,  $h_{pqc}$ ,  $h_{prb}$ ,  $h_{prc}$ ,  $h_{qrb}$  și  $h_{qrc}$ .

În figura 5.6 se prezintă funcțiile de transfer fază-fază  $h_{FF}$ , pentru cazul în care  $f_I=50\text{Hz}$ ,  $f_0=80$ ,  $\varphi_I=0$  și  $G_V=0,866$ .

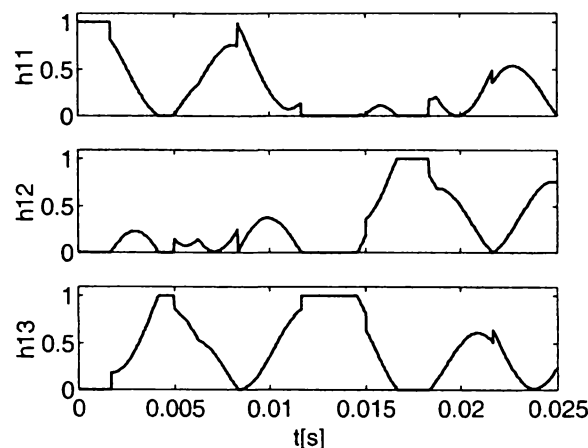


Figura 5.6 Funcțiile de transfer fază-fază caracteristice modulației scalare a tensiunilor de linie pentru  $f_I=50\text{Hz}$ ,  $f_0=80$ ,  $\varphi_I=0$  și  $G_V=0,866$

Comparând funcțiile de transfer SLM prezentate în figura 5.6 cu funcțiile de transfer SVM prezentate în figura 4.5a, se observă că acestea sunt identice. Principala deosebire dintre modulația vectorului spațial și modulația scalară a tensiunilor de linie este că în cazul implementării tehnicii de comandă SLM se utilizează toate cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal, deci și stările din grupul 1, care nu sunt utilizate în implementarea tehnicii de comandă SVM.

Tabelul 5.2 Funcțiile de transfer fază-fază în cazul modulației SLM

SI	SO	$h_{11}$	$h_{12}$	$h_{13}$	$h_{21}$	$h_{22}$	$h_{23}$	$h_{31}$	$h_{32}$	$h_{33}$
1	1	1	0	0	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$
1	2	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	1	0	0	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$
1	3	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	1	0	0	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$
1	4	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	1	0	0
1	5	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	1	0	0
1	6	1	0	0	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$
2	1	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{qrb}$	$h_{qrc}$	$h_{qra}$	0	0	1
2	2	$h_{qrb}$	$h_{qrc}$	$h_{qra}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	0	0	1
2	3	0	0	1	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{qrb}$	$h_{qrc}$	$h_{qra}$
2	4	0	0	1	$h_{qrb}$	$h_{qrc}$	$h_{qra}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$
2	5	$h_{qrb}$	$h_{qrc}$	$h_{qra}$	0	0	1	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$
2	6	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	0	0	1	$h_{qrb}$	$h_{qrc}$	$h_{qra}$
3	1	0	1	0	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$
3	2	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	0	1	0	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$
3	3	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	0	1	0	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$
3	4	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	0	1	0
3	5	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$	0	1	0
3	6	0	1	0	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{pqb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{rpb}$
4	1	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{rpb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{qrb}$	1	0	0
4	2	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{qrb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{rpb}$	1	0	0
4	3	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{qrb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{rpb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{qrb}$
4	4	1	0	0	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{qrb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{rpb}$
4	5	1	0	0	1	0	0	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{rpb}$
4	6	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{rpb}$	1	0	0	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{qrb}$
5	1	0	0	1	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$
5	2	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	0	0	1	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$
5	3	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	0	0	1	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$
5	4	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	0	0	1
5	5	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	0	0	1
5	6	0	0	1	$h_{rpb}$	$h_{rpc}$	$h_{rpa}$	$h_{pqb}$	$h_{pqc}$	$h_{pqa}$
6	1	$h_{rpb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{qrb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	0	1	0
6	2	$h_{qrb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{rpb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	0	1	0
6	3	0	1	0	$h_{rpb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	$h_{qrb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$
6	4	0	1	0	$h_{qrb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	$h_{rpb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$
6	5	$h_{qrb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$	0	1	0	$h_{rpb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$
6	6	$h_{rpb}$	$h_{rpa}$	$h_{rpc}$	0	1	0	$h_{qrb}$	$h_{qra}$	$h_{qrc}$

Dacă pentru calculul funcțiilor SLM, în expresiile (5.36)-(5.39) și (5.43)-(5.44) se înlocuiește termenul  $3V_{IL}^2$  cu expresia  $v_{lab}^2 + v_{lbc}^2 + v_{lca}^2$ , atunci funcțiile de transfer ale convertorului matriceal sunt determinate în funcție de valorile instantanee ale tensiunilor de linie intrare și ale tensiunilor dorite la ieșire. Prin acest mod de calcul al funcțiilor de transfer, modulația scalară a tensiunilor de linie are proprietatea intrinsecă de a compensa influența unor tensiuni de alimentare nesimetrice asupra tensiunilor sintetizate la ieșire.

Presupunând că matricea tensiunilor de intrare este dată de relația (5.45), astfel încât amplitudinea uneia dintre cele trei tensiuni de intrare de fază este mai mică decât a celorlalte două tensiuni, în figurile 5.7-5.11 sunt prezentate comparativ câteva forme de undă sintetizate prin intermediul tehnicilor de modulație SLM și SVM. S-a considerat că frecvența de ieșire necesară este  $f_0 = 40\text{Hz}$ , defazajul dorit la intrare între curent și tensiune este  $\varphi_I = 0^\circ$  și câștigul de tensiune este  $G_V = 0.69$ , corespunzător caracteristicii tensiune frecvență prezentată în figura 3.36. Formele de

undă s-au obținut prin simularea pe calculator a funcțiilor de transfer SLM și SVM, utilizând mediul de programare MATLAB. Timpul de simulare a fost de 50ms, corespunzător pentru două perioade ale tensiunilor dorite la ieșire.

$$[v_i] = \begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0,8 \cdot \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

În figura 5.7 sunt prezentate traiectoriile vectorilor spațiali corespunzatori sistemului trifazat nesimetric al tensiunilor de intrare și sistemului trifazat al tensiunilor de ieșire de fază flotante sintetizate în aceste condiții. Se observă că traiectoriile vectorilor spațiali ce corespund tensiunilor de intrare și de ieșire SVM, au forma unei elipse, din cauza nesimetriei sistemului trifazat respectiv. Se remarcă faptul că în aceste condiții de nesimetrie la intrare, traiectoria vectorului spațial al tensiunilor sintetizate prin modulația SLM este circulară ceea ce înseamnă că s-au generat tensiuni simetrice la ieșire.

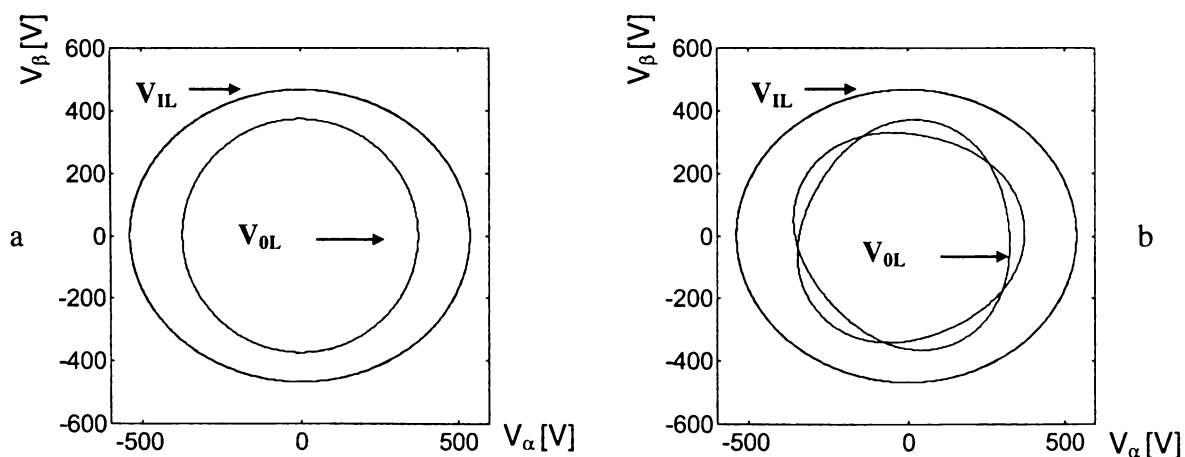


Figura 5.7 Traiectoria vectorilor spațiali pentru tensiunile de fază de intrare și tensiunile de fază flotante de ieșire a)SLM b)SVM

În Figurile 5.8 și 5.9 sunt prezentate formele de undă ale tensiunilor de ieșire de linie și ale tensiunilor de ieșire flotante de fază. Se observă că formele de undă sintetizate prin metoda SLM sunt sinusoidale, spre deosebire de cele sintetizate prin metoda SVM.

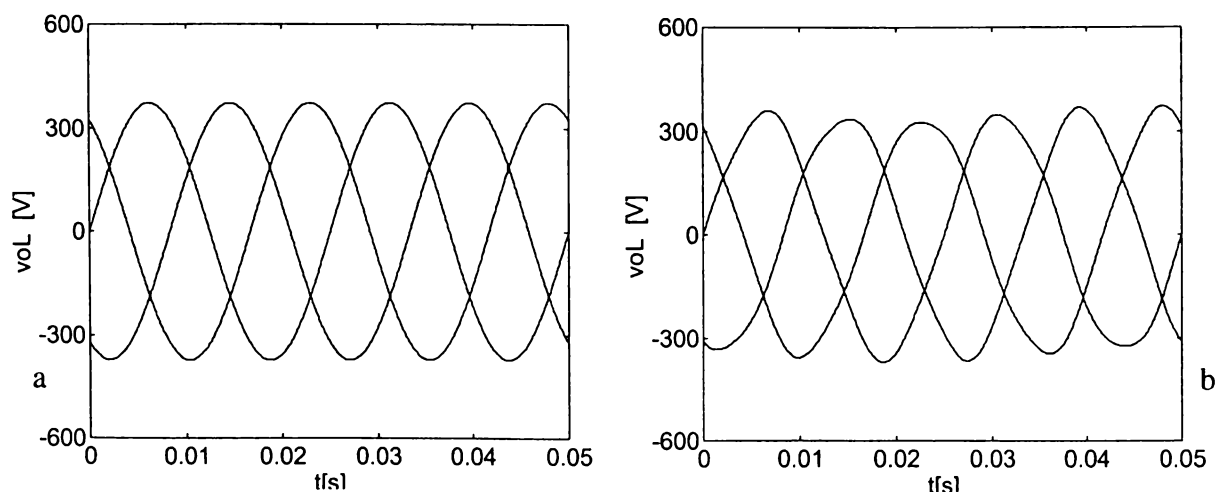


Figura 5.8 Forma de undă a tensiunilor de ieșire de linie sintetizate prin funcțiile de transfer a) SLM b) SVM

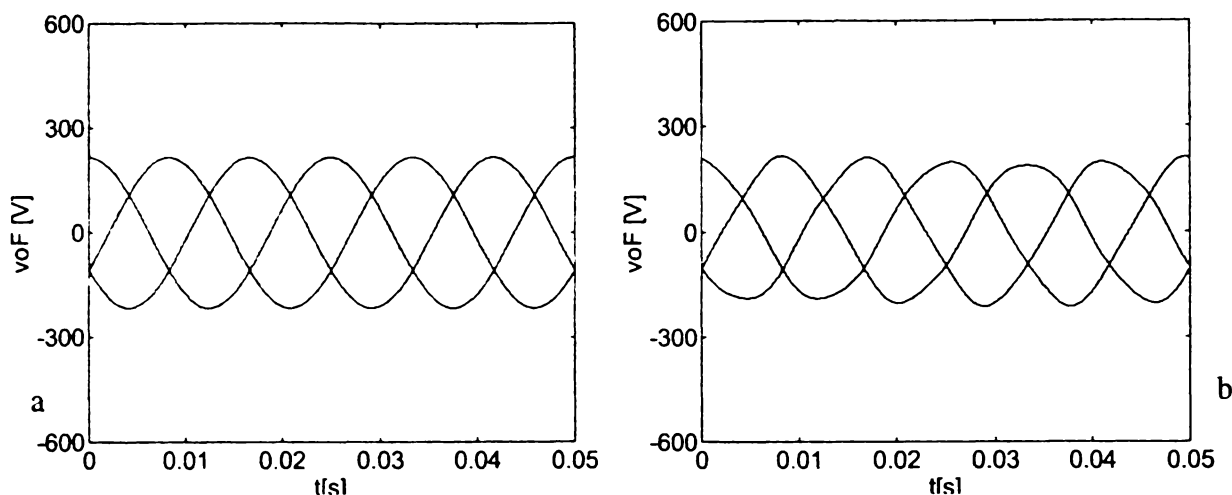


Figura 5.9 Forma de undă a tensiunilor de ieșire de fază flotante sintetizate prin funcțiile de transfer a) SLM b) SVM

În figura 5.10 sunt prezentate spectrele de frecvență ale tensiunilor de linie sintetizate la ieșire. Armonicile generate sunt reprezentate normalizat față de fundamentală. Se observă că în cazul folosirii modulației SVM se generează armonici de joasă frecvență.

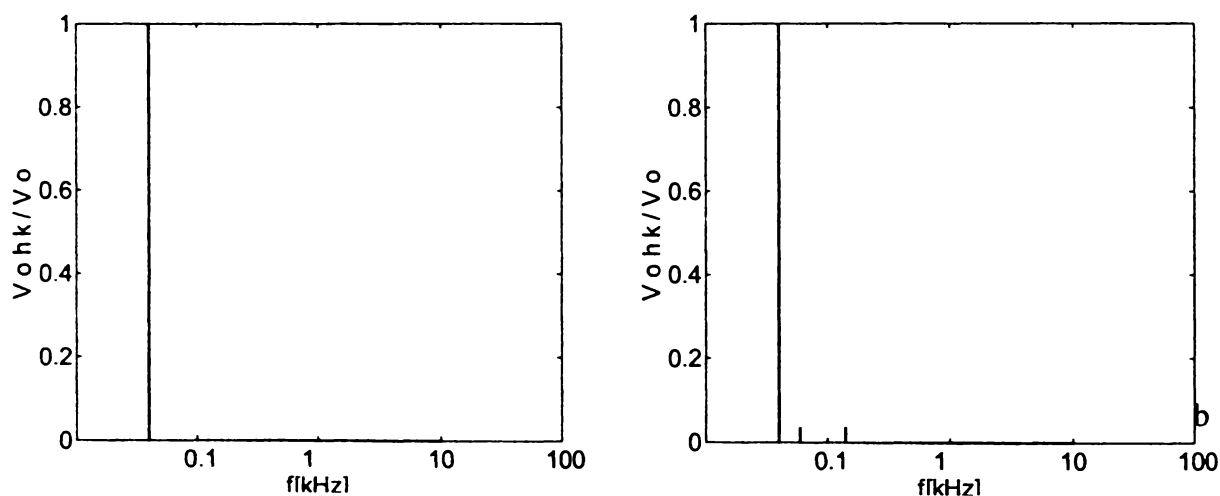


Figura 5.10 Spectrul tensiunilor sintetizate la ieșire prin funcțiile de transfer a) SLM b) SVM

În figura 5.11 sunt prezentate funcțiile de transfer prin care s-au sintetizat formele de undă prezentate anterior.

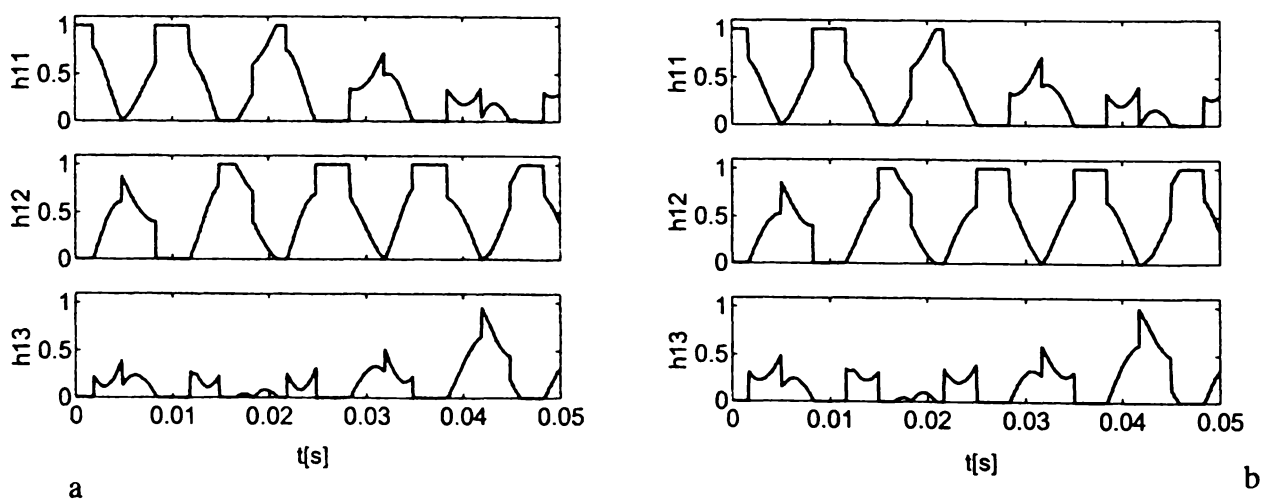


Figura 5.11 Funcțiile de transfer fază-fază a) SLM b) SVM

În figurile 5.12-5.16 sunt prezentate comparativ aceleași forme de undă sintetizate prin intermediul tehnicilor de modulație SLM și SVM, în condițiile în care matricea tensiunilor de intrare este dată de relația (5.46), astfel încât sistemul trifazat al tensiunilor de intrare este simetric, dar este deformat din cauza armonicilor a 7-a, care are amplitudinea 20% din cea a fundamentalei.

$$[v_i] = \begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{5}\cos(7\omega_1 t) \\ \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{5}\cos\left(7\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{5}\cos\left(7\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

În figura 5.12 sunt prezentate traiectoriile vectorilor spațiali corespunzătoare sistemului trifazat nesimetric al tensiunilor de intrare și sistemului trifazat al tensiunilor de ieșire de fază flotante. Se remarcă faptul că doar, traiectoria vectorului spațial al tensiunilor de ieșire sintetizate prin modulația SLM este circulară.

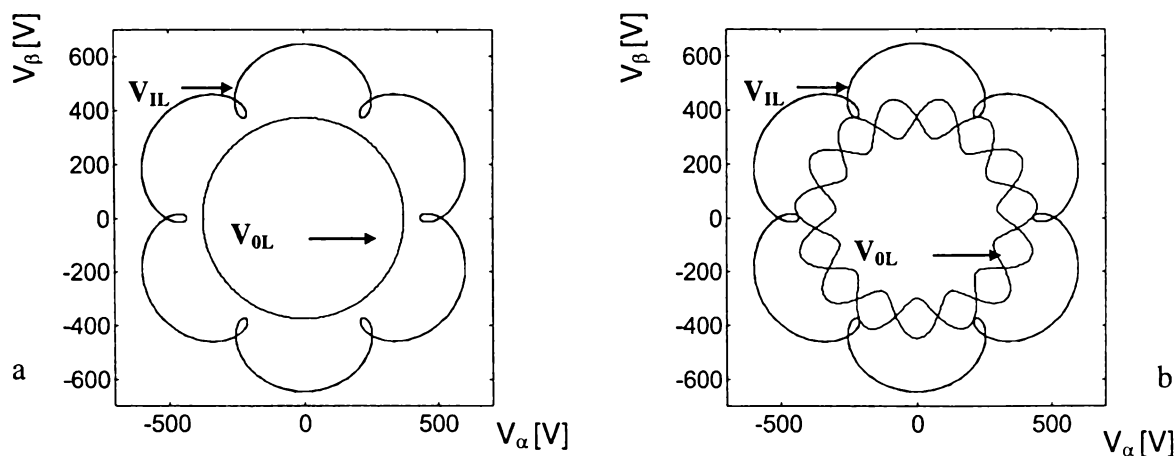


Figura 5.12 Traiectoria vectorilor spațiali pentru tensiunile de fază de intrare și tensiunile de fază flotante de ieșire a)SLM b)SVM

În figurile 5.13 și 5.14 sunt prezentate formele de undă ale tensiunilor de ieșire de linie și ale tensiunilor de ieșire flotante de fază. Se observă că formele de undă sintetizate prin metoda SLM sunt sinusoidale, în timp ce tensiunile sintetizate prin metoda SVM sunt distorsionate.

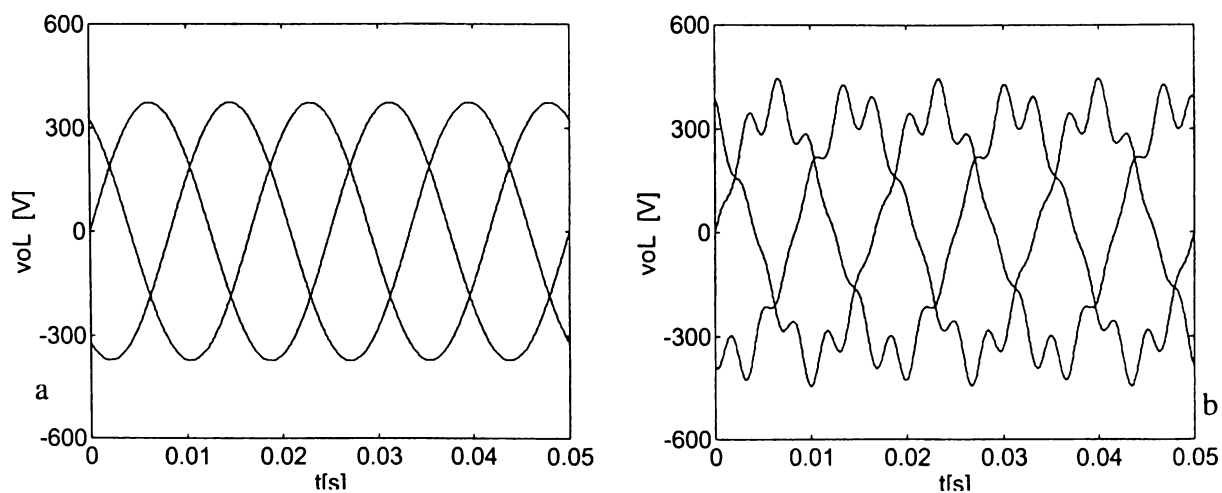


Figura 5.13 Forma de undă a tensiunilor de ieșire de linie sintetizate prin funcțiile de transfer a) SLM b) SVM

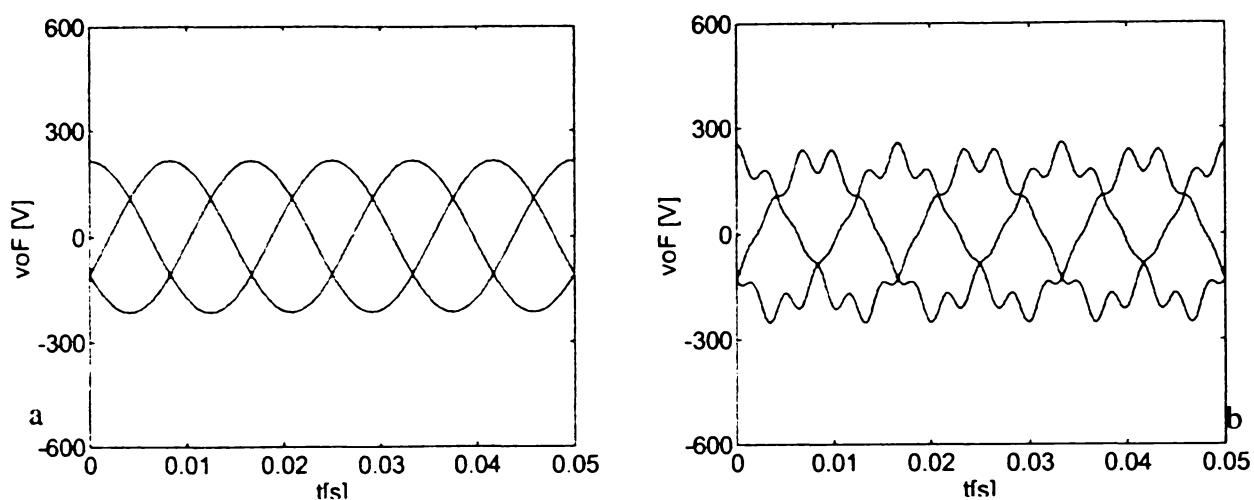


Figura 5.14 Forma de undă a tensiunilor de ieșire de fază flotante sintetizate prin funcțiile de transfer a) SLM b) SVM

În figura 5.15 sunt prezentate spectrele de frecvență ale acestora. Se observă că în cazul folosirii modulației SVM se generează armonici de joasă frecvență.

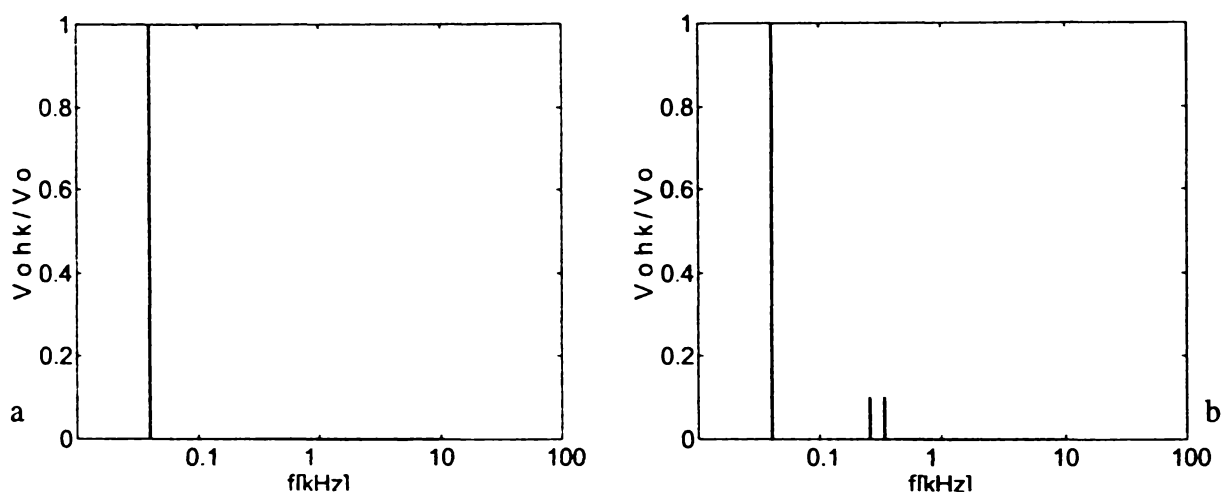


Figura 5.15 Spectrul tensiunilor sintetizate la ieșire prin funcțiile de transfer a) SLM b) SVM

În figura 5.16 sunt prezentate funcțiile de transfer în acest caz. *Se observă că dacă funcțiile de transfer SVM nu se modifică semnificativ, în funcție de perturbațiile care apar în sistemul trifazat de alimentare, funcțiile de transfer SLM se adaptează automat acestor perturbații, astfel încât la ieșire se sintetizează forme de undă sinusoidale.*

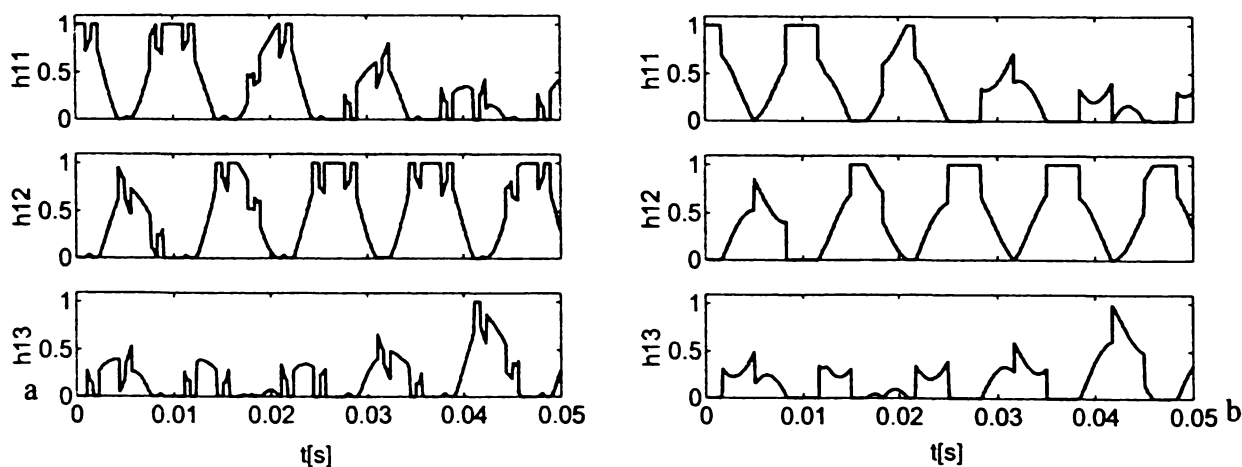


Figura 5.16 Funcțiile de transfer fază-fază a) SLM b) SVM



## 5.2 VARIANTE DE IMPLEMENTARE A MODULAȚIEI SCALARE A TENSIUNILOR DE LINIE

În cadrul acestui subcapitol vor fi prezentate 26 de variante de implementare a funcțiilor de transfer caracteristice modulației scalare a tensiunilor de linie prin intermediul funcțiilor de comutație. Din teoria prezentată în subcapitolul anterior se desprinde concluzia că în orice moment sunt generate două tensiuni de linie de ieșire pozitive prin intermediul a două tensiuni de linie de intrare pozitive. Dacă funcțiile de comutație fază-fază vor fi generate astfel încât factorul de umplere al acestora să fie dat de funcțiile de transfer SLM, analizând funcțiile de transfer fază-fază prezentate în tabelul 5.2 se observă că într-o perioadă de eșantionare una dintre ieșiri este conectată permanent la una dintre intrări, celelalte două ieșiri fiind conectate secvențial la toate cele trei intrări ale convertorului matriceal. În funcție de caracteristicile formelor de undă pur sinusoidale dorite la intrarea/ieșirea convertorului matriceal funcțiile de transfer vor fi unic determinate, conform teoriei prezentate anterior, dar nu există nici o restricție asupra secvenței în care ieșirile sunt conectate la cele trei intrări într-o perioadă de eșantionare. Secvența de conectare a unei ieșiri la cele trei intrări nu va influența valoarea medie locală, deci fundamentala formelor de undă generate la intrarea/ieșirea convertorului, dar va determina numărul de comutații necesare în unitatea de timp și caracteristicile spectrului de frecvențe pentru formele de undă generate.

### 5.2.1 VARIANTELE DE TIPUL SLM1

Prin conectarea celor trei intrări la una dintre ieșiri în succesiunea  $v_{11}$ - $v_{12}$ - $v_{13}$ , la cele două se obține algoritmul de tip SLM1. Acest tip de conectare este cunoscut sub denumirea de *conectare în ordine "naturală"* a intrărilor convertorului matriceal la ieșirile acestuia [Mat96] în cazul utilizării algoritmului de comandă Venturini [Ven89]. Această secvență va fi denumită în continuare *conectare în ordine "naturală directă"*, deoarece este posibilă și secvența de conectare  $v_{13}$ - $v_{12}$ - $v_{11}$ , care va fi denumită *conectare în ordine "naturală inversă"*. Varianta obținută printr-o secvență de conectare în ordine naturală inversă se va numi SLM1a.

În figura 5.17 se prezintă modul în care sunt generate cele două tensiuni de linie de ieșire caracteristice sistemului trifazat  $pqr$ , utilizând două tensiuni de linie de intrare pozitive caracteristice sistemului trifazat  $abc$ , pentru SO2-SI2 sectoare active. Se presupune că perioada de eșantionare  $T_s$  este suficient de redusă, astfel încât tensiunile de intrare și tensiunile de ieșire dorite să poată fi considerate constante în acest interval de timp.

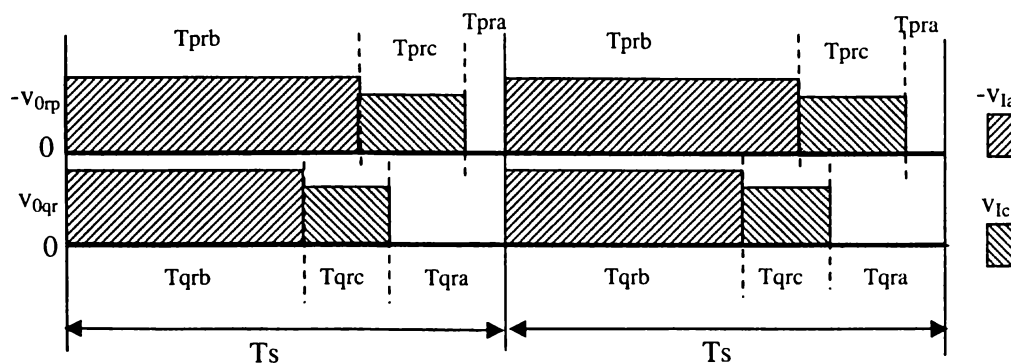


Figura 5.17 Generarea tensiunilor de ieșire de linie ale sistemului trifazat  $pqr$  într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SLM1

Pentru combinația de sectoare active SO2-SI2, conform împărțirii pe sectoare prezentată în figurile (5.2)-(5.5), se va utiliza regula 2 pentru modulația SLM.

În figura 5.18 se prezintă generarea tensiunilor de ieșire de linie  $v_{012}$ - $v_{023}$ - $v_{031}$ , pentru SO2-SI2 sectoare active, conform datelor prezentate în tabelul 5.1.

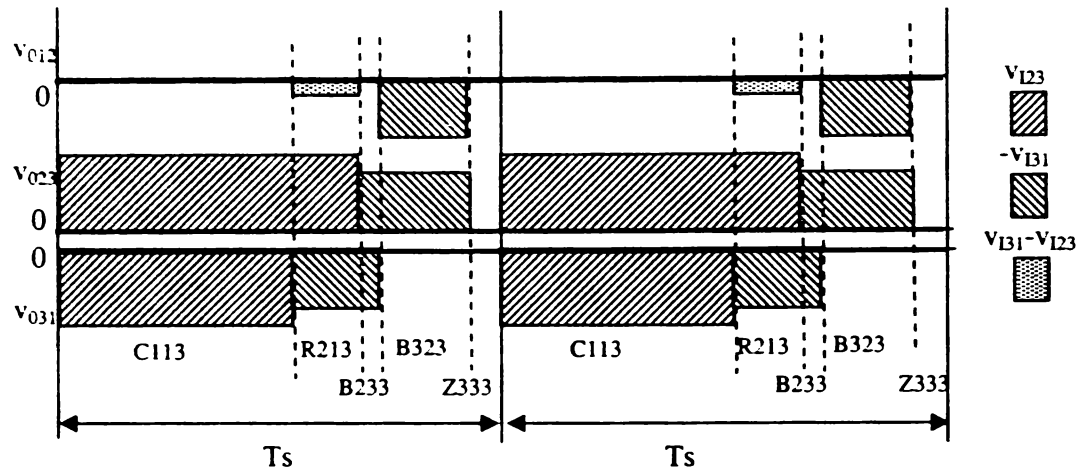


Figura 5.18 Generarea tensiunilor de ieșire de linie  $v_{012}$ - $v_{023}$ - $v_{031}$  într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SLM1

Se observă că una dintre tensiunile de linie generate este identică cu una dintre cele două tensiuni  $pqr$  ( $v_{023} = -v_{0rp}$ ), iar cealaltă tensiune generată la ieșire are valori identice cu cealaltă tensiune  $pqr$  utilizată pentru această combinație de sectoare active, dar defazată cu  $180^\circ$  ( $v_{031} = -v_{0qr}$ ). Deoarece sistemul tensiunilor dorite la ieșire este un sistem trifazat simetric, cea de-a treia tensiune de ieșire va rezulta implicit ( $v_{012} = -v_{023} - v_{031}$ ). Din figura 5.17 se observă că este posibilă și generarea unei stări din cadrul grupului 1 (R213), al stărilor permise ale convertorului matriceal.

În figura 5.19 se prezintă modul în care se generează curentul de intrare pentru cazul în care curentul de ieșire  $i_{01} > 0$ ,  $i_{02} < 0$  și  $i_{03} < 0$ , în condițiile prezentate în figura 5.17.

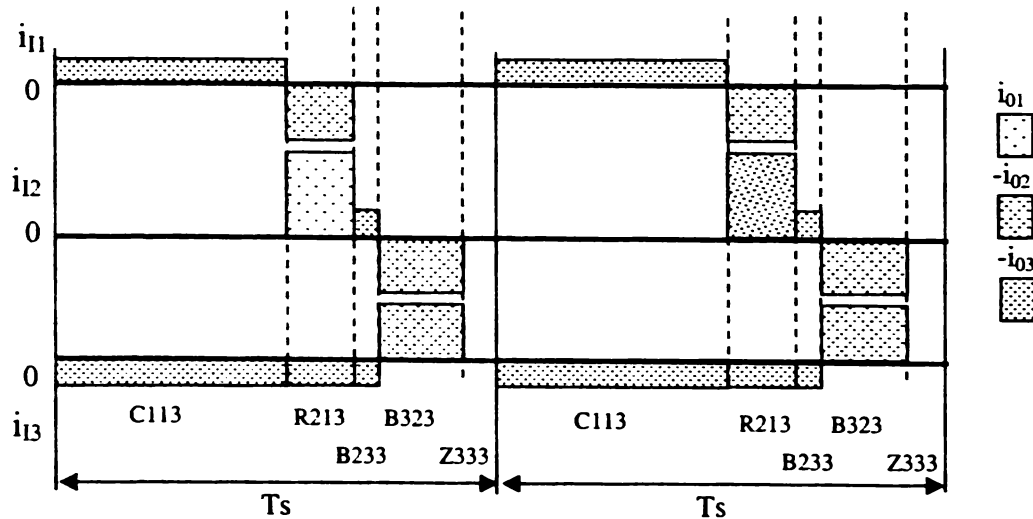


Figura 5.19 Generarea curentului de intrare într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SLM1

Din figurile 5.18 și 5.19 se observă că pentru implementarea algoritmului SLM1 sunt necesare cinci stări distincte ale convertorului matriceal într-o perioadă de eșantionare. Pentru secvența C113 -(1)- R213 -(1)- B233 -(1)- B323 -(1)- Z333 -(2)- ... sunt necesare 6 comutații într-o perioadă de eșantionare. Deoarece la trecerea de la o perioadă de eșantionare la alta sunt necesare două comutații, la schimbarea combinației de sectoare active poate să apară maxim o comutație în plus, deci numărul de comutații în unitatea de timp necesare pentru varianta SLM1, poate fi calculat cu relația aproximativă (5.47), care poate fi utilizată și în cazul variantei SLM1a.

$$NCOM_{(SLM1)} = 6f_s + 6(f_l + f_0) \quad (5.47)$$

Analizând formele de undă prezentate în figura 5.17 pentru algoritmul SLM1, tensiunea nulă  $v_{1aa}$ , este plasată la sfârșitul perioadei de eșantionare utilizând secvența de conectare naturală directă. În consecință dacă se utilizează secvența de comutație naturală directă atunci tensiunea nulă  $v_{1aa}$  va fi plasată la începutul unei perioade de eșantionare. Tensiunea nulă  $v_{1aa}$  este plasată în acest mod în cadrul unei perioade de eșantionare atâta timp  $v_{1a} = v_{13}$ , adică atâta timp cât sectoarele de intrare SI2 sau SI5 sunt sectoare active. Dacă de exemplu sectoarele SI3 sau SI6 sunt sectoare active atunci tensiunea nulă va fi plasată între cele două tensiuni de linie diferite de zero și pentru ambele variante SLM1 și SLM1a.

Calitatea spectrului de frecvențe al tensiunilor generate la ieșire ar putea fi îmbunătățită dacă s-ar respecta același mod de plasare al tensiunii nule într-o perioadă de eșantionare independent de sectorul activ de intrare. Acest fapt se poate realiza dacă păstrând ordinea de conectare naturală directă sau inversă, în funcție de sectorul activ de intrare, se modifică prima tensiune care se conectează într-o perioadă de eșantionare. Astfel, utilizând secvențe de conectare naturală directă se vor obține tehnicile de comandă SLM1b, SLM1d și SLM1f pentru care tensiunea nulă  $v_{1aa}$  este plasată între cele două tensiuni nenule, la începutul perioadei de eșantionare și la sfârșitul perioadei de eșantionare, respectiv. Dacă se vor folosi secvențe de conectare naturală inversă se vor putea genera variantele SLM1c, SLM1e și SLM1g pentru care tensiunea nulă  $v_{1aa}$  este plasată între cele două tensiuni nenule, la începutul perioadei de eșantionare și la sfârșitul perioadei de eșantionare, respectiv. În tabelul 5.3 sunt prezentate secvențele de conectare necesare, în funcție de sectoarele active de intrare, pentru a se obține variantele SLM1b-SLM1g.

Tabelul 5.3 Secvențele de conectare corespunzătoare variantelor de tipul SLM1

Sectoarele de intrare active	Secvența de conectare SLM1b	Secvența de conectare SLM1c	Secvența de conectare SLM1d	Secvența de conectare SLM1e	Secvența de conectare SLM1f	Secvența de conectare SLM1g
SI1 sau SI4	$v_{13}-v_{11}-v_{12}$	$v_{12}-v_{11}-v_{13}$	$v_{11}-v_{12}-v_{13}$	$v_{11}-v_{13}-v_{12}$	$v_{12}-v_{13}-v_{11}$	$v_{13}-v_{12}-v_{11}$
SI2 sau SI5	$v_{12}-v_{13}-v_{11}$	$v_{11}-v_{13}-v_{12}$	$v_{13}-v_{11}-v_{12}$	$v_{13}-v_{12}-v_{11}$	$v_{11}-v_{12}-v_{13}$	$v_{12}-v_{11}-v_{13}$
SI3 sau SI6	$v_{11}-v_{12}-v_{13}$	$v_{13}-v_{12}-v_{11}$	$v_{12}-v_{13}-v_{11}$	$v_{12}-v_{11}-v_{13}$	$v_{13}-v_{11}-v_{12}$	$v_{11}-v_{13}-v_{12}$

Pentru toate variantele de tipul SLM1 se poate utiliza relația (5.47) pentru calculul aproximativ al numărului de comutații necesare în unitatea de timp.

### 5.2.2 VARIANTELE DE TIPUL SLM2

Numărul de comutații necesare într-o perioadă de eșantionare poate fi redus prin combinarea diferitelor variante de tipul SLM1, rezultând tehnicile de comandă de tipul SLM2. Astfel dacă pentru trei perioade de eșantionare consecutive secvența SLM va fi SLM1d-SLM1b-SLM1f atunci pentru combinația de sectoare active SO2-SI2, succesiunea stărilor convertorului va fi **Z333 -(1)- C113 -(1)- R213 -(1)- B223 -(1)- B323 -(1)- B223 -(1)- B323 -(1)- Z333 -(2)- C113 -(1)- R213 -(2)- C113 -(1)- R213 -(1)- B233 -(1)- B323 -(1)- Z333 -(0)**...ceea ce rezultă într-un număr de 16 comutații necesare pentru trei perioade de eșantionare, deci o medie de 5,33 comutații/ $T_s$ . Tehnica de comandă astfel obținută se va numi în continuare SLM2a. În acest mod se obține o reducere generală de aproximativ 11% a numărului de comutații necesare în unitatea de timp. Același rezultat se poate obține și dacă secvența SLM va fi SLM1e-SLM1c-SLM1g, rezultând astfel tehnica de comandă SLM2b. Deoarece o schimbare a combinației de sectoare active la un moment dat devine activă la sfârșitul unei perioade de eșantionare, există posibilitatea apariției a două comutații suplimentare, astfel că numărul de comutații necesare în unitatea de timp pentru variantele SLM2a și SLM2b se poate calcula cu relația (5.48).

$$NCOM_{(SLM2a)} = 5,33f_s + 6(f_1 + f_0) \quad (5.48)$$

Reducerea numărului de comutații se poate face și prin combinarea a două variante de tipul SLM1. Astfel combinând pentru două perioade de eșantionare consecutive tehnicile de comandă SLM1 și SLM1a se va obține tehnica de comandă SLM2c. Pentru combinația de sectoare active SO2-SI2 secvența de comutație pentru cele două perioade de eșantionare va fi **C113 -(1)- R213 -(1)- B233 -(1)- B323 -(1)- Z333 -(0)- Z333 -(1)- B323 -(1)- B233 -(1)- R213 -(1)- C113 -(0)-...** fiind necesar un număr de 8 comutații în două perioade de eșantionare deci un număr de 4 comutații/ $T_s$ . Această reducere de 25% a numărului necesar de comutații în unitatea de timp se realizează prin faptul că la trecerea de la o perioadă de eșantionare la alta se face fără a se schimba starea convertorului. La schimbarea combinației de sectoare active este posibilă astfel apariția a trei comutații suplimentare. Cu ajutorul relației (5.49) se poate calcula numărul aproximativ de comutații necesare în unitatea de timp pentru varianta SLM2c.

$$NCOM_{(SLM2c)} = 4f_s + 6(f_1 + f_0) \quad (5.49)$$

Același rezultat se poate obține și prin intermediul variantei SLM2d, obținută prin combinarea tehnicilor de comandă SLM1b și SLM1c, sau prin variantele SLM2e și SLM2f rezultate din combinarea tehnicilor de comandă SLM1d și SLM1g sau SLM1e și SLM1f, respectiv.

### 5.2.3 VARIANTELE DE TIPUL SLM3

O creștere a calității spectrului de frecvențe al formelor de undă generate la intrarea/ieșirea convertorului se poate face ca și în cazul modulației SVM prin simetrizarea formelor de undă generate într-o perioadă de eșantionare. O primă posibilitate de simetrizare se poate face în jurul tensiunii nule  $v_{Iaa}$ , ca și în figura 5.20, pentru SO2 și SI2 sectoare active.

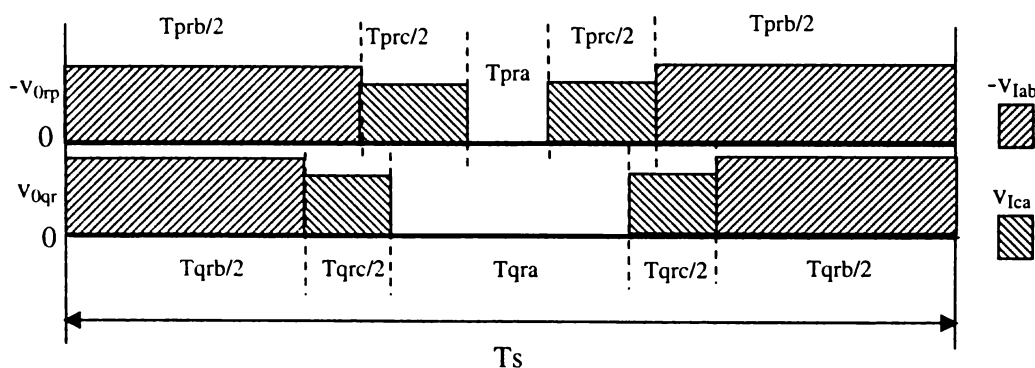


Figura 5.20 Generarea tensiunilor de ieșire de linie ale sistemului trifazat  $pqr$  într-o perioadă de eșantionare pentru varianta SLM3

Secvența de comutație într-o perioadă de eșantionare va fi în acest caz **C113 -(1)- R213 -(1)- B233 -(1)- B323 -(1)- Z333 -(1)- B323 -(1)- B233 -(1)- R213 -(1)- C113 -(0)-...** care necesită 9 stări distincte ale convertorului matriceal fiind necesare 8 comutații/ $T_s$  ca și în cazul modulației SVM pentru forme de undă simetrice într-o perioadă de eșantionare. Deoarece la schimbarea combinației de sectoare active pot să apară trei comutații suplimentare, relația (5.50) se poate utiliza pentru calculul aproximativ al numărului de comutații necesare în unitatea de timp.

$$NCOM_{(SLM3)} = 8f_s + 6(f_1 + f_0) \quad (5.50)$$

Această simetrizare se poate face utilizând conectarea naturală directă pentru varianta numită SLM3 sau conectarea naturală inversă pentru varianta numită SLM3a conform tabelului 5.4, în funcție de sectorul de intrare activ la un moment dat.

Tabelul 5.4 Secvențele de conectare pentru variantele SLM3 și SLM3a

Sectoarele de intrare active	Secvența de conectare SLM3	Secvența de conectare SLM3a
SI1 sau SI4	$V_{12}-V_{13}-V_{11}-V_{13}-V_{12}$	$V_{13}-V_{12}-V_{11}-V_{12}-V_{13}$
SI2 sau SI5	$V_{11}-V_{12}-V_{13}-V_{12}-V_{11}$	$V_{12}-V_{11}-V_{13}-V_{11}-V_{12}$
SI3 sau SI6	$V_{13}-V_{11}-V_{12}-V_{11}-V_{13}$	$V_{11}-V_{13}-V_{12}-V_{13}-V_{11}$

Dacă un sector de intrare SI care are  $60^\circ$  se împarte în două subsectoare egale de  $30^\circ$ , ca și în figura 5.20, atunci forma de undă din figura 5.21 este generată pentru varianta SLM3 în primul subsector de  $30^\circ$ , în cel de-al doilea subsector de  $30^\circ$  forma de undă fiind prezentată în figura 5.22. Aceleași forme de undă sunt generate și de către varianta SLM3a însă impulsurile de tensiune "mare" sunt înspre centrul perioadei de eșantionare pentru primul subsector, iar cele de tensiune "mică" pentru cel de-al doilea subsector.

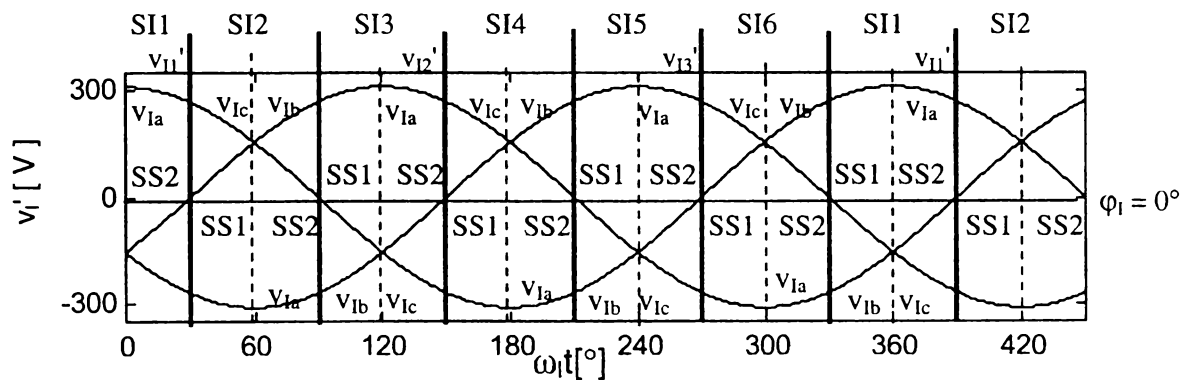


Figura 5.21 Împărțirea sectoarelor de intrare în două subsectoare egale SS1 și SS2

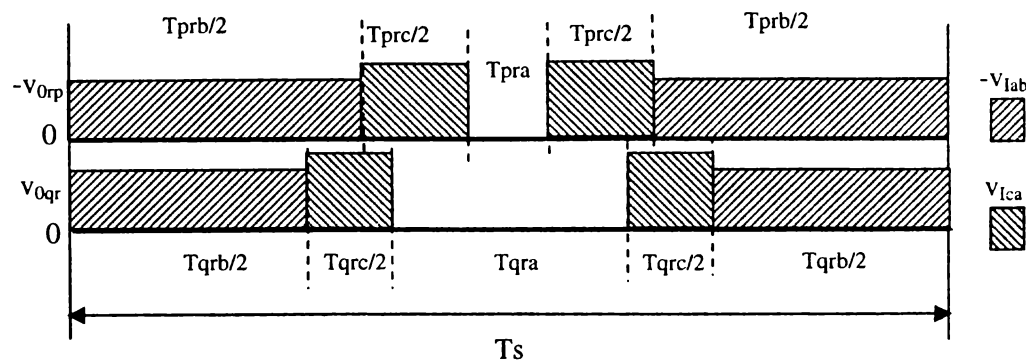


Figura 5.22 Generarea tensiunilor de ieșire de linie pentru varianta SLM3 dacă subsectorul SS2 este activ

Dacă se dorește generarea unor tensiuni ca și în figura 5.20, în orice moment atunci pentru primul subsector se aplică varianta SLM3, iar pentru cel de-al doilea varianta SLM3a, această tehnică de comandă numindu-se SLM3c. Dacă se dorește însă generarea unor forme de undă ca și cea prezentată în figura 5.22 este necesară folosirea variantei SLM3a în primul subsector și a variantei SLM3 în cel de-al doilea, rezultând astfel varianta SLM3b.

Alte posibilități de simetrizare a tensiunilor generate la ieșirea convertorului matriceal sunt simetrizările în jurul uneia dintre tensiunile nenule ale sistemului trifazat  $abc$ . Astfel tensiunea nulă  $v_{1aa}$  poate fi plasată la marginile intervalului de timp  $T_s$  ca și în figura 5.23 sau înspre centrul acestui interval de timp ca și în figura 5.24.

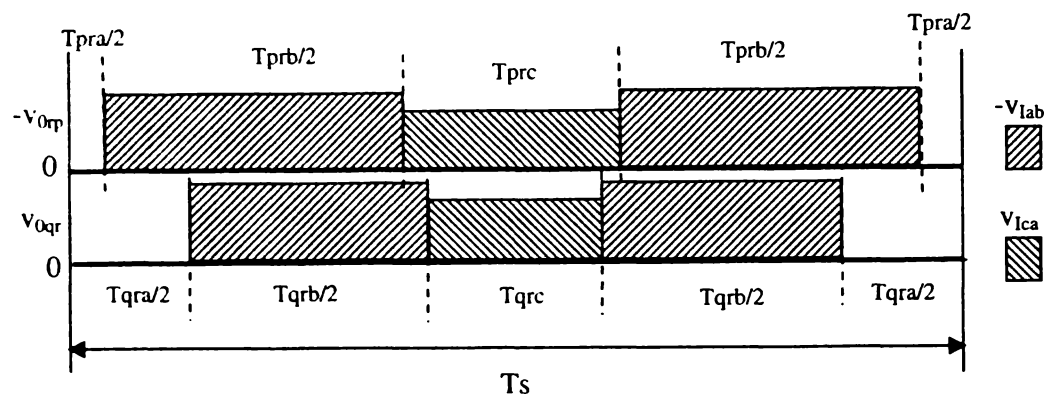


Figura 5.23 Generarea tensiunilor simetrice în jurul tensiunilor nenule (tensiunea nulă  $v_{1aa}$  plasată înspre marginile perioadei de eșantionare)

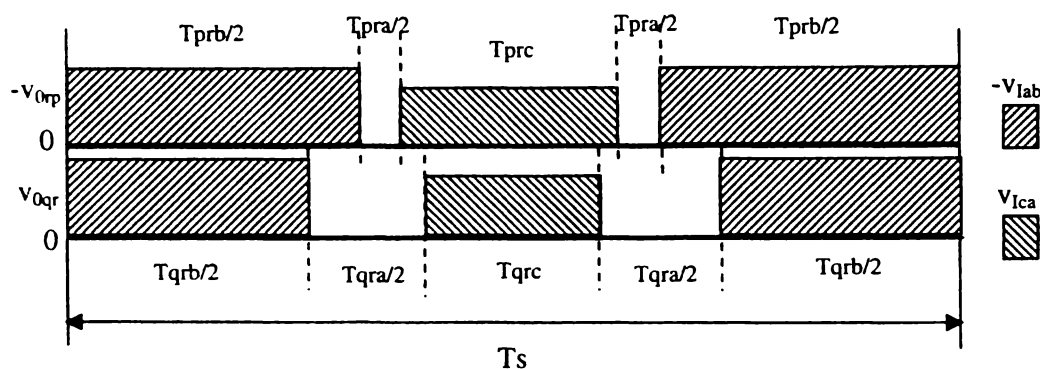


Figura 5.24 Generarea tensiunilor simetrice în jurul tensiunilor nenule (tensiunea nulă  $v_{1aa}$  plasată înspre centrul perioadei de eșantionare)

În tabelul 5.5 sunt prezentate secvențele de conectare dintr-o perioadă de eșantionare prin care se pot genera forme de undă simetrice în jurul uneia dintre tensiunile nenule ale sistemului trifazat  $abc$ .

Tabelul 5.5 Secvențele de conectare pentru variantele SLM3d, SLM3e, SLM3h și SLM3i

Sectoarele de intrare active	Secvența de conectare SLM3d	Secvența de conectare SLM3e	Secvența de conectare SLM3h	Secvența de conectare SLM3i
SI1 sau SI4	$v_{11}-v_{12}-v_{13}-v_{12}-v_{11}$	$v_{11}-v_{13}-v_{13}-v_{13}-v_{11}$	$v_{12}-v_{11}-v_{13}-v_{11}-v_{12}$	$v_{13}-v_{11}-v_{12}-v_{11}-v_{13}$
SI2 sau SI5	$v_{13}-v_{11}-v_{12}-v_{11}-v_{13}$	$v_{13}-v_{12}-v_{11}-v_{12}-v_{13}$	$v_{11}-v_{13}-v_{12}-v_{13}-v_{11}$	$v_{12}-v_{13}-v_{11}-v_{13}-v_{12}$
SI3 sau SI6	$v_{12}-v_{13}-v_{11}-v_{13}-v_{12}$	$v_{12}-v_{11}-v_{13}-v_{11}-v_{12}$	$v_{13}-v_{12}-v_{11}-v_{12}-v_{13}$	$v_{11}-v_{12}-v_{13}-v_{12}-v_{11}$

Pentru tehnicile de comandă prezentate în tabelul 5.5 formele de undă sunt simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare" sau "mică" în funcție de subsectorul activ la un moment dat. Astfel dacă este activ subsectorul SS1, pentru variantele SLM3d și SLM3e simetrizarea se face în jurul impulsurilor de tensiune "mică", iar pentru variantele SLM3e și SLM3i în jurul impulsurilor de tensiune "mare", situația inversându-se în cazul în care subsectorul SS2 devine activ. Dacă pentru subsectoarele active SS1-SS2 se folosesc combinațiile SLM3e-SLM3d sau SLM3i-SLM3h se vor genera forme de undă simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mare" în orice moment, variantele astfel obținute numindu-se SLM3f și SLM3j, respectiv. Dacă se vor utiliza combinațiile SLM3d-

SLM3e sau SLM3h-SLM3i pentru SS1-SS2 subsectoare active, atunci se vor genera forme de undă simetrice în jurul impulsurilor de tensiune "mică" în orice moment, variantele astfel obținute numindu-se SLM3g și SLM3k.

Pentru toate variantele de tipul SLM3 se poate utiliza relația (5.50) pentru calculul aproximativ al numărului de comutații necesare în unitatea de timp.

Pentru a compara cele trei tipuri de tehnici de comandă SLM, în figurile 5.25-5.27 se prezintă trei forme de undă ale tensiunii de ieșire de linie, generate prin intermediul variantelor SLM1b, SLM2d și SLM3i, iar în figurile 5.28-5.30 sunt prezentate spectrele de frecvență corespunzătoare acestor tensiuni. Formele de undă prezentate au fost generate prin simulare pe calculator pentru  $f_1 = 50$  Hz,  $f_0 = 80$  Hz,  $G_V = 0,866$ ,  $\varphi_1 = 0^\circ$  și frecvența de eșantionare  $f_s = 1/T_s = 4$  kHz, în aceleași condiții în care au fost generate și formele de undă prezentate în capitoul anterior în care a fost prezentată modulația vectorului spațial. De asemenea în figurile 5.31-5.33 se poate vedea forma de undă a curentului de ieșire pentru o sarcină rezistiv inductivă cu  $R = 10\Omega$  și  $L = 3$  mH, conectată ca și în figura 3.14. Pentru a ilustra comparativ și numărul de comutații necesare, în figurile 5.34-5.34 sunt reprezentate funcțiile de comutație pentru cei trei algoritmi.

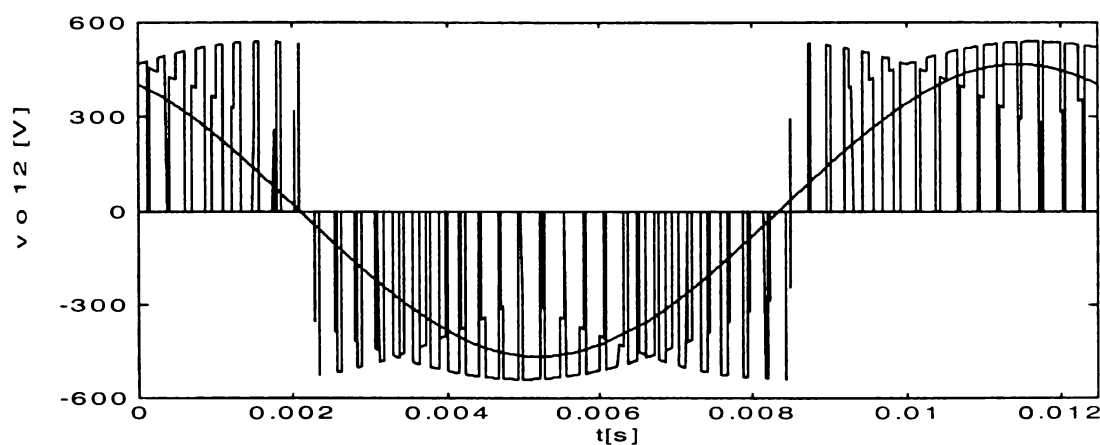


Figura 5.25 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie pentru varianta SLM1b

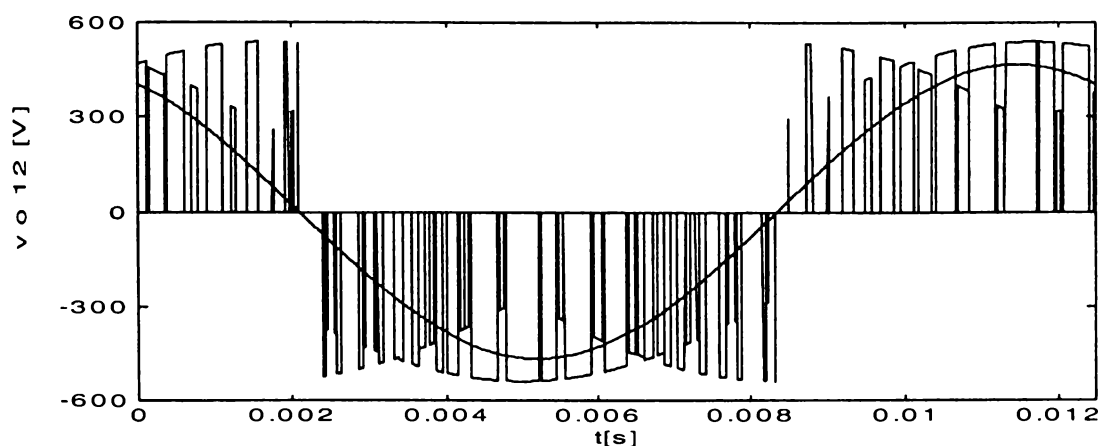


Figura 5.26 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie pentru varianta SLM2d

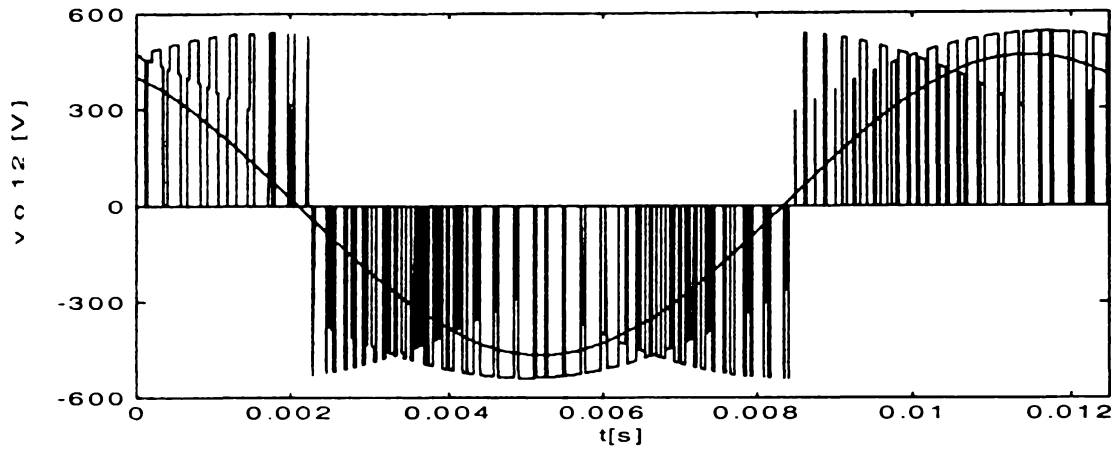


Figura 5.27 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie pentru varianta SLM3i

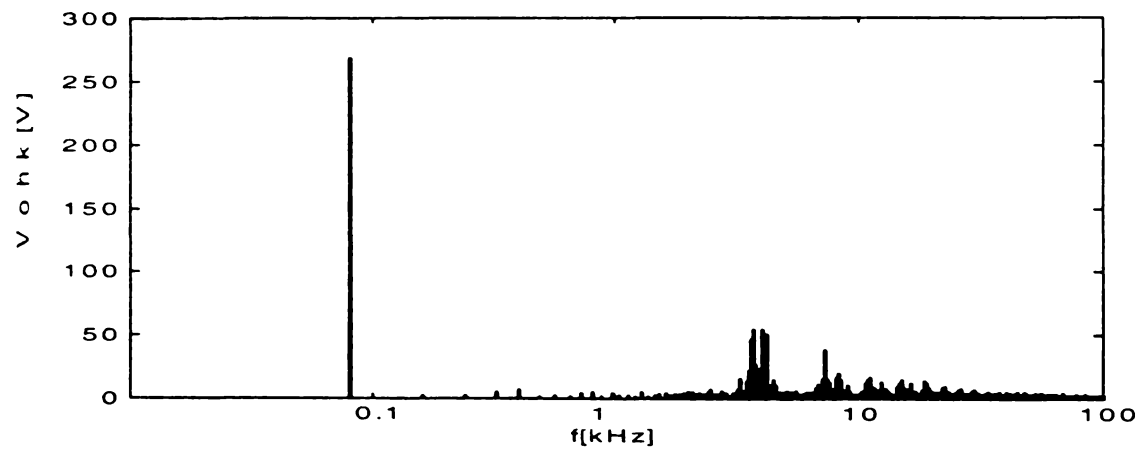


Figura 5.28 Spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de linie pentru varianta SLM1b

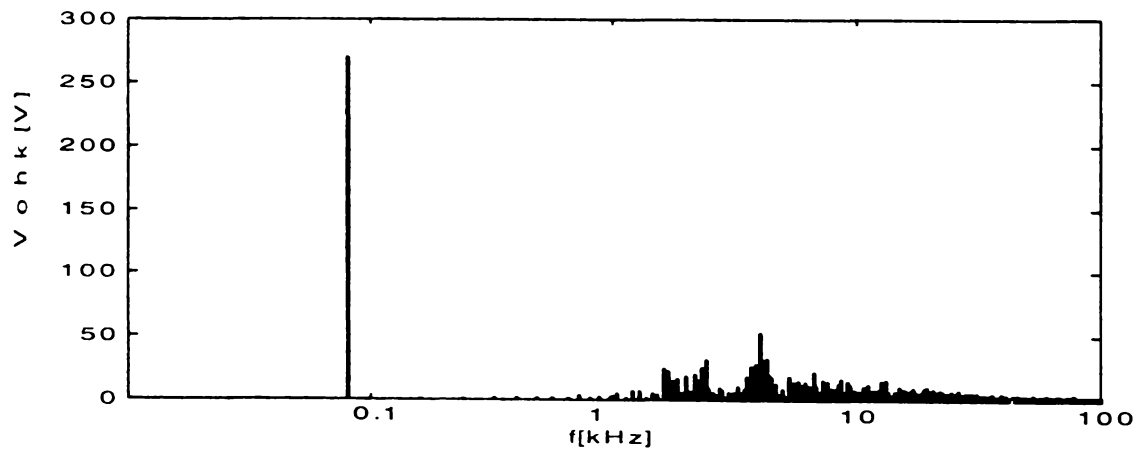


Figura 5.29 Spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de linie pentru varianta SLM2d

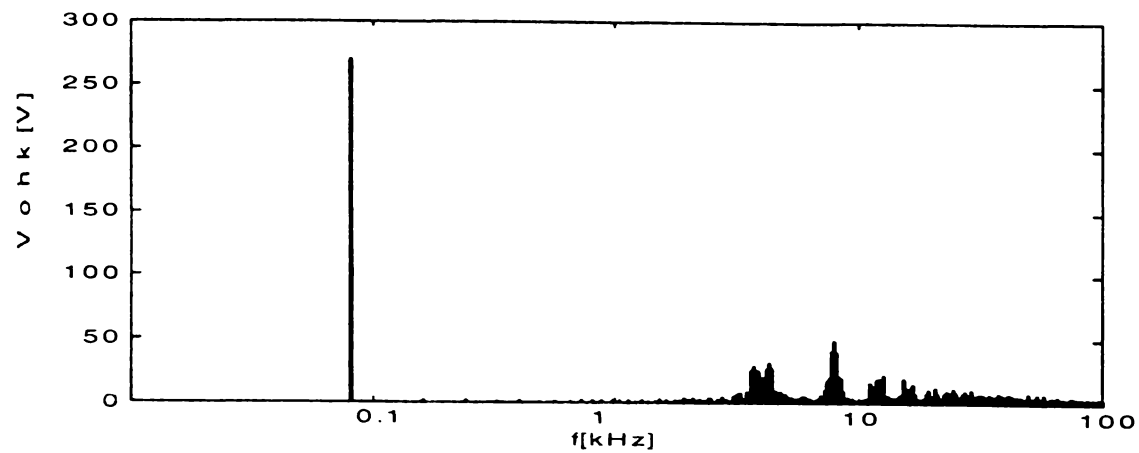


Figura 5.30 Spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de linie pentru varianta SLM3i



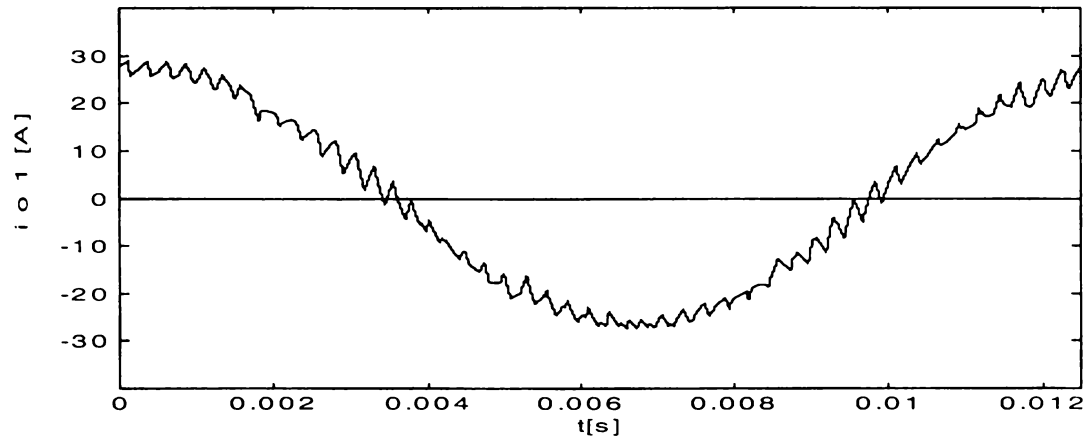


Figura 5.31 Forma de undă a curentului de sarcină pentru varianta SLM1b

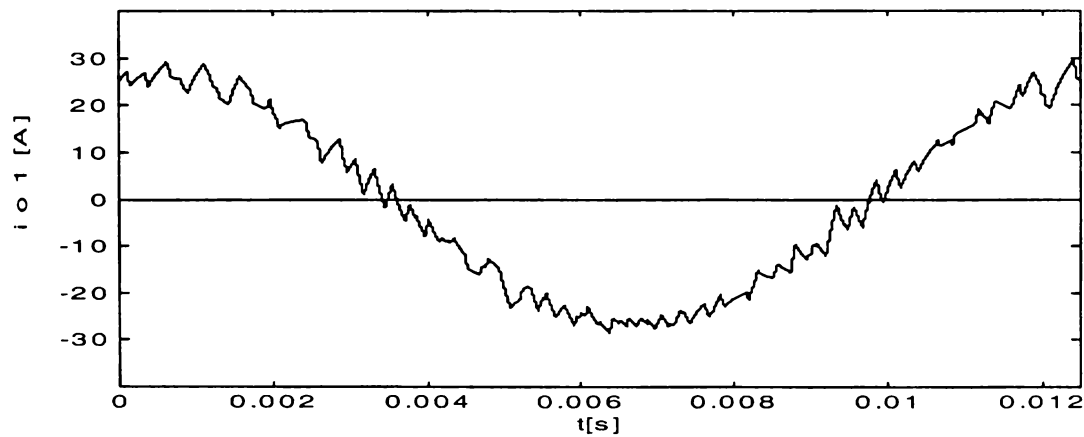


Figura 5.32 Forma de undă a curentului de sarcină pentru varianta SLM2d

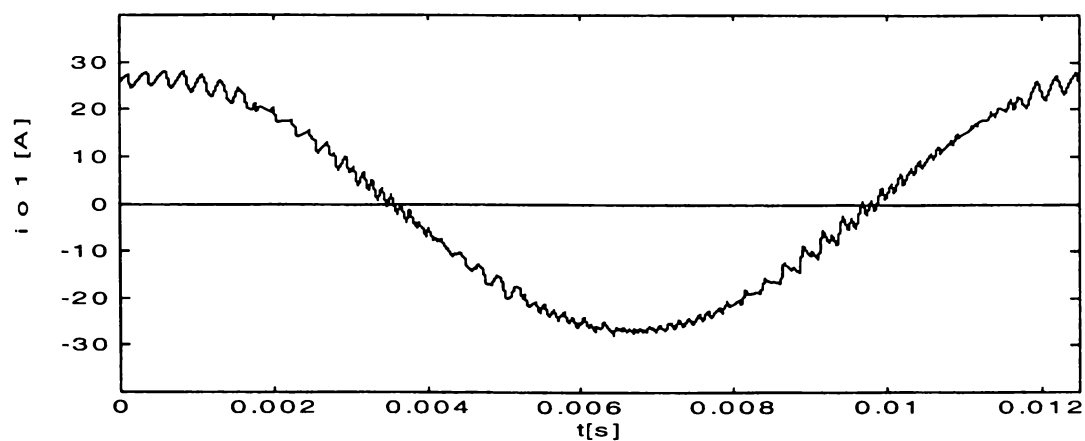


Figura 5.33 Forma de undă a curentului de sarcină pentru varianta SLM3i

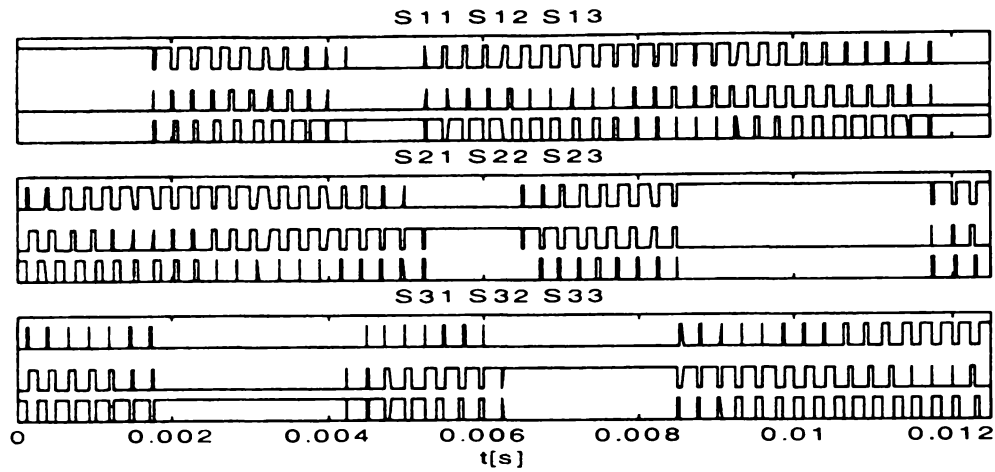


Figura 5.34 Funcțiile de comutație pentru varianta SLM1b

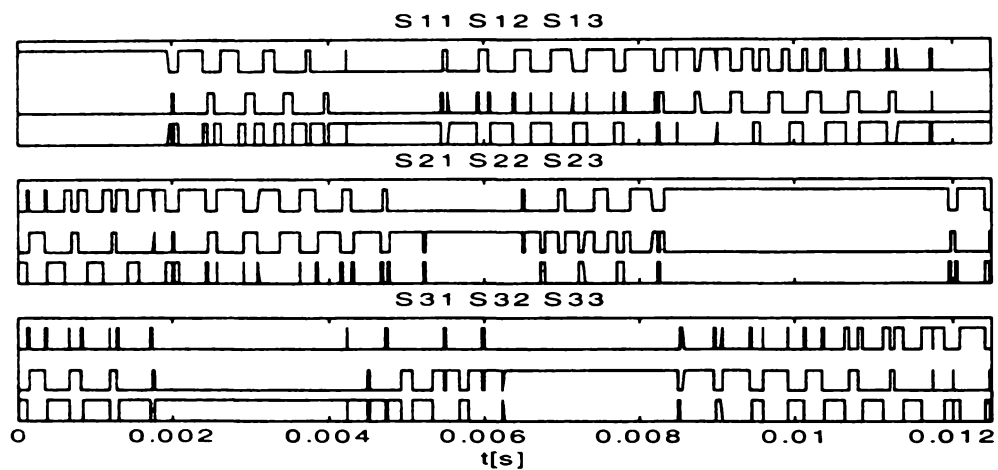


Figura 5.35 Funcțiile de comutație pentru varianta SLM2d

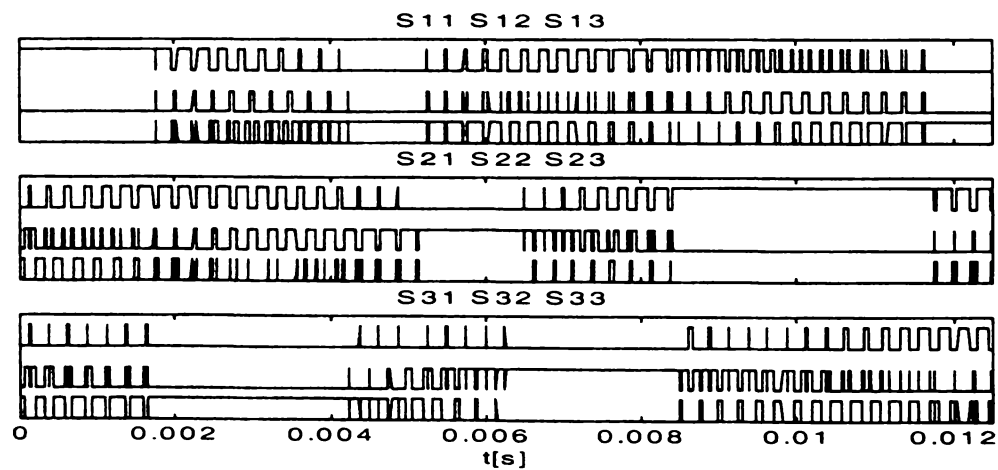


Figura 5.36 Funcțiile de comutație pentru varianta SLM3i

Analizând spectrele de frecvență prezentate în figurile 5.28-5.30 se observă că pentru varianta SLM3i, care generează forme de undă simetrizate într-o perioadă de eșantionare armonicile dominante ale tensiunii de ieșire sunt mai reduse decât pentru celelalte două variante prezentate și sunt deplasate spre frecvențe mai mari. Comparând forma de undă a curenților de sarcină din figurile 5.31-5.33 se observă că pentru varianta SLM3i forma curentului se apropie cel mai mult de o formă sinusoidală, în timp ce curentul corespunzător variantei SLM2d este cel mai distorsionat. Analizând funcțiile de comutație din figurile 5.34-5.36 se observă că pentru varianta SLM2d sunt necesare cele mai puține comutații, în timp ce pentru varianta SLM3i este necesar cel mai mare număr de comutații, acesta fiind prețul plătit pentru îmbunătățirea calității spectrului de frecvențe pentru formele de undă generate la ieșirea convertorului matriceal.

### 5.3 ANALIZA COMPARATIVĂ A VARIANTELOR SLM

Analiza comparativă a tehnicilor de comandă de tipul SLM se va face în aceleași condiții ca și în cazul studiului comparativ pentru variantele de tipul SVM. Parametrii care vor fi analizați au fost obținuți în urma simulărilor pe calculator a funcțiilor de comutație caracteristice fiecăreia dintre cele 26 de variante prezentate în subcapitolul anterior. Profilul tensiune-frecvență care se generează la ieșirea convertorului matriceal este cel prezentat în figura 4.36. Sarcina trifazată simetrică a convertorului matriceal, este rezistiv inductivă ( $R = 10\Omega$ ,  $L = 30\text{mH}$ ) fiind conectată în stea ca și în figura 3.14, având punctul de nul flotant. Tensiunea de intrare de fază are frecvența  $f_1 = 50\text{Hz}$  și valoarea efectivă  $V_1 = 220\text{V}$ .

În figurile A2.1 și A2.2 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire aplicată sarcinii și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire THD, pentru  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  și  $f_s = 4\text{kHz}$ , respectiv.

Se observă că pentru variantele de tipul SLM3, simetrizarea formelor de undă pentru tensiunea de ieșire într-o perioadă de eșantionare are ca rezultat reducerea semnificativă a distorsiunilor la ieșire, în timp ce reducerea numărului de comutații necesare, caracteristică variantelor de tipul SLM2 are ca rezultat o creștere a distorsiunilor tensiunii și curentului de ieșire. În cadrul variantelor de tipul SLM1 se observă că utilizând secvențele de conectare naturală independente de sectorul de intrare activ, caracteristice variantelor SLM1 și SLM1a, formele de undă generate la ieșire vor avea distorsiuni importante. Utilizând secvențe de comutare naturală, dependente de sectorul activ de intrare, caracteristice tehnicilor de comandă SLM1b-SLM1g, factorii de distorsiuni armonice, THDW (pentru tensiunea de ieșire) și THD (pentru curentul de ieșire) sunt cu aproximativ 23-25% mai mici decât în cazul variantelor SLM1 și SLM1a. Variantele de tipul SLM3 oferă o reducere a distorsiunilor generate la ieșire de aproximativ 50%, față de varianta SLM1. Tehnicile de comandă de tipul SLM2 sunt caracterizate de factori de distorsiuni armonice comparabile cu cele corespunzătoare variantelor SLM1 și SLM1a. Deși tensiunea de ieșire este mai distorsionată pentru frecvențe de ieșire mari, curentul de ieșire este caracterizat de distorsiuni mai importante la frecvențe mici, din cauză că pentru sarcina considerată în această analiză, la frecvențe reduse, componenta inductivă devine mai puțin semnificativă. Ca și în cazul tehnicilor de comandă SVM și pentru modulația SLM se generează curenți de ieșire sinusoidali ( $\text{THD} < 5\%$ ) în tot domeniul de frecvențe analizat. Comparând variantele de tipul SVM3 și cele de tipul SLM3, optimizate pentru a genera forme de undă având calități spectrale superioare, se observă că se generează la ieșire forme de undă având parametrii spectrali de valori apropiate.

În figurile A2.3 și A2.4 sunt prezentate numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație pentru  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  și  $f_s = 4\text{kHz}$ , respectiv.

Se observă că optimizarea variantelor de tipul SLM2 are ca rezultat un număr mult mai redus de comutații decât pentru variantele de tipul SLM1 și SLM3. Astfel aplicând o tehnică de comandă de tipul SLM2 sunt necesare cu aproximativ 30% mai puține comutații decât în cazul unei tehnici de comandă de tipul SLM1, iar factorul de pierderi prin comutație este cu aproximativ 35-40% mai redus. Prețul plătit pentru generarea unor forme de undă cu calități spectrale superioare în cazul variantelor de tipul SLM3 este creșterea numărului de comutații cu aproximativ 37% față de variantele SLM1, iar factorul de pierderi prin comutație este cu 20-40% mai mare. Ca și în cazul modulației SVM, se remarcă o ușoară creștere a numărului de comutații necesare pentru frecvența de ieșire  $f_0 = 50\text{Hz}$ . Comparând variantele de tipul SLM2 cu variantele SVM2e-SVM2g (caracterizate de numărul minim de comutații necesare pentru modulația SVM), se observă o ușoară superioritate a algoritmului de comandă SLM, numărul de comutații necesare fiind cu aproximativ 3% mai redus.

În figurile A2.5 și A2.6 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire de fază flotantă și factorul total de distorsiuni armonice al

curentului de ieșire THD, pentru  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  și  $f_s = 20\text{kHz}$ , respectiv. Se observă că în acest caz curentul are distorsiuni foarte reduse,  $\text{THD} < 1\%$  pentru toate variantele analizate. Creșterea de 5 ori a frecvenței de eșantionare conduce la o micșorare a THDW de aproximativ 4,4 ori pentru tipul SLM1 și de 4,8 ori pentru tipurile SLM2 și SLM3. Pentru frecvența de eșantionare de 20kHz se remarcă o ușoară superioritate a variantelor SLM3 față de variantele SVM3. Astfel factorul de distorsiuni armonice ponderat THDW, al tensiunii de ieșire este cu aproximativ 10% mai redus pentru variantele SLM3.

În figurile A2.7 și A2.8 sunt prezentate numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație pentru  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  și  $f_s = 20\text{kHz}$ , respectiv. Și din aceste figuri se observă că algoritmi de tipul SLM2 sunt cei pentru care pierderile prin comutație sunt minime. Odată cu creșterea frecvenței de eșantionare de la 4kHz la 20kHz, crește și numărul de comutații necesare de aproximativ 5 ori.

În figurile A2.9 și A2.10 este ilustrat factorul de calitate al tehnicilor de comandă bazate pe modulația SLM în funcție de  $f_0 = 10-90\text{Hz}$  pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_s = 20\text{kHz}$ , respectiv. Ca și în cazul modulației SVM se remarcă în general că factorul de calitate are valori mai reduse pentru frecvențele de la marginile domeniului analizat. Se observă că tipurile de tehnici de comandă optimizate SLM2 și SLM3 oferă un factor de calitate superior față de tipul SLM1. Odată cu creșterea frecvenței de eșantionare, datorită creșterii importante a pierderilor prin comutație, factorul de calitate scade cu aproximativ 35% pentru variantele de tipul SLM1 și cu 10% pentru tipul SLM3. Pentru variantele SLM2, optimizate pentru a se reduce pierderile prin comutație, scăderea factorului de calitate, la creșterea frecvenței de eșantionare de la 4kHz la 20kHz este nesemnificativă, fiind mai redusă de 3%. Comparând variantele SLM și SVM, se remarcă superioritatea modulației SLM care oferă un factor de calitate mediu mai mare cu aproximativ 12% decât în cazul modulației SVM.

În figurile A2.11 și A2.12 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire de fază flotantă și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire THD, pentru  $f_0 = 80\text{Hz}$  și  $f_s = 2-20\text{kHz}$ , respectiv. Deși se generează forme de undă sinusoidale la ieșire și pentru o frecvență de eșantionare de 2kHz, pentru frecvențe de eșantionare reduse, se remarcă o ușoară superioritate a variantelor SVM.

În figurile A2.13 și A2.14 sunt prezentate numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație pentru  $f_0 = 80\text{Hz}$  și  $f_s = 2-20\text{kHz}$ , respectiv. Se observă că odată cu creșterea frecvenței de eșantionare are loc și o creștere aproximativ liniară a numărului de comutații necesare în unitatea de timp și a factorului de pierderi prin comutație.

În figurile A2.15 și A2.16 este prezentată variația factorului total de distorsiuni armonice ponderat THDW al tensiunii de ieșire de fază flotantă și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire THD, iar în Figurile A1.17 și A1.18 numărul de comutații necesare în unitatea de timp și factorul de pierderi prin comutație, pentru  $f_0 = 30\text{Hz}$  și  $f_s = 2-20\text{kHz}$ , respectiv.

În figurile A2.19 și A2.20 este ilustrat factorul de calitate al algoritmilor de comandă din familia SLM în funcție de frecvența de eșantionare  $f_s = 2-20\text{kHz}$  pentru  $f_0 = 80\text{Hz}$  și  $f_0 = 30\text{kHz}$ , respectiv. *Se remarcă faptul că variantele optimizate de tipul SLM2 și SLM3 sunt caracterizate de un factor de calitate care nu depinde semnificativ de frecvența de eșantionare.*

În figurile A2.21-A2.24 se prezintă factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare filtrat pentru tehnicile de comandă SLM. În toate cele patru cazuri prezentate în aceste figuri s-a considerat că frecvența de ieșire este variabilă în domeniul  $f_0 = 10-90\text{Hz}$ . Pentru figurile A2.21 și A1.22 s-a considerat că frecvența de eșantionare este  $f_s = 4\text{kHz}$ , iar pentru figurile A2.23 și A2.24 frecvența de eșantionare este  $f_s = 20\text{kHz}$ . S-a considerat că filtrarea curentului de intrare generat de convertorul matriceal s-a făcut cu un filtru LC de ordinul 2 amortizat, având caracteristica de frecvență ca și în figura 3.24. Frecvența de rezonanță sau de tăiere este  $f_R = 1,5\text{kHz}$  pentru figurile A2.21 și A2.24,  $f_R = 0,8\text{kHz}$  pentru figura A2.22 și  $f_R = 4\text{kHz}$  pentru figura A2.23.

Se observă că pentru frecvența de eșantionare  $f_s = 4\text{kHz}$ , dacă se utilizează un filtru cu frecvența de tăiere  $f_R = 1,5\text{kHz}$  doar algoritmi din familia SVM3 asigură un curent de intrare având o formă relativ apropiată de un curent sinusoidal (THD  $\approx 11-12\%$ ). Utilizând un filtru cu frecvența de tăiere  $f_R = 0,8\text{kHz}$ , pentru tipurile SVM3 și SVM1 se poate spune că se generează un curent sinusoidal (THD  $\approx 3\%$  respectiv THD  $\approx 7-10\%$ ).

Pentru frecvența de eșantionare  $f_s = 20\text{kHz}$ , dacă se utilizează un filtru cu frecvența de tăiere  $f_R = 4\text{kHz}$  se obține un curent de intrare sinusoidal pentru tipurile SLM1 și SLM3 (THD  $\approx 3-6\%$ ), iar dacă frecvența de tăiere  $f_R = 1,5\text{kHz}$ , se obține un curent de intrare sinusoidal pentru toate variantele SVM prezentate (THD  $\approx 2-3\%$ ).

La fel ca și în cazul tehnicilor de comandă SVM, în continuare se prezintă câteva recomandări și observații asupra alegerii uneia dintre tehnicile de comandă SLM, rezultate în urma analizei comparative a valorilor medii (specificate prin indicele "m") pentru indicatorii prezentați în graficele din anexa 2.

- pentru a se genera forme de undă care să nu fie distorsionate semnificativ se vor utiliza frecvențe de eșantionare de minim  $3,5\text{kHz}$  (pentru modulația SVM această frecvență este  $3\text{kHz}$ );

- pentru implementarea modulației SLM prin intermediul unor microcontrolere cu preț scăzut (de exemplu din familia 8051), în cazul unor frecvențe de eșantionare reduse ( $3,5-5\text{kHz}$ ) se va alege una dintre variantele:

- SLM3h-SLM3k, dacă este importantă calitatea spectrală a formelor de undă generate, pentru care  $\text{THDW}_m < 0,6\%$  ;
- SVM2a-SLM2f, dacă este importantă reducerea pierderilor prin comutație, pentru care  $\text{NCOM}_m < 1700$  și  $\text{THDW}_m < 1,3\%$  (apare o scădere a  $\text{NCOM}$  cu aproximativ  $5\%$ , cu prețul creșterii  $\text{THDW}$  cu aproximativ  $10\%$ , față de modulația SVM);
- SLM2c, SLM2e, SLM2f sau SLM3, SLM3a, SLM3c-SLM3f dacă se dorește un compromis optim între calitatea spectrală a formelor de undă generate la ieșire și pierderile de putere prin comutație, pentru care  $\text{QLF}_m > 3$  (există un număr mult mai mare de variante SLM pentru care  $\text{QLF}_m > 3$  decât în cazul variantelor SVM);
- în cazul utilizării unei variante de tipul SLM2 se va ține seama și de faptul că va fi necesar un filtru de intrare de gabarit relativ important pentru filtrarea corespunzătoare a curentului de intrare.

- pentru implementarea modulației SLM prin intermediul unor procesoare de semnal performante (de exemplu TMS320F240) care permit calculul funcțiilor în timp real și în cazul unor frecvențe de eșantionare mari ( $20\text{kHz}$ ) se va alege una dintre variantele:

- SLM3-SLM3k, dacă este importantă calitatea spectrală a formelor de undă generate, pentru care  $\text{THDW}_m \approx 0,15\%$ ;
- SLM2a-SLM2f, dacă este importantă reducerea pierderilor prin comutație, pentru care  $\text{NCOM}_m < 8400$  și  $\text{THDW}_m < 0,28\%$  (apare o scădere a  $\text{NCOM}$  cu aproximativ  $2,5\%$ , cu prețul creșterii  $\text{THDW}$  cu aproximativ  $10\%$ , față de modulația SVM);
- SLM2a, SLM2c, SLM2e, SLM2f sau SLM3c, SLM3f dacă se dorește un compromis optim între calitatea spectrală a formelor de undă generate la ieșire și pierderile de putere prin comutație, pentru care  $\text{QLF}_m > 2,8$  (există un număr mult mai mare de variante SLM inclusiv de tipul SLM3, pentru care  $\text{QLF}_m > 2,8$  decât în cazul variantelor SVM).

- pentru întreg domeniul analizat al frecvențelor de ieșire se observă că dacă  $f_s > 10\text{kHz}$ , factorul total de distorsiuni armonice ponderat al tensiunii de ieșire THDW nu se mai modifică semnificativ (în cazul frecvențelor de ieșire mari, frecvența de eșantionare de la care THDW nu se mai modifică semnificativ este de  $15\text{kHz}$  pentru modulația SVM, față de  $10\text{kHz}$  pentru modulația SLM);

- pentru frecvențe de ieșire reduse ( $< 20\text{Hz}$ ) calitatea curentului de intrare scade semnificativ;  
 - dacă este foarte importantă calitatea curentului de intrare, se recomandă creșterea frecvenței de eșantionare sau utilizarea uneia dintre variantele de tipul SLM3.

*Comparând cele două tehnici de modulație SVM și SLM, care pot fi utilizate pentru comanda convertoarelor matriceale, se pot face următoarele observații:*

- *principalul avantaj al modulației SLM față de modulația SVM este compensarea intrinsecă a influenței negative a unor posibile nesimetrii ale sistemului trifazat de alimentare asupra formelor de undă generate la ieșirea convertorului matriceal.*

- *frecvențele de eșantionare minime recomandabile pentru a se genera forme de undă sinusoidale sunt apropiate ( $f_{s(\min)} \approx 3-3,5\text{kHz}$ ).*

- *pentru aceeași frecvență de eșantionare, modulația SVM generează forme de undă având factorul total de distorsiuni armonice ponderat al tensiunii de ieșire cu aproximativ 10% mai redus față de modulația SLM, ceea ce recomandă utilizarea algoritmilor SVM, dacă se pot utiliza frecvențe de eșantionare reduse și în același timp se impun anumite restricții asupra gradului de distorsionare al formelor de undă generate.*

- *pentru modulația SLM, numărul minim posibil de comutații necesare este cu aproximativ 3-5% mai redus decât în cazul modulației SVM, ceea ce recomandă utilizarea modulației SLM la frecvențe de eșantionare mari, dacă minimizarea pierderilor de putere prin comutație este o cerință foarte importantă.*

- *pentru frecvența de  $4\text{kHz}$ , factorul de calitate mediu este  $QLF_m > 3,4$  pentru variantele SLM2c și SLM3c, în timp ce valori apropiate în cazul modulației SVM sunt  $QLF_m = 3,05$  pentru variantele SVM2f și SVM3f. De asemenea, pentru o frecvență de eșantionare de  $20\text{kHz}$ , factorul de calitate mediu  $QLF_m \approx 3,2$  pentru variantele SLM2c, SLM2f și SLM3c, în timp ce pentru modulația SVM valoarea maximă este  $QLF_m \approx 2,9$  pentru varianta SVM2f. La această frecvență în cadrul tipului SVM3, varianta SVM3i oferă cel mai bun factor de calitate, care este doar  $QLF_m \approx 2$ . Se observă că dacă se dorește un compromis între pierderile de putere prin comutație și calitatea spectrală a formelor de undă generate, modulația SLM este superioară modulației SVM din acest punct de vedere.*

- *dacă se impun condiții severe asupra calității spectrale a formelor de undă generate la ieșire, se impune utilizarea unei frecvențe de eșantionare mari ( $20\text{kHz}$ ) și a unei variante de tipul SVM3 sau SLM3, dar numai variantele SLM3 oferă și posibilitatea minimizării pierderilor prin comutație în aceste condiții (factorul de calitate este mai mare cu 40%).*

## 5.4 CONCLUZII

**Scopul principal al acestui capitol a fost prezentarea și analiza unor tehnici de comandă pentru convertoare matriceale, bazate pe o nouă metodă, numită de către autor, modulația scalară a tensiunilor de linie. Acest capitol reprezintă în întregime o contribuție originală a autorului.**

În subcapitolul 4.1 s-a prezentat teoria modulației scalare a tensiunilor de linie. Prin tehnica de comandă SLM se generează două tensiuni de linie pozitive, utilizând două tensiuni de linie de intrare diferite de zero și o tensiune nulă de intrare de linie. Deoarece la ieșire sunt necesare tensiuni trifazate simetrice, datorită acestei simetrii cea de-a treia tensiune de ieșire de linie rezultă implicit din celelalte două tensiuni. Această modulație a tensiunilor de linie se numește și scalară, deoarece metoda de calcul a funcțiilor de transfer SLM presupune doar operații de înmulțire și împărțire

"scalară" a valorilor tensiunilor de intrare și tensiunilor de ieșire dorite la un moment dat. Spre deosebire de alte metode scalare de comandă a convertoarelor matriceale, prezentate în literatura de specialitate, pentru care câștigul de tensiune este limitat la valoarea  $G_{V_{max}} = 0,5$  [Roy91], sau pentru care nu este posibilă reglarea factorului de putere la intrare [Ish91], metoda prezentată în acest capitol permite obținerea unui câștig de tensiune  $G_{V_{max}} = 0,866$  și este posibilă reglarea factorului de putere la intrare ca și în cazul modulației SVM.

Acest fapt este posibil deoarece, pentru o sursă de alimentare simetrică, funcțiile de transfer SLM sunt identice cu funcțiile de transfer SVM, corespunzătoare asocierii *azl*. Funcțiile de transfer sunt identice deși metodele de calcul pentru cele două tehnici de comandă sunt total diferite.

O deosebire esențială dintre cele două tehnici de modulație, SLM și SVM prezentate în această lucrare, este faptul că modulația SLM utilizează toate cele 27 de stări permise ale unui convertor matriceal, față de modulația SVM, care utilizează doar 21 dintre aceste stări.

În continuare se prezintă o metodă de calcul a funcțiilor de transfer SLM, prin care se poate realiza compensarea intrinsecă a influenței unor tensiuni de intrare nesimetrice sau distorsionate asupra formelor de undă generate la ieșirea convertorului matriceal. Acest avantaj al modulației SLM asupra modulației SVM este ilustrat prin intermediul simulării pe calculator a celor două tehnici de modulație. Programele originale de simulare pe calculator sunt realizate de către autor în mediul de programare MATLAB. Astfel a fost posibilă prezentarea într-o formă grafică sugestivă a traiectoriilor vectorului spațial al tensiunilor de linie de ieșire, a formelor de undă și a spectrelor de frecvență pentru tensiunile sintetizate la ieșirea convertorului matriceal ideal, și a funcțiilor de transfer corespunzătoare. S-a simulat cazul în care una dintre tensiunile de intrare are valoarea efectivă mai redusă decât a celorlalte două și cazul în care toate cele trei tensiuni de intrare sunt deformate din cauza armonicilor de ordinul al 7-lea. S-a observat că tensiunile de ieșire sintetizate prin modulația SLM nu sunt afectate de perturbațiile apărute în cadrul sistemului trifazat al tensiunilor de intrare, spre deosebire de tensiunile sintetizate prin modulația SVM, care sunt deformate din cauza apariției unor armonici de joasă frecvență. Din graficele în care sunt prezentate funcțiile de transfer, se observă că în cazul apariției unor perturbații la intrare, funcțiile de transfer SLM se modifică "automat" în funcție de tipul perturbației, în timp ce funcțiile de transfer SVM rămân neschimbate. Acest fapt este mai evident în cazul contaminării tensiunilor de intrare cu armonica de ordinul al 7-lea, analizând funcțiile de transfer fază-fază care sunt prezentate în figura 5.16.

În subcapitolul 5.2 sunt prezentate 26 de variante de implementare a funcțiilor de transfer SLM prin intermediul funcțiilor de comutație. Funcțiile de comutație fază-fază sunt generate astfel încât factorul de umplere al acestora este modulat de către funcțiile de transfer fază-fază SLM. Tehnicile de comandă au fost împărțite în trei clase sau tipuri numite SLM1, SLM2 și SLM3. Variantele de tipul SLM1 au fost generate în mod "natural", variantele de tipul SLM2 sunt optimizate pentru a se reduce pierderile prin comutație, iar variantele de tipul SLM3 sunt optimizate pentru a se îmbunătăți calitatea spectrală a tensiunilor generate la ieșirea convertorului matriceal.

Prezentarea sub formă de tabele a funcțiilor de transfer SLM și a secvențelor de conectare caracteristice fiecărui algoritm de comandă este utilă pentru dezvoltarea rapidă a unor programe de simulare a tehnicilor de comandă bazate pe modulația SLM. De asemenea, utilizarea datelor prezentate în tabelele 5.2-5.5, permite implementarea relativ simplă a acestor tehnici de comandă prin intermediul unor sisteme digitale cu microcontrolere sau procesoare de semnal.

Pentru a ilustra principalele diferențe dintre cele trei tipuri de tehnici de comandă numite SLM1, SLM2 și SLM3, în finalul subcapitolului 5.2 au fost prezentate formele de undă ale tensiunilor generate la ieșire, spectrele de frecvență ale acestora, curenții de ieșire pentru o anumită sarcină R-L și funcțiile de comutație corespunzătoare (figurile 5.25-5.36). Analiza acestor forme de undă, generate prin simulare pe calculator, validează considerațiile teoretice elaborate anterior. Astfel se observă un număr de comutații semnificativ mai redus pentru variantele de tipul SLM2,

pentru care însă și armonicile de ordin inferior din cadrul spectrului de frecvențe al tensiunilor de ieșire sunt mai semnificative. Pentru variantele de tipul SLM3 funcțiile de comutație sunt compuse dintr-un număr mai mare de impulsuri, deci sunt necesare mai multe comutații, dar în cadrul spectrului de frecvențe al tensiunii de ieșire se observă că armonicile cele mai semnificative au fost deplasate spre frecvențe mai mari.

În cadrul subcapitolului 5.3 se face o *analiză comparativă, a celor 26 de algoritmi de comandă SLM în anumite cazuri particulare de funcționare, luându-se în considerare și rezultatele analizei comparative a tehnicilor de comandă SVM*. Efectuarea acestei analize comparative a fost posibilă în urma rulării unui număr foarte mare de simulări pe calculator a funcționării convertoarelor matriceale. *Rezultatele obținute sunt prezentate într-o formă grafică foarte sugestivă în anexa2 (pag. A2.1-A2.12).*

*În finalul acestui subcapitol s-a făcut o comparație generală a tehnicilor de comandă SLM și SVM*. Dintre concluziile desprinse în urma acestei comparații se remarcă faptul că *tehnicele de comandă SLM oferă un factor de calitate superior față de variantele SVM, în special dacă se utilizează frecvențe de eșantionare mari (20kHz)*.

*Concluziile proprii ale autorului, permit alegerea corectă a unei tehnici de comandă pentru un convertor matriceal, de tipul SLM sau SVM, în funcție de anumite condiții impuse funcționării convertorului.*



## 6. IMPLEMENTAREA UNUI CONVERTOR MATRICEAL

În cadrul acestui capitol se vor analiza unele aspecte ale implementării unui convertor matriceal. De asemenea, sintetizând soluțiile tehnice prezentate în literatura de specialitate se va face și un studiu comparativ al acestora. O mare parte a acestui capitol este dedicată filtrului de intrare al convertorului matriceal, care este o componentă importantă ținând seama de standardele europene tot mai severe impuse calității curentului de intrare al echipamentelor electronice. În acest sens autorul a realizat un program pentru proiectarea rapidă asistată de calculator a filtrului de intrare, în concordanță cu standardele IEC 1000-3-2, IEC 1000-3-4 și CISPR11 specifice echipamentelor electronice de putere. Acest program poate fi utilizat și în proiectarea filtrului de intrare din componența altor circuite electronice de putere utilizate pentru corecția factorului de putere. Pe lângă acest program de proiectare asistată de calculator, se prezintă și un estimator fuzzy al defazajului suplimentar dintre tensiunea de alimentare și curentul de intrare al convertorului, introdus de către filtrul de intrare. Acesta poate fi utilizat pentru determinarea unghiului  $\varphi_i$  necesar pentru comanda convertorului matriceal, astfel încât factorul de putere la intrare să fie unitar în orice condiții de funcționare, independent de dimensiunile filtrului de intrare. Estimatorul fuzzy și programul de proiectare asistată de calculator a filtrului de intrare reprezintă contribuții proprii ale autorului. În continuare se face o sinteză a posibilităților de implementare a comutatoarelor bidirecționale. De asemenea se propune și o soluție proprie de realizare a unui modulator "universal" SLM și SVM, care poate fi utilizat pentru implementarea tuturor celor 25 de variante SVM și 26 de variante SLM ale tehnicilor de comandă pentru convertoare matriceale propuse în această lucrare. În finalul acestui capitol se prezintă pe scurt și o sinteză a principalelor aplicații ale convertoarelor matriceale.

### 6.1 SCHEMA BLOC A UNUI CONVERTOR MATRICEAL

În figura 6.1 este prezentată o posibilă schemă bloc simplificată a unui convertor matriceal. Din această figură se observă că principalele blocuri de putere sunt filtrul de intrare, matricea de comutatoare bidirecționale și circuitul de protecție la supratensiune. Legătura dintre circuitele de putere și circuitul de comandă, realizat în general în jurul unui sistem de calcul cu microprocesor se face prin intermediul unor circuite de interfață cu izolare galvanică între intrări și ieșiri. Filtrul de intrare este necesar pentru atenuarea armonicilor de înaltă frecvență din componența spectrului de frecvențe caracteristic curentului de intrare al unui convertor matriceal, astfel încât forma de undă a curentului de intrare să fie cât mai apropiată de o formă sinusoidală. Matricea de comutatoare bidirecționale constituie blocul principal din cadrul circuitelor de putere, prin intermediul acesteia realizându-se transferul și conversia energiei dintre sursa de alimentare și sarcina de putere. Deoarece sarcina unui convertor matriceal are în general un caracter dominant inductiv, dacă din anumite cauze (de exemplu apariția accidentală a unui supracurent) se deschid la un moment dat toate comutatoarele, pot apare supratensiuni importante, care pot distruge dispozitivele semiconductoare care formează matricea de comutatoare. Din acest motiv este necesar un circuit de protecție la supratensiune. Prin intermediul circuitului de comandă se implementează algoritmul de comandă al convertorului matriceal (de exemplu variantele SVM și SLM prezentate în capitolele anterioare), în funcție de anumiți parametri funcționali prescriși de către utilizator. În cazul în care convertorul matriceal face parte dintr-un sistem realizat pe diferite nivele ierarhice, atunci parametri funcționali pot fi prescriși de către un sistem ierarhic superior. În funcție de capacitatea de calcul a sistemului de comandă, acesta poate fi utilizat și pentru implementarea în paralel a unor algoritmi de prescriere de nivel ierarhic superior (de exemplu un algoritm de acționare a unui motor asincron, cu orientare după câmp). De exemplu, pentru implementarea

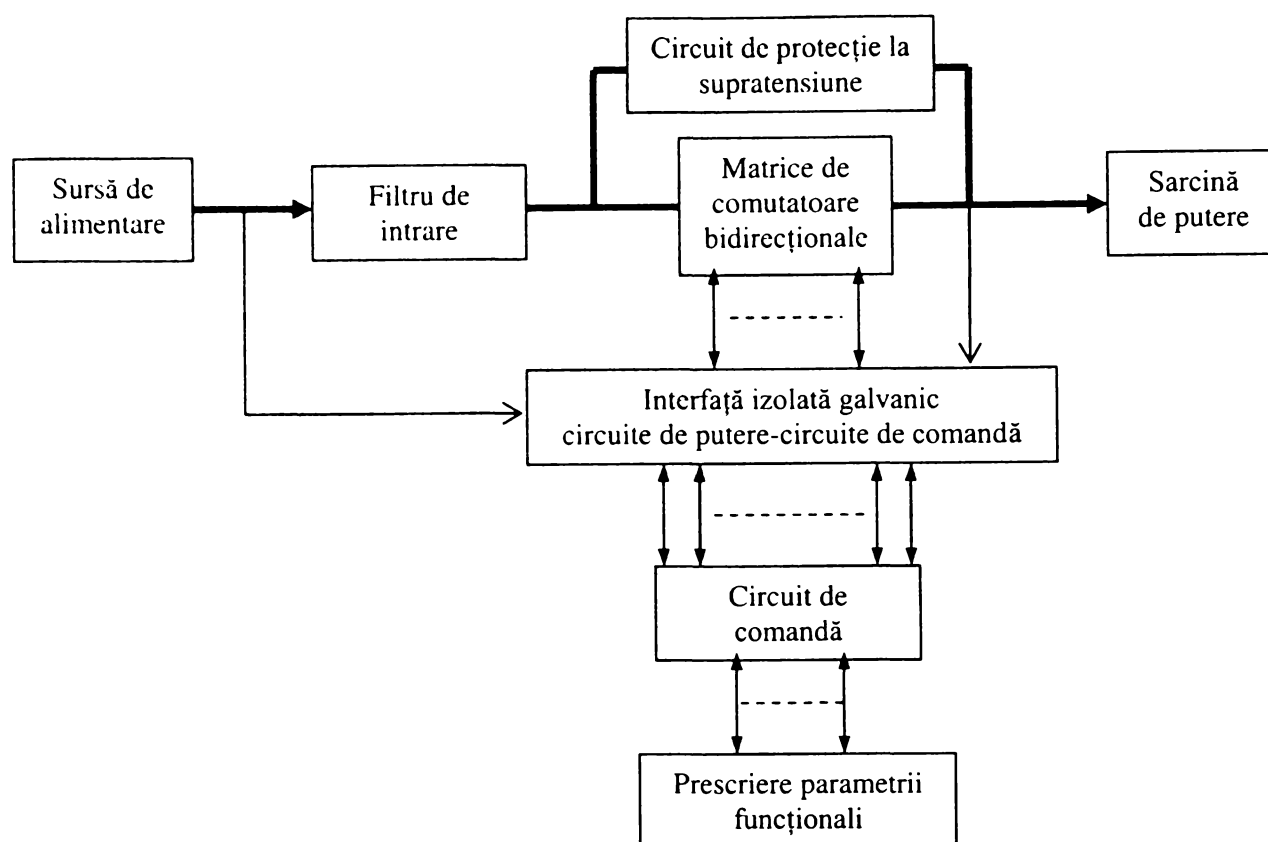


Figura 6.1 Schema bloc simplificată a unui convertor matriceal

tehnichilor de comandă SLM și SVM sunt necesare informații asupra parametrilor tensiunilor furnizate de către sursa de alimentare. De asemenea pentru funcționarea corectă a comutatoarelor de putere sunt necesare informații asupra semnelor sau a valorii curenților de sarcină. Aceste informații sunt utilizate în general și pentru implementarea unor circuite de protecție la supracurent. Blocul de interfață conține și circuitele necesare pentru conversia semnalelor generate de către microprocesor, la nivelul cerut pentru comanda comutatoarelor bidirecționale.

## 6.2 FILTRUL DE INTRARE AL UNUI CONVERTOR MATRICEAL

### 6.2.1 CONDIȚII IMPUSE FILTRULUI DE INTRARE CONFORM STANDARDELOR EUROPENE DE COMPATIBILITATE ELECTROMAGNETICĂ

Conform celor prezentate în capitolele anterioare, convertoarele matriceale alimentate de la rețeaua de curent alternativ generează armonici de curent care sunt transmise în rețeaua de alimentare. Aceste armonici de curent pot distorsiona tensiunea de alimentare afectând și funcționarea altor consumatori. Atenuarea acestor armonici se face în general utilizând filtre de intrare, realizate cu elemente reactive pasive de stocare a energiei. Deoarece pentru comanda convertoarelor matriceale se utilizează în general modulația de tip PWM, spectrul de armonici al curentului de intrare se deplasează spre frecvențe mari în jurul frecvenței de eșantionare  $f_s$  astfel reducându-se considerabil mărimea filtrului de intrare.

Filtrul de intrare trebuie să asigure:

- atenuarea necesară a componentelor armonice ale curentului de intrare;
- un defazaj cât mai redus între tensiunea și curentul de la intrarea filtrului;
- să asigure stabilitatea întregului sistem.

Prima cerință este o consecință a standardelor impuse pentru asigurarea compatibilității electromagnetice. În trecutul apropiat se considera că dacă armonica dominantă este atenuată astfel încât să fie mai mică decât 3% din amplitudinea fundamentalei curentul de intrare se poate considera sinusoidal ( $THD < 5\%$ ) [Pra89]. În ultimii ani însă au fost impuse anumite standarde de compatibilitate electromagnetică, de exemplu standardele europene IEC 1000-3-2 [IEC2], IEC 1000-3-4 [IEC4] sau CISPR11 [CIS11]. În cadrul acestei teze se va prezenta un program de proiectare a filtrului de intrare în conformitate cu aceste standarde.

Standardele IEC 1000-3-2 și IEC 1000-3-4 stabilesc nivelul maxim admis al armonicilor de joasă frecvență. Astfel sunt stabilite limite exacte pentru fiecare armonică a curentului de intrare, începând de la armonica de ordinul 2 până la armonica de ordinul de ordinul 40. Standardul IEC 1000-3-2 stabilește aceste limite pentru echipamente având curentul nominal de intrare mai mic decât 16 A [IEC2]. Aceste limite sunt prezentate în tabelul 6.1.

Tabelul 6.1. Limitele impuse curentului de intrare pentru echipamentele de clasă A, conform standardului IEC 1000-3-2

Ordinul armonicii n	Valoarea maximă permisă a armonicii pentru curentul de intrare [A]
Armonice impare	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 * \frac{15}{n}$
Armonice pare	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 * \frac{8}{n}$

*Cu ajutorul programului de proiectare asistată de calculator, dezvoltat de către autor se poate proiecta filtrul de intrare astfel încât valoare armonicilor de joasă frecvență generate de sistemul convertor-filtru să fie sub limitele impuse de standardul IEC 1000-3-2 pentru echipamentele de clasă A.*

Standardul IEC 1000-3-4 stabilește limitele armonicilor de joasă frecvență pentru echipamente având curentul nominal de intrare mai mare decât 16 A [IEC4]. Aceste limite sunt prezentate în tabelul 6.2.

*Prin intermediul programului propus în această teză, se oferă și posibilitatea proiectării filtrului de intrare astfel încât valoare armonicilor de joasă frecvență generate de sistemul convertor-filtru să fie sub limitele impuse de standardul IEC 1000-3-4 pentru echipamentele în conexiune simplă. Acest fapt înseamnă că echipamentul poate fi conectat în orice punct al rețelei de distribuție, pentru care raportul dintre puterea de scurtcircuit a rețelei de alimentare și puterea aparentă nominală a echipamentului este egal sau mai mare decât 33. Echipamentele pentru care raportul de scurtcircuit este mai mic decât 33 nu îndeplinesc condițiile impuse de standardul IEC 1000-3-4 și nu pot fi utilizate decât cu acordul distribuitorului de energie. Pentru valori mai mari*

Tabelul 6.2 Limitele impuse curentului de intrare pentru conexiunea simplă a echipamentelor electronice conform standardului IEC 1000-3-4

Ordinul armonicii n	Valoarea admisă a armonicii de curent $I_n/I_1$ [%]	Ordinul armonicii n	Valoarea admisă a armonicii de curent $I_n/I_1$ [%]
3	21,6	21	$\leq 0,6$
5	10,7	23	0,9
7	7,2	25	0,8
9	3,8	27	$\leq 0,6$
11	3,1	29	0,7
13	2	31	0,7
15	0,7	$\geq 33$	$\leq 0,6$
17	1,2		
19	1,1		
		armonici pare	$\leq 8/n$ sau $\leq 0,6$

decât 66 ale raportului de scurtcircuit, limitele impuse sunt mai puțin restrictive, astfel că *dacă se realizează proiectarea filtrului de intrare astfel încât să fie îndeplinite condițiile impuse în tabelul 6.2, convertorul va îndeplini standardele impuse în cele mai defavorabile condiții de funcționare.*

Standardul CISPR 11 stabilește limitele pentru tensiunea perturbatoare generată de curentul de intrare al unui echipament electronic în domeniul de frecvențe cuprins între 150 kHz și 30 MHz [CIS11]. Aceste limite se măsoară pentru o rețea de alimentare artificială având o impedanță cu caracter rezistiv-inductiv, prezentată în figura 6.2.

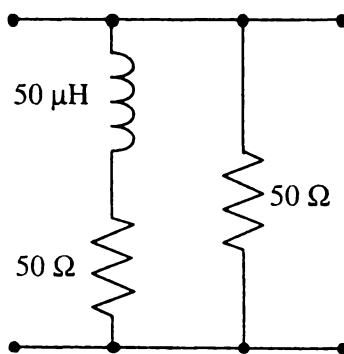


Figura 6.2 Rețea artificială pentru măsurarea tensiunii perturbatoare generată de curentul de intrare al convertorului matriceal conform standardului CISPR 11

Parametrii acestei impedanțe sunt impuși de către standardul CISPR 16-1 [CIS16]. Limitele impuse tensiunii perturbatoare de către standardul internațional CISPR11 sunt prezentate în figura 6.3 cu linie continuă pentru domeniul de frecvențe cuprins între 150 kHz - 30 MHz. Deoarece pentru domeniul de frecvențe 9 kHz - 150 kHz, nu sunt stabilite în prezent limite precise, totuși o posibilă limitare care ar putea fi impusă în viitorul apropiat este prezentată în figura 6.3 cu linie întreruptă [Whe97].

*Prin intermediul programului de proiectare asistată de calculator a filtrului de intrare propus de către autor, se poate proiecta filtrul de intrare astfel încât tensiunea perturbatoare de vârf generată de sistemul convertor-filtru să fie sub limitele impuse de standardul CISPR11, pentru valoarea de quasi-vârf a tensiunii perturbatoare. În acest mod se asigură încadrarea sistemului filtru-convertor în limitele impuse de acest standard în condițiile de funcționare cele mai defavorabile.*

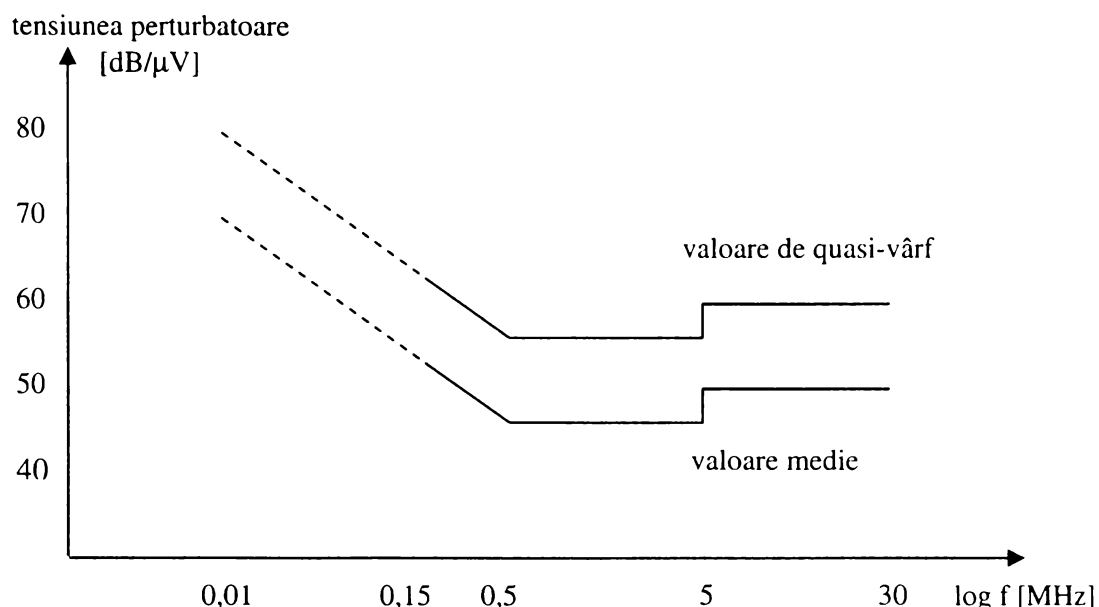


Figura 6.3 Tensiunea perturbatoare maxim admisă în rețeaua de alimentare conform standardului CISPR 11

## 6.2.2 POSIBILITĂȚI DE IMPLEMENTARE A FILTRULUI DE INTRARE

În general pentru filtrarea armonicilor de joasă frecvență se pot utiliza filtre LC trece jos. În figura 6.4 se prezintă conectarea unui astfel de filtru pentru un convertor matriceal trifazat. Conectarea condensatoarelor se poate face și direct între două linii de intrare, însă în acest caz sunt necesare condensatoare având tensiunea nominală mai mare, deci și un preț mai ridicat.

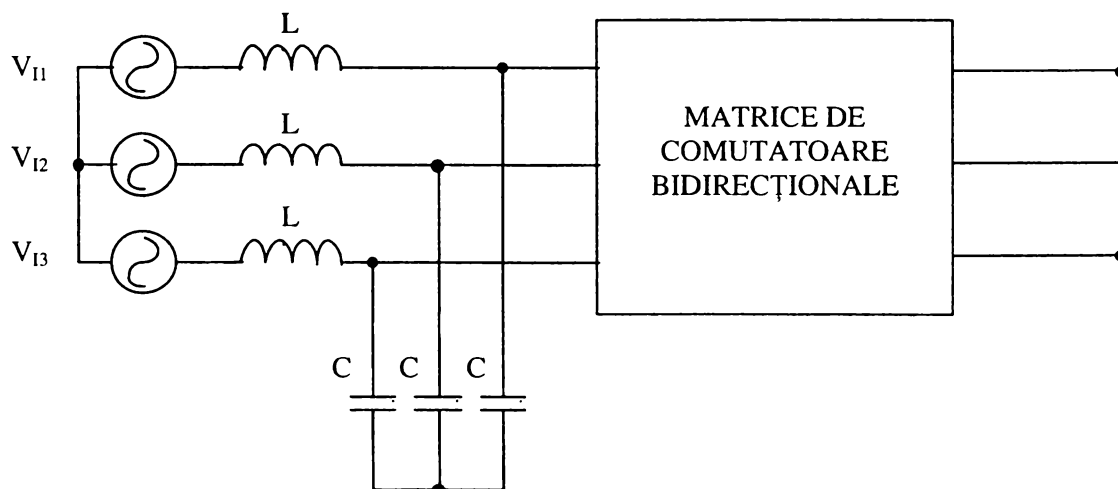


Figura 6.4 Filtrul de intrare al unui convertor matriceal

În figura 6.5 se prezintă spectrul de frecvențe tipic pentru curentul de intrare nefiltrat, caracteristic unui convertor matriceal ideal. Se observă că armonica dominantă este determinată de frecvența de eșantionare  $f_s$ , celelalte armonici semnificative fiind concentrate în jurul acesteia. De asemenea se observă că există și o bandă de frecvențe în care armonicile generate sunt nesemnificative. Totuși în practică pot să apară anumite armonici reziduale în această bandă de frecvențe, motiv pentru care a fost denumită "bandă reziduală" în figura 6.5.

Cauzele care pot determina apariția acestor armonici reziduale sunt:

- erorile de sincronizare care apar în cazul modulației PWM datorită rezoluției finite a timerelor utilizate;

- erorile de calcul pentru factorul de umplere al semnalelor de comandă dependente de tipul microprocesorului utilizat pentru implementarea algoritmului de comandă;
- timpii de comutație diferiți de zero, caracteristici dispozitivelor semiconductoare utilizate pentru implementarea comutatoarelor bidirecționale de putere.

Filtrul de intrare trebuie să asigure atenuarea corespunzătoare a armonicilor dominante și a armonicilor semnificative concentrate în jurul frecvenței  $f_s$ .

În funcție de algoritmul de comandă utilizat și de frecvența de eșantionare  $f_s$ , este posibil ca

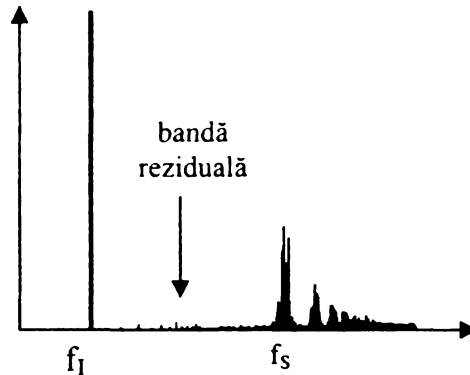


Figura 6.5 Spectrul de frecvențe pentru curentul de intrare al unui convertor matriceal

pentru asigurarea atenuării necesare, valoarea componentelor unui filtru LC de ordinul 2 să devină semnificativă, ceea ce anulează principalul avantaj al convertoarelor matriceale ideale, care este neutilizarea componentelor pasive de putere. În aceste cazuri atenuarea corespunzătoare a armonicilor curentului de intrare se poate asigura prin utilizarea unui număr mai mare de celule LC, sau a unor filtre acordate pe armonica dominantă. În figura 6.6. se prezintă câteva posibilități de implementare a filtrului de intrare, pentru o singură fază de intrare a convertorului matriceal.

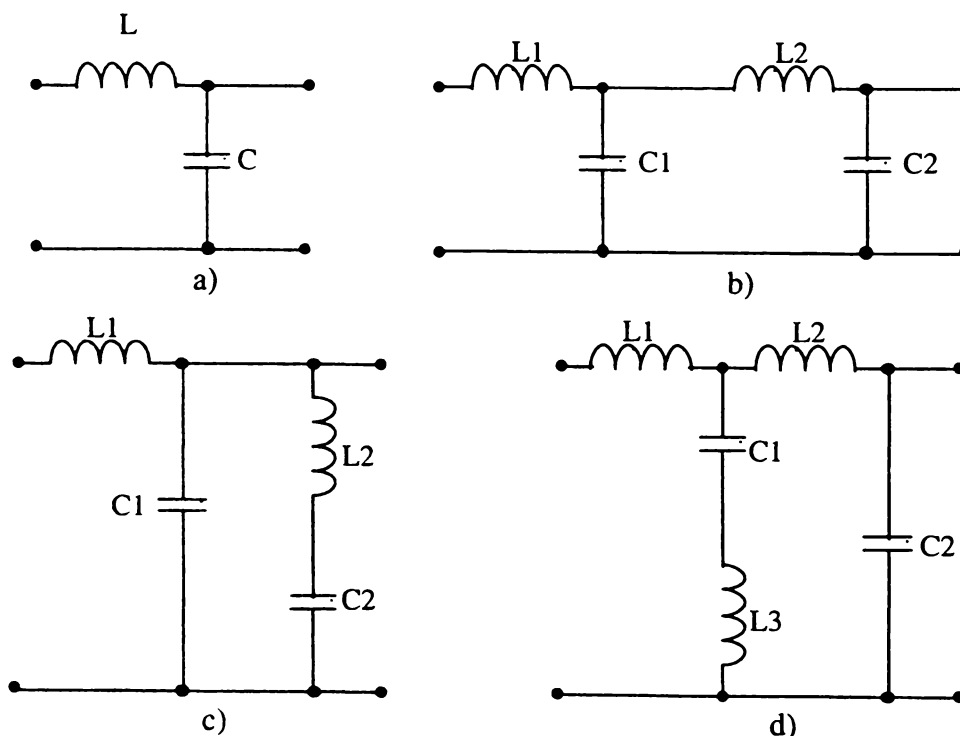


Figura 6.6. Posibilități de implementare a filtrului de intrare  
a) filtru LC de ordinul 2 b) filtru LC de ordinul 4  
c) filtru LC acordat de ordinul 2 d) filtru LC acordat de ordinul 4

Configurația cea mai simplă o reprezintă filtrul LC de ordinul 2 din figura 6.6a. În condițiile în care atenuarea armonicilor dominante este insuficientă se poate utiliza un filtru LC de ordinul 4, format din două celule LC, ca și în figura 6.6b. De exemplu pentru o frecvență de eșantionare  $f_s=20\text{kHz}$ , se consideră ca filtru de referință un filtru LC de ordinul 2, pentru care atenuarea la 20kHz este 35dB, prețul acestuia fiind considerat 1 unitate de referință [Whe97]. În acest caz un filtru LC de ordinul 2, care să asigure o atenuare de 60dB la 20kHz are un preț de 3,75 unități de referință, iar un filtru LC de ordinul 4 care să asigure aceeași atenuare la 20kHz, are un preț de 1,35 unități de referință [Whe97]. În figurile 6.6c și 6.6d sunt prezentate două variante de filtre LC acordate pe armonica dominantă, ce pot asigura o atenuare importantă a unei benzi restrânse de frecvențe, utilizând componente pasive de valoare redusă. De exemplu, prețul filtrului din figura 6.6c care să asigure o atenuare de 60dB la 20kHz este, 1,07 unități de referință [Whe97]. Acest preț scăzut este însă doar un preț aparent, deoarece pentru a se evita dezacordarea filtrului, sunt necesare componente cu toleranțe de fabricație foarte strânse și cu o foarte bună stabilitate la acțiunea factorilor externi (temperatură, umiditate), astfel că prețul real al acestui tip de filtru este mult mai mare. În concluzie, filtrele acordate pe o anumită frecvență nu sunt o soluție viabilă din punct de vedere economic.

Pentru a se asigura atenuarea corespunzătoare a armonicilor dominante, frecvența de rezonanță a filtrului LC este situată în banda de frecvențe reziduală [Zar94]. Pentru a evita amplificarea armonicilor reziduale din spectrul curentului de intrare, este necesară amortizarea corespunzătoare a filtrului LC. În anii precedenți, în care standardele de compatibilitate electromagnetică nu erau obligatorii, se considera că dacă amplitudinea armonicilor reziduale este mai mică decât 1% din valoarea fundamentalei se admite o amplificare maximă de 15dB a filtrului de intrare în banda reziduală [Zar94]. Gradul de amortizare al filtrului de intrare nu are o influență semnificativă asupra armonicilor de înaltă frecvență din spectrul curentului de intrare, deci limitele impuse de standardul internațional CISPR 11 nu intervin în proiectarea circuitului de amortizare. Totuși armonicile de joasă frecvență ale curentului de intrare sunt puternic influențate de gradul de amortizare al filtrului de intrare, astfel că limitele impuse de standardele europene IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4 trebuie luate în considerare pentru proiectarea corespunzătoare a circuitului de amortizare. Astfel că pentru ca armonicile de joasă frecvență ale curentului de intrare să nu depășească limitele admise de standardele europene IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4, se consideră că amplificarea maximă a filtrului de intrare trebuie să fie mai mică decât 3dB [Vla96]. Proiectarea corectă a circuitului de amortizare este importantă și pentru asigurarea unei impedanțe de ieșire scăzută a filtrului de intrare în tot spectrul de frecvențe al curentului de intrare, condiție necesară pentru asigurarea stabilității întregului sistem filtru de intrare-convertor de putere.

În figura 6.7 se prezintă câteva posibilități de amortizare pasivă a unui filtru LC de ordinul 2, pentru o singură fază de intrare, pentru celelalte faze circuitele fiind identice. Varianta din figura 6.7a cu rezistență în serie cu capacitatea de filtrare se utilizează în general pentru convertoarele DC-DC. Această variantă de amortizare a filtrului de intrare pentru a fi eficientă necesită supradimensionarea componentelor filtrului de intrare. De exemplu pentru o amplificare maximă de 5dB în banda reziduală, este necesară dublarea valorii componentelor reactive ale filtrului de intrare, pentru a se asigura aceeași atenuare a armonicilor dominante. Metoda de amortizare prezentată în figura 6.7b utilizează un rezistor în paralel cu inductorul de filtrare. Această metodă de amortizare este utilizată pe scară destul de largă în circuitele de putere de curent alternativ de putere, deoarece pe rezistorul de amortizare nu se disipă o putere foarte mare. Circuitul din figura 6.7b, a fost utilizat și pentru convertoare matriceale [Nef92]. Principalul dezavantaj al acestui circuit este că prin intermediul rezistenței de amortizare se furnizează o cale de curent de impedanță relativ scăzută, pentru componentele de înaltă frecvență din spectrul de armonici al curentului de intrare ceea ce deteriorează caracteristica de atenuare a filtrului în domeniul frecvențelor înalte. Din această cauză pentru a se obține o caracteristică de atenuare corespunzătoare și în domeniul armonicilor de ordin superior, este necesară supradimensionarea componentelor reactive ale

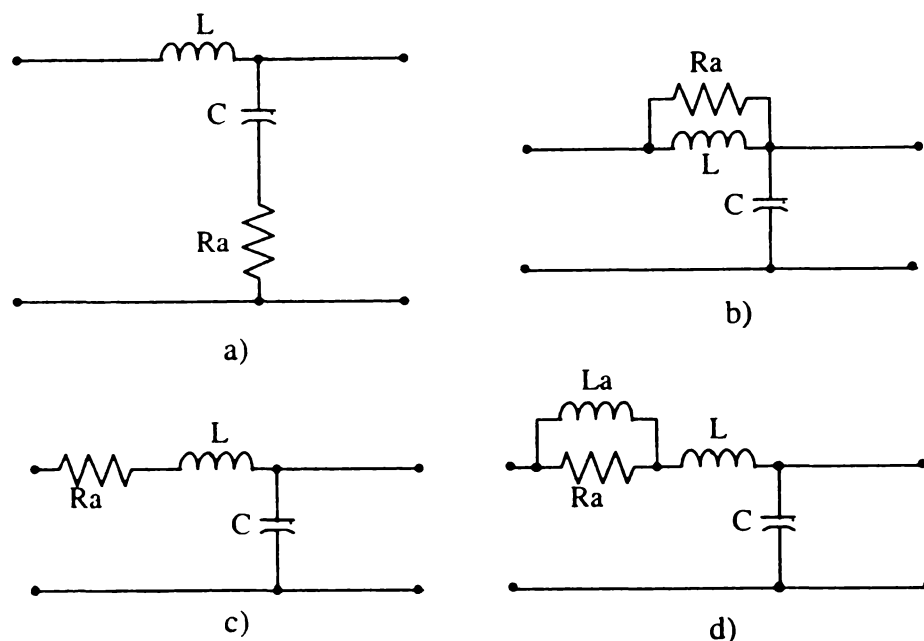


Figura 6.7 Posibilități de amortizare pasivă a filtrelor LC

- a) rezistor în serie cu condensatorul de filtrare b) rezistor în paralel cu inductorul de filtrare c) rezistor în serie cu inductorul de filtrare d) circuit rezistiv inductiv în serie cu inductorul de filtrare

filtrului de intrare cu un procent de 50-100 % în funcție de gradul de amortizare necesar. Varianta prezentată în figura 6.7c, cu rezistor de amortizare în serie cu inductanța de filtrare, este folosită pe scară largă în circuitele de mică putere de curent alternativ și nu are nici o influență negativă asupra caracteristicii de atenuare a filtrului de intrare ca și în cazul variantelor prezentate anterior. Această variantă are totuși dezavantajul că nu poate fi utilizată în circuitele de putere mare din cauza puterii disipate foarte mari pe rezistorul de amortizare. Dezavantajul poate fi eliminat prin varianta prezentată în figura 6.7d. În acest mod se rezolvă problema disipației de putere pe rezistorul serie prin utilizarea unui inductor  $L_a$  în paralel cu rezistorul de amortizare serie  $R_a$ . Astfel prin intermediul inductorului  $L_a$  se furnizează o cale de curent suplimentară pentru componenta fundamentală a curentului de intrare, fără a se afecta atenuarea armonicelor de ordin superior. Dezavantajul acestei metode este că frecvența de tăiere a circuitului de amortizare  $R_a$ - $L_a$  trebuie să fie mult mai redusă decât cea mai mică frecvență corespunzătoare unui pol al funcției de transfer caracteristice filtrului de intrare, ceea ce implică necesitatea unei inductanțe  $L_a$  de valoare mare [Vla96].

Problemele generate de circuitele de amortizare pasivă pot fi evitate utilizând un circuit de amortizare activă a filtrului de intrare [Vla96]. Acest circuit prezentat în figura 6.8 va înlocui grupul paralel  $L_a$ - $R_a$  din circuitul prezentat în figura 6.7d. Cele două transformatoare au o câte o spiră în primar și  $n$  spire în secundar. Transformatorul  $Tr_1$  este folosit pentru a măsura curentul de intrare. Componentele de joasă frecvență din secundarul transformatorului  $Tr_1$  circulă spre masă prin intermediul inductorului  $L_d$ , iar componentele de înaltă frecvență circulă prin condensatorul  $C_d$ , astfel că la ieșirea amplificatorului operațional se va obține o tensiune  $V_d$  proporțională cu componentele armonice ale curentului din partea de putere a circuitului. Caracteristica de frecvență a impedanței acestui circuit este prezentată în figura 6.9. Se observă că pentru frecvențe în jurul valorii de 50Hz, impedanța  $Z_a$  are valori mici, nesemnificative astfel că practic componenta fundamentală a curentului de intrare nu este influențată de circuitul de amortizare activă. Pentru frecvențe înalte impedanța  $Z_a$  are un caracter predominant rezistiv. În figura 6.9 s-a notat cu  $f_{jp}$  frecvența cea mai mică ce corespunde unui pol al funcției de transfer a filtrului de intrare. În concluzie utilizând acest circuit de amortizare activă se evită supradimensionarea filtrului de intrare, asigurându-se în același timp și o amortizare corespunzătoare a frecvenței de rezonanță a acestuia.



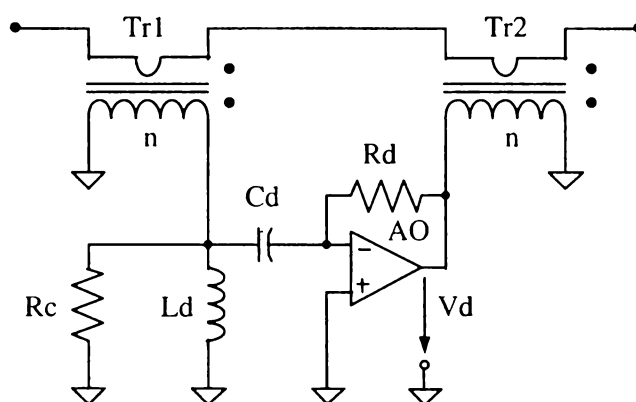
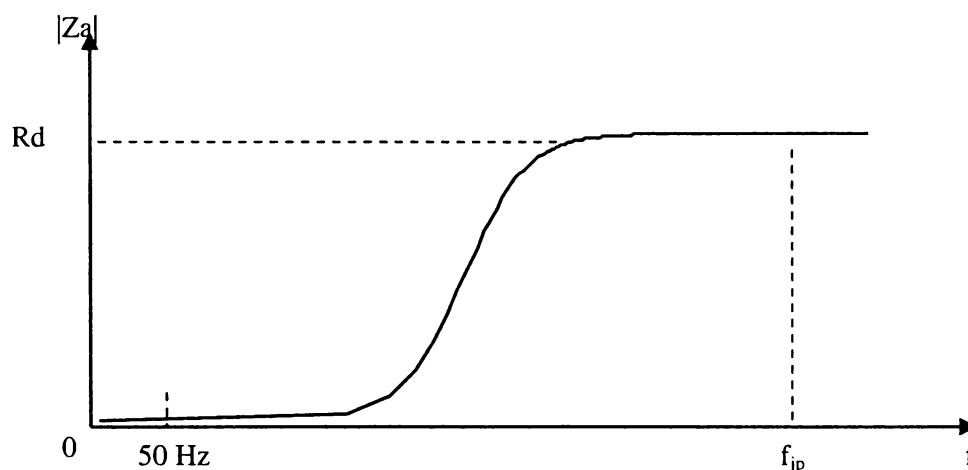


Figura 6.8 Amortizarea activă a filtrului de intrare

Figura 6.9 Caracteristica de frecvență a impedanței  $Z_a$ 

Puterea procesată de circuitul de amortizare activă este mai mică decât 0,1% din puterea nominală a convertorului, astfel că circuitul poate fi implementat prin utilizarea unor amplificatoare operaționale de putere [Vla96].

Circuitul din figura 6.8 reprezintă soluția optimă de amortizare pentru filtrul de intrare al convertoarelor matriceale, deoarece doar pentru această schemă de amortizare activă puterea disipată este nesemnificativă și nu sunt necesare componente pasive suplimentare de volum mare, față de variantele de amortizare pasivă. Dezavantajul acestui circuit este că nu limitează supratensiunile care pot să apară în cazul unui circuit serie LC, la aplicarea unui semnal treaptă, caz care poate să apară la punerea sub tensiune a convertorului. În acest caz se poate conecta la pornire un rezistor în serie cu filtrul LC, pentru fiecare fază de intrare, rezistor care apoi în timpul funcționării se deconectează prin intermediul unui releu [Klu00T].

### 6.2.3 PROIECTAREA ASISTATĂ DE CALCULATOR A FILTRULUI DE INTRARE

În cadrul acestui subcapitol se va prezenta un program de proiectare rapidă, asistată de calculator a filtrului de intrare de ordinul 2 sau 4 și a circuitului de amortizare activă pentru un convertor matriceal. Programul a fost conceput în mediul de programare MATLAB și reprezintă o realizare proprie a autorului.

Pentru proiectarea filtrului de intrare prin intermediul acestui program, este necesară doar cunoașterea formei de undă a curentului de intrare care trebuie filtrat, pentru cel puțin o perioadă a acestuia. Programul oferă utilizatorului posibilitatea achiziționării dintr-un fișier a formei de undă pentru curentul de intrare al convertorului. Forma de undă poate fi rezultatul unei simulări pe

calculator a funcționării convertorului sau poate fi achiziționată în cadrul unui experiment cu ajutorul unui osciloscop digital.

Prezentarea acestui program se va face prin intermediul unui exemplu concret de proiectare a filtrului de intrare. Curentul care trebuie filtrat a fost generat prin simulare pe calculator, detalii despre această simulare fiind prezentate în capitolul al 7-lea. Interfețele grafice dintre program și utilizator, corespunzătoare acestui exemplu sunt prezentate în anexa 3.

Parametrii convertorului matriceal sunt:

- puterea nominală  $P_n=10\text{kW}$ ;
- algoritmul de comandă SVM1 (vezi paragraful 4.2.1);
- frecvența de eșantionare  $f_s=20\text{kHz}$ .
- factorul de putere la intrare minim admis  $PF_{\min}=0.9$  pentru puterea de lucru  $P_k=0,1P_n$ .

Pentru o proiectare corectă a filtrului de intrare este necesară achiziționarea sau simularea curentului de intrare în condițiile în care convertorul funcționează la puterea nominală, deoarece limitele impuse de standardele IEC 1000-3-2 sau IEC 100-3-4 sunt date pentru echipamente electronice care funcționează la puterea nominală [Jov97].

În urma simulării funcționării convertorului matriceal (vezi capitolul al 7-lea), s-a generat forma de undă a curentului de intrare nefiltrat pentru convertorul matriceal funcționând la puterea nominală. Această formă de undă poate fi analizată prin intermediul programului de proiectare asistată de calculator a filtrului de intrare. Interfața grafică ce corespunde acestei situații este prezentată în figura A3.1. Puterea nominală  $P_n[\text{kW}]$  a convertorului este afișată de către program considerându-se că sursa de alimentare furnizează tensiuni de fază de 220V.

În continuare prin apăsarea butonului **spec** se poate vizualiza spectrul de frecvențe al curentului de intrare care trebuie filtrat, afișându-se și factorul total de distorsiuni armonice (THD) ca și în figura A3.2. Domeniul de frecvențe care poate fi vizualizat depinde de numărul de puncte utilizat pentru reprezentarea temporală a unei perioade  $T_1$  pentru forma de undă a curentului de intrare. Dacă acest număr de puncte este  $N_p$ , atunci ordinul armonicii superioare care poate fi reprezentată este:

$$h_k = N_p/2 + 1 \quad (6.1)$$

Semnalul din figura A3.1 fiind reprezentat prin 16384 de puncte pentru o perioadă, armonica superioară vizualizată va fi de ordinul 8193. Pasul cu care pot fi reprezentate armonicile este dependent de numărul de perioade simulate sau achiziționate pentru forma de undă temporală. Notând acest pas cu  $f_p$ , acesta va fi dat de relația:

$$f_p = f_i / N_T \quad (6.2)$$

unde  $f_i$  reprezintă frecvența de intrare a convertorului matriceal (50Hz), iar  $N_T$  este numărul de perioade reprezentat. Dacă forma de undă temporală a curentului de intrare nu reprezintă un număr întreg de perioade, atunci programul va detecta prin trunchiere numărul întreg de perioade care va fi utilizat pentru prelucrarea în domeniul frecvență. Din reprezentarea grafică a spectrului de frecvențe se poate determina valoarea efectivă a curentului pentru fiecare armonică sau valoarea procentuală a armonicilor, raportată la valoarea efectivă a componentei fundamentale, prin selectarea butoanelor **ef** și **%** respectiv. Spectrul de frecvențe poate fi vizualizat în coordonate logaritmice prin selectarea butonului **log** sau în coordonate liniare prin selectarea butonului **lin**. De asemenea se poate selecta ordinul armonicilor vizualizate. În acest fel se poate vizualiza un detaliu din cadrul spectrului de frecvențe, ca și în figura A3.3. Selectând un detaliu în jurul armonicii dominante, a cărei frecvență aproximativă este detectată și afișată de către program (**fd[kHz]**), se poate determina ușor valoarea

efectivă sau procentuală a acesteia. Frecvența și valoarea procentuală a armonicii dominante sunt necesare pentru calcularea valorii necesare a atenuării filtrului,  $A[\text{dB}]$  pentru această frecvență. Pentru această determinare există posibilitatea utilizării unui cursor pentru afișarea coordonatelor unui anumit număr de puncte selectat de către utilizator, ca și în figura A3.3. Coordonata "x" reprezintă frecvența armonicii respective exprimată în kHz, iar coordonata "y" reprezintă valoarea efectivă sau procentuală în raport cu fundamentală, a acesteia.

Din figura A3.3 se observă că armonica dominantă plasată în apropierea frecvenței de 20kHz are valoarea procentuală de aproximativ 40% comparativ cu fundamentală curentului de intrare. Pentru a obține un curent sinusoidal armonica dominantă trebuie să fie mai mică decât 3% comparativ cu fundamentală. În acest caz va fi necesară o atenuare a filtrului de intrare  $A=22.5\text{dB}$  la  $f_d=20\text{kHz}$ . Pentru proiectarea filtrului se va alege o margine de siguranță, astfel încât  $A=25\text{dB}$ . În aceste condiții se obține factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare filtrat  $\text{THD}_{\text{ILC}2}=3,8\%$  și  $\text{THD}_{\text{ILC}4}=3,7\%$  pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv.

Este necesară și analizarea armonicilor de ordin inferior, pentru a se determina valoarea maximă a amplificării filtrului  $a[\text{dB}]$ , în banda reziduală. Valoarea amplificării introdusă de către utilizator va determina parametrii circuitului de amortizare activă.

Analizând armonicile din banda reziduală, prezentate în figura A3.4, se observă că valoarea maximă a acestora este mai mică decât 0,6% din valoarea fundamentalei. Din acest motiv se poate admite teoretic o amplificare maximă a acestora de 14dB, astfel încât armonicile din banda reziduală să nu depășească valoarea procentuală de 3%. Introducând valoarea amplificării în banda reziduală  $a=14\text{dB}$ , se va obține factorul total de distorsiuni armonice ale curentului de intrare filtrat  $\text{THD}_{\text{ILC}2}=4,88\%$  și  $\text{THD}_{\text{ILC}4}=5,78\%$  pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv. Pentru a obține un curent sinusoidal și pentru filtrul de ordinul 4, este necesară micșorarea amplificării în banda reziduală până când  $\text{THD}_{\text{ILC}4} \leq 5\%$ . Astfel se va obține  $\text{THD}_{\text{ILC}4}=4,93\%$  pentru  $a=10\text{dB}$ .

Alte date inițiale de proiectare în funcție de puterea nominală a convertorului  $P_n[\text{kW}]$ , sunt factorul de putere minim admis  $\text{PF}_{\text{min}}$ , pentru o putere de lucru  $P_o=k_p \cdot P_n$ , în cadrul programului se introducându-se de către utilizator valoarea factorului  $k_p$  în procente  $k_p[\%]$ . În continuare se prezintă pe scurt necesitatea introducerii acestor parametri. În figura 6.14 sunt prezentate schema echivalentă și diagrama fazorială corespunzătoare unei faze pentru sistemul filtru de intrare-converter matriceal, în condițiile în care convertorul este comandat astfel încât defazajul dintre tensiunea de intrare și curentul de intrare să fie nul. Din această figură se observă că filtrul de

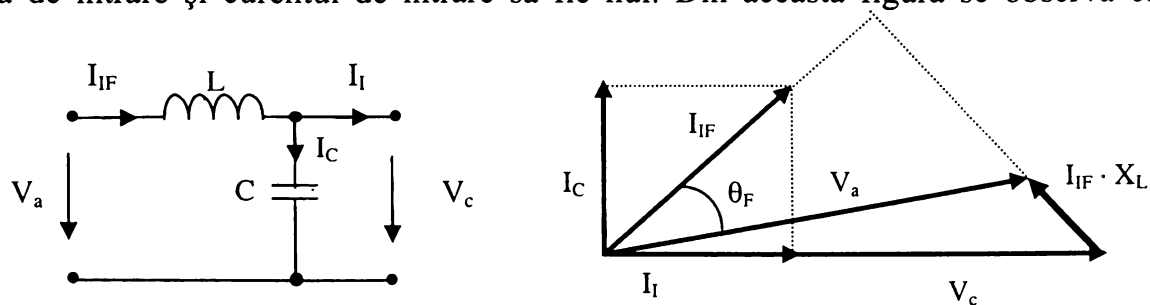


Figura 6.14 Schema echivalentă și diagrama fazorială corespunzătoare unei faze pentru sistemul filtru de intrare-converter de putere

intrare introduce un defazaj  $\theta_F$  între tensiunea de alimentare  $V_a$  și curentul filtrat  $I_{IF}$  generat de sistemul filtru LC- convertor matriceal. Conform notațiilor folosite în diagrama fazorială din figura 6.14, defazajul  $\theta_F$  se poate calcula cu relația:

$$\theta_F = \arctg\left(\frac{2\pi f C \cdot V_c}{I_{IF}}\right) - \arctg\left(\frac{2\pi f L \cdot I_{IF}}{V_c(1 - 4\pi^2 f \cdot LC)}\right) \quad (6.3)$$

Deoarece pierderea de tensiune pe filtru trebuie să fie nesemnificativă, valoarea inductanței este în general aleasă astfel încât  $2\pi fL \cdot I_{IF} \ll V_a$ . În aceste condiții al doilea termen din relația (6.3) poate fi neglijat și defazajul  $\theta_F$  este direct proporțional cu valoarea totală a capacității filtrului și invers proporțional cu valoarea puterii de lucru a convertorului. Pentru cazul în care convertorul lucrează la puterea nominală, curentul  $I_C$  prin capacitatea  $C$  este neglijabil față de curentul  $I_{IF}$  astfel că defazajul  $\theta_F$  introdus de filtrul de intrare este nesemnificativ. Pentru puteri de lucru reduse însă, de exemplu 10% din puterea nominală este posibil ca ordinea de mărime al curenților  $I_C$  și  $I_{IF}$  să fie apropiate, astfel că defazajul  $\theta_F$  crește odată cu scăderea puterii de lucru a convertorului. Creșterea acestui defazaj conduce la scăderea factorului de putere la intrarea sistemului filtru-convertor. Din acest motiv valoarea capacității  $C$  este limitată superior în funcție de factorul de putere minim admis  $PF_{min}$  pentru o anumită putere de lucru ce reprezintă un procentaj  $kp$  din puterea nominală a convertorului [Cas97]. Această limitare superioară a capacității implică creșterea valorii inductanței  $L$  pentru a se asigura atenuarea cerută. O creștere importantă a valorii inductanței  $L$  nu este însă admisă din cauza creșterii căderii de tensiune pe aceasta ( $I_{IF} \cdot X_L$ ), cădere de tensiune care trebuie să fie nesemnificativă în raport cu tensiunea de alimentare  $V_a$ .

În continuare se prezintă pe scurt algoritmul de calcul implementat în cadrul acestui program, pentru proiectarea asistată de calculator a parametrilor celor două filtre. Pentru filtrul de ordinul 4 se consideră inițial că valorile capacităților și inductanțelor sunt egale ( $C_1=C_2$  și  $L_1=L_2$  pentru filtrul din figura 6.6b).

Primul pas constă în limitarea valorii maxim admise pentru capacitatea  $C$ , astfel încât:

$$\cos(\theta_F) > PF_{min} \text{ pentru } P_o > kp \cdot P_n \quad (6.4)$$

Considerând că tensiunea de alimentare de fază este 220V, cu frecvența de 50 Hz, valoarea maximă a capacității conform expresiilor (6.3) și (6.4) poate fi calculată cu relația:

$$C_{max} = \frac{kp \cdot P_n}{45,6} \cdot tg(\arccos(PF_{min})) \quad [\mu F] \quad (6.5)$$

Pentru filtrul de ordinul 4 această valoare reprezintă suma celor două capacități ( $C_{1max}=C_{max}/2$ ).

În continuare se determină valoarea inductanței  $L$  (sau  $L_1=L_2$  pentru filtrul de ordinul 4), astfel încât să se asigure atenuarea  $A[dB]$ , pentru frecvența  $f[kHz]$ . În figura 6.15 sunt prezentate schemele echivalente pentru armonicile și fundamentala curentului de intrare, utilizate în proiectarea filtrului de intrare.

Conform schemelor din figurile 6.15a și 6.15 c se pot determina valorile armonicilor de ordinul  $k$  pentru curentul de intrare filtrat  $I_{IFhk}$ , în funcție de armonicile de ordinul  $k$  ale curentului de intrare nefiltrat  $I_{Ihk}$  și de impedanțele caracteristice pentru frecvența  $f_{hk}$  ale filtrului de intrare de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv.

$$I_{IFhk} = \frac{I_{Ihk}}{1 + \frac{Z1}{Z2}} \quad (6.6)$$

pentru filtrul de ordinul 2 și

$$I_{IFhk} = \frac{I_{Ihk}}{\left(1 + \frac{Z1}{Z2}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z3}{Z4}\right) + \frac{Z1}{Z4}} \quad (6.7)$$

pentru filtrul de ordinul 4.

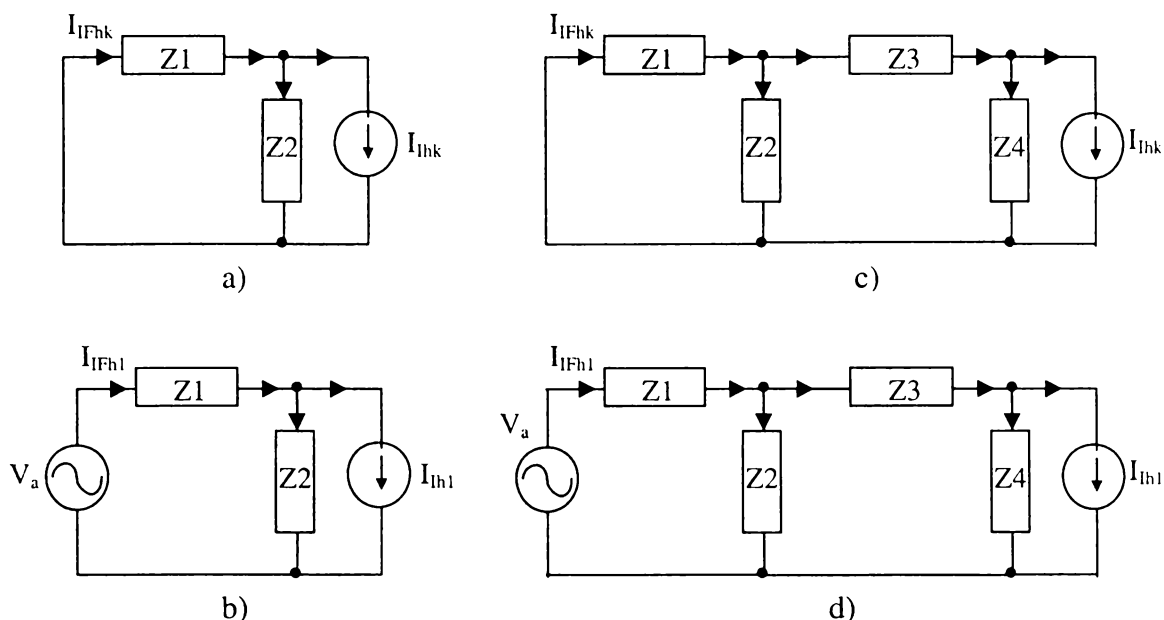


Figura 6.15 Schemele echivalente utilizate pentru proiectarea filtrului de intrare de ordinul 2 a), b) și de ordinul 4 c), d)  
a) și c) schemele echivalente pentru armonica de ordinul  $k$  ( $k > 1$ ) a curentului de intrare  
b) și d) schemele echivalente pentru frecvența fundamentală a curentului de intrare

Pentru determinarea inductanțelor necesare se consideră că filtrul de intrare nu este amortizat. Astfel pentru filtrele din figurile 6.6a și 6.6b, relațiile (6.6) și (6.7) sunt echivalente cu expresiile (6.8) și (6.9) respectiv:

$$I_{IFhk} = \frac{I_{lhk}}{1 - 4\pi^2 f^2 \cdot LC} \quad (6.8)$$

$$I_{IFhk} = \frac{I_{lhk}}{1 - 12\pi^2 f^2 \cdot L1 \cdot C1 + 16\pi^4 f^4 \cdot L1^2 \cdot C1^2} \quad (6.9)$$

Cunoscând atenuarea dorită  $A$  pentru armonica dominantă  $fd$ , al cărei ordin este detectat de către program, din relațiile (6.8) și (6.9) se pot determina valorile minime ale inductivităților necesare pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, conform relațiilor (6.10) și (6.12) respectiv.

$$L_{\min} = \frac{A + 1}{C_{\max} \cdot 4\pi^2 \cdot fd} \quad (6.10)$$

Pentru filtrul de ordinul 4 este necesară rezolvarea ecuației:

$$x^4 - 3x^2 + 1 - A = 0 \quad (6.11)$$

unde  $x^2 = 4\pi^2 \cdot fd^2 \cdot L1 \cdot C1$ .

Dacă se notează cu  $x_p$  soluția pozitivă a ecuației (6.11), atunci valoarea minimă a inductanței  $L1$  este ( $L1=L2$  și  $C1=C2$ ):

$$Ll_{\min} = \frac{x_p}{C1_{\max} \cdot 4\pi^2 \cdot fd} \quad (6.12)$$

Următoarea etapă constă în determinarea rezistenței necesare pentru amortizarea filtrului de intrare. Astfel pentru amortizarea serie din figurile 6.7c sau 6.7d, relațiile (6.6) și (6.7) sunt echivalente cu expresiile (6.10) și (6.11) pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv:

$$I_{IFhk} = \frac{I_{Ihk}}{|1 - 4\pi^2 f^2 \cdot LC + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C \cdot Ra|} \quad (6.10)$$

$$I_{IFhk} = \frac{I_{Ihk}}{|1 - 12\pi^2 f^2 \cdot L1 \cdot C1 + 16\pi^4 f^4 \cdot L1^2 \cdot C1^2 + j \cdot 2\pi \cdot f \cdot C \cdot Ra \cdot (2 - 4\pi^2 f^2 \cdot LC)|} \quad (6.11)$$

Cunoscând amplificarea maximă  $a[\text{dB}]$  permisă în banda reziduală, din relațiile (6.10) și (6.11) se pot determina valorile minime ale rezistențelor de amortizare serie, necesare pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4 respectiv. Pentru filtrul de ordinul 2 există o singură frecvență de rezonanță  $fr = 1/(2\pi\sqrt{L \cdot C})$ . Pentru filtrul de ordinul 4 există două frecvențe de rezonanță  $fr_1 = 0,618/(2\pi\sqrt{L1 \cdot C1})$  și  $fr_2 = 1,618/(2\pi\sqrt{L1 \cdot C1})$ . Funcțiile de transfer ale celor două filtre de intrare trebuie amortizate în jurul acestor frecvențe de rezonanță. Deși aceste frecvențe de rezonanță sunt plasate în banda reziduală, dacă există anumite armonici ale curentului de intrare nefiltrat a căror frecvență este situată în apropierea acestora, există riscul unor amplificări importante pentru aceste armonici dacă nu se realizează și o amortizare corespunzătoare. Dacă în relațiile (6.10) și (6.11) se impune ca pentru frecvențele de rezonanță amplificarea filtrului să fie  $a[\text{dB}]$ , atunci rezultă pentru rezistența de amortizare valoarea:

$$Ra = \frac{1}{a} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{sau} \quad Ra = \frac{1}{a} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} \quad (6.12)$$

Calculând valoarea rezistenței de amortizare serie  $Ra$  cu relațiile (6.12), pentru frecvențele de rezonanță se obține într-adevăr amplificarea impusă filtrului, dar aceasta nu va fi valoarea maximă, a amplificării filtrului în banda reziduală. De exemplu, considerând un filtru de ordinul 2 pentru care  $C=16\mu\text{F}$  și  $L=0.38\text{mH}$  frecvența de rezonanță este  $fr=2041\text{Hz}$ . Dacă se impune o amplificare maximă  $a=1,5\text{dB}$ , aplicând relația (6.12) pentru filtrul de ordinul 2, rezultă  $Ra=4,1\Omega$ . Pentru această valoare a rezistenței de amortizare, la frecvența de rezonanță amplificarea filtrului va fi  $a=1,5\text{dB}$ , însă la frecvența de  $1653\text{Hz}$  aceasta va fi  $a=2,35\text{dB}$ , valoare mai mare decât cea impusă inițial. Dacă  $Ra=4,67\Omega$  atunci amplificarea maximă a filtrului va fi  $a=1,5\text{dB}$  la frecvența de  $1653\text{Hz}$ . Din acest exemplu se desprinde concluzia că pentru rezistența de amortizare calculată cu relația (6.12) trebuie înmulțită cu un factor de corecție supraunitar, conform relațiilor (6.13).

$$Ra = \frac{ka_2}{a} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{sau} \quad Ra = \frac{ka_4}{a} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} \quad (6.13)$$

Programul de proiectare asistată de calculator va genera acești coeficienți de corecție  $ka$ , în funcție de valoarea amplificării maxim admise pentru filtrul de intrare, în banda reziduală.

Prin selectarea butonului **PROIECTARE** din cadrul interfeței grafice prezentate în figurile A3.1-A3.4, se va apela o nouă fereastră grafică, în care prin apăsarea butonului **START**, în funcție de datele inițiale introduse de către utilizator se vor afișa parametrii filtrelor de intrare de ordinul 2 și de ordinul 4, ca și în figurile A3.5-A3.11. Astfel se vor afișa **C<sub>max</sub>[uF]**, capacitatea maxim admisă a filtrului, **L<sub>min</sub>[mH]** inductanța minim admisă, **f<sub>a</sub>[kHz]** frecvența pentru care funcția de transfer a filtrului are valoarea absolută maximă, **R<sub>a</sub>[ohmi]** rezistența de amortizare serie necesară, căderea maximă de tensiune pe inductanța filtrului, în procente **u[%]**, și prețul relativ al filtrului **\$[p.u.]**. De asemenea există posibilitatea vizualizării funcțiilor de transfer ale celor două filtre sau un detaliu al acestora ca și în figurile A3.5 și A3.6, respectiv.

După ce s-au obținut valorile necesare ale componentelor filtrului de intrare este necesară verificarea condițiilor impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică, IEC 1000-3-2 și CISPR11. Dacă în fereastra de proiectare se alege reprezentarea liniară a spectrului de armonici prin intermediul butonului **lin** și se alege orice interval între armonica de ordinul 2 și armonica de ordinul 40, programul afișează automat și limitele impuse de standardele IEC 1000-3-2 sau 1000-3-4. Programul detectează automat în funcție de forma curentului de intrare care este valoarea efectivă fundamentalei și în funcție de valoarea acesteia se afișează limitele impuse de standardul IEC 1000-3-2 pentru curenți mai mici decât 16 A sau limitele impuse de standardul IEC 1000-3-4 pentru curenți mai mari decât 16A. În figurile A3.7 și A3.8 se prezintă comparativ armonicile de ordinul 2 - 40 și limitele impuse de standardul european IEC 1000-3-2 (reprezentate cu asterisc). În figurile A3.7 și A3.8 sunt prezentate detalii pentru armonicile de joasă frecvență, în comparație cu standardul IEC 1000-3-2, pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv. Dacă se alege orice interval superior armonicii de ordinul 3000, programul afișează automat și limitele impuse curentului de intrare astfel încât tensiunea generată pe impedanța rezistiv inductivă din figura 6.2 să se încadreze în limitele impuse de standardul CISPR11. În figurile A3.9 și A3.10 sunt prezentate detalii pentru armonicile de înaltă frecvență, în comparație cu standardul CISPR11, pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv. Se observă că atenuarea armonicilor de înaltă frecvență este mult mai puternică pentru filtrul de ordinul 4 față de filtrul de ordinul 2. Acest fapt se explică prin panta mai pronunțată a funcției de transfer a filtrului de ordinul 4 față de cea a filtrului de ordinul 2. Astfel deși la frecvența de 20kHz atenuarea celor două filtre este identică, de 35dB, pentru frecvența de 150kHz, care este limita inferioară a domeniului de frecvențe pentru limitele impuse de către standardul CISPR11, atenuarea filtrului de ordinul 2 este de numai 70dB, față de 110dB cât este atenuarea filtrului de ordinul 4. În figura A3.11 sunt prezentate comparativ funcțiile de transfer ale celor două filtre pentru domeniul de frecvențe 150kHz-400kHz. Din analiza figurilor A3.7-A3.10 se observă că spectrul de frecvență al curentului de intrare se încadrează în limitele de calitate impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică.

Dacă anumiți parametri caracteristici curentului de intrare nu sunt corespunzători se pot modifica datele inițiale de proiectare **A[dB]**, **a[dB]**, **P<sub>n</sub>[kW]**, **PF<sub>min</sub>**, **kp[%]**, **fd[kHz]** apoi prin apăsarea butonului **START** se vor reproiecta cele două filtre.

Pentru filtrul de ordinul 2 s-au obținut valorile  $C=10,877\mu\text{F}$ ,  $L=0,109\text{mH}$ ,  $R_a=0,802\Omega$ , iar pentru filtrul de ordinul 4 valorile  $C_1=C_2=5,437\mu\text{F}$ ,  $L_1=L_2=0,068\text{mH}$ ,  $R_a=1,703\Omega$ . Deoarece valorile calculate pentru componentele filtrului nu sunt valori nominale, este necesară ajustarea acestor valori astfel încât să poată fi implementate practic. Prin selectarea butonului **OPTIMIZARE** se va trece într-o nouă fereastră grafică, prezentată în figurile A3.12-A3.16, în cadrul căreia se va realiza optimizarea filtrului de intrare. Valorile componentelor filtrului de intrare calculate prin intermediul relațiilor (6.3)-(6.13) mai pot fi ajustate astfel încât filtrul să fie optimizat după anumite criterii impuse de către utilizator, ca de exemplu minimizarea prețului, obținerea unei tensiuni  $V_1$  la ieșirea filtrului caracterizată de un anumit factor de distorsiuni armonice, impunerea unei anumite valori pentru frecvența de rezonanță a filtrului, etc. De asemenea prin intermediul acestei interfețe grafice de optimizare este posibilă și analiza influenței toleranței componentelor filtrului de intrare asupra parametrilor spectrali ai curentului de intrare.

Programul oferă și posibilitatea unei evaluări relative a filtrului de intrare din punct de vedere al prețului, care este proporțional cu puterea nominală a convertorului. Pentru calculul prețului relativ se consideră că prețul condensatoarelor necesare este proporțional cu valoarea capacității și cu pătratul tensiunii nominale, iar prețul inductoarelor necesare este proporțional cu valoarea inductanței și cu pătratul curentului nominal [Whe97], conform relației (6.15).

$$pretul\_relativ = 2 \cdot L_n \cdot I_n^2 + C_n \cdot U_n^2 \quad (6.15)$$

În relația (6.15)  $L_n$  și  $C_n$  reprezintă capacitatea și inductanța totală din componența filtrului. Prețul afișat de către program \$[p.u.]\$ este normalizat față de o valoare de referință. Aceasta a fost calculată pentru un filtru de ordinul 2, caracterizat de  $C=20\mu F$  și  $L=0,5mH$  pentru o fază de intrare, puterea nominală a convertorului trifazat fiind de 10kW, sursa de alimentare fiind considerată rețeaua trifazată de 380V. Un astfel de filtru asigură o atenuare de 20dB la frecvența de 5kHz și 40dB la frecvența de 15kHz. Prin selectarea butonului \$ se afișează valorile componentelor astfel încât prețul filtrului să fie minim pentru parametrii filtrului specificați în etapele anterioare de proiectare.

Interfața grafică pentru optimizarea filtrului de intrare permite și vizualizarea formei de undă și a spectrului de frecvențe caracteristice tensiunii pe condensator  $V_c$ , care se aplică la intrarea convertorului. Conform schemelor echivalente din figura 6.15 tensiunea de intrare a convertorului se poate calcula cu relațiile (6.16) și (6.17) pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv.

$$V_c = V_a \frac{Z_{2(1)}}{Z_{1(1)} + Z_{2(1)}} - \sum I_{Ihk} \frac{Z_{1(k)}}{1 + \frac{Z_{1(k)}}{Z_{2(k)}}} \quad (6.16)$$

$$V_c = V_a \frac{Z_{2(1)} \cdot Z_{4(1)}}{(Z_{1(1)} + Z_{2(1)}) \cdot (Z_{3(1)} + Z_{4(1)})} - \sum I_{Ihk} \frac{\left(1 + \frac{Z_{1(k)}}{Z_{2(k)}}\right) \cdot Z_{3(k)} + Z_{1(k)}}{\left(1 + \frac{Z_{1(k)}}{Z_{2(k)}}\right) \cdot \left(1 + \frac{Z_{3(k)}}{Z_{4(k)}}\right) + \frac{Z_{1(k)}}{Z_{4(k)}}} \quad (6.17)$$

unde  $Z_{(1)}$  și  $Z_{(k)}$  au semnificația impedanței pentru frecvența fundamentală și pentru armonicile de ordinul  $k$  ale curentului de intrare, respectiv.

În figurile A3.12 și A3.13 sunt prezentate formele de undă ale tensiunii  $V_c$ , pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4 respectiv. Se observă forma sinusoidală peste care se suprapune un riplu nesemnificativ de înaltă frecvență. Valorile componentelor filtrelor au fost modificate astfel încât pentru filtrul de ordinul 2  $C=12\mu F$ ,  $L=0,1mH$ ,  $R_a=0,8\Omega$ , iar pentru filtrul de ordinul 4  $C_1=C_2=6\mu F$ ,  $L_1=L_2=0,07mH$ ,  $R_a=1,7\Omega$ . Se observă că factorul total de distorsiuni armonice al tensiunii pe condensator este  $THD_{V_{LC2}}=3,07\%$  și  $THD_{V_{LC4}}=6,78\%$ . Se observă că tensiunea corespunzătoare filtrului de ordinul 4 este distorsionată mai puternic decât cea corespunzătoare filtrului de ordinul 2. Pentru a îmbunătăți calitatea tensiunii pe condensatorul  $C_2$ , este necesară mărirea valorilor capacităților  $C_1$  și  $C_2$ . Analizând însă expresia (6.17), se observă că este posibilă micșorarea valorii componente armonice de ordinul  $k$  prin mărirea impedanței  $Z_{2(k)}$  și micșorarea impedanței  $Z_{4(k)}$ , ceea ce înseamnă micșorarea capacității  $C_1$  și mărirea capacității  $C_2$ , astfel încât suma lor să rămână constantă  $C_1+C_2=C$ . Dacă se modifică valorile capacităților filtrului de ordinul 4,  $C_1=4\mu F$  și  $C_2=8\mu F$ , crește calitatea tensiunii de pe condensator, factorul total de distorsiuni armonice al tensiunii fiind  $THD_{V_{LC4}}=4,91\%$ . Această modificare va conduce și la o creștere ușoară a factorului total de distorsiuni armonice pentru curentul de intrare filtrat de la 3,8% la 4%.



De asemenea și în această fereastră grafică se pot vizualiza caracteristicile de transfer ale celor două filtre împreună sau separat, prin selectarea butoanelor **LC2**, **LC4**, **LC2 și LC4**, în coordonate liniare sau logaritmice. Se mai poate vizualiza și spectrul de frecvență al curentului filtrat prin selectarea butoanelor **spec2** sau **spec4**. Prin selectarea butoanelor **temp2** sau **temp4** se face selectarea formei de undă a curentului filtrat, sau a tensiunii aplicate la intrarea convertorului, în funcție și de selecția butonului **Ii** sau **Vc**. În toate cazurile se afișează și factorul total de distorsiuni armonice al formei de undă analizată.

În continuare se va analiza necesitatea circuitului de amortizare. Dacă se implementează amortizarea rezistivă a filtrelor atunci rezistențele de amortizare au valorile  $R_{aLC2}=0.8\Omega$  și  $R_{aLC4}=1.7\Omega$  pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv. Pentru filtrul de ordinul 2 în condițiile funcționării convertorului la puterea nominală, căderea de tensiune pe rezistența de amortizare reprezintă 5,5% din tensiunea de alimentare, ceea ce reprezintă foarte mult în raport cu căderea de tensiune pe inductanța filtrului, care este 0,22% din tensiunea de alimentare. De asemenea puterea disipată pe rezistor este mare, aproximativ 185W. Există două variante de evitare a aceste probleme caracteristice amortizării serie a filtrului de intrare. Acestea sunt implementarea unui circuit de amortizare activ conform schemei din figura 6.8, sau micșorarea rezistenței de amortizare. Deoarece frecvențele pentru care amplificarea celor două filtre este maximă sunt  $f_{aLC2}=4,5\text{kHz}$  și  $f_{aLC4}=12,5\text{kHz}$ , frecvențe care în prezent nu fac obiectul unor limitări severe conform unor standarde de compatibilitate electromagnetică, armonicile din jurul acestora pot fi amplificate suplimentar. În figura A3.14 se prezintă forma de undă a curentului de intrare filtrat pentru filtrul de ordinul 2 proiectat anterior, dar cu rezistența de amortizare micșorată la valoarea de 0,1 $\Omega$ . În figurile A3.15 și A3.16 se vizualizează detalii din spectrul de frecvențe al curentului de intrare comparativ cu limitele impuse de standardele IEC 1000-3-2 și CISPR11, respectiv. Se observă că deși factorul total de distorsiuni armonice a crescut foarte mult fiind  $\text{THD}_{iLC2}=7,93\%$ , calitatea curentului de intrare este în conformitate cu standardele europene de compatibilitate electromagnetică. Căderea de tensiune pe rezistența de amortizare este în acest caz 0,68% din tensiunea de alimentare de fază. Astfel căderea de tensiune totală pe filtrul de intrare va fi mai mică decât 1% din tensiunea de alimentare de fază, valoare considerată acceptabilă pentru convertoarele matriceale [Cas97]. Puterea disipată pe rezistorul de amortizare va fi în acest caz mai mică decât 25W, fiind nesemnificativă în raport cu puterea nominală a convertorului.

Dacă se optează pentru circuitul de amortizare activ, prin apăsarea butonului **AMORTIZARE** se trece într-o nouă fereastră grafică prezentată în figurile A3.17 și A3.18. În această fereastră grafică se poate proiecta circuitul de amortizare activă din figura 6.8. În cadrul paragrafului 6.6.2 s-a explicat pe scurt funcționarea acestui circuit de amortizare activă. Proiectarea acestui circuit se va face conform celor prezentate în [Vla96], folosind notațiile din figura 6.8.

Dacă armonica de ordinul  $k$  a curentului din partea de putere a circuitului are valoarea  $I_{hk}$ , atunci tensiunea  $V_d$  corespunzătoare de la ieșirea amplificatorului operațional  $AO$  este

$$V_d \cong R_d \cdot (I_{hk}/n) \quad (6.18)$$

Această tensiune se aplică în secundarul transformatorului  $Tr_2$ , astfel că rezistența efectivă văzută în primarul transformatorului, pentru componenta armonică de ordinul  $k$  este

$$R_{de} \cong R_d/n^2 \quad (6.19)$$

Frecvența de rezonanță a grupului Ld-Cd trebuie să fie mult mai mare decât frecvența rețelei de alimentare de 50 Hz și mult mai mică decât frecvența de rezonanță a filtrului de intrare. Rezistorul  $R_c$  în paralel cu inductorul  $L_d$  este necesar pentru amortizarea circuitului Ld-Cd. Pentru a se asigura o amortizare corespunzătoare, valoarea rezistenței acestuia este

$$R_c = \sqrt{\frac{L_d}{4 \cdot C_d}} \quad (6.20)$$

Impedanța circuitului de amortizare activă, care înlocuiește rezistența  $R_a$ , este

$$Z_a(j\omega) = \frac{R_d}{n^2} \cdot \frac{j\omega \cdot \left( j\omega + \frac{1}{R_d C_d} \right)}{j\omega^2 + j\omega \cdot \frac{2}{\sqrt{L_d C_d}} + \frac{1}{L_d C_d}} \quad (6.21)$$

Analizând expresia (6.21) se poate observa că pentru frecvențe joase impedanța  $Z_a$  are un caracter inductiv, fiind egală cu impedanța inductorului  $L_d$ , reflectată prin transformatorul  $Tr_1$ . Pentru frecvențe joase, prin condensatorul  $C_d$  și rezistorul  $R_d$  practic nu trece nici un curent și astfel puterea procesată de către amplificatorul operațional este practic nulă. Deoarece pentru frecvența de intrare de 50Hz valoarea impedanței  $Z_a$  este nesemnificativă, practic componenta fundamentală a curentului de intrare nu este influențată de circuitul de amortizare activă. Pentru frecvențe înalte impedanța  $Z_a$  are un caracter dominant rezistiv, valoarea acesteia fiind aproximativ egală cu cea a rezistenței echivalente  $R_{de}$  calculată cu relația (6.19).

Proiectarea filtrului de intrare, prezentată anterior s-a făcut în condițiile în care amortizarea frecvenței de rezonanță proprii a filtrului de intrare s-a realizat printr-o rezistență  $R_a$  în serie cu inductorul de filtrare  $L$ , ca și în figura 6.7c. Rezistența  $R_a$  reprezintă de fapt rezistența echivalentă la frecvențe înalte  $R_{de}$  a circuitului de amortizare activă.

După ce s-a determinat valoarea necesară pentru componentele reactive ale filtrului de intrare de ordinul 2 sau de ordinul 4, se poate proiecta în continuare circuitul de amortizare activă prezentat în figura 6.8, prin intermediul interfeței grafice prezentate în figurile A3.17 și A3.18. Datele inițiale de proiectare sunt rezistența serie de amortizare **Ra[ohmi]**, preluată de către program din etapele de proiectare anterioare, curentul maxim admis prin amplificatorul operațional **Imax[mA]** și factorul de inductanță **AL[uH]** al miezurilor utilizate pentru realizarea transformatoarelor  $Tr_1$  și  $Tr_2$ , date care vor fi introduse de către utilizator. Prin apăsarea butoanelor **STASRT-LC2** sau **START -LC4** se vor afișa valorile necesare pentru numărul de spire din secundarele transformatoarelor  $Tr_1$  și  $Tr_2$ , valoarea rezistenței  $R_d$ , valoarea inductanței  $L_d$  și valoarea capacității  $C_d$ . Se mai afișează de asemenea și valoarea atenuării armonicii dominante din spectrul curentului de intrare, valoarea amplificării maxime a filtrului de intrare, frecvența pentru care amplificarea sistemului filtru de intrare circuit de amortizare este maximă, căderea de tensiune pe filtrul de intrare cu circuit de amortizare, procentual în raport cu tensiunea de alimentare.

Simultan cu afișarea valorilor componentelor necesare pentru realizarea circuitului de amortizare activă se poate vizualiza și modulul impedanței acestuia în funcție de frecvență, după cum se observă în figurile A3.17 și A3.18, pentru filtrele de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv.

Numărul de spire necesar  $n_{SPIRE}$  în secundarele transformatoarelor  $Tr_1$  și  $Tr_2$  se calculează în funcție de curentul maxim admis prin amplificatorul operațional  $I_{AO}$  și curentul de intrare al convertorului matriceal, atunci când acesta funcționează la puterea nominală,  $I_{IFnom}$ .

$$n_{SPIRE} = I_{IFnom} / I_{AO} \quad (6.22)$$

În continuare se calculează valoarea rezistenței  $R_d$ , în funcție de numărul de spire calculat anterior și de rezistența de amortizare  $R_a$  necesară.

$$R_d = R_a / n_{SPIRE} \quad (6.23)$$

Pentru inductanța  $L_d$  se recomandă ca valoarea acesteia să fie egală cu inductanța de magnetizare a transformatoarelor de curent  $Tr_1$  și  $Tr_2$  [Vla96]

$$L_d = A_L \cdot n_{SPIRE}^2 \quad (6.24)$$

Valoarea capacității  $C_d$  se va calcula cu relația (6.25), astfel încât frecvența critică a circuitului de amortizare pasivă  $f_{cd} = 1 / (2\pi \cdot R_d \cdot C_d)$  să fie mult mai mare decât frecvența de intrare  $f_I$  a convertorului matriceal și mult mai redusă decât frecvența  $f_{fp}$  ce corespunde celui mai mic pol al funcției de transfer a filtrului de intrare.

$$C_d = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_I \cdot f_{fp} \cdot L_d} \quad (6.25)$$

Prin acest mod de proiectare se asigură o impedanță  $Z_a$  rezistivă pentru frecvențe mai mari decât frecvența critică  $f_{cd}$ , iar pentru frecvențe mai reduse decât aceasta valoarea impedanței  $Z_a$  cu caracter inductiv, devine ne semnificativă.

În continuare prin apăsarea butonului **OPTIMIZARE** se vor putea ajusta valorile obținute anterior, pentru componentele circuitului de amortizare activă, prin intermediul ferestrei grafice prezentată în figurile A3.19-A3.24. Astfel utilizatorul are posibilitatea să modifice valorile rezistenței  $R_d$ , inductanței  $L_d$ , capacității  $C_d$  și numărul de spire. Programul va afișa noua caracteristică de frecvență a impedanței  $Z_a$ , rezistența echivalentă serie de amortizare  $R_a$ , valoarea atenuării armonicii dominante din spectrul curentului de intrare, valoarea amplificării maxime a filtrului de intrare, valoarea frecvenței pentru care amplificarea sistemului filtru de intrare circuit de amortizare este maximă și căderea de tensiune pe sistemul filtru de intrare-circuit de amortizare, procentual în raport cu tensiunea de alimentare. În cadrul acestei ferestre grafice de optimizare a circuitului de amortizare se va face și verificarea finală a calității curentului de intrare filtrat și a tensiunii furnizate la intrarea convertorului. În figurile A3.21 și A3.22 se prezintă armonicile curenților de intrare pentru filtrul de ordinul 2 și de ordinul 4, respectiv. Se observă că pentru ambele tipuri de filtre spectrul de frecvențe al curentului de intrare filtrat are o formă asemănătoare. Armonica dominantă este de aproximativ 2% din valoarea fundamentalei și este plasată în apropierea frecvenței de eșantionare de 20kHz. Primele armonici semnificative sunt cele de ordinul 5 și de ordinul 7, care au valoarea de aproximativ 0,5% din valoarea fundamentalei. Pentru convertorul matriceal funcționând la puterea nominală de 10kW, valoarea efectivă a armonicilor de ordinul 5 și 7 este de aproximativ 0,1A fiind mult sub 1,14A și 0,77A respectiv, care sunt limitele impuse de standardul de compatibilitate electromagnetică IEC 1000-3-2. Forma de undă a curentului filtrat este sinusoidală, peste care se suprapune un riplu ne semnificativ de înaltă frecvență, după cum se observă în figurile A3.23 și A3.24.

#### 6.2.4 ANALIZA PARAMETRILOR SISTEMULUI FILTRU DE INTRARE-CONVERTOR MATRICEAL

În cadrul acestui paragraf se va face o analiză comparativă a unor parametri caracteristici sistemului filtru de intrare-convertor matriceal. *Parametrii analizați au fost obținuți prin intermediul programului de proiectare asistată pe calculator, realizat de către autor.* Din exemplul de proiectare a filtrului de intrare prezentat în cadrul paragrafului anterior se observă că prețurile relative ale filtrelor de ordinul 2 și de ordinul 4 sunt aproximativ egale, filtrul de ordinul 2 având avantajul unor pierderi mai mici de tensiune pe inductanța de filtrare (figurile A3.12-A3.16). Avantajul filtrului de ordinul 4 este atenuarea mult mai mare a armonicilor de înaltă frecvență (figurile A3.9 și A3.10), care ar putea fi necesară în cazul unor restricții mai severe de

compatibilitate electromagnetică, ce ar putea fi adoptate în viitor. Conform standardelor actuale însă, și filtrul de ordinul 2 asigură o atenuare suficientă a armonicilor de înaltă frecvență. Analizând funcțiile de transfer ale filtrelor de ordinul 2 și de ordinul 4, având aceeași atenuare pentru armonica dominantă a curentului de intrare nefiltrat (figurile A3.5 și A3.6), se observă că atenuarea armonicilor de frecvență mai mică decât frecvența de eșantionare  $f_s$  este mai bună pentru filtrul de ordinul 2 comparativ cu filtrul de ordinul 4. Un alt avantaj al filtrului de ordinul 2 este utilizarea unui număr mai redus de componente. Din aceste motive se desprinde concluzia că și *în condițiile impuse calității curentului de intrare al echipamentelor electronice, de către standardele actuale de compatibilitate electromagnetică, pentru filtrarea curentului de intrare generat de un convertor matriceal este suficient un filtru LC de ordinul 2.*

Analiza prezentată în acest paragraf se va face pentru sistemul filtru de ordinul 2-convertor matriceal. Se va considera un convertor matriceal comandat prin intermediul algoritmului de comandă SVM1, frecvențele de eșantionare fiind  $f_s=4\text{kHz}$  și  $f_s=20\text{kHz}$ . Puterea nominală a convertorului matriceal, pentru această analiză, este 2,5kW, 5kW, 10kW și 20kW. Se consideră că algoritmul de comandă asigură un defazaj nul dintre fundamentala curentului de intrare nefiltrat și tensiunea de la intrarea convertorului matriceal. Parametrii analizați sunt prezentați în tabelele 6.3-6.6. Proiectarea filtrelor cu amortizare activă ale căror parametri sunt prezentați în tabelele 6.3 și 6.4 s-a făcut astfel încât formele de undă ale curentului de intrare filtrat și ale tensiunii pe condensator să fie sinusoidale ( $\text{THD}\approx 5\%$ ). De asemenea s-a urmărit ca spectrul de frecvențe curentului de intrare să se încadreze în limitele impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4 și CISPR11.

Tabelul 6.3 Parametrii sistemului filtru de intrare LC de ordinul 2-convertor matriceal (SVM1  $f_s=20\text{kHz}$ )

Pn [kW]	L [mH]	C [ $\mu\text{F}$ ]	prețul relativ	kp [%] ( $\text{PF}_{in}=0.9$ )	u [%]	THD <sub>t</sub> [%]	THD <sub>v</sub> [%]
2,5	0,44	2,8	0,14	10	0,26	4,57	3,30
5	0,22	6	0,30	10	0,26	4,41	3,08
10	0,1	12	0,57	10	0,25	4,58	3,10
20	0,12	22	0,87	10	0,52	3,60	3,38

Tabelul 6.4 Parametrii sistemului filtru de intrare LC de ordinul 2-convertor matriceal (SVM1  $f_s=4\text{kHz}$ )

Pn [kW]	L [mH]	C [ $\mu\text{F}$ ]	prețul relativ	kp [%] ( $\text{PF}_{in}=0.9$ )	u [%]	THD <sub>t</sub> [%]	THD <sub>v</sub> [%]
2,5	3,5	9	0,48	30	2,58	5,62	5,00
5	1,7	18	0,95	30	4,00	5,47	5,29
10	0,9	34	1,70	30	4,00	5,71	5,82
20	0,45	67	2,67	30	4,00	5,41	5,51

Analizând tabelele 6.3 și 6.4 se desprind următoarele concluzii:

- pentru a se obține forme de undă sinusoidale este suficientă o frecvență de rezonanță a filtrului  $f_r=0,2-0,25f_s$ . În general frecvența de rezonanță a filtrului de intrare este independentă de puterea nominală a convertorului. Totuși pentru  $f_s=20\text{kHz}$  la creșterea semnificativă a puterii nominale (20kW) este necesară scăderea frecvenței de rezonanță pentru încadrarea în limitele impuse de standardul de compatibilitate electromagnetică CISPR11.

- pentru aceeași putere nominală a convertorului matriceal prețul filtrului de intrare pentru  $f_s=4\text{kHz}$  este de aproximativ trei ori mai mare decât pentru  $f_s=20\text{kHz}$ .

- prețul filtrului de intrare crește aproximativ linear odată cu creșterea puterii nominale a convertorului matriceal.

- pentru asigurarea unei tensiuni sinusoidale pe condensator este necesară creșterea capacității filtrului odată cu creșterea puterii nominale. În același timp este necesară scăderea valorii inductivității pentru a se limita căderea de tensiune pe filtru la valori acceptabile, care să nu influențeze semnificativ eficiența sistemului filtru de intrare-convertor matriceal.

- ca o consecință a micșorării raportului dintre inductanța și capacitatea de filtrare, odată cu creșterea puterii nominale, pentru aceeași amplificare maxim admisă în banda reziduală, valoarea necesară a rezistenței de amortizare serie este invers proporțională cu puterea nominală.

- căderea de tensiune pe filtrul de intrare este de 10-15 ori mai mare pentru  $f_s=4\text{kHz}$  decât pentru  $f_s=20\text{kHz}$ , ceea ce scade eficiența sistemului filtru de intrare-convertor. Acest fapt este în contradicție cu creșterea eficienței convertorului odată cu scăderea frecvenței de comutație datorită reducerii pierderilor prin comutație în comutatoare.

- domeniul puterilor de lucru pentru care factorul de putere la intrare scade sub valoarea  $PF_{in}=0,9$  este de aproximativ trei ori mai mare pentru  $f_s=4\text{kHz}$ , comparativ cu  $f_s=20\text{kHz}$ .

- calitatea formelor de undă pentru curentul de intrare filtrat și tensiunea pe condensator este superioară pentru  $f_s=20\text{kHz}$ .

Datele prezentate în tabelele 6.5 și 6.6 au fost obținute pentru aceleași filtre în condițiile unei amortizări rezistive de valoare foarte redusă ( $R_a=0,1\Omega$ ). Deoarece analiza anterioară a filtrului de intrare s-a făcut presupunând că elementele reactive LC sunt ideale, fără pierderi, valoarea de  $0,1\Omega$  a rezistenței de amortizare poate fi considerată ca rezistența de pierderi echivalentă a filtrului.

Tabelul 6.5 Parametrii sistemului filtru de intrare LC de ordinul 2-convertor matriceal  
(SVM1  $f_s=20\text{kHz}$   $R_a=0,1\Omega$ )

Pn [kW]	u [%]	THD <sub>I</sub> [%]	THD <sub>V</sub> [%]	IEC1000-3-x	CISPR11
2,5	0,40	12,38	4,16	DA	DA
5	0,58	9,53	3,56	DA	DA
10	0,90	7,93	3,35	DA	DA
20	1,88	6,90	3,88	DA	DA

Tabelul 6.6 Parametrii sistemului filtru de intrare LC de ordinul 2-convertor matriceal  
(SVM1  $f_s=4\text{kHz}$   $R_a=0,1\Omega$ )

Pn [kW]	u [%]	THD <sub>I</sub> [%]	THD <sub>V</sub> [%]	IEC1000-3-x	CISPR11
2,5	2,06	6,67	5,09	DA	DA
5	2,17	7,00	5,14	NU	DA
10	2,63	8,00	4,27	NU	DA
20	3,30	7,13	3,53	NU	DA

Astfel concluziile desprinse în acest caz sunt adevărate și pentru un filtru de intrare fără circuite suplimentare de amortizare. Analizând tabelele 6.5 și 6.6 se desprind următoarele concluzii:

- pentru frecvențe de eșantionare mari spectrul de frecvențe al curentului de intrare filtrat îndeplinește condițiile impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică și pentru un filtru de intrare neamortizat, deși forma de undă a curentului nu este perfect sinusoidală ( $THD_I > 5\%$ ). Acest fapt este explicabil, deoarece pentru  $f_s=20\text{kHz}$ , frecvența de rezonanță a filtrului nu se află în intervalele de frecvențe care fac obiectul restricțiilor impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică.

- pentru frecvențe de eșantionare mari forma de undă a curentului de intrare filtrat se apropie cu atât mai mult de o formă sinusoidală ( $THD_I$  scade) cu cât puterea nominală a convertorului este mai mare.

- căderea de tensiune pe filtrul de intrare crește odată cu puterea nominală. Pentru frecvențe de eșantionare mari aceasta este mai mare decât în cazul amortizării active, chiar pentru rezistențe de amortizare serie de valoare redusă.

- pentru  $f_s=4\text{kHz}$  căderea de tensiune pe filtrul cu amortizare rezistivă de valoare redusă este mai mică decât în cazul amortizării active.

- dacă frecvența de eșantionare este redusă (4kHz), atunci condițiile impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică de joasă frecvență IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4 nu pot fi îndeplinite pentru filtrul neamortizat. Totuși pentru puteri nominale reduse (2,5kW) aceste condiții pot fi îndeplinite. Acest fapt este explicabil, deoarece pentru  $f_s=4\text{kHz}$ , frecvența de rezonanță a filtrului se află în intervalul de frecvențe (0,1-2kHz) care fac obiectul restricțiilor impuse de aceste standarde. Pentru cazurile analizate armonicile care depășesc limitele impuse sunt în general în intervalul 1-2kHz.

### 6.2.5 COMPENSAREA FUZZY A DEFAZAJULUI DINTRE TENSIUNEA ȘI CURENTUL DE INTRARE INTRODUS DE FILTRUL DE INTRARE

În paragraful anterior s-a arătat că filtrul de intrare introduce un defazaj suplimentar  $\theta_F$  între curentul și tensiunea sursei de alimentare. Astfel și în condițiile în care convertorul matriceal este comandat astfel încât defazajul dintre fundamentala curentului de intrare și tensiunea de intrare să fie nul, factorul de putere la intrare nu este unitar, fiind cu atât mai scăzut cu cât puterea de lucru a convertorului este mai redusă față de puterea nominală a acestuia. De exemplu pentru filtrul de intrare necesar unui convertor având puterea nominală  $P_n=10\text{kW}$  și comandat cu o frecvență de eșantionare  $f_s=4\text{kHz}$ , valorile componentelor reactive sunt  $C=34\mu\text{F}$  și  $L=0,9\text{mH}$  (tabelul 6.4). În tabelul 6.7 se prezintă defazajul  $\theta_F$  introdus de către filtrul de intrare și factorul de putere corespunzător  $PF_{in}$  pentru diferite valori ale curentului de intrare filtrat  $I_{IF}$ .

Tabelul 6.7 Modificarea factorului de putere la intrarea sistemului filtru de intrare-convertor matriceal în funcție de curentul de lucru

$I_{IF}[\text{A}]$	$\theta_F [^\circ]$	$PF_{in}$	$I_{IF}[\text{A}]$	$\theta_F [^\circ]$	$PF_{in}$
15	9	0,99	7,5	17,5	0,95
13,5	10	0,98	6	21,5	0,93
12	11	0,98	4,5	27,5	0,88
10,5	12,5	0,97	3	38	0,79
9	14,5	0,96	1,5	57,5	0,54

Se observă o înrăutățire semnificativă a factorului de putere pentru curenți de lucru de valoare redusă. În aceste cazuri este utilă compensarea unghiului  $\theta_F$  prin algoritmul de comandă al convertorului, astfel încât defazajul dintre tensiunea și curentul de la intrarea convertorului să fie  $\varphi_I = -\theta_F$  și în consecință factorul de putere la intrarea sistemului filtru de intrare-convertor matriceal să fie unitar în orice condiții de funcționare.

Deoarece valoarea efectivă a tensiunii de alimentare este în general constantă, determinarea puterii de lucru a convertorului se poate face prin măsurarea curentului de intrare. Defazajul introdus de filtru se poate calcula cu relația (6.3), în care intervine expresia curentului de intrare filtrat. Din tabelul 6.7 se observă că pentru valori mari ale curentului  $I$  nu este necesară o compensare a defazajului, factorul de putere fiind relativ apropiat de o valoare unitară. Pentru valori medii ale curentului de lucru în raport cu valoarea curentului nominal este necesară o corecție relativ redusă a unghiului  $\theta_F$ , în timp ce pentru curenți de valoare redusă este necesară o compensare importantă a efectului filtrului de intrare.

Corecția defazajului la intrare va avea însă ca efect negativ micșorarea tensiunii maxime care se poate obține la ieșirea convertorului matriceal, conform relației (6.26).

$$V_0 = V_{0\max} \cdot \cos(\varphi_I) \quad (6.26)$$

unde  $V_{0max}$  este tensiunea maximă care se poate obține la ieșirea convertorului matriceal pentru unghiul  $\varphi_I=0$  ( $V_{0max}=0,866V_I$ ).

Din acest motiv trebuie realizat un compromis între corecția defazajului introdus de filtru și nivelul minim admis pentru tensiunea maximă de ieșire a convertorului. Astfel dacă se alege ca unghiul maxim admis de corecție să fie  $\varphi_I=25^\circ$  ( $\cos\varphi_I=0,9$ ) micșorarea tensiunii maxime ce se poate obține la ieșire va fi de cel mult 10% față de cazul în care nu se utilizează corecția defazajului introdus de filtrul de intrare ( $V_{0max}=170V$  față de  $V_{0max}=190V$  pentru  $V_I=220V$ ). În acest fel pentru curenți de lucru mai mari decât 5A (ce corespund unor puteri de lucru  $P_0>0,33P_n$ ) se realizează compensarea totală a efectului filtrului de intrare asupra factorului de putere la intrare. Pentru curenți mai mici se va realiza o compensare parțială a acestui efect negativ al filtrului de intrare. Pentru unghiuri  $\theta_F<50^\circ$  și această compensare parțială va conduce la o îmbunătățire semnificativă a factorului de putere la intrare. De exemplu pentru un curent de 3A ( $P_0=0,2P_n$ ) factorul de putere la intrare va fi  $PF_{in}=0,97$  față de  $PF_{in}=0,79$ .

Din figurile prezentate în anexa 3 se observă că forma curentului de intrare filtrat nu este perfect sinusoidală, măsurarea cu precizie ridicată a curentului nefiind posibilă fără circuite suplimentare de filtrare. Din acest motiv este relativ dificil de implementat un sistem de calcul exact al unghiului de comandă  $\varphi_I$  conform relației (6.3). În același timp nici determinarea nivelului curentului care delimitează domeniile de compensare parțială sau totală nu este foarte exactă. Astfel pentru a evita instabilitatea acestei compensări, este mai utilă o corecție a defazajului în funcție de estimarea ordinului de mărime al curentului de intrare. Deoarece logica fuzzy lucrează cu mărimi lingvistice ca mare, mic, mediu, etc., aceasta este mai potrivită acestui scop decât măsurarea cu precizie ridicată a curentului de intrare și implementarea relației de calcul (6.3).

În acest paragraf se va prezenta un compensator fuzzy al defazajului introdus de către filtrul de intrare, acesta fiind o contribuție originală a autorului.

Pentru această compensare este necesară estimarea fuzzy a unghiului  $\theta_F$ . Estimatorul fuzzy va avea ca mărime de intrare valoarea efectivă a curentului de intrare iar ca mărime de ieșire unghiul de corecție a defazajului, care va reprezenta mărimea de comandă  $-\varphi_I$  a convertorului matriceal. Schema bloc a acestui circuit de corecție de fază este prezentată în figura 6.16.

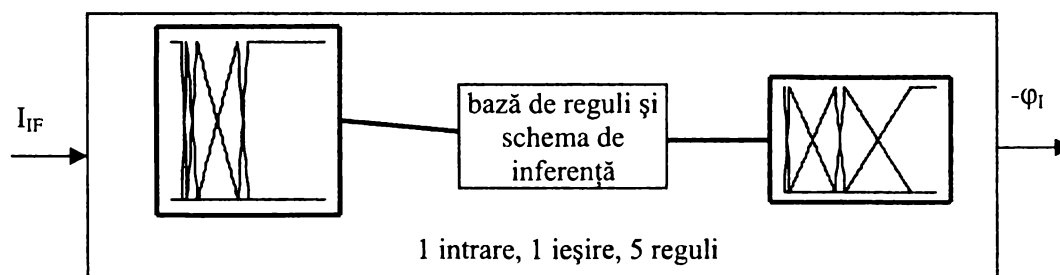


Figura 6.16 Estimator fuzzy pentru corecția defazajului la intrarea sistemului filtru de intrare-convertor matriceal

Pentru fuzzificarea variabilei "curent" ce exprimă curentul  $I_{IF}$  și a variabilei "unghi" ce exprimă defazajul  $-\varphi_I$  s-au utilizat câte cinci termeni lingvistici:

- |                       |                          |
|-----------------------|--------------------------|
| - "z" curent nul      | - "ne" unghi neglijabil  |
| - "mi" curent mic     | - "mi" unghi mic         |
| - "md" curent mediu   | - "md" unghi mediu       |
| - "ma" curent mare    | - "ma" unghi mare        |
| - "no" curent nominal | - "ad" unghi maxim admis |

În figurile 6.17 și 6.18 se prezintă funcțiile de apartenență pentru cele două variabile ale circuitului pentru corecția de fază.

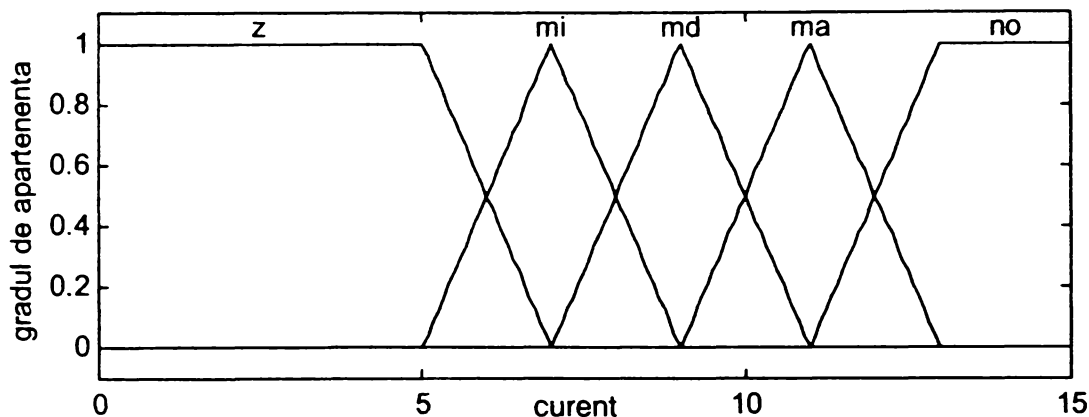


Figura 6.17 Funcțiile de apartenență pentru variabila de intrare "curent" a circuitului pentru corecția de fază

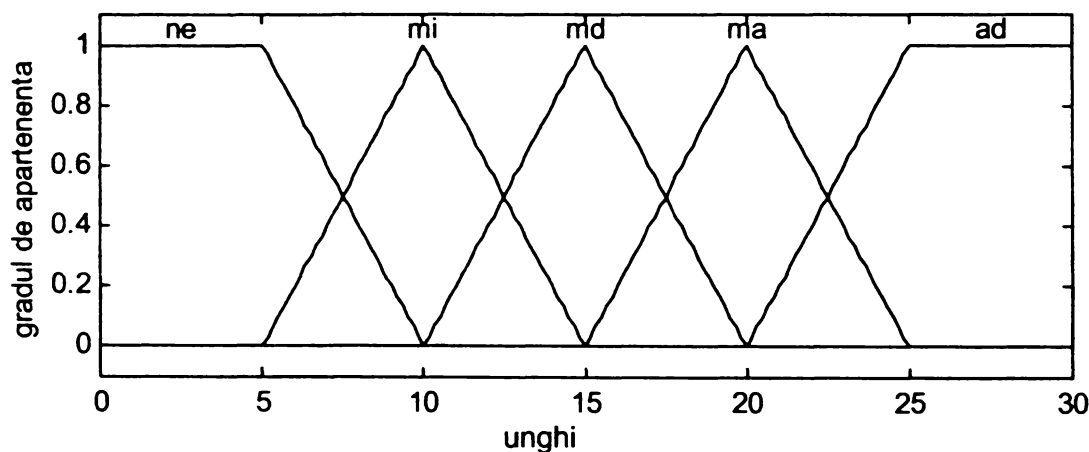


Figura 6.18 Funcțiile de apartenență pentru variabila de ieșire "unghi" a circuitului pentru corecția de fază

Pentru evaluarea inferenței se utilizează compoziția MAX-MIN iar pentru defuzzificare se utilizează metoda centrului de greutate. În continuare se prezintă baza de reguli:

1. Dacă (curent = "z") atunci (unghi = "ad")
2. Dacă (curent = "mi") atunci (unghi = "ma")
3. Dacă (curent = "md") atunci (unghi = "md")
4. Dacă (curent = "ma") atunci (unghi = "mi")
5. Dacă (curent = "no") atunci (unghi = "ne")

În figura 6.19 se prezintă funcția de transfer a estimatorului și caracteristica de corecție calculată conform relației (6.3).

Se observă că pentru curenți între 5-10A ( $P_0=0,33-0,66P_n$ ) unghiul de corecție este aproximativ egal cu cel calculat prin relația (6.3). Pentru curenți mai mici decât 5A, unghiul de corecție este cel maxim admis, de aproximativ 25°. Pentru curenți mai mari de 10A, unghiul de corecție este mai mic decât unghiul  $\theta_F$ . În acest fel pentru  $P_0 > 0,66P_n$  "pierderile" de tensiune datorate corecției de fază sunt cel mult 2% pentru un factor de putere minim la intrare  $PF_1=0,99$ .



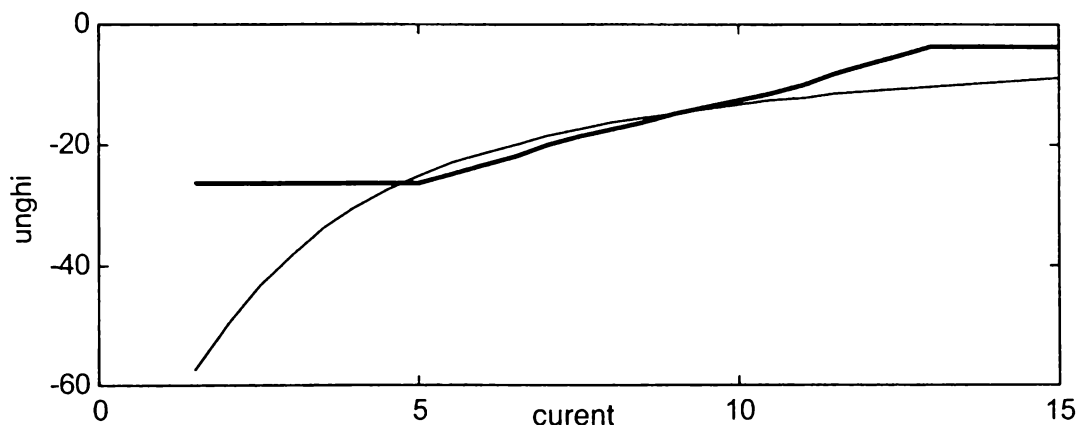


Figura 6.19 Funcția de transfer pentru corecția de fază

În funcție de aplicația convertorului matriceal, nu este necesar ca la ieșire tensiunea să fie maximă în orice moment. În general pentru a se obține o anumită valoare a tensiunii de ieșire se utilizează ca mărime de comandă valoarea tensiunii

$$V_{com} = m \cdot V_{0max} \quad (6.27)$$

unde  $m = V_0 / V_{0max}$  este indicele de modulație, a cărei valoare maximă este  $m=1$ , pentru a se evita supramodulația și apariția unor armonici de joasă frecvență în spectrul curentului de intrare. În cazul utilizării corecției de fază mărimea de comandă devine

$$V_{com} = m \cdot V_{0max} \cdot \cos\theta_F \quad (6.28)$$

deci pentru o corecție de  $25^\circ$  de exemplu, tensiunea de ieșire va fi cu 10% mai redusă decât tensiunea dorită și în cazul în care la ieșire nu se generează tensiunea maximă. În consecință este necesară și o corecție a indicelui de modulație, astfel încât la ieșire să se obțină valoarea dorită a tensiunii, fără erori cauzate de corecția de fază. Corecția de tensiune poate fi de tipul  $k = m + kv$ , astfel încât

$$V_{com} = k \cdot V_{0max} \cdot \cos\theta_F = m \cdot V_{0max} \quad (6.29)$$

cu condiția ca valoarea maximă a coeficientului  $k$  să fie  $k=1$  în orice moment. Prin alegerea unghiului de corecție maxim admis  $25^\circ$ , valoarea maximă a coeficientului de corecție a tensiunii este  $kv=10\%$  și se poate aplica pentru  $m=0.9$  sau mai mic. Pentru  $m=0.95$ , de exemplu, valoarea maximă a coeficientului  $kv$  este  $5\%$ . Astfel este necesară corelarea dintre corecția de tensiune și corecția de fază, în funcție de valoarea tensiunii dorite la ieșirea convertorului matriceal. Determinarea factorului de corecție  $kv$  se poate face cu un estimator fuzzy ca și în figura 6.20.

Variabilele de intrare ale estimatorului sunt "unghi" care este și mărimea de ieșire a circuitului pentru corecția de fază și variabila "m", care reprezintă indicele de modulație necesar pentru comanda convertorului matriceal. Variabila de ieșire este coeficientul de corecție "kv". Pentru variabilele estimatorului s-au utilizat câte trei termeni lingvistici astfel: "mic", "mediu", "mare" pentru variabilele de intrare "unghi" și "m" și termenii lingvistici "zero", "cinci" și "zece" pentru variabila de ieșire "kv". De exemplu "zece" are semnificația "corecție de tensiune 10%". Pentru evaluarea inferenței se utilizează compoziția MAX-MIN iar pentru defuzzificare metoda primului maxim. În figurile 6.21-6.22 se prezintă funcțiile de apartenență corespunzătoare variabilelor circuitului pentru corecția de tensiune.

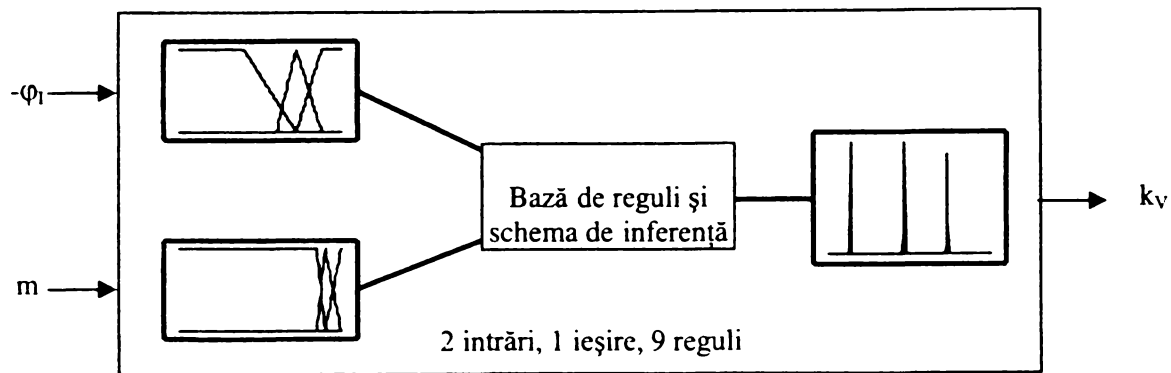


Figura 6.20 Schema bloc a circuitului pentru corecția fuzzy de tensiune

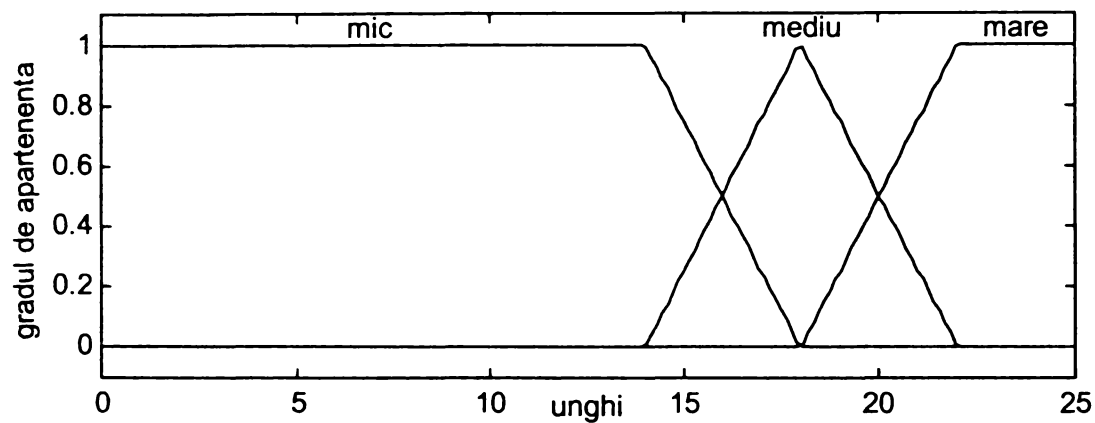


Figura 6.21 Funcțiile de apartenență pentru variabila de intrare "unghi" a circuitului pentru corecția de tensiune

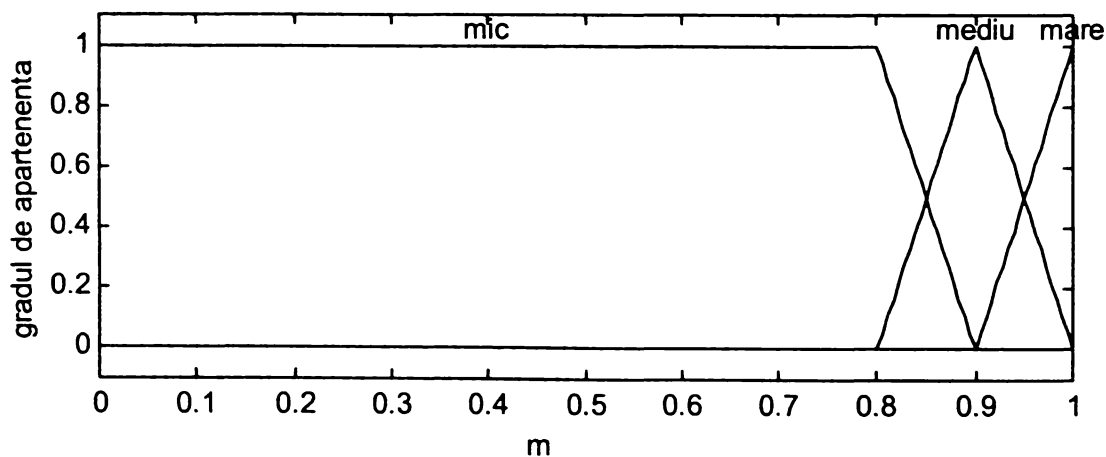


Figura 6.22 Funcțiile de apartenență pentru variabila de intrare "m" a circuitului pentru corecția de tensiune

În continuare se prezintă baza de reguli utilizată pentru corecția de tensiune:

1. Dacă (unghi = "mic") și (k = "mic") atunci (kv = "zero")
2. Dacă (unghi = "mediu") și (k = "mic") atunci (kv = "cinci")
3. Dacă (unghi = "mare") și (k = "mic") atunci (kv = "zece")
4. Dacă (unghi = "mic") și (k = "mediu") atunci (kv = "zero")
5. Dacă (unghi = "mediu") și (k = "mediu") atunci (kv = "cinci")

6. Dacă (unghi = "mare") și (k = "mediu") atunci (kv = "cinci")
7. Dacă (unghi = "mic") și (k = "mare") atunci (kv = "zero")
8. Dacă (unghi = "mediu") și (k = "mare") atunci (kv = "zero")
9. Dacă (unghi = "mare") și (k = "mare") atunci (kv = "zero")

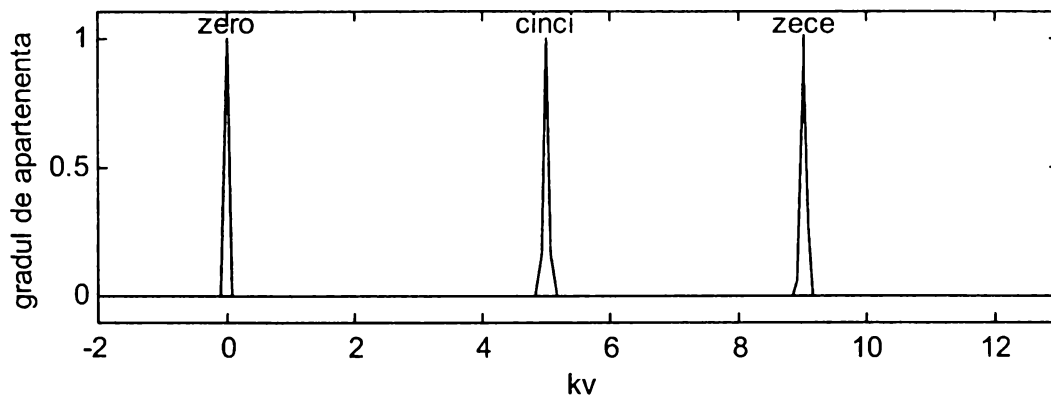


Figura 6.23 Funcțiile de apartenență pentru variabila de ieșire "kv" a circuitului pentru corecția de tensiune

În figura 6.24 se prezintă coeficientul de corecție de tensiune kv în funcție de compensarea defazajului la intrare, pentru trei valori diferite ale indicelui de modulație m.

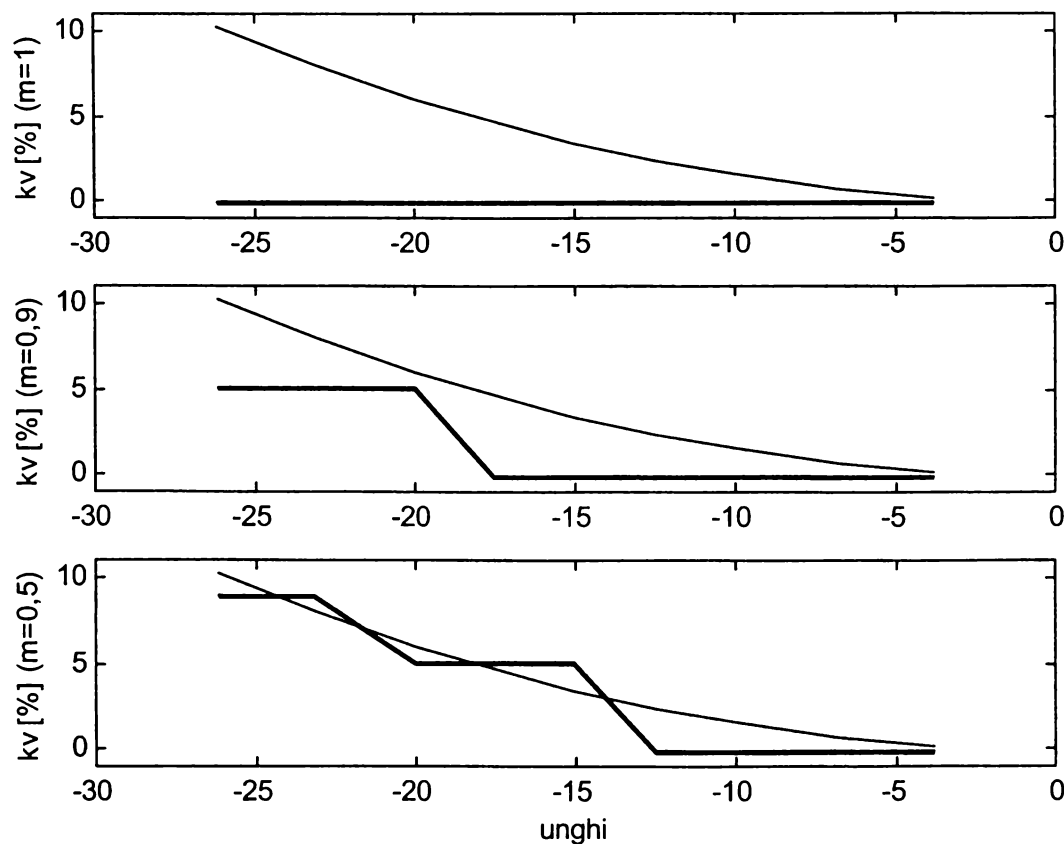


Figura 6.24 Coeficientul de corecție a tensiunii în funcție de unghiul de corecție a fazei și de indicele de modulație

Se observă că pentru indicii de modulație  $m=1$  se obține  $kv=0$  independent de valoarea unghiului de corecție a fazei pentru a se evita supramodulația. Pentru  $m<1$  corecția de amplitudine este variabilă în funcție de compensarea defazajului introdus de filtrul de intrare, diferența dintre tensiunea de ieșire corectată și cea dorită fiind în general mai mică decât 2,5%.

În figurile 6.25, 6.26 și 6.27 este prezentată forma curentului de intrare filtrat pentru cazurile în care nu se utilizează compensarea defazajului introdus de filtrul de intrare, cazul în care se utilizează numai corecția de fază și cazul în care se realizează și corecția de amplitudine, respectiv.

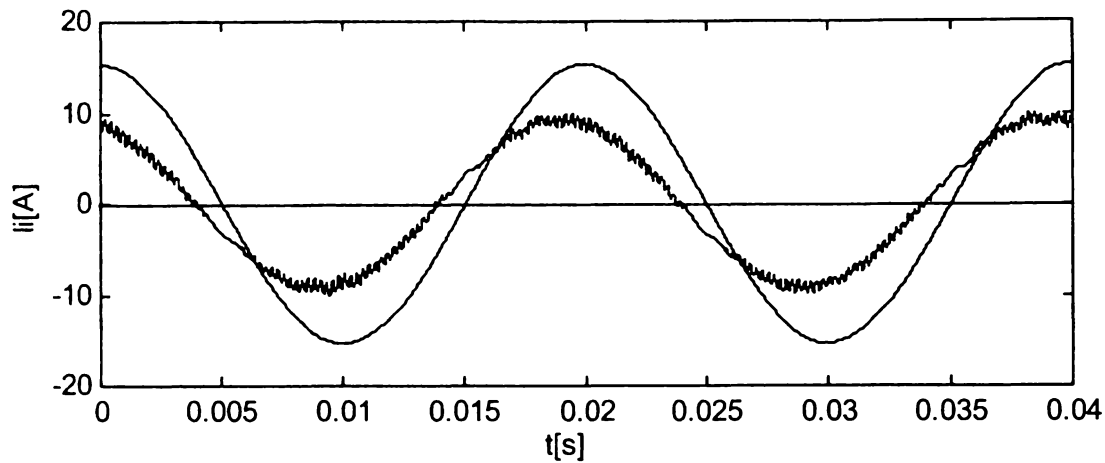


Figura 6.25 Curentul de intrare și tensiunea de alimentare pentru sistemul filtru-convertor matriceal fără compensarea unghiului  $\theta_F$

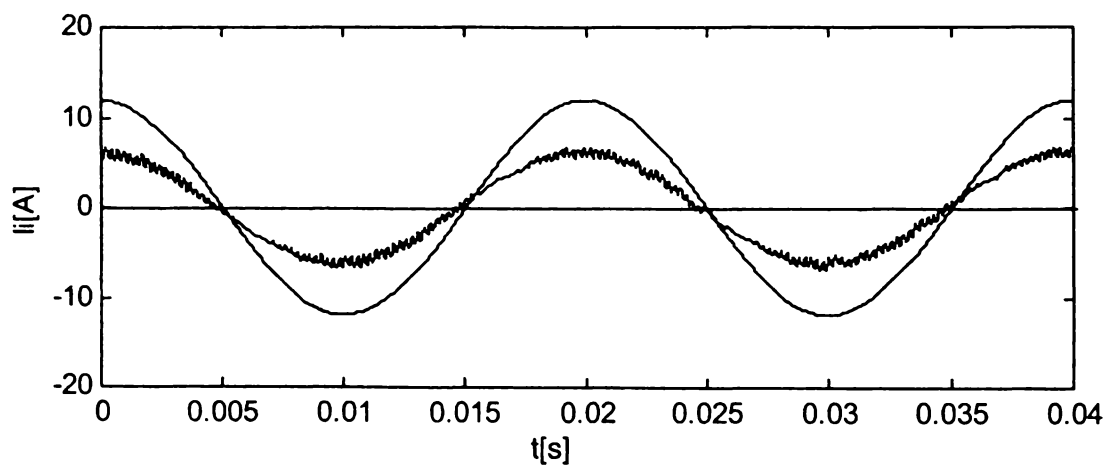


Figura 6.26 Curentul de intrare și tensiunea de alimentare pentru sistemul filtru-convertor matriceal utilizând corecția de fază

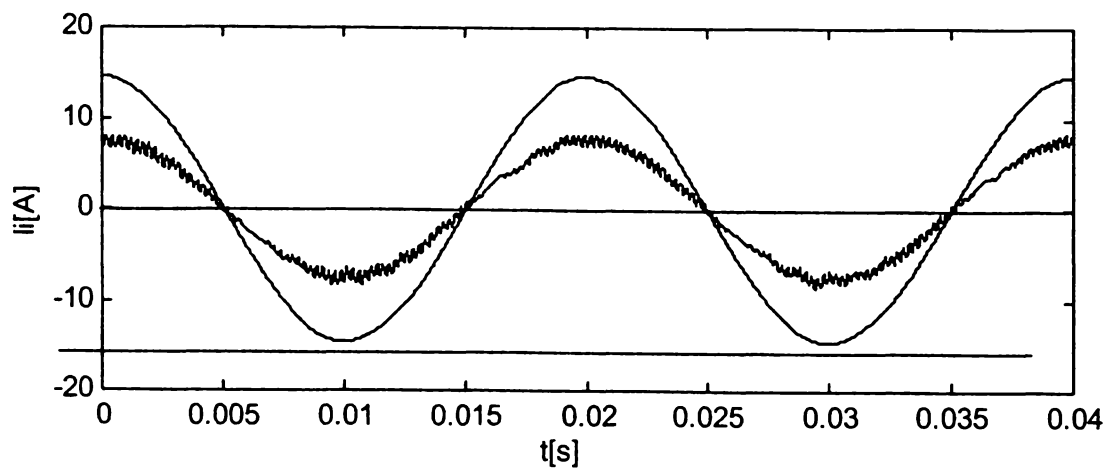


Figura 6.27 Curentul de intrare și tensiunea de alimentare pentru sistemul filtru-convertor matriceal utilizând corecția de fază și de tensiune

Se observă că utilizând corecția de fază și de tensiune curentul de intrare filtrat și tensiunea de alimentare sunt în fază, ca și în figura 6.27.

### 6.3 IMPLEMENTAREA COMUTATOARELOR BIDIRECȚIONALE DE PUTERE

Pentru implementarea blocului numit "matrice de comutatoare bidirecționale" din cadrul schemei bloc simplificată a unui convertor matriceal, prezentată în figura 6.1, sunt necesare comutatoare complet comandate și capabile să blocheze tensiuni și curenți de orice polaritate, în orice moment. Deși s-a arătat că există posibilitatea realizării unui dispozitiv semiconductor care să îndeplinească aceste condiții [Lip88], până în prezent nu s-au comercializat astfel de dispozitive bidirecționale cu blocare pe poartă. Din acest motiv, comutatoarele necesare pentru un convertor matriceal se pot implementa prin intermediul unor dispozitive semiconductoare unidirecționale de putere, care sunt disponibile la ora actuală. În figura 6.28 se prezintă diferite variante de implementare prin intermediul unor tranzistoare de tip IGBT și a unor diode rapide de putere. Toate cele șase variante sunt echivalente din punct de vedere funcțional.

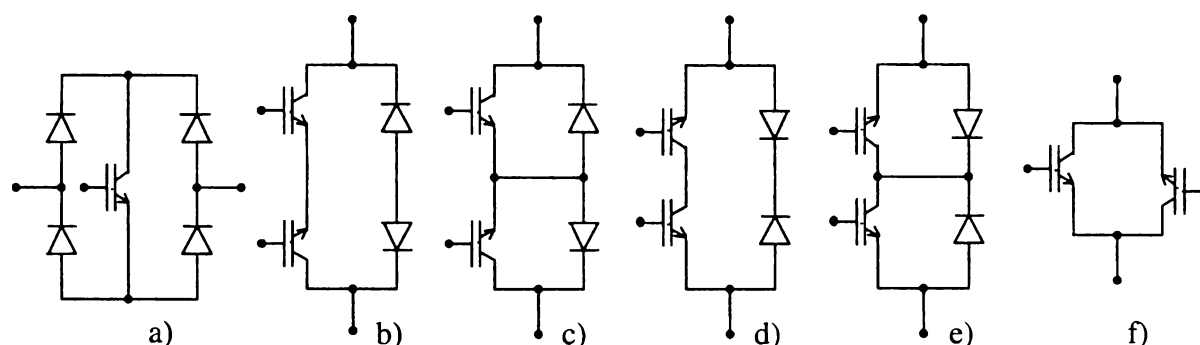


Figura 6.28 Posibilități de implementare a comutatoarelor bidirecționale

Comutatorul bidirecțional din figura 6.28a este realizat prin conexiunile dintre un tranzistor și o punte de diode. Principalul avantaj al acestuia este că pentru fiecare comutator este necesar un singur circuit de comandă pe poartă (driver). În continuare, pentru circuitele de comandă pe poartă ale comutatoarelor bidirecționale se va utiliza denumirea de *driver*, folosită și în literatura de specialitate de limba engleză. Astfel se evită posibilitatea apariției unor confuzii atunci când se face prezentarea unor circuite de comandă pe poartă a tranzistoarelor, sau prezentarea circuitelor necesare pentru implementarea unui algoritm de comandă caracteristic convertoarelor matriceale. Utilizând acest tip de comutator sunt necesare 9 drivere pentru a implementa în totalitate matricea de putere a convertorului. Principalul dezavantaj este că pierderile de putere în conducție sunt mari, deoarece în orice moment sunt în conducție trei dispozitive semiconductoare (un tranzistor și două diode). De asemenea nu se poate controla conducția comutatorului în funcție de sensul curentului sau de polaritatea tensiunii, astfel nefiind posibilă implementarea unor comutații de tip secvențial, necesare pentru creșterea fiabilității convertorului [Emp98B]. Acest tip de comutator a fost utilizat în primele etape ale dezvoltării convertoarelor matriceale [Zio86] [Nef92], atunci când prețul dispozitivelor de putere cu blocare pe poartă era ridicat, în comparație cu prețul altor componente electronice de putere.

Alte variante sunt cele prezentate în figurile 6.28b-6.28e, realizate prin conectarea în antiparalel a două tranzistoare și a două diode. Pierderile de putere în conducție sunt reduse față de comutatorul din figura 6.28a, deoarece în orice moment curentul circulă doar prin două dispozitive semiconductoare (un tranzistor și o diodă). Un alt avantaj constă în posibilitatea controlului conducției celor două tranzistoare din componența comutatorului în funcție de sensul curentului sau de polaritatea tensiunii, ceea ce duce la creșterea fiabilității convertorului [Emp98]. Un posibil

dezavantaj este necesitatea unui număr sporit de drivere (18 drivere față de cele 9 drivere ale comutatoarelor în punte de diode). Variantele din figurile 6.28b și 6.28c sunt cu emitor comun, iar cele din figurile 6.28d și 6.28e sunt cu colector comun. Comutatoarele din figurile 6.28c și 6.28e, caracterizate printr-o conectare galvanică a emitoarelor sau a colectoarelor comune, sunt preferabile față de variantele similare, dar fără această conectare a emitoarelor sau colectoarelor, ca și în figurile 6.28b și 6.28d. Motivul principal este că realizarea acestei conexiuni suplimentare previne o posibilă străpungere prin avalanșă a tranzistoarelor de tip IGBT în timpul întreruperii curentului invers [Ber96]. Totuși în cazul în care se utilizează tranzistoare de putere MOS, este necesară utilizarea variantelor din figurile 6.28b și 6.28d, pentru a invalida dioda intrinsecă a acestui tip de tranzistoare [Hub92M]. Deși această diodă este conectată în antiparalel cu tranzistorul MOSFET, este o diodă lentă, motiv pentru care nu poate fi utilizată în implementarea comutatoarelor convertorului matriceal. Driverele variantelor cu emitor comun necesită 9 surse de alimentare izolate, în timp ce pentru driverele comutatoarelor cu colector comun sunt necesare doar 6 surse de alimentare [Ber96]. În unele publicații s-a raportat și posibilitatea ca matricea celor 9 comutatoare bidirecționale să poată fi comandată cu doar trei surse de alimentare izolate între ele, dacă anumite comutatoare sunt în conexiunea emitor comun, altele sunt în conexiunea colector comun și se utilizează și alimentarea prin condensator de tip bootstrap [Klu00N]. Pentru conexiunea emitor comun, ambele tranzistoare ale comutatorului bidirecțional pot fi comandate față de același punct de masă. Pentru conexiunea colector comun cele două tranzistoare ale unei sigure celule trebuie comandate față de puncte de masă diferite, existând și posibilitatea apariției unor inductanțe parazite relativ importante între două comutatoare bidirecționale [Emp98B].

Comutatorul din figura 6.28f este o variantă mai economică, deoarece utilizează doar două dispozitive semiconductoare de putere. Realizarea acestui tip de comutator bidirecțional se bazează pe posibilitatea tranzistoarelor IGBT realizate în tehnologia NPT, de a bloca tensiuni mari de ambele polarități atunci când dispozitivul este în stare blocată [Ber96] [Ela97].

În literatura de specialitate s-a raportat și posibilitatea realizării unor comutatoare bidirecționale de putere pentru convertoare matriceale astfel încât să fie posibilă comutația soft [Emp98B] [Vil95]. Prin comutație soft a unui dispozitiv semiconductor de putere se înțelege comutația în momentul în care curentul sau tensiunea prin comutator sunt nule. Comutația dispozitivului semiconductor la tensiuni și curenți diferiți de zero se numește comutație hard. Astfel comutația soft oferă posibilitatea utilizării unor frecvențe de eșantionare foarte mari, datorită scăderii semnificative a pierderilor prin comutație asociate comutației hard. De asemenea se reduc perturbațiile electromagnetice generate de către convertorul matriceal [Emp98B].

Comutatorul bidirecțional din figura 6.29a este realizat în jurul variantei cu emitor comun din figura 6.28c, căreia i se mai adaugă un tranzistor, două diode, un condensator și o sursă de tensiune auxiliară. Elementele auxiliare sunt necesare pentru a se realiza un circuit rezonant astfel încât comutația tranzistoarelor principale va avea loc la tensiune nulă [Vil95], iar comutația tranzistorului auxiliar va avea loc la curent nul. Pentru o implementare practică sursa de tensiune continuă auxiliară este dificil de realizat, astfel că aceasta poate fi înlocuită cu un condensator conectat între emitorul și colectorul tranzistorului auxiliar, dar în acest caz comutația acestuia nu mai are loc la tensiune nulă.

Varianta din figura 6.29b a fost realizată dintr-o punte de diode, la care s-a conectat o celulă rezonantă formată dintr-un inductor, un condensator, două tranzistoare de putere și două diode. Comutația unui astfel de comutator se realizează la curent nul și la tensiune nulă, pierderile prin comutație fiind mai reduse decât cele caracteristice circuitului din figura 6.29a, însă pierderile prin conducție sunt mai mari [Emp98B].

Principalul dezavantaj al comutatoarelor necesare pentru implementarea comutației soft este numărul foarte mare de componente de putere, motiv pentru care nu se recomandă utilizarea comutatoarelor din figura 6.29 pentru implementarea convertoarelor matriceale [Emp98B].

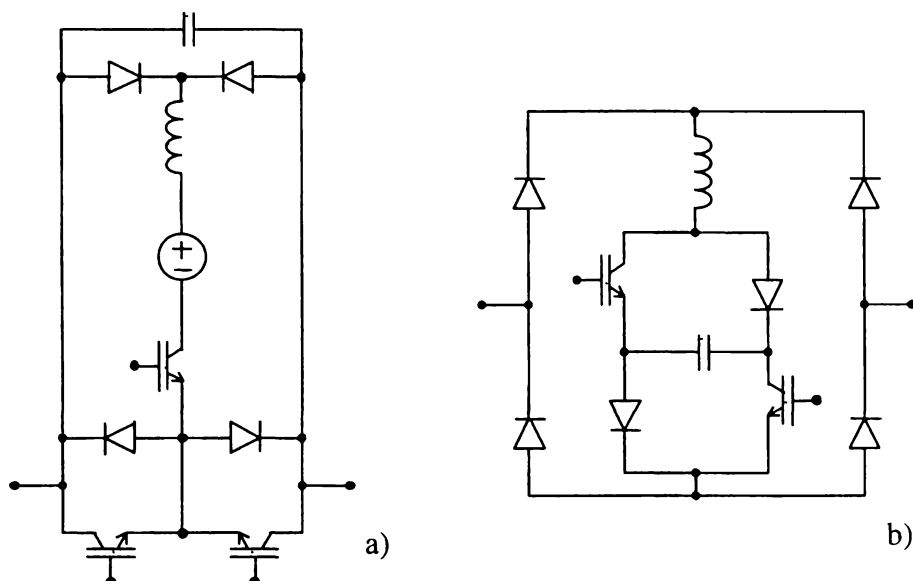


Figura 6.29 Implementarea unor comutatoare bidirecționale rezonante

Utilizând comutația hard însă implementarea unor procese de comutație sigure, care să nu reducă fiabilitatea convertorului este mai dificilă față de implementarea aceluiași tip de comutație pentru clasicele invertoare de tensiune. Motivul principal este că în cazul convertoarelor matriceale nu există o cale de curent naturală pentru curentul comutat, similară cu cea furnizată de diodele de nul ale unui inverter de tensiune.

Pentru a explica fenomenele care au loc în timpul comutației dintre două comutatoare bidirecționale se va considera circuitul din figura 6.30, în care este reprezentată schema unui convertor matriceal cu două faze de intrare și o singură fază de ieșire. Pentru a se evita scurtcircuitarea surselor de tensiune  $V_{I1}$  și  $V_{I2}$  ce ar conduce la apariția unor supracurenți distructivi prin dispozitivele semiconductoare, cele două comutatoare SW1 și SW2 nu pot fi în conducție în același timp. De asemenea din cauza caracterului inductiv al sarcinii ambele comutatoare nu pot fi blocate în același timp, pentru a se evita apariția unor supratensiuni care pot distruge dispozitivele semiconductoare. Astfel evitarea supracurenților și a supratensiunilor în același timp conduce la necesitatea unei comutații instantanee între cele două comutatoare bidirecționale. Din cauza timpilor de comutație diferiți de zero caracteristici dispozitivelor semiconductoare de putere acest lucru este imposibil.

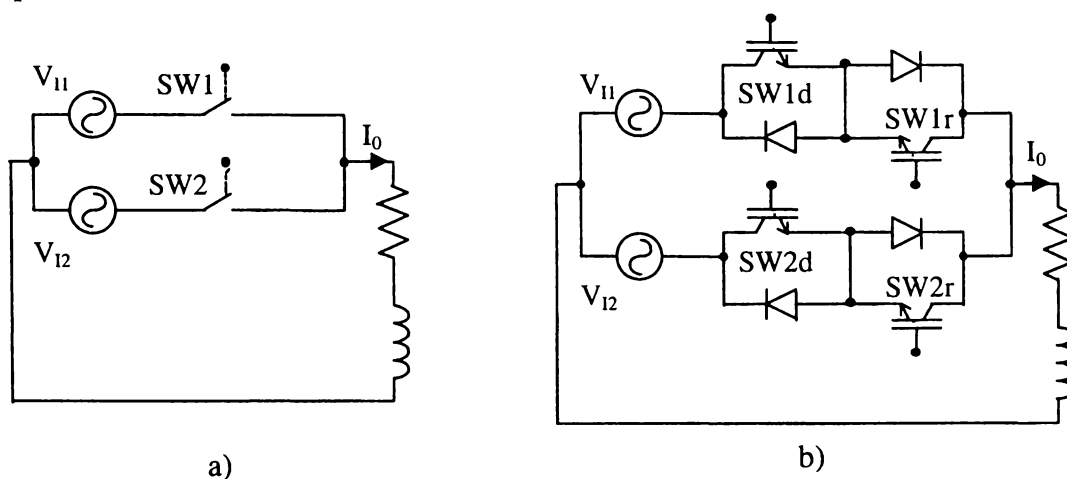


Figura 6.30 Convertor matriceal cu două faze de intrare și o fază de ieșire  
a) schema de principiu b) implementarea comutatoarelor bidirecționale

În literatura de specialitate s-au prezentat diferite metode prin care poate fi eliminată această problemă majoră pentru convertoarele matriceale. Cea mai simplă metodă constă în realizarea comutației dintre două comutatoare astfel încât într-un interval de "timp de suprapunere" ambele comutatoare să fie în conducție sau astfel încât într-un interval de "timp mort" ambele comutatoare să fie blocate. Implementarea acestor două metode necesită circuite suplimentare de protecție. Existența "timpului de suprapunere", presupune conectarea unor inductoare suplimentare în serie cu inductoarele filtrului de intrare pentru a se limita supracurenții care apar în acest interval de timp. Această metodă este neeconomică deoarece inductivitățile necesare sunt de valoare mare [Emp98B], ceea ce va conduce la creșterea prețului și volumului componentelor reactive ale convertorului matriceal. De asemenea inductivitățile de valoare mare vor crește și timpul minim necesar pentru o comutație, ceea ce va limita superior frecvența de eșantionare  $f_s$  și rezoluția implementării algoritmului de comandă. Dacă se utilizează intervale de "timp mort" [Whe97] [Sun96] sunt necesare circuite suplimentare de protecție la supratensiuni și care să furnizeze în același timp o cale suplimentară pentru curentul inductiv de sarcină. Principalul dezavantaj al acestei metode sunt pierderile de energie suplimentare în circuitul de protecție, care apar în timpul fiecărui ciclu de comutație [Nef92]. De asemenea din cauza caracterului bidirecțional al comutatorului realizarea acestor circuite este mai complexă decât în cazul unor circuite cu efect similar utilizate pentru comutatoarele unidirecționale ale invertoarelor de tensiune [Zio86]. Și aceste circuite ar ocupa un volum suplimentar, ceea ce ar diminua unul dintre avantajele convertoarelor matriceale, care este realizarea unor module de putere compacte de volum redus.

Ca o alternativă la metodele prezentate anterior a apărut "comutația secvențială" în diferite variante. Termenul de comutație secvențială a fost propus în [Ven89], iar în [Bur89] au fost prezentate în detaliu comutațiile secvențiale "în patru etape" în funcție de sensul curentului de sarcină și în funcție de polaritatea tensiunii de alimentare. Prin acest tip de comutație se urmărește invalidarea acelor stări ale comutatoarelor care pot produce scurtcircuitarea surselor de alimentare, asigurându-se în același timp cel puțin o cale de curent pentru curentul de sarcină. În [Bur89] și [Hub92M] s-a prezentat și un circuit de implementare a comutației secvențiale, utilizând câteva circuite logice combinaționale. Comutația secvențială nu se poate aplica variantei de comutator bidirecțional în punte de diode cu un singur tranzistor, prezentată în figura 6.28a.

Pentru explicarea comutației secvențiale în patru etape se va utiliza schema electrică din figura 6.30b. Comutatoarele bidirecționale din figura 6.30a au fost înlocuite prin configurația antiparalel cu emitor comun, din figura 6.28c. Atunci când unul dintre comutatoarele bidirecționale este în conducție, sunt comandate ambele tranzistoare SW\_d și SW\_r, pentru a se permite circulația curentului în ambele sensuri. Se presupune că la un moment dat este în conducție comutatorul bidirecțional SW1 și este necesară blocarea acestuia și aducerea în conducție a comutatorului SW2. Se presupune că sensul curentului de sarcină  $I_0$  este cel din figura 6.30, astfel că acesta circulă prin tranzistorul SW1d. Diagramele temporale corespunzătoare comutației în patru etape sunt prezentate în figura 6.31a. Cele patru etape ale comutației secvențiale sunt:

- etapa1: la momentul  $t_1$  este blocat tranzistorul SW1r, curentul circulând în continuare prin tranzistorul SW1d;

- etapa2: la momentul  $t_2$ , după un interval de timp minim  $t_{OFF}$ , în care tranzistorul SW1r s-a blocat în mod sigur, se aduce în conducție tranzistorul SW2d. Dacă în acest moment tensiunea  $V_{I2}$  este mai mare decât tensiunea  $V_{I1}$ , atunci în această etapă are loc și comutația curentului între comutatoarele bidirecționale SW1 și SW2;

- etapa 3: la momentul  $t_3$ , după un interval de timp  $t_{ON}$ , în care tranzistorul SW2d este în conducție, se poate bloca și tranzistorul SW1d. În această etapă are loc comutația curentului între SW1 și SW2, dacă nu a avut loc în etapa precedentă.

- etapa 4: la momentul  $t_4$ , după un interval de timp  $t_{OFF}$ , în care tranzistorul SW1d s-a blocat în mod sigur, se poate da comanda de aducere în conducție a tranzistorului SW2r. După un interval



de timp  $t_{ON}$ , în care și tranzistorul SW2r este în conducție, la momentul  $t_5$  se poate considera procesul de comutație încheiat.

În explicarea acestor etape s-a considerat că timpul de comutație al diodelor rapide de putere este mai mic decât timpii de comutație  $t_{ON}$  și  $t_{OFF}$  caracteristici tranzistoarelor de putere utilizate. În acest fel se asigură în orice moment o cale de curent pentru curentul de sarcină, evitându-se scurtcircuitarea surselor de alimentare. Comutația curentului are loc în etapa a 2-a sau a 3-a în funcție de polaritatea diferenței dintre tensiunile  $V_{I1}$  și  $V_{I2}$ . Acest tip de comutație permite comutația la curent nul a tranzistoarelor dacă tranzistorul care este în curs de blocare va fi polarizat invers de către tranzistorul care va fi adus în conducție. Deoarece probabilitatea unei astfel de comutații la curent nul este de 50%, acest proces se mai numește și "comutație semisoft" [Whe97]. Pe lângă asigurarea unei comutații sigure, comutația secvențială în patru etape va avea ca rezultat și reducerea pierderilor de putere prin comutație [Whe97]. O reducere a timpului total, necesar pentru parcurgerea celor patru etape necesare, este micșorarea intervalelor de timp în care comutația are loc la curent nul, deoarece în acest caz comutația dispozitivelor semiconductoare este mai rapidă [Sch97]. Această optimizare a comutației secvențiale în patru etape este prezentată în figura 6.31b.

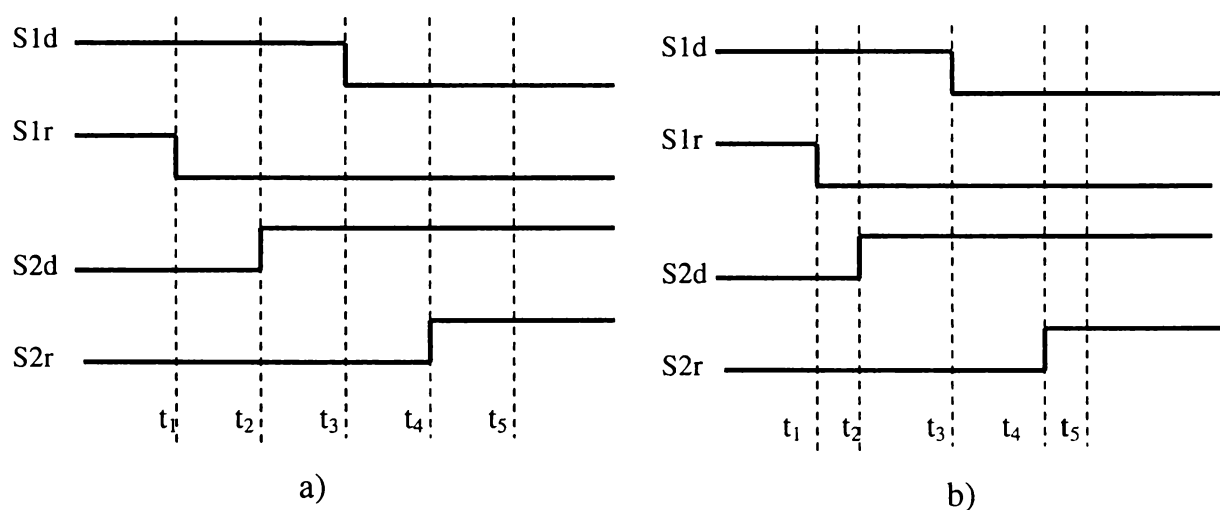


Figura 6.31 Semnalele de comandă pentru comutația secvențială în patru etape (curentul de sarcină  $I_0 > 0$ ) a) secvența standard b) secvența optimizată

Implementarea acestei metode de comutație necesită cunoașterea sensului curentului de sarcină în momentul comutației. Se observă că în timpul procesului de comutație curentul nu poate să-și schimbe sensul, eventual poate fi anulat dacă este necesar. Un dezavantaj al acestei metode este determinarea exactă a sensului curentului de sarcină atunci când acesta are valori reduse [Bur89], [Whe97]. În unele publicații [Bur89], [Hub92M] se sugerează întârzierea procesului de comutație până când determinarea sensului curentului este sigură, în timp ce în altele [Whe97] se propune continuarea comutației și dacă nu se cunoaște exact sensul curentului, introducându-se în această perioadă și "timp morți". Se consideră că incertitudinea asupra sensului curentului apare doar pentru curenți de valoare redusă, ceea ce înseamnă că supratensiunile generate de către sarcina inductivă în intervalele de "timp mort" sunt reduse.

O altă metodă este cea numită "comutație secvențială în două etape" [Emp98B]. Pentru implementarea acestei metode se consideră că în starea staționară este în conducție doar comutatorul prin care circulă efectiv curentul. Astfel pentru sensul direct al curentului de sarcină (sensul indicat în figura 6.30), este comandat doar tranzistorul SW1d. O cale pentru un curent de sens opus se va asigura prin aducerea în conducție a tranzistorului SW1r. Secvența de comutație necesară este prezentată în figura 6.32a. În cazul în care valoarea curentului de sarcină scade sub un anumit prag prestabilit  $I_{OP}$ , sunt în conducție ambele tranzistoare, corespunzătoare comutatorului bidirecțional care trebuie să fie în conducție. Odată ce valoarea curentului de sens opus a crescut peste pragul considerat, tranzistorul SW1d va fi blocat, conducția curentului asigurându-o

tranzistorul SW1r. Această secvență de comutație este independentă de comutația curentului între SW1 și SW2, impusă de către algoritmul de comandă. Secvența de comutație datorată algoritmului de comandă dintre SW1 și SW2, va avea loc în două etape. Astfel în cazul în care  $I_0$  are sensul din figura 6.30, cele două etape prezentate în figura 6.32b sunt:

- etapa1: la momentul  $t_1$  este adus în conducție tranzistorul SW2d. Dacă în acest moment  $V_{11} > V_{12}$  curentul va circula în continuare prin SW1d, aceasta fiind o etapă pregătitoare pentru comutația curentului între cele două comutatoare bidirecționale. Dacă  $V_{12} > V_{11}$ , în această etapă va avea loc și comutația curentului între SW1d și SW2d.

- etapa2: la momentul  $t_2$ , după un interval de timp minim  $t_{ON}$ , în care tranzistorul SW1d este în conducție în mod sigur, se va bloca tranzistorul SW1d. Dacă în etapa precedentă nu a avut loc comutarea curentului între SW1d și SW2d, atunci ea va avea loc în această etapă. În momentul  $t_3$ , după un interval de timp minim  $t_{OFF}$ , în care tranzistorul SW1d s-a blocat în mod sigur, se poate considera procesul de comutație încheiat.

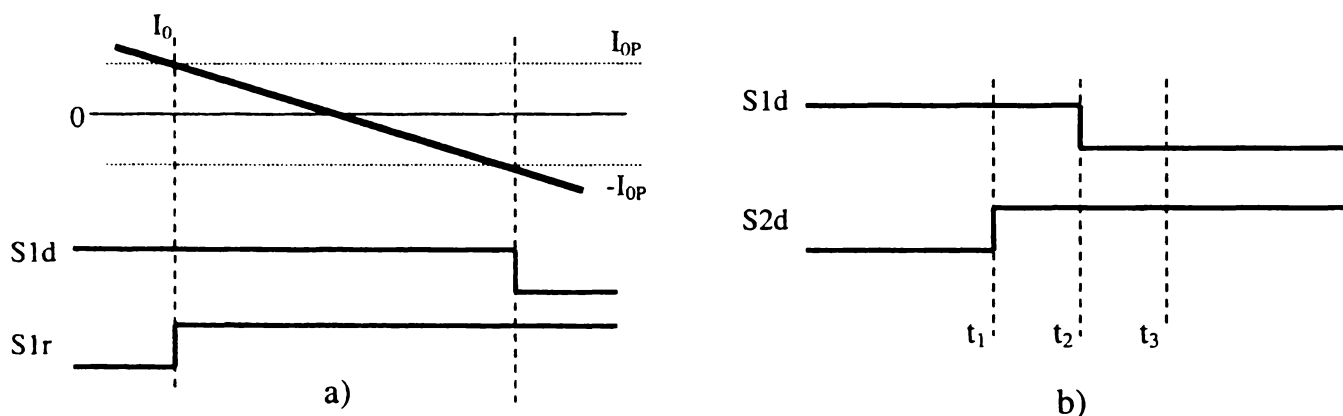


Figura 6.32 Semnalele de comandă pentru comutația secvențială în două etape

a) secvența de comutație pentru schimbarea sensului curentului de sarcină

b) secvența de comutație între SW1 și SW2 ( $I_0 > 0$ )

Dezavantajul acestei metode este că atunci când valoarea curentului este sub pragul prestabilit, comutarea curentului între SW1 și SW2, impusă de către algoritmul de comandă trebuie întârziată până când valoarea curentului va depăși acest prag. Această întârziere poate fi destul de mare pentru puteri nominale mari ale convertorului, caz în care rezoluția de măsurare a curentului este relativ mare. De asemenea apar probleme în cazul în care curentul își schimbă sensul în timpul unei comutații între SW1 și SW2. În [Emp98I] sunt descrise și secvențele de comutație necesare în acest caz.

În [Emp98B] se prezintă o variantă îmbunătățită a comutației în două etape, sensul curentului fiind determinat prin măsurarea căderii de tensiune pe cele două comutatoare unidirecționale ce formează un comutator bidirecțional, ca și în figura 6.33.

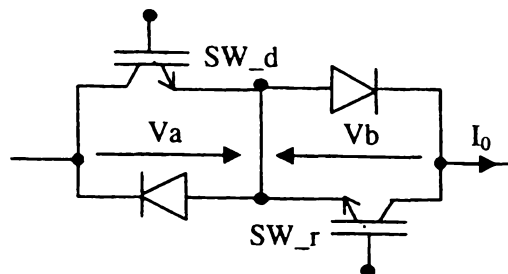


Figura 6.33 Determinarea sensului curentului prin măsurarea căderilor de tensiune pe comutatorul bidirecțional

Dacă sensul curentului este cel din figură, tensiunea  $V_a$  va avea valoarea de aproximativ 1,2V (căderea de tensiune de saturație a tranzistorului), iar  $V_b$  va fi aproximativ -0,7V (căderea de tensiune pe diodă). Dacă sensul curentului va fi opus celui din figură, atunci  $V_a \approx -0,7V$  și  $V_b \approx 1,2V$ . Presupunând că este comandat doar tranzistorul necesar pentru asigurarea circulației de curent la un moment dat, prin măsurarea tensiunilor  $V_a$  și  $V_b$  se poate deduce sensul curentului. Circuitele de detecție a sensului curentului și logica necesară sunt integrate în circuitul driver [Emp98I]. Diagrama temporală corespunzătoare secvenței de comutație în două etape este cea din figura 6.32b. O descriere detaliată a acestui tip de comutație numită și "inteligentă" este prezentată în [Emp98I] și [Emp98B].

Un alt tip de comutație se poate realiza în funcție de valoarea instantanee a tensiunilor de intrare. În continuare se vor folosi notațiile  $V_{I_{max}}$  pentru tensiunea de intrare maximă la un moment dat și  $V_{I_{min}}$  pentru tensiunea de intrare minimă în același moment. Pentru a evita scurtcircuitarea surselor de tensiune atunci când va fi necesară o comutație, se va introduce un interval de "timp mort", dependent de timpii de comutație ai dispozitivelor semiconductoare utilizate. Pentru a se asigura și o cale de curent, în acest interval de timp pentru curentul de sarcină inductiv, va fi necesară conducția anumitor comutatoare unidirecționale din matricea de comutatoare bidirecționale [You99]. Astfel considerând o singură fază de ieșire ca în figura 6.34, dacă  $V_{I1}$  este tensiunea maximă de intrare și  $V_{I2}$  este tensiunea minimă de intrare în momentul comutației, atunci în intervalul de "timp mort" vor fi comandate comutatoarele SW1r și SW2d. În acest mod, în funcție de sensul curentului de sarcină, acest va trece prin sursa de tensiune maximă sau minimă. În figura 6.34 sunt prezentate cele două căi de curent posibile, în funcție de sensul curentului de ieșire. Cu linie îngroșată sunt evidențiate calea de curent și comutatoarele care sunt în conducție. Descrierea detaliată a acestui tip de comutație, aplicată și în cazul unui convertor matriceal trifazat este prezentată în [You99].

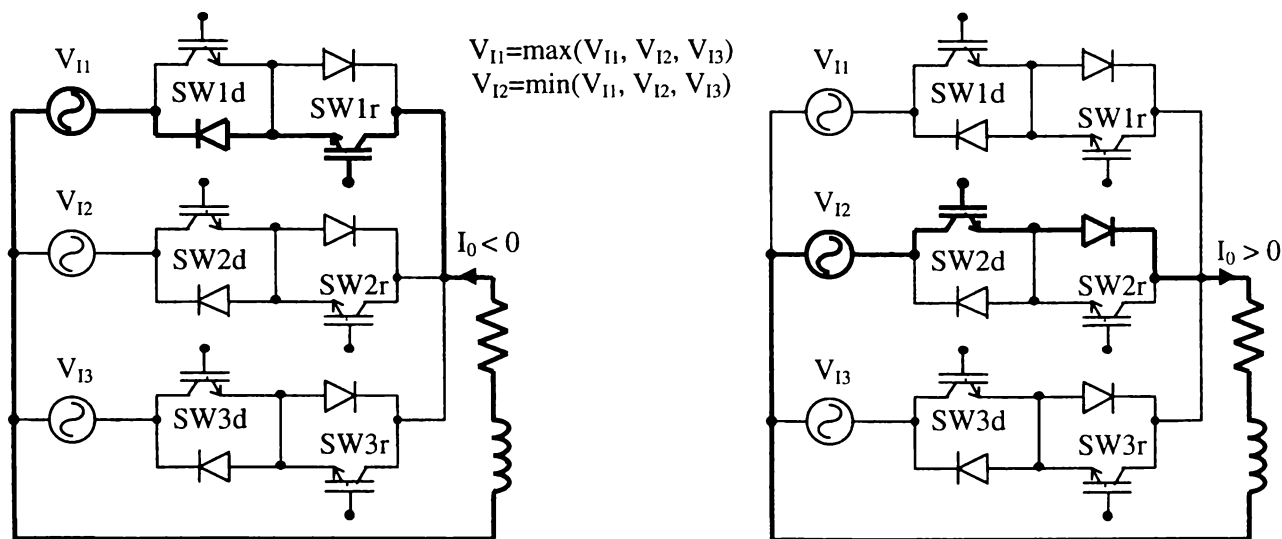


Figura 6.34 Secvența de comutație în intervalul de "timp mort" pentru asigurarea unei comutații sigure  
a)  $I_0 < 0$  b)  $I_0 > 0$

Tehnicile de comandă a comutatoarelor bidirecționale prezentate anterior asigură o comutație sigură în timpul funcționării convertorului matriceal, însă nu asigură protecția circuitului de putere și în cazul în care este necesară blocarea simultană a tuturor comutatoarelor. În cazul apariției unui supracurent în circuitul de putere, este necesară deschiderea tuturor comutatoarelor, independent de algoritmul de comandă, pentru a se întrerupe alimentarea sarcinii. Această întrerupere totală a legăturilor dintre intrare și ieșire va conduce, în cazul sarcinilor cu caracter inductiv, la apariția unor supratensiuni importante, ce pot distruge dispozitivele semiconductoare ce formează matricea de comutatoare bidirecționale. Un astfel de circuit de protecție este prezentat în

figura 6.35. Circuitul este format din două punți trifazate realizate cu diode de putere rapide, plaste la intrare și la ieșirea convertorului, o capacitate care preia energia sarcinii inductive în timpul comutației și o rezistență care să asigure descărcarea periodică a capacității. În timpul funcționării normale a convertorului, acest circuit asigură protecția la supratensiunile datorate inductanțelor de dispersie ale circuitului de putere. O prezentare detaliată a proiectării și funcționării acestui circuit de protecție este prezentată în [Nie97] [Nie99].

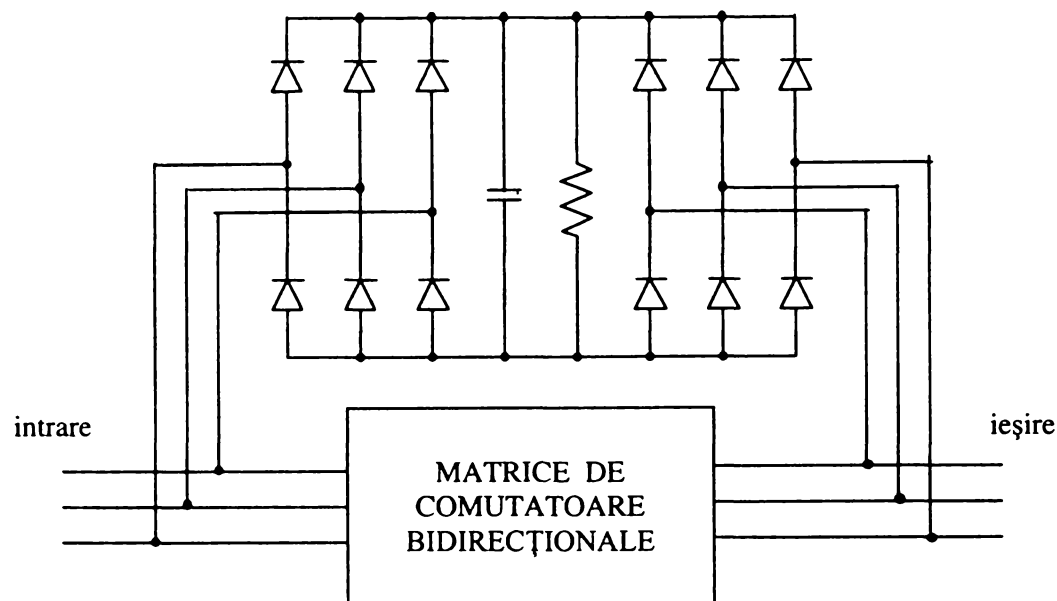


Figura 6.35 Circuit de protecție la supratensiuni pentru matricea de comutatoare

Deoarece sunt necesare 12 diode suplimentare, acest circuit va conduce la o creștere importantă a numărului de diode necesare pentru implementarea circuitului de putere. Există totuși posibilitatea ca șase dintre diodele circuitului de protecție să fie înlocuite de către anumite diode ce intră deja în componența comutatoarelor de putere bidirecționale, în acest mod fiind necesare doar 6 diode suplimentare [Nie99]. Existența acestui circuit are efecte pozitive și asupra eliminării influenței căderilor tensiunii de alimentare accidentale de scurtă durată asupra funcționării corecte a convertorului matriceal [Klu00S]. Dezavantajul acestui circuit este introducerea unei componente pasive de putere suplimentară. Valoarea capacității necesare este dependentă de parametrii sarcinii, pentru proiectarea corectă a acestui circuit fiind necesară și cunoașterea acestora. Pentru protecția suplimentară a circuitului de putere, în paralel cu condensatorul de protecție se poate conecta și un varistor. În unele publicații se consideră că rezistența de descărcare a condensatorului de protecție poate fi eliminată, energia acumulată pe condensator fiind utilizată pentru alimentarea driverelor sau a circuitelor de comandă, prin intermediul unor surse în comutație, ceea ce ar crește eficiența convertorului cu 1-2% [Nef92].

O altă metodă de protecție, care nu necesită circuite suplimentare, constă în aplicarea principiului "diodei de nul", aplicat în cazul convertoarelor convenționale cu legătură de curent continuu. Prin asigurarea unei căi de curent, aplicând în același timp o tensiune negativă în raport cu sensul curentului de ieșire, astfel încât sarcina să nu mai fie alimentată, valoarea curentului va scăde spre zero. Pentru a se implementa principiul "diodei de nul" se vor selecta o tensiune de fază care este pozitivă și o tensiune de fază care este negativă în raport cu punctul de nul al sarcinii,  $V_{AN} > 0$  și  $V_{NB} > 0$ , ca și în figura 6.36. Energia acumulată în sarcina inductivă se va descărca prin intermediul surselor de alimentare. Dacă  $I_0 > 0$ , atunci curentul va circula prin tranzistorul SW1r, iar dacă  $I_0 < 0$  curentul va circula prin tranzistorul SW2d. Implementarea acestui tip de "protecție activă" în cazul unui convertor matriceal trifazat este prezentată în [Sch97]. Dacă această secvență de comutație ce implementează "principiul diodei de nul" se aplică un interval de timp de aproximativ 20ms, va

avea loc anularea totală a curentului de sarcină [Sch97]. După acest interval de timp se pot bloca toate comutatoarele fără a mai exista pericolul supratensiunilor generate de sarcina inductivă.

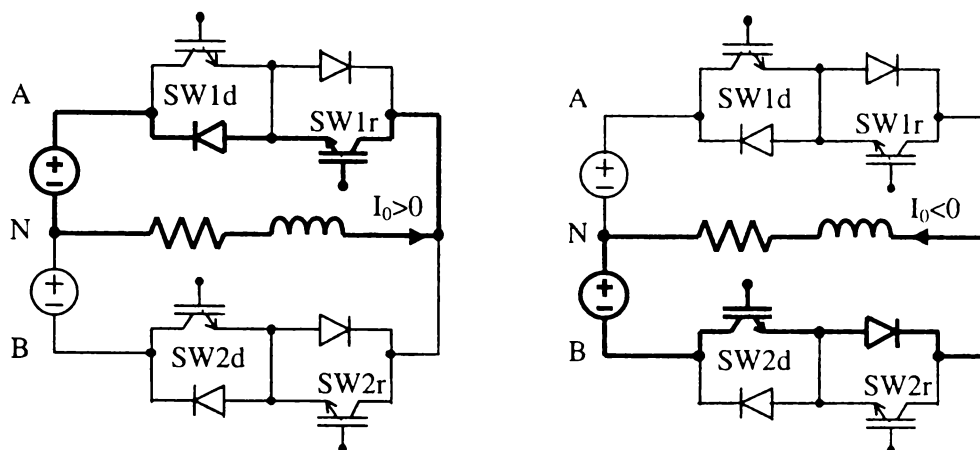


Figura 6.36 Implementarea principiului "diodei de nul" pentru protecția convertorului matriceal la oprirea acestuia

Pentru o protecție suplimentară a comutatoarelor bidirecționale la supratensiunile provocate de inductanțele parazite din circuitul de putere, o soluție având un preț scăzut este conectarea unor varistoare în paralel cu fiecare comutator bidirecțional [Sch97]. De asemenea pentru o protecție suplimentară la supracurent, se recomandă ca în drivele pentru tranzistoare să fie implementată o logică suplimentară, care să nu permită intrarea în conducție a unui comutator corespunzător unei faze de ieșire până când celelalte comutatoare corespunzătoare aceleiași faze de ieșire nu sunt blocate [Klu00N]. În acest mod se evită în mod sigur scurtcircuitarea surselor de alimentare.

În alegerea dispozitivelor semiconductoare utilizate pentru implementarea comutatoarelor de putere trebuie luați în considerare o serie de parametri ca: fiabilitatea, influența temperaturii asupra funcționării corecte, caracteristicile de comutație, aria de funcționare sigură (SOA), condițiile necesare pentru comanda pe poartă, posibilitatea proiectării unor module compacte, rezistivitatea termică, pierderile totale de putere, etc.

În cadrul primelor prezentări ale unor prototipuri de convertoare matriceale, comutatoarele de putere au fost implementate prin intermediul unor tranzistoare bipolare de putere (BJT) [Nef92] [Zio86], sau a unor tranzistoare MOS de putere [Hub92M], dispozitive care erau disponibile pe piață în acel moment. În prezent însă, pentru implementarea comutatoarelor unidirecționale de putere cu blocare pe poartă, soluția cea mai recomandată este tranzistorul de tip IGBT. Tranzistoarele de tip IGBT oferă o serie de avantaje comparativ cu tranzistoarele de putere MOS și cu tranzistoarele de putere bipolare BJT în domeniul puterilor medii (de la câțiva kW la sute de kW), și în domeniul frecvențelor de comutație medii (până la 50kHz) [Bos92], caracteristicile funcționării convertoarelor matriceale.

Deși varianta din figura 6.28f, prin care se utilizează tranzistoare de tipul NPT-IGBT, pare cea mai avantajoasă datorită numărului redus de componente, trebuie luate în seamă și anumite diferențe dintre parametrii tranzistoarelor IGBT de tip NPT (nonpunch-through IGBT) și de tip PT (punch-through). Astfel în cazul comutației la tensiune nulă, pierderile la blocare pentru NPT-IGBT sunt mai mari decât pierderile pentru PT-IGBT [Ela97]. În cazul comutației la curent nul, mai avantajoasă este utilizarea tranzistoarelor NPT-IGBT, care oferă și o stabilitate termică mai bună decât componentele de tip PT-IGBT [Ela97].

Pierderile de putere în comutație sunt de asemenea dependente de valoarea tensiunii de comandă pe grilă și a rezistenței conectate în serie cu grila dispozitivului semiconductor. Această influență este mult mai importantă în cazul aducerii în conducție a dispozitivului, decât în cazul blocării acestuia. Dependența pierderilor de putere la aducerea în conducție este mult mai mare în

cazul tranzistoarelor NPT-IGBT. În concluzie alegerea unei rezistențe de grilă mici pentru aducerea în conducție a tranzistorului este mai critică pentru dispozitivele de tip NPT-IGBT, decât pentru cele de tipul PT-IGBT [Bla95P]. Alegerea unei rezistențe de grilă mici este benefică și în cazul blocării deoarece în cazul utilizării componentelor NPT, atunci când se comandă blocarea acestora, pentru eliminarea sarcinii stocate în timpul conducției va fi necesar un curent invers relativ important care odată cu creșterea tensiunii în sens direct pe dispozitiv, poate duce la creșterea semnificativă a pierderilor de putere prin comutație [Ela97]. Prin micșorarea rezistenței de grilă intervalul de timp necesar pentru eliminarea acestei sarcini va fi mai redus.

De asemenea trebuie luate în considerare și pierderile de putere în conducție. Astfel pentru NPT-IGBT, pierderile de putere în conducție sunt în general mai mici decât cele caracteristice pentru PT-IGBT la temperatura de 25°C, situația inversându-se la temperatura de 125°C, temperatură la care scad și pierderile prin diodele de putere [Bla95P].

În literatura de specialitate se recomandă în general utilizarea tranzistoarelor NPT-IGBT la frecvențe de comutație mari, iar tipul PT-IGBT pentru curenți de sarcină mari [Bla95P]. În acest mod se asigură o minimizare a pierderilor de putere, deoarece pierderile de putere prin comutație pentru componentele de tipul NPT sunt mai reduse decât pentru tipul PT, dar cresc proporțional cu valoarea curentului comutat. Pe de altă parte dispozitivele de tipul PT au pierderi prin conducție mai mici decât tipul NPT, considerând că este mai probabilă funcționarea acestora la temperaturi mai mari de 25°C.

În [Ber96] se face un studiu comparativ al pierderilor de putere între varianta de comutator bidirecțional din figura 6.28f, realizată cu tranzistoare NPT-IGBT și varianta cu colector comun (CCC) din figura 6.28e, implementată cu tranzistoare PT-IGBT și diode epitaxiale rapide de putere. S-a constatat că deși pierderile prin conducție în varianta NPT sunt cu aproximativ 30% mai reduse decât în cazul variantei CCC, alegerea optimă a unei dintre cele două variante este dependentă de frecvența de eșantionare, de curentul de sarcină și de tensiunea de alimentare, care influențează pierderile de putere prin comutație. Astfel pentru frecvențe de eșantionare mai mici decât o anumită frecvență critică, pierderile totale de putere sunt mai mici pentru varianta NPT, în timp ce pentru frecvențe mai mari decât frecvența critică este mai avantajoasă utilizarea variantei CCC. În funcție de condițiile de lucru ale convertorului (curent de ieșire, tensiune de alimentare), această frecvență critică se află în domeniul 5-20kHz.

Creșterea frecvenței de eșantionare se poate realiza prin utilizarea tranzistoarelor MOS de putere, însă aceste sunt caracterizate de o rezistență  $r_{ON}$  în conducție de valoare mare. În prezent însă se comercializează și tranzistoare de putere numite COOLMOS, a căror rezistență în starea de conducție este comparabilă cu cea a tranzistoarelor IGBT. În cazul utilizării tranzistoarelor COOLMOS se pot implementa doar configurațiile din figurile 6.28b și 6.28d.

O altă variantă de implementare a comutatoarelor de putere o constituie tiristoarele cu blocare pe poartă de tipul MCT. Deși în literatura de specialitate s-au raportat unele probleme care pot să ducă la distrugerea dispozitivelor la aducerea în conducție a tiristoarelor MCT la tensiune nulă [Lee95], atunci când acesta este utilizat ca și comutator bidirecțional, în configurația cu emitor comun din figura 6.28c, aceste probleme dispar [Elb96]. Deoarece nici tiristoarele MCT nu pot bloca tensiuni inverse mari, configurația din figura 6.28f nu poate fi utilizată în acest caz. Viteza de comutație a tiristoarelor MCT este comparabilă cu cea a tranzistoarelor IGBT, însă componentele MCT prezintă avantajele unei densități de curent mai mari (de exemplu un IGBT de 600V/25A este mai mare decât un MCT de 600V/75A), existând astfel posibilitatea realizării unor module mai compacte. Principalul avantaj al tiristoarelor MCT față de tranzistoarele IGBT este însă căderea de tensiune în conducție  $V_{ON}$ , care este mai redusă și independentă de valoarea curentului. De exemplu pentru un comutator bidirecțional realizat cu MCT  $V_{ON} \approx 2,1V$  indiferent de valoarea curentului, în timp ce pentru același comutator realizat cu tranzistoare IGBT  $V_{ON} \approx 4V$  la 11A, această cădere de tensiune având tendința de creștere odată cu creșterea curentului [Elb96]. De asemenea nu mai există "coada de curent", caracteristică tranzistoarelor IGBT. Circuitele de protecție necesare pentru

MCT sunt mai reduse ca dimensiuni, deoarece viteza de creștere a curentului  $di/dt$ , maxim admisă este mai mare decât cea caracteristică pentru tranzistoarele IGBT [Elb96]. Dezavantajele MCT sunt legate de parametri necesari pentru circuitul de comandă în grilă, care trebuie să asigure un timp de creștere de cel mult 200ns, fiind de asemenea necesară o tensiune de comandă cu polaritate dublă nesimetrică (-12V, +16V) [Elb96].

O soluție modernă pentru reducerea dimensiunilor convertorului constă în utilizarea unor module de putere, în care să fie integrate toate comutatoarele de putere necesare. În prezent se comercializează astfel de module care conțin componentele necesare pentru implementarea invertoarelor sau a redresoarelor comandate, ce conțin în general 6 tranzistoare de tip IGBT și 6 diode rapide în antiparalel. Un astfel de modul poate fi utilizat pentru implementarea comutatoarelor necesare pentru o fază de ieșire, dar este necesară intervenția în interiorul modului pentru a modifica unele conexiuni dintre componente. În unele publicații se propun anumite configurații ale unor astfel de module realizate special pentru implementarea comutatoarelor necesare unui convertor matriceal. Astfel unele firme de tradiție producătoare de echipamente pentru acționarea mașinilor asincrone de curent alternativ, ca Siemens [Hor98] sau Danfoss [Klu00A] au realizat unele prototipuri ale invertoarelor matriceale, în care se utilizează astfel de module care micșorează volumul total al convertorului.

## 6.4 CIRCUITELE DE COMANDĂ ȘI DE INTERFAȚĂ ALE UNUI CONVERTOR MATRICEAL

Principala funcție a circuitului de comandă al unui convertor matriceal este implementarea algoritmului de comandă pentru cele nouă comutatoare bidirecționale. În general se consideră că modulația SVM oferă cele mai bune performanțe din punct de vedere al raportului dintre calitatea formelor de undă generate la intrarea/ieșirea convertorului matriceal și complexitatea calculelor necesare pentru implementarea algoritmului de comandă [Cas92]. În capitolul al 5-lea s-a arătat că și modulația SLM, propusă de către autor, oferă performanțe similare, având însă și avantajul compensării intrinseci a efectului nesimetriei tensiunilor de intrare asupra formelor de undă generate la ieșirea convertorului. Din aceste motive, în continuare *se va analiza posibilitatea de implementare a unui circuit de comandă "universal", astfel încât pe aceeași structură hardware să poată fi implementate toate cele 25 de variante prezentate în capitolul al 4-lea ale modulației SVM și cele 26 de variante ale modulației SLM, prezentate în capitolul al 5-lea.*

În general comanda convertorului matriceal se face astfel încât în funcție de anumite mărimi prescrise de către utilizator sau de către un sistem ierarhic superior, la ieșirea convertorului să se genereze o tensiune având frecvența și valoarea fundamentale egale cu valorile prescrise. Un alt parametru care poate fi prescris este defazajul dintre tensiunea de alimentare și curentul generat la intrarea convertorului, în funcție de factorul de putere dorit la intrare, în anumite condiții de funcționare, dependente de puterea de lucru a convertorului și de valoarea componentelor pasive din componența filtrului de intrare. Astfel circuitul de comandă trebuie să calculeze valoarea necesară a coeficienților " $h$ ", caracteristici funcțiilor de transfer ale convertorului matriceal, în funcție de mărimile de comandă prescrise. Determinarea acestor coeficienți se face în fiecare perioadă de eșantionare  $T_s=1/f_s$ . În continuare se vor genera semnale logice cu perioada  $T_s$ , al căror factor de umplere să fie egal cu valoarea coeficienților " $h$ " calculați anterior. Pentru a se obține funcțiile de comutație ale celor 9 comutatoare bidirecționale, va fi necesară și distribuția acestor semnale, către driverele respective, în conformitate cu varianta aleasă pentru algoritmul de comandă. În funcție de valoarea logică a celor nouă semnale de comandă, pentru a se asigura protecția dispozitivelor semiconductoare ce formează matricea de comutație, circuitul de comandă va trebui să asigure și implementarea uneia dintre variantele "comutației secvențiale" prezentate în paragraful anterior,

prin generarea a 18 semnale logice, necesare pentru comanda tranzistoarelor din componența comutatoarelor bidirecționale.

Deși în general, în literatura de specialitate nu s-au analizat concret circuitele de comandă necesare pentru implementarea algoritmului de comandă SVM, totuși există câteva lucrări în care au fost făcute prezentări relativ sumare ale unor astfel de circuite [Zha96] [Hub95] [Sch96].

Calculul coeficienților "h" pentru algoritmul de comandă SVM, se va face conform relațiilor (4.35)-(4.39), în fiecare interval de timp  $T_s$ . Se observă că este necesar un sistem de comandă care să calculeze valoarea a cinci coeficienți "h", notați  $h_{am}$ ,  $h_{an}$ ,  $h_{bm}$ ,  $h_{bn}$  și  $h_z$ , ce vor reprezenta factorul de umplere variabil pentru cinci semnale logice de tip PWM. Acest fapt sugerează necesitatea a cinci circuite de numărare-temporizare pentru generarea acestor semnale [Zha96]. Deoarece pentru acest tip de circuite se folosește uzual termenul "timer", acesta va fi utilizat în continuare și în cadrul acestei lucrări. Însă suma celor cinci intervale de timp este întotdeauna egală cu perioada de eșantionare, conform relației (4.15b), astfel că se pot utiliza doar patru timere, semnalele necesare fiind generate prin combinații logice ale ieșirilor celor patru timere.

Calculul coeficienților "h" pentru algoritmul de comandă SLM, se poate face, conform relațiilor (5.18), (5.21) și (5.36)-(5.44), în combinație cu datele prezentate în tabelele 5.2 și 5.3. Analizând aceste date se observă că la un moment dat este necesară sinteza a șase coeficienți "h". Deoarece conform relațiilor teoriei prezentate în capitolul al 5-lea, doi dintre acești șase coeficienți pot fi determinați prin combinații logice ale celorlalți patru coeficienți vor fi suficiente patru timere, ca și în cazul modulației SVM.

*Astfel se desprinde concluzia că pentru implementarea tehnicilor de modulație SVM și SLM pe aceeași structură hardware sunt necesare minim patru timere.*

În general microcontrolerele sau procesoarele de semnal comercializate în prezent conțin în structura lor timere realizate în scopul controlului unor invertoare sau redresoare trifazate. Din acest motiv, pentru implementarea algoritmilor de comandă SVM și SLM se va considera că cele patru timere pot furniza semnale logice asimetrice sau simetrice, de forma celor din figurile 6.37a sau 6.37b, respectiv.

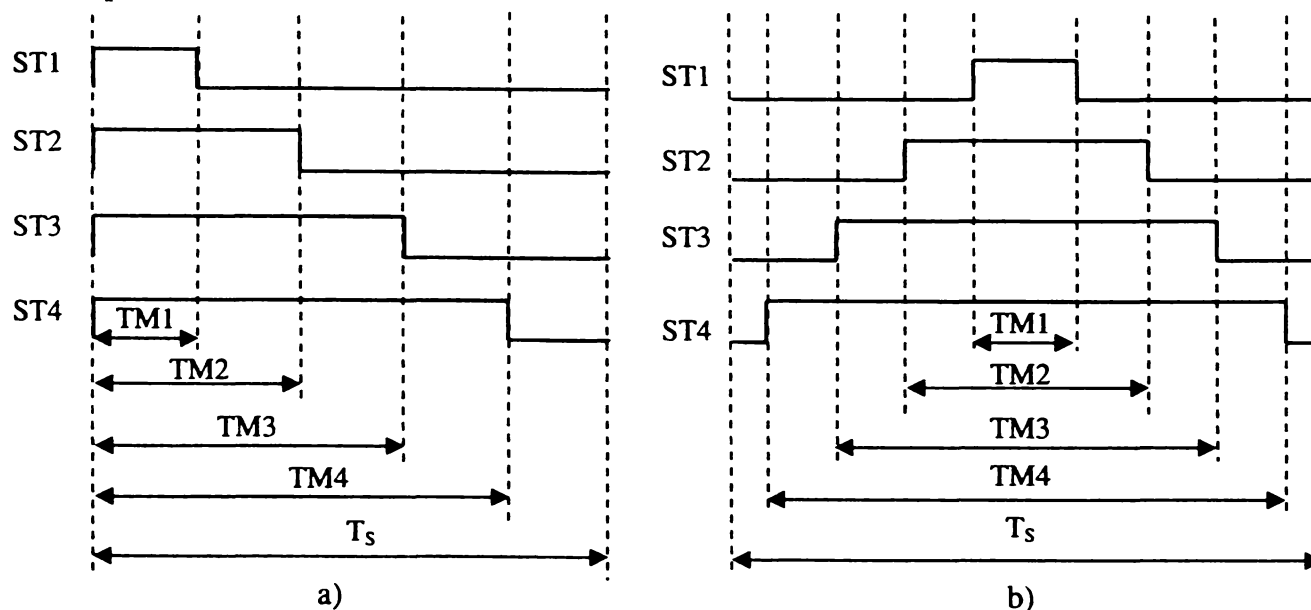


Figura 6.37 Forma semnalelor logice generate la ieșirea timerelor  
a) semnale asimetrice b) semnale simetrice

*Pentru a nu interveni întârzieri suplimentare în generarea celor nouă semnale de comandă S11-S33, este important ca în funcție de temporizările necesare, timerele utilizate să genereze semnale logice direct la pinii de ieșire ai acestora, fără a mai fi necesară deservirea unei subrutine de întrerupere de către sistemul de calcul. Semnalele generate la ieșirile celor patru timere vor fi*



notate  $ST1$ ,  $ST2$ ,  $ST3$  și  $ST4$ , respectiv. Pentru cele patru durate de temporizare se vor utiliza notațiile  $TM1$ ,  $TM2$ ,  $TM3$  și  $TM4$ , respectiv.

### 6.4.1 IMPLEMENTAREA MODULATORULUI SVM

Indiferent de varianta aleasă pentru algoritmul de comandă SVM, un sistem de calcul cu microprocesor va determina valoarea necesară a funcțiilor de transfer  $h_{am}$ ,  $h_{an}$ ,  $h_{bm}$ ,  $h_{bn}$  și  $h_z$ , la intervale de timp egale cu perioada de eșantionare  $T_s$ , specificată anterior. Din relațiile (4.35)-(4.39) se observă că, pentru acest calcul este necesară cunoașterea indicelui de modulație  $m = V_{OL} / V_{OL \max}$  ( $V_0 / V_{0 \max}$ ), unghiurile vectorilor spațiali de curent și de tensiune  $\theta_C$  și  $\theta_V$  și defazajul  $\varphi_I$  dorit între curentul și tensiunea de intrare. S-a arătat în capitolul al 4-lea că valoarea maximă a tensiunii de linie efective dorite la ieșire este  $V_{OL \max} = 0,866 V_{IL}$  ( $V_{0 \max} = 0,866 V_I$ ), unde  $V_{IL}$  ( $V_I$ ) este valoarea efectivă a tensiunii de intrare de linie (fază). Astfel, în funcție de valoarea efectivă a tensiunii dorite la ieșire  $V_{OL}$  ( $V_0$ ), sistemul de calcul va prelua de la utilizator sau de la un sistem ierarhic superior, indicele de modulație necesar. În funcție de frecvența dorită  $f_0$ , a tensiunii de ieșire se poate determina valoarea unghiului  $\theta_V$  [Hub95], prin generarea de către sistemul de calcul a unor semnale sinusoidale conform relației (3.23). De asemenea cunoscând frecvența tensiunilor de intrare  $f_1$  și unghiul de defazaj  $\varphi_I$  se poate determina și unghiul  $\theta_C$  [Hub95], dacă se cunoaște polaritatea tensiunilor de intrare și se generează de către sistemul de calcul semnale sinusoidale conform relației (3.28).

Pentru implementarea tehnicilor de comandă SVM, se va considera că timerele generează semnale asimetrice de forma celor din figura 6.37a. Analizând cele 25 de variante ale algoritmului SVM, propuse în subcapitolul 4.2, se observă că în funcție de secvența de comutație a stărilor convertorului matriceal sunt posibile 12 combinații ale duratelor de temporizare  $TM1$ - $TM4$ , în funcție de intervalele de timp  $T_{am} = h_{am} \cdot T_s$ ,  $T_{bm} = h_{bm} \cdot T_s$ ,  $T_{an} = h_{an} \cdot T_s$ ,  $T_{bn} = h_{bn} \cdot T_s$  și  $T_z = h_z \cdot T_s$ . Aceste combinații, notate  $CTV1$ - $CTV12$  sunt prezentate în tabelul A4.1, din anexa 4. De exemplu pentru combinația  $CTV1$ , cele patru semnale logice  $ST1$ - $ST4$ , vor avea forma din figura 6.38.

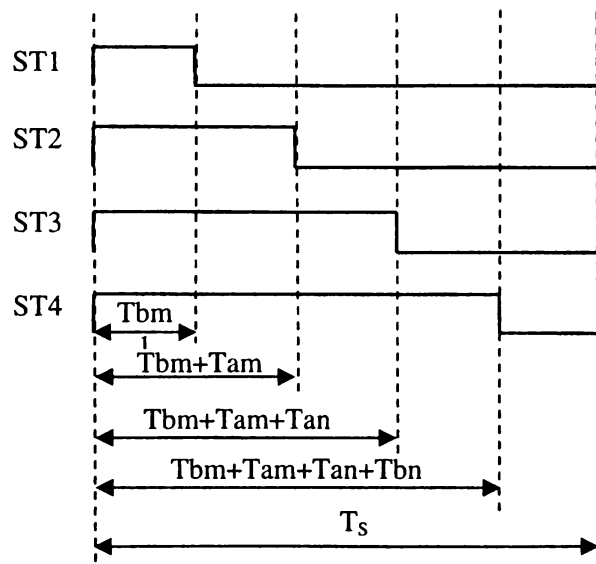


Figura 6.38 Forma semnalelor logice generate la ieșirea timerelor pentru combinația de temporizare  $CTV1$

Se observă că într-o perioadă de eșantionare sunt posibile cinci stări distincte ale celor patru semnale logice, la un moment dat. Alegerea unei dintre combinațiile de temporizare  $CTV1$ - $CTV12$ , pentru toate variantele de comandă SVM se face în funcție de variabila logică auxiliară  $Pa$ , definită conform relației (4.47). Pentru calcularea acestei variabile auxiliare, la începutul fiecărei perioade de eșantionare este necesară cunoașterea valorii logice pentru variabilele  $SV1$ - $SV6$  și  $SC1$ - $SC6$ , ce

corespund combinațiilor posibile ale sectoarelor active de tensiune-curent, în funcție de poziția vectorilor spațiali corespunzători tensiunii de ieșire și curentului de intrare (figurile 4.2a și 4.2b).

Deoarece traiectoria circulară a unui vector spațial a fost împărțită în șase sectoare de  $60^\circ$ , acestea pot fi codificate printr-o variabilă logică de 3 biți. Pentru determinarea variabilelor SC1-SC6, corespunzătoare sectoarelor de curent, este suficientă cunoașterea polarității celor trei curenți de intrare. În figura A4.1 sunt prezentate variabilele logice *SVC11*, *SVC12* și *SVC13* în funcție de polaritatea curenților doriți la intrare  $i_{11}^*$ ,  $i_{12}^*$  și  $i_{13}^*$ , respectiv. Pentru determinarea variabilelor SV1-SV6, corespunzătoare sectoarelor de tensiune, este suficientă cunoașterea polarității celor trei tensiuni de linie, dorite la ieșire. În figura A4.2 sunt prezentate variabilele logice *SVOV1*, *SVOV2* și *SVOV3* în funcție de polaritatea tensiunilor dorite la ieșire  $v_{012}^*$ ,  $v_{023}^*$  și  $v_{031}^*$ , respectiv. În tabelele A4.2 sau A4.3 sunt prezentate corespondențele dintre variabilele logice SC1-SC6 și SVC11-SVC13 sau variabilele logice SV1-SV6 și SVOV1-SVOV3, respectiv.

Generarea celor nouă funcții de comutație S11-S33, definite în capitolul al 3-lea, se poate face în trei variante, în funcție de asocierile *az1*, *az2* și *az3* dintre stările convertorului matriceal și starea pasivă *z* (tabelele 4.3, 4.4 și 4.6). Funcțiile logice corespunzătoare sunt prezentate în anexa 4, relațiile (A4.1)-(A4.9). Cele trei variante de calcul pentru funcțiile de comutație S11-S33, sunt determinate de variabilele auxiliare *Saz1*, *Saz2* și *Saz3*. De asemenea mai este necesară și cunoașterea valorii a cinci variabile logice auxiliare, notate *Pam*, *Pbm*, *Pbn*, *Pan* și *Pz* și a variabilelor SV1-SV6 și SC1-SC6, pentru implementarea stărilor active SVM. Variabilele auxiliare *Pam*, *Pbm*, *Pbn*, *Pan* și *Pz* pot fi calculate în funcție de cele cinci stări posibile ale semnalelor ST1-ST4 și de cele 12 combinații de temporizare CTV1-CTV12, conform relațiilor (A4.10)-(A4.14) sau datelor din tabelul A4.8.

În funcție de varianta dorită a algoritmului de comandă, ținând seama de secvențele stărilor SVM, prezentate în subcapitolul 4.2, în tabelele A4.4, A4.5a, A4.5b, A4.6a și A4.6b se prezintă asocierea dintre combinațiile de temporizare CTV1-CTV12, variabilele *Saz1*-*Saz3* și familiile de algoritmi de comandă SVM1, SVM2 și SVM3, respectiv. Pentru implementarea algoritmilor din familiile SVM2 și SVM3 este necesară și variabila logică auxiliară *NTS*. Dacă este necesară schimbarea secvențelor de comutație pentru trei perioade de eșantionare consecutive, variabila *NTS* va avea valorile "1"-*"2"*-*"3"*-*"1"*-..., pentru un interval de timp  $T_s$ . Dacă este necesară schimbarea secvențelor de comutație pentru două perioade de eșantionare consecutive, variabila *NTS* va avea valorile "1"-*"2"*-*"1"*-..., pentru un interval de timp  $T_s$ . Deoarece variantele SVM2a-SVM2e sunt de fapt combinații ale tehnicilor de comandă de tipul SVM1, în tabelul 4.5a se prezintă doar această corespondență, în funcție de variabila auxiliară *NTS*. Dacă pentru variantele de tipul SVM1 și SVM2 perioada de numărare a timerelor este  $T_s$ , pentru variantele de tipul SVM3, aceasta va fi  $T_s/2$ , deoarece în cele două intervale de timp  $T_s/2$  ale unei perioade de eșantionare sunt necesare două secvențe de comutație diferite. În acest caz și modificarea valorii variabilei *NTS* se va face tot la intervale de timp egale cu  $T_s/2$ . Deoarece variantele SVM3b, SVM3c, SVM3f, SVM3g, SVM3j, SVM3k sunt de fapt combinații ale tehnicilor de comandă, SVM3, SVM3a, SVM3d, SVM3e, SVM3h, SVM3i, în tabelul 4.6b se prezintă doar această corespondență, în funcție de variabila auxiliară *NTEC*. Această variabilă este necesară pentru împărțirea în două intervale de timp egale, a perioadei în care unul dintre sectoarele de curent este activ. Astfel pentru  $\theta_c < 30^\circ$ , variabila *NTEC* va avea valoarea "1", iar pentru  $\theta_c > 30^\circ$ , valoarea "2". Din tabelele A4.4-A4.6 se observă că se utilizează de fapt doar 10 combinații între cele 12 tipuri de temporizări CTV1-CTV12 și cele 3 variante de calcul a funcțiilor de comutație *az1*-*az3*. Aceste combinații vor fi notate *CSVM1*-*CSVM10* și sunt prezentate în tabelul A4.7.

În cazul implementării variantelor *SVM2c*-*SVM2g* și a celor de tipul *SVM3*, pentru care sunt necesare semnale de comandă simetrice, variabila logică auxiliară *NTS* nu mai este necesară, dacă sunt disponibile timere care pot genera semnale logice simetrice ca și cele din figura 6.37b. În acest fel are loc o simplificare a funcțiilor logice de implementare a algoritmilor respectivi. Corespondența dintre tehnicile de comandă pentru care se pot utiliza semnale logice simetrice,

combinațiile de temporizare CTV1-CTV12, variabilele auxiliare Pa și Saz1-Saz3 este prezentată în tabelele A4.5c și A4.6c. În acest caz, pentru variantele de tipul SVM2 perioada de numărare a timerelor va fi  $2T_s$ , în timp ce pentru variantele de tipul SVM3 va fi  $T_s$ .

Generarea funcțiilor de comutație se poate face relativ simplu prin intermediul unui circuit de decodificare a funcțiilor de comutație, care va fi notat în continuare CDS. Pentru implementarea decodicatorului se poate utiliza o arie programabilă de porți logice PLD cu nouă ieșiri sau o memorie EPROM [Zha96] [Pop99S]. În cazul utilizării unei memorii EPROM cu opt ieșiri de date, corespunzătoare unui cuvânt logic de 8 biți mai sunt necesare trei circuite suplimentare de decodificare. Se vor utiliza doar șase dintre ieșirile de date ale memoriei EPROM, care corespund pentru câte două dintre cele trei funcții de comutație asociate unei faze de ieșire. Deoarece se comercializează doar decodificatoare logice cu 2 intrări și 4 ieșiri, vor fi necesare trei astfel de circuite logice. Dintre cele patru ieșiri ale unui decodicator se vor utiliza doar trei dintre acestea pentru cele trei comutatoare corespunzătoare unei faze de ieșire.

La intrările decodicatorului CDS vor fi aplicate semnalele logice corespunzătoare pentru trei tipuri de variabile logice, astfel:

- variabilele corespunzătoare celor 36 de combinații posibile ale sectoarelor active de curent/tensiune, SVC11-SVC13 și SVOV1-SVOV3 (sunt necesare 6 intrări);
- variabilele corespunzătoare timerelor, ST1-ST4 (sunt necesare 4 intrări);
- variabilele *CSVMa-CSVMb* corespunzătoare uneia dintre cele zece combinații CSVM1-CSVM10 (sunt necesare 4 intrări);

În concluzie pentru a implementa toate cele 25 de variante ale algoritmului de comandă SVM, va fi necesar un decodicator cu 14 intrări și 9 ieșiri.

În figura 6.39 se prezintă schema bloc a unei structuri hardware cu 4 timere (canale PWM) necesară pentru implementarea modulatorului SVM astfel încât să fie posibilă comanda convertorului matriceal prin intermediul celor 25 de variante prezentate anterior. Se consideră că în acest sistem de calcul sunt integrate cele patru timere și convertoarele analog-digitale necesare

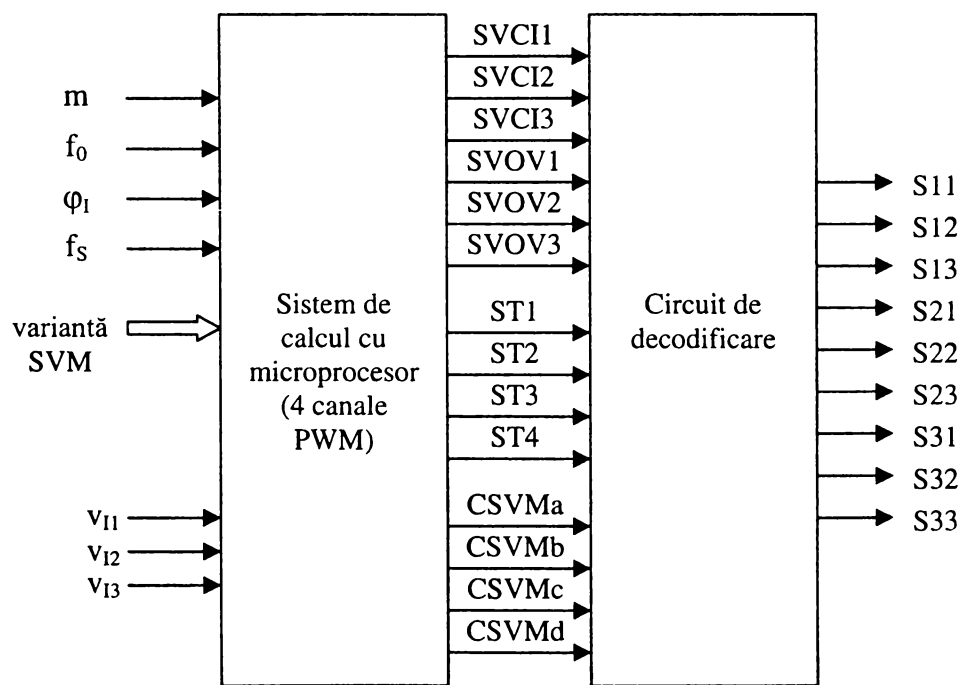


Figura 6.39 Schema bloc a modulatorului universal SVM

Dacă se va utiliza un număr mai redus de variante SVM, atunci numărul de intrări necesare pentru circuitul de decodificare se poate reduce. Dacă se implementează de exemplu, doar una dintre variantele de tipul SVM1, care utilizează o sigură combinație CSVM dintre cele 10 posibile,

atunci nu mai sunt necesare variabilele CSVMa-CSVMd. În acest caz se poate utiliza un decodificator cu un număr de minim 10 intrări.

Interes practic prezintă cea mai simplă structură hardware prin intermediul căreia ar fi posibilă implementarea a cel puțin unei variante de fiecare tip. Astfel se poate trece în orice moment la un regim de funcționare cu pierderi prin comutație reduse (o variantă de tipul SVM2), sau la un regim de funcționare care generează forme de undă cu calități spectrale superioare (o variantă de tipul SVM3), sau un regim de funcționare în care se realizează un compromis între pierderile prin comutație și calitatea spectrală a formelor de undă generate la intrare/ieșire (o variantă de tipul SVM1). În acest mod același convertor matriceal poate fi utilizat într-o gamă largă de aplicații și condiții de lucru. Analizând corespondențele prezentate în tabelele A4.4-A4.7 se observă că utilizând de exemplu combinațiile CSVM1 și CSVM4 există posibilitatea implementării variantelor SVM1, SVM1c, SVM2c, SVM3 și SVM3e. În acest caz este necesar un decodificator cu 11 intrări, cele două combinații CSVM fiind codificate prin două variabile logice. Dacă există posibilitatea generării unor semnale PWM simetrice și asimetrice de către aceeași structură hardware, atunci utilizând doar combinația CSVM6 de exemplu se pot implementa variantele SVM1e, SVM2e și SVM3i.

*În concluzie pentru a implementa cel puțin o variantă SVM de fiecare tip, va fi necesar un decodificator cu minim 11 intrări și 9 ieșiri, dacă structura hardware permite doar generarea unor semnale PWM asimetrice. Dacă se pot genera și semnale PWM simetrice, atunci va fi suficient un decodificator cu un număr minim de 10 intrări și 9 ieșiri.*

#### 6.4.2 IMPLEMENTAREA MODULATORULUI SLM

Și pentru tehnicile de comandă SLM, sistemul de calcul va avea aceleași mărimi de intrare ca și în cazul modulației SVM, adică indicele de modulație  $m$ , frecvența de ieșire  $f_0$ , defazajul dintre tensiunea și curentul de intrare  $\varphi_1$ . Singura diferență din punct de vedere al mărimilor de intrare necesare, este că în cazul modulației SVM era suficientă doar cunoașterea polarității celor trei tensiuni de intrare, în timp ce pentru modulația SLM este necesară și cunoașterea valorii instantanee a celor trei tensiuni de intrare.

Implementarea modulatorului SLM se poate face conform teoriei prezentate în capitolul al 5-lea. Combinând datele din tabelele 5.1 și 5.2, în funcție de cele 36 de combinații posibile dintre cele șase sectoare de intrare SI1-SI6 și cele șase sectoare de ieșire SO1-SO6 și utilizând relațiile (5.18), (5.21) și (5.36)-(5.44), cele nouă funcții de transfer ale convertorului matriceal,  $h_{11}$ - $h_{33}$  pot fi calculate conform relațiilor (A 5.1)-(A5.9), din anexa 5. Dacă funcțiile de transfer  $h_{11}$ - $h_{33}$  se înmulțesc cu perioada de eșantionare  $T_s$ , vor rezulta duratele de conducție necesare pentru comutatoarelor bidirecționale SW11-SW33.

Se observă că în aceste relațiile (A5.1)-(A5.9) intervin în calcul funcțiile de transfer auxiliare  $h_{11}$ - $h_{99}$  și variabilele logice  $SI1$ - $SI6$  și  $SO1$ - $SO6$ . Variabilele SI au valoarea logică "1" atunci când sectorul de intrare respectiv este sector activ, iar variabilele SO au valoarea logică "1" atunci când sectorul de ieșire respectiv este sector activ. Deoarece sunt 36 de combinații posibile între sectoarele active de intrare și de ieșire, acestea pot fi codificate prin intermediul a șase variabile logice, notate  $SLCI1$ ,  $SLCI2$ ,  $SLCI3$  și  $SLOV1$ ,  $SLOV2$ ,  $SLOV3$ . Variabilele SLOV1-SLOV3 sunt generate în funcție de polaritatea tensiunilor dorite la ieșirea convertorului,  $v_{012}^*$ ,  $v_{023}^*$ ,  $v_{031}^*$  definite conform relației (3.23). Variabilele SLCI1-SLCI3 sunt generate în funcție de polaritatea tensiunilor fictive de intrare SLM,  $v_{11}'$ ,  $v_{12}'$  și  $v_{13}'$  definite conform relației (5.1). În figura A5.1 sunt prezentate variabilele logice SLCI1, SLCI2 și SLCI3 în funcție de polaritatea tensiunilor de intrare fictive SLM  $v_{11}'$ ,  $v_{12}'$  și  $v_{13}'$ . În figura A5.2 sunt prezentate variabilele logice SLOV1, SLOV2 și SLOV3 în funcție de polaritatea tensiunilor dorite la ieșire  $v_{012}^*$ ,  $v_{023}^*$  și  $v_{031}^*$ . În tabelele A5.1 sau A5.2 sunt prezentate corespondențele dintre variabilele logice SI1-SI6 și SLCI1-SLCI3

sau dintre variabilele logice SO1-SO6 și SLOV1-SLOV3, respectiv. Pentru calculul funcțiilor de transfer auxiliare h1-h9 se vor utiliza relațiile (A5.10)-(A5.18). Acestor funcții de transfer le vor corespunde intervalele de timp  $T1=h1 \cdot T_s$ ,  $T2=h2 \cdot T_s$ , ...,  $T9=h9 \cdot T_s$ .

La un moment dat, pentru o singură combinație de sectoare active de intrare/ieșire este necesar însă calculul a doar patru dintre cele nouă funcții de transfer h1-h9, ca și în tabelul A5.3. Astfel sunt posibile nouă variante de calcul a câte patru dintre funcțiile de transfer h1-h9, variante notate CHIO1-CHIO9, în funcție de combinația de sectoare active într-o perioadă de eșantionare.

Analizând cele 26 de variante ale algoritmului SLM, propuse în subcapitolul 5.2, conform datelor din tabelele 5.3-5.5 se observă că sunt posibile șase secvențe diferite de conectare a unei ieșiri la cele trei intrări, notate CSL1-CSL6, ca și în tabelul A5.4. Combinând cele șase secvențe de conectare CSL1-CSL6 și cele nouă variante de calcul a funcțiilor de transfer CHIO1-CHIO9, vor rezulta 54 de combinații ale duratelor de temporizare TM1-TM4, în funcție de intervalele de timp T1-T9. Aceste combinații, notate CTL1-CTL54 sunt prezentate în tabelul A5.5, din anexa 5. Dacă cele patru timere generează semnale logice asimetrice de forma celor din figura 6.37a, atunci pentru combinația CTL1, de exemplu, semnalele logice ST1-ST4, vor avea forma din figura 6.40.

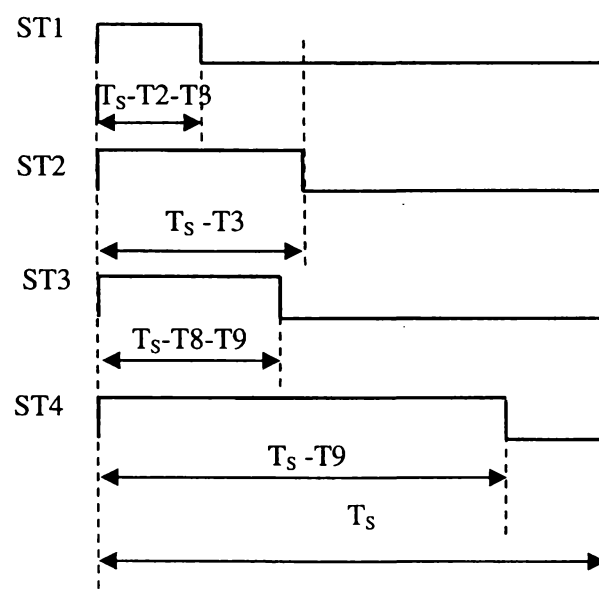


Figura 6.40 Forma semnalelor logice generate la ieșirea timerelor pentru combinația de temporizare CTL1

Pentru implementarea modulației SLM, temporizările timerelor TM1 și TM2 sunt independente față de temporizările timerelor TM3 și TM4, spre deosebire de implementarea modulației SVM, pentru care cele patru temporizări sunt dependente una de cealaltă.

Conform teoriei prezentate în capitolul al 5-lea, există câte trei combinații posibile pentru semnalele ST1, ST2 și ST3, ST4, ca și în tabelul A5.6. Variabilele auxiliare corespunzătoare acestor combinații au fost notate ST12a-ST12c și ST34a-ST34c. În tabelul A5.7 sunt prezentate corespondențele dintre variabilele ST12a-ST12c, ST34a-ST34c și funcțiile de comutație S11-S33, în funcție de combinațiile de sectoare active CHIO1-CHIO9 și de secvențele de conectare CSL1-CSL6.

În tabelele A5.8, A5.9a, A5.9b, A5.10a și A5.10b se prezintă asocierea dintre sectoarele de intrare active SI1-SI6, secvențele de conectare CSL1-CSL6 și tehnicile de comandă de tipul SLM1, SLM2 și SLM3, respectiv. Pentru implementarea variantelor de tipul SLM2 și SLM3 este necesară și variabila logică auxiliară NTS, care are aceeași semnificație ca și în cazul implementării algoritmilor de comandă SVM. Deoarece variantele de tipul SLM2 sunt de fapt combinații ale variantelor de tipul SLM1, în tabelul 5.9a se prezintă doar această corespondență, în funcție de variabila auxiliară NTS. Dacă pentru variantele de tipul SLM1 și SLM2 perioada de numărare a timerelor este  $T_s$ , pentru variantele de tipul SLM3, aceasta va fi  $T_s/2$ , deoarece în cele două

intervale de timp  $T_s/2$  ale unei perioade de eşantionare sunt necesare două secvenţe de comutaţie diferite. În acest caz şi modificarea valorii variabilei NTS se va face tot la intervale de timp egale cu  $T_s/2$ . Deoarece variantele SLM3b, SLM3c, SLM3f, SLM3g, SLM3j, SLM3k sunt de fapt combinaţii ale tehnicilor de comandă, SLM3, SLM3a, SLM3d, SLM3e, SLM3h, SLM3i, în tabelul 5.9b se prezintă doar această corespondenţă, în funcţie de variabila auxiliară NSS. Această variabilă este necesară pentru împărţirea în două intervale de timp egale, a sectorului de intrare activ la un moment dat (figura 5.21), având un rol asemănător cu cel al variabilei NTEC, utilizată pentru implementarea tehnicilor de comandă de tipul SVM3.

În cazul implementării variantelor SLM2b-SLM2e şi a celor de tipul SLM3, pentru care sunt necesare semnale de comandă simetrice, variabila logică auxiliară NTS nu mai este necesară, dacă sunt disponibile timere care pot genera semnale logice simetrice ca şi cele din figura 6.37b. În acest fel are loc o simplificare a funcţiilor logice de implementare a algoritmilor respectivi. Corespondenţa dintre tehnicile de comandă pentru care se pot utiliza semnale logice simetrice, sectoarele active de intrare SI1-SI6 şi secvenţele de comutaţie CSL1-CSL6 este prezentată în tabelele A4.9c şi A4.10c. În acest caz, pentru variantele de tipul SLM2 perioada de numărare a timerelor va fi  $2T_s$ , în timp ce pentru variantele de tipul SLM3 va fi  $T_s$ .

Generarea funcţiilor de comutaţie se poate face relativ simplu prin intermediul unui circuit de decodificare, asemănător cu cel caracteristic algoritmului SVM. La intrările decodificatorului vor fi aplicate semnalele logice corespunzătoare pentru trei tipuri de variabile logice, astfel:

- variabilele corespunzătoare celor 36 de combinaţii posibile ale sectoarelor active de intrare/ieşire, SLCI1-SLCI3 şi SLOV1-SLOV3 (sunt necesare 6 intrări);
- variabilele corespunzătoare celor patru ieşiri ale timerelor, ST1-ST4 (sunt necesare 4 intrări);
- variabilele CSLMa-CSLMc corespunzătoare uneia dintre cele şase secvenţe de conectare CSL1-CSL6 (sunt necesare 3 intrări);

În concluzie pentru a implementa toate cele 26 de variante ale algoritmului de comandă SLM, va fi necesar un decodificator cu 13 intrări şi 9 ieşiri.

În figura 6.41 se prezintă schema bloc a unei structuri hardware cu 4 timere (canale PWM) necesară pentru implementarea modulatorului SLM astfel încât să fie posibilă comanda convertorului matriceal prin intermediul celor 26 de variante prezentate anterior.

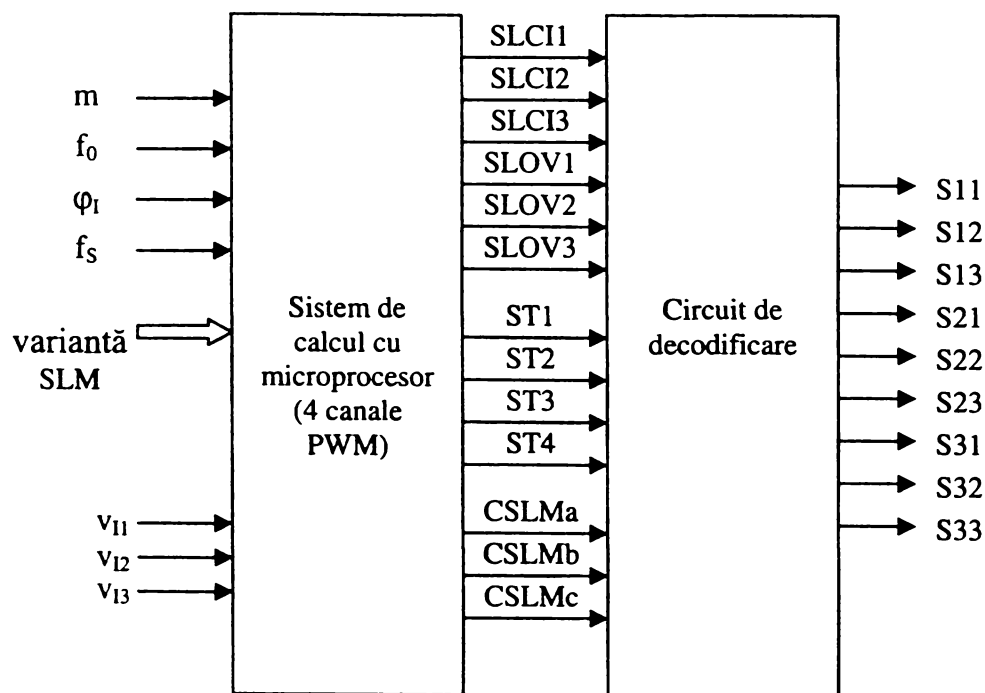


Figura 6.41 Schema bloc a modulatorului universal SLM

Dacă se va utiliza un număr mai redus de variante SLM, atunci numărul de intrări necesare pentru circuitul de decodificare se poate reduce. Dacă se implementează de exemplu, doar variantele SLM1, sau SLM1a care utilizează o sigură secvență de conectare CSLM dintre cele 6 posibile, atunci nu mai sunt necesare variabilele CSLMa-CSLMc. În acest caz se poate utiliza un decodificator cu un număr de minim 10 intrări.

Analizând posibilitatea implementării unor variante SLM de fiecare tip pe o structură hardware ce conține un circuit de decodificare cu un număr minim de intrări se observă din tabelele A5.10, că variantele de tipul SLM3 utilizează toate cele 6 secvențe de comutație CSL1-CSL6. Dacă există posibilitatea generării unor semnale PWM simetrice și asimetrice de către aceeași structură hardware, atunci utilizând secvențele de conectare CSL1, CSL4, CSL5 de exemplu se pot implementa variantele SLM1, SLM1b, SLM1d, SLM1f, SLM2, SLM2b, SLM3a, SLM3e și SLM3h.

În concluzie pentru a implementa cel puțin o variantă SLM de fiecare tip, va fi suficient un decodificator cu minim 12 intrări și 9 ieșiri, dacă structura hardware permite generarea unor semnale PWM simetrice. Se observă că în acest caz nu se obține o simplificare semnificativă a structurii decodificatorului.

Se observă că această structură hardware cu 4 timere nu oferă o simplificare importantă a circuitului de comandă. Deoarece modulația SLM utilizează toate cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal un număr de 6 timere (canale PWM) poate conduce la o simplificare semnificativă a circuitului de decodificare. Astfel dacă se utilizează câte două timere pentru cele trei funcții de comutație corespunzătoare unei faze de ieșire, va fi necesar un decodificator la intrările căruia se vor aplica doar două tipuri de variabile logice, astfel:

- variabilele corespunzătoare celor șase timere,  $ST1-ST6$  (sunt necesare 6 intrări);
- variabilele  $CSLMa-CSLMc$  corespunzătoare uneia dintre cele șase secvențe de conectare CSL1-CSL6 (sunt necesare 3 intrări);

Pentru a implementa toate cele 26 de variante ale algoritmului de comandă SLM, va fi necesar un decodificator cu 9 intrări și 9 ieșiri, dacă structura hardware permite generarea a șase semnale PWM independente.

În figura 6.42 se prezintă schema bloc a unei structuri hardware cu 6 timere (canale PWM) necesară pentru implementarea modulatorului SLM astfel încât să fie posibilă comanda convertorului matriceal prin intermediul celor 26 de variante prezentate anterior.

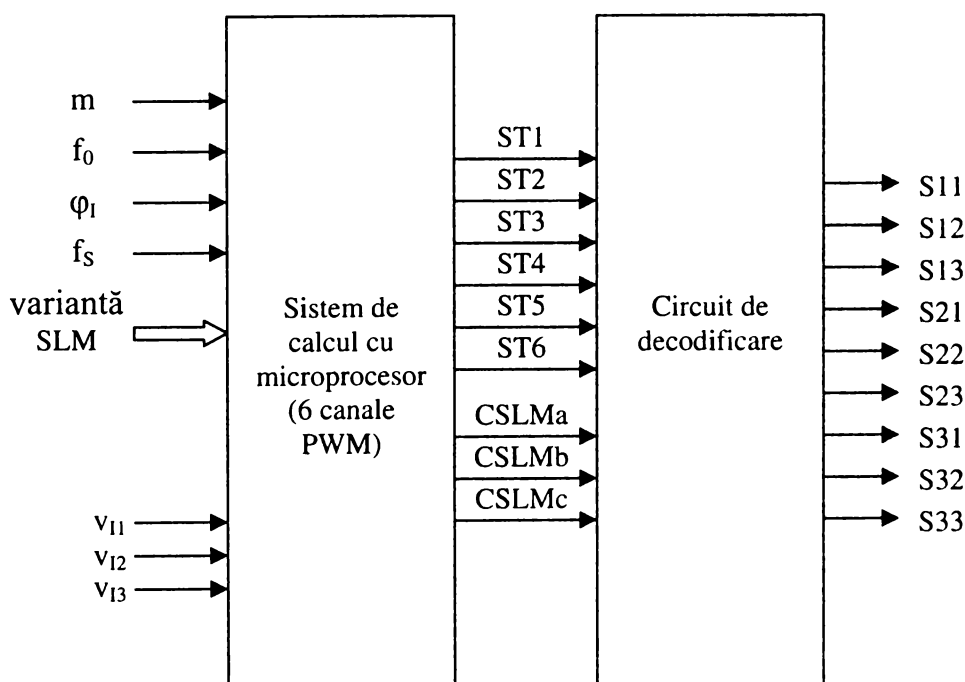


Figura 6.42 Schema bloc a modulatorului universal SLM cu șase canale PWM

În tabelele A5.11a-A5.11f, sunt prezentate combinațiile de temporizare pentru modulatorul SLM cu 6 canale PWM, semnificația mărimilor utilizate fiind aceeași ca și în cazul tabelelor A5.5a-A.5.5f, prezentate anterior. Conform teoriei prezentate în capitolul al 5-lea, există câte trei combinații posibile pentru semnalele ST1, ST2 sau ST3, ST4 sau ST5, ST6, astfel că în total vor fi posibile 27 de combinații ca și în tabelul A5.12. Variabilele auxiliare corespunzătoare acestor combinații au fost notate ST1a-ST1c, ST2a-ST2c și ST3a-ST3c. În tabelul A5.13 sunt prezentate corespondențele dintre aceste variabilele și funcțiile de comutație S11-S33, în funcție de combinațiile de sectoare active CHIO1-CHIO9 și de secvențele de conectare CSL1-CSL6.

Dacă se implementează doar algoritmul SLM1 sau SLM1a, pentru care se utilizează o singură secvență de comutare, va fi necesar doar un decodificator cu 6 intrări la care se vor aplica direct semnalele ST1-ST6. În această variantă se poate elimina complet memoria sau aria logică de decodificare. Implementarea hardware a decodificatorului se poate realiza utilizând numai decodificatoare logice cu 2 intrări și 4 ieșiri.

### 6.4.3 IMPLEMENTAREA MODULATORULUI UNIVERSAL SVM-SLM

Din cele prezentate în paragrafele 6.4.1. și 6.4.2 se observă că pe aceeași structură hardware cu patru timere se pot implementa toate cele 25 de variante ale algoritmului de comandă SVM și cele 26 de variante ale algoritmului de comandă SLM. Sistemul de calcul cu microprocesor va avea ca intrări indicele de modulație  $m$ , frecvența de ieșire  $f_0$ , defazajul la intrare  $\varphi_1$ , frecvența de eșantionare  $f_s$  și algoritmul de comandă SVM sau SLM. De asemenea este necesară și cunoașterea valorii instantanee a tensiunilor de intrare. În figura 6.43 este prezentată schema bloc simplificată a modulatorului SVM-SLM, derivată din schemele bloc din figurile 6.39 și 6.41, caracteristicile modulatorilor SVM și SLM, respectiv.

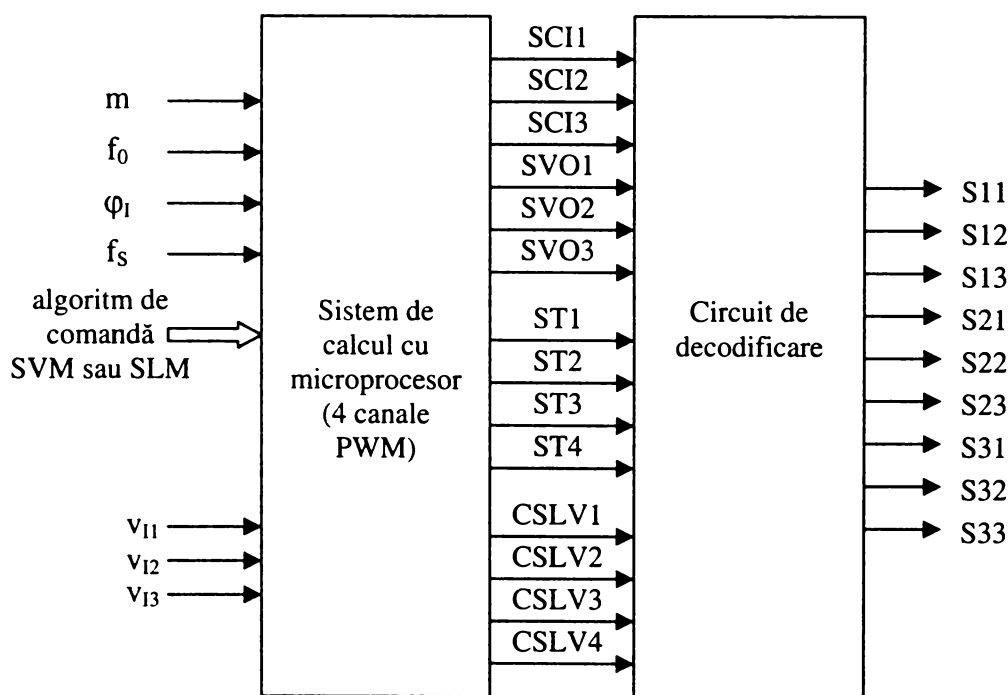


Figura 6.43 Schema bloc a modulatorului universal SVM și SLM

În funcție de valoarea numerică a datelor de intrare și de algoritmul care se va implementa, sistemul cu microprocesor va calcula valorile numerice ale temporizărilor necesare TM1-TM4 și va determina combinația de sectoare active de curent (intrare) / tensiune (ieșire), în funcție de valoarea instantanee a tensiunilor de intrare măsurate și a tensiunilor dorite la ieșire, care pot fi generate



intern prin intermediul unor tabele de căutare. Deoarece pentru ambele tehnici de modulație există șase sectoare de curent (intrare) și șase sectoare de tensiune (ieșire), acestea pot fi codificate pe câte trei linii de date notate SCI1-SCI3 și SVO1-SVO3, respectiv. Ieșirile celor patru timere sunt notate ST1-ST4. Singura deosebire din punct de vedere al implementării hardware pentru cele două tehnici de modulație este că pentru algoritmi SVM este necesară codificarea celor zece combinații temporizare-stare pasivă CSVM1-CSVM10, iar pentru algoritmi SLM este necesară codificarea celor șase secvențe de conectare CSL1-CSL6. Se observă că pentru implementarea ambelor tehnici de modulație este necesară codificarea a 16 stări distincte, ceea ce se poate face prin intermediul celor patru linii de date, notate CSLV1-CSLV4 în figura 6.43.

#### 6.4.4 CIRCUITE DE INTERFAȚĂ

Prin termenul de circuite de interfață se înțeleg acele circuite care asigură legătura dintre circuitul de comandă și circuitul de putere al convertorului matriceal.

Pentru implementarea tehnicilor de comandă SVM, determinarea sectorului de curent activ SC, se poate face dacă se cunoaște sectorul activ corespunzător tensiunilor de intrare SVI [Hub92]. Determinarea sectoarelor SVI se poate face utilizând comparatoare pentru detecția trecerilor prin zero ale tensiunilor de intrare și circuite logice combinaționale. Pentru defazajul  $\varphi_1 = 0$ , sectoarele active SVI și SC sunt identice. În acest caz semnalele generate de circuitele logice combinaționale sunt identice cu semnalele SVCII-SVCII3, din figura A4.1. Unghiul de curent  $\theta_C$ , pentru cazul în care  $\varphi_1 = 0$ , va fi notat în continuare  $\theta_{C0}$ . Unghiul  $\theta_{C0}$  poate fi generat pentru fiecare sector cu rezoluția dorită prin intermediul unui numărator sincronizat cu schimbările de sector. Dacă tensiunile de intrare sunt măsurate, atunci codul sectorului activ poate fi obținut de asemenea prin compararea software a mărimilor măsurate. În acest caz unghiul  $\theta_{C0}$  poate fi obținut și prin utilizarea unor tabele de căutare, implementate în memoria sistemului de calcul cu microprocesor. Din figura 4.2b, în care sunt prezentați vectorii spațiali de referință pentru curentul de intrare, se observă că unghiul de curent  $\theta_C$ , reprezintă suma dintre unghiul  $\theta_{C0}$  și defazajul dorit  $\varphi_1$ , dintre tensiunea și curentul de intrare al convertorului.

Indiferent de tehnica de comandă utilizată, pentru asigurarea unui anumit tip de comutație secvențială, dintre cele prezentate în subcapitolul 6.3 sunt necesare circuite secvențiale și arii logice suplimentare [Hub92].

Pentru implementarea algoritmilor SLM este necesară măsurarea tensiunilor de intrare. În acest scop este necesar un circuit de izolare galvanică între tensiunile de intrare și convertoarele analog numerice ale sistemului de calcul cu microprocesor. Soluția cea mai recomandată pentru circuitele de putere în general, este utilizarea amplificatoarelor cu izolare optică, ce permit rejecția corespunzătoare a amplificării de mod comun.

Pentru a obține sensul curentului de ieșire este necesară utilizarea unor circuite de izolare galvanică față de circuitele de comandă. Deoarece în unele aplicații, ca de exemplu acționarea vectorială a motoarelor asincrone de curent alternativ este necesară și cunoașterea valorii curentului de ieșire, se recomandă utilizarea unor senzori Hall de curent [Hub95], pentru realizarea acestei izolări galvanice. Semnul curentului se poate determina utilizând comparatoare, sau poate fi determinat printr-o subrutină software.

De asemenea sunt necesare și circuite de protecție la supracurent. În general este util să se implementeze o protecție software, astfel încât la creșterea curentului peste o anumită valoare tensiunile de ieșire să fie reglate astfel încât curentul de ieșire să scadă. Pe lângă această protecție software este absolut necesar și un circuit rapid de protecție hardware [Dew93], prin intermediul căruia să se poată întrerupe circulația curentului de sarcină. În acest scop se pot utiliza două comparatoare analogice, care să detecteze supracurentul pozitiv și cel negativ. Pentru ca acest circuit de protecție să fie insensibil la vârfuri de curent foarte scurte, mai sunt necesare un circuit de

întârziere (1-2 $\mu$ s) și un al treilea comparator [Hub95]. Apariția supracurentului poate fi memorată prin intermediul unui bistabil, care să genereze un semnal logic, care să reseteze modulatorul, astfel încât toate comutatoarele bidirecționale să fie deschise.

Pentru comanda comutatoarelor de putere este necesară izolarea driverelor față de ieșirile circuitului de comandă. Soluția utilizată în general este folosirea unor optocuploare rapide [Hub95]. O soluție modernă prin care se pot elimina sursele de alimentare auxiliare, este utilizarea transformatoarelor fără miez magnetic, realizate pe cablaj imprimat. În literatura de specialitate s-a raportat realizarea unor drivere pe baza unor astfel de transformatoare, pentru comanda unor tranzistoare de tip IGBT și MOSFET de putere [Ron99] [Ron99O]. S-a arătat că utilizând modulația semnalelor de comandă, cu frecvența de modulație între 5-10 MHz, se pot transmite prin intermediul transformatoarelor fără miez magnetic semnale de comandă cu frecvența cuprinsă între 1Hz și 300kHz. Principalul avantaj al acestui tip de transformatoare este că au dimensiuni mult mai reduse comparativ cu cele realizate în jurul unui miez magnetic, micșorându-se astfel dimensiunile totale ale convertorului. De asemenea este posibilă obținerea unor parametri identici pentru un număr mare de astfel de transformatoare prin intermediul unor procese tehnologice automate.

O altă soluție de izolare a driverelor și de asigurare a alimentării acestora constă în utilizarea unor arii de celule fotovoltaice, care pot genera tensiuni izolate galvanic de aproximativ 10V, principalul dezavantaj al acestora fiind curentul de ieșire care este redus [Gau90].

Pentru implementarea driverelor se recomandă în general utilizarea unor circuite integrate, realizate în acest scop, care au incluse și diverse circuite de protecție a dispozitivului semiconductor comandat la apariția unor supratensiuni sau supracurenți [Ald93]. Utilizarea driverelor integrate conduce la o scădere semnificativă a prețului driverelor și la o creștere a densității de integrare în realizarea convertorului matriceal.

## 6.5 APLICAȚII ALE CONVERTOARELOR MATRICEALE

Convertoarele matriceale au apărut ca o alternativă la clasicele convertoare de tip redresor-invertor, utilizate în acționarea mașinilor asincrone de curent alternativ. Astfel că în literatura de specialitate aceasta a fost prezentată ca principala aplicație a convertoarelor matriceale. În ultimii ani însă au fost prezentate și alte utilizări, în diferite articole, dar nu există o sinteză a multiplelor posibilități de utilizare a convertoarelor matriceale. În acest subcapitol se propune o astfel de sinteză, fiind făcute trimiteri la principalele referințe bibliografice studiate de către autorul acestei lucrări.

Încă din primii ani de la prezentarea convertoarelor matriceale, acestea au fost considerate ca o alternativă care va îmbunătăți semnificativ eficiența sistemelor de acționare a mașinilor asincrone de curent alternativ [Lip88], dacă se vor rezolva anumite probleme ca mărirea câștigului de tensiune care inițial era doar 0,5 sau protecția comutatoarelor de putere. În trecut o problemă era considerată și implementarea circuitului de comandă, datorită complexității algoritmilor de comandă cunoscuți. Din aceste motive convertoarele matriceale erau analizate mai mult din punct de vedere teoretic fără a se pune problema utilizării practice în diverse aplicații. În prezent majoritatea problemelor funcționale ale convertoarelor matriceale au fost eliminate. Astfel prezentarea algoritmului de comandă SVM [Hub92] a condus la o simplificare semnificativă a complexității algoritmului de comandă și la creșterea câștigului de tensiune la 0,866. De asemenea dezvoltarea procesoarelor de semnal și a microcontrolerelor a făcut posibilă implementarea algoritmilor de comandă în timp real [Zha96]. Dezvoltarea unor tehnici de comutație secvențiale [Ven89] [Bur89] a eliminat problemele legate de protecția comutatoarelor de putere. În aceste condiții au apărut ulterior mai multe publicații care să prezinte convertorul matriceal ca o componentă a unei aplicații concrete în electronica de putere.

Conceptul de acționare a motoarelor de curent alternativ în condițiile unui factor de putere unitar la intrarea convertorului prin eliminarea componentelor pasive de legătură caracteristice

sistemelor clasice de tip "redresor-invertor" [Zio86R] [Hol89] a apărut în paralel cu dezvoltarea convertoarelor matriceale. În [Sch96] se prezintă convertorul matriceal ca o componentă a unui sistem de acționare a unei mașini asincrone de curent alternativ, fiind indicate sumar și câteva posibilități de implementare a unui circuit de comandă. În [Mat96] se face o analiză detaliată a unui astfel de sistem de acționare cu orientare după câmp cu convertor matriceal. Fezabilitatea implementării unui sistem de acționare cu orientare după câmp și posibilitatea corecției factorului de putere în același timp a fost demonstrată în [Kaz95]. Un studiu al problemelor care pot apare în cazul realizării unui sistem de acționare în buclă închisă, din cauza necesității modificării continue a tensiunii la ieșirea convertorului matriceal este realizat în [Sun96].

Publicații recente prezintă convertoarele matriceale ca module integrate într-un sistem de acționare a unei mașini asincrone de curent alternativ. Sistemul de acționare și mașina asincronă reprezintă un echipament compact ce poate fi utilizat în diverse aplicații industriale. Astfel de module nu sunt comercializate pe scară largă, dar au fost realizate în faza de prototip de către diverse firme importante (Siemens, Danfoss) pe piața convertoarelor de putere de curent alternativ [Hor98Ec] [Klu00A] [Klu00NS]. Câștigul de tensiune subunitar al convertorului matriceal nu mai este considerat un dezavantaj, deoarece se poate proiecta mașina de curent alternativ astfel încât să dezvolte de exemplu cuplul nominal la frecvența de 43 Hz pentru o tensiune efectivă de fază de 190V, față de mașinile asincrone convenționale, utilizate la 50Hz și 220V.

Convertoarele matriceale pot fi utilizate și în acționarea altor tipuri de mașini electrice, ca de exemplu motoarele sincrone cu magnet permanent [Boc98].

În [Kwo93] se demonstrează și fezabilitatea realizării unui convertor matriceal cu câștig de tensiune supraunitar, dacă sarcina are un caracter predominant capacitiv.

Algoritmii de comandă caracteristici convertoarelor matriceale pot fi utilizați și pentru implementarea redresoarelor complet comandate [Hol92] sau a invertoarelor de curent și de tensiune [Hol92M]. În acest mod se elimină unele probleme practice de implementare fizică a algoritmilor PWM caracteristice redresoarelor "clasice" în timpul circulației fluxului de energie dinspre sarcină înspre sursele de alimentare. În cazul invertoarelor se poate garanta continuitatea curentului absorbit de la sursa de tensiune continuă în orice condiții de funcționare.

În [Kho88] s-a analizat posibilitatea implementării unui convertor de putere de curent alternativ cu legătură directă, monofazat cu o singură intrare și o singură ieșire, demonstrându-se că există posibilitatea reglării simultane a frecvenței și a tensiunii de ieșire. De asemenea utilizând principiile de comandă caracteristice convertoarelor matriceale se pot realiza și convertoare cu legătură directă alimentate de la rețeaua monofazată și care furnizează la ieșire un sistem de tensiuni trifazate [Kah89]. Aceste convertoare pot fi utilizate în acționarea cu eficiență ridicată a mașinilor asincrone trifazate de curent alternativ în zonele în care din motive economice nu este extinsă și rețeaua de alimentare electrică trifazată.

În [Kah87] se analizează posibilitatea utilizării convertoarelor matriceale în sistemele de alimentare, ca legătură de înaltă frecvență HFL (High Frequency Link). Circuitele de putere HFL sunt utilizate în aplicațiile care necesită un raport redus între dimensiunile circuitului și puterea procesată. Aceste aplicații includ rețele de distribuție a energiei electrice de înaltă frecvență, surse de alimentare neîntreruptibile (UPS), circuite de încărcare pentru acumuloare, conectarea asincronă și independentă a diferitelor rețele de alimentare cu energie electrică cu diverși consumatori industriali [Kah87]. S-a arătat că utilizând convertoarele matriceale este posibilă implementarea unor circuite HFL cu un număr nelimitat de intrări și ieșiri, în condițiile generării unor curenți și tensiuni electrice având forme de undă sinusoidale.

În [Vic96] se prezintă posibilitatea utilizării unui convertor matriceal într-un sistem de generare a tensiunii electrice prin intermediul unei turbine cu gaz. Utilizarea convertorului matriceal într-o astfel de aplicație conduce la eliminarea unor angrenaje mecanice și la posibilitatea realizării unor generatoare portabile de dimensiuni reduse. Realizarea unor generatoare de acest tip utilizând clasicele convertoare de curent alternativ de tip redresor-invertor nu este eficientă din cauza

circuitelor suplimentare necesare pentru asigurarea unui flux bidirecțional de energie. În această aplicație câștigul de tensiune redus al convertoarelor matriceale nu constituie un dezavantaj la fel de important ca și în cazul sistemelor de acționare a mașinilor de curent alternativ [Vic96]. Utilizarea unui convertor matriceal în realizarea unui generator eolian de tensiune electrică este propusă în [Zha98]. Utilizarea convertorului matriceal în această aplicație, permite captarea energiei eoliene cu eficiență maximă și controlul performant al puterii reactive și active procesate.

De asemenea convertoarele matriceale pot fi utilizate în industria automobilelor, pentru realizarea unor automobile nepoluante [Hoo94]. Înlocuirea motoarelor cu combustie internă poate fi realizată prin utilizarea generatoarelor de energie electro-mecanică cu volant și magnet permanent [Hoo94]. Motorul acționat de aceste generatoare este un motor asincron de curent alternativ, proiectat special pentru industria automobilelor. Soluția preferabilă pentru acționarea unui astfel de motor este convertorul matriceal [Hoo94], datorită eficienței ridicate și a posibilității circulației bidirecționale a fluxului de energie.

O aplicație de actualitate a convertoarelor matriceale, care nu a fost încă studiată în detaliu este utilizarea ca și compensator de putere reactivă pentru îmbunătățirea factorului de putere în rețelele de alimentare a consumatorilor industriali. În doar câteva publicații [Ros92] [Nom90] se arată că utilizarea convertoarelor matriceale în acest scop poate înlocui actualele filtre active care au un preț ridicat și necesită componente voluminoase [Ros92]. Studiul implementării unor compensatoare de putere reactivă cu convertoare matriceale pentru reducerea poluării rețelei de alimentare constituie o direcție de cercetare ce poate fi dezvoltată în viitor. Ținând seama de restricțiile tot mai severe impuse calității energiei absorbite de către consumatorii industriali, aceasta ar putea deveni principala aplicație a convertoarelor matriceale.

## 6.6 CONCLUZII

Scopul acestui capitol a fost prezentarea principalelor aspecte ale implementării unui convertor matriceal funcțional, ce poate fi utilizat în diverse aplicații industriale.

În subcapitolul 6.1 s-a prezentat o schemă bloc simplificată a unui convertor matriceal, în care au fost evidențiate principalele blocuri componente care sunt analizate în cadrul acestui capitol.

Subcapitolul 6.2 este dedicat filtrului de intrare al convertorului matriceal care este o componentă importantă, ținând seama de standardele europene tot mai severe impuse calității curentului de intrare al echipamentelor electronice. În paragraful 6.2.1 sunt prezentate principalele cerințe pe care trebuie să le îndeplinească filtrul de intrare al unui convertor matriceal. De asemenea sunt prezentate condițiile impuse curentului de intrare de către principalele standarde internaționale de compatibilitate electromagnetică, pentru armonicile de joasă și de înaltă frecvență ale curentului de intrare. Standardele IEC 1000-3-2 și IEC 1000-3-4 stabilesc foarte clar limitele maxim admise pentru armonicile de ordinul 2-40, pentru curenți de intrare mai mici decât 16A și mai mari decât 16A, respectiv [IEC2] [IEC4]. Standardul CISPR11 stabilește limitele impuse pentru tensiunea perturbatoare generată de curentul de intrare al unui echipament electronic în domeniul de frecvențe cuprins între 150kHz și 30MHz [CIS11]. Aceste limite se măsoară pentru o rețea de alimentare artificială având parametrii impedanței impuși de către standardul CISPR 16-1 [CIS16].

În paragraful 6.2.2 se prezintă principalele posibilități de implementare a filtrului de intrare utilizând componente pasive reactive. De asemenea se face o analiză a posibilităților de amortizare a armonicilor din jurul frecvenței de rezonanță a filtrului LC. *S-a constatat că soluția optimă pentru convertoarele matriceale o reprezintă un circuit de amortizare activă, care nu reduce eficiența ansamblului convertor-filtru de intrare, ca și în cazul utilizării unor circuite rezistive de amortizare. O soluție și mai eficientă ar putea fi amortizarea activă a filtrului de intrare, prin comanda corespunzătoare a convertorului matriceal.* În [Bla 97] se prezintă o astfel de amortizare pentru frecvențe de rezonanță mai mari de 1,5 kHz, pentru filtrul de intrare al unui redresor comandat. *Amortizarea activă a filtrului de intrare doar prin intermediul algoritmului de comandă,*

*fără alte circuite suplimentare nu a fost încă studiată pentru cazul convertoarelor matriceale fiind o posibilă direcție de cercetare care poate fi aprofundată în viitor.*

În paragraful 6.2.3 se prezintă un program de proiectare asistată de calculator a filtrului de intrare pentru un convertor matriceal, în concordanță cu standardele IEC 1000-3-2, IEC 1000-3-4 și CISPR11 specifice echipamentelor electronice de putere. Acest program poate fi utilizat și în proiectarea filtrului de intrare din componența altor circuite electronice de putere utilizate pentru corecția factorului de putere. Deoarece posibilitățile de minimizare a filtrului de intrare au constituit o preocupare permanentă și pentru filtrul de la intrarea redresoarelor comandate [Mal87I] și acest aspect a fost luat în considerare pentru proiectarea filtrului de intrare al unui convertor matriceal. ***Acest program de proiectare rapidă și eficientă a unui filtru de intrare LC de ordinul 2 și de ordinul 4, adaptată cerințelor actuale impuse convertoarelor de putere a fost realizat în mediul de programare MATLAB și reprezintă o contribuție proprie a autorului.*** Pentru proiectarea filtrului de intrare prin intermediul acestui program, este necesară doar cunoașterea formei de undă a curentului de intrare care trebuie filtrat, pentru cel puțin o perioadă a acestuia. Programul oferă utilizatorului posibilitatea achiziționării dintr-un fișier a formei de undă pentru curentul de intrare al convertorului. Forma de undă poate fi rezultatul unei simulări pe calculator a funcționării convertorului sau poate fi achiziționată în cadrul unui experiment cu ajutorul unui osciloscop digital. Prezentarea acestui program s-a realizat prin intermediul unui exemplu concret de proiectare a filtrului de intrare. În anexa 3 este prezentată interfața grafică dezvoltată de către autorul acestei lucrări, dintre programul de proiectare și utilizator. ***O caracteristică importantă a acestui program este aceea că utilizatorul poate în orice moment să verifice dacă forma de undă a curentului de intrare filtrat se încadrează în limitele impuse de către standardele de compatibilitate electromagnetică CISPR 11 și IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4.*** Domeniul de frecvențe ce face obiectul limitărilor impuse de către standardul CISPR11, a fost extins și pentru frecvențe mai mici decât 150kHz, până la 50kHz. Această extindere a domeniului de analiză în raport cu standardele de compatibilitate electromagnetică este justificată de posibilitatea utilizării în viitorul apropiat și a acestor frecvențe pentru anumite aplicații ca transmiterea datelor fără cablu între calculatoare și imprimante sau pentru citirea de la distanță a contoarelor de electricitate, apă sau gaz [Whe97]. De asemenea se oferă și posibilitatea optimizării filtrului de intrare din punct de vedere al prețului acestuia.

***În paragraful 6.2.4 se face o analiză cu caracter original a unor parametrii caracteristici filtrelor de intrare de ordinul 2 și de ordinul 4.*** Parametrii analizați sunt valoarea necesară a componentelor LC, prețul relativ al filtrului, pierderile relative de tensiune pe filtru, factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare filtrat și al tensiunii care se aplică efectiv la intrarea convertorului și puterea de lucru a convertorului pentru care factorul de putere la intrare este mai mic decât 0,9. Analiza acestor parametri s-a făcut pentru filtrele necesare, în funcție de puterea nominală a convertorului matriceal și de frecvența de eșantionare utilizată. Principalele concluzii desprinse în urma acestei analize sunt:

***- în condițiile impuse calității curentului de intrare al echipamentelor electronice, de către standardele actuale de compatibilitate electromagnetică, pentru filtrarea curentului de intrare generat de un convertor matriceal este suficient un filtru LC de ordinul 2.***

***- pentru a se obține forme de undă sinusoidale este suficientă o frecvență de rezonanță a filtrului  $f_r=0,2-0,25f_s$  (cu excepția cazurilor în care și puterea nominală este mare ( $>20kW$ ) și frecvența de eșantionare este mare (20kHz), când frecvența de rezonanță trebuie micșorată pentru încadrarea în limitele impuse de standardul de compatibilitate electromagnetică CISPR11).***

***- pentru aceeași putere nominală a convertorului matriceal prețul filtrului de intrare pentru  $f_s=4kHz$  este de aproximativ trei ori mai mare decât pentru  $f_s=20kHz$ , preț care crește linear cu puterea nominală, independent de valoarea frecvenței de eșantionare.***

- pentru puteri nominale mari este necesară micșorarea raportului dintre inductanța și capacitatea de filtrare, pentru asigurarea unor tensiuni sinusoidale care se aplică efectiv la intrarea convertorului și pentru a se menține eficiența ridicată a convertorului matriceal.

- valoarea necesară a rezistenței de amortizare serie este invers proporțională cu puterea nominală.

- domeniul puterilor de lucru pentru care factorul de putere la intrare scade sub valoarea  $PF_{in}=0,9$  este de aproximativ trei ori mai mare pentru  $f_s=4\text{kHz}$ , comparativ cu  $f_s=20\text{kHz}$ .

- pentru frecvențe de eșantionare mari (20kHz) spectrul de frecvențe al curentului de intrare filtrat îndeplinește condițiile impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică și pentru un filtru de intrare neamortizat, deși forma de undă a curentului nu este perfect sinusoidală ( $THD_I > 5\%$ ).

- pentru  $f_s=4\text{kHz}$  căderea de tensiune pe filtrul cu amortizare rezistivă de valoare redusă este mai mică decât în cazul amortizării active.

- dacă frecvența de eșantionare este redusă (4kHz), atunci condițiile impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică de joasă frecvență IEC 1000-3-2 sau IEC 1000-3-4 nu pot fi îndeplinite pentru filtrul neamortizat (excepții fiind cazurile în care puterea nominală este redusă (2,5kW)).

În paragraful 6.2.5 se face un studiu al posibilităților de compensare a defazajului suplimentar introdus de către filtrul de intrare, în condițiile utilizării convertorului matriceal la puteri de lucru reduse față de puterea nominală. **În acest paragraf se prezintă o soluție proprie de compensare a acestui defazaj, prin care se îmbunătățește factorul de putere, utilizând logica fuzzy.**

În subcapitolul 6.3 se prezintă posibilitățile de implementare a comutatoarelor bidirecționale de putere, utilizând comutatoare unidirecționale cu blocare pe poartă, disponibile în prezent pe piața dispozitivelor semiconductoare de putere. De asemenea sunt prezentate și posibilitățile prin care se poate asigura o comutație sigură, în condițiile unei sarcini cu caracter inductiv, eliminându-se efectele nedorite cauzate de timpii de comutație fmiți ai dispozitivelor semiconductoare utilizate. **Deși în acest paragraf au fost utilizate o serie de articole apărute în revistele de specialitate, această sinteză reprezintă o prezentare unitară cu caracter original a tuturor posibilităților de implementare și de comandă a comutatoarelor bidirecționale cunoscute în prezent, fiind un ghid util pentru proiectarea unui convertor matriceal.**

Subcapitolul 6.4 este dedicat circuitelor de comandă și de interfață ale unui convertor matriceal. **În cea mai mare parte a acestui subcapitol se prezintă variante originale ale autorului de implementare a algoritmilor de comandă de tipul SVM și SLM. O contribuție importantă o reprezintă identificarea unor structuri hardware minimale necesare pentru realizarea unui circuit prin care să poată fi implementate diverse tehnici de comandă pentru un convertor matriceal.** În acest fel se poate modifica dinamic algoritmul de comandă, în funcție de condițiile de lucru, fiind posibilă alegerea algoritmului de comandă optim pentru o anumită aplicație.

În paragraful 6.4.4 se face o scurtă prezentare a circuitelor de interfață necesare și a posibilităților de implementare a acestora. **Din acest paragraf se desprinde ca o posibilă direcție de cercetare în domeniul convertoarelor matriceale, studiul utilizării transformatoarelor fără miez magnetic, realizate pe cablaj imprimat pentru izolarea galvanică dintre semnalele de comandă și tensiunile de alimentare necesare pentru driverile comutatoarelor de putere, și dintre circuitele de comandă.** Această cercetare este justificată, deoarece în acest fel s-ar realiza o reducere semnificativă a dimensiunilor convertorului matriceal.

În subcapitolul 6.5 se propune o sinteză a principalelor aplicații ale convertoarelor matriceale fiind făcute trimiteri la referințele bibliografice corespunzătoare.

## 7. SIMULAREA CONVERTOARELOR MATRICEALE

*În cadrul acestui capitol se va prezenta un pachet de programe de simulare a funcționării convertoarelor matriceale, realizat în mediul de programare MATLAB. Utilizând acest pachet de programe, cu caracter original, realizat în întregime de către autor, se poate analiza într-un mod eficient și rapid comportamentul convertoarelor matriceale ideale, modelate prin intermediul funcțiilor de comutație. Simularea funcționării convertoarelor matriceale într-un timp scurt este posibilă și datorită unei metode proprii de calcul pentru reprezentarea în domeniul timp a curentului de ieșire. Cunoșcând parametrii sarcinii și spectrul de frecvențe al tensiunii generate la ieșire, se determină foarte rapid și spectrul de frecvențe al curentului de ieșire, care este apoi utilizat pentru construcția formei de undă temporală. Comparativ cu metoda clasică de generare a formei de undă pentru curentul de ieșire, prin implementarea ecuațiilor de legătură dintre tensiune, curent și impedanță în domeniul timp, metoda propusă în această lucrare poate reduce timpul de simulare cu 70%. Prin intermediul acestui pachet de programe s-au modelat și noile variante de algoritmi de comandă SVM și SLM propuse în această lucrare. De asemenea a fost posibilă și verificarea fezabilității modulatorului universal SVM-SLM, propus în capitolul anterior. Comunicarea cu utilizatorul se face printr-o interfață grafică realizată de asemenea de către autorul acestei lucrări. Acest pachet de programe se remarcă și prin faptul că se poate integra foarte simplu și în pachetul de programe SIMULINK, fiind astfel posibilă simularea la nivele ierarhice superioare, inclusiv studiul detaliat al solicitării comutatoarelor la nivel de componentă electronică. În finalul acestui capitol se prezintă un exemplu de simulare în SIMULINK la un astfel de nivel ierarhic superior modelării prin intermediul funcțiilor de comutație. În acest exemplu convertorul matriceal este o componentă a unui sistem de acționare a unei mașini asincrone de curent alternativ, pentru reglarea vitezei utilizându-se logica fuzzy. Și această implementare a logicii fuzzy într-un sistem ce conține un convertor matriceal reprezintă o contribuție proprie a autorului. Faptul că simulatorul propus în această lucrare poate fi integrat în pachetul de programe SIMULINK, permite implementarea rapidă a circuitului de comandă la nivel de prototip, dacă este disponibil un modul de tip dSPACE, care poate genera semnale logice în timp real, în urma unei simulări în SIMULINK.*

### 7.1 POSIBILITĂȚI DE SIMULARE A CONVERTOARELOR MATRICEALE

Deoarece convertorul matriceal de curent alternativ este în esență un circuit electronic de putere, este necesar ca pachetele de programe utilizate pentru simularea acestuia să poată fi integrate într-un mediu de programare care este utilizat în general în electronica de putere. Această integrare este necesară pentru a se putea analiza funcționarea convertorului matriceal de la nivel de componentă electronică până la nivelul unor sisteme complexe de circuite care au în componență și convertoare matriceale.

Pentru a înțelege funcționarea unui circuit electronic de putere este absolut necesară analiza în domeniile timp și frecvență [Bos97]. Principalele caracteristici pe care trebuie să le îndeplinească un simulator utilizat în general în electronica de putere sunt [Bos97]:

- interfață grafică "prietenosă" cu utilizatorul;
- posibilitatea modelării simple a circuitului pentru diferite nivele ierarhice de la nivel detaliat până la nivel de schemă bloc;
- precizie ridicată a modelelor utilizate;
- modelarea funcțională robustă a comutatoarelor de putere;
- timp de simulare cât mai redus;
- posibilitatea setării unor condiții inițiale impuse de către utilizator.

Simulatoarele utilizate în electronică pot fi clasificate în două mari categorii [Bos97]: programe orientate pe rezolvarea ecuațiilor și programe orientate pe circuit. În literatura de specialitate se prezintă diverse pachete de programe care pot fi utilizate pentru simularea circuitelor în electronica de putere. Acestea pot fi simulatoare de uz general în electronică (PSPICE, SABER, MULTISIM), dedicate special circuitelor de putere (PETS, PSIM, CASPOC) sau programe destinate calculelor tehnice în general (MATLAB, MATHCAD, SIMNON, ACSL, MATRIXx). De asemenea se pot utiliza și limbaje de programare de nivel înalt (C, PASCAL).

Cea mai importantă caracteristică a simulatoarelor din domeniul electronicii de putere este modelarea comutatoarelor de putere, acestea fiind elementele cele mai utilizate. Modelele acestor comutatoare sunt la originea majorității problemelor (erori de convergență, singularități ale sistemelor, necesitatea unui pas de simulare redus, oscilații numerice, etc.) care pot apare în timpul simulărilor. În literatura de specialitate există diverse lucrări în care este prezentată rezolvarea anumitor probleme [Bos97] [Pej94] [Mak97] [Bur95] [Sal94] [Sil96] [Mar96] [Zio83] [Che93] [Zio85S] [Wie97], fără a exista însă o modelare perfectă prin care să poată fi eliminate toate problemele pentru orice nivel de simulare în electronica de putere. Din acest motiv, în funcție de caracteristicile comportamentale analizate pentru un convertor de putere, simularea trebuie făcută pe segmente, la diferite nivele funcționale ierarhice, astfel încât pentru simularea respectivă să fie evitate problemele menționate anterior.

Lucrările de specialitate în care să fie prezentate modele de simulare a convertoarelor matriceale sunt relativ puține [Mat96M] [Nie96D] [Olo00], față de cele în care sunt modelate alte topologii de convertoare de putere. În [Mat96M] se prezintă modelarea și simularea unui sistem de acționare a unui motor asincron de curent alternativ în care convertorul de putere este matriceal. Modelarea sistemului s-a făcut în mediul de programare ACSL, iar pentru analiza spectrală a formelor de undă generate s-a utilizat mediul de programare MATLAB. În [Olo00] se prezintă de asemenea modelarea unui astfel de sistem, fără a fi precizat programul utilizat pentru implementarea acestor modele de simulare. O lucrare mai completă, în care se prezintă totuși pe scurt posibilități de simulare a convertoarelor matriceale la diferite nivele funcționale ierarhice este [Nie96D]. În această lucrare s-a utilizat programul de simulare SABER. De asemenea în [Cas95] [Cas96] este prezentată modelarea funcțională a convertoarelor matriceale pe baza principiului echilibrului puterilor [Bos97]. Deși nu se precizează în mod clar, simulările corespunzătoare acestei modelări au fost implementate în mediul de programare MATLAB.

***Din experiența autorului, care a utilizat pentru simularea circuitelor de putere în general, diferite pachete de programe ca MATLAB / SIMULINK, PSPICE, CASPOC, PSIM sau PETS, s-a ajuns la concluzia că pentru simularea funcțională a convertoarelor matriceale, soluția care prezintă cele mai multe avantaje este implementarea modelelor teoretice prezentate în capitolele anterioare, în mediul de programare MATLAB / SIMULINK. În continuare se prezintă principalele motive care au condus la această alegere :***

- *implementarea simplă a ecuațiilor corespunzătoare algoritmilor de comandă.* Deși prin apariția tehnicilor de modulație SVM și SLM ecuațiile necesare pentru calculul coeficientului de umplere al semnalelor PWM necesare s-au simplificat semnificativ, conform teoriei prezentată în capitolele anterioare se observă că implementarea acestor algoritmi prezintă totuși un grad de complexitate relativ ridicat. Avantajul mediului de programare MATLAB, în acest sens este că acesta dispune de o serie de subrutine interne, prin care majoritatea ecuațiilor necesare pot fi scrise într-un mod simplu, aproape similar cu modul de exprimare în clar al funcțiilor matematice.

- *posibilitatea translataării algoritmilor de comandă implementați în MATLAB într-un limbaj acceptat de către un sistem de comandă cu microprocesor.* După implementarea algoritmului de comandă în limbajul caracteristic MATLAB, se poate face translatarea într-un limbaj de nivel înalt, cel mai uzual fiind limbajul C. După efectuarea unor modificări specifice, algoritmul de comandă poate fi implementat apoi în limbajul de asamblare corespunzător pentru programarea unui anumit tip de procesor.



- *posibilitatea translatării algoritmilor de comandă implementați în MATLAB într-un limbaj de nivel înalt, acceptat de către un program de simulare specific pentru electronica de putere*. Unele programe de simulare specifice electronicii de putere, ca PSIM sau CASPOC, admit blocuri de comandă a dispozitivelor semiconductoare de putere, ale căror ieșiri sunt generate în limbajul C sau PASCAL. Astfel un algoritm de comandă scris în MATLAB și translatat în C, poate fi utilizat și în cadrul acestor programe de simulare după efectuarea unor modificări relativ simple.

- *existența a numeroase pachete de subrutine "toolbox"*. Aceste pachete de subrutine acoperă un domeniu foarte larg de aplicații ca analiza semnalelor în domeniul frecvență, prelucrarea digitală a semnalelor, automatizarea proceselor, implementarea logicii fuzzy, implementarea rețelelor neuronale, calcule în virgulă fixă, etc. Toate aceste subrutine sunt foarte utile pentru determinarea caracteristicilor spectrale ale semnalelor generate de către convertoarele matriceale, sau pentru simularea unor sisteme automate de control ce conțin convertoare matriceale. Se pot simula astfel de sisteme ce utilizează metode moderne de control ca logica fuzzy sau rețele neuronale. De asemenea se poate verifica fezabilitatea implementării algoritmilor de comandă pe un sistem de calcul digital cu microprocesor ce lucrează cu date numerice exprimate în virgulă fixă sau în virgulă mobilă.

- *existența pachetului de programe SIMULINK*. Acesta permite simularea, modelarea și analiza dinamică a sistemelor liniare și neliniare atât în timp discret cât și în timp continuu. Principala facilitate a acestui pachet software este utilizarea numeroaselor interfețe grafice pentru implementarea anumitor modele de simulare. *Este de remarcat faptul că ultimele variante ale pachetului de programe SIMULINK sunt compatibile cu un "toolbox" numit Power System Blockset (PSB), care este foarte convenabil pentru simularea circuitelor ce conțin componente electronice de putere [Des99]*. Astfel se pot analiza convertoarele matriceale în condiții asemănătoare cu cele oferite de către programele de simulare dedicate electronicii de putere și care sunt orientate pe circuit.

## 7.2 PREZENTAREA PACHETULUI DE PROGRAME " admcsim" DE SIMULARE A CONVERTOARELOR MATRICEALE

În general în faza inițială a studiului unui convertor de putere realizat pe baza unor concepte noi, efectele parazite cauzate de nelinearitatea dispozitivelor semiconductoare, de timpii de comutație diferiți de zero ai comutatoarelor de putere sau de capacitățile și inductanțele parazite nu se iau în considerare. Aceste efecte sunt importante, dar pot determina confuzii dacă principiile fundamentale de funcționare a convertorului sau noile concepte nu sunt analizate într-o etapă anterioară.

Pachetul de programe "admcsim" (**advanced matrix converter simulator**) este destinat în principal studiului comportării unui convertor matriceal ideal trifazat și analizei parametrilor funcționali pentru diferite tehnici de modulație. Se consideră comutatoarele bidirecționale de putere ideale, având rezistența internă "0" în starea "închis" și rezistența internă " $\infty$ " în starea "deschis". De asemenea nu există elemente parazite reactive și comutația are loc instantaneu, timpii de comutație fiind nuli. Pe baza acestor considerente, convertorul matriceal poate fi simulat prin intermediul funcțiilor de comutație prezentate în capitolul al 3-lea. Analiza comportamentală a convertorului matriceal ideal, cu ajutorul simulatorului "admcsim" se poate face în etape, pe "segmente funcționale", conform diagramei prezentată în figura 7.1.

*Se observă că este posibilă o analiză completă a convertorului matriceal, atât din punct de vedere al parametrilor de intrare/ieșire, cât și din punct de vedere al studiului calitativ al pierderilor prin comutație în funcție de diverse tehnici de modulație. Pachetul de programe "admcsim" reprezintă o contribuție originală a autorului.*

Pentru rularea subrutinelor din pachetul "admcsim" este necesară inițializarea mediului de programare MATLAB și tastarea comenzii *admcsim*, în spațiul de lucru. Pe ecranul monitorului va

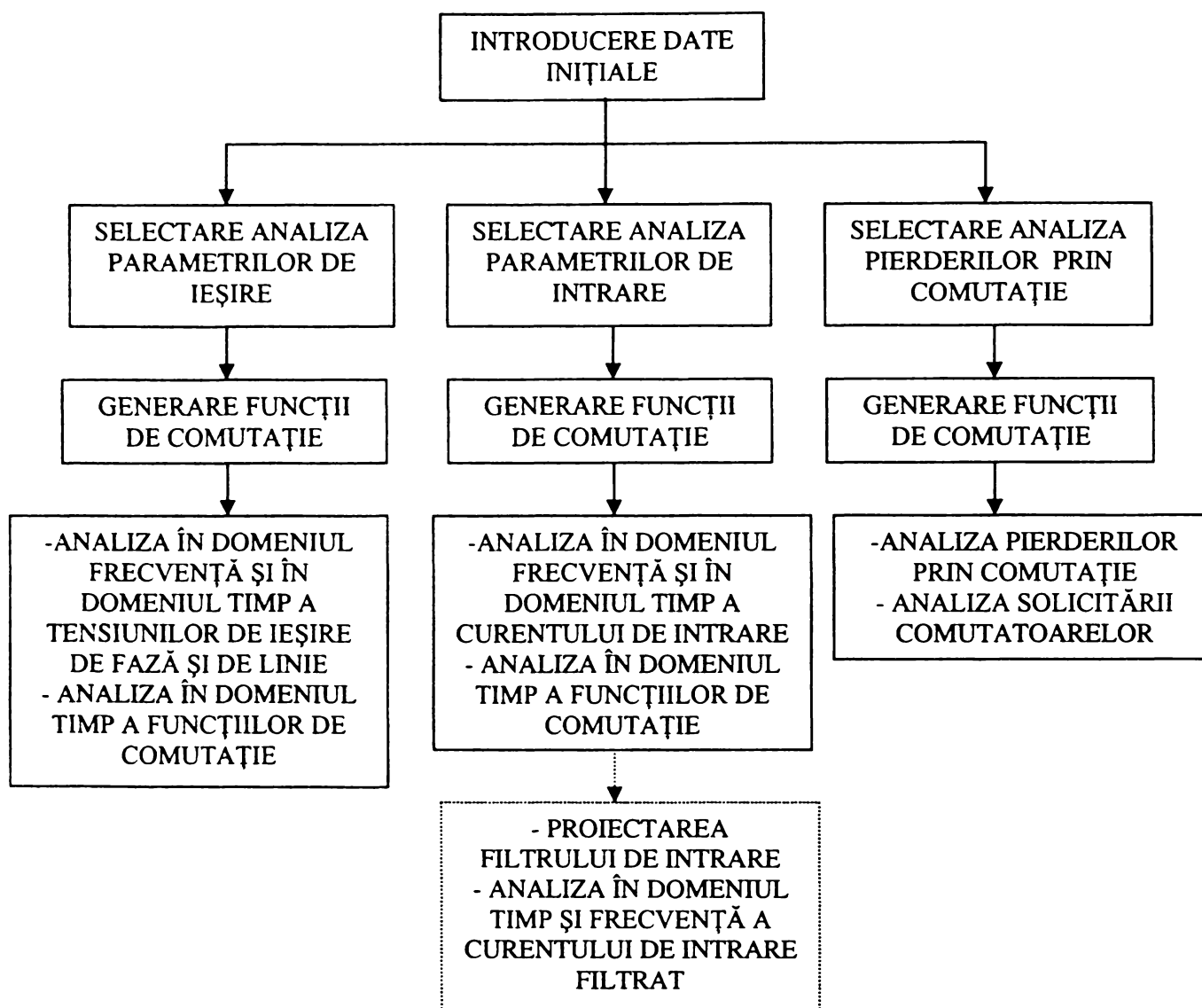


Figura 7.1 Diagrama corespunzătoare etapelor de analiză a convertoarelor matriceale ideale ce pot fi realizate prin intermediul pachetului software "admcsim"

are interfața grafică de comunicație cu utilizatorul, prezentată în figurile din anexa 6. În continuare utilizatorul are posibilitatea introducerii datelor inițiale necesare simulării. Acestea pot fi clasificate în trei tipuri de date:

- datele inițiale corespunzătoare parametrilor funcționali ai convertorului matriceal;
- datele inițiale corespunzătoare parametrilor sarcinii;
- datele inițiale corespunzătoare parametrilor simulării.

Parametrii caracteristici convertorului matriceal, care pot fi stabiliți de către utilizator în spațiile corespunzătoare din cadrul interfeței grafice (figura A6.1) sunt:

- **algoritmul de comandă** (în structura pachetului software propus în această lucrare există o bază de date ce conține toate variantele SVM și SLM prezentate în capitolele anterioare);
- frecvența dorită la ieșire **fo[Hz]**;
- frecvența de eșantionare **fs[kHz]**;
- defazajul dorit dintre fundamentala curentului de intrare și tensiunea de fază de intrare **phin [grade]**;
- indicele de modulație **m** (definit conform relației  $m = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\cos(\varphi_1)}$ );
- câștigul de tensiune **Vo/Vi**.

Simularea se va face considerând că sarcina convertorului matriceal are un caracter rezistiv-inductiv și este conectată în stea cu punct de nul diferit față de cel al tensiunilor de intrare, ca și în figura 3.11. Utilizatorul poate alege valorile pentru

- rezistența de sarcină **Rs[ohmi]**;
- inductanța de sarcină **Ls[mH]**.

În funcție de datele inițiale alese pentru parametrii caracteristici convertorului matriceal și sarcinii, programul va mai afișa și alți parametri funcționali, utili pentru a înțelege rezultatele analizelor ulterioare. Acești parametri sunt:

- valoarea efectivă a tensiunii sinusoidale ideale dorită la ieșire **Vo\*[V]** (care poate fi tensiunea de fază sau de linie prin selectarea butonului **fază** sau **linie**, respectiv);
- curentul ideal sinusoidal de ieșire **Io\*[A]**;
- impedanța sarcinii **Zs[ohmi]** la frecvența  $f_0$ ;
- curentul de intrare ideal sinusoidal **Ii\*[A]**;
- factorul de putere al sarcinii **pfout** la frecvența  $f_0$ ;
- factorul de putere la intrare, pentru un curent de intrare sinusoidal ideal **pf<sub>in</sub>\***;
- puterea convertorului **Pa [kW]**.

Mărimile care sunt notate cu asterisc "\*" corespund sintezei formelor de undă de intrare/ieșire prin intermediul funcțiilor de transfer, model ce corespunde și funcțiilor de comutație dacă frecvența de eșantionare este  $f_s = \infty$ .

Parametrii corespunzători simulării care pot fi inițializați de către utilizator sunt:

- timpul simulat **t[s]**;
- numărul punctelor utilizat pentru generarea formelor de undă în domeniul timp **np**;
- pasul de simulare în domeniul timp **tp[us]**.

Dacă timpul simulat impus de către utilizator este mai mic decât  $T_0 = 1/f_0$  în cazul analizei parametrilor de ieșire sau mai mic decât 20ms în cazul analizei parametrilor de intrare, programul îl va modifica automat la valorile  $T_0$  sau 20ms, respectiv. Motivația acestei restricții este că pentru a obține rezultate corecte în cazul analizei spectrale a formelor de undă generate la intrare sau la ieșire, este necesară cunoașterea valorilor în domeniul timp pentru cel puțin o perioadă a formei de undă analizată. Deoarece acești trei parametri de simulare sunt dependenți unul de altul, dacă utilizatorul setează doi dintre acești parametri, cel de-al treilea este setat de către program. Un alt parametru de simulare afișat de către program este

- numărul de puncte utilizat pentru generarea formelor de undă într-o perioadă de eșantionare **np/Ts**.

Această valoare este afișată și cu zecimale, nefiind rotunjită la cel mai apropiat număr întreg, pentru ca utilizatorul să seteze corect parametrii de simulare, dacă dorește ca numărul de puncte într-o perioadă de eșantionare să fie exact un număr întreg. Această opțiune este utilă pentru implementarea algoritmului de comandă pe un sistem de calcul cu microprocesor, în care datele numerice folosite pentru codificarea temporizării corespunzătoare unei perioade de eșantionare sunt numere întregi. Pe lângă parametrii prezentați anterior, pentru orice tip de analiză programul mai afișează dinamic, în timpul simulării și

- timpul simulat **ts[ms]**;
- timpul necesar pentru simularea respectivă **ts[s]**.

După ce au fost stabilite date inițiale de către utilizator acesta poate selecta tipul simulării, fiind disponibile trei opțiuni **ieșire**, **intrare**, sau **comutator**, corespunzătoare analizei parametrilor de ieșire, de intrare sau a pierderilor prin comutație, respectiv. După selectarea uneia dintre aceste opțiuni, prin intermediul butonului **START** se începe simularea respectivă. Programul va genera funcțiile de comutație corespunzătoare în funcție de parametri impuși convertorului matriceal de către utilizator, prin implementarea ecuațiilor corespunzătoare în domeniul timp. Apoi se generează formele de undă caracteristice fiecărui tip de simulare, se face o analiză spectrală a acestora în domeniul frecvență, calculându-se apoi și parametrii necesari pentru analiza respectivă. Generarea

spectrului de frecvențe se face prin utilizarea transformatei Fourier rapide (FFT) și implementarea unor ecuații caracteristice prelucrării numerice pentru transformarea unui semnal din domeniul timp în domeniul frecvență [Lel91].

Dacă s-a ales opțiunea *ieșire*, care este implicită la apelarea comenzii MATLAB *admcsim*, atunci după terminarea simulării, în fereastra grafică din cadrul interfeței program-utilizator va apare forma de undă a tensiunii de ieșire de fază și fundamentala acesteia ca și în figura A6.1. În același timp vor fi afișați și principalii parametri de ieșire ai sistemului convertor matriceal - sarcină. Acești parametri au fost definiți în paragraful 3.6.1. După cum se poate observa și în figura A6.1, se vor afișa valorile corespunzătoare pentru:

- valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de ieșire  $V_o(h1)[V]$ ;
- valoarea efectivă a fundamentalei curentului de sarcină  $I_o(h1) [A]$ ;
- valoarea efectivă a curentului de sarcină  $I_o [A]$  (se iau în considerare și valorile efective ale tuturor armonicilor curentului de sarcină);
- factorul total de distorsiuni armonice al tensiunii de ieșire  $THD_{vo}$ , calculat conform relației (3.88);
- factorul total de distorsiuni armonice ponderat al tensiunii de ieșire  $THD_{wvo}$ , calculat conform relației (3.89);
- factorul total de distorsiuni armonice al curentului de sarcină  $THD_{io}$ , calculat conform relației (3.90);
- factorul total de distorsiuni armonice de joasă frecvență al curentului de sarcină  $THD_{11io}$ , calculat conform relației (3.91), pentru primele 11 armonici.

Prin selectarea butonului *spec*, se va putea vizualiza spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de fază, ca și în figura A6.2. Din această reprezentare se pot identifica ușor armonicile dominante pentru forma de undă analizată. Pentru revenirea la vizualizarea formei de undă a tensiunii în domeniul timp este necesară selectarea cu ajutorul mousului a butonului *temp*. Prin selectarea butonului *fază* sau *linie* se poate selecta tensiunea de ieșire analizată, care poate fi tensiune de fază sau tensiunea de linie, respectiv. În momentul în care se schimbă tipul tensiunii analizate, se schimbă și valorile parametrilor de ieșire corespunzători unui anumit tip de tensiune. Acest lucru se poate observa în figurile A6.3 și A6.4, în care este prezentată interfața grafică asociată vizualizării formei de undă sau spectrului de frecvențe pentru tensiunea de ieșire de linie.

Formele de undă temporale pentru tensiunile de ieșire au fost generate conform ecuațiilor (3.49) și (3.57).

Pentru ambele tipuri de reprezentare grafică în domeniul timp sau în domeniul frecvență este posibilă vizualizarea unor detalii. Pentru vizualizarea unui detaliu în domeniul timp este suficientă deplasarea cursorului cu ajutorul mousului într-un anumit punct de pe grafic, în jurul căruia se va vizualiza detaliul respectiv și se face apoi un "dubu click" pe butonul din stânga al mousului. În figura A6.5 se observă un detaliu din forma de undă a tensiunii de ieșire de linie și valoarea medie a tensiunii într-o perioadă de eșantionare. Pentru vizualizarea unui detaliu din cadrul spectrului de frecvențe este suficientă setarea limitelor de frecvență pentru detaliul dorit în spațiile corespunzătoare din cadrul interfeței program-utilizator și apoi selectarea butonului *spec*. În figura A6.6 se prezintă un detaliu din cadrul spectrului de frecvențe al tensiunii de ieșire, în jurul armonicii dominante. Se observă că este posibilă și afișarea coordonatelor unor puncte din cadrul reprezentării grafice, selectate cu ajutorul mousului. În acest caz coordonatele *x* reprezintă frecvența armonicii, iar coordonatele *y* valoarea procentuală a tensiunii armonicii respective, raportată la valoarea efectivă a fundamentalei.

Prin selectarea butoanelor *ef* sau *%*, este posibilă reprezentarea spectrului de frecvențe pentru valori efective ale tensiunii sau pentru valori procentuale, raportate la valoarea efectivă a fundamentalei. De asemenea prin selectarea butoanelor *lin* sau *log*, spectrul de frecvențe poate fi reprezentat la scară logaritmică sau la scară lineară. Utilizarea reprezentării la scară logaritmică este

indicată atunci când se vizualizează un domeniu larg de frecvențe, în timp ce reprezentarea lineară este utilă pentru vizualizarea unor detalii din spectrul de frecvențe al unei forme de undă.

Pe lângă vizualizarea tensiunilor de ieșire mai este posibilă și vizualizarea curentului de ieșire în domeniul timp sau frecvență, ca și în figurile A6.7-A6.10. Dacă forma de undă a tensiunii generate la ieșire este dependentă doar de parametrii convertorului matriceal, curentul de ieșire este dependent și de parametrii sarcinii.

În mod uzual generarea curentului de sarcină se face prin implementarea ecuațiilor de legătură dintre tensiune și curent în domeniul timp pentru fiecare interval de timp corespunzător pasului de simulare  $tp$ . Acest metodă, ce poate fi numită "metodă temporală" conduce la un număr mare de iterații necesare, ceea ce crește timpul de simulare și capacitatea memorie alocate pentru efectuarea calculelor. În cadrul acestui program, curentul de ieșire a fost generat printr-o metodă proprie, utilizând transformata Fourier (IFFT) inversă și unele ecuații caracteristice prelucrării numerice, necesare pentru transformarea unui semnal din domeniul frecvență în domeniul timp. În continuare, această metodă se va numi "metodă spectrală". Forma de undă temporală a curentului de ieșire se generează prin transformarea în domeniul timp a produsului dintre transformata Fourier rapidă a tensiunii de ieșire de fază și admitanța de sarcină, exprimată în planul complex al frecvențelor. Pentru această implementare s-a realizat o subrutină MATLAB, ce corespunde unei funcții numită **mcspretemp**, ce are ca argumente de intrare transformata Fourier rapidă corespunzătoare unui număr întreg de perioade pentru un semnal temporal periodic și atenuarea acestuia în domeniul frecvență. Argumentul de ieșire este un semnal în domeniul timp. Funcția poate fi utilizată pentru generarea rapidă a unui curent sau a unei tensiuni în domeniul timp. Pentru generarea unei tensiuni, ca argumente de intrare sunt necesare curentul în domeniul timp și impedanța exprimată în planul complex al frecvențelor. În figura 7.2 sunt prezentate formele de undă ale curentului de ieșire generate prin cele două metode, implementarea ecuațiilor în domeniul timp prin "metoda temporală" și prin "metoda spectrală" propusă în această lucrare.

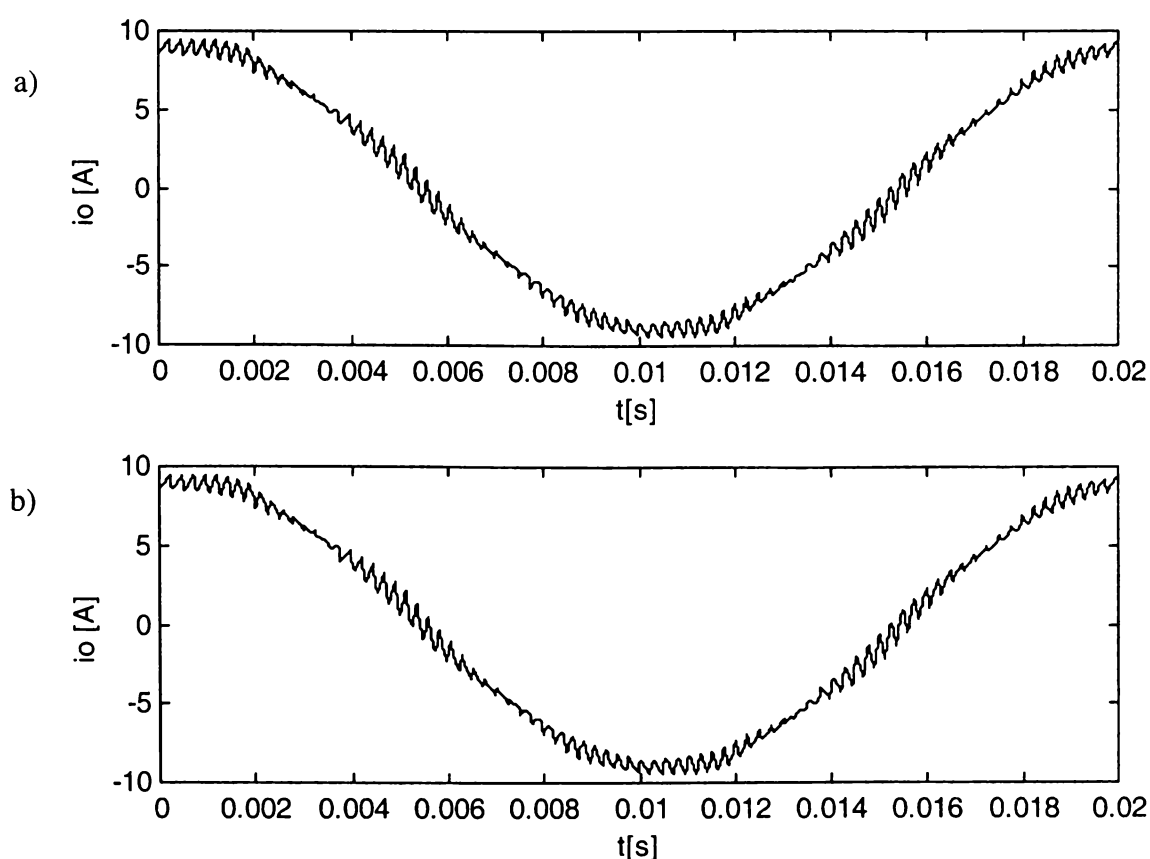


Figura 7.2 Forma de undă în domeniul timp a curentului de ieșire generat prin  
a) "metoda temporală" b) "metoda spectrală"

Se observă că diferența dintre cele două grafice este insesizabilă, acestea fiind practic identice. În figura 7.3 se reprezintă grafic eroarea dintre curenții generați prin cele două metode.

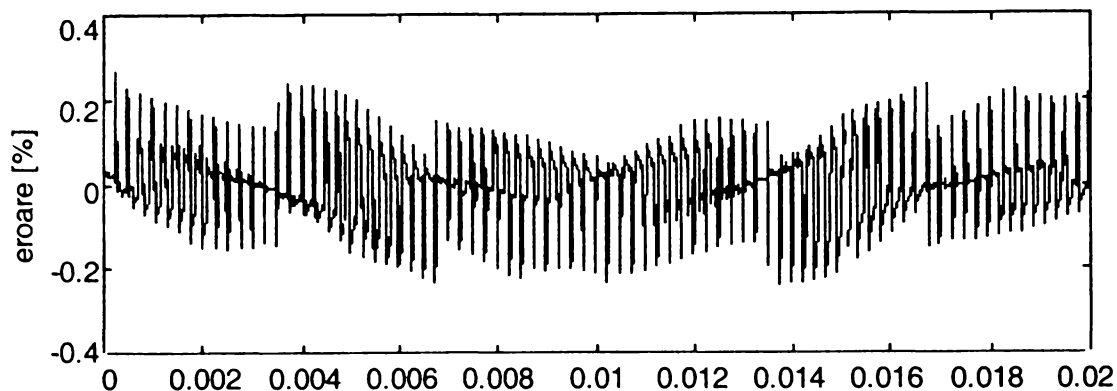


Figura 7.3 Eroarea dintre valorile instantanee ale curentului de sarcină generat prin "metoda temporală" și prin "metoda spectrală"

Graficele din figurile A7.2 și A7.3 au fost obținute în urma simulării unui convertor matriceal comandat prin intermediul algoritmului SVM1, frecvența de ieșire fiind  $f_0=50\text{Hz}$ , frecvența de eșantionare  $f_s=4\text{kHz}$ , rezistența de sarcină  $R_s=30\Omega$ , inductanța de sarcină  $L_s=10\text{mH}$  iar numărul de puncte de simulare  $n_p=16384$ . Se observă că eroarea de calcul prin cele două metode este de cel mult 0,2%, fiind astfel ne semnificativă.

Utilizarea "metodei spectrale" pentru generarea curentului de ieșire oferă două avantaje esențiale față de "metoda temporală". Acestea sunt:

- un timp de simulare mai redus;
- nu mai este necesară determinarea condițiilor inițiale.

Dacă se utilizează "metoda temporală" este necesară introducerea unor condiții inițiale. Dacă acestea nu sunt setate corespunzător, forma de undă generată nu este corectă pentru un interval de timp proporțional cu constanta de timp a sarcinii, ca și în figura 7.4.

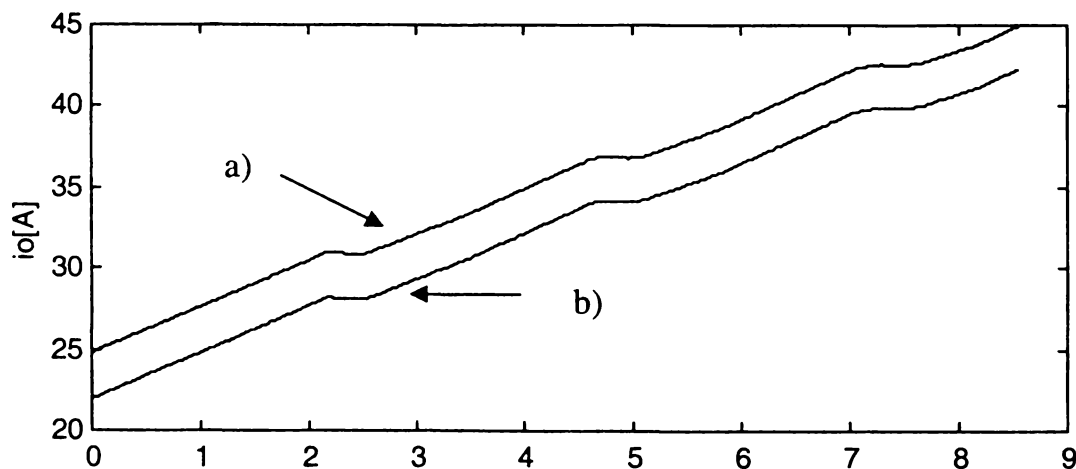


Figura 7.4 Diferența dintre curentul de ieșire a) generat prin "metoda temporală" pentru condiții inițiale eronate și curentul de ieșire b) generat prin "metoda spectrală"

Reprezentările temporale din figura 7.4 a fost obținute în aceleași condiții ca și formele de undă din figura 7.2, cu excepția faptului că  $R_s=1\Omega$ . Valoarea mai redusă a rezistenței de sarcină conduce la creșterea constantei de timp a sarcinii, pentru a fi mai evidentă eroarea de generare a curentului prin "metoda temporală". Determinarea exactă a condițiilor inițiale este dificilă deoarece tensiunea de ieșire reală este formată din segmente ale tensiunilor de intrare, iar folosirea valorilor instantanee

ale acestora va conduce la erori inacceptabile. Soluția cea mai practică ar fi ca valoarea inițială a curentului de ieșire  $i_0$  să fie egală cu valoarea inițială a curentului de ieșire sinusoidal ideal  $i_0^*$ , dar și în acest caz apar erori ca și acesta fiind cazul reprezentării grafice din figura 7.4. Dacă sarcina are o constantă de timp mai redusă, eroarea de calcul se micșorează. Pentru determinarea exactă a condițiilor inițiale, în general pentru simularea corectă a circuitelor de putere sunt necesare calcule laborioase fiind mărit timpul necesar simulării [Bos97]. Eroarea de calcul de 0,2% obținută pentru formele de undă din figura 7.2 a fost obținută în condițiile determinării condițiilor inițiale corecte. Timpul de simulare necesar doar pentru generarea curentului de ieșire prin "metoda spectrală" a fost de 0,5 secunde iar prin "metoda temporală" de 1,26 secunde, fără a lua în considerare timpul de calcul necesar pentru determinarea corectă a condițiilor inițiale (timpul de simulare corespunde unui calculator PC, având un procesor cu frecvența de tact de 233MHz). Se remarcă astfel o reducere a timpului de simulare cu aproximativ 60%. Pentru acest caz reducerea timpului de simulare de la 1,26 secunde la 0,5 secunde pare un fapt nesemnificativ, însă pentru simulările care utilizează un număr mare de puncte  $np$ , această reducere nu este de neglijat. În urma efectuării unui număr mai mare de simulări s-a ajuns la concluzia că reducerea timpului de simulare poate fi de până la 70%.

Forma de undă a curentului este cu atât mai apropiată de o formă de undă sinusoidală, cu cât sarcina are un caracter inductiv mai pronunțat în raport cu componenta rezistivă. Acest fapt se poate observa comparând forma de undă din figura A6.7 pentru care  $R_s=3\Omega$ ,  $L_s=10\text{mH}$  și forma de undă din figura A6.9 pentru care  $R_s=3\Omega$ ,  $L_s=1\text{mH}$ . Dacă sarcina are un caracter rezistiv pronunțat, este foarte utilă opțiunea de vizualizare și determinare a coordonatelor unui detaliu din forma de undă a curentului de ieșire, ca și în figura A6.10. Astfel se pot determina foarte ușor abaterile curentului față de forma de undă pur sinusoidală dorită la ieșire. În acest caz coordonatele notate pe grafic  $x$  reprezintă momentele în care s-au determinat valorile instantanee ale curentului reprezentate prin coordonatele notate  $y$ .

De asemenea mai este posibilă și vizualizarea funcțiilor de comutație în domeniul timp, ca și în figurile A6.11 și A6.12. Această opțiune este importantă deoarece funcțiile de comutație reprezintă de fapt semnalele logice de comandă care trebuie să fie generate de către modulator.

Dacă s-a ales opțiunea *intrare*, după terminarea simulării, în fereastra grafică din cadrul interfeței program-utilizator vor apare formele de undă prezentate în figurile A6.13 și A6.14. În această reprezentare se observă curentul de intrare, fundamentala acestuia. Cu linie întreruptă este reprezentată și tensiunea de intrare, pentru a se putea vizualiza defazajul dintre aceasta și fundamentala curentului de intrare. Se observă foarte clar figura A6.14 defazajul în urmă al fundamentalei curentului de intrare față de tensiunea de intrare, mărimea  $\phi_{in}$  fiind setată la valoarea  $-25^\circ$ . Și în cazul analizei parametrilor de intrare sunt disponibile toate opțiunile prezentate în cazul analizei parametrilor de ieșire, ca reprezentarea spectrală la scară lineară sau logaritmică, vizualizarea detaliilor în domeniul timp și în domeniul frecvență cu posibilitatea determinării coordonatelor unor puncte de pe grafic cu ajutorul mousului, etc. De asemenea în cadrul analizei în domeniul frecvență sunt disponibile și opțiunile de comparare a spectrului curentului de intrare cu limitele impuse de standardele de compatibilitate electromagnetică, opțiuni care au fost prezentate în paragraful 6.2.3. Prin vizualizarea unui detaliu al formelor de undă se poate determina acest defazaj din reprezentările grafice în domeniul timp. Și în cazul analizei parametrilor de intrare este posibilă analiza spectrală a formelor de undă generate în domeniul timp. În figurile A6.15 și A6.16 este prezentată interfața grafică a programului pentru cazurile în care se vizualizează spectrul de frecvențe al curentului de intrare pentru  $\phi_1=0^\circ$  și  $\phi_1=-25^\circ$ . Din cele două reprezentări grafice se observă imediat o înrăutățire a calității spectrului pentru curentul de intrare dacă defazajul  $\phi_1$  impus este diferit de zero. Astfel pentru cazul în care  $\phi_1=0^\circ$ ,  $R_s=3\Omega$ ,  $L_s=10\text{mH}$ ,  $f_0=50\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ ,  $m=1$  și algoritmul de comandă este SVM1 armonica dominantă are valoarea efectivă de 10,71A (coordonata  $y$ ) și frecvența de aproximativ 4kHz (coordonata  $x=3,9998\text{kHz}$ ). Pentru aceleași date inițiale de simulare dar  $\phi_1=-25^\circ$  se observă că armonica dominantă are valoarea efectivă de 12,05A și aceeași frecvență de 4kHz. Deși indicele de modulație  $m=1$  în ambele cazuri, câștigul de tensiune

al convertorului a scăzut de la  $V_0/V_1=0,866$  la  $V_0/V_1=0,866 \cdot \cos(\varphi_1) = 0,784$ , conform teoriei prezentată în capitolul al 4-lea. În funcție de defazajul de la intrare setat de către utilizator  $\varphi_1$ , programul afișează imediat și valoarea corespunzătoare a câștigului de tensiune. Pe lângă faptul că pentru  $\varphi_1 \neq 0$  crește valoarea efectivă a armonicilor dominante din cadrul spectrului curentului de intrare, se observă și o micșorare a valorii efective a fundamentalei acestuia de la 27,64A la 20,35A din cauza scăderii câștigului de tensiune. Astfel pentru  $\varphi_1=0^\circ$  valoarea efectivă a armonicilor dominante este 38,75% din valoarea efectivă a fundamentalei, în timp ce pentru  $\varphi_1= -25^\circ$ , acest procentaj crește la valoarea de 59,21%. Toate aceste observații s-au făcut într-un timp foarte scurt prin intermediul interfeței grafice a pachetului de programe *admcsim*, realizat de către autorul acestei lucrări.

Pe lângă posibilitatea de vizualizare grafică în domeniul timp și domeniul frecvență, în același timp programul va afișa și valorile unor parametri definiți în paragraful 3.6.2 și care sunt utili pentru analiza funcționării convertoarelor matriceale, care sunt:

- valoarea efectivă a fundamentalei curentului de intrare **I<sub>in(h1)</sub>[A]**;
- factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare **THD<sub>in</sub>**;
- factorul total de distorsiuni armonice ponderat al curentului de intrare **THD<sub>win</sub>**;
- factorul total de distorsiuni armonice ponderat de ordinul al 2-lea **THD<sub>soin</sub>**, calculat conform relației (3.92).

Pentru calculul parametrilor *THD<sub>in</sub>* și *THD<sub>win</sub>* se utilizează aceleași relații ca și cele folosite pentru calculul parametrilor *THD<sub>vo</sub>* și *THD<sub>wvo</sub>*, respectiv, dar adaptate pentru valorile spectrale ale curentului de intrare.

Pe lângă această analiză a curentului de intrare nefiltrat, prin selectarea butonului **LC**, se apelează pachetul de subrutine *profipfc*, utilizat pentru proiectarea filtrului de intrare și care a fost prezentat în paragraful 6.2.3. În acest caz nu mai este necesară achiziționarea formei de undă a curentului nefiltrat dintr-un fișier, aceasta fiind încărcată direct în memoria programului odată cu selectarea butonului **LC**. Astfel se oferă și posibilitatea analizei curentului de intrare filtrat. Se recomandă utilizarea acestei opțiuni după ce în urma mai multor simulări ale funcționării convertorului matriceal s-au identificat condițiile de funcționare cele mai defavorabile din punct de vedere al parametrilor de intrare. Pentru generarea formei de undă a curentului de intrare filtrat se utilizează tot "metoda spectrală", ca și în cazul generării curentului de ieșire.

Pentru generarea curentului de intrare prin implementarea relației (3.18) se consideră că datorită caracterului inductiv al sarcinii forma curenților de ieșire pentru convertorul matriceal este sinusoidală,  $i_0 \approx i_0^*$  fiind defazat față de  $v_0^*$  cu unghiul de defazaj  $\varphi_0$  al sarcinii la frecvența  $f_0$ . Această aproximare este suficient de bună și pentru condițiile reale de funcționare ale convertoarelor matriceale [Gyu76] [Ven89] [Hub95], fiind cu atât mai potrivită pentru studiul unui convertor ideal. Avantajele acestei aproximări sunt reducerea semnificativă a complexității calculelor necesare [Gyu76], deci a resurselor necesare pentru implementarea acestora și o reducere semnificativă a timpului de simulare. Singura diferență în acest caz este că funcția *mcspretemp* va avea ca argumente de intrare curentul de intrare nefiltrat în domeniul timp și atenuarea filtrului LC, exprimată în planul complex al frecvențelor.

Dacă s-a ales opțiunea **comutator**, după terminarea simulării, în fereastra grafică din cadrul interfeței program-utilizator vor apărea formele de undă prezentate în figura A6.17. Astfel se vor putea vizualiza forma de undă a curentului prin comutatorul bidirecțional ideal SW11 și funcția de comutație S11. Există de asemenea și posibilitatea vizualizării căderii de tensiune pe comutator, ca și în figura A6.18. Cele două opțiuni pot fi selectate prin intermediul butoanelor **Isw** și **Vsw**. În figurile A6.19 și A6.20 este prezentată interfața grafică pentru cele două opțiuni pentru aceeași parametri inițiali, singura diferență fiind valorile diferite ale defazajului impus la intrare. Se observă că pentru un defazaj la intrare  $\varphi_1 \neq 0$  pierderile prin comutație se reduc, ceea ce era de așteptat pentru că s-a redus câștigul de tensiune.



Prin selectarea butonului **S11-S13** se pot vizualiza simultan toate cele trei funcții de comutație corespunzătoare unei singure faze de ieșire. Și în cadrul acestei analize există posibilitatea vizualizării unor detalii din cadrul formelor de undă generate în domeniul timp. Simultan cu reprezentările grafice, programul afișează și anumiți parametri utili pentru analiza pierderilor prin comutație. Acești parametri definiți în paragraful 3.6.3 sunt:

- numărul de comutații în intervalul de timp simulat **NCOM**;
- numărul de comutații în unitatea de timp (1 secundă) **NCOMpu** calculat prin împărțirea numărului de comutații **NCOM** la intervalul de timp simulat  $t[s]$ ;
- factorul de pierderi prin comutație ponderat pentru convertoare matriceale **SLFpu** calculat conform relației (3.97);
- factorul de pierderi prin comutație neponderat **SLF**, calculat în același mod ca și **SLFpu** dar fără ponderarea cu valorile efective ale tensiunii și curentului de ieșire ( $V_{IL}$  și  $I_0^*$ ).
- eroarea de calcul procentuală a numărului de comutații **ernc[%]**, față de valorile teoretice calculate în capitolele al 3-lea și al 4-lea, datorată numărului finit de puncte de simulare.

Pe lângă simularea unui convertor matriceal prin intermediul funcțiilor de comutație se mai oferă și posibilitatea simulării prin intermediul funcțiilor de transfer, astfel încât formele de undă generate la intrare sau la ieșire sunt pur sinusoidale. Acest tip de simulare este util de exemplu pentru a studia funcționarea unui convertor matriceal în cadrul unui sistem mai complex, în cazul în care efectele parazite introduse de către componentele de înaltă frecvență nu sunt foarte semnificative și este mai important studiul principiilor de funcționare ale sistemului respectiv. O altă aplicație a modelării prin intermediul funcțiilor de transfer ar fi analiza formelor de undă generate în cazul supramodulației ca și în figurile A6.21-A6.22 în care indicele de modulație a fost setat la valoarea  $m=1,5$ . În acest caz este avantajoasă această abordare, deoarece se va putea studia strict efectul supramodulației, atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvență. Dacă acest studiu s-ar face direct prin intermediul funcțiilor de comutație, peste efectele supramodulației s-ar suprapune și efectele cauzate de valoarea finită a frecvenței de eșantionare, ceea ce ar putea conduce la unele interpretări eronate ale rezultatelor simulării. Din figura A6.22 se observă, de exemplu imediat că valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de ieșire de fază, în cazul algoritmului de comandă SVM este 210V, față de valoarea de 285V, care ar corespunde teoretic indicelui de modulație  $m=1,5$ . Valoarea de 210V corespunde unui indice de modulație  $m=1,1$ , ceea ce înseamnă că aceasta este valoarea indicelui de modulație de la care începe saturația câștigului de tensiune pentru algoritmul SVM, independent de varianta acestuia. Astfel câștigul maxim de tensiune ce se poate obține prin intermediul algoritmilor de comandă SVM, în cazul ideal este  $V_0/V_1=0,95$  (0,866-1,1). Deci imediat s-a ajuns la concluzia că nu are sens creșterea indicelui de modulație la o valoare mai mare decât 1,1. Din reprezentarea în domeniul timp (figura A6.22) se observă că un efect al supramodulației este și distorsionarea formei de undă, care nu mai este pur sinusoidală ca și în cazurile în care  $m \leq 1$ . În figurile A6.23 și A6.24 sunt prezentate detalii ale spectrelor de frecvență pentru tensiunea de ieșire de fază și pentru curentul de intrare în cazul supramodulației. Pentru reprezentarea spectrală din figura A6.24 sunt marcate prin simbolul "\*" și limitele impuse de standardul european de compatibilitate electromagnetică IEC 1000-3-4. Se observă că supramodulația conduce la apariția armonicilor de joasă frecvență. Astfel se poate determina care este nivelul maxim admis al indicelui de modulație  $m$ , pentru o anumită aplicație, dacă se admite și un anumit nivel al armonicilor de joasă frecvență.

Dacă parametrii convertorului matriceal și ai sarcinii se aleg în general în funcție de o aplicație a convertorului matriceal, parametrii de simulare nu sunt dependenți de aplicația respectivă la prima vedere. Totuși datorită faptului că parametrii de simulare determină precizia simulării aceștia vor avea o influență importantă asupra interpretării rezultatelor, astfel că și alegerea acestora implică necesitatea cunoașterii anumitor parametrii (constante de timp) caracteristici aplicației pentru care se dorește analiza respectivă. Pe lângă precizia rezultatelor, valorile inițiale ale parametrilor de simulare mai determină timpul necesar pentru simulare și cantitatea de date care

trebuie prelucrată de către calculator. Dacă timpul simulat este stabilit, atunci creșterea umărului de puncte  $np$ , va conduce automat la scăderea pasului de simulare  $tp$ . Un număr mare de puncte  $np$  va conduce la creșterea preciziei de simulare, dar și la creșterea timpului necesar pentru simulare și la creșterea capacității memoriei necesare pentru prelucrarea unei cantități mai mari de date numerice. Pe lângă aceste criterii, alegerea optimă a numărului de puncte de simulare fiind dependentă și de parametrii impuși convertorului matriceal sau sarcinii cât și de scopul analizei efectuate, nu este posibilă stabilirea unor reguli unice pentru alegerea optimă a parametrilor de simulare, această alegere fiind în mare măsură determinată de experiența utilizatorului. Totuși se pot face câteva precizări și recomandări în acest sens.

Deoarece pentru prelucrarea semnalelor de intrare/ieșire ale convertorului matriceal se utilizează transformata Fourier rapidă (FFT), pentru a beneficia de "rapiditatea" acesteia, conform teoriei prelucrării semnalelor [Jac91] este necesar ca semnalul numeric căruia  $i$  se aplică transformata FFT să fie reprezentat printr-un număr de puncte  $np$ , care să fie o putere întreagă a lui 2. De exemplu pentru simularea unei perioade a tensiunii de ieșire cu frecvența  $f_0=80\text{Hz}$ , generată prin algoritmul SVM1, cu frecvența de eșantionare de  $4\text{kHz}$ , dacă numărul de puncte  $np=8192=2^{13}$ , timpul total de simulare a fost  $t_s=2,36$  secunde dintre care  $1,65$  secunde au fost necesare pentru generarea funcțiilor de comutație și  $0,71$  secunde pentru prelucrarea semnalelor generate la ieșirea convertorului matriceal. Pentru aceeași parametri ai convertorului, dar pentru numărul de puncte de simulare  $np=8191$ , timpul total de simulare a fost  $126,44$  secunde dintre care  $124,79$  secunde pentru prelucrarea semnalelor, în această etapă a simulării fiind utilizată și transformata FFT. Pentru  $np=10000$  puncte timpul total de simulare a fost  $3,13$  secunde dintre care  $1,31$  secunde pentru prelucrarea semnalelor, iar pentru  $np=8000$  de puncte aceleași intervale de timp au avut valorile de  $2,47$  secunde, respectiv  $0,88$  secunde. Astfel o primă recomandare este ca *numărul de puncte de simulare să fie o putere întreagă a lui 2, pentru ca simularea să fie cât mai rapidă. Dacă această condiție nu este posibil să fie îndeplinită din anumite motive, atunci se va evita ca numărul de puncte să fie un număr prim, deoarece în acest caz timpul de simulare ar crește în mod nejustificat.* Timpii de simulare din exemplul anterior au fost obținuți prin rularea pachetului de programe "admcsim" pe un calculator PC la  $233\text{MHz}$ , acesta fiind mașina de calcul de referință și pentru exemplele următoare.

Pentru a justifica următoarele recomandări, în tabelele 7.1-7.3 vor fi prezentate rezultatele unor simulări realizate pentru aceeași parametri ai convertorului și ai sarcinii, dar în condițiile unor parametri de simulare diferiți. Scopul acestor exemple nu este acela de a studia comportarea convertorului, astfel de analize fiind prezentate în capitolele anterioare, ci acela de prezenta influența parametrilor de simulare asupra rezultatelor obținute.

Astfel în tabelul 7.1a sunt prezentate valoarea efectivă a fundamentalei tensiunii de ieșire de fază  $V_{0h1}[\text{V}]$ , factorul total de distorsiuni armonice ponderat  $\text{THDW}_{V0}[\%]$  al tensiunii de ieșire de fază, și factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire  $\text{THD}_{I0}[\%]$  (pentru două valori diferite ale parametrilor de sarcină) obținute în urma simulării unui convertor matriceal comandat prin intermediul tehnicii de comandă SVM1. Ceilalți parametri prescriși pentru convertorul matriceal sunt frecvența de ieșire  $f_0=80\text{Hz}$ , frecvența de eșantionare  $f_s=4\text{kHz}$ , defazajul la intrare  $\varphi_I=0^\circ$  și indicele de modulație  $m=1$  (corespunzător unei tensiuni de ieșire ideală cu valoarea efectivă  $V_0^*=190,5\text{V}$ ). În același tabel mai sunt prezentate și valorile următorilor parametri de simulare: numărul de puncte  $np$ , numărul de perioade simulate ale semnalelor de ieșire  $n(T_0)$ , numărul de puncte de simulare dintr-o perioadă de eșantionare  $np/T_s$ , intervalul de timp ce corespunde pasului de simulare  $tp[\mu\text{s}]$  și timpul necesar pentru simularea respectivă  $t_s[\text{s}]$ . În tabelul 7.1.b sunt prezentate și valorile pasului de frecvență utilizat pentru analiza spectrală  $f_p[\text{Hz}]$ , valorile maxime  $h_{k_{\max}}$  ale ordinului armonicelor utilizate pentru calculul parametrilor spectrali din tabelul 7.1a și numărul de comutații în unitatea de timp  $N_{\text{COM}pu}$ , corespunzător numărului de comutații generate pentru analiza parametrilor de ieșire din tabelul 7.1a. Din tabelul 7.1b se mai poate evalua eroarea  $ern_{\text{com}}[\%]$  a numărului de comutații, generat pentru analiza parametrilor de ieșire și timpul de

Tabelul 7.1a Parametrii de ieșire ai convertorului matriceal, pentru  
(SVM1,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

np	$n(T_0)$	$np/T_s$	$t_p$ [ $\mu\text{s}$ ]	$V_{0h1}$ [V]	THDW $_{V_0}$ [%]	THD $_{10}$ [%] ( $R_s=3\Omega$ $L_s=10\text{mH}$ )	THD $_{10}$ [%] ( $R_s=30\Omega$ $L_s=10\text{mH}$ )	$t_s$ [s]
1024	1	20	12,2	194,15	1,30	2,82	6,25	1,01
2048	1	40	6,10	193,63	1,09	1,93	5,69	1,10
4096	1	81	3,05	192,50	1,15	1,5	5,81	1,55
8192	1	163	1,52	192,20	1,13	1,41	5,81	2,36
16384	1	327	0,76	191,97	1,14	1,40	5,81	4,50
32768	1	655	0,38	191,85	1,14	1,37	5,81	11,15
65536	1	1310	0,19	190,70	1,14	0,73	5,82	17,87

Tabelul 7.1b Numărul de comutații pe unitatea de timp  
(SVM1,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

np	$n(T_0)$	$np/T_s$	$t_p$ [ $\mu\text{s}$ ]	$h_{k_{\max}}$	$f_p$ [Hz]	NCOM $_{pu}$	erncom [%]	$t_s$ [s]
1024	1	20	12,2	513	80	22000	10,13	1,05
2048	1	40	6,10	1025	80	23200	5,22	1,32
4096	1	81	3,05	2049	80	23680	3,26	1,87
8192	1	163	1,52	4097	80	23840	2,61	3,02
16384	1	327	0,76	8193	80	24000	1,96	5,44
32768	1	655	0,38	16385	80	24000	1,96	11,64
65536	1	1310	0,19	32769	80	24000	1,96	51,79

simulare  $t_s$ [s] necesar pentru analiza parametrilor de comutație. În tabelele 7.2a și 7.2b sunt prezentate același tip de date singura diferență fiind tehnica de comandă, care este SVM3. Astfel acest studiu este extins și pentru un algoritm caracterizat de un număr mai mare de comutații într-o perioadă de eșantionare.

Pentru toate simulările numărul de puncte ales a fost o putere întreagă a lui 2, astfel încât timpul de simulare să fie cât mai redus posibil. Deoarece pentru analiza parametrilor de ieșire este necesară simularea unui interval de timp egal cu cel puțin o perioadă a semnalelor de ieșire, timpul simulat a fost  $T_0=0,0125$  secunde. Pentru valorile np ale numărului de puncte de simulare din tabelele 7.1 și 7.2, numărul de puncte dintr-o perioadă de simulare a fost rotunjit la valoarea întreagă cea mai apropiată spre zero. Pasul de simulare  $t_p$  este echivalent cu rezoluția timerelor prezentate în capitolul al 6-lea. Prin fixarea de către utilizator a numărului de puncte de simulare np și a timpului simulat, pasul de simulare  $t_p$  și numărul de puncte dintr-o perioadă de eșantionare sunt setate de către program.

Analizând datele din tabelele 7.1 și 7.2 se observă că pentru aceeași parametri prescriși convertorului și sarcinii, se obțin rezultate diferite pentru parametrii de ieșire, în funcție de valoarea parametrilor de simulare, ceea ce înseamnă că anumite rezultate nu sunt corecte. Este evident faptul că rezultatele sunt cu atât mai corecte cu cât numărul de puncte de simulare np este mai mare, dar np nu poate fi crescut oricât de mult deoarece va crește excesiv de mult timpul de simulare și necesarul de resurse hardware ale mașinii de calcul alocate pentru simularea respectivă. Astfel se pune problema alegerii optime a numărului de puncte de simulare, astfel încât să se realizeze cel mai bun compromis între timpul de simulare și precizia simulării. Analizând datele din tabelul 7.1a, se observă de exemplu că factorul total de distorsiuni armonice ponderat al tensiunii de ieșire are o variație mai mică de 1%, dacă numărul de puncte într-o perioadă de eșantionare este crescut de la 81 la 1310 puncte. Deci pentru analiza tensiunii de ieșire se obține practic aceeași precizie în ambele cazuri, astfel încât nu se justifică o creștere a timpului de simulare cu aproape 700%, pentru

Tabelul 7.2a Parametrii de ieșire ai convertorului matriceal  
(SVM3,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

np	$n(T_0)$	$np/T_s$	tp [ $\mu\text{s}$ ]	$V_{Oh1}$ [V]	THDW <sub>v0</sub> [%]	THD <sub>10</sub> [%] ( $R_s=3\Omega$ $L_s=10\text{mH}$ )	THD <sub>10</sub> [%] ( $R_s=30\Omega$ $L_s=10\text{mH}$ )	ts [s]
1024	1	20	12,2	187,40	0,87	1,14	4,70	1,15
2048	1	40	6,10	188,51	0,79	1,17	4,16	1,38
4096	1	81	3,05	189,83	0,70	1,00	3,89	1,70
8192	1	163	1,52	189,95	0,64	1,06	3,84	2,53
16384	1	327	0,76	190,08	0,63	0,74	3,80	4,29
32768	1	655	0,38	190,15	0,63	0,73	3,80	12,09
65536	1	1310	0,19	190,18	0,63	0,73	3,80	19,17

Tabelul 7.2b Numărul de comutații pe unitatea de timp  
(SVM3,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

np	$n(T_0)$	$np/T_s$	tp [ $\mu\text{s}$ ]	$hk_{\max}$	fp [Hz]	NCOMpu	erncom [%]	ts [s]
1024	1	20	12,2	513	80	29840	9,79	1,27
2048	1	40	6,10	1025	80	30720	7,13	1,37
4096	1	81	3,05	2049	80	32000	3,26	2,03
8192	1	163	1,52	4097	80	32320	2,29	3,30
16384	1	327	0,76	8193	80	32480	1,81	5,65
32768	1	655	0,38	16385	80	32480	1,81	11,81
65536	1	1310	0,19	32769	80	32480	1,81	59,26

o creștere a preciziei de simulare mai mică decât 1%. Aceleași observații sunt valabile și pentru analiza curentului de ieșire, în cazul sarcinii pentru care  $R_s=30\Omega$  și  $L_s=10\text{mH}$ . În cazul în care constanta de timp a sarcinii este mai mare, pentru  $R_s=3\Omega$  și  $L_s=10\text{mH}$ , se observă o creștere importantă a preciziei de simulare dacă numărul de puncte de simulare dintr-o perioadă de eșantionare este crescut de la 655 la 1310. Totuși nici în acest caz creșterea excesivă a timpului de simulare, datorită unui număr foarte mare de puncte de simulare nu se justifică, deoarece în practică semnalele de comandă nu sunt sincronizate perfect, comutatoarele nu sunt ideale și valoarea factorului total de distorsiuni armonice pentru curentul de ieșire va fi mai mare decât  $\text{THD}_{10}=0,73$ . Unul dintre principalele motive pentru care precizia de simulare scade odată cu micșorarea numărului de puncte de simulare este că dacă în anumite condiții, din calcule coeficientul de umplere al semnalelor de comandă PWM este mai mic decât pasul de simulare  $t_p$  (rezoluția timerelor), atunci aceste semnale nu vor fi generate și un anumit număr de comutații dintre cele teoretic necesare, practic se vor pierde. Astfel este posibil să apară anumite erori între semnalele simulate și cele calculate "matematic". Analizând datele din tabelele 7.1 și 7.2, din care se poate evalua procentual numărul de comutații "pierdute", se observă că pentru  $\text{THDW}_{v0}$  precizia de calcul este practic aceeași dacă eroarea în generarea numărului de comutații este mai mică decât 3%. De asemenea se observă că precizia de calcul pentru  $\text{THD}_{10}$  depinde și de constanta de timp a sarcinii ( $L_s/R_s$ ), pe lângă dependența de eroarea numărului de comutații erncom. Totuși și pentru analiza curentului de ieșire se poate considera că o eroare erncom  $\approx 3\%$  oferă rezultate concludente.

În urma analizei acestor exemple și a unui număr important de simulări efectuate pentru diferite valori ale parametrilor convertorului, sarcinii și ale parametrilor de simulare, sunt valabile următoarele observații (valabile pentru frecvențe de eșantionare mai mici decât 5-7kHz): *Pentru obținerea unor rezultate concludente în analiza parametrilor funcționali ai convertorului matriceal, parametrii de simulare trebuie aleși astfel încât eroarea numărului de comutații generate să fie mai mică decât 3%. Dacă într-o primă fază de analiză este necesar un număr foarte mare de simulări,*

pentru evaluarea parametrilor tensiunii de ieșire se poate admite o scădere a numărului de puncte  $np$ , pentru a micșora timpul de simulare, astfel încât eroarea de comutație să fie cel mult  $erncom \approx 5\%$ .

Evaluarea unei singure perioade a unui semnal numeric în domeniul timp, va genera în domeniul frecvență prin utilizarea transformatei FFT un spectru de frecvențe cu pasul  $f_p$  egal cu frecvența fundamentalei semnalului respectiv [Jac91]. Deci simulând o sigură perioadă a semnalelor generate la ieșirea convertorului, se vor putea analiza componentele armonice ale căror frecvențe sunt multipli ai frecvenței de ieșire  $f_0$ . Spectrul de frecvențe al formelor de undă generate de un convertor matriceal conține însă și armonice având frecvența egală cu multipli ai sumei dintre frecvența de ieșire și frecvența de intrare ( $f_{hk}=f_0+f_i$ ) sau multipli ai diferenței acestor frecvențe ( $f_{hk}=f_0-f_i$ ) [Hub95] [Ven89] [Gyu76]. Astfel deși analiza unei perioade a semnalelor de ieșire oferă o imagine concludentă asupra funcționării convertorului matriceal, analiza nu este completă, deoarece nu se poate face și evaluarea armonicilor de tip "sumă" sau "diferență" a frecvențelor de intrare și de ieșire, deși în general valoarea acestor armonici este redusă. Pentru a fi posibilă analiza tuturor armonicilor generate de convertorul matriceal, este necesară simularea astfel încât pasul de frecvență  $f_p$  să fie egal cu cel mai mare divizor comun al frecvențelor  $f_i$  și  $f_0$ . Pentru exemplul considerat, în care  $f_i=50\text{Hz}$  și  $f_0=80\text{Hz}$  este necesar ca pasul de frecvență să fie  $f_p=10\text{Hz}$ . Dacă se evaluează mai multe perioade ale unui semnal numeric în domeniul timp, atunci prin utilizarea transformatei FFT se va genera un spectru de frecvențe cu pasul  $f_p$  egal cu frecvența fundamentalei semnalului respectiv, împărțită la numărul de perioade analizat [Jac91]. Astfel se poate utiliza transformata FFT și pentru analiza completă a convertoarelor matriceale, deși în unele lucrări de specialitate se apreciază că sunt necesare calcule matematice mult mai complexe [Gyu76] [Kim89], analiza Fourier a semnalelor generate de convertor fiind considerată ca nepotrivită.

Pentru convertorul matriceal caracterizat de  $f_i=50\text{Hz}$  și  $f_0=80\text{Hz}$ , analiza completă a semnalelor de intrare și de ieșire se poate face dacă intervalul de timp simulat este egal cu 8 perioade ale semnalelor de intrare sau 5 perioade ale semnalelor de ieșire, adică 0,1 secunde. În tabelele 7.3 și 7.4 sunt prezentate rezultatele simulărilor pentru un timp simulat de 0,1 secunde, convertoarele matriceale având aceeași parametri prescriși ca și în cazul analizelor prezentate în tabelele 7.1 și 7.2, respectiv.

Tabelul 7.3a Parametrii de ieșire ai convertorului matriceal  
(SVM1,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

$np$	$n(T_0)$	$np/T_s$	$tp$ [ $\mu\text{s}$ ]	$V_{oh1}$ [V]	$\text{THDW}_{v0}$ [%]	$\text{THD}_{10}$ [%] ( $R_s=3\Omega$ $L_s=10\text{mH}$ )	$ts$ [s]
8192	8	20	12,2	194,90	1,26	1,96	9,94
16384	8	40	6,10	193,52	1,15	1,59	15,66
32768	8	81	3,05	192,49	1,16	1,53	29,34
65536	8	163	1,52	192,12	1,15	1,41	56,96

Tabelul 7.3b Numărul de comutații pe unitatea de timp  
(SVM1,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

$np$	$n(T_0)$	$np/T_s$	$tp$ [ $\mu\text{s}$ ]	$hk_{max}$	$f_p$ [Hz]	$\text{NCOM}_{pu}$	$erncom$ [%]	$ts$ [s]
8192	8	20	12,2	512	10	22188	9,39	10,32
16384	8	40	6,10	1024	10	23120	5,55	16,04
32768	8	81	3,05	2048	10	23580	3,67	30,10
65536	8	163	1,52	4096	10	23780	2,85	94,53

Tabelul 7.4a Parametrii de ieșire ai convertorului matriceal  
(SVM3,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

np	n( $T_0$ )	np/ $T_s$	tp [ $\mu\text{s}$ ]	$V_{oh1}$ [V]	THDW $_{v0}$ [%]	THD $_{10}$ [%] ( $R_s=3\Omega$ $L_s=10\text{mH}$ )	ts [s]
8192	8	20	12,2	189,14	1,21	1,83	10,88
16384	8	40	6,10	189,79	0,88	1,20	16,64
32768	8	81	3,05	189,86	0,74	0,95	30,16
65536	8	163	1,52	190,08	0,69	0,89	58,55

Tabelul 7.4b Numărul de comutații pe unitatea de timp  
(SVM3,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=4\text{kHz}$ )

np	n( $T_0$ )	np/ $T_s$	tp [ $\mu\text{s}$ ]	hk $_{max}$	fp [Hz]	NCOMpu	erncom [%]	ts [s]
8192	8	20	12,2	512	10	29820	9,85	11,53
16384	8	40	6,10	1024	10	30290	8,93	19,83
32768	8	81	3,05	2048	10	31830	3,77	39,16
65536	8	163	1,52	4096	10	32090	2,99	156,43

Se observă o ușoară creștere a factorilor de distorsiuni armonice, datorită armonicilor de tip "diferență" și de tip "sumă", care pot fi evaluate dacă timpul simulat este 0,1s. În acest caz însă se observă că este necesar un număr mare de puncte de simulare pentru ca eroarea de comutație să fie de aproximativ 3%. Astfel pentru varianta SVM1 de exemplu, pentru ca eroarea erncom  $\approx 3\%$ , creșterea timpului de simulare este de peste 3000%, în cazul unei analize spectrale complete, față de analiza armonică ce corespunde unei perioade a semnalelor analizate. Un dezavantaj al simulării unui număr mai mare de perioade este acela că odată cu micșorarea pasului de frecvență fp scade și ordinul maxim al armonicii analizate, pentru același număr de puncte de simulare, după cum se poate observa analizând datele din tabelele 7.1b-7.4b.

În tabelele 7.5 și 7.6 sunt prezentate rezultatele unor simulări în aceleași condiții ca și cele prezentate anterior, singura deosebire fiind că frecvența de eșantionare a fost crescută la valoarea  $f_s=16\text{kHz}$ . Analizând rezultatele prezentate în aceste tabele se pot face următoarele observații (valabile pentru frecvențe de eșantionare mai mari decât 15kHz): *Pentru obținerea unor rezultate concludente în analiza parametrilor funcționali ai convertorului matriceal, parametrii de simulare trebuie aleși astfel încât eroarea numărului de comutații generate să fie mai mică decât 1,5% . Dacă într-o primă fază de analiză este necesar un număr foarte mare de simulări, pentru evaluarea parametrilor tensiunii de ieșire se poate admite o scădere a numărului de puncte np, pentru a micșora timpul de simulare, astfel încât eroarea de comutație să fie cel mult erncom  $\approx 2\%$ .*

Se remarcă și faptul că pentru același număr de puncte de simulare np, timpul de simulare crește odată cu creșterea frecvenței de eșantionare și în condițiile unui număr mai redus de puncte de simulare într-o perioadă de eșantionare.

În concluzie, ținând seama de observațiile anterioare, se poate considera că *numărul de puncte de simulare într-o perioadă de eșantionare care asigură un compromis optim între precizia simulării și timpul de simulare este cuprins între 80 și 160 de puncte. Pentru o primă evaluare comportamentală a convertoarelor matriceale, dacă sunt necesare foarte multe simulări, pentru a se reduce timpul de simulare, numărul minim admis de puncte într-o perioadă de eșantionare este de 40.* Sub această valoare, rezultatele obținute nu sunt concludente, erorile de simulare devenind importante. Cazurile cele mai dificil de simulat sunt acelea în care frecvența de ieșire  $f_0$  are o valoare redusă și frecvența de eșantionare  $f_s$  este foarte mare. În aceste cazuri pentru a îndeplini condițiile enunțate anterior, timpul de simulare crește semnificativ.

Tabelul 7.5a Parametrii de ieșire ai convertorului matriceal  
(SVM1,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=16\text{kHz}$ )

np	n(T <sub>0</sub> )	np/T <sub>s</sub>	tp [μs]	V <sub>oh1</sub> [V]	THDW <sub>v0</sub> [%]	THD <sub>10</sub> [%] (Rs=3Ω Ls=10mH)	ts [s]
4096	1	20	3,05	194,03	0,45	2,06	4,17
8192	1	40	1,52	192,89	0,37	1,33	5,44
16384	1	81	0,76	191,86	0,31	0,89	9,34
32768	1	163	0,38	191,32	0,29	0,47	17,25
65536	1	327	0,19	191,10	0,29	0,44	34,17
32768	8	20	3,05	194,13	0,44	1,48	94,80
65536	8	40	1,52	192,50	0,32	0,87	191,10

Tabelul 7.5b Numărul de comutații pe unitatea de timp  
(SVM1,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=16\text{kHz}$ )

np	n(T <sub>0</sub> )	np/T <sub>s</sub>	tp [μs]	hk <sub>max</sub>	fp [Hz]	NCOMpu	erncom [%]	ts [s]
4096	1	20	3,05	2049	80	88000	8,78	4,29
8192	1	40	1,52	4097	80	92160	4,47	6,81
16384	1	81	0,76	8193	80	94640	1,90	10,28
32768	1	163	0,38	16385	80	95360	1,16	18,23
65536	1	327	0,19	32769	80	95680	0,80	69,75
32768	8	20	3,05	2049	10	87450	9,35	98,15
65536	8	40	1,52	4097	10	91530	5,10	221,51

Tabelul 7.5a Parametrii de ieșire ai convertorului matriceal  
(SVM1,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=16\text{kHz}$ )

np	n(T <sub>0</sub> )	np/T <sub>s</sub>	tp [μs]	V <sub>oh1</sub> [V]	THDW <sub>v0</sub> [%]	THD <sub>10</sub> [%] (Rs=3Ω Ls=10mH)	ts [s]
4096	1	20	3,05	188,56	0,68	0,66	4,73
8192	1	40	1,52	189,90	0,21	0,49	5,98
16384	1	81	0,76	190,60	0,17	0,21	9,61
32768	1	163	0,38	190,44	0,16	0,21	17,74
65536	1	327	0,19	190,43	0,16	0,21	35,76
32768	8	20	3,05	189,5	0,61	0,99	94,47
65536	8	40	1,52	190,22	0,36	0,53	212,68

Tabelul 7.6b Numărul de comutații pe unitatea de timp  
(SVM3,  $f_0=80\text{Hz}$ ,  $f_s=16\text{kHz}$ )

np	n(T <sub>0</sub> )	np/T <sub>s</sub>	tp [μs]	hk <sub>max</sub>	fp [Hz]	NCOMpu	erncom [%]	ts [s]
4096	1	20	3,05	2049	80	121840	5,60	4,78
8192	1	40	1,52	4097	80	122800	4,86	7,20
16384	1	81	0,76	8193	80	126480	2,00	10,43
32768	1	163	0,38	16385	80	127520	1,20	19,34
65536	1	327	0,19	32769	80	127680	1,08	67,17
32768	8	20	3,05	2049	10	121290	6,03	190,57
65536	8	40	1,52	4097	10	122050	5,44	221,51

### 7.3 POSIBILITĂȚI DE SIMULARE AVANSATĂ A CONVERTOARELOR MATRICEALE UTILIZÂND PACHETUL DE PROGRAME "admsim"

Unul dintre avantajele simulărilor în MATLAB este că semnalele generate pot fi memorate și prelucrate ulterior. Astfel funcțiile de comutație sau de transfer, generate prin intermediul pachetului de programe "admsim" pot fi utilizate și pentru alte tipuri de analiză, decât cele oferite de către pachetul de bază și care au fost prezentate pe scurt în paragraful anterior. Formele de undă analizate prin intermediul simulatorului "admsim" cele corespunzătoare fazei de ieșire "1" și fazei de intrare "1" ale unui convertor matriceal trifazat. Utilizând funcțiile de comutație generate de către simulatorul "admsim" se pot vizualiza de exemplu toate cele trei tensiuni de ieșire, ca și în figura 7.5, sau toți cei trei curenți de intrare ca și în figura 7.6.

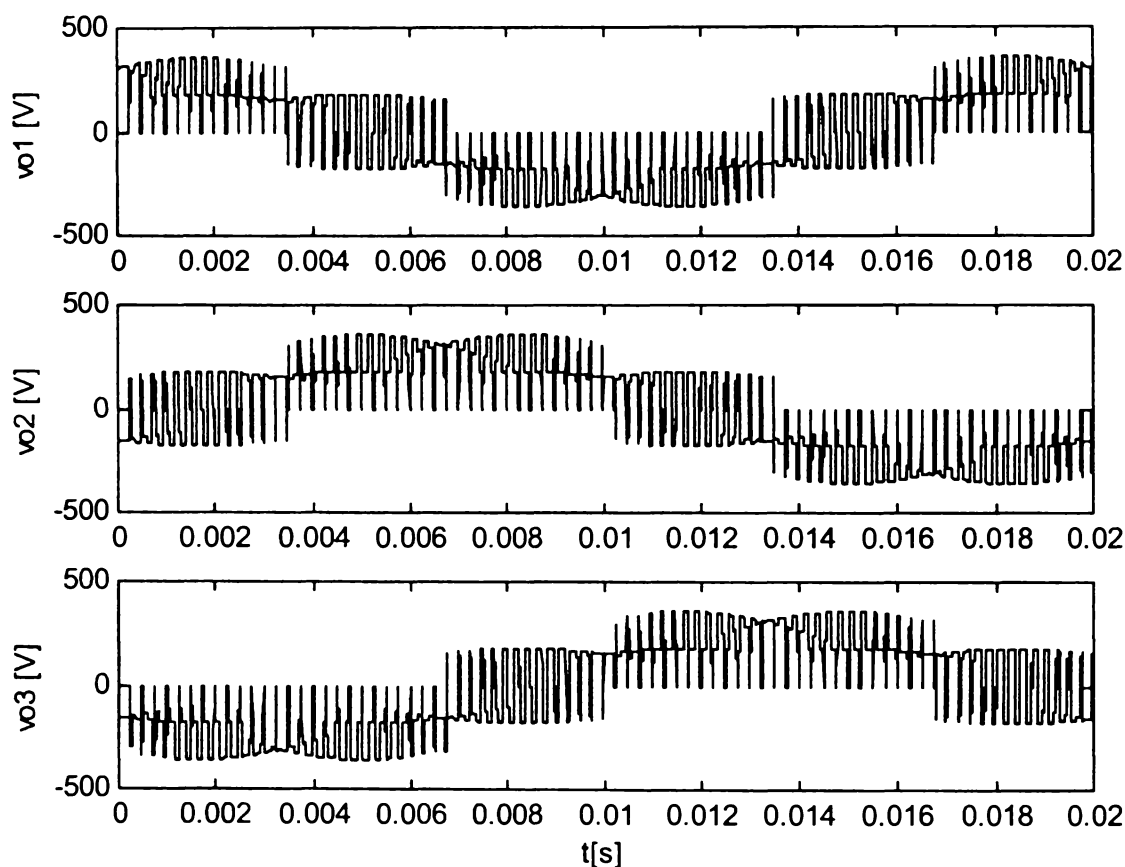


Figura 7.5 Vizualizarea celor trei tensiuni de ieșire ale convertorului matriceal trifazat (SVM1  $f_0=50\text{Hz}$   $f_s=4\text{kHz}$   $m=1$   $\varphi_i=0^\circ$ )

De asemenea se poate studia simetria formelor de undă generate la ieșirea/intrarea trifazată a convertorului matriceal, prin analiza parametrilor tuturor celor trei forme de undă, în domeniul frecvență, ca și în tabelul 7.7. În acest tabel sunt prezentate valorile pentru fundamentala tensiunii de ieșire de fază  $V_{0h1}[\text{V}]$ , factorul total de distorsiuni armonice ponderat al tensiunii de ieșire de fază  $\text{THDW}(v_0)[\%]$ , factorul total de distorsiuni armonice al curentului de ieșire  $\text{THD}(i_0)[\%]$ , valoarea efectivă a curentului de intrare nefiltrat  $I_{ef}[\text{A}]$ , valoarea efectivă a fundamentalei curentului de intrare nefiltrat  $I_{Ih1}[\text{A}]$  și factorul total de distorsiuni armonice ponderat al curentului de intrare nefiltrat  $\text{THDW}(i_i)[\%]$ . Analizând datele din acest tabel se observă o simetrie aproape perfectă a formelor de undă generate prin intermediul tehnicii de comandă SVM1.

Un alt exemplu de analiză avansată a convertoarelor matriceale, utilizând ca bază de simulare pachetul de programe "admsim" este generarea traiectoriilor vectorilor spațiali



corespunzătoare curenților de ieșire, ca și în figura 3.21. De asemenea proprietatea de compensare intrinsecă a nesimetriilor tensiunilor de intrare de către modulația SLM, a fost confirmată prin utilizarea funcțiilor de transfer SLM, sintetizate cu ajutorul simulatorului "admsim". Utilizând valorile curentului și ale tensiunii printr-un comutator bidirecțional ideal în momentul comutației, se pot determina pierderile de energie în cazul comutatoarelor reale, implementând anumite modele de pierderi ale acestora. Pentru modelarea unor dispozitive semiconductoare din punct de vedere al pierderilor sunt însă necesare anumite măsurări anterioare ale unor parametri specifici [Mat96M] [Bla96A].

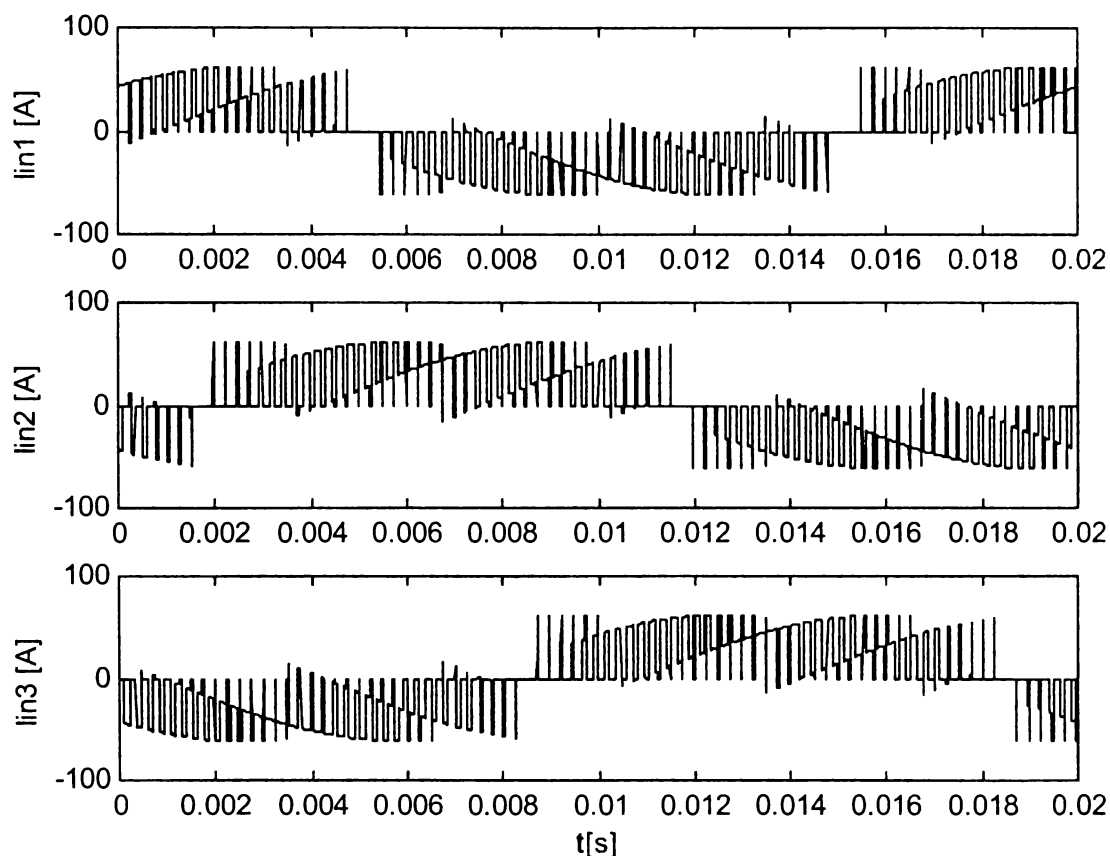


Figura 7.6 Vizualizarea celor trei curenți de intrare ai convertorului matriceal trifazat (SVM1  $f_0=50\text{Hz}$   $f_s=4\text{kHz}$   $m=1$   $\varphi_1=0^\circ$   $R_s=3\Omega$   $L_s=10\text{mH}$ )

Tabelul 7.7 Analiza comparativă a unor parametri caracteristici celor trei ieșiri/intrări ale unui convertor matriceal trifazat (SVM1  $f_0=50\text{Hz}$   $f_s=4\text{kHz}$   $m=1$   $\varphi_1=0^\circ$   $R_s=3\Omega$   $L_s=10\text{mH}$ )

$V_{0h1}(v_{01})[\text{V}]$	193,07	$I_{ef}(i_{11})[\text{A}]$	34,54
$V_{0h1}(v_{02})[\text{V}]$	193,05	$I_{ef}(i_{12})[\text{A}]$	34,50
$V_{0h1}(v_{03})[\text{V}]$	193,05	$I_{ef}(i_{13})[\text{A}]$	34,52
$\text{THDW}(v_{01})[\%]$	0,61	$I_{th1}(i_{11})[\text{A}]$	27,64
$\text{THDW}(v_{02})[\%]$	0,61	$I_{th1}(i_{12})[\text{A}]$	27,58
$\text{THDW}(v_{03})[\%]$	0,60	$I_{th1}(i_{13})[\text{A}]$	27,62
$\text{THD}(i_{01})[\%]$	0,84	$\text{THDW}(i_{11})[\%]$	0,09
$\text{THD}(i_{02})[\%]$	0,84	$\text{THDW}(i_{12})[\%]$	0,09
$\text{THD}(i_{03})[\%]$	0,83	$\text{THDW}(i_{13})[\%]$	0,10

O altă posibilitate de utilizare a simulatorului "admsim", este generarea datelor numerice necesare pentru implementarea unui algoritm de comandă pe un sistem de calcul cu microprocesor, prin intermediul unor tabele de căutare [Pop01A]. De exemplu pentru microcontrolere ce lucrează



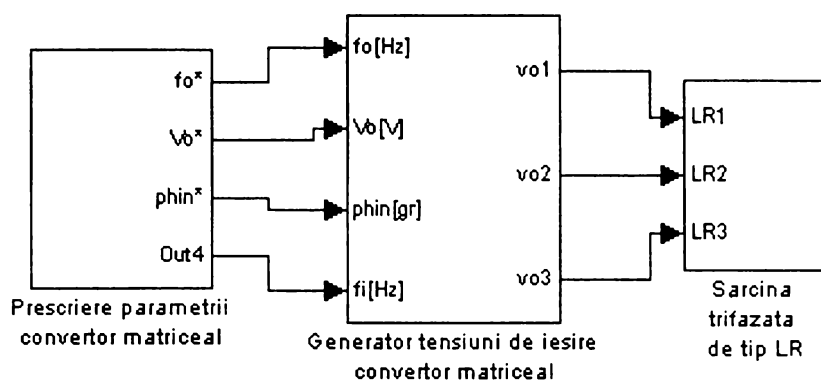


Figura 7.8 Modelarea SIMULINK a interacțiunii dintre tensiunile de ieșire ale unui convertor matriceal și o sarcină rezistiv-inductivă trifazată

simulării în SIMULINK a interacțiunii dintre un convertor matriceal și o sarcină rezistiv-inductivă, în condițiile modificării independente a frecvenței de ieșire  $f_0^*$  și a tensiunii efective de ieșire  $V_0^*$ , prescrise. Tehnica de comandă utilizată a fost SVM1, frecvența de eșantionare  $f_s=4\text{kHz}$  (aceasta poate fi modificată, dar nu în timpul simulării, în cadrul blocului numit "Subsystem" din figura 7.7). Parametrii sarcinii, care pot fi modificați de asemenea în timpul simulării au fost  $R_s=30\Omega$  și  $L_s=10\text{mH}$ . Pentru a simula cele 300ms de funcționare a convertorului matriceal a fost necesar un timp de simulare de 252 secunde. Valoarea maximă a pasului de simulare variabil a fost de  $6.25\mu\text{s}$  (ceea ce corespunde unui număr de 40 de puncte într-o perioadă de eșantionare pentru  $f_s=4\text{kHz}$ ), metoda de integrare Dormand-Prince și fișierul pentru implementarea algoritmului de comandă a fost executabil de tipul \*.dll. Dacă este necesară doar analiza în domeniul timp a semnalelor generate de către convertorul matriceal în urma simulării în SIMULINK, interpolând rezultatele mai multor simulări s-a ajuns la concluzia că se poate admite un număr minim de 20 de puncte într-o perioadă de eșantionare. În acest caz pentru exemplul considerat, valoarea maximă a pasului de timp variabil poate fi  $12,5\mu\text{s}$ , timpul de simulare reducându-se la 77 secunde. Se observă că o dublare a pasului de timp de simulare conduce la o reducere cu 70% a timpului necesar pentru simulare. Același sistem poate fi simulat și prin intermediul semnalelor sinusoidale sintetizate de către funcțiile de transfer SVM, caz în care timpul de simulare se reduce la 2,48 secunde. Pentru aceeași simulare, dar dacă fișierul utilizat pentru implementarea algoritmului de comandă a fost un fișier MATLAB de tipul \*.m, atunci timpul de simulare a crescut la 7,92 secunde, deci cu aproape 220%. Prin utilizarea funcțiilor de transfer valoarea maximă a pasului de timp variabil poate fi egală cu valoarea pasului de timp discret maxim admisă pentru simularea sistemului respectiv, care în cazul exemplului considerat a fost de  $250\mu\text{s}$ . În figura A7.2 sunt prezentate sub formă grafică rezultatele simulării prin intermediul funcțiilor de transfer. Comparând formele de undă ale curentului de sarcină din figurile A7.1 și A7.2 se observă că acestea seamănă foarte mult, în primul caz fiind suprapuse și componente de înaltă frecvență, datorate funcțiilor de comutație, peste fundamentala curentului.

În figurile A7.3 și A7.4 se prezintă într-o formă grafică analiza SIMULINK a funcționării la pornire pentru un sistem de acționare convertor matriceal / mașină asincronă de curent alternativ. Pentru această aplicație este necesară doar simpla înlocuire a blocului "Sarcină trifazată de tip LR" din figura 7.8 cu un alt bloc SIMULINK prin intermediul căruia s-a modelat funcționarea unei mașini asincrone de curent alternativ. În literatura de specialitate se pot găsi astfel de modele matematice generale pentru implementarea funcționării unei mașini asincrone de curent alternativ [Mat96M] [Olo00]. Pentru această aplicație pot fi utilizate și modelele MATLAB sau SIMULINK prezentate în [Bos97] și [Wad97]. Graficele prezentate în figura A7.3 au fost obținute prin simularea funcțiilor de comutație, timpul de simulare necesar fiind de 1487 secunde pentru un pas de simulare variabil maxim de  $2,5\mu\text{s}$ . Se observă că graficele din figura A7.4 obținute în urma

simulării funcțiilor de transfer sunt identice cu cele din figura A7.4, cu excepția reprezentărilor grafice ale cuplului dezvoltat de către motor. Astfel dacă este necesară doar analiza turației motorului, de exemplu, este suficientă doar simularea prin intermediul funcțiilor de transfer, timpul de simulare în acest caz fiind de numai 149 secunde. Pasul de timp maxim admis de către sistem (impus de constantele de timp ale mașinii asincrone) a fost de  $25\mu\text{s}$ . Pentru această aplicație se remarcă o reducere cu aproape 90% a timpului de simulare, dacă se utilizează modelarea convertorului matriceal prin intermediul funcțiilor de transfer. Parametrii motorului asincron trifazat au fost motor puterea nominală 2,2kW, tensiunea nominală 220V, frecvența nominală 50Hz, rezistența statorului  $0.85\Omega$ , inductanța statorului 5mH, rezistența rotorului reflectată în circuitul statoric  $0.95\Omega$ , inductanța rotorului reflectată în circuitul statoric 5mH, inductanța mutuală dintre stator și rotor 85mH și numărul de perechi de poli egal cu 2. S-a considerat că axul motorului este sollicitat de către un cuplu mecanic rezistent de 1Nm.

Dacă este disponibil și "toolboxul" numit "Power System Blockset" atunci modelarea diverselor aplicații se va simplifica, deoarece în cadrul acestui pachet software există o multitudine de blocuri ce simulează componente utilizate în electronica de putere [Des99]. Sunt disponibile surse de tensiune și de curent monofazate și trifazate, transformatoare, sarcini LCR, dispozitive electronice (diodă, tiristor, tranzistor MOS, tiristor GTO, comutator bidirecțional), mașini electrice, instrumente de măsură pentru curent și tensiune, elemente de conectare, etc. Utilizând acest "toolbox" se poate face și o analiză detaliată a funcționării convertoarelor matriceale, existând de exemplu posibilitatea implementării comutatoarelor bidirecționale din figura 6.28, luând în considerare și elementele parazite ale acestora.

Dacă utilizatorul modelelor de simulare a convertoarelor matriceale, propuse de către autorul acestei lucrări dispune și de toolboxul numit "Real Time Workshop", care include un set de fișiere prin intermediul cărora se poate genera codul necesar pentru programarea unor procesoare de semnal. funcțiile de comutație simulate în SIMULINK, pot fi utilizate pentru generarea unor semnale logice corespunzătoare în timp real. Aceste semnale logice pot fi utilizate pentru comanda în timp real a unui convertor matriceal. În capitolul al 8-lea se vor prezenta rezultate experimentale obținute în urma generării semnalelor logice corespunzătoare funcțiilor de comutație S11-S33, prin intermediul unui modul dSPACE de tipul DS1102.

### 7.3 STUDIUL UNUI SISTEM DE ACȚIONARE CONVERTOR MATRICEAL / MAȘINĂ ASINCRONĂ DE CURENT ALTERNATIV UTILIZÂND LOGICA FUZZY

*Scopul acestui paragraf este de a prezenta un sistem de acționare convertor matriceal mașină asincronă de curent alternativ, propus de către autor și de a evidenția în același timp posibilitățile extinse de simulare avansată a convertoarelor matriceale, utilizând subrutinele din componența pachetului software "admcsim", conceput de asemenea de către autor.*

Schema bloc a sistemului de acționare realizată pe baza principiului de reglare a alunecării unei mașini asincrone menținând raportul tensiune frecvență  $U/f$  constant, este prezentată în figura 7.10. Controlerul fuzzy reglează frecvența de alunecare  $f_{sl}$  ("slip frequency" în limba engleză). Frecvența de alunecare  $f_{sl}$  se adună cu frecvența de rotație a rotorului  $f_r$ , pentru a se obține frecvența  $f_0^*$  prescrisă convertorului matriceal pentru tensiunile de ieșire. Valoarea prescrisă pentru tensiunea efectivă efectivă de ieșire  $V_0^*$  este obținută la ieșirea generatorului de funcții astfel încât să se mențină un raport  $U/f$  constant pentru un anumit domeniu de frecvențe, ca și în figura 7.10. Deoarece câștigul de tensiune maxim al convertorului matriceal este 0,866 caracteristica prezentată menține raportul  $U/f$  constant până la frecvența de 43,3Hz după care se intră în regiunea de saturație. Astfel o mașină asincronă (având frecvența nominală de 50Hz și tensiunea nominală de

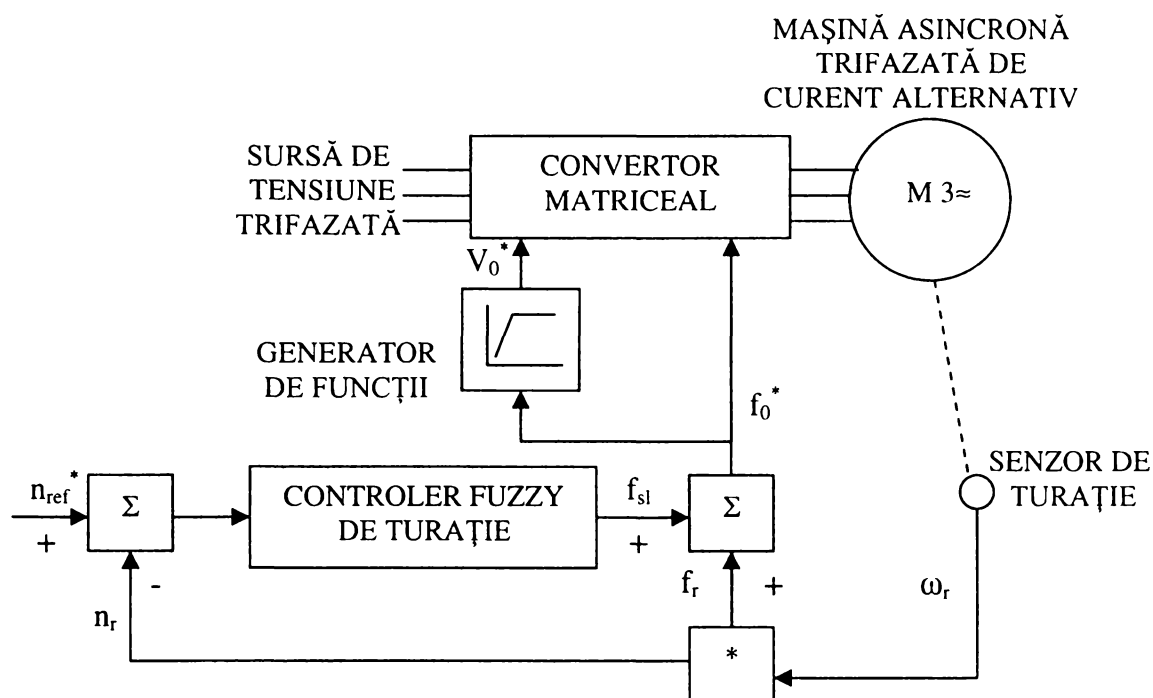


Figura 7.9 Schema bloc a sistemului de acționare convertor matriceal / mașină asincronă de curent alternativ

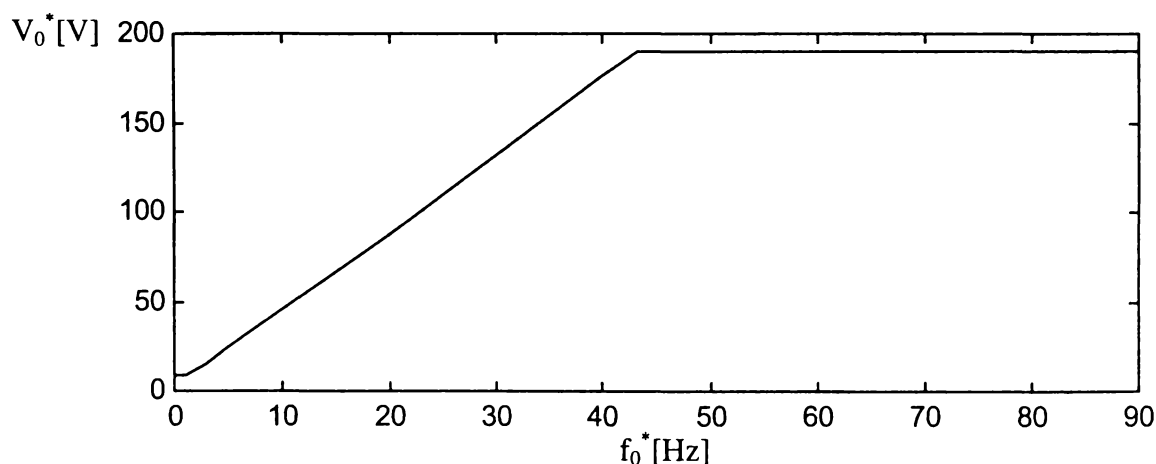


Figura 7.10 Caracteristica U/f utilizată pentru comanda convertorului matriceal

220V), acționată cu convertorul matriceal va putea dezvolta cuplul nominal (pentru frecvențe mai mici decât 43,3Hz), ca și în cazul acționării cu un invertor de tensiune pentru care câștigul de tensiune maxim poate avea valoarea 1. Dacă s-ar fi ales limita regiunii de saturație la 50Hz, atunci în întreg domeniul de frecvențe, motorul nu ar fi avut posibilitatea dezvoltării cuplului nominal.

Sistemul de acționare va accelera motorul cu o valoare a frecvenței de alunecare ce corespunde cuplului maxim, deci curentului statoric maxim admis, apoi frecvența de alunecare este setată la valoarea impusă de cuplul mecanic rezistent. Dacă turația de referință este redusă în timpul funcționării, atunci alunecarea devine negativă și motorul va trece în regim de frânare regenerativă, regim care poate fi susținut de către convertorul matriceal fără a fi necesare alte circuite suplimentare, ca și în cazul invertoarelor de tensiune. Acționarea cu menținerea raportului tensiune frecvență U/f constant prezintă avantajul că nu este necesară cunoașterea parametrilor mașinii asincrone, ca și în cazul acționărilor vectoriale, de exemplu.

Dintre avantajele utilizării unui controler fuzzy se pot menționa modul simplu de implementare și faptul că sunt necesare cunoștințe minime depre dinamica sistemului respectiv.

Deoarece în procesul de proiectare nu este necesară cunoașterea detaliată a dinamicii sistemului controlat, regulatorul fuzzy va fi caracterizat și de o funcționare robustă intrinsecă. Logica fuzzy este foarte potrivită pentru reglarea turației unui motor asincron, deoarece nu sunt necesare complicatele modele matematice ale acestuia și ale întregului sistem de reglare.

Prin intermediul senzorului de turație se poate determina turația rotorului  $n_r$ . Controlerul fuzzy va avea ca mărime de intrare eroarea de turație  $e$ , dintre o turație de referință  $n_{ref}$  prescrisă de către un utilizator sau de către un sistem ierarhic superior și turația rotorului  $n_r$ . O altă mărime de intrare a controlerului va fi și viteza de variație a erorii de turație  $\Delta e$ . Ca mărime de ieșire va fi generată frecvența  $f_{st}$ , prin intermediul căreia se va controla funcționarea convertorului matriceal. Pentru implementarea algoritmului de reglare, toate aceste mărimi sunt scalate astfel încât să se încadreze în intervalul  $[-1,1]$ . Valorile scalate ale acestor mărimi vor fi notate  $eI$ ,  $\Delta eI$  și  $\Delta fI$ . În funcție de valoarea variabilelor de intrare și de ieșire, acestea vor fi asociate cu diverse etichete lingvistice. Etichetele lingvistice utilizate pentru această implementare sunt P (pozitiv), N (negativ), Z (zero) pentru variabilele de intrare și PB (pozitiv mare), PS (pozitiv mic), ZO (zero), NS (negativ mic), NB (negativ mare) pentru variabila de ieșire. Inițialele B și S pentru "mare" și "mic" au fost alese de la termenii corespunzători "big" și "small" din limba engleză, deoarece ambii termenii corespunzători din limba română încep cu litera "m", evitându-se astfel posibilele confuzii. În figurile 7.11 și 7.12 sunt prezentate funcțiile de apartenență pentru variabilele de intrare și pentru variabila de ieșire, respectiv. Pentru funcțiile de apartenență s-au utilizat funcții simetrice de formă

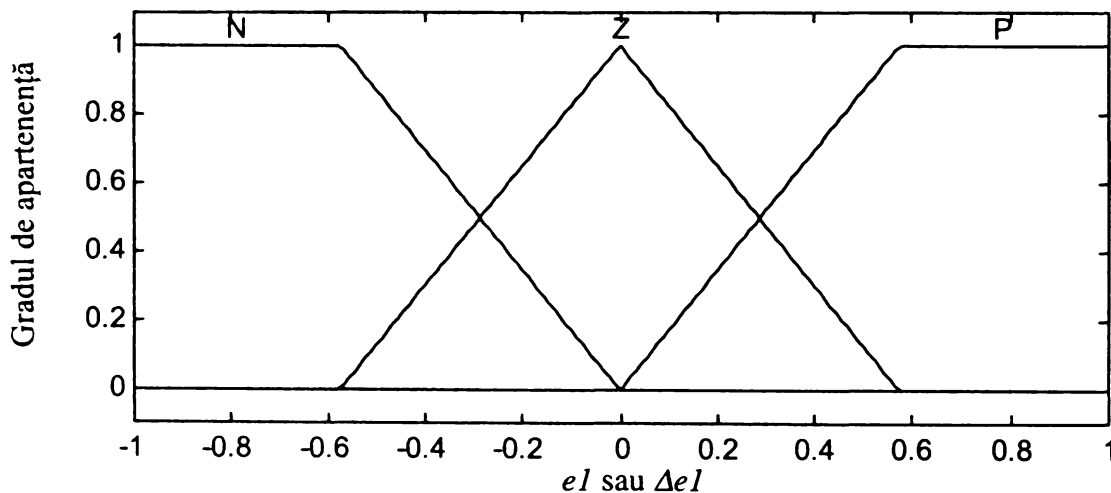


Figura 7.11 Funcțiile de apartenență pentru variabilele de intrare  $eI$  și  $\Delta eI$

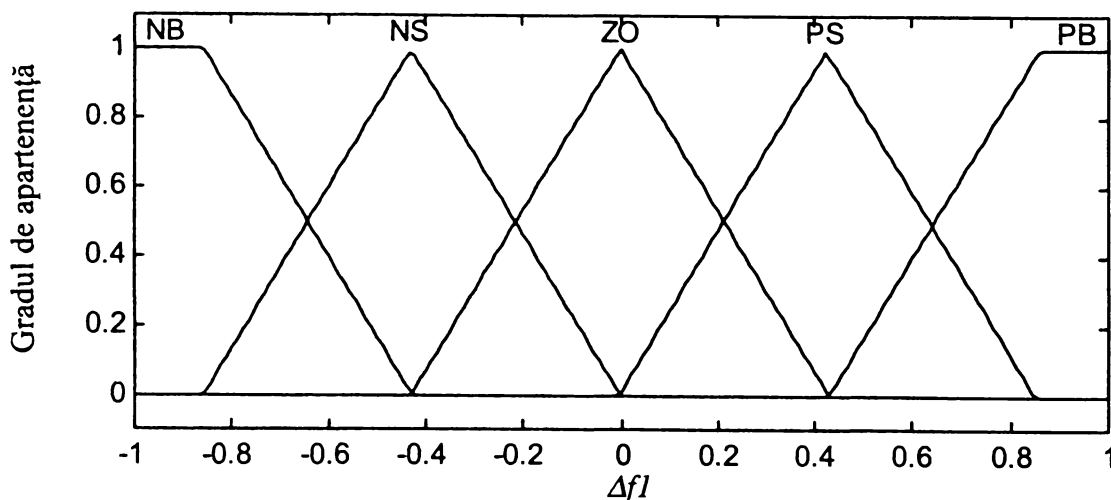


Figura 7.12 Funcțiile de apartenență pentru variabila de ieșire  $\Delta fI$

triunghiulară, exceptând cele două funcții de la extremități. Funcțiile de formă triunghiulară au aceeași lungime a bazei, iar suprapunerea dintre acestea este de 50%, acesta fiind modul cel mai natural de alegere a funcțiilor de apartenență. În acest mod și implementarea controlerului fuzzy pe un sistem de calcul numeric este simplificată.

Baza de reguli a controlerului fuzzy implică definirea regulilor reprezentate prin instrucțiuni logice de legătură între variabilele de intrare și variabila de ieșire prin intermediul etichetelor lingvistice. Instrucțiunile sunt reprezentate printr-un set de instrucțiuni logice de forma DACĂ ... ATUNCI ... Instrucțiunile utilizate pentru realizarea bazei de reguli sunt:

1. DACĂ (e1 este N) și ( $\Delta e1$  este N) ATUNCI ( $\Delta f1$  este NB)
2. DACĂ (e1 este N) și ( $\Delta e1$  este Z) ATUNCI ( $\Delta f1$  este NB)
3. DACĂ (e1 este N) și ( $\Delta e1$  este P) ATUNCI ( $\Delta f1$  este NS)
4. DACĂ (e1 este Z) și ( $\Delta e1$  este N) ATUNCI ( $\Delta f1$  este NS)
5. DACĂ (e1 este Z) și ( $\Delta e1$  este Z) ATUNCI ( $\Delta f1$  este ZO)
6. DACĂ (e1 este Z) și ( $\Delta e1$  este P) ATUNCI ( $\Delta f1$  este PS)
7. DACĂ (e1 este P) și ( $\Delta e1$  este N) ATUNCI ( $\Delta f1$  este PS)
8. DACĂ (e1 este P) și ( $\Delta e1$  este Z) ATUNCI ( $\Delta f1$  este PB)
9. DACĂ (e1 este P) și ( $\Delta e1$  este P) ATUNCI ( $\Delta f1$  este PB)

Aceste reguli au fost dezvoltate pe baza experienței autorului. Regula a 3-a de exemplu, poate fi interpretată astfel: Dacă eroarea de turație  $n_{ref} - n_r$  este negativă și viteza de variație a acestei erori este pozitivă, atunci frecvența de alunecare  $f_{sl}$  va micșorată puțin. Aceste reguli sunt apoi evaluate prin intermediul unui mecanism de inferență, bazat pe algoritmul Mamdani [Mao96]. Deoarece ieșirea controlerului trebuie să fie o valoare exactă, pentru defuzzificare se utilizează metoda centrului de greutate. Reglarea parametrilor controlerului se poate face prin intermediul unor fișiere de tip \*.m, scrise în MATLAB. Această etapă poate fi simplificată dacă se dispune și de pachetul de programe numit "Fuzzy Logic Toolbox".

În figurile A7.5 și A7.6 sunt prezentate grafic rezultatele simulării acestui sistem în SIMULINK. Tehnica de comandă pentru convertorul matriceal este SVM1, frecvența de eșantionare fiind  $f_s = 4\text{kHz}$ . Din figura A7.5c se observă că sistemul de acționare propus reglează turația motorului cu precizie ridicată și are un timp de răspuns scurt. Pentru comparație, în figura A7.5d s-a prezentat variația turației motorului pentru în aceleași condiții, dar algoritmul de reglare a turației fiind unul clasic, proporțional integrator. Ajustarea parametrilor controlerului proporțional integrator s-a făcut în conformitate cu metoda de optimizare Ziegler-Nicholas. Parametrii motorului sunt aceiași ca și cei prezentați în paragraful anterior. Performanțele sistemului au fost determinate aplicând un semnal treaptă pentru turația de referință de la 0 la 500 turații/minut și de la 500 la 1000 turații/minut, ca și în figura A7.5a. De asemenea s-a simulat și un salt brusc al cuplului mecanic rezistent de la 0 la 10Nm, într-un moment în care turația motorului este de 500 rotații/minut, ca și în figura A7.5b. Se observă o reglare mult mai precisă pentru controlerul fuzzy în comparație cu controlerul proporțional integrator, în special pentru variații rapide ale cuplului mecanic rezistent. De asemenea se mai observă și faptul că reglarea fuzzy prezintă o margine de stabilitate superioară. Regimul static de funcționare al sistemului realizat cu un controler fuzzy se obține în aproximativ 0,395 secunde. Eroarea de reglare în regim staționar este mai mică decât 3%. Prin limitarea valorii maxime a frecvenței de alunecare se observă că și curentul de pornire al motorului este limitat până când se atinge regimul de lucru staționar și valoarea curentului este determinată de sarcina mecanică a motorului (figura A7.6a). În figurile A7.6b și A7.6c sunt prezentate detalii ale curentului statoric pentru tensiuni de ieșire ideale sinusoidale, sintetizate prin intermediul funcțiilor de transfer și detalii ale curentului statoric generat de sistemul convertor matriceal comandat prin intermediul funcțiilor de comutație SVM1 și mașina asincronă de curent alternativ. Se observă că formele de undă sunt asemănătoare, exceptând un mic riplu de înaltă frecvență. În figura A7.6d este prezentat un detaliu din tensiunea de ieșire de linie a convertorului.

## 7.4 CONCLUZII

*În cadrul acestui capitol s-a făcut prezentarea unui simulator original pentru convertoare matriceale realizat de către autor. Acest pachet software numit "admcsim" reprezintă o contribuție proprie în cadrul acestei lucrări. S-a demonstrat că utilizarea acestui pachet software scris în limbajul MATLAB oferă o multitudine de posibilități de simulare a convertoarelor matriceale, de la nivelul convertorului ideal modelat prin intermediul funcțiilor de transfer până la un model detaliat în care pot fi luate în considerare și diverse elemente parazite ale circuitului de putere. Deoarece utilizarea mediului de programare MATLAB (MATrix LABoratory) este recomandată în general pentru dezvoltarea unor algoritmi matematici care implică rezolvarea unor ecuații matriceale complexe [Hal96S], simularea convertoarelor matriceale în acest mediu de programare este alegerea cea mai naturală, ținând seama de "caracterul intrinsec matriceal" al acestui tip de convertoare de putere.*

*S-a demonstrat că prin alegerea pachetului software "admcsim", pentru simularea convertoarelor matriceale, se poate face o analiză completă comportamentală și funcțională a convertoarelor matriceale atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvență. Astfel se oferă posibilitatea analizei parametrilor de intrare și de ieșire ai convertorului matriceal, cât și evaluarea calitativă a pierderilor de putere prin comutație. Dacă funcțiile de comutație generate prin intermediul pachetului software "admcsim" sunt utilizate și în cadrul pachetului de programe SIMULINK se poate face și o analiză detaliată a funcționării convertorului matriceal. Autorul a arătat că prin transformarea subrutinelor MATLAB din componența simulatorului "admcsim" în fișiere executabile de tip \*.dll pentru mașinile de calcul ce lucrează sub sistemul de operare WINDOWS, se obține o creștere semnificativă a vitezei de simulare în SIMULINK.*

*Un alt avantaj al simulărilor în MATLAB/SIMULINK este acela că după analiza convertorului prin simulare, subrutinele utilizate pentru generarea funcțiilor de comutație pot fi convertite prin intermediul unor fișiere de tip \*.tlc (Target Language Compiler), în cod sursă pentru programarea unor procesoare de semnal. În acest mod se pot genera semnale de comandă în timp real pentru un convertor matriceal în faza de prototip.*

*O contribuție originală o constituie și "metoda spectrală" de generare a formelor de undă în domeniul timp, ceea ce reduce timpul de simulare cu până la 70%, față de implementarea ecuațiilor de legătură dintre tensiune, curent și impedanță în domeniul timp.*

*În cadrul acestui capitol se face și o analiză a influenței parametrilor de simulare asupra preciziei rezultatelor obținute în urma simulării. Ca și o contribuție proprie pot fi considerate și observațiile făcute în legătură cu alegerea parametrilor de simulare, astfel încât să se realizeze un optim între precizia și timpul de simulare pentru convertoare matriceale.*

*În finalul acestui capitol, pentru a demonstra posibilitățile de simulare prin intermediul subrutinelor din componența pachetului de programe "admcsim" se prezintă analiza unui sistem de acționare convertor matriceal / mașină asincronă de curent alternativ. Originalitatea acestei aplicații constă în utilizarea unui controler fuzzy și a unui convertor matriceal în cadrul aceluiași sistem de acționare. În urma simulărilor s-a demonstrat superioritatea controlerului cu reglare fuzzy, față de un controler clasic de tip proporțional integrator.*

*Alte aplicații care ar putea fi studiate în viitor prin intermediul simulatorului propus în această lucrare sunt funcționarea convertorului matriceal în regim de supramodulație, sau în regim de invertor, redresor, chopper și compensator al factorului de putere. Dacă se va demonstra că un convertor matriceal poate fi utilizat în toate aceste regimuri de funcționare, atunci acesta s-ar putea impune în viitor ca un "modul universal" de putere medie. Una dintre calitățile convertoarelor matriceale fiind eficiența crescută comparativ cu celelalte tipuri de convertoare de curent alternativ, un posibil subiect de cercetare prin simulare, ar fi găsirea unor algoritmi de control care să crească eficiența totală a sistemelor care au în componență convertoare matriceale.*



## 8. REZULTATE EXPERIMENTALE

În cadrul acestui capitol se vor prezenta unele dintre rezultatele experimentale obținute prin implementarea modulației SLM pentru comanda unui convertor matriceal. Scopul principal al acestor experimente este verificarea practică a funcțiilor de comutație generate prin intermediul programelor de simulare prezentate în capitolele anterioare. De asemenea s-a urmărit și confirmarea practică a principiilor de implementare a circuitului de comandă, prezentate anterior. Modelul experimental și metoda de generare în timp real a funcțiilor de comutație caracteristice modulației SLM reprezintă contribuții practice originale ale autorului acestei lucrări.

### 8.1 IMPLEMENTAREA MODELULUI EXPERIMENTAL DE SEMNAL MIC PENTRU CONVERTOARE MATRICEALE

#### 8.1.1 IMPLEMENTAREA HARDWARE

Deoarece scopul principal al acestor experimente este verificarea posibilităților de implementare rapidă a unui sistem de comandă pentru convertoare matriceale utilizând funcțiile de comutație generate prin modelele de simulare propuse în această lucrare, s-a realizat un model experimental de semnal mic al unui convertor matriceal. Deși convertorul matriceal este în principal un circuit de putere, pentru verificarea unor principii de funcționare ale unui convertor matriceal cât mai apropiat de convertorul ideal soluția experimentală cea mai potrivită este un model de semnal mic [Hub92M], [Kim89]. Astfel pentru matricea de comutatoare se pot utiliza comutatoare de curent foarte mic, având timpi de comutație ne semnificativi. În acest fel nu a mai fost necesară și implementarea unui circuit de comutație secvențială, care ar influența într-o anumită măsură tensiunile de ieșire generate prin intermediul unui anumit algoritm de comandă. Schema bloc simplificată a modelului experimental este prezentată în figura 8.1.

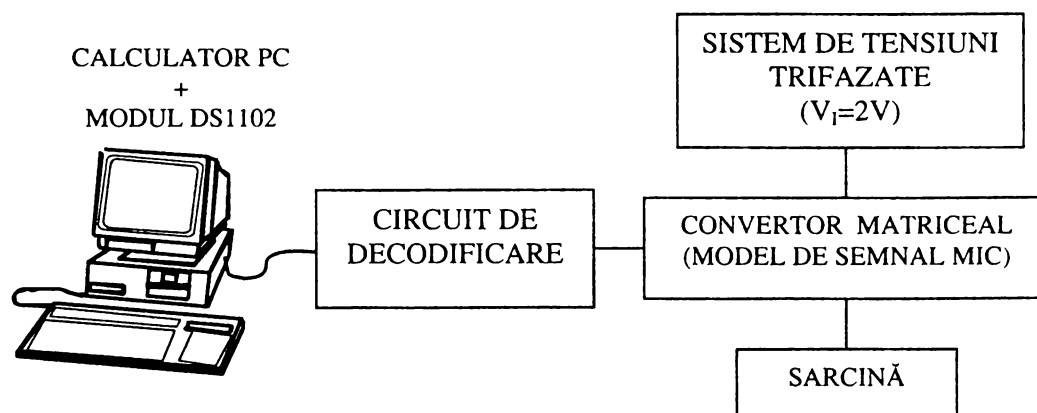


Figura 8.1 Schema bloc simplificată a modelului experimental

Matricea de comutatoare bidirecționale corespunzătoare convertorului trifazat, prezentat în figura 3.14 a fost realizată prin intermediul comutatoarelor analogice CMOS integrate în circuitul CD4066. Schema modelului de semnal mic este prezentată în anexa 8, figura A8.1. Astfel convertorul matriceal este modelat prin intermediul circuitelor integrate IC1SW-IC3SW. Pentru implementarea comutatoarelor necesare unei faze de ieșire s-au utilizat trei dintre cele patru comutatoare analogice CMOS, integrate în circuitul CD4066. Sistemul tensiunilor de intrare

trifazate a fost generat de la rețeaua trifazată de alimentare prin intermediul unui transformator trifazat coborâtor de tensiune și a unor divizoare rezistive. În acest mod s-a asigurat la intrarea modelului de semnal mic un sistem de tensiuni trifazat sincronizat cu cel furnizat de către rețeaua trifazată de alimentare. Valoarea efectivă a tensiunilor de fază de intrare este  $V_1=2V$ . Scopul principal al experimentelor prezentate în acest capitol fiind realizarea unui studiu comparativ între forma de undă a tensiunilor de ieșire simulate în condiții ideale de funcționare a convertorului matriceal și forma de undă a tensiunilor generate în timp real, sarcina convertorului a fost de tip rezistiv.

Deoarece este necesară conducția bidirecțională a curentului, indiferent de polaritatea acestuia a fost necesară alimentarea circuitelor IC1SW-IC3SW de la o sursă dublă de tensiune de  $\pm 5V$ . Din acest motiv pentru comanda comutatoarelor CMOS, la intrările de control, notate "CTRLx" în schema din figura A8.1 sunt necesare semnale de +5V pentru ca acestea să fie în starea "închis" și semnale de -5V pentru ca acestea să fie în starea "deschis". Pentru că sistemele digitale de comandă cu microprocesor furnizează în general semnale de 0V sau +5V corespunzătoare valorilor logice "0" sau "1" respectiv, a fost necesară conversia acestora în semnalele de  $\pm 5V$  necesare pentru controlul comutatoarelor analogice CMOS. În acest scop pentru deplasarea nivelelor logice, s-au utilizat circuitele driver de tipul CD4054, conectate ca și în figura A8.1. Prin acest mod de conectare un semnal având valoarea de +5V, care este aplicat la una dintre intrările notate "INx" este convertit la ieșirea corespunzătoare "OUTx" într-un semnal de -5V. De asemenea dacă intrarea "INx" este la 0V, atunci ieșirea "OUTx" va fi la +5V. Din acest motiv semnalele de comandă care vor fi aplicate convertorului matriceal de semnal mic vor fi de fapt funcțiile de comutație S11-S33 negate, ceea ce se poate observa și din schema prezentată în figura A8.1.

Implementarea circuitului de comandă s-a realizat în jurul unui modul DS1102, produs de către firma dSpace [Dsp99H]. Modulul DS1102 a fost proiectat pentru dezvoltarea unor sisteme de comandă digitale de mare viteză, care procesează un număr mare de variabile numerice. Acesta este realizat în jurul procesorului de semnal în virgulă mobilă, TMS 320C31 produs de către firma Texas Instruments. Pe lângă acest procesor de semnal, care constituie unitatea principală în prelucrarea datelor, modulul DS1102 mai conține și diverse periferice (convertoare analog-digitale și digital-analogice, un subsistem de porturi digitale de intrare/ieșire, interfață pentru un senzori incrementali de turație) care sunt folosite uzual în controlul digital al sistemelor de putere. În figura A8.2 este prezentată schema bloc a modului DS1102, fiind evidențiate principalele elemente utilizate în implementarea modulatorului SLM. Subsistemul de porturi digitale de intrare/ieșire este realizat în jurul procesorului de semnal TMS320P14. Pe lângă o unitate centrală de calcul în virgulă fixă pe 16 biți, acesta mai conține un port de intrare/ieșire paralel, selectabil la nivel de bit (16 pini de intrare/ieșire ce pot fi selectați individual), patru timere pe 16 biți, șase circuite PWM, patru intrări de captură și o interfață serială. Semnalele PWM generate de către modulul DS1102 sunt asimetrice, de tipul celor prezentate în figura 6.37a.

Prin intermediul circuitelor PWM se pot genera semnalele ST1-ST4 conform teoriei prezentate în capitolele al 5-lea și al 6-lea. De asemenea portul de intrare/ieșire paralel, selectabil la nivel de bit se poate utiliza pentru generarea celor șase semnale logice SLCI1-SLCI3 și SLOV1-SLOV3 corespunzătoare sectoarelor active de intrare/ieșire. Alți trei pini se pot folosi pentru generarea semnalelor corespunzătoare variantei de comandă selectată la un moment dat. Pentru măsurarea valorii tensiunilor de intrare și utilizarea acestora conform teoriei prezentată în capitolul al 5-lea, s-au utilizat trei dintre convertoarele analog-digitale din cadrul modului DS1102. Deoarece acestea acceptă la intrare semnale analogice de  $\pm 10V$ , tensiunile de intrare de valoare efectivă 2V, aplicate la intrările convertorului matriceal de semnal mic au fost aplicate direct și convertoarelor analog-digitale utilizate.

Circuitul de decodificare necesar pentru realizarea completă a modulatorului, conform celor prezentate anterior în capitolul al 6-lea, s-a realizat în jurul unei memorii RAM nevolatice de tipul

DS1225AD. Schema circuitului de decodificare, pentru varianta modulatorului cu patru canale PWM este prezentată în figura A8.3. Pentru varianta modulatorului cu 6 canale PWM, s-a utilizat același circuit de decodificare, dar la intrări semnalele au fost aplicate ca și în figura A8.4. În această memorie, notată în schema electrică IC1DEC, se pot înscrie date de 8 biți, capacitatea fiind de 8 octeți. În acest mod se pot implementa toate variantele corespunzătoare modulației SLM, prezentate în capitolul al 5-lea. S-a ales o memorie RAM nevolatilă pentru realizarea decodificatorului, pentru ca în faza experimentală de testare a algoritmului de comandă, eventualele date eronate să poată fi modificate simplu și într-un timp cât mai scurt. În faza finală de realizare a modulatorului, decodificatorul poate fi realizat prin intermediul unei memorii de tip EPROM. Deoarece sunt disponibile doar 8 ieșiri de date iar pentru comanda convertorului matriceal sunt necesare 9 semnale de comandă mai este necesară o decodificare suplimentară. Pentru că cele trei funcții de comutație corespunzătoare unei faze de ieșire sunt dependente între ele conform relației (3.67) acestea pot fi codificate pe 2 biți, astfel că se pot utiliza 6 linii de date pentru codificarea celor 9 semnale de comandă. Acest principiu de decodificare a mai fost utilizat pentru implementarea modulației SVM [Zha96]. Pentru decodificarea suplimentară s-au utilizat circuitele IC2DEC și IC3DEC de tipul 74HC139. Într-un circuit de acest tip sunt integrate câte două decodificatoare de tipul 2 linii de intrare / 4 linii de ieșire. Ieșirile acestor decodificatoare fiind active pe "0" logic, se vor genera direct funcțiile de comutație S11-S33 negate. Circuitul de comandă a mai fost completat și cu inversoarele IC4DEC și IC5DEC de tipul 74HC04. La ieșirile acestora se vor genera semnalele logice corespunzătoare funcțiilor de comutație S11-S33, care deși nu sunt necesare pentru modelul experimental de semnal mic prezentat anterior, ar putea fi utilizate în experimente ulterioare pentru comanda unui convertor matriceal de putere. Pentru implementarea decodificatorului s-au utilizat circuite logice integrate de tipul HC, deoarece semnalele corespunzătoare acestora sunt compatibile atât cu nivelele logice TTL furnizate de către modulul DS1102 cât și cu semnalele logice corespunzătoare circuitelor CMOS (memoria RAM nevolatilă DS1225AD și driverele CD4054) alimentate la +5V.

Dacă se utilizează pentru comanda convertorului matriceal o singură variantă de conectare, atunci circuitul de decodificare poate fi simplificat prin eliminarea memoriei, dacă sunt disponibile 6 ieșiri PWM, conform celor prezentate în capitolul al 6-lea. Această posibilitate de simplificare se poate utiliza în cazul variantelor SLM1 sau SLM1a, pentru care se folosesc doar secvențele de conectare CSL1 sau CSL6. Deoarece aceste 6 ieșiri PWM există în cadrul modulului DS1102, atunci pentru implementarea variantei SLM1 s-a utilizat și circuitul de decodificare simplificat, prezentat în figura A8.5. Dacă sunt disponibile circuite PWM care să genereze semnale simetrice ca și în figura 6.37b, atunci această simplificare se poate utiliza și pentru implementarea algoritmului SLM2c.

### 8.1.2 IMPLEMENTAREA SOFTWARE

Principalul avantaj al modulului DS1102 introdus într-un calculator de tip PC, este acela că prin intermediul pachetelor software *dSPACE/RTI* (Real Time Interface) și *MATLAB/RTW* (Real Time Workshop) se poate genera în timp real codul necesar pentru programarea acestuia din cadrul unor modele de simulare realizate în mediul de programare *MATLAB/SIMULINK* [Dsp99I].

În figura 8.2 se prezintă modelul SIMULINK necesar pentru implementarea software a tehnicii de comandă SLM1, pe structura hardware corespunzătoare schemei bloc din figura 8.1. Pentru modelul din figura 8.2a s-a utilizat implementarea hardware cu 4 canale PWM, iar pentru modelul din figura 8.2b s-a utilizat implementarea hardware cu 6 canale PWM. În ambele variante s-au obținut rezultate experimentale similare, care vor fi prezentate în subcapitolul următor. Prin intermediul blocurilor *DS1102ADC*, *DS1102PWM* și *DS1102OUT* se realizează interfața cu cele

trei convertoare analog-digitale, generatorul de semnale PWM și porturile de ieșire, respectiv, din componența modului DS1102.

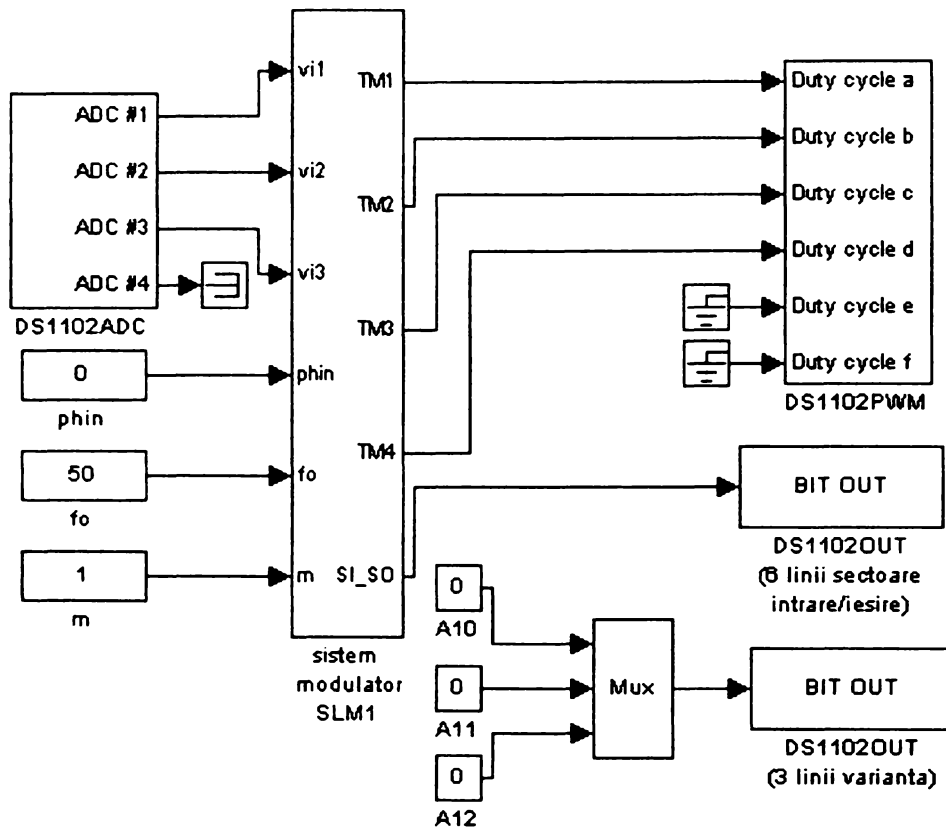


Figura 8.2a Modelul MATLAB/SIMULINK pentru implementarea tehnicii de comandă SLM1 (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)

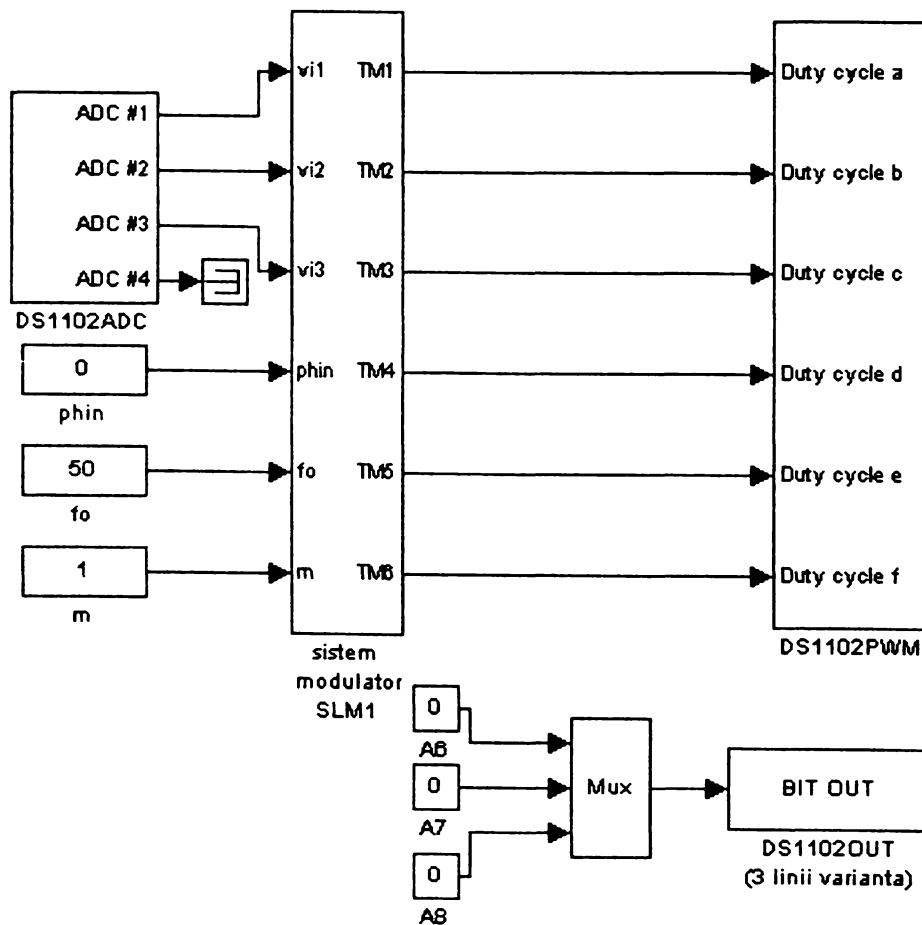


Figura 8.2b Modelul MATLAB/SIMULINK pentru implementarea tehnicii de comandă SLM1 (pentru structura hardware cu 6 canale PWM)

Blocurile notate în figura 8.2  $f_0$ ,  $m$  și  $\phi_{in}$  se utilizează pentru stabilirea valorii frecvenței de ieșire  $f_0$ , a indicelui de modulație  $m$  (definit ca și în capitolul al 7-lea pagina 7.4) și a unghiului de defazaj  $\phi_1$ , respectiv. Aceste valori pot fi modificate ulterior, în timp real prin intermediul pachetului de programe “Control Desk” [Dsp99C]. În figura 8.3 se prezintă interfața grafică prin intermediul căreia acești parametri pot fi modificați în timpul experimentului.

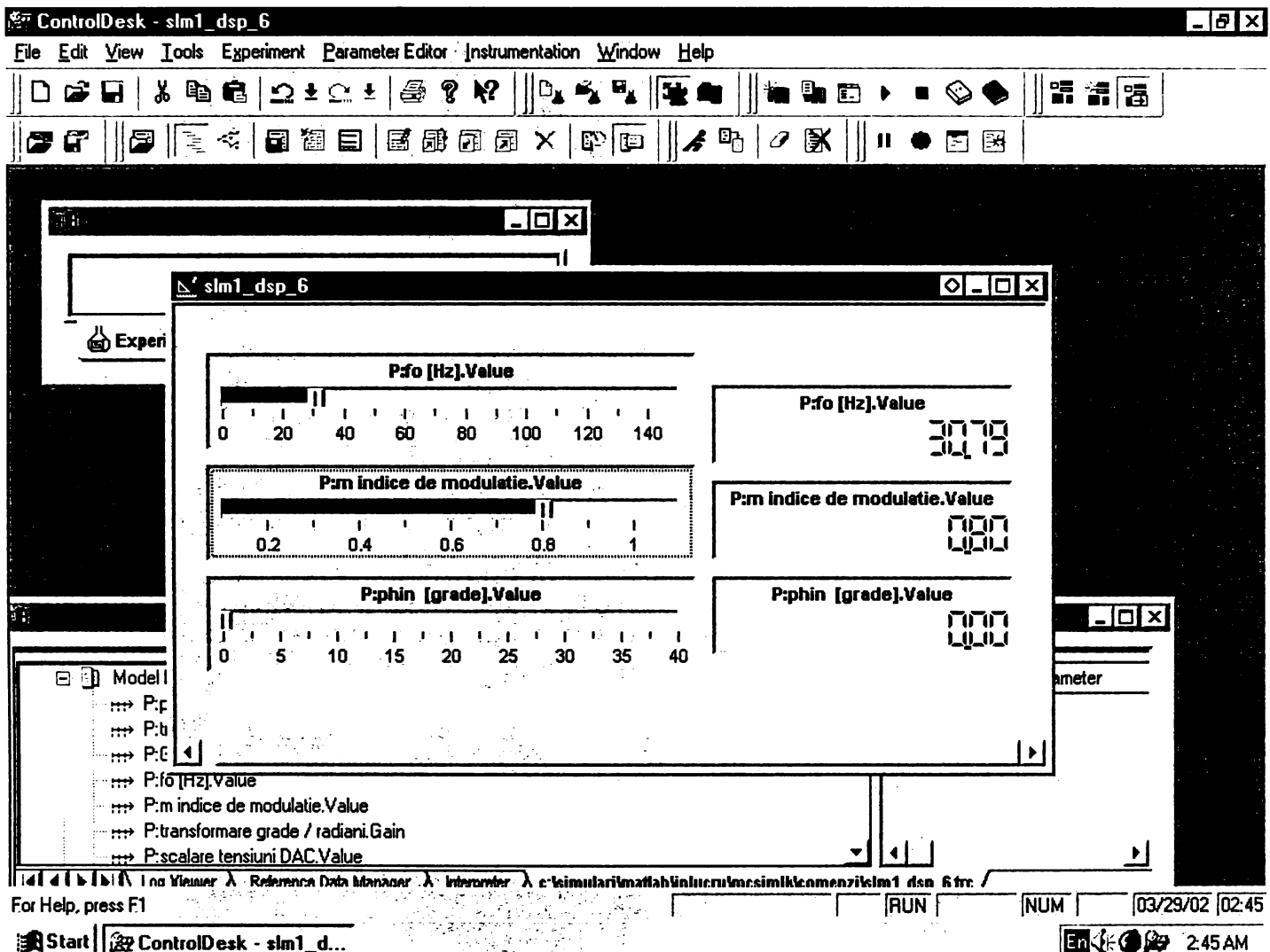


Figura 8.3 Interfața grafică prin intermediul căreia se pot modifica în timp real frecvența de ieșire  $f_0$ , indicele de modulație  $m$  și defazajul  $\phi_1$

După cum se observă din figura 8.3, această interfață a fost proiectată astfel încât să existe posibilitatea modificării frecvenței de ieșire  $f_0$  în domeniul 0-150 Hz, indicelui de modulație  $m$  în domeniul 0-1 și a defazajului  $\phi_1$  în domeniul 0-40° (curentul în urma tensiunii).

În primele faze de testare ale modulatorului, pentru anumite operații de etalonare s-au utilizat și convertoarele digital-analogice din cadrul modului DS1102, care însă în faza finală a experimentului nu au mai fost necesare. Din acest motiv blocurile corespunzătoare acestora nu au mai fost prezentate în figura 8.2, dar în figura 8.3 apare parametrul numit “P:scalare tensiuni DAC”.

Sistemul modulator SLM1 din figura 8.2a generează valorile  $TM1-TM4$  care reprezintă factorul de umplere pentru cele patru canale utilizate ale generatorului de semnale PWM. Ieșirile celor patru canale PWM, care generează semnalele logice  $ST1-ST4$  (figura 6.40). Valorile logice posibile ale acestor semnale sunt prezentate în tabelul A5.6. Cele patru ieșiri PWM sunt conectate la adresele inferioare A0-A3 ale memoriei de decodificare, ca și în figura A8.3. De asemenea la ieșirea notată  $SI_{SO}$ , se generează cele șase semnale logice corespunzătoare combinației sectoarelor de intrare/ieșire active la un moment dat. Aceste semnale generate în exterior prin intermediul porturilor de ieșire ( 6 linii) ale modului DS1102, sunt conectate la adresele A4-A9 ale memoriei de

decodificare, ca și în figura A8.3. Adresele superioare A10-A12 sunt utilizate pentru selectarea uneia dintre secvențele de conectare CSL1-CSL6. Tehnica de comandă SLM1 utilizează doar secvența de conectare CSL1, pentru codificarea acestora adresele A10-A12 având valoarea logică “0”, ca și în figura 8.2a. Semnalele logice corespunzătoare sunt conectate la adresele corespunzătoare ale memoriei DS1225AD prin intermediul altor 3 linii de ieșire ale portului de intrare/ieșire din structura modului DS1102.

În figura 8.4 este prezentată în detaliu structura modulatorului SLM1.

Valorile numerice ale tensiunilor de intrare, achiziționate prin intermediul convertorului analog-digital din componența modului DS1102 (blocul DS1102ADC din figura 8.2a) sunt prelucrate inițial prin intermediul blocului numit “*scalare vi 1\_2\_3*” în figura 8.4. Această scalare a fost necesară, deoarece pentru semnale de  $\pm 10V$  aplicate la intrările convertorului analog-digital, valorile numerice corespunzătoare în modelul SIMULINK sunt  $\pm 1$ . Implementarea software a fost realizată astfel încât valoarea numerică asociată amplitudinii tensiunilor de intrare a fost considerată unitară. Acest fapt înseamnă că pentru tensiunile de intrare având valoarea efectivă de 2V, valoarea numerică asociată cu o tensiune de 2,828V aplicată la intrările convertorului analog-digital, trebuie să fie “1”. La intrările blocului de scalare din figura 8.4 valoarea numerică asociată unei tensiuni de 2,828V este 0,2828 iar la ieșirile acestuia va fi 1. Prin acest mod de implementare, astfel încât valoarea numerică asociată amplitudinii tensiunilor de intrare este unitară, permite utilizarea acestei implementări software a tehnicii de comandă SLM1 pentru orice valoare efectivă a tensiunilor de intrare, prin simpla modificare a parametrului de scalare caracteristic blocului “*scalare vi 1\_2\_3*”.

Blocul numit “*generator de tensiuni (fictive de fază) de intrare*” va genera tensiunile fictive de intrare conform relației 5.1, în funcție de defazajul  $\varphi_1$  impus de către utilizator prin interfața grafică din figura 8.3. Deoarece exprimarea acestuia este în grade pentru generarea tensiunilor de intrare fictive în domeniul timp, a fost necesară și implementarea blocului “*transformare grade/timp*”.

Tensiunile de fază ideale, dorite la ieșire sunt generate software prin intermediul blocului “*generator de tensiuni de fază de ieșire*”, conform relației (3.23). Valoarea efectivă  $V_0$  a acestor tensiuni este determinată de valorile impuse de către utilizator pentru indicele de modulație și pentru defazajul dintre curentul și tensiunea de intrare. Pentru ca defazajul  $\varphi_1$  impus de către utilizator este exprimat în grade, pentru prelucrarea acestuia prin intermediul funcțiilor trigonometrice, a fost necesară și implementarea blocului “*transformare grade/radiani*”, necesar pentru a obține valoarea defazajului  $\varphi_1$  în radiani.

Blocurile numite “*generator tensiuni (fictive) de linie de intrare*” și “*generator tensiuni de linie de ieșire*” sunt utilizate pentru a se obține tensiunile de linie de intrare/ieșire necesare pentru implementarea relațiilor (A.5.10)-(A.5.11), necesare pentru calculul funcțiilor de transfer h1-h9, din anexa 5. Aceste calcule sunt realizate prin intermediul blocului numit “*subsistem modulator SLM1*” din figura 8.4. Acest bloc este prezentat în detaliu în figura 8.5.

Blocurile notate “*SLCI*” și “*SLOV*” în figura 8.4 au fost concepute în scopul generării variabilelor logice SLCI1-SLCI3 și SLOV1-SLOV3 conform celor prezentate în capitolul al 6-lea. Aceste variabile logice sunt utilizate pentru implementarea software a asocierilor dintre combinațiile de sectoare active la un moment dat CHIO1-CHIO9 și combinațiile de temporizare CTL1-CTL9, conform datelor prezentate în tabele A5.3 și A.5.5a. Această implementare software s-a realizat în cadrul blocului “*subsistem modulator SLM1*”. De asemenea variabilele logice obținute prin intermediul acestor două blocuri sunt utilizate și pentru generarea semnalelor logice necesare la intrările A4-A9 ale circuitului decodificator din figura A8.3. Forma semnalelor logice, generate pe liniile de adrese A4-A9, corespunzătoare acestor variabile, în funcție de tensiunile de intrare/ieșire este în conformitate cu semnalele prezentate în figurile A5.1 și A5.2.

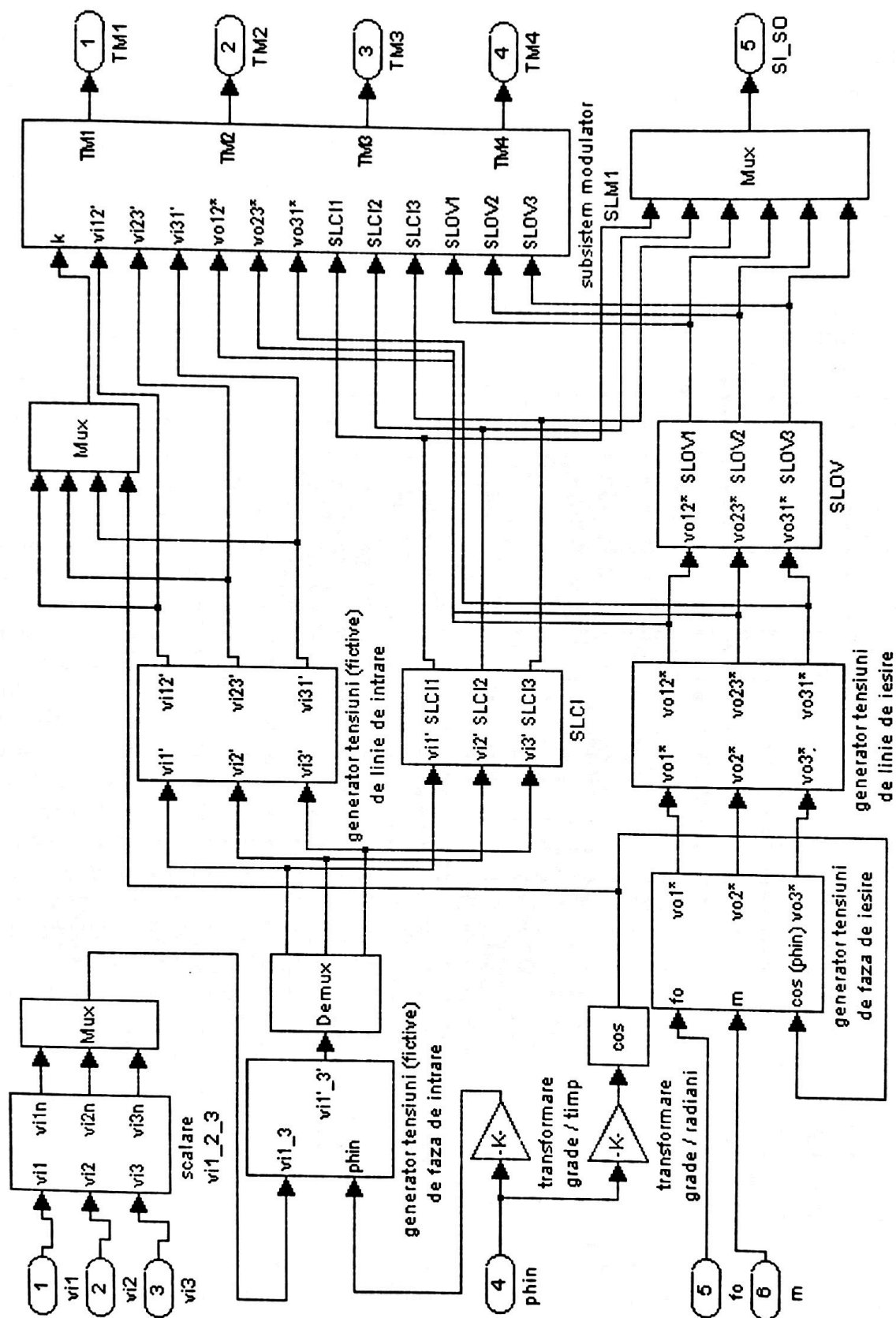


Figura 8.4 Structura detaliată a sistemului modulator SLM1 (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)

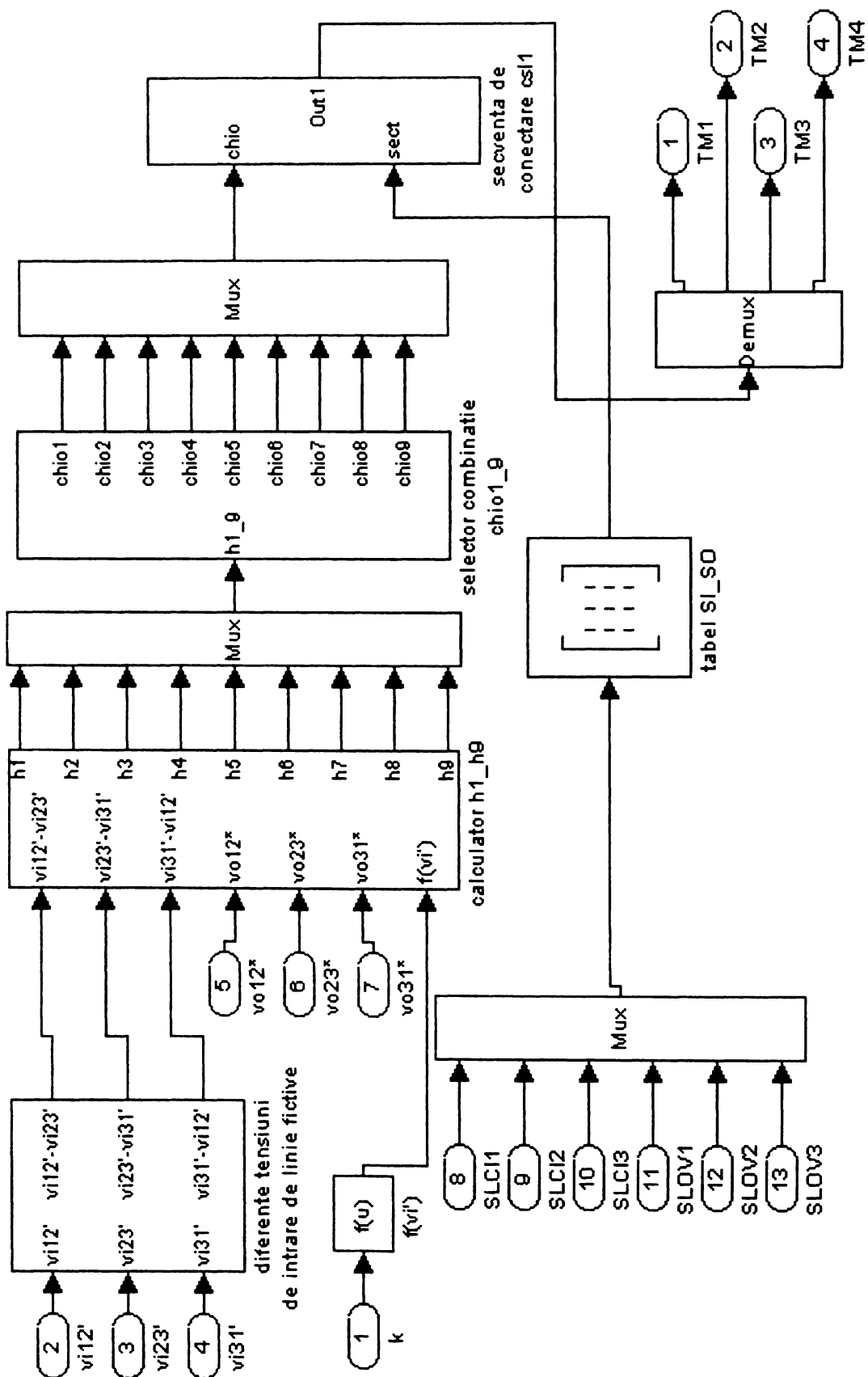


Figura 8.5 Structura detaliată a subsistemului modulator SLM1 (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)



Prin intermediul blocului “*subsistem modulator SLM1*” prezentat în figura 8.5 se generează valorile numerice corespunzătoare temporizărilor TM1-TM4.

În cadrul acestui subsistem, blocul numit “*calculator h1-h9*”, va calcula funcțiile de transfer  $h1-h9$ , necesare la un moment dat, conform relațiilor (A5.10-A5.18). Numărătorul acestor relații se calculează în funcție de valorile numerice ale tensiunilor de linie dorite la ieșire (care au fost generate de către blocul “*generator tensiuni de linie de ieșire*” din figura 8.4) și de valorile numerice ale diferențelor dintre tensiunile de linie fictive de intrare (calculate prin intermediul blocului “*diferențe tensiuni de intrare de linie fictive*” din figura 8.5). Numitorul relațiilor A5.10-A5.18 este determinat prin valoarea numerică de la ieșirea blocului “*f(vi)*” din figura 8.5.

Valorile numerice ale funcțiilor de transfer  $h1-h9$ , obținute la ieșirile blocului “*calculator h1-h9*” sunt aplicate la intrarea blocului “*selector combinație chio 1\_9*”. Acest bloc implementează corespondența dintre sectoarele active de intrare/ieșire și cele patru funcții de transfer dintre cele nouă, care sunt utilizate la un moment dat, conform tabelului A5.3.

Valorile numerice corespunzătoare celor patru temporizări TM1-TM4 sunt apoi obținute la ieșirea blocului “*secvența de conectare cs11*”. La intrările acestui bloc se aplică valorile numerice ale celor patru funcții de transfer selectate anterior prin intermediul blocului “*selector combinație chio 1\_9*” și variabilele logice corespunzătoare codificării sectoarelor de intrare/ieșire active, conform datelor prezentate în tabelele A5.1 și A5.2. Generarea variabilelor logice SI1-SI6 și SO1-SO6, în funcție de variabilele logice SLC11-SLC13 și SLOV1-SLOV3, respectiv s-a realizat prin intermediul blocului “*tabel SI\_SO*”.

Din această prezentare pe scurt a implementării software a modulatorului, se observă că prin intermediul modelului MATLAB/SIMULINK din figura 8.2a se pot genera la conectorul de ieșire/intrare al modulului DS1102 toate semnalele necesare circuitului de decodificare prezentat în figura A8.3.

O altă etapă a implementării software o constituie înscrierea datelor în memoria de decodificare DS1225AD la toate adresele care pot fi accesate în timpul funcționării convertorului matriceal. Conform tabelului A5.6 pentru semnalele logice ST1-ST4 (adresele A0-A3) sunt posibile 9 stări distincte. O perioadă a tensiunilor de intrare sau a tensiunilor de ieșire fiind împărțită în câte șase sectoare distincte și pentru că tensiunile de intrare și de ieșire sunt asincrone, sunt posibile  $6 \times 6 = 36$  de combinații distincte ale semnalelor SLC11-SLC13 și SLOV1-SLOV3 (adresele A4-A9). Deoarece pentru varianta SLM1 se utilizează doar o singură secvență de conectare (CSL1), semnalele corespunzătoare adreselor superioare A12-A10 nu se vor modifica (sunt asociate cu valoarea logică “0”) în timpul funcționării convertorului matriceal. Astfel se desprinde concluzia că pentru implementarea secvenței de conectare CSL1 este necesară înscrierea datelor în  $9 \times 36 = 324$  locații de memorie. În cadrul acestei prezentări, printr-o locație de memorie se consideră identică cu un octet de date. Pentru implementarea tuturor variantelor SLM propuse în această lucrare, va fi necesară implementarea celor șase secvențe de comutație CSL1-CSL6. În acest caz datele vor fi înscrise în  $6 \times 324 = 1944$  locații de memorie distincte. Se observă că și pentru implementarea unei singure secvențe de conectare, deși se lucrează practic cu doar 324 de locații de memorie este necesară o memorie de cel puțin 1024 de locații (1 koctet), deoarece sunt necesare cel puțin 10 linii de adrese distincte, corespunzătoare celor 4 canale PWM și celor 6 semnale corespunzătoare sectoarelor de intrare/ieșire active la un moment dat.

Deoarece locațiile de memorie cu care lucrează modulatorul nu sunt plasate la adrese consecutive într-o anumită ordine, este relativ dificilă înscrierea locație cu locație, fără erori a valorilor necesare. De exemplu pentru implementarea tuturor variantelor SLM este necesară înscrierea a 1024 de locații dintr-un total de 8192. Din acest motiv autorul a conceput un program de înscriere automată a locațiilor de memorie, utilizând asocierea adreselor în funcție de stările ieșirilor PWM, combinația de sectoare active de intrare/ieșire la un moment dat și asocierea datelor în funcție de cele 27 de stări posibile ale convertorului matriceal prezentate în capitolul al 3-lea, pagina 3.22, cu anumite constante simbolice.

În tabelele A8.1-A8.4 din anexa 8 sunt prezentate asocierile dintre constantele simbolice și adresele/datele respective, exprimate în binar, în cod hexa și zecimal. Exprimarea în binar este utilă pentru identificarea rapidă a valorii logice corespunzătoare semnalelor asociate cu intrările/ieșirile circuitului decodificator din figura A8.3. Exprimarea în cod hexa este utilă deoarece în general în aplicațiile de programare se utilizează în final acest format numeric. Exprimarea în format numeric zecimal este utilă cititorului pentru că este mult mai natural de înțeles faptul că la locația cu adresa 159 de exemplu, s-a introdus valoarea 40, decât faptul că la locația 09Fh (0010011111b) s-a introdus valoarea 28h (101000b).

În tabelul A8.1 sunt prezentate asocierile dintre cele 9 constante simbolice de tipul "PWM\_" și adresele A0-A3 exprimate în binar, în cod hexa și zecimal. Constantele simbolice *PWM1-PWM9* corespund celor 9 stări posibile ale semnalelor ST1-ST4 din tabelul A5.6.

În tabelul A8.2 sunt prezentate asocierile dintre cele 36 de constante simbolice de tipul "si\_so\_" și adresele A0-A9 exprimate în binar, în cod hexa și zecimal. Acestea corespund celor 36 combinații posibile ale sectoarelor active de intrare/ieșire. De exemplu constanta simbolică *siiso1* corespunde cazului în care sunt active sectorul de intrare S11 și sectorul de ieșire SO1. Se consideră că împărțirea tensiunilor de intrare/ieșire pe sectoare s-a realizat ca și în figurile A5.1 și A5.2.

În tabelul A8.3 sunt prezentate asocierile dintre cele 6 constante simbolice de tipul "csl\_" și adresele A0-A12 exprimate în binar, în cod hexa și zecimal. Constantele *csl1-csl6*, corespund celor 6 secvențe de conectare CSL1-CSL6, prezentate în tabelul A5.4.

În tabelul A8.4 sunt prezentate asocierile dintre cele 27 de constante simbolice de tipul "a\_\_\_", "b\_\_\_", "r\_\_\_" "z\_\_\_" și liniile de date D0-D6 exprimate în binar și în cod hexa. Constantele *a122*, *b233*, *r123* și *z111* de exemplu, corespund stărilor A122, B233, R123 și Z111 respectiv.

Utilizând adresele și datele numerice exprimate prin constante simbolice, în conformitate cu corespondențele prezentate în tabelele A.5.3, A5.5a, A5.6 și A5.7a se poate genera un program de încărcare pentru memoria de decodificare. De exemplu la adresa simbolică "*csl1 +siiso3 +PWM3*" se va înscrie octetul corespunzător constantei simbolice "*c311*". Pentru înscrierea datelor în memoria DS1225AD s-a utilizat acest principiu de programare, folosind un sistem de dezvoltare de tipul SD52, realizat în jurul microcontrolerului AT89C52 din familia 8051 [Pop99U]. În tabelul A8.5 sunt prezentate în cod hexa corespondențele dintre adresele și datele utilizate pentru implementarea tehnicii de comandă SLM1.

Utilizând datele din tabelele A8.1-A8.4 și reprezentarea simbolică a stărilor posibile pentru convertorul matriceal din figura 3.15 se poate efectua și verificarea rapidă a circuitului de decodificare, prin aplicarea unor semnale cu valori logice cunoscute la intrările de adrese și citirea liniilor de date D0-D5, sau a ieșirilor circuitelor IC2DEC-IC5DEC din figura A8.3.

Structura software a modulatorului SLM, pentru cazul în care se utilizează toate cele 6 canale PWM disponibile în cadrul modului DS1102 este prezentată în figurile 8.6 și 8.7. Se observă că această structură este asemănătoare cu cea prezentată pentru implementarea modulatorului ce utilizează doar 4 canale PWM în figurile 8.4 și 8.5. Principalele diferențe sunt că sistemul modulator este puțin simplificat, în sensul că nu se mai generează în exterior semnalele logice corespunzătoare variabilelor SLCI1-SLCI3 și SLOV1-SLOV3, deși acestea sunt utilizate în interiorul programului ca intrări pentru blocul numit "*secvența de conectare csl1*". De fapt implementarea acestui bloc este diferită în cele două cazuri, acesta generând valorile numerice pentru 6 temporizări în acest caz, față de numai patru valori numerice în cazul precedent. Combinațiile de temporizare pentru structura hardware cu 6 canale PWM sunt generate conform tabelului A5.11, iar pentru structura hardware cu 4 canale PWM, conform tabelului A5.5.

O simplificare importantă în cazul utilizării a 6 canale PWM apare în structura software a decodificatorului. Conform corespondențelor prezentate în tabelele 5.12 și 5.13 o singură secvență de conectare lucrează cu doar 27 de locații de memorie, ce corespund celor 27 de stări distincte posibile ale celor 6 semnale PWM.

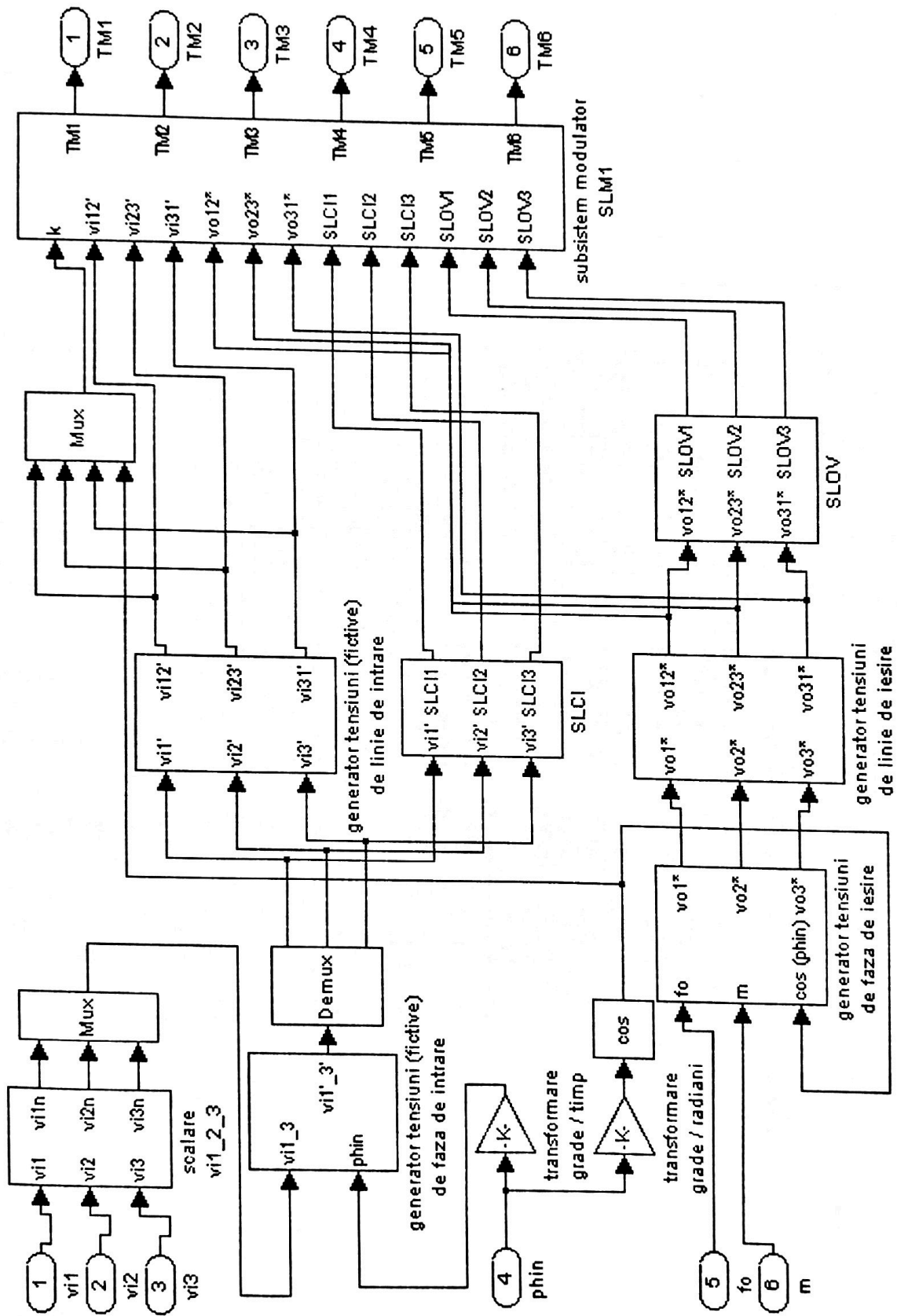


Figura 8.6 Structura detaliată a sistemului modulator SLM1 (pentru structura hardware cu 6 canale PWM)



Dacă se implementează toate cele 6 secvențe de conectare CSL1-CSL6, atunci se vor utiliza 162 de locații de memorie, ceea ce reprezintă o reducere semnificativă față de 1944 locații de memorie. Fiind necesare 9 linii de adrese distincte, va fi necesară o memorie de 512 locații pentru implementarea tuturor variantelor SLM, față de 8192 de locații de memorie în cazul utilizării a patru canale PWM.

În tabelele A8.5 și A8.6 se prezintă constantele simbolice de tip “*csl\_*” și “*PWM\_*” necesare pentru programarea memoriei de decodificare în cazul în care modulul DS1102 generează 6 semnale PWM. Constantele simbolice asociate cu datele înscrise în memorie sunt tot cele din tabelul 8.4.

Pentru variantele SVM, deoarece acestea nu utilizează toate cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal nu se poate implementa structura hardware cu 6 canale PWM. *Posibilitatea implementării unei structuri hardware cu 6 canale PWM pentru modulatorul SLM, ceea ce conduce la o simplificare semnificativă a circuitului de decodificare, constituie un avantaj față de modulatorul SVM.* Dacă se implementează doar varianta SLM1 de exemplu, structura hardware a decodicatorului devine minimală ca și în figura A8.6. Prin eliminarea memoriei de decodificare nu mai este necesară și implementarea software a decodicatorului.

Totuși în cazul implementării structurii hardware cu 4 canale PWM, conform teoriei prezentată în capitolele al 4-lea și al 6-lea pentru implementarea unei combinații CSVM, caracteristică modulatorului SVM se utilizează doar 180 locații de memorie, față de cele 324 necesare în cazul implementării unei secvențe de conectare CSL, caracteristică modulatorului SLM. Pentru implementarea tuturor variantelor SVM prezentate în această lucrare se vor utiliza însă 1800 de locații de memorie, corespunzătoare celor 10 combinații CSVM din tabelul A4.7, un număr relativ apropiat de cele 1944 de locații de memorie necesare pentru implementarea celor 26 de variante SLM. Pentru implementarea modulatorului universal SVM-SLM (prin intermediul căruia se pot implementa toate variantele SLM și SVM prezentate în această lucrare), conform celor prezentate în capitolul al 6-lea, va fi necesară o memorie cu 16 384 de locații (16 kocteți), dintre care se vor utiliza practic 3744 de locații de memorie.

## 8.2 PREZENTAREA PRINCIPALELOR REZULTATE EXPERIMENTALE

În acest subcapitol vor fi prezentate formele de undă pentru tensiunile de ieșire de linie și de fază flotante ale convertorului matriceal de semnal mic, în diferite condiții de funcționare impuse prin interfața grafică prezentată în figura 8.3. Pentru vizualizarea tensiunilor s-a utilizat un osciloscop digital cu două canale, de tipul FLUKE123, care permite achiziționarea de către un calculator de tip PC a imaginii de pe ecranul osciloscopului. De asemenea acest tip de osciloscop permite și achiziționarea datelor numerice asociate cu forma de undă vizualizată la un moment dat. Astfel pentru forma de undă vizualizată pe întregul ecran al osciloscopului se poate achiziționa valoarea numerică a tensiunii pentru aproximativ 1000 de eșantioane și valorile numerice temporale corespunzătoare eșantioanelor respective. Această opțiune este foarte utilă deoarece datele astfel achiziționate, pot fi prelucrate în continuare, pentru a determina de exemplu spectrul de frecvențe al semnalului analizat. Datele astfel achiziționate au fost prelucrate în mediul de programare MATLAB, ceea ce a permis realizarea unor comparații între formele de undă teoretice sau simulate, caracteristice convertorului matriceal și formele de undă reale, generate de către modelul experimental și vizualizate prin intermediul osciloscopului. Sarcina rezistivă a modelului experimental de semnal mic a fost conectată ca și în figura 3.11.

Formele de undă prezentate în continuare au fost obținute prin tehnica de comandă SLM1. Această variantă a fost implementată prin cele trei metode posibile prezentate în subcapitolul anterior (structură hardware cu 4 canale PWM, structură hardware cu 6 canale PWM cu memorie de

decodificare și structură hardware cu 6 canale PWM și circuit de decodificare simplificat fără memorie). Pentru toate cele trei metode de implementare s-au obținut rezultate identice.

În figura 8.8a se prezintă forma de undă vizualizată pe osciloscop a tensiunii de ieșire de linie  $v_{012}$ , pentru frecvența de ieșire  $f_0=100\text{Hz}$ , indicele de modulație  $m=0.8$ , unghiul de defazaj  $\varphi_1=0$  și frecvența de eșantionare  $f_s=4\text{kHz}$ . În figura 8.8b se prezintă forma de undă a tensiunii de ieșire de fază flotantă  $v_{F01}$ , în aceleași condiții de funcționare. Se observă că aceste forme de undă sunt asemănătoare cu formele de undă teoretice, caracteristice modulației SLM, prezentate în capitolul al 5-lea.

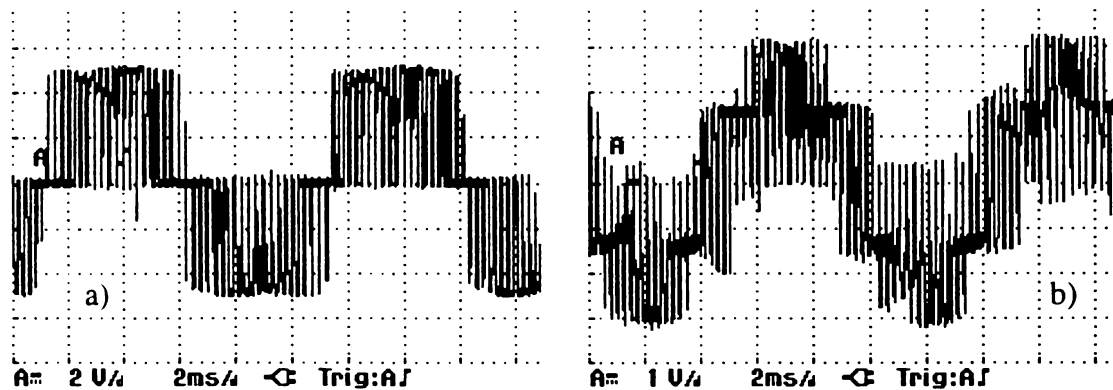


Figura 8.8 Forma de undă a tensiunii de ieșire (SLM1  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$   $\varphi_1=0$   $f_s=4\text{kHz}$ )  
a) tensiunea de linie b) tensiunea de fază flotantă

În figura 8.9a se prezintă forma de undă pentru tensiunea de ieșire de linie, generată prin intermediul simulatorului “admsim”, prezentat pe larg în capitolul al 7-lea. Parametrii funcționali ai convertorului matriceal au fost identici cu cei stabiliți pentru modelul experimental. Timpul simulat  $t[s]$  a fost de 20ms, aceasta fiind o valoare apropiată de intervalul de timp de aproximativ 20,2ms pentru care s-au achiziționat datele de la osciloscop. Numărul de puncte de simulare a fost  $n_p=10000$ . În aceste condiții pasul de timp de simulare a fost  $t_p=2\mu\text{s}$  iar numărul de puncte de simulare într-o perioadă de eșantionare  $n_p/T_s=125$ . Alegând acești parametri de simulare eroarea numărului de comutații generate prin simulare este de aproximativ 5%. În figura 8.9b se poate observa reprezentarea grafică a tensiunii de ieșire de linie, obținută în urma prelucrării datelor numerice achiziționate de la osciloscop.

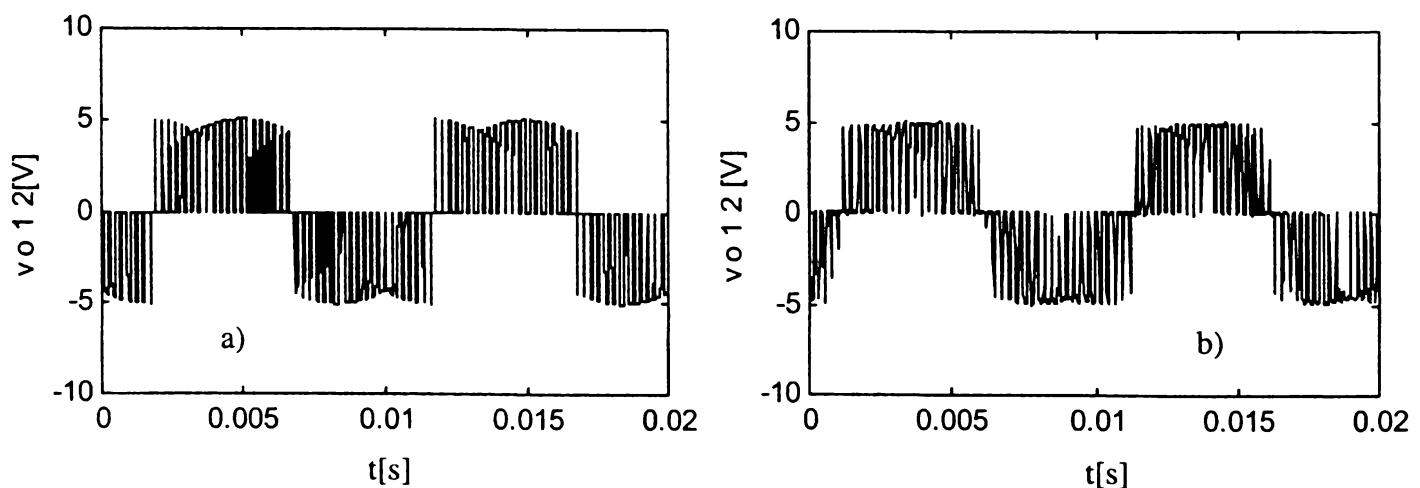


Figura 8.9 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie (SLM1  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$   $\varphi_1=0$   $f_s=4\text{kHz}$ )  
a) semnal simulat b) semnal generat experimental

Analizând formele de undă din figura 8.9, se observă că acestea sunt asemănătoare. Diferențele care apar se explică prin faptul că pentru forma de undă din figura 8.9a s-au utilizat 10000 de eșantioane (necesare pentru a se obține o eroare de simulare de cel mult 5%), iar pentru forma de undă din figura 8.9b s-au utilizat 1000 de eșantioane (furnizate de către osciloscop pentru imaginea vizualizată pe ecranul acestuia). Astfel deși modelul experimental generează semnalele de comandă PWM cu o rezoluție de aproximativ 100ns (determinată de rezoluția timerelor din cadrul modulului DS1102 și de timpul de acces la memoria de decodificare de tipul DS1225AD), pasul de timp pentru reprezentarea grafică a semnalului achiziționat de la osciloscop este de  $20\mu\text{s}$  (pentru baza de timp setată la  $2\text{ms/diviziune}$ ).

Deoarece principalele criterii de comparație ale formelor de undă generate de către convertorul matriceal se aplică asupra caracteristicilor spectrale ale semnalelor, conform celor prezentate în capitolul al 3-lea, este sugestivă și prezentarea spectrelor de frecvență ale formelor de undă, ca și în figura 8.10.

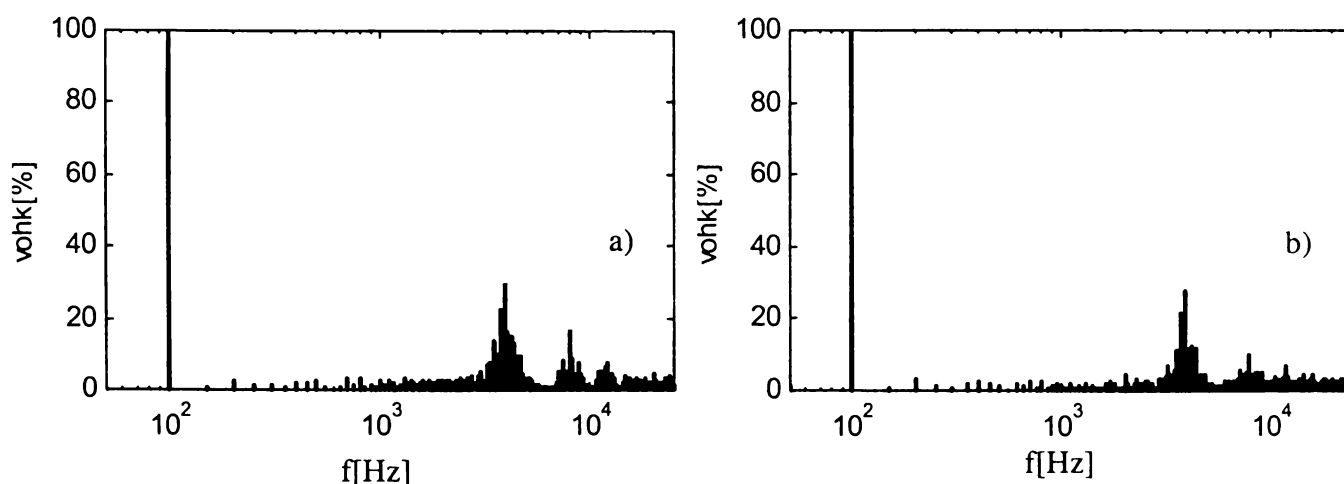


Figura 8.10 Spectrul de armonici al tensiunii de ieșire de linie (SLM1  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$   $\varphi_1=0$   $f_s=4\text{kHz}$ )  
a) semnal simulat b) semnal generat experimental

Spectrele de armonici ale semnalelor simulat și experimental, au fost generate prin intermediul aceluiași program de analiză spectrală, realizat de către autor, în cadrul pachetului software “*admcsim*”. Din figura 8.10 se observă că cele două grafice sunt aproape identice. În ambele cazuri armonica dominantă are frecvența de 3,9kHz (apropiată de valoarea frecvenței de eșantionare  $f_s=4\text{kHz}$ ), valoarea procentuală a acesteia fiind 31,38% pentru spectrul de frecvențe din figura 8.10a și 28,04% pentru cel din figura 8.10b. Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDw, calculat conform relației (3.89), este 2,5% pentru semnalul simulat și 2,4% pentru semnalul experimental. Se observă că diferențele dintre parametrii spectrali caracteristici tensiunilor de ieșire generate prin simulare sau de către modelul experimental sunt foarte mici.

***Din prezentarea comparativă a semnalelor generate prin simulare și de către modelul experimental s-a demonstrat fezabilitatea implementării algoritmilor de comandă pentru conversoare matriceale, pe baza modelelor de simulare și a implementărilor hardware/software propuse de autor în această lucrare.***

În figurile următoare se prezintă forma de undă a tensiunii de ieșire de linie, vizualizată pe ecranul osciloscopului și pentru alte valori ale frecvenței de ieșire și ale indicelui de modulație. Baza de timp a osciloscopului a fost reglată astfel încât să se vizualizeze cel puțin o perioadă a tensiunii respective (figurile 8.11a-8.13a), sau un detaliu din cadrul formei de undă generată de către convertorul matriceal de semnal mic (figurile 8.11b-8.13b). Și în aceste cazuri se observă identitatea dintre formele de undă generate experimental și formele de undă anticipate teoretic și prin simulare, în capitolele anterioare ale acestei lucrări.

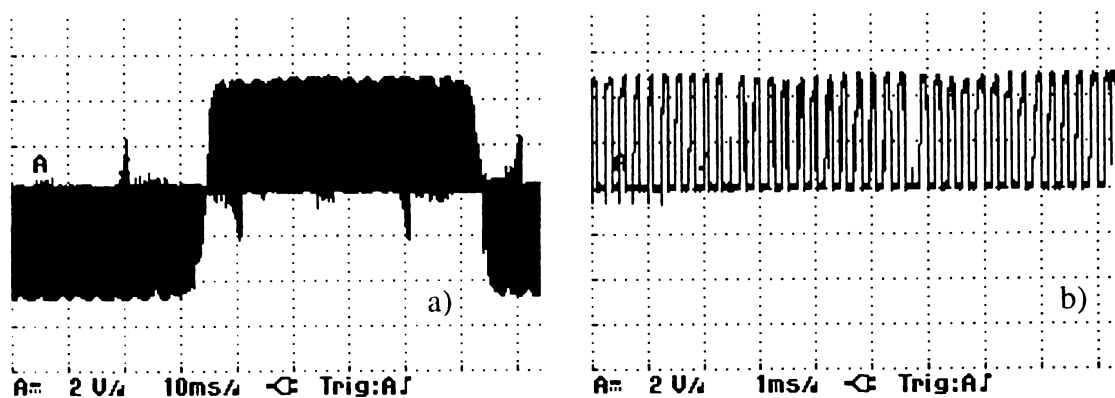


Figura 8.11 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie  
(SLM1  $f_0=10\text{Hz}$   $m=0.42$   $\varphi_1=0$ )

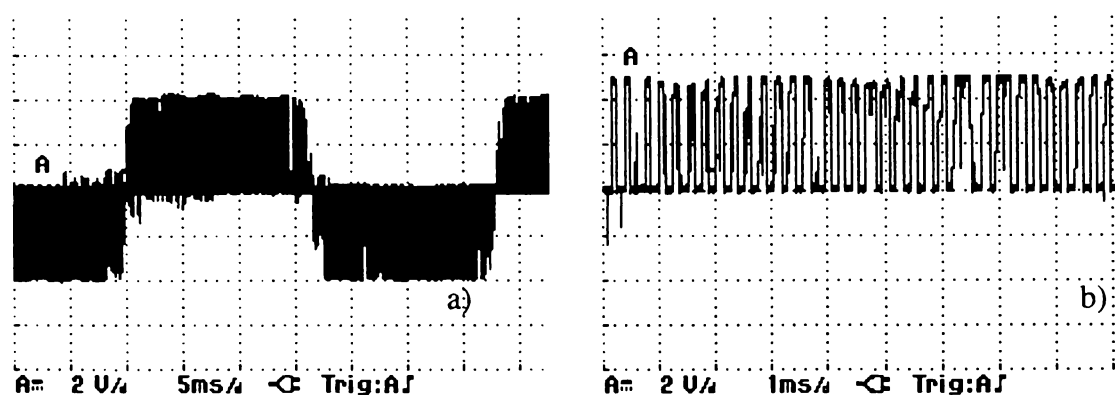


Figura 8.12 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie  
(SLM1  $f_0=30\text{Hz}$   $m=0.6$   $\varphi_1=0$ )

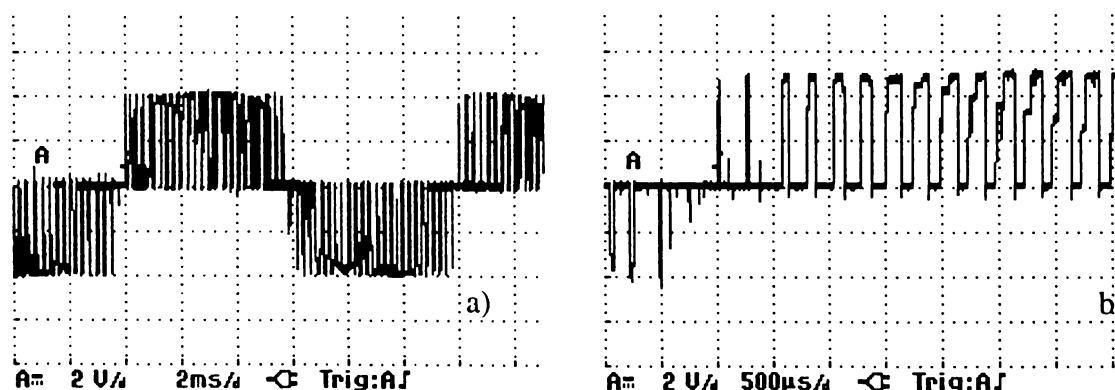


Figura 8.13 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie  
(SLM1  $f_0=80\text{Hz}$   $m=0.75$   $\varphi_1=0$ )

Pentru a se evidenția caracterul sinusoidal al tensiunilor generate la ieșirea convertorului matriceal, s-a realizat și o filtrare a acestora cu un filtru RC trece jos, pentru atenuarea componentelor de înaltă frecvență. În figura 8.14 se prezintă imaginea de pe osciloscop a tensiunii de linie de ieșire de linie filtrată, pentru diferite valori ale frecvenței de ieșire și ale indicelui de modulație. Din această figură se observă clar că toate semnalele vizualizate sunt sinusoidale, având frecvența fundamentală  $f_0$ , impusă convertorului matriceal de către utilizator, peste care se suprapune un ripple de valoare redusă de înaltă frecvență.



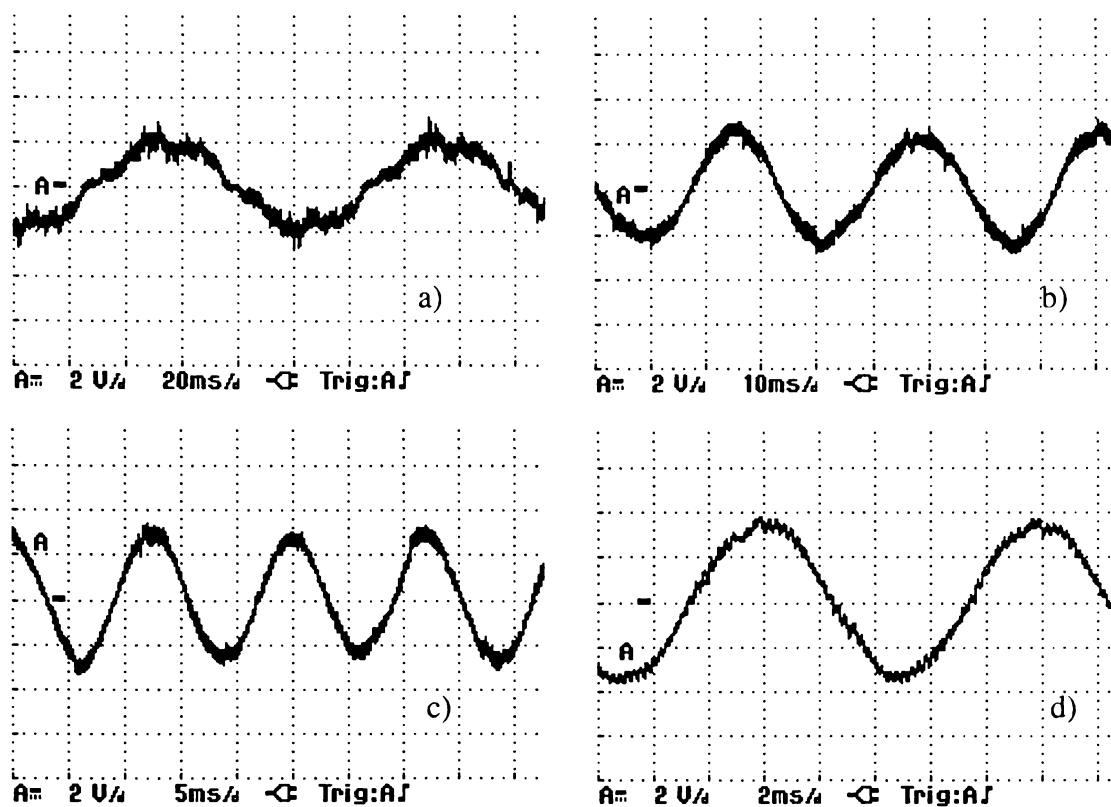


Figura 8.14 Forma de undă a tensiunii de ieșire de linie filtrată (SLM1  $\varphi_1=0$ )

- a)  $f_0=10\text{Hz}$   $m=0.42$     b)  $f_0=30\text{Hz}$   $m=0.6$   
 c)  $f_0=80\text{Hz}$   $m=0.75$     d)  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$

Din analiza tensiunilor de ieșire filtrate, prezentate în figura 8.14 se desprinde concluzia că spectrul de armonici al acestor forme de undă caracteristice variantei SLM1 este caracterizat doar de componente de înaltă frecvență, dependente de frecvența de eșantionare, subarmonicele și componentele armonice de joasă frecvență fiind inexistente pentru această tehnică de comandă.

*Astfel s-a confirmat și experimental faptul că modulația SLM, aplicată în implementarea unui algoritm de comandă pentru convertoare matriceale, generează forme de undă sinusoidale pentru un domeniu larg de frecvențe de ieșire, dacă indicele de modulație este  $m \leq 1$ .*

În figura 8.15 se prezintă forma de undă pentru două dintre tensiunile de ieșire de linie generate prin intermediul modelului experimental. În figura 8.15a se pot observa tensiunile nefiltrate, iar în figura 8.15b tensiunile filtrate, pentru a se evidenția mai clar defazajul de  $120^\circ$  dintre componentele fundamentale ale acestor tensiuni.

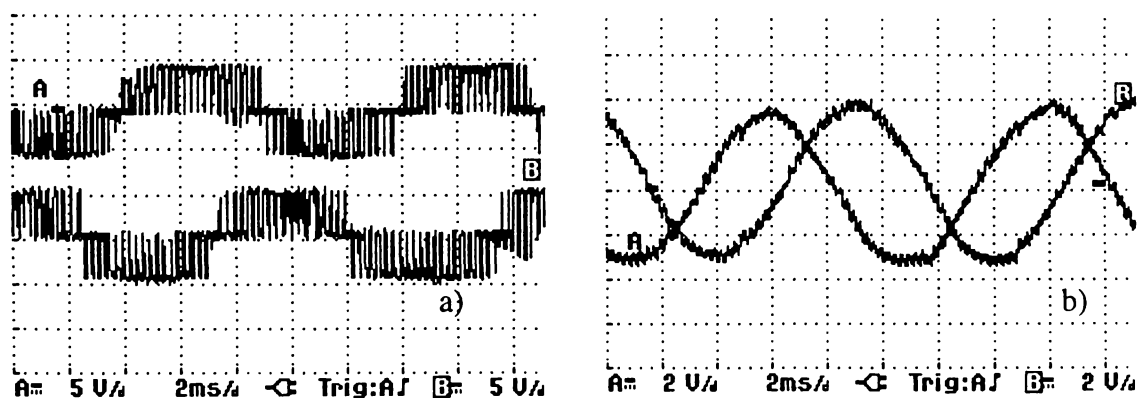


Figura 8.15 Formele de undă pentru două tensiuni de ieșire de linie (SLM1  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$   $\varphi_1=0$ ) a) tensiuni nefiltrate b) tensiuni filtrate

*Astfel s-a demonstrat și experimental că utilizarea modulației SLM generează la ieșirea convertorului matriceal un sistem de tensiuni trifazat simetric.*

În figura 8.16 sunt prezentate detalii vizualizate pe osciloscop, ale celor două forme de undă, pentru a se observa principiul de generare a tensiunilor de ieșire de linie.

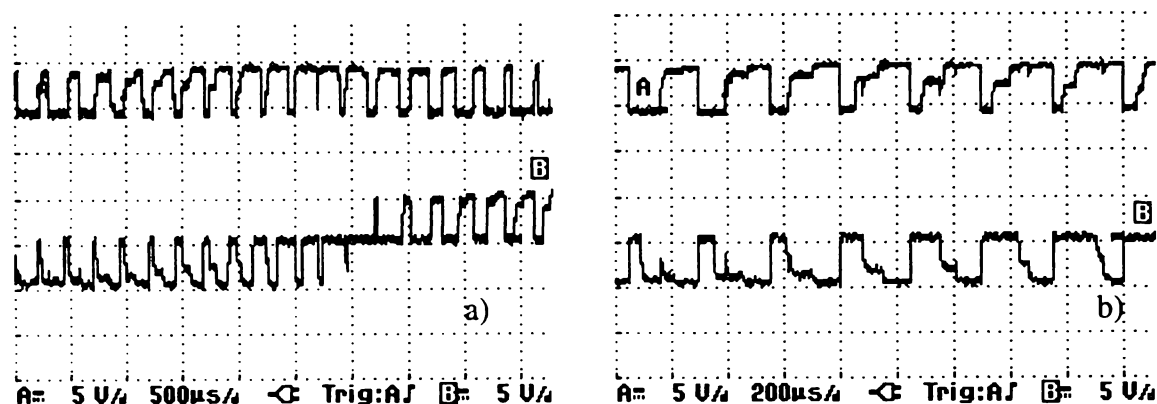


Figura 8.16 Detaliu din formele de undă pentru două tensiuni de ieșire de linie  
(SLM1  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$   $\varphi_l=0$ )  
baza de timp a osciloscopului reglată la a)  $500\ \mu\text{s}/\text{div}$  b)  $200\ \mu\text{s}/\text{div}$

Pentru a se evidenția și mai clar modul de generare pentru una dintre tensiunile de linie la ieșirea convertorului matriceal, utilizând principiul modulației SLM, în figura 8.17 se poate analiza reprezentarea grafică a unui astfel de detaliu. Graficul din figura 8.17 a fost realizat prin prelucrarea datelor numerice achiziționate de la osciloscop. Pe acest grafic s-au reprezentat intervalele de timp  $T_S$ ,  $T_{pqa}$ ,  $T_{pqc}$ ,  $T_{pqb}$  și tensiunile  $v_{Iaa}$ ,  $v_{Iab}$ ,  $-v_{Iac}$ , folosite în prezentarea teoretică a algoritmului SLM din capitolul al 5-lea.

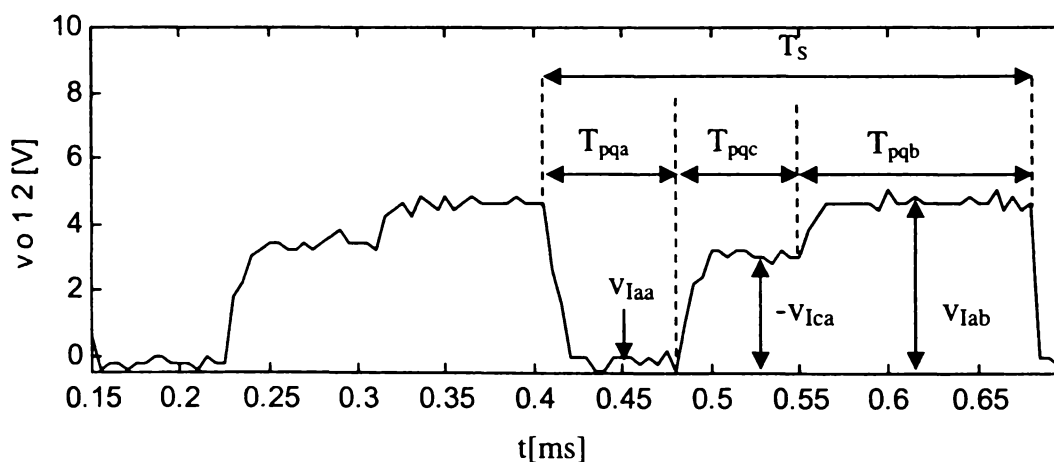


Figura 8.17 Detaliu din forma de undă a tensiunii de linie de ieșire  
(SLM1  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$   $\varphi_l=0$ )

Analizând posibilitatea teoretică de sinteză a tensiunii de ieșire din figura 5.1 și graficul din figura 8.17 se poate observa asemănarea dintre acestea. O deosebire între cele două metode de sinteză o reprezintă ordinea de plasare a tensiunii nule  $v_{Iaa}$  și a impulsurilor de tensiune “mare”  $v_{Iab}$  sau de tensiune “mică”  $-v_{Iac}$  într-o perioadă de eșantionare, ceea ce nu influențează componenta fundamentală a tensiunii de ieșire, după cum s-a arătat în capitolul al 5-lea. O altă deosebire este aceea că sinteza teoretică a tensiunii s-a realizat în cazul ideal, imposibil de realizat în practică, pentru care s-a presupus că într-o perioadă de eșantionare tensiunile de intrare/ieșire sunt constante.

Prin acest experiment s-a confirmat posibilitatea practică de sinteză a tensiunilor de ieșire pentru un convertor matriceal conform teoriei modulației scalare a tensiunilor de linie, prezentată în capitolul al 5-lea.

Pentru o completare a rezultatelor experimentale, în figura 8.18 sunt prezentate și formele de undă vizualizate pe ecranul osciloscopului pentru două tensiuni de fază flotante de ieșire, acestea fiind de fapt tensiunile aplicate sarcinii.

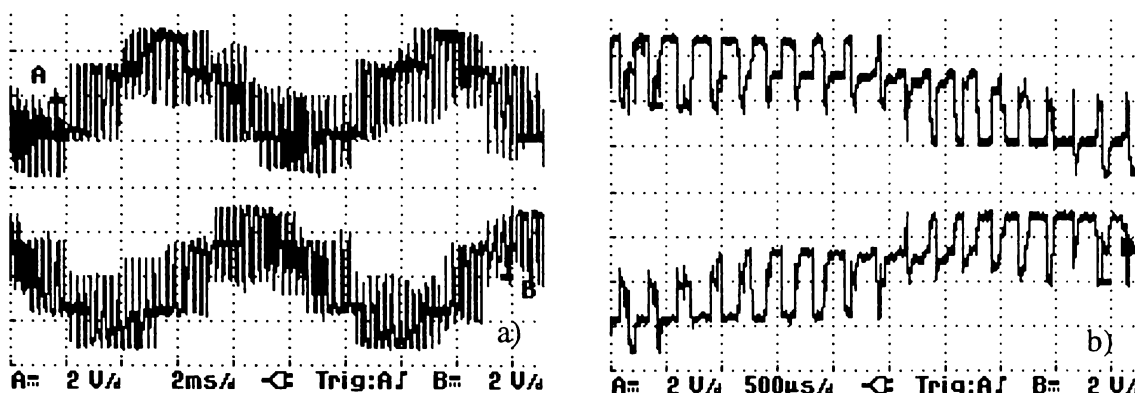


Figura 8.18 Formele de undă pentru două tensiuni de ieșire de fază flotante (SLM1  $f_0=100\text{Hz}$   $m=0.8$   $\varphi_1=0$ ) a) tensiuni nefiltrate b) detaliu al tensiunilor nefiltrate

Și în cazul tensiunilor de fază se poate observa defazajul dintre acestea în figura 8.18a, iar în figura 8.18b se poate studia un detaliu din cadrul acestor forme de undă.

### 8.3 CONCLUZII

În cadrul acestui capitol au fost prezentate unele dintre rezultatele experimentale obținute în urma implementării unui algoritm de comandă pentru convertoarele matriceale, bazat pe modulația scalară a tensiunilor de linie. S-a ales acest tip de modulație, dintre cele două tipuri studiate în cadrul acestei lucrări (SVM și SLM), deoarece pentru unele variante ale modulației vectorului spațial au mai fost prezentate, pe scurt, în literatura de specialitate unele posibilități de implementare prin intermediul unor procesoare de semnal [Hub95] [Zha96]. Un alt motiv pentru care s-a ales prezentarea unor rezultate experimentale caracteristice unui algoritm SLM a fost faptul că această tehnică de modulație a fost propusă de către autor în cadrul acestei lucrări și s-a dorit și verificarea practică a acesteia.

Unul dintre scopurile experimentelor prezentate în acest capitol a fost confirmarea analizelor teoretice ale convertoarelor matriceale, realizate în capitolele 3, 4 și 5 și printr-un model experimental, după ce au fost confirmate prin intermediul simulărilor pe calculator, prezentate în capitolul al 7-lea. Un alt motiv pentru care s-a realizat modelul experimental de semnal mic al convertorului matriceal a fost verificarea și confirmarea metodelor de implementare pentru circuitul de comandă al unui convertor matriceal, propuse în capitolul al 6-lea.

În prima parte a acestui capitol se prezintă modelul experimental utilizat, realizat dintr-un convertor matriceal de semnal mic și circuitul de comandă al acestuia. Prezentarea modelului experimental a fost împărțită în două subcapitole, unul dedicat implementării hardware a întregului model experimental, celălalt dedicat implementării software a algoritmului de comandă.

*Concepția hardware a modelului experimental reprezintă o contribuție practică a autorului. De asemenea utilizarea unui modul de tip dSPACE pentru comanda convertoarelor matriceale nu a mai fost raportată în literatura de specialitate până în acest moment.*

Deoarece pentru tehnica de comandă SLM1 au fost prezentate în capitolul al 6-lea trei posibilități hardware de implementare a circuitului de decodificare, s-a ales implementarea acestei variante SLM. În urma experimentelor s-a confirmat echivalența funcțională a celor trei structuri hardware. *Confirmarea posibilităților de implementare a modulației SLM pe baza unor structuri hardware cu șase canale PWM independente, este importantă, deoarece în prezent se*

comercializează microcontrolere sau procesoare de semnal realizate pentru a comanda independent două invertoare și care oferă cel puțin șase canale PWM independente. Un astfel de exemplu sunt procesoarele de semnal din familia TMS320F240.

**Confirmarea practică a posibilității de implementare a unui algoritm de comandă cu performanțe superioare (de tipul SLM) pentru convertoare matriceale printr-o structură hardware minimală, fără a fi necesară o memorie sau o arie de porți logice pentru decodificare, reprezintă o contribuție practică adusă de această lucrare.**

**Implementarea software a tehnicii de comandă SLM1 a fost realizată în întregime de către autor.** Prin acest mod de implementare a unei tehnici de comandă pentru convertoare matriceale s-a confirmat practic utilitatea modelelor de simulare pe calculator dezvoltate de către autor și prezentate în capitolul al 7-lea. **Astfel s-a demonstrat practic posibilitatea realizării unui circuit de comandă pentru convertoare matriceale, utilizând funcțiile de comutație generate prin intermediul pachetelor software, de simulare pe calculator a convertoarelor matriceale, propuse de către autor.**

**O contribuție practică o reprezintă și implementarea software a decodificatorului, prin utilizarea unor constante simbolice, asociate cu cele 27 de stări permise ale unui convertor matriceal și cele 36 de combinații ale sectoarelor active la un moment dat, corespunzătoare tensiunilor de intrare/ieșire.** Prin acest mod de programare a decodificatorului se poate implementa într-un timp relativ scurt oricare dintre variantele SLM sau SVM propuse în această lucrare.

În partea a doua a acestui capitol se prezintă unele rezultate experimentale obținute în urma implementării tehnicii de comandă SLM1. În acest subcapitol s-au prezentat o serie de forme de undă ale tensiunilor de ieșire generate de către modelul experimental, achiziționate prin intermediul unui osciloscop digital. **Caracterul sinusoidal al semnalelor obținute la ieșirea convertorului matriceal de semnal mic a fost confirmat prin filtrarea tensiunilor de ieșire de către un filtru trece jos.** Astfel s-a confirmat și practic inexistența subarmonicilor sau a armonicilor de ordin inferior, formele de undă filtrate fiind caracterizate doar de componenta fundamentală dorită peste care se suprapune un riplu nesemnificativ de înaltă frecvență, dependent de frecvența de eșantionare aleasă. **Prin intermediul rezultatelor experimentale s-a confirmat de asemenea și faptul că tensiunile generate la ieșire sunt defazate între ele cu  $120^\circ$ , defazaj necesar pentru generarea unui sistem de tensiuni trifazat simetric.**

**Prelucrarea pe calculator a datelor numerice achiziționate de la osciloscop s-a făcut prin intermediul unor programe realizate de autor. A fost astfel posibilă și realizarea unor comparații sugestive între semnalele generate prin simulare și cele generate de către modelul experimental, confirmându-se echivalența acestora atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvență.**

**De asemenea, prin prezentarea grafică a unor detalii din cadrul formelor de undă, generate la ieșire de către modelul experimental propus în această lucrare, a fost posibilă și verificarea practică a principiului de sinteză teoretică a tensiunilor de ieșire, caracteristic modulației de tip SLM.**

## 9. CONCLUZII

Prin elaborarea tezei autorul a adus anumite contribuții teoretice și practice în cercetarea și dezvoltarea convertoarelor matriceale de curent alternativ. Aceste tip de convertoare de putere reprezintă o alternativă modernă la clasicele convertoare de curent alternativ cu legătură de curent continuu de tipul redresor-invertor.

Printr-o scurtă introducere, în care sunt expuse și motivele pentru care a fost abordat acest interesant domeniu al convertoarelor matriceale, este prezentată structura acestei teze pe capitole. În continuare, se prezintă o clasificare a principalelor convertoare de curent alternativ, fiind prezentată și o analiză a acestora în raport cu un convertor ideal de curent alternativ. Pentru a sublinia stadiul în care se află dezvoltarea convertoarelor matriceale, sunt prezentate principalele etape ale cercetării în domeniu. Aceste etape au fost sintetizate într-o manieră originală, prin evidențierea direcțiilor majore ale cercetării. Sinteza a fost realizată în urma parcurgerii principalelor materiale bibliografice disponibile despre convertoare matriceale. Principala dificultate a constituit-o găsirea articolelor de referință despre convertoare matriceale, deoarece în revistele de specialitate numărul de articole apărute nu este foarte mare, iar în manualele importante de electronică de putere convertoarele matriceale sunt tratate doar în câteva rânduri. Urmează o analiză teoretică generalizată a convertoarelor matriceale, analiză care în mare parte reprezintă contribuții proprii ale autorului. După stabilirea criteriilor de comparație între diverse tehnici de comandă pentru convertoarele matriceale, sunt analizate două tipuri de modulație PWM prin care formele de undă generate la intrarea sau la ieșirea unui convertor matriceal trifazat sunt calitativ superioare din punct de vedere spectral, pentru un domeniu larg de variație independentă a frecvenței de ieșire, a valorii tensiunilor de ieșire sau a defazajului dintre tensiunea și curentul de alimentare. Tehnicile de comandă analizate se bazează pe modulația vectorului spațial, sau pe modulația scalară a tensiunilor de linie, aceasta reprezentând o contribuție teoretică a autorului. Prin prezentarea a 51 de variante, dintre care 48 sunt originale, de implementare a acestor două tipuri de modulație PWM pe lângă îmbunătățirea calității spectrale a formelor de undă generate de către convertorul matriceal, s-a urmărit și reducerea pierderilor de putere prin comutație. În continuare sunt prezentate unele aspecte ale implementării unui convertor matriceal și principalele aplicații ale acestui tip de convertoare. În acest context s-a considerat foarte importantă implementarea filtrului de intrare, deoarece conform standardelor europene actuale se impun condiții tot mai severe asupra calității curentului absorbit de la rețea de către echipamentele electronice, în general. Din acest motiv, se prezintă și un program de proiectare asistată de calculator pentru filtrul de intrare, program realizat de către autor. După o sinteză a soluțiilor tehnice prezentate în literatura de specialitate pentru implementarea comutatoarelor bidirecționale de putere, sunt prezentate și unele soluții proprii pentru implementarea tehnicilor de comandă analizate anterior. Pentru a crește eficiența cercetării convertoarelor matriceale, se prezintă și un pachet de programe de simulare a acestora, pachet software realizat de către autor. Pentru a demonstra utilitatea modelelor de simulare prin intermediul funcțiilor de comutație, acestea au fost integrate în simularea, la un nivel ierarhic superior, a unui sistem original de acționare a unei mașini asincrone de curent alternativ ce are în componența sa un convertor matriceal, bazat pe logica fuzzy. Un important avantaj al pachetului software de simulare a convertoarelor matriceale propus în această lucrare, acela de a fi utilizat și pentru generarea în timp real a semnalelor de comandă pentru matricea de comutatoare de putere a fost confirmat prin intermediul unui model experimental de semnal mic. De asemenea au fost confirmate practic și principiile teoretice introduse de autor pentru modulația scalară a tensiunilor de linie cât și echivalența funcțională a circuitelor de comandă propuse anterior.

În continuare se prezintă și o sinteză a contribuțiilor, pe care autorul consideră le-a adus prin elaborarea acestei teze, în domeniul cercetării și dezvoltării convertoarelor matriceale de curent alternativ, din punct de vedere teoretic și practic:

- analiza teoretică generalizată a convertoarelor matriceale trifazate prin intermediul funcțiilor de transfer și a funcțiilor de comutație. Prin funcțiile de transfer se realizează legătura continuă dintre mărimile de intrare și de ieșire, sintetizându-se tensiunile de ieșire și curenții de intrare doriți, ca forme de undă sinusoidale ideale. Prin funcțiile de comutație se realizează legătura discretă dintre mărimile de intrare și de ieșire, generându-se tensiunile de intrare și curenții de intrare care sunt compuse dintr-o componentă fundamentală care în general este aproape identică cu formele de undă sinusoidale dorite, peste care se suprapun o serie de componente armonice. Astfel se face o distincție clară între funcțiile de transfer și funcțiile de comutație, în literatura de specialitate tratarea acestor funcții nefiind unitară și foarte clară, ceea ce poate duce la unele confuzii;
- introducerea noțiunilor de funcții de transfer și de comutație linie-linie și fază flotantă – fază, alături de funcțiile de transfer fază – fază și linie – fază, prezentate anterior în literatura de specialitate. Prin determinarea funcțiilor de transfer și calculul tuturor funcțiilor de comutație posibile se creează cadrul necesar pentru implementarea unor programe de simulare pe calculator a convertoarelor matriceale. De asemenea, prezentarea tabelară a legăturilor posibile dintre tensiunile și curenții de intrare/ieșire constituie baza realizării unor programe de implementare a funcțiilor de comutație pe un sistem digital de comandă;
- demonstrarea importanței funcțiilor de transfer în analiza preliminară simplificată funcțională a unui sistem în care este inclus un convertor matriceal ideal, pentru care se neglijează componentele armonice. S-a arătat că simularea prin intermediul funcțiilor de transfer poate fi de peste 30 de ori mai rapidă decât simularea prin intermediul funcțiilor de comutație, obținându-se rezultate asemănătoare pentru anumite condiții funcționale. Astfel se poate reduce semnificativ timpul de proiectare, dacă se utilizează proiectarea asistată de calculator a convertoarelor matriceale, prin determinarea mult mai rapidă a unor proprietăți fundamentale ale unui sistem mai complex, ce conține un convertor matriceal;
- un caracter de originalitate îl reprezintă și notațiile utilizate pentru cele 27 de stări permise ale convertorului matriceal, care sugerează imediat, care sunt tensiunile de intrare utilizate la un moment dat pentru generarea tensiunilor de ieșire.
- analiza teoretică a modului de implementare generală a anumitor algoritmi de comandă deja cunoscuți pentru un convertor clasic de tip redresor – inverter, pentru a se comanda un convertor matriceal. Această analiză are un caracter de originalitate, deoarece în literatura de specialitate "împărțirea" convertorului matriceal într-un redresor și un inverter fictiv este prezentată doar pentru cazul particular al modulației vectorului spațial sau pentru un convertor matriceal comandat în curent. Prezentarea într-o formă tabelară a tuturor asocierilor posibile dintre stările și comutatoarele unui redresor complet comandat și cele ale unui inverter și dintre stările și comutatoarele convertorului matriceal trifazat simplifică implementarea algoritmilor de comandă într-un sistem digital de comandă;
- demonstrația teoretică a faptului că se pot utiliza doar 21 de stări din cele 27 de stări permise ale unui convertor matriceal, dacă se "împarte" convertorul matriceal într-un "redresor fictiv" complet comandat și un "inverter fictiv". Doar cele 21 de stări îndeplinesc condițiile impuse pentru funcționarea corectă a "redresorului fictiv". În literatura de specialitate, se specifică în general acest lucru, fără a fi însă demonstrat;

- prezentarea unitară a unor indicatori de calitate prin care pot fi caracterizate performanțele convertoarelor matriceale, în funcție de tehnica de comandă aplicată. Redefinirea unor indicatori ca factorul de pierderi prin comutație sau factorul de calitate, astfel încât aceștia să reflecte calitativ funcționarea convertoarelor matriceale, reprezintă contribuții proprii ale autorului, în literatura de specialitate acești indicatori fiind definiți doar pentru analiza invertoarelor;
- prezentarea unei metode proprii pentru determinarea funcțiilor de transfer asociate modulației vectorului spațial. Astfel se obține o mai bună fundamentare teoretică a acestui principiu de comandă a convertoarelor matriceale;
- demonstrația faptului că în funcție de asocierea stărilor convertorului matriceal cu starea pasivă SVM, se pot sintetiza funcții de transfer diferite, în condițiile în care vectorii spațiali activi sunt identici;
- prezentarea sub formă de tabele a asocierilor posibile dintre stările SVM și stările permise ale convertorului matriceal. Acest mod de prezentare permite o implementare relativ simplă a modulației SVM într-un sistem digital de comandă;
- 22 de variante de implementare a modulației vectorului spațial prin intermediul funcțiilor de comutație. Prin aceste variante s-a urmărit îmbunătățirea calității spectrale pentru formele de undă generate la intrarea/ieșirea convertorului matriceal, sau micșorarea pierderilor de putere prin comutație. Forma în care sunt prezentate acestea permite o implementare simplă prin intermediul unor microcontrolere sau procesoare de semnal și arii de porți logice. Pentru toate variantele prezentate s-au dedus și formule de calcul pentru numărul de comutații necesare în unitatea de timp;
- analiza comparativă dintre 25 de tehnici de comandă SVM în anumite cazuri particulare de funcționare. Efectuarea acestei analize comparative a fost posibilă în urma rulării unui număr foarte mare de simulări pe calculator a funcționării convertoarelor matriceale. Rezultatele obținute sunt prezentate într-o formă grafică foarte sugestivă. Analizând aceste grafice se observă că tehnicile de comandă SVM2 și variantele SVM3 propuse de autor oferă în general parametrii calitativi superiori din punct de vedere al pierderilor prin comutație sau al formelor de undă generate de către convertorul matriceal. Deși alegerea optimă a uneia dintre tehnicile de comandă prezentate depinde în mare măsură de specificul aplicației, concluziile proprii ale autorului desprinse din această analiză au și un pronunțat caracter general oferind informații primare de bază, care permit o alegere corectă a unei tehnici de comandă SVM. Pentru frecvențe de eșantionare mici se recomandă utilizarea tehnicilor de comandă de tipul SVM3, iar pentru frecvențe de eșantionare mari utilizarea celor de tipul SVM2 dacă se dorește un compromis optim între distorsiunile formelor de undă generate la ieșire și pierderile prin comutație;
- modulația scalară a tensiunilor de linie, acesta fiind un nou principiu de comandă pentru convertoarele matriceale. Acest tip de modulație oferă performanțe superioare, asemănătoare cu cele caracteristice modulației vectorului spațial, considerată în prezent cea mai performantă metodă de comandă a convertoarelor matriceale. Principiul de comandă SLM urmărește ca într-o perioadă de eșantionare, valoarea medie a tensiunii rezultată din combinarea a două tensiuni de linie de intrare pozitive și a tensiunii de intrare nulă, să fie egală cu valoarea tensiunii de referință de ieșire în acest interval de timp. Calculul funcțiilor de transfer se face astfel încât valoarea lor să fie proporțională cu valoarea absolută a celor două tensiuni de intrare pozitive. Această modulație a tensiunilor de linie se numește scalară, deoarece metoda de calcul a funcțiilor de transfer SLM presupune doar operații de înmulțire și împărțire "scalară" a valorilor tensiunilor de intrare și tensiunilor de ieșire dorite la un moment dat. Spre deosebire de alte metode scalare de comandă a convertoarelor matriceale, prezentate în literatura de specialitate,

pentru care câștigul de tensiune este limitat la valoarea  $G_{V_{max}} = 0,5$ , sau pentru care nu este posibilă reglarea factorului de putere la intrare, metoda propusă în această teză permite obținerea unui câștig de tensiune  $G_{V_{max}} = 0,866$  fiind posibilă și reglarea factorului de putere la intrare ca și în cazul modulației SVM. Acest fapt este posibil deoarece, pentru o sursă de alimentare simetrică, funcțiile de transfer SLM sunt identice cu funcțiile de transfer SVM, corespunzătoare asocierii *az1*, deși metodele de calcul pentru cele două tehnici de comandă sunt total diferite. O deosebire esențială dintre cele două tehnici de modulație, SLM și SVM prezentate în această lucrare, este faptul că modulația SLM utilizează toate cele 27 de stări permise ale unui convertor matriceal, față de modulația SVM, care utilizează doar 21 dintre aceste stări;

- o metodă alternativă de calcul a funcțiilor de transfer SLM, prin care se poate realiza compensarea intrinsecă a influenței unor tensiuni de intrare nesimetrice sau distorsionate asupra formelor de undă generate la ieșirea convertorului matriceal. Acest avantaj al modulației SLM asupra modulației SVM este ilustrat prin intermediul simulărilor pe calculator pentru cele două tehnici de modulație;
- 26 de variante de implementare a funcțiilor de transfer SLM prin intermediul funcțiilor de comutație. Funcțiile de comutație fază-fază sunt generate astfel încât factorul de umplere al acestora este modulat de către funcțiile de transfer fază-fază SLM. Tehnicile de comandă au fost împărțite în trei clase sau tipuri numite SLM1, SLM2 și SLM3. Variantele de tipul SLM1 au fost generate în mod "natural", variantele de tipul SLM2 sunt optimizate pentru a se reduce pierderile prin comutație, iar variantele de tipul SLM3 sunt optimizate pentru a se îmbunătăți calitatea spectrală a tensiunilor generate la ieșirea convertorului matriceal. Prezentarea sub formă de tabele a funcțiilor de transfer SLM și a secvențelor de conectare caracteristice fiecărei tehnici de comandă este utilă pentru dezvoltarea rapidă a unor programe de simulare a tehnicilor de comandă bazate pe modulația SLM. De asemenea, utilizarea datelor prezentate în tabelele 5.2-5.5, permite implementarea relativ simplă a acestor tehnici de comandă prin intermediul unor sisteme digitale cu microcontrolere sau procesoare de semnal;
- analiza comparativă, a celor 26 de tehnici de comandă SLM în anumite cazuri particulare de funcționare, luându-se în considerare și rezultatele analizei comparative a tehnicilor de comandă SVM. Efectuarea acestei analize comparative a fost posibilă în urma rulării unui număr foarte mare de simulări pe calculator a funcționării convertoarelor matriceale. Rezultatele obținute sunt prezentate de asemenea și într-o formă grafică foarte sugestivă. Din comparația generală a tehnicilor de comandă SLM și SVM, s-a remarcat faptul că tehnicile de comandă SLM oferă un factor de calitate superior față de variantele SVM, în special dacă se utilizează frecvențe de eșantionare mari (20kHz). Concluziile proprii ale autorului, permit alegerea corectă a unei tehnici de comandă pentru un convertor matriceal, de tipul SLM sau SVM, în funcție de anumite condiții impuse funcționării convertorului;
- un program de proiectare asistată de calculator a filtrului de intrare pentru un convertor matriceal, în concordanță cu standardele IEC 1000-3-2, IEC 1000-3-4 și CISPR11 specifice echipamentelor electronice de putere. Accesul utilizatorului la program se realizează printr-o interfață grafică. Proiectarea filtrului de intrare cu ajutorul acestui program asigură îndeplinirea condițiilor impuse de aceste standarde în cele mai defavorabile condiții de funcționare, fără a fi necesară supradimensionarea acestuia. Acest program poate fi utilizat și pentru proiectarea filtrului de intrare din componența altor circuite electronice de putere utilizate pentru corecția factorului de putere. Pentru proiectarea filtrului de intrare prin intermediul acestui program, este necesară doar cunoașterea formei de undă a curentului de intrare care trebuie filtrat, pentru cel puțin o perioadă a acestuia. Programul oferă utilizatorului posibilitatea achiziționării dintr-un



fișier a formei de undă pentru curentul de intrare al convertorului. Forma de undă poate fi rezultatul unei simulări pe calculator a funcționării convertorului sau poate fi achiziționată în cadrul unui experiment cu ajutorul unui osciloscop digital. Domeniul de frecvențe ce face obiectul limitărilor impuse de către standardul CISPR11, a fost extins și pentru frecvențe mai mici decât 150kHz, până la 50kHz. Această extindere a domeniului de analiză în raport cu standardele de compatibilitate electromagnetică este justificată de posibilitatea utilizării în viitorul apropiat și a acestor frecvențe pentru anumite aplicații ca transmiterea datelor fără cablu între calculatoare și imprimante sau pentru citirea de la distanță a contoarelor de electricitate, apă sau gaz. De asemenea se oferă și posibilitatea optimizării filtrului de intrare din punct de vedere al prețului acestuia. Se remarcă și posibilitatea proiectării unui circuit activ de amortizare a filtrului de intrare, care nu reduce eficiența sistemului convertor matriceal filtru de intrare, ca și în cazul unei amortizări rezistive;

- analiza cu caracter original a unor parametrii caracteristici filtrelor de intrare de ordinul 2 și de ordinul 4. Parametrii analizați au fost valoarea necesară a componentelor LC, prețul relativ al filtrului, pierderile relative de tensiune pe filtru, factorul total de distorsiuni armonice al curentului de intrare filtrat și al tensiunii care se aplică efectiv la intrarea convertorului și puterea de lucru a convertorului pentru care factorul de putere la intrare este mai mic decât 0,9. Concluziile desprinse în urma acestei analize sunt utile pentru alegerea corectă a topologiei filtrului de intrare și a frecvenței de rezonanță în funcție de frecvența de eșantionare și de puterea nominală a convertorului matriceal. De asemenea s-au identificat și regimurile de funcționare pentru care nu mai este necesar un circuit suplimentar de amortizare a filtrului de intrare;
- o soluție proprie de compensare a defazajului suplimentar introdus de către filtrul de intrare, utilizând logica fuzzy. Această compensare este necesară pentru puteri de lucru mai mici decât puterea nominală a convertorului, atunci când prezența filtrului de intrare conduce la o înrăutățire a factorului de putere;
- prezentarea unitară a tuturor posibilităților de implementare și de comandă a comutatoarelor bidirecționale cunoscute în prezent, aceasta fiind un ghid util pentru proiectarea unui convertor matriceal;
- identificarea unor structuri hardware minimale necesare pentru implementarea tehnicilor de comandă SVM și SLM pentru un convertor matriceal. În acest fel se poate modifica dinamic algoritmul de comandă, în funcție de condițiile de lucru, fiind posibilă alegerea algoritmului de comandă optim pentru o anumită aplicație;
- concepția pachetului software, numit "admsim", prin se poate simula funcționarea unui convertor matriceal prin intermediul funcțiilor de transfer și al funcțiilor de comutație. Legătura dintre utilizator și simulator se realizează printr-o interfață grafică. S-a demonstrat că prin alegerea pachetului software "admsim", pentru simularea convertoarelor matriceale, se poate face o analiză completă comportamentală și funcțională a convertoarelor matriceale atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvență. Astfel se poate face o analiză a parametrilor de intrare și de ieșire ai convertorului matriceal, cât și evaluarea calitativă a pierderilor de putere prin comutație. Utilizarea acestui pachet software scris în limbajul MATLAB oferă și posibilitatea extinderii nivelelor de simulare până la un model detaliat, în care pot fi luate în considerare și diverse elemente parazite ale circuitului de putere, dacă funcțiile de comutație generate prin intermediul pachetului software "admsim" sunt utilizate în cadrul pachetului de programe SIMULINK. Un avantaj important al simulărilor în MATLAB/SIMULINK este acela că după analiza convertorului prin simulare, subrutinele utilizate pentru generarea funcțiilor de comutație pot fi convertite în cod sursă pentru programarea unor procesoare de semnal. În acest mod se pot genera

- semnale de comandă în timp real pentru un convertor matriceal în faza de prototip. Această facilitate oferită de pachetul software de simulare a convertoarelor matriceale, propus în această teză, a fost confirmată experimental;
- o metodă proprie de generare prin simulare a curentului de ieșire, utilizând transformata Fourier (IFFT) inversă și unele ecuații caracteristice prelucrării numerice, necesare pentru transformarea unui semnal din domeniul frecvență în domeniul timp. Astfel forma de undă temporală a curentului de ieșire se generează prin transformarea în domeniul timp a produsului dintre transformata Fourier rapidă a tensiunii de ieșire de fază și admitanța de sarcină, exprimată în planul complex al frecvențelor. Pentru implementarea acestei metode s-a realizat o subrutină MATLAB, ce corespunde unei noi funcții numită "mcspretemp", ce are ca argumente de intrare transformata Fourier rapidă corespunzătoare unui număr întreg de perioade pentru un semnal temporal periodic și atenuarea acestuia în domeniul frecvență. Argumentul de ieșire al acestei funcții este un semnal în domeniul timp. Utilizarea "metodei spectrale" pentru generarea curentului de ieșire oferă două avantaje esențiale față de "metoda temporală", prin care se realizează implementarea ecuațiilor de legătură dintre tensiune, curent și impedanță în domeniul timp. Acestea sunt reducerea timpului de simulare cu aproximativ 70%, dacă numărul de puncte de simulare este o putere întregă a lui 2 și faptul că nu mai este necesară determinarea condițiilor inițiale;
  - analiza influenței parametrilor de simulare asupra preciziei rezultatelor obținute în urma simulării convertoarelor matriceale. Astfel se pot alege parametrii de simulare, încât să se realizeze un optim între precizia și timpul de simulare pentru convertoare matriceale. Principala concluzie care se desprinde din această analiză este că pentru a obține rezultate concludente în analiza parametrilor funcționali ai convertorului matriceal, parametrii de simulare trebuie aleși astfel încât eroarea numărului de comutații generate să fie mai mică decât 1,5%. Dacă într-o primă fază de analiză este necesar un număr foarte mare de simulări, pentru evaluarea parametrilor tensiunii de ieșire se poate admite o scădere a numărului de puncte de simulare, pentru a micșora timpul de simulare, astfel încât eroarea de comutație să fie de 2%. Se poate considera că numărul de puncte de simulare într-o perioadă de eșantionare care asigură un compromis optim între precizia simulării și timpul de simulare este cuprins între 80 și 160 de puncte. Pentru o primă evaluare comportamentală a convertoarelor matriceale, dacă sunt necesare foarte multe simulări, pentru a se reduce timpul de simulare, numărul minim admis de puncte într-o perioadă de eșantionare este de 40. Sub această valoare, rezultatele obținute nu sunt concludente, erorile de simulare devenind importante;
  - utilizarea unui controler fuzzy și a unui convertor matriceal în cadrul aceluiași sistem de acționare a unei mașini de curent alternativ. În urma simulărilor s-a demonstrat superioritatea controlerului cu reglare fuzzy, față de un controler clasic de tip proporțional integrator;
  - concepția hardware a modelului experimental de semnal mic. De asemenea utilizarea unui modul de tip dSPACE pentru comanda convertoarelor matriceale nu a mai fost raportată în literatura de specialitate până în acest moment;
  - confirmarea experimentală a echivalenței funcționale dintre structurile hardware cu 4 canale PWM, sau cu 6 canale PWM;
  - confirmarea experimentală a posibilității de implementare a unui algoritm de comandă cu performanțe superioare (de tipul SLM) pentru convertoare matriceale printr-o structură hardware minimală, fără a fi necesară o memorie sau o arie de porți logice pentru decodificare;
  - implementarea software a tehnicii de comandă SLM1. S-a confirmat și practic utilitatea modelelor de simulare pe calculator dezvoltate în această teză, demonstrându-se

- experimental posibilitatea realizării unui circuit de comandă pentru convertoare matriceale, utilizând funcțiile de comutație generate prin intermediul unui simulator;
- implementarea software a decodificatorului, prin utilizarea unor constante simbolice, asociate cu cele 27 de stări permise ale unui convertor matriceal și cele 36 de combinații ale sectoarelor active la un moment dat, corespunzătoare tensiunilor de intrare/ieșire. Prin acest mod de programare a decodificatorului se poate implementa într-un timp relativ scurt oricare dintre variantele SLM sau SVM propuse în această lucrare;
  - prelucrarea pe calculator a datelor numerice achiziționate de la osciloscop s-a făcut prin intermediul unor programe realizate de autor. A fost astfel posibilă și realizarea unor comparații sugestive între semnalele generate prin simulare și cele generate de către modelul experimental, confirmându-se echivalența acestora atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvență. De asemenea, prin prezentarea grafică a unor detalii din cadrul formelor de undă, generate la ieșire de către modelul experimental propus în această lucrare, a fost posibilă și verificarea practică a principiului de sinteză teoretică a tensiunilor de ieșire, caracteristic modulației de tip SLM.

În continuare se prezintă posibile direcții de cercetare de perspectivă în domeniul convertoarelor matriceale și unele considerații ale autorului asupra acestora:

- utilizarea pachetului software "admcsim" pentru analiza funcțională a convertorului matriceal în regim de invertor, redresor, chopper și compensator al factorului de putere. Dacă se va demonstra că un convertor matriceal poate fi utilizat eficient în toate aceste regimuri de funcționare, atunci acesta s-ar putea impune în viitor ca un "modul universal" de putere medie;
- utilizarea pachetului software "admcsim" în studiul comportamental al convertorului matriceal în regim de supramodulație, pentru a crește câștigul de tensiune;
- studiul unor algoritmi de control care să crească eficiența totală a sistemelor ce au în componență convertoare matriceale, prin prescrierea corectă a frecvenței de ieșire  $f_0$  sau a valorii efective  $V_0$  a tensiunii generate la ieșirea convertorului. Acest studiu este necesar pentru că una dintre calitățile convertoarelor matriceale este eficiența crescută în comparație cu alte tipuri de convertoare de curent alternativ. Dacă în funcție de aplicație mărimile  $f_0$  sau  $V_0$  nu sunt prescrise corect, deși convertorul matriceal este caracterizat prin pierderi de putere reduse, sistemul în ansamblu poate avea o eficiență necorespunzătoare;
- realizarea unui mediu software de dezvoltare, care să permită proiectarea optimizată a unui convertor matriceal. În cadrul acestuia, pe lângă utilizarea unui simulator funcțional este utilă și integrarea unor programe de simulare de nivel înalt, ca PSPICE de exemplu, deoarece pentru astfel de programe există deja modele de simulare pentru diverse dispozitive semiconductoare ale principalilor producători din domeniu. Astfel prin utilizarea funcțiilor de comutație, generate anterior, în cadrul unui simulator de tip PSPICE, se poate studia în detaliu efectul unei tehnici de comandă asupra unor componente care sunt disponibile pe piață. O alternativă la utilizarea simulatorului PSPICE, care prezintă unele probleme de convergență în simularea circuitelor de comutație, ar fi dezvoltarea unor modele de simulare în MATLAB/SIMULINK pentru dispozitivele semiconductoare ale principalilor producători din domeniu. În cadrul acestui mediu de dezvoltare este utilă și integrarea unor pachete software ca PROTEL sau ORCAD, ceea ce ar permite și proiectarea rapidă a cablajelor imprimate necesare pentru realizarea unor prototipuri de convertoare matriceale. Intrările necesare mediului de dezvoltare sunt diferiți parametrii de performanță necesari convertorului matriceal, iar

---

ieșirile pot fi, de exemplu, prezentarea dintr-o bază de date, a tehnicilor de comandă și a componentelor care oferă parametri funcționali cei mai apropiați;

- studiul unor posibilități de amortizare a filtrului de la intrarea convertorului matriceal numai prin intermediul unor algoritmi de comandă, fără a fi necesare circuite suplimentare;
- studiul utilizării transformatoarelor fără miez magnetic, realizate pe cablaj imprimat pentru izolarea galvanică a circuitului de comandă și a circuitului de putere. Această cercetare este justificată, deoarece în acest fel s-ar realiza o reducere semnificativă a dimensiunilor convertorului matriceal;
- implementarea decodicatorului și a circuitelor necesare pentru comutația secvențială prin intermediul unui singur circuit de tip FPGA, conectat la ieșirile unui modulator realizat cu procesor de semnal sau microcontroler. O alternativă ar fi proiectarea unui circuit integrat de tip ASIC, specializat pentru comanda convertoarelor matriceale. Acest circuit trebuie să conțină atât o unitate centrală de calcul, convertoare analog-numerice, cât și canalele PWM, circuitele de decodificare și circuitele necesare pentru comutația secvențială;
- posibilitatea creșterii puterii nominale prin conectarea în paralel a mai multor convertoare matriceale;
- eliminarea unor senzori prin estimarea tensiunii sau a curentului din starea comutatoarelor convertorului matriceal.

- [Abr96] F. Abrahamsen, J. Pedersen, F. Blaabjerg; *State of the art of optimal efficiency control of low cost induction motor drives*; PEMS'96, vol.2, pg. 163-170, 1996
- [Abr96D] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. Pedersen; *Digital signal processing in power electronics and drives*; DSP'96, pg. 183-189, 1996
- [Ald93] A. Alderman, S. Clemente, B. Taylor; *Integrated drivers for power MOSFETs and IGBTs*; PCIM Europe, July/August 1993, pg. 192-194, 1993
- [Att98] C. Attaianesi, A. Damiano; *Induction motor drive parameters identification*; IEEE Trans. Power Electron. vol.13, no.6, pg. 1112-1121; 1998
- [Ber96] S. Bernet, T. Matsuo, T.A. Lipo; *A matrix converter using reverse blocking NPT-IGBT's and optimised pulse patterns*; WEMPEC, Research Report 96-13; 1996
- [Bho93] S. Bhowmik, R. Spee; *A guide to the application oriented selection of AC/AC converter topologies*; IEEE Trans. Power Electron. vol.8, no.2, pg. 156-163; 1993
- [Bla00] F. Blaabjerg, D. Casadei, M. Matteini, C. Klumpner; *Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions*; Proc. of ISIE 2000, vol.2, pg. 465-470, 2000
- [Bla95] F. Blaabjerg, S. Freysson, U. Jaeger, H. Hansen, S. Hansen; *A new optimised space vector modulation strategy for a component minimised voltage source inverter*; APEC'95, vol.2, pg. 577-585; 1995
- [Bla95C] F. Blaabjerg, H. Hansen, S. Hansen; *Comparison of a space vector modulation strategy for a three phase standard and a component minimised voltage source inverter*; EPE'95, vol.1, pg. 806-813; 1995
- [Bla95P] F. Blaabjerg, U. Jaeger, S. Niesen, J. Pedersen; *Power losses in PWM VSI inverter using NPT or PT IGBT devices*, IEEE Tran. Power Electron., vol.10, no.3, pg. 358-367; 1995
- [Bla96] F. Blaabjerg, J. Pedersen; *Optimised design of a complete three-phase PWM-VSI inverter*; PESC'96, vol.2, pg. 1272-1280; 1996
- [Bla96A] F. Blaabjerg, J. Pedersen, S. Sigurijonsson, A. Elkajaer; *An extended model of power losses in hard switched IGBT inverters*, IAS'96, pg. 1454-1463; 1996
- [Bla97] V. Blasko, V. Kaura; *A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.33, no.2, pg. 542-550; 1997
- [Boc98] S. Bouchiker, G.A. Capolino, M. Poloujadoff; *Vector control of a permanent magnet synchronous motor using Ac-AC matrix converter*; IEEE Tran. Power Electron., vol.13, no.6, pg. 1089-1098; 1998
- [Bol97] S. Bolognani, M. Ziglioto; *Novel digital continuous control of SVM inverters in the overmodulation range*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.33, no.2, pg. 525-530; 1997
- [Bon96] A. H. Bonnett; *Analysis of the impact of pulse-width modulated inverter voltage waveforms on AC induction motors*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.32, no.2, pg. 386-392; 1996
- [Boo88] M. Boost, P. Ziogas; *State of the art carrier PWM techniques: A critical evaluation*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.24, no.2, pg. 271-280; 1988
- [Bos81] B.K. Bose; *Variable speed drive systems*; IEEE Press, New York; 1981
- [Bos86] B.K. Bose; *Power electronics and AC drives*; Prentice-Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1986
- [Bos92] B.K. Bose; *Recent advances in power electronics*; IEEE Tran. Power Electron., vol.7, no.1, pg. 2-16; 1992
- [Bos92M] B.K. Bose; *Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converters*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.28, no.2, pg. 403-413; 1992
- [Bos97] B.K. Bose; *Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications*; IEEE, New York, 1997.
- [Bow95] S. Bowes; *Advanced regular sampled PWM control techniques for drives and static power converters*, IEEE Tran. Ind. Electron., vol.42, no.4, 1995
- [Bro88] H. Broek, H. Skudelny, G. Stanke; *Analysis and realisation of a PWM modulator based on voltage space vectors*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.24, no.1, 1988
- [Bur89] N. Burany; *Safe control of four quadrant switches*; IAS'89, Part I, pg. 1190-1194, 1989
- [Bur95] J. Burdio, A. Martinez; *A unified discrete time state space model for switching converters*; IEEE Trans. Power Electron. vol.10, no.6, pg. 694-701; 1995
- [Bus98] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli; *Design and fully digital control of parallel active filters for thyristor rectifiers to comply with IEC-1000-3-2 standard*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.34, no.3, pg. 508-517; 1998
- [Cas92] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra; *Analysis of a three phase PWM AC chopper for variable voltage control of induction motors*; IACEMPE'92, pg. 744-749; 1992
- [Cas93] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani; *Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms*; EPE'93, vol.7, pg. 170-175; 1993

- [Cas94] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani; *Analysis of space vector modulated matrix converters under unbalanced supply voltages*; Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Electrical Motors; pg. 39-44; 1994
- [Cas95] D. Casadei, G. Serra, A. Tani; *Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance*; IECON'95, vol.1, pg. 457-462; 1995
- [Cas95P] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, P. Nielsen; *Performance of SVM controlled matrix converter with input and output unbalanced conditions*; EPE'95, vol.2, pg. 628-633, 1995
- [Cas96] D. Casadei, G. Serra, A. Tani; *A general approach for the analysis of the input power quality in matrix converters*; PESC'96, vol.2, pg. 1122-1134, 1996
- [Cas97] D. Casadei, G. Serra, A. Tani; *Theoretical and experimental analysis of SVM controlled matrix converters under unbalanced supply conditions*; Electromotion, vol.4, no. 1-2, pg. 28-37, 1997
- [Cas98] D.Casadei, G. Serra, A. Tani; *Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.45, no.3, pg. 401-411;1998
- [Cas98A] D. Casadei, G. Serra, A. Tani; *A general approach for the analysis of the input power quality in matrix converters*; IEEE Tran. Power Electron., vol. 13, no. 5, pg. 882-891; 1998
- [Che93] C. Chen, J. Hsieh, C. Chang; *A fast decoupled method for time domain simulation of power converters*; IEEE Tran. Power Electron., vol. 8, no. 1, pg. 37-45, 1993
- [Che95] C. Chen, D. Divan, D. Novotny; *A hybrid inverter/cycloconverter based variable-speed three-phase induction motor drive for single-phase inputs*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.31, no.3 , pg.630-635, 1995
- [Cho95] R.S. Chokhawala, J. Catt, B.R. Pelly; *Gate drive considerations for IGBT modules*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.31, no.3 , pg.603-611, 1995
- [Cho95A] R.S. Chokhawala, J. Catt, L. Kiraly; *A discussion on IGBT short-circuit behaviour and fault protection schemes*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.31, no.2 , pg.256-263, 1995
- [Chu98] D. Chong, J. Kim, S. Sul; *Unfied voltage modulation technique for real-time three-phase power conversion*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.34, no.2 , pg.374-380, 1998
- [CIS11] \*\*\*, *CISPR11, Industrial, scientific and medical (ISM) radio-frequency equipment –Electromagnetic disturbance characteristics –Limits and methods of measurement, International Standard, Edition 3.1*, International Electrotechnical Commission; 1999
- [CIS16] \*\*\*, *CISPR16-1, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods Part 1:Radio disturbance and immunity measuring apparatus*, International Electrotechnical Commission; 1993
- [Con83] D. Connors, D. Jarc; *Application considerations for AC drives*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.IA-19, no.3 ,pp 455-460, 1983
- [Dab88] Z. Daboussi, N. Mohan; *Digital simulation of field-oriented control of induction motor drives using EMTP*; IEEE Tran. on Energy Conversion, vol. 3, no. 3, pg. 667-673; 1988
- [Des99] L.A. Dessaint, K. Al-Haddad, H. Le Huy, G. Sybille, P. Brunelle; *A power simulation tool based on Simulink*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.45, no.6, pg. 1252-1254;1999
- [Dew93] S. Dewar; *IGBT driver applications*; PCIM Europe, January/February, pg. 28-30, 1993
- [Don94] R. Donker, D. Novotny; *The universal field oriented controller*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.30, no.1 , pg.92-100, 1994
- [Dsp99C] \*\*\*, *Control Desk, Experiment Guide*; dSPACE GmbH,Germany; 1999
- [Dsp99H] \*\*\*, *Floating-point controller board DS1102, Harware Reference*; dSPACE GmbH,Germany; 1999
- [Dsp99I] \*\*\*, *Real-Time Interface, Implementation Guide* ; dSPACE GmbH,Germany; 1999
- [Ela97] A. Elasser, V. Parthasarathy, A. Torrey; *A study of internal device dynamics of punch-through and nonpunch-through IGBT's under zero-current switching*; IEEE Tran. Power Electron., vol. 12, no. 1, pg. 21-35, 1997
- [Elb96] M. E. Elbuluk, D.S. Zinger; *Performance of MCT's in a current-regulated AC/AC PDM Converter*; IEEE Tran. Power Electron., vol. 11, no. 1, pg. 49-55, 1997
- [Emp98] L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare; *Matrix converter bi-directional switch commutation using intelligent gate drives*; Power Electronics and Variable Speed Drives, pg. 626 -631; 1998
- [Emp98B] L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare; *Bi directional switch current commutation for matrix converter applications*; PEMC'98; 1998
- [Emp98I] L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare; *Intelligent commutation of matrix converter bi directional switch cells using novel gate drive techniques*; PESC'98; 1998
- [Enj90] P. Enjeti, P. Ziogas, J. Lindsay; *Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: a critical evaluation*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.26, no.2, 1990
- [Enj93] P. Enjeti, A. Rahman; *Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output*; IEEE Tran. Power Electron., vol. 8, no. 3, pg. 329-335, 1993
- [Fam91] P. Famouri, J. Cathey; *Loss minimisation control of an induction motor drive*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.27, no.1, pg. 32-37; 1991

- [Fin96] S.J. Finney, B.W. Williams, T. C. Green; *RCD snubber revisited*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.32, no.1, pg. 155-160; 1996
- [Gar94] G. Garcia, J. Mendes, R. Stephan, E. Watanbe; *An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.41, no.5, pg.533-539, 1994
- [Gau90] K. Gauen; *Boost MOSFETs drive current*; Electronic Design; May 24, pg. 73-74, 1990
- [Gil01] T. Gilmore, R.G. Sladky; *Ratings of semiconductors for AC drives*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.37, no.3, pg. 435-441; 2001
- [Gor85] M.J. Gorman, M.E. Elbuluk; *A simple two-switch cycloconverter for variable-frequency low-speed applications*; IEEE Tran. Power Electron., vol.6, no.4, pg. 759-764; 1991
- [Gra96] J. W. Gray, F. J. Haydock; *Industrial power considerations when installing adjustable speed drive systems*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.32, no.3, pg. 646-652; 1996
- [Gyu76] L. Gyugyi, B. Pelly; *Static power frequency changers*; New York, Willey, 1976
- [Hab91] T. Habetler, D. Divan; *Angle controlled current regulated rectifiers for AC/AC converters*; IEEE Tran. Power Electron., vol.6, no.3, pg. 463-469; 1991
- [Hab91A] T. Habetler, D. Divan; *Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier*; IEEE Tran. Power Electron., vol.6, no.3, pg. 356-363; 1991
- [Hab93] T. Habetler; *A space vector based rectifier regulator for AC/DC/AC converters*; IEEE Tran. Power Electron., vol.8, no.1, pg. 30-35; 1993
- [Hal96S] L.O. Hall, R. Hathaway; *Fuzzy systems toolbox*; IEEE Tran. on Fuzzy Systems, vol. 4, no.1, pg. 82-85; 1996
- [Han92] P. Handley, J. Boys; *Practical real time PWM modulators: an assessment*; IEEE Proc.-B, vol.139, no.2, pg. 96-102; 1992
- [Han92R] P. Handley, J. Boys; *Resolution corrected modulation: the practical realisation of ideal PWM waveforms*; IEEE Proc.-B, vol.139, no.4, pg. 402-408; 1992
- [Hol89] J. Holtz, U. Boelkenes; *Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed variable ac motors*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.36, no.4, pg.475-479, 1989
- [Hol92] D. Holmes, T. A. Lipo; *Implementation of a controlled rectifier using AC-AC matrix converter theory*; IEEE Tran. Power Electron., vol.7, no.1, pg.240-249, 1992
- [Hol92A] D. Holmes; *The general relationship between regular sampled PWM and SVM for hard switched converters*; 1992
- [Hol92M] D. Holmes; *A unified modulation algorithm for voltage and current source inverters based on AC-AC matrix converter theory*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.28, no.1, pg. 31-40, 1992
- [Hol95] J. Holtz, L. Springob; *Reduced harmonics PWM controlled line-side converter for electric drives*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.29, no.4, pg. 814-819, 1993
- [Hol96] D. Holmes; *The significance of zero space vector placement for carrier based PWM schemes*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.32, no.5, pg. 1122-1129, 1996
- [Hoo94] G.J. Hoolboom, B. Szabados; *Non-polluting automobiles*; IEEE Tran. On Vehicular Technology, vol. 43, no. 4, <http://power.eng.mcmaster.ca>, 1994
- [Hor98] M. Hornkamp, M. Loddenkoter, M. Munzer, O. Simon, M. Bruckman; *EconoMAC the first all-in-one IGBT module for matrix converter*; Eupec and Siemens A&D [www.eupec.com](http://www.eupec.com), 1998
- [Hub89] L. Huber, D. Borojevic, N. Burany; *Voltage space vector based PWM control of forced commutated cycloconverters*; IEEE IECON Conf. Rec., vol. I, pg. 106-111, 1989
- [Hub91] L. Huber, D. Borojevic; *Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters*; IAS'91, Part. I, pg. 1032-1091, 1991
- [Hub92] L. Huber, D. Borojevic; *Digital modulator for forced commutated cycloconverters with input power factor correction*; IECON'92, pg. 518-523, 1992
- [Hub92M] L. Huber, D. Borojevic, N. Burany; *Analysis, design and implementation of the space vector modulator for forced commutated cycloconverters*; IEEE Proc.-B, vol.139, no.2, pg. 103-113, 1992
- [Hub93A] L. Huber, D. Borojevic, X. Zhuang, F. C. Lee; *Design and implementation of a three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction*; APEC'93, pg. 860-865; 1993
- [Hub95] L. Huber, D. Borojevic; *Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.31, no.6, pg. 1234-1246, 1995
- [IEC2] \*\*\*; IEC 61000-3-2, *Limits for harmonic current emissions (equipment input current  $\leq 16A$  per phase)*, International Standard, International Electrotechnical Commission; 1998
- [IEC4] \*\*\*; IEC 61000-3-4, *Limitation of emission of harmonic currents in low voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A*, International Standard, International Electrotechnical Commission; 1998
- [Ish91] J. Ishiguro; *A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line to line voltages*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.38, no.3, 1991
- [Jac91] L. Jackson; *Signals, systems, and transforms*; New York, Wesley; 1991

- [Jan95] D. Jang, G. Choe; *Improvement of input power factor in AC choppers using asymmetrical PWM technique*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.42, no.2, pg.179-185, 1995
- [Jin97] H. Jin; *Behaviour mode simulation of power electronic circuits*; IEEE Tran. Power Electron., vol.12, no.3, pg. 143-152; 1997
- [Jov97] M. Jovanovic, D. Crow; *Merits and limitations of full-bridge rectifier with LC filter in meeting IEC 1000-3-2 harmonic-limits specifications*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.33, no.2, pg. 531-537; 1997
- [Kah87] S.I. Khan, P.D. Ziogas, M.H. Rashid ; *Forced commutated cycloconverters for high-frequency link applications*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.23, no.4, pg. 661-672, 1987
- [Kah89] I. Kahn, P. Ziogas, M. Rashid; *A novel single-to three-phase static converter*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.25, no.1, pg. 143-151; 1989
- [Kas91] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, G.C. Verghese; *Principles of power electronics*; Addison-Wesley, 1991
- [Kaz95] M. Kazerani, B.T. Ooi; *Feasibility of both vector control and displacement factor correction by voltage source type AC-AC matrix converter*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.42, no.5, pg.524-530, 1995
- [Kes96] P.Y. Keskar; *Specification of variable frequency drive systems to meet the new IEEE 519 standard*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.32, no.2, pg. 393-401; 1996
- [Kho88] A. Khoei, S. Yuvarajan; *Single-phase AC-AC converters using power MOSFET's*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.35, no.3, pg.442-443, 1988
- [Kim87] Y. Kim, M. Eshani; *An algebraic algorithm for microcomputer based (direct) inverter PWM*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.23, no.4, pg. 654-660; 1987
- [Kim89] Y. Kim, M. Eshani; *New modulation methods for force commutated direct frequency changers*; IAS'89, pg. 798-809; 1989
- [Kio96] I. Kioskeridis; N. Margaris; *Loss minimization in scalar-controlled induction motor drives with search controllers*; IEEE Tran. Power Electron., vol.11, no.2, pg. 213-220; 1996
- [Klu00A] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg; *A new matrix converter-motor (MCM) for industry applications*, Proc. of IAS 2000, vol.3, pg. 1394-1402, 2000
- [Klu00M] C. Klumpner, I. Boldea , F. Blaabjerg, P. Nielsen; *A new modulator for matrix converters with input current ripple reduction*; OPTIM Braşov, pg. 489- 492; 2000
- [Klu00N] C. Klumpner, P. Nielsen , I. Boldea , F. Blaabjerg; *New steps towards a low-cost power electronic building block for matrix converters*; Proc. of IAS 2000, vol.3, pg. 1964-1971, 2000
- [Klu00S] C. Klumpner, I. Boldea, F. Blaabjerg; *Short term ride capabilities for direct frequency converters*; Proc. of PESC 2000, vol.1, pg. 235-241, 2000
- [Klu00T] C. Klumpner, I. Boldea , F. Blaabjerg; *The matrix converter: Overvoltages caused by the input filter, bidirectional power flow, and control for artificial loading of induction motors*; Electric Machines and Power Systems, 2000
- [Kwo93A] W.H. Kwon, G.H. Cho; *Analyses of static and dynamic characteristics of practical step up nine switch matrix converter*; IEEE Proc.-B, vol.140, no.2, pg. 139-146; 1993
- [Lee95] T.C. Lee, M.E. Elbuluk, D. S. Zinger; *Characterisation and snubbing of a bidirectional MCT switch in a resonant AC link converter*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.31, no.5, pg. 978-985, 1995
- [Lee98] F. Lee; *Power electronics. Technology and Applications II*; IEEE Inc., New York; 1998
- [Leon85] W. Leonhard; *Control of electrical drives*; Berlin, Springer-Verlag; 1985
- [Let95] R. Letor, G. Candeloro; *Short circuit behaviour of IGBT's correlated to the intrinsic device structure and on the application circuit*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.31, no.2, pg. 234-239, 1995
- [Lip00] T. A. Lipo; *An improved total harmonic distortion index for induction motor drives*; Optimization of Electrical and Electronic Equipments, pg. 311-322, Braşov; 2000
- [Lip88] T. A. Lipo; *Recent progress in the development of solid state AC motor drives*; IEEE Tran. Power Electron., vol.3, no.2, pg. 105-117; 1988
- [Liu93] C. Liu, J. Hsiesh, H. Chang; *A fast-decoupled method for time-domain simulation of power converters*; IEEE Trans. Power Electron. vol.8, no.1;1993
- [Low94] T. Lowery, D. Petro; *Application considerations for PWM inverter-fed low-voltage induction motors*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.30, no.2 , pg.286-293; 1994
- [Mak97] D. Maksimovic; *Automated steady-state analysis of switching power converters using a general purpose simulation tool*; PESC'97; 1997
- [Mao96] Mao-Fu Lai, M. Nakano; *Application of fuzzy logic in the phase-locked loop speed control of induction motor drive*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.43, no.6, pg. 630-639; 1996
- [Mar96] D. Martins; *Generation of an expanded state space system applied to static converter numerical simulation*; Power Elec. Bra. Journal; 1996
- [Mat92] \*\*\* ; *High performance numeric computation and visualisation software, Reference guide*; The MATHWORKS; 1992



- [Mat96] T. Matsuo, S. Bernet, R. Colby, T. A. Lipo; *Application of the matrix converter to induction motor drives*; WEMPEC, Research Report 96-27; 1996
- [Mat96M] T. Matsuo, S. Bernet, R. Colby, T. A. Lipo; *Modelling and simulation of matrix converter/induction motor drive*; WEMPEC, Research Report 96-28; 1996
- [Mir94] S. Mir, S. Zinger, M. Elbuluk; *Fuzzy controler for inverter fed induction machines*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.30, no.1, pg. 78-84; 1994
- [Moh95] A. Mohr, S. Mussa; *A digital control system using DSP for three-phase rectifier to maximise the power factor*; CODEP'95, pg. 109-112, 1995
- [Mor92] L.Moran, P. Ziogas, G. Joos; *Design aspects of synchronous PWM rectifier-inverter system under unbalanced input voltage conditions*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.28, no.6, pg. 1286-1293; 1992
- [Mud99] R. Mudi, N. Pal; *A robust self-tuning scheme for PI and PD type fuzzy controllers*; IEEE Tran. on Fuzzy Systems, vol. 7, no. 1, pp 2-15; 1999
- [Nas97] J. Nash; *Direct torque control, induction motor vector control without an encoder*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.33, no.2 , pg.333-341, 1997
- [Nef92] L. Neft, C. Schauder; *Theory and design of a 30-hp matrix converter*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.28, no.3, pg. 546-551; 1992
- [Nie96] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J. Pedersen; *Space vector modulated matrix converter with minimised number of switchings and a feedforward compensation of input voltage unbalance*; PEDES'96, vol.2, pg. 833-839; 1996
- [Nie96D] P. Nielsen; *Direct AC/AC converter for induction motor drive application- a simulation study*; ASSURE'96, Saber Users Group Meetings Proceedings; 1996
- [Nie96E] P. Nielsen, D. Casadei, G. Serra, A. Tani; *Evaluation of the input current quality by three different modulation strategies for SVM controlled matrix converters with input voltage unbalance*; PEDES'96, vol.2, pg. 794-800; 1996
- [Nie97] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J. Pedersen; *Novel solution for protection of matrix converter to three phase induction machine*; IAS'97; 1997
- [Nie99] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J. Pedersen; *Novel protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable-speed drives*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.35, no.5, pg. 1150-1161; 1999
- [Nom90] H. Nomura, K. Fujiwara, H. Kawakami; *A power factor compensator using a force-commutated cycloconverter*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.26, no.4, pg. 769-775; 1990
- [Olo00] O. Olorunfemi, I. Davidson; *Model for the analysis and control of induction motor drives fed with AC/AC converters*; [www.aldebaran.elo.utfsm](http://www.aldebaran.elo.utfsm) , 2001
- [Ozp01] B. Ozpineci, L. Tolbert; *Cycloconverters*; Department of Electrical and Computer Engineering University of Tennessee-Knoxville, [www.pels.org](http://www.pels.org), 2001
- [Pat96] M. Patyra, J. Grantner, K. Koster; *Digital fuzzy logic controller: Design and implementation*; IEEE Tran. on Fuzzy Systems, vol. 4, no. 4, pp 439-459; 1996
- [Pej94] P. Pejovic, D. Maksimovic; *A method for fast time domain simulation of net works with switches*; IEEE Tran. Power Electron., vol.9, no.4, pg. 449-456; 1994
- [Phi95] \*\*\* ; *Power semiconductors, Applications handbook*; Philips Semiconductors; 1995
- [Pop00A] A. Popovici, M. Băbăiță; *A Computer Aided Analysis and Design Approach for Matrix Converters*; Proc. of the Symp. on Electron., "Etc. 2000", Timișoara, vol.2, pg. 23-26; 2000
- [Pop00C] A. Popovici, M. Băbăiță; *A Computer Aided Design Tool for Input Filter of Matrix Converters*; Proc. of the Symp. on Electron., "Etc. 2000", Timișoara, vol.2, pg. 148-151; 2000
- [Pop00F] M. Băbăiță, A. Popovici; *Application of Fuzzy Logic in V/f Control of Matrix Converter Induction Motor Drive*; Proc. of the Symp. on Electron., "Etc. 2000", Timișoara, vol.2, pg. 144-147; 2000
- [Pop00G] M. Băbăiță, A. Popovici; *GAL Realisation of Switch Sequencer for Minimum Loss SVM Control of Matrix Converters*; Proc. of the Symp. on Electron., "Etc. 2000", Timișoara, vol.2, pg. 252-255; 2000
- [Pop01A] A. Popovici, M. Băbăiță; *Aplicații ale procesoarelor de semnal în conducerea sistemelor de acționări electrice*; Editura Politehnica, Timișoara; 2001
- [Pop01P] V. Popescu, I. Bogdanov, A. Popovici, M. Băbăiță; *Procesorul de semnal în conducerea sistemelor de acționare electrică*; Editura Politehnica, Timișoara; 2001
- [Pop96] A. Popovici; *Realizări în proiectarea și exploatarea convertoarelor de curent alternativ*; Referatul nr.1, UPT, 1996
- [Pop96B] A. Popovici; *Convertor monofazat / trifazat*; Buletinul științific, Academia "Henri Coandă", Brașov, vol.3, pg. 143-146; 1996
- [Pop96C] A. Popovici; *Convertor electronic de la 220V/50Hz la 115V/60Hz*; Buletinul științific, Academia "Henri Coandă", Brașov, vol.3, pg. 139-142; 1996
- [Pop96T] A. Popovici; *A simple single phase to three phase power converter*; IEEE Proc. of the Symp. on Electron., Timișoara, vol.3, pg. 93-98; 1996

- [Pop97A] A. Popovici; *Implementarea comutatoarelor bidireționale de putere*; Lucr. ses. de com. științifice ale Univ. "Aurel Vlaicu", Arad, vol.8, pg. 233-236; 1997
- [Pop97B] A. Popovici; *Extinderea domeniului de utilizare pentru tranzistoarele MOSFET de putere*; Lucr. ses. de com. științifice ale Univ. "Aurel Vlaicu", Arad, vol.8, pg. 229-232; 1997
- [Pop97C] A. Popovici; *Low cost control circuit for a simple single phase to three phase power converters*; Lucr. ses. de com. științifice ale Univ. "Aurel Vlaicu", Arad, vol.8, pg. 237-240; 1997
- [Pop97H] A. Popovici; *Convertor de curent alternativ cu "legătură directă" monofazat*; Buletinul științific, UPT, Fac. de inginerie Hunedoara, vol.2, pg. 376-379; 1997
- [Pop98] A. Popovici; *Optimizarea sistemului de comandă a unui convertor de curent alternativ*; Referatul nr.2, UPT, 1998
- [Pop98A] A. Popovici; *A new optimised scalar control algorithm for matrix converters using instantaneous values of input line voltages with input power factor correction*; Proc. of the Symp. on Electron., "Etc'98", Timișoara, vol.2, pg. 68-73; 1998
- [Pop98M] A. Popovici, D. Negoiteșcu; *Minimum loss space vector modulation strategy for matrix converters*; Proc. of the Symp. on Electron., "Etc'98", Timișoara, vol.2, pg. 74-79; 1998
- [Pop99A] A. Popovici, C. Gavrilăscu; *A SVM (Space Vector Modulation) optimised algorithm for matrix converters implemented on a TMS320C240 DSP*; Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică, Secțiunea Electronică, Oradea, vol. 2, pg. 335-340; 1999
- [Pop99L] A. Popovici, C. Gavrilăscu; *A SLM (Scalar Line Voltages Modulation) optimized algorithm for matrix converters implemented on a TMS320C240 DSP*; Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică, Secțiunea Electronică, Oradea, vol. 2, pg. 353-358; 1999
- [Pop99S] A. Popovici, S. Popescu; *SVM control of an AC matrix converter with SD52 system*; Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică, Secțiunea Electronică, Oradea, vol. 2, pg. 341-341-346; 1999
- [Pop99U] A. Popovici, S. Popescu; *Using the SD52 system in implementing the SLM algorithm for the power matrix converter control*; Analele Universității din Oradea, Fascicola Electrotehnică, Secțiunea Electronică, Oradea, vol. 2, pg. 347-352; 1999
- [Pra89] A. Prasad, P.Ziogas, S. Manias; *An active power factor correction technique for three phase diode rectifiers*; PESC'89, pg. 58-66; 1989
- [Raj96] K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse; *Sensorless control of AC motor drives (Speed and position sensorless operation)*; IEEE Press, New York; 1996
- [Rod83] J. Rodriguez; *A new control technique for AC-AC converters*; IFAC'83, pg. 203-208; 1983
- [Ron99] S.Y. Ron Hui, H. Shu-Hung; *Printed circuit board (PCB) transformers for power MOSFET / IGBT gate drive circuits*; IEEE Tran. Power Electron., vol.14, no.3, pg. 422-430; 1999
- [Ron99O] S.Y. Ron Hui, S. C. Tang; *Optimal operation of coreless PCB transformer-isolated gate drive circuits with wide switching frequency range*; IEEE Tran. Power Electron., vol.14, no.3, pg. 506-514; 1999
- [Ros92] L. Rossetto, P.Tenti; *Using AC-fed PWM converters as instantaneous reactive power compensator* IEEE Tran. Power Electron., vol.7, no.1, pg. 224-229; 1992
- [Roy89] G. Roy, G. April; *Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm*; PESC'89, vol.1, pg. 368-375; 1989
- [Roy91] G. Roy, G. April; *Direct frequency changer operation under a new scalar control algorithm*; IEEE Tran. Power Electron., vol.6, no.1, pg. 100-107; 1991
- [Roy96] G. Roy, E. Ribeiro; *An AC-AC converter made of two semidirect frequency changers has no limits on the voltage gain*; APEC'96, vol.2, pg.918-924; 1996
- [Sal94] L. Salazar, G. Joos; *PSPICE simulation of three phase inverters by means of switching functions*; IEEE Tran. Power Electron, vol. 9, no.1, pg. 35-42; 1994
- [Sch96] A. Schuster; *A drive system with a digitally controlled matrix converter feeding an AC induction machine*; Power Electronics and Variable Speed Drives, pg. 378 -382; 1996
- [Sch97] A. Schuster; *A matrix converter without reactive clamp elements for an induction motor drive system*; [www.epfl.ch](http://www.epfl.ch) ; 1997
- [She95] W. Shepherd, L. Hulley, D. Liang; *Power electronics and motor control*; Cambridge, University Press; 1995
- [Shi96] D. Shipp, W. Vilcheck; *Power quality and line considerations for variable speed AC drives*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.32, no.2, pg. 403-409; 1996
- [Sil96] A. Silva, D. Martins; *Numerical simulation of power static converters: diagonalization method of dynamical matrix*, PESC'96; 1996
- [Smi94] M. Smith; *Sensors, appliance control, and fuzzy logic*; ; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.30, no. 2, pg. 305-309; 1994

- [Sou95] G. Sousa; B. Bose; J. Cleland; *Fuzzy logic based on-line efficiency optimisation control of an indirect vector-controlled induction motor drive*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.42, no.2, pg.192-198, 1995
- [Sun96] S. Sunter, J.C. Clare; *A true four quadrant matrix converter induction motor drive with servo performance*; PESC'96, vol.1, pg. 146-151; 1996
- [Tang99] S.C. Tang, S.Y. Ron Hui; *Coreless printed circuit board (PCB) transformers with multiple secondary windings for complementary gate drive circuits*; IEEE Tran. Power Electron., vol.14, no.3, pg. 431-437; 1999
- [Ten92] P.Tenti; L. Malesani, L. Rossetto; *Optimum control of N-input K-output matrix converters*; IEEE Tran. Power Electron., vol.7, no.4, pg. 707-713; 1992
- [Tex96A] \*\*\* ; *DSP solution for AC induction motor*; Texas Instruments, Application Report; 1996
- [Tex96B] \*\*\* ; *Clarke & Park Transforms on the TMS 320C2XX*; Texas Instruments, Application Report; 1996
- [Tex97T] \*\*\* ; *Table look up and interpolation on the 'C2xx*; Texas Instruments, Application Report; 1997
- [Trz94] A. Trzynadlowski, S. Legowwski; *Minimum loss vector PWM strategy for three phase inverters*; IEEE Tran. Power Electron, vol. 4, no.4, pg. 707- 713; 1994
- [Trz97] A. Trzynadlowski, L. Kirlin, S. Legowwski; *Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate*; IEEE Tran. Ind. Electron, vol. 44, no.2, pg. 173-181; 1997
- [Val98] R. Valentine; *Motor control. Electronics Handbook*; Mc Graw-Hill, New York; 1998
- [Vas93] P. Vas; *Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines*; Clarendon Press, Oxford; 1993
- [Ven80] M. Venturini, A. Alesina; *The generalised transformer: a new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor*; PESC'80, pg. 242-252; 1980
- [Ven89] A. Alesina, M. Venturini; *Analysis and design of optimum amplitude nine switch direct AC-AC converters*; IEEE Tran. Power Electron., vol.4, no.1, pg.101-112; 1989
- [Vic96] S. L. Vickers, B. Al Zahawi, R. Shuttleworth, *Matrix converter application for direct-drive gas turbine generator sets*; Power Electronics and Variable Speed Drives 1996, pg. 103-107; 1996
- [Vic96] S.L. Vickers, B.A. Zahawi, R. Shuttelworth; *Matrix converter application for direct drive gas turbine generator sets*; Power Electronics and Variable Speed Drives, pg. 103 -107; 1996
- [Vij99] P. Vijayaraghavan, R. Krishnan; *Noise in electric machines: a review*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.35, no.5 , pg.1007-1013, 1999
- [Vil95] M. Villaca, A. Perrin; *A new ZVS bidirectional switch for matrix converter applications*; APEC'95, pg. 541-546; 1995
- [Vla96] V. Vlaktovic, D. Borojevic; *Input filter design for power factor correction circuits*; IEEE Tran. Power Electron., vol.11, no.1, pg. 199-205; 1996
- [Wad97] S. Wade, M. Dunnigan, B. Williams; *Modelling and simulation of induction machine vector control with rotor resistance identification*; IEEE Trans. Power Electron. vol.12, no.3, pg. 495-504; 1997
- [Wal94] M.O. Walter, T.J. Sobczyk; *Application of PWM techniques for control of a matrix converter*; Power Electronics and Variable Speed Drives, pp325 -330; 1994
- [Wal98] M.O. Walter; *Space vector and two dimensional PWM control algorithms for the matrix converter with sinusoidal output currents*; Power Electronics and Variable Speed Drives, pp521 -526; 1998
- [Whe93] P. Wheeler, D. Grant; *A low loss matrix converter for AC variable speed drives*; EPE'93, vol.5, pg. 27-32; 1993
- [Whe97] P. Wheeler, D. Grant; *Optimised input filter design and low loss switching techniques for a practical matrix converter*; IEEE Proc. EPA, vol.144, no.1, pg. 53-60; 1997
- [Wie87] E. Wiechmann, P. Ziogas, V. Stefanovic; *Generalised functional model for three phase PWM inverter/rectifier converters*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.23, no. 2, pg. 236-246; 1987
- [Wie93] E. Wiechmann, J. Espinoza, L. Salazar, J. Rodriguez; *A direct frequency converter controlled by space vectors*; PESC'93, pg. 314- 323; 1993
- [Wie97] E. Wiechmann, A. Garcia, L. Salazar; *High performance direct frequency converters controlled by predictive current loop*; IEEE Tran. Power Electron., vol. 12, no.3, pg. 547-557; 1997
- [Woo93] P. Wood; *Transformer-isolated HEXFET driver provides very large duty cycle ratios*; Power MOSFET designer' s manual, International Rectifier, pg. 95-97, 1993
- [Xao86] X. Ma; *High performance PWM frequency changers*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.22, no. 4, pg. 267-280; 1986
- [You99] J.H. Youm; *Switching technique for current controlled AC-to-AC converters*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol.46, no.2, pg. 309-318; 1999
- [Zar94] N.R. Zargari, G. Joos, P.D. Ziogas; *Input filter design for PWM current-source rectifiers*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol. 30, no.6, pg. 1573-1579; 1994
- [Zha96] L. Zhang, W. Shepard; *Analysis and implementation of SVM algorithm for direct AC-AC matrix converters*; EPE Journal, vol.6, no.1, pg. 7-15; 1996
- [Zha96A] L. Zhang, W. Shepard; *An efficient space vector modulation algorithm AC-AC matrix converters: analysis and implementation* ; Power Electronics and Variable Speed Drives, pg. 108 -113; 1996

- [Zha98] L. Zhang, C. Watthanasarn; *A matrix converter excited double fed induction machine as a wind power generator*; Power Electronics and Variable Speed Drives, pg. 532 -537; 1998
- [Zio83] P. Ziogas; *Synthesis of optimum gain functions for static power converters*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol. 19, no.3, pg. 401-409; 1983
- [Zio85] P. Ziogas, S. Khan, M. Rashid; *Some improved forced commutated cycloconverter structures*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol.21, no.5, pg. 1242-1253; 1985
- [Zio85S] P.Ziogas, E. Wiechmann, V. Stefanovic; *A computer aided analysis and design approach for static voltage source inverters*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol. 21, no.5, pg. 1234-1241; 1985
- [Zio86] P. Ziogas, S. Khan, M. Rashid; *Analysis and design of forced commutated cycloconverter structures with improved transfer characteristics*; IEEE Tran. Ind. Electron., vol. 33, no.3, pg. 271-280; 1986
- [Zio86R] P. Ziogas, Y. Kang, V. Stefanovic; *Rectifier inverter frequency changers with suppressed DC link components*; IEEE Tran. Ind. Appl., vol. 22, no.6, pg. 1027-1036; 1986

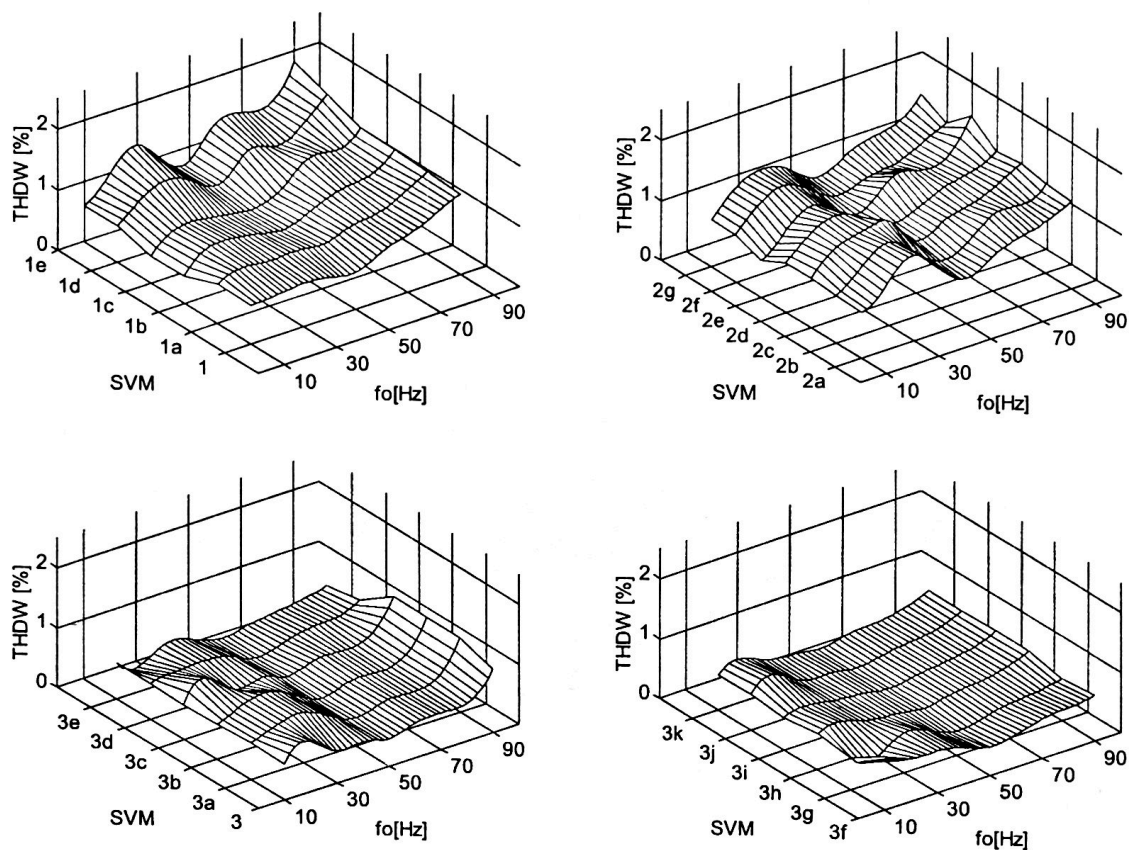


Figura A1.1 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SVM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

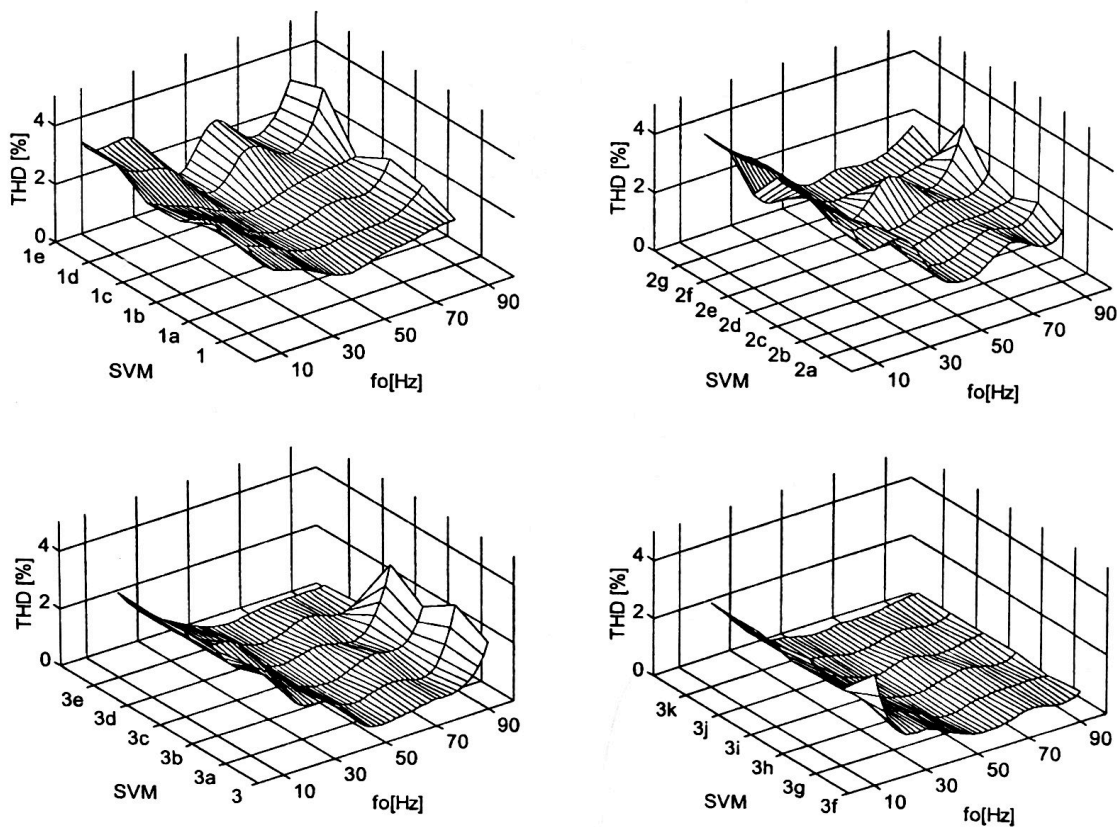


Figura A1.2 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

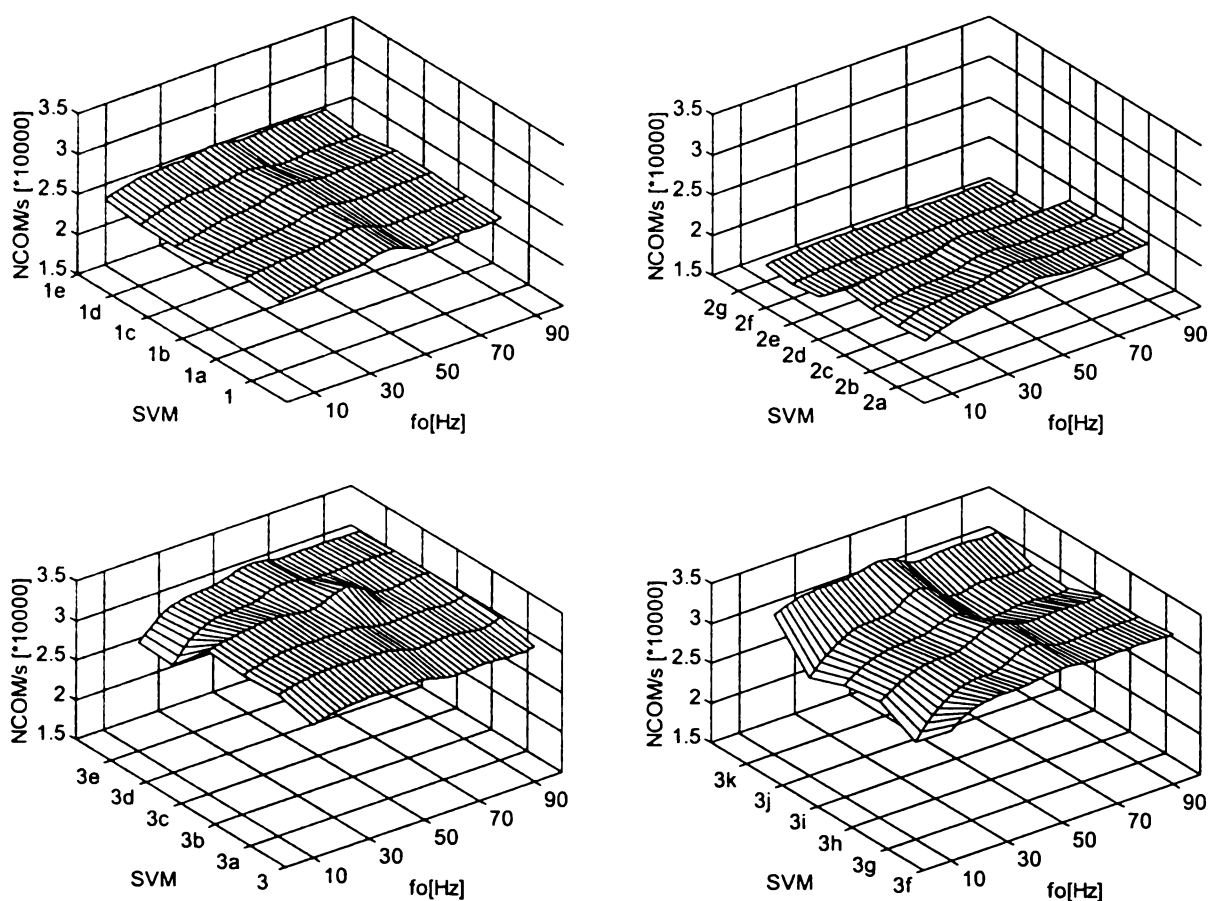


Figura A1.3 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SVM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

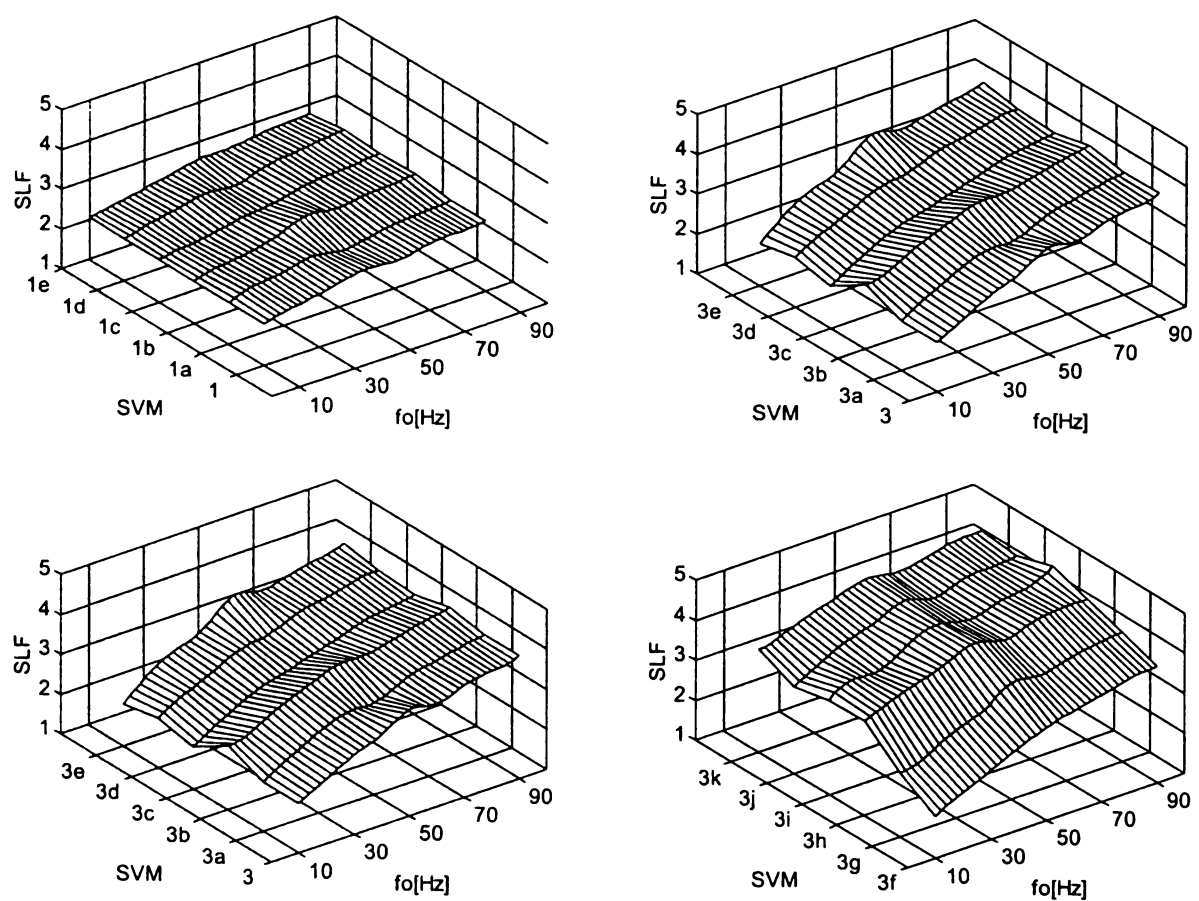


Figura A1.4 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SVM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

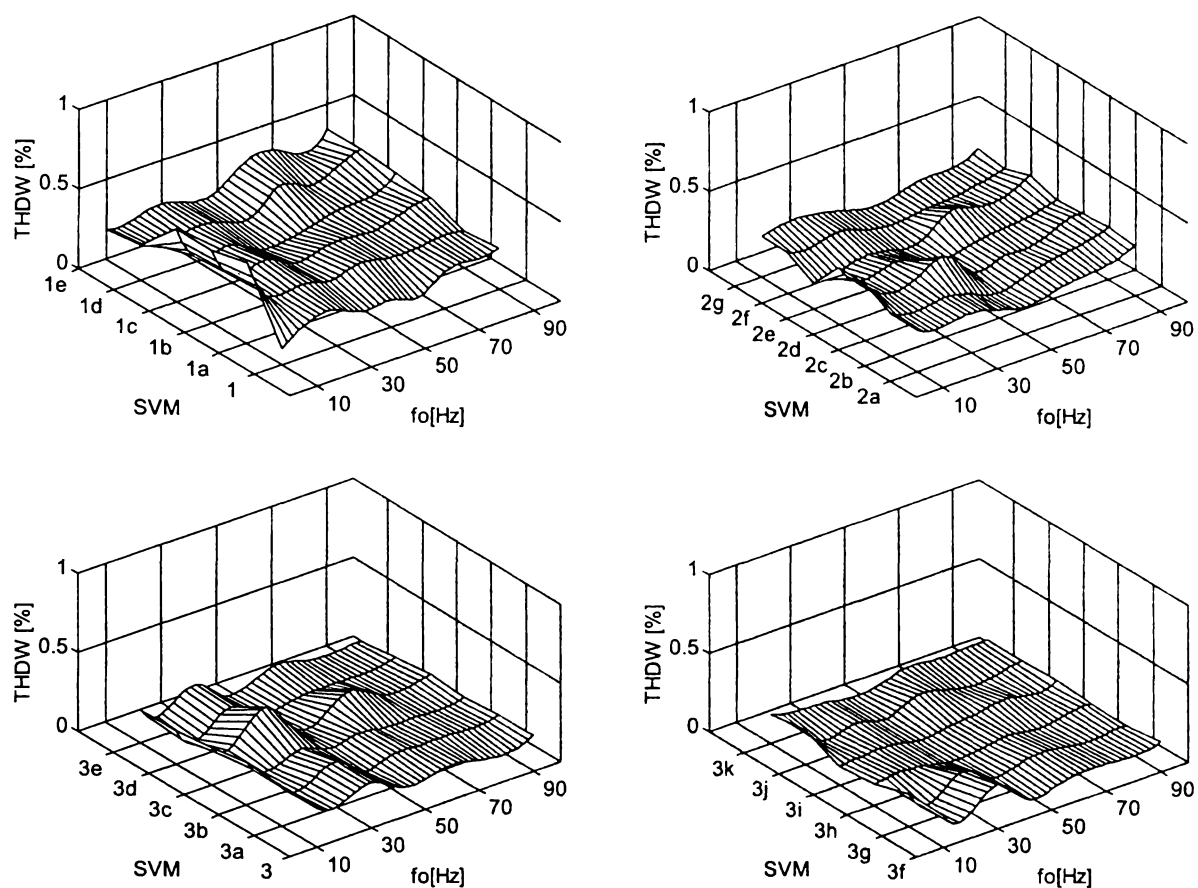


Figura A1.5 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SVM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

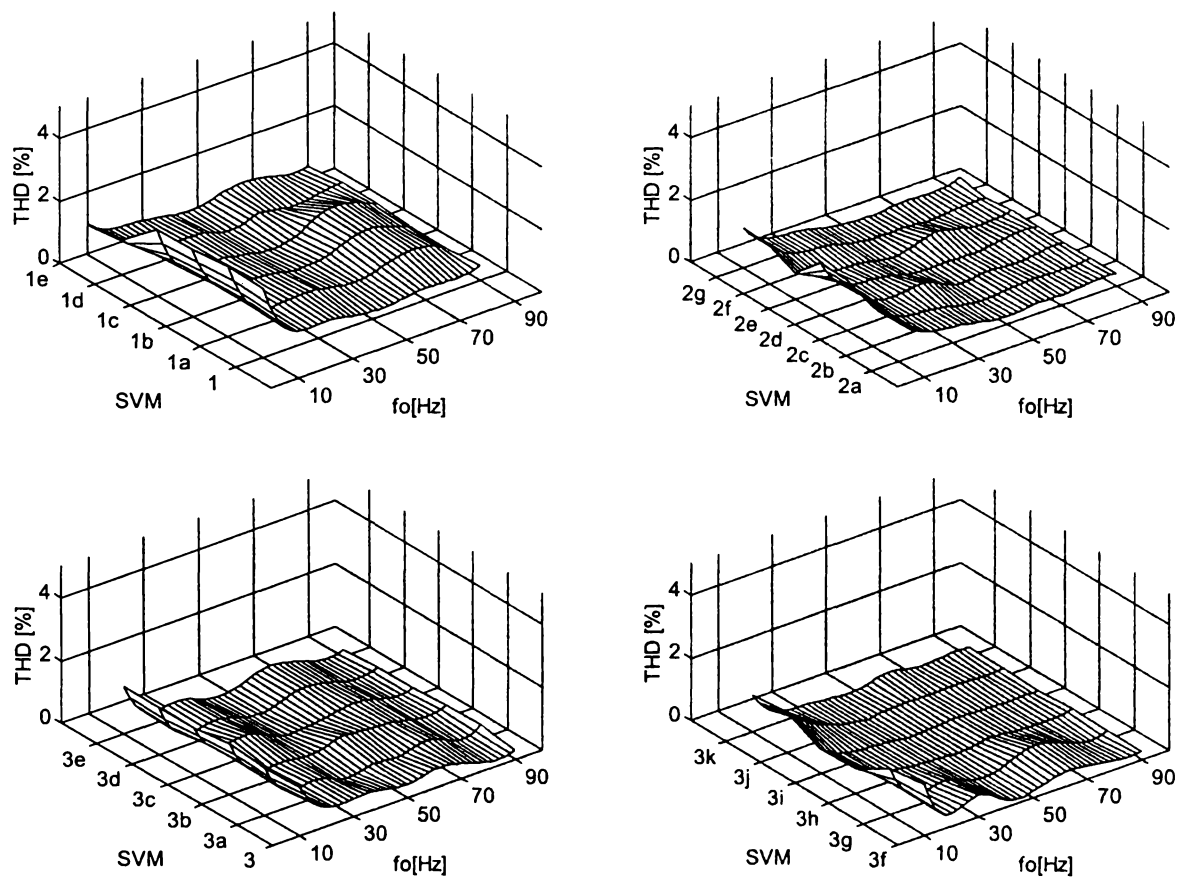


Figura A1.6 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

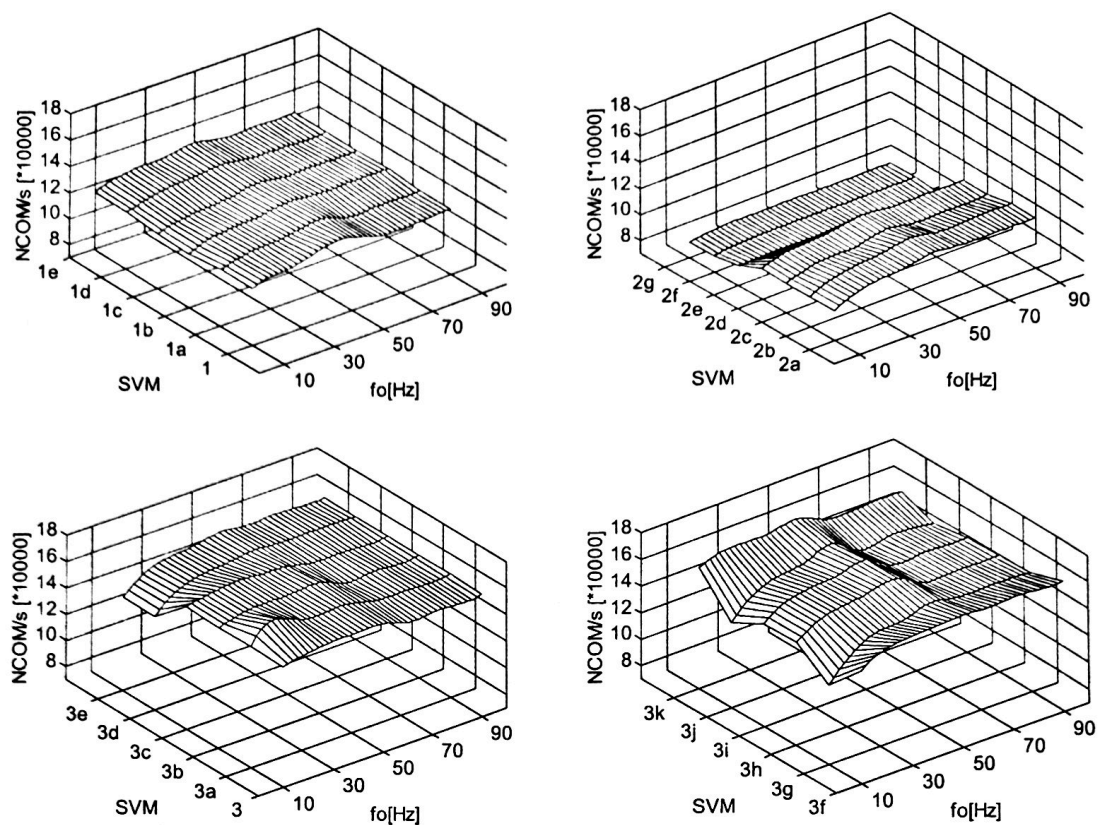


Figura A1.7 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SVM) pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

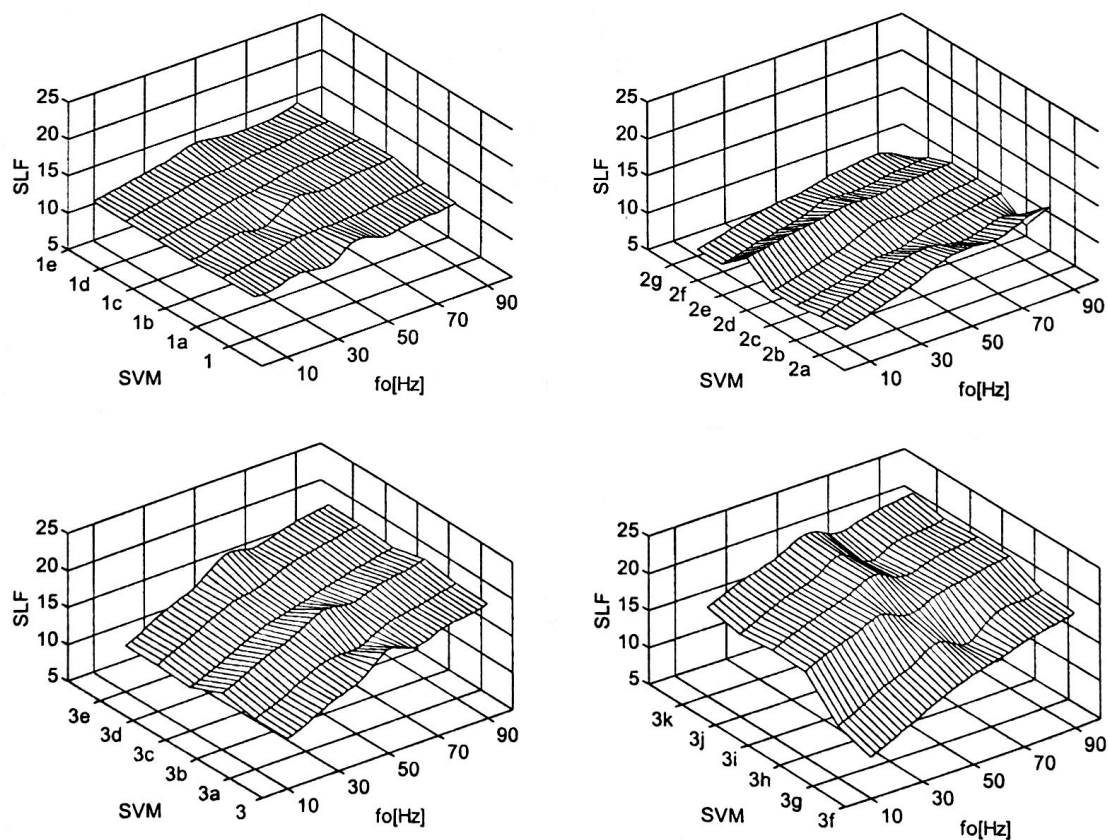


Figura A1.8 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SVM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )



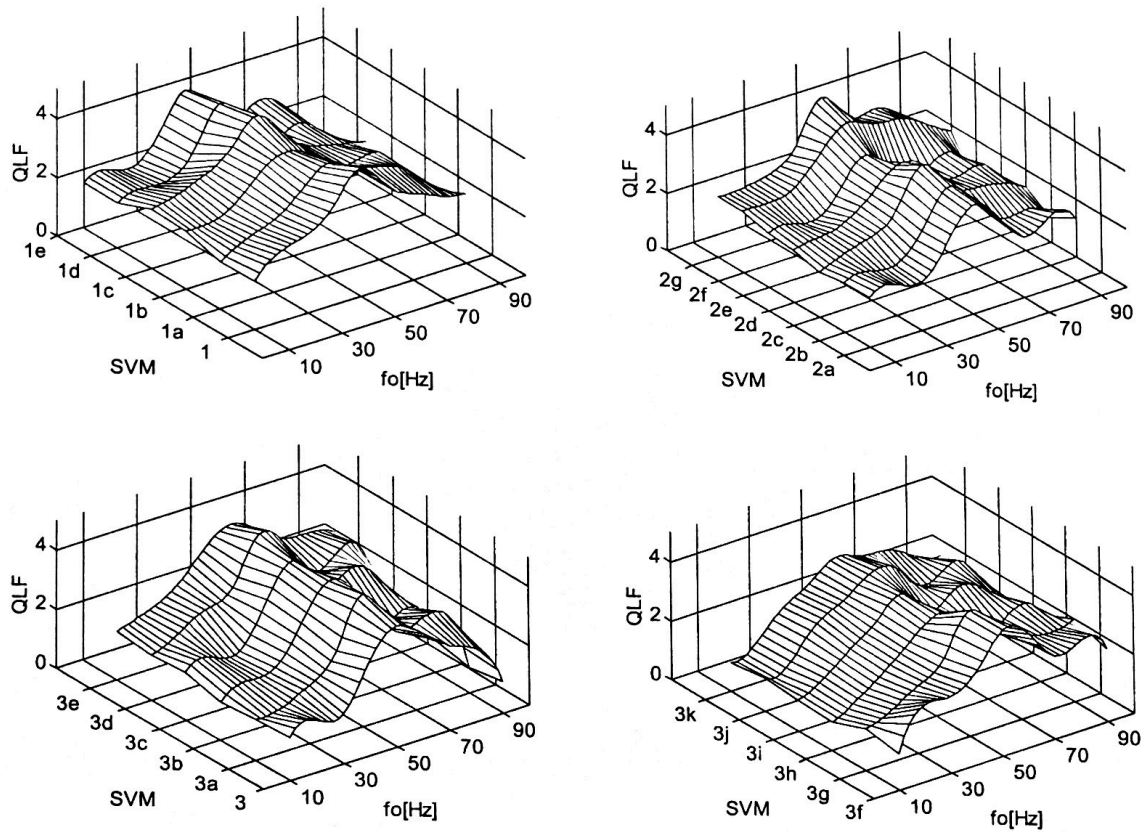


Figura A1.9 Factorul de calitate QLF (SVM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

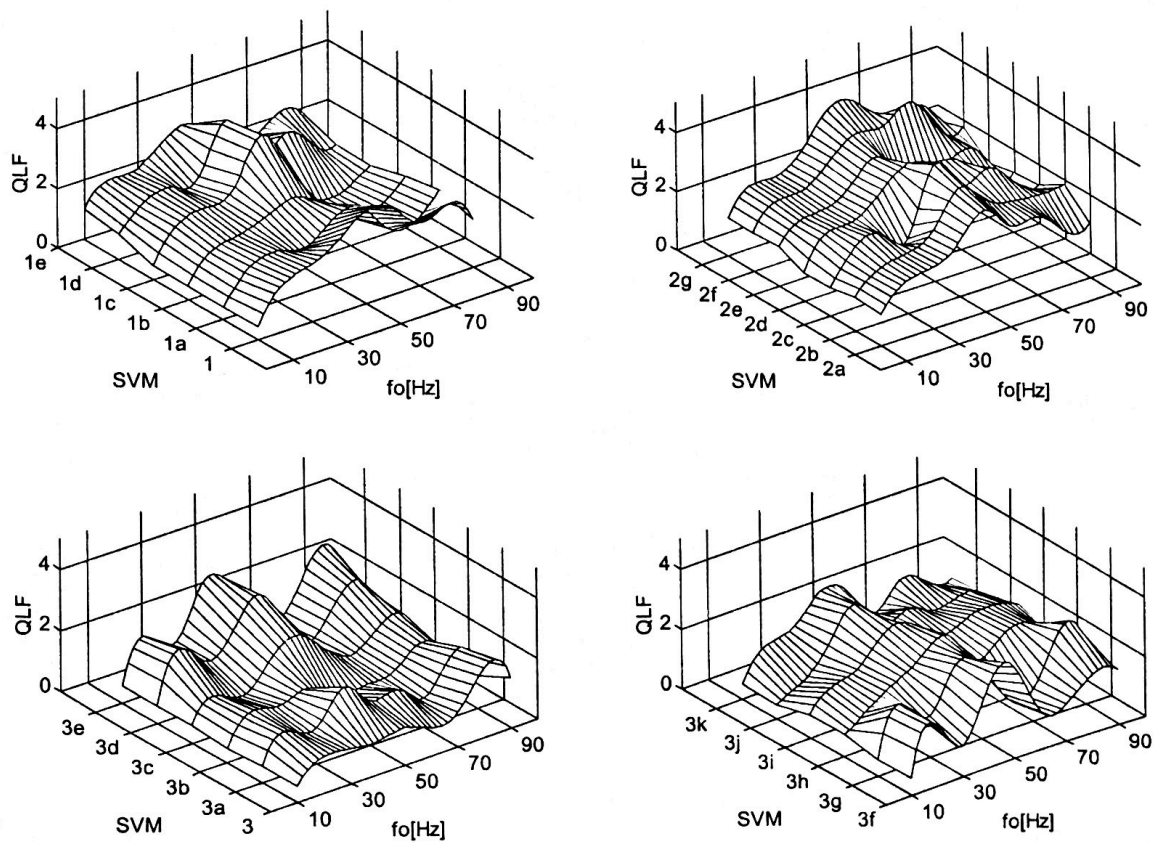


Figura A1.10 Factorul de calitate QLF (SVM) pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

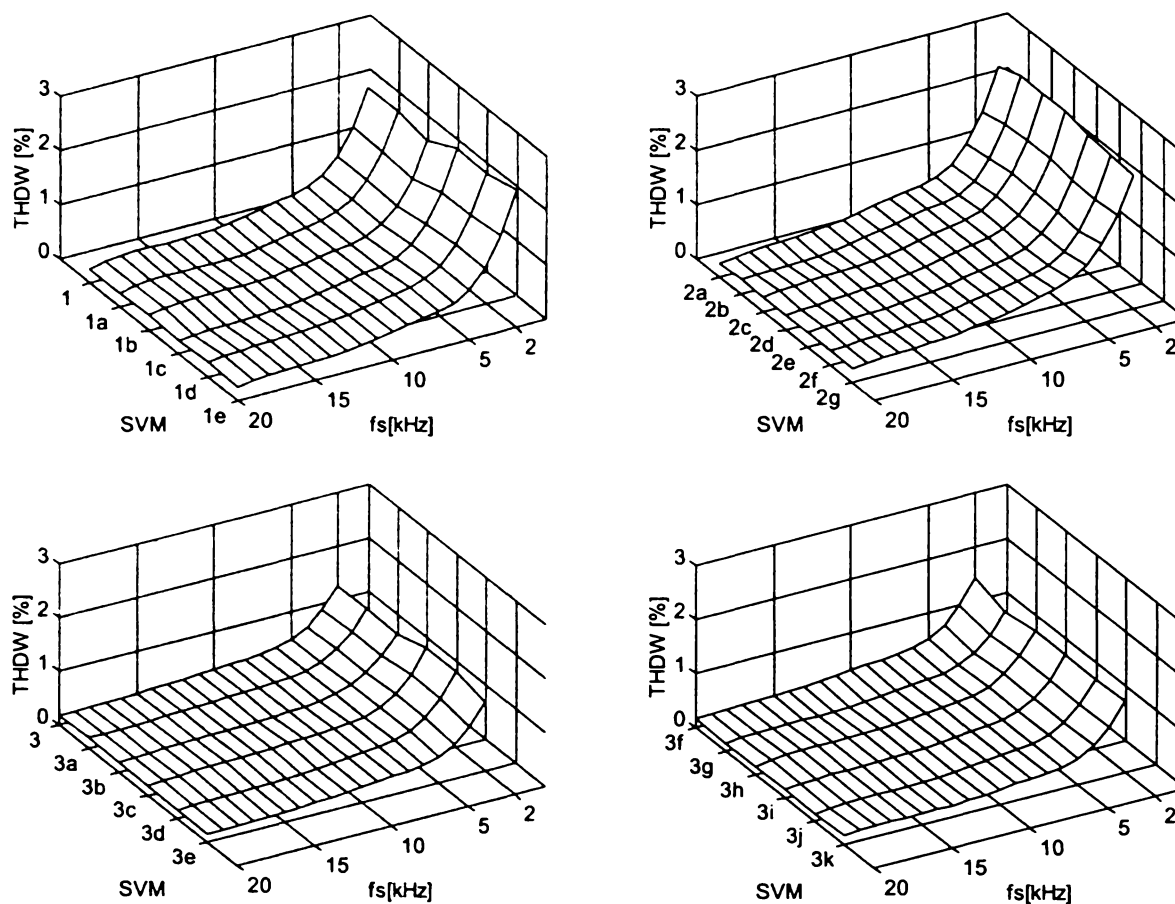


Figura A1.11 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SVM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

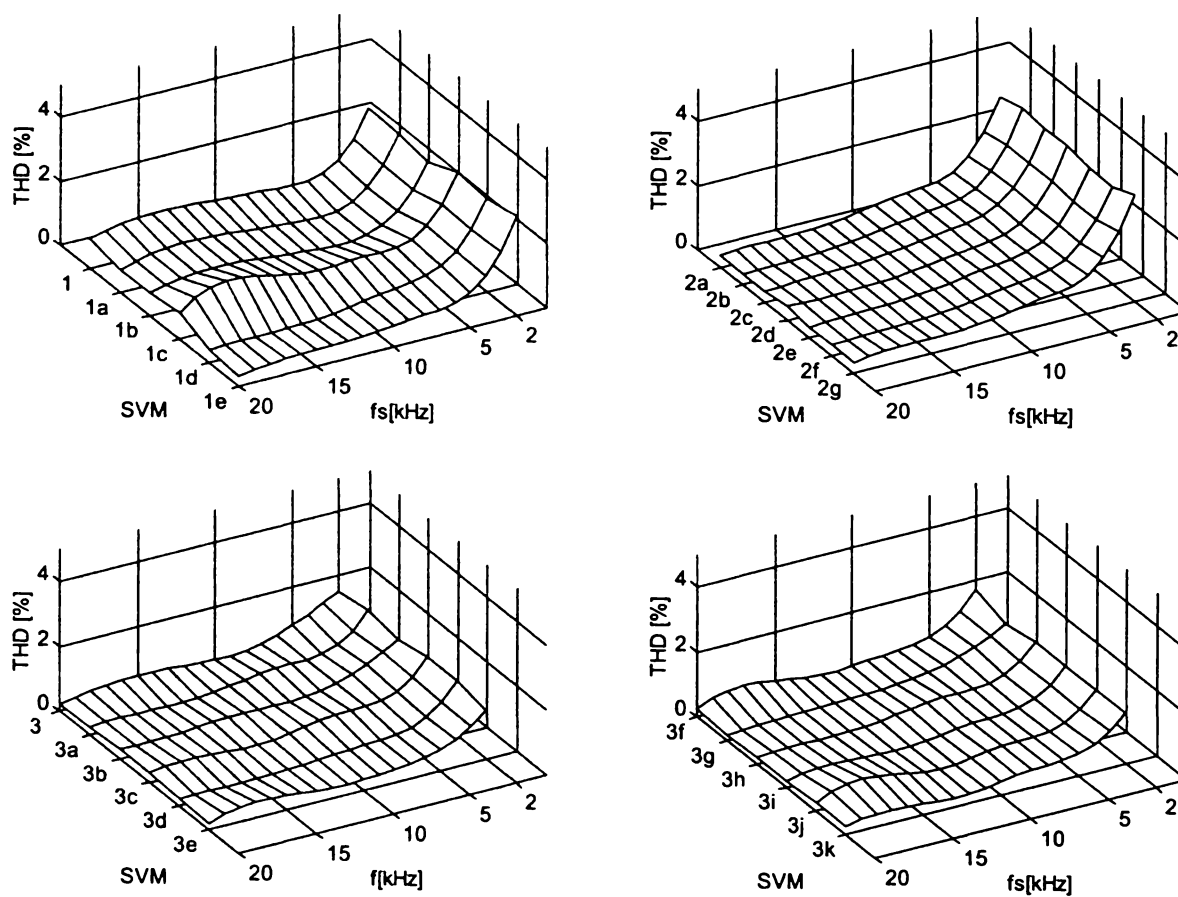


Figura A1.12 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

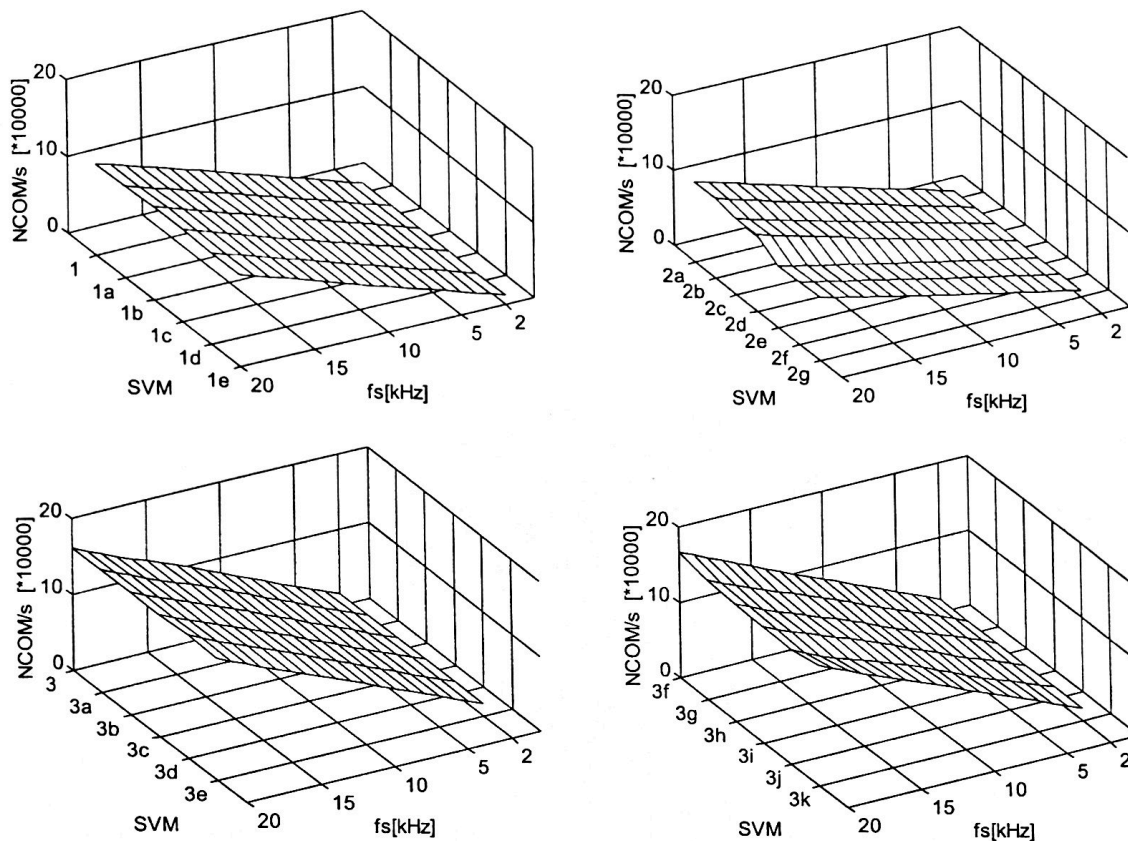


Figura A1.13 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SVM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

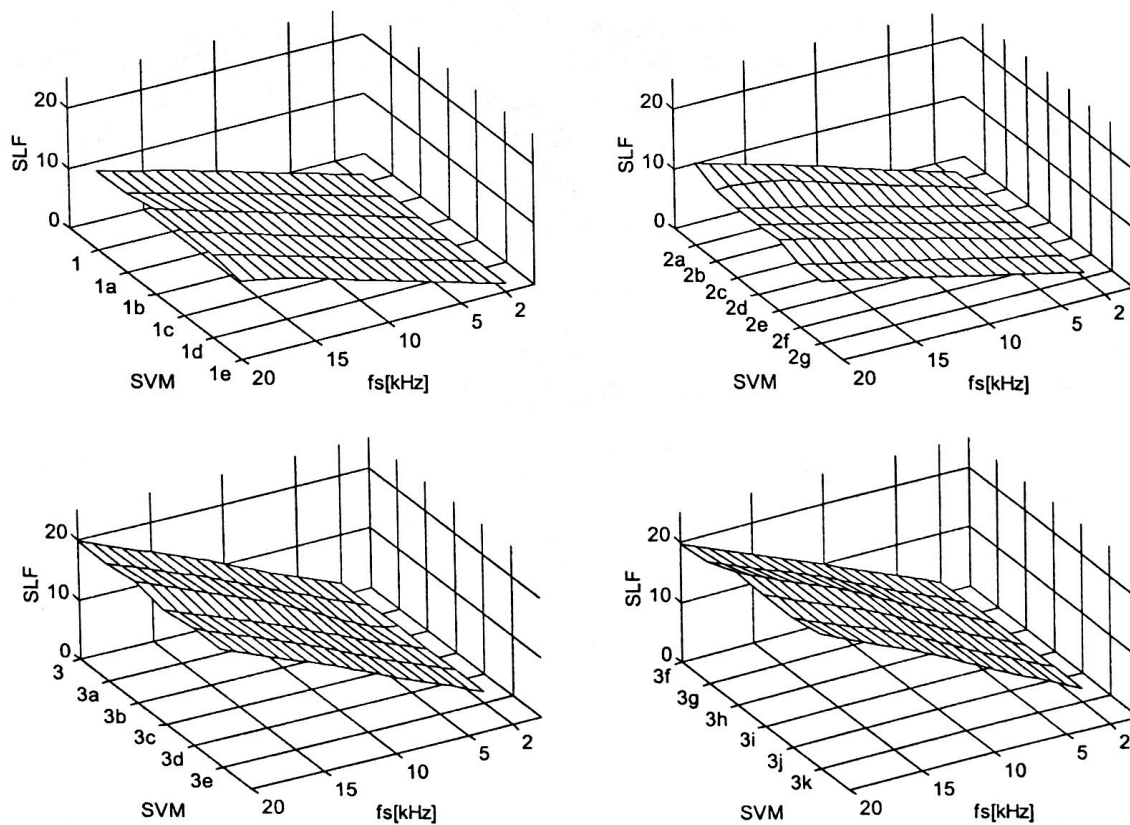


Figura A1.14 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SVM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

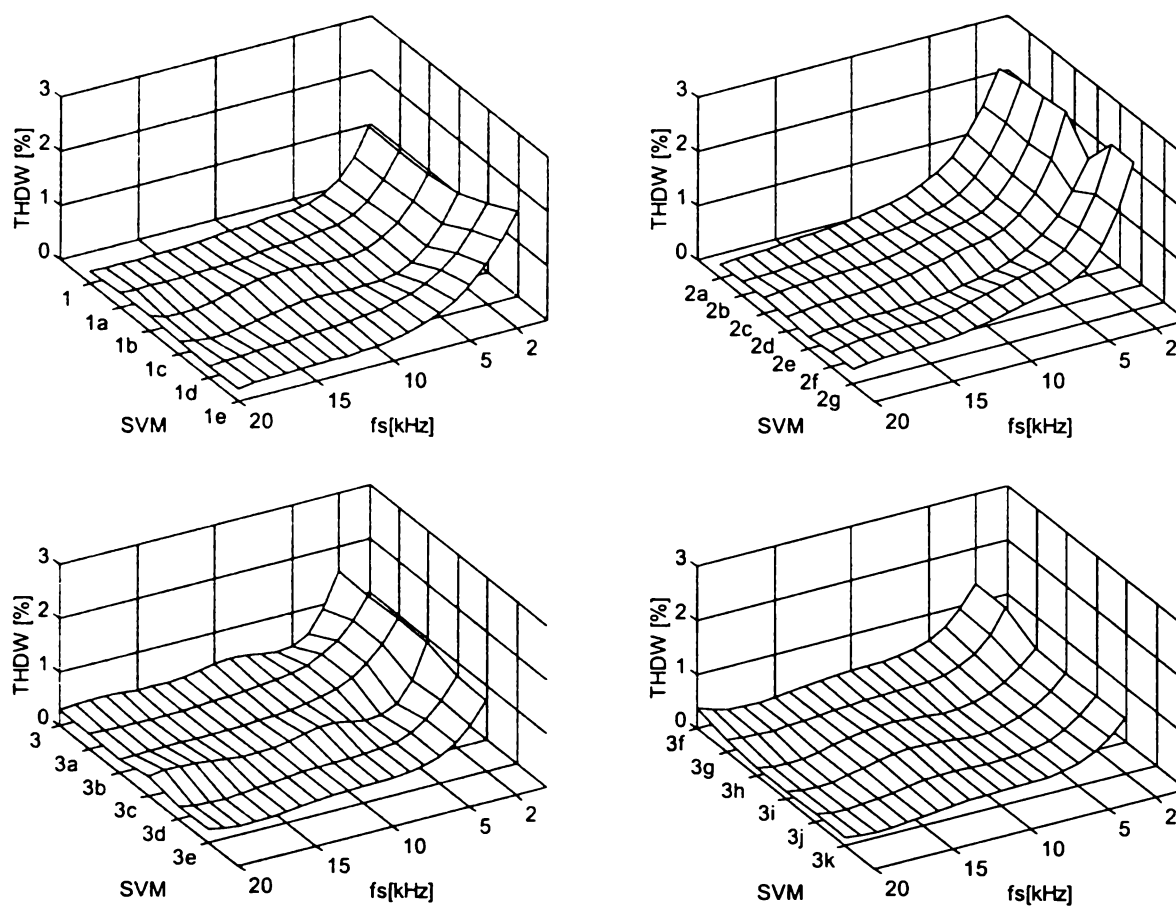


Figura A1.15 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SVM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 2\text{-}20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

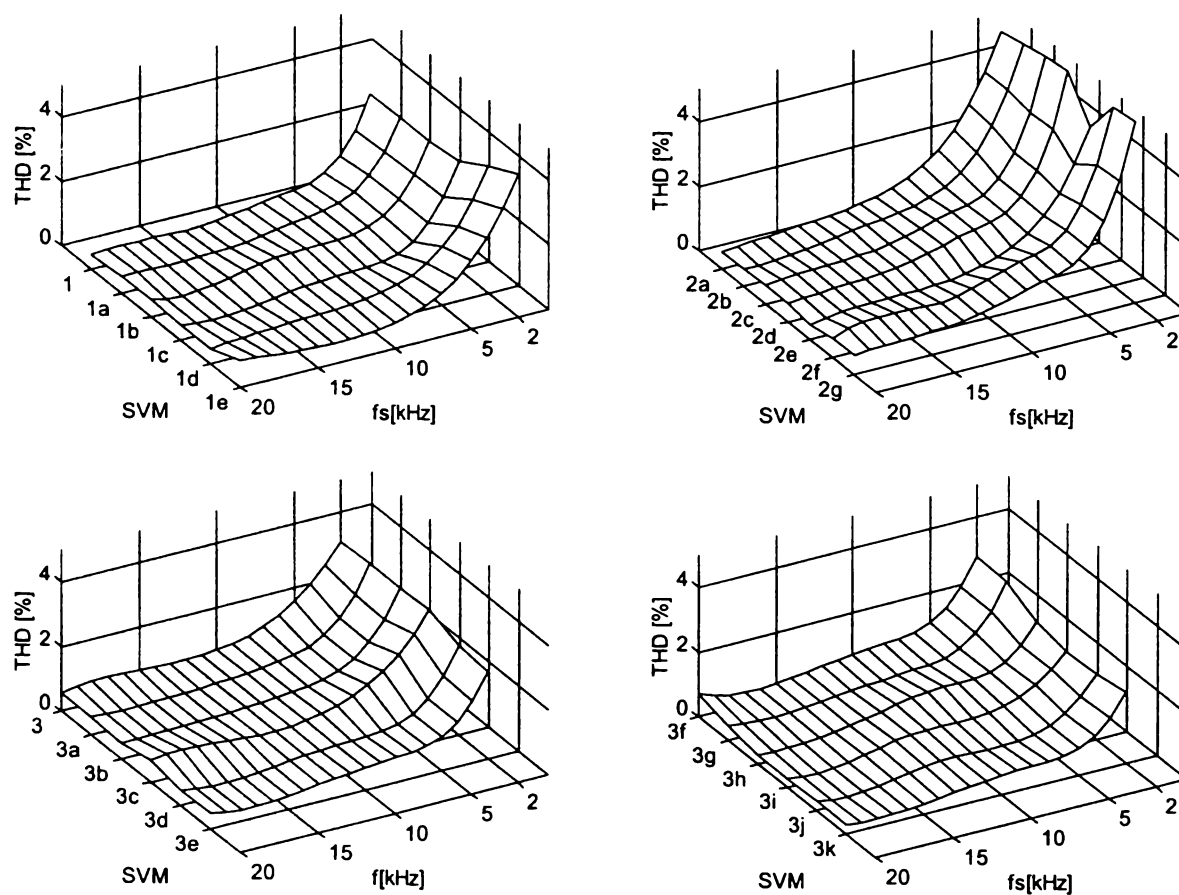


Figura A1.16 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 2\text{-}20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

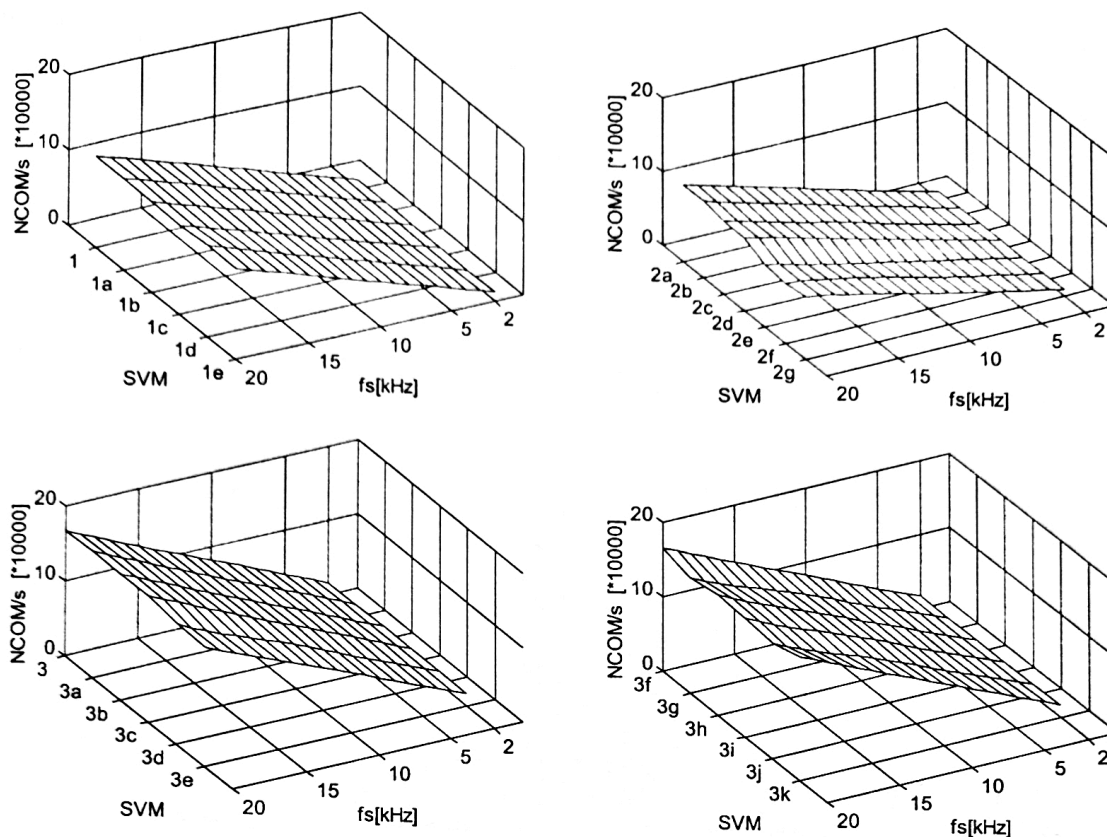


Figura A1.17 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SVM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

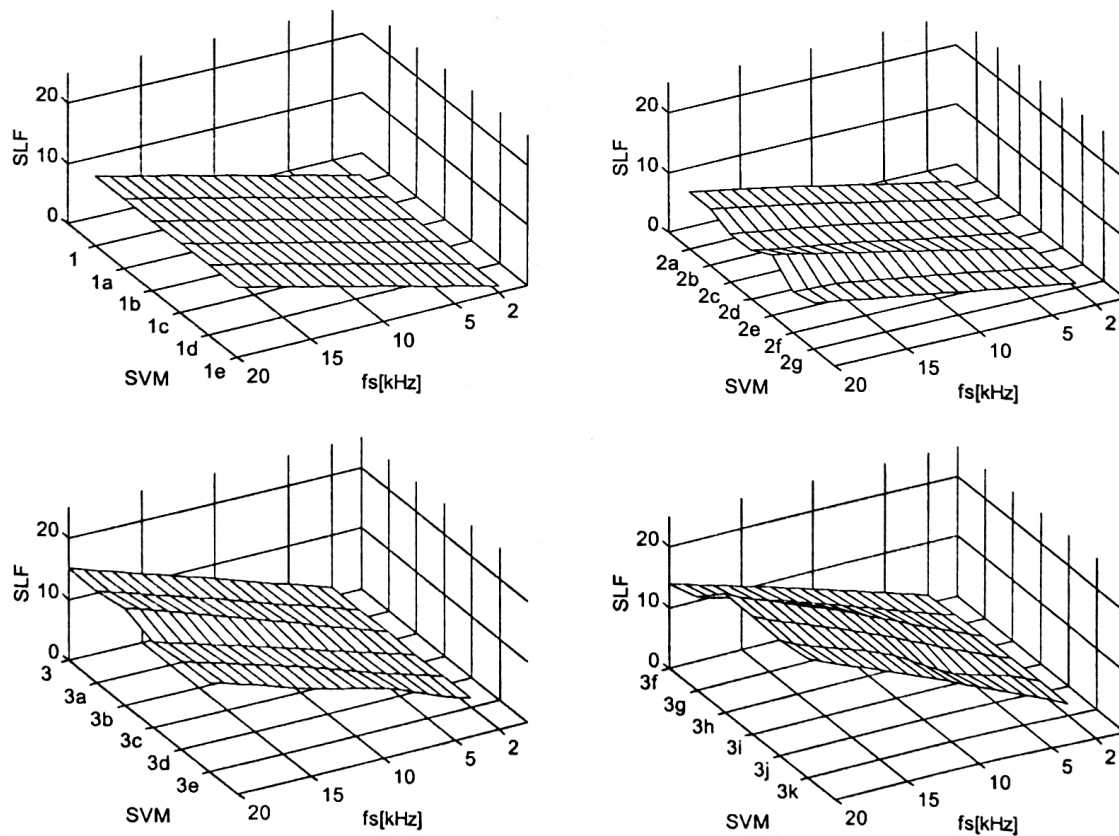


Figura A1.18 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SVM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

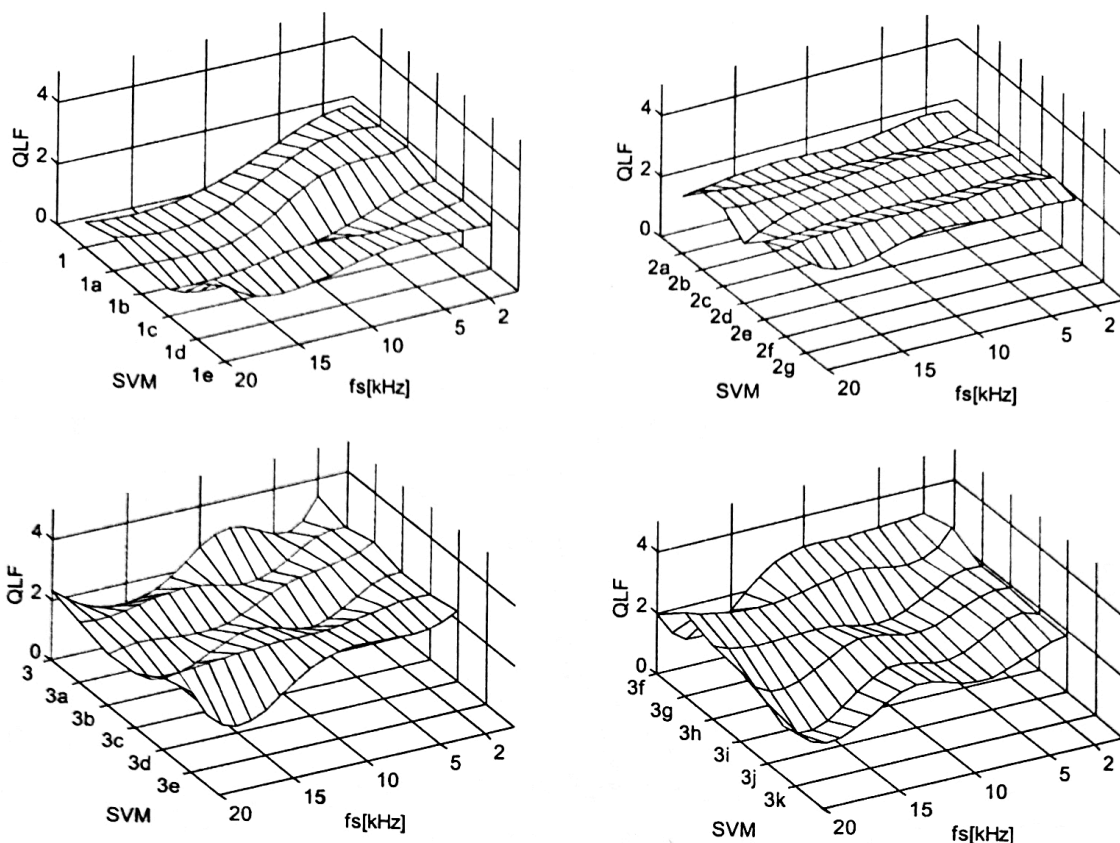


Figura A1.19 Factorul de calitate QLF (SVM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

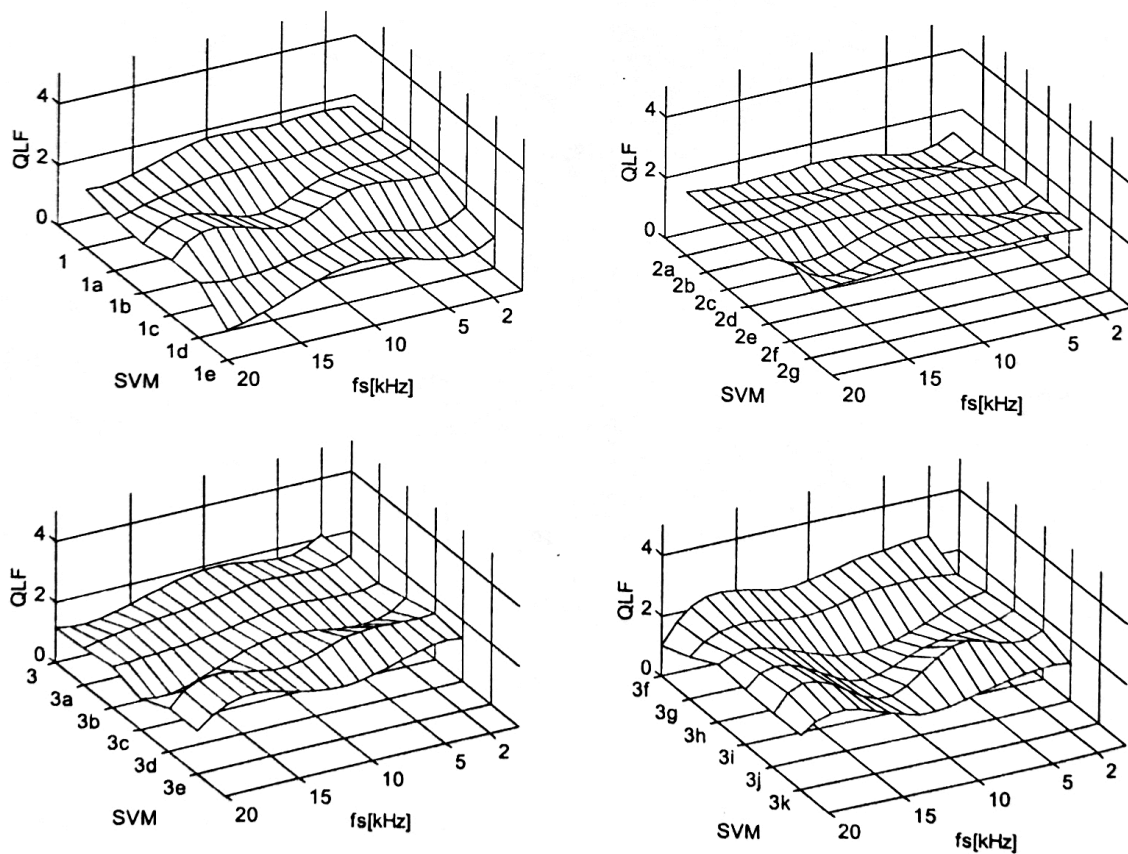


Figura A1.20 Factorul de calitate QLF (SVM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

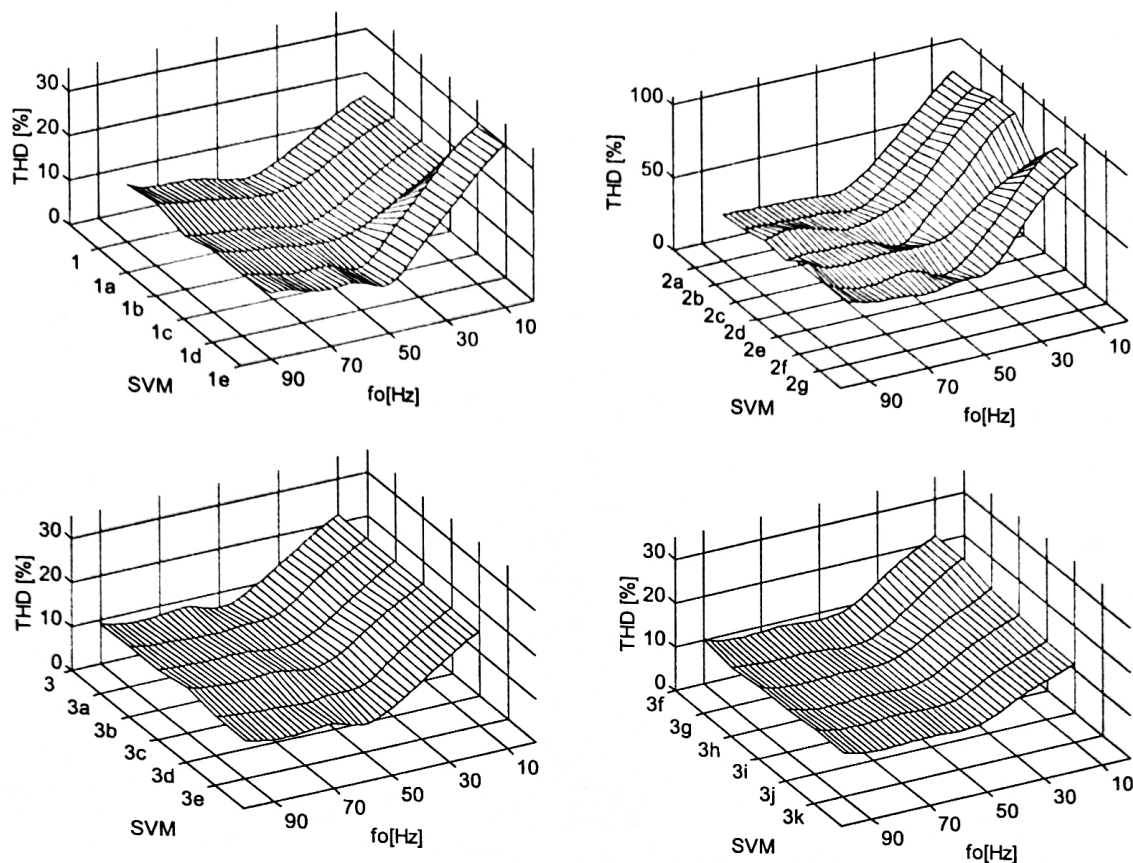


Figura A1.21 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 4\text{kHz}$ ,  $f_R = 1,5\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

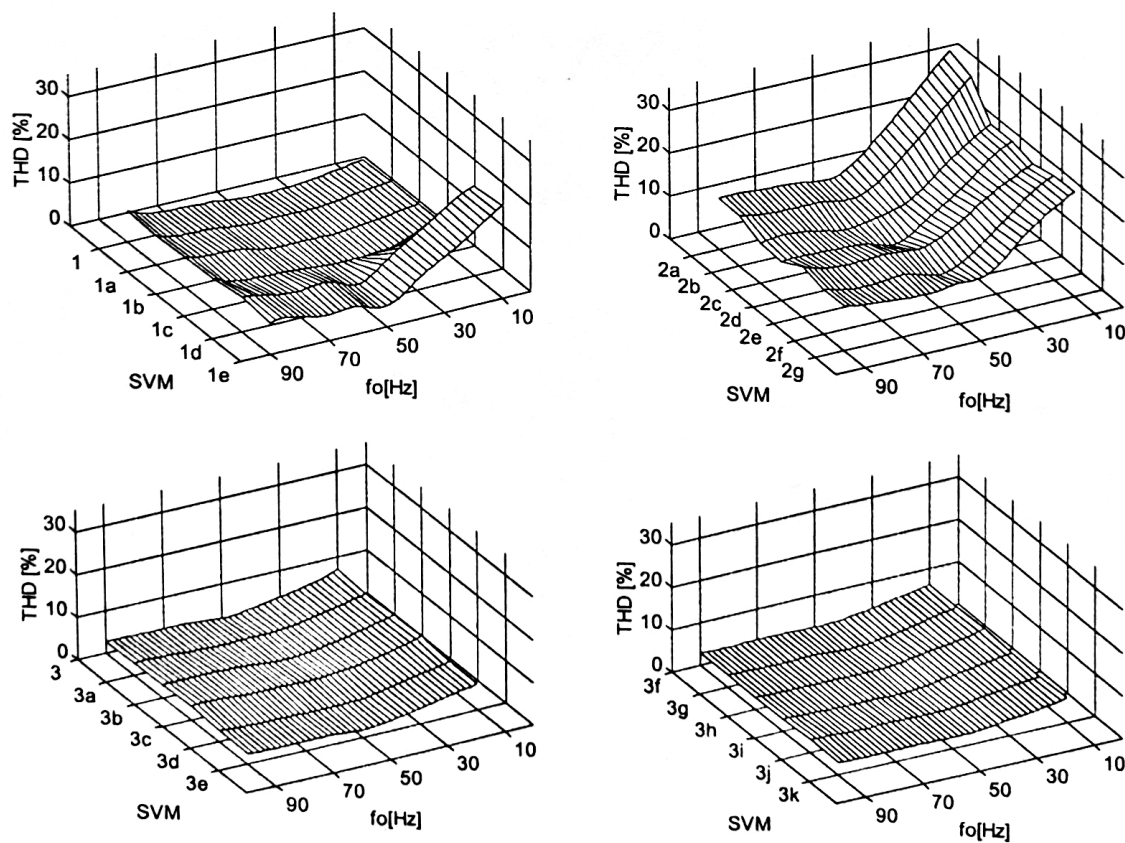


Figura A1.22 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 4\text{kHz}$ ,  $f_R = 0,8\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

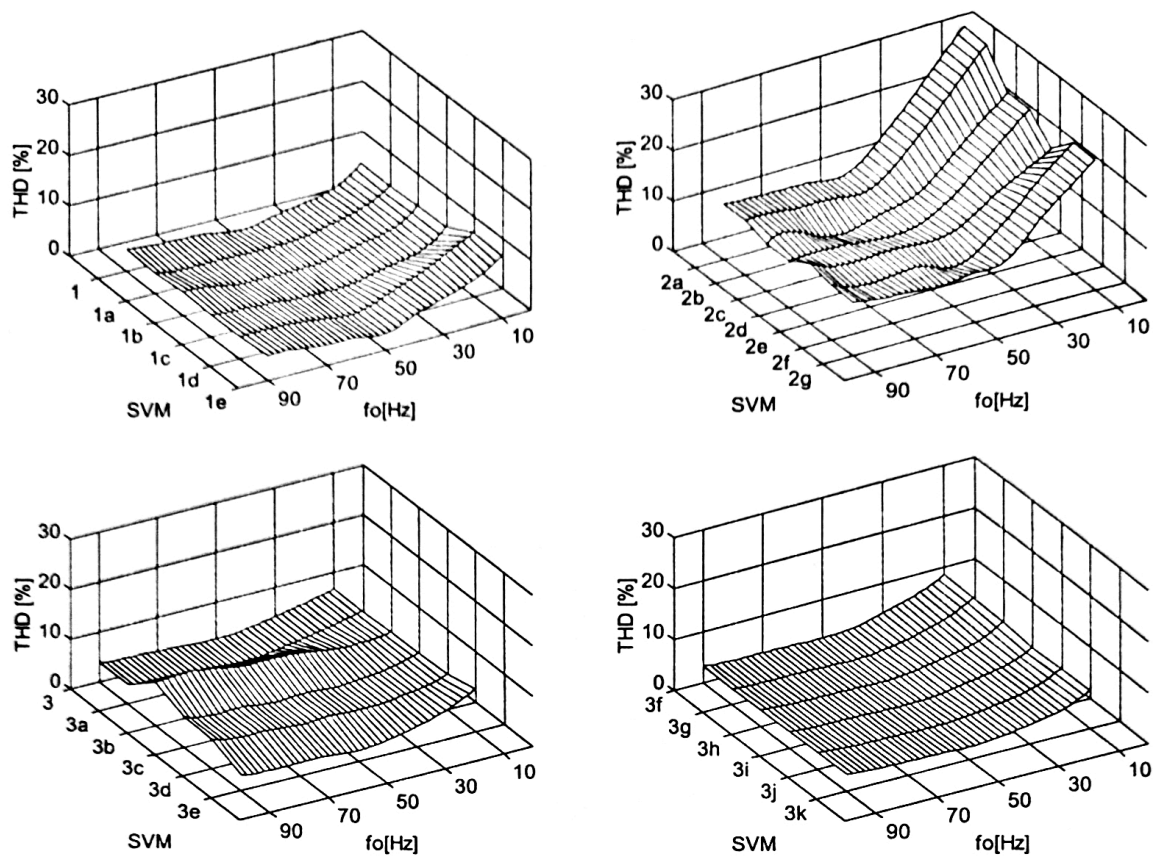


Figura A1.23 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 20\text{kHz}$ ,  $f_R = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

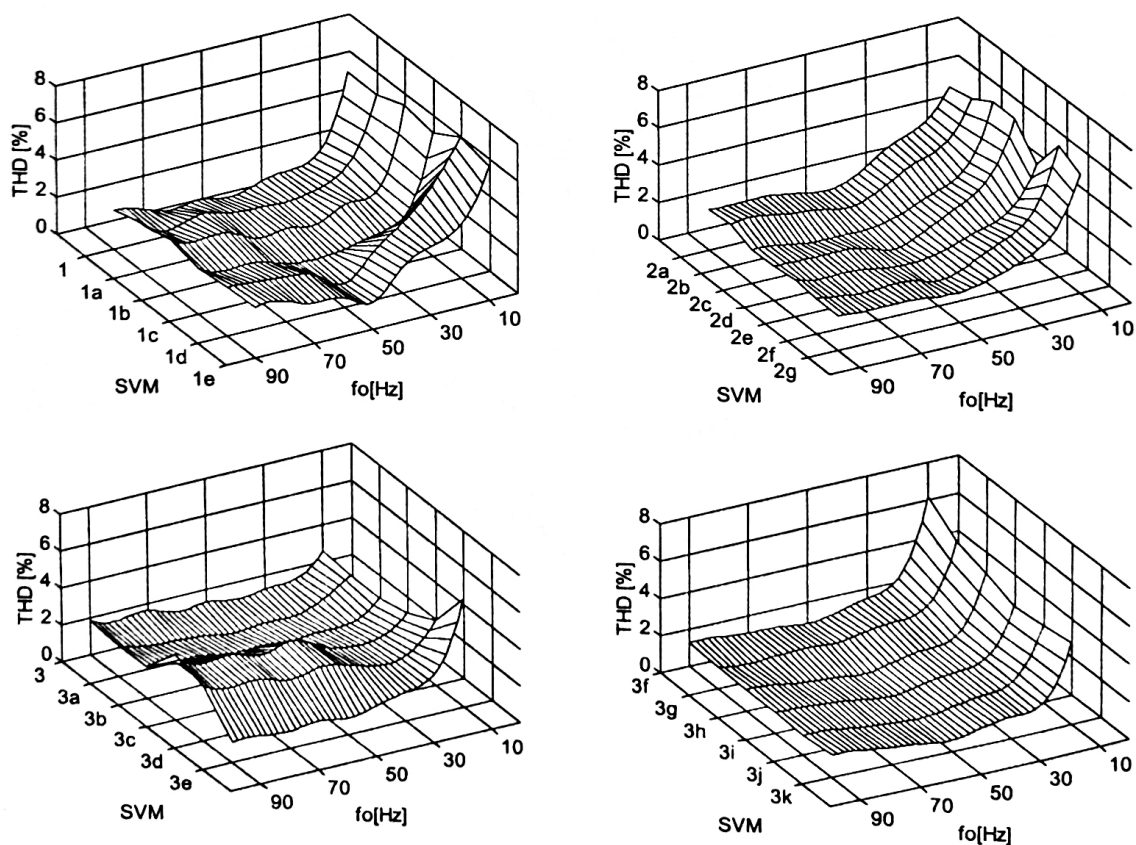


Figura A1.24 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SVM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 20\text{kHz}$ ,  $f_R = 1,5\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )



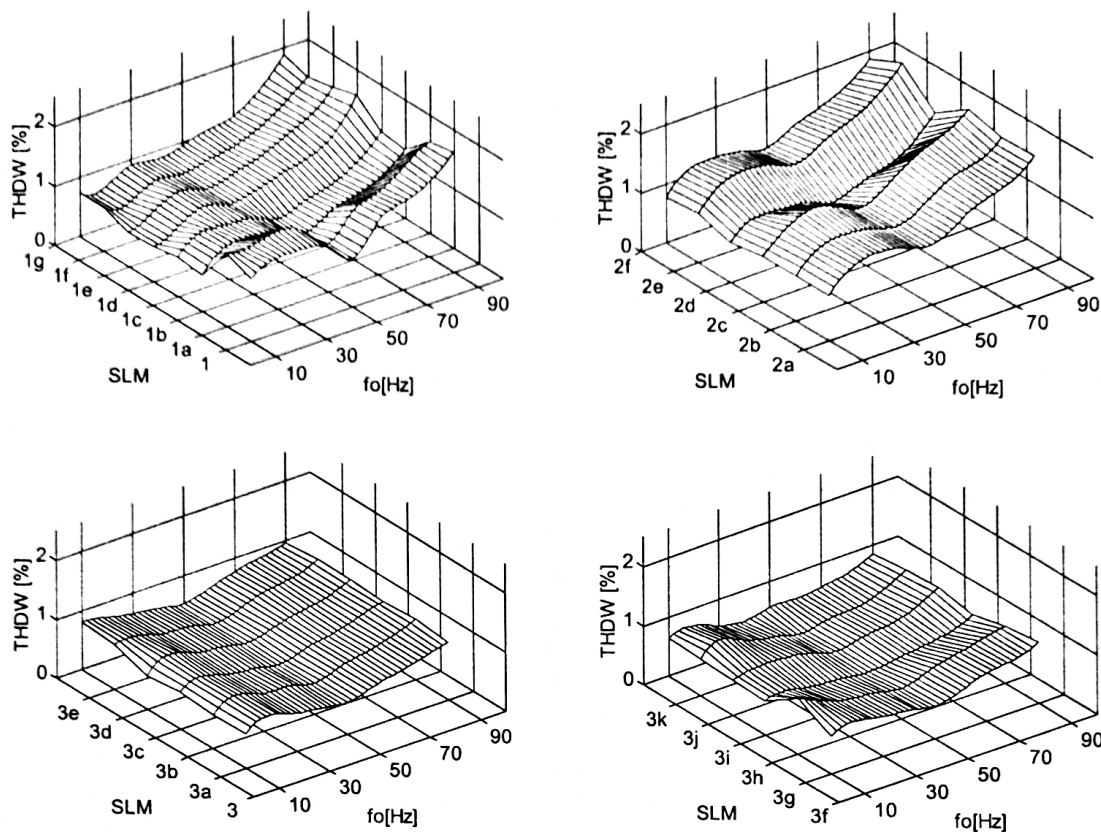


Figura A2.1 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SLM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

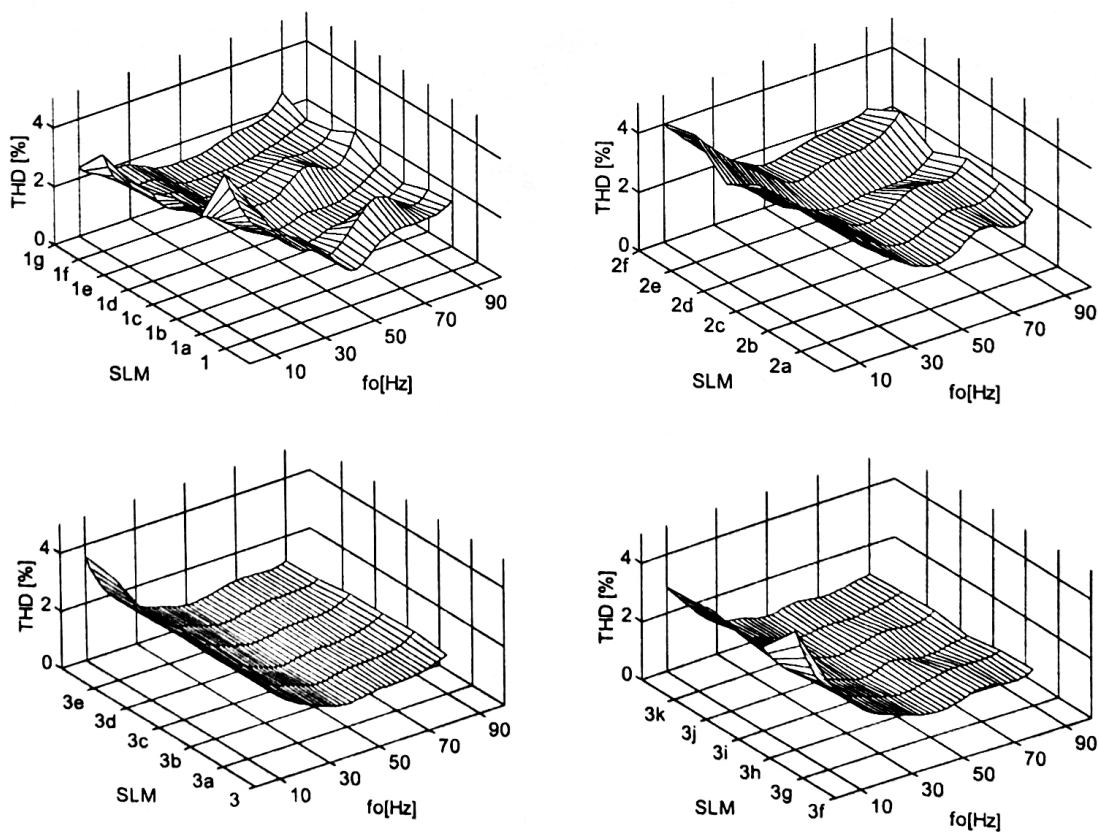


Figura A2.2 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

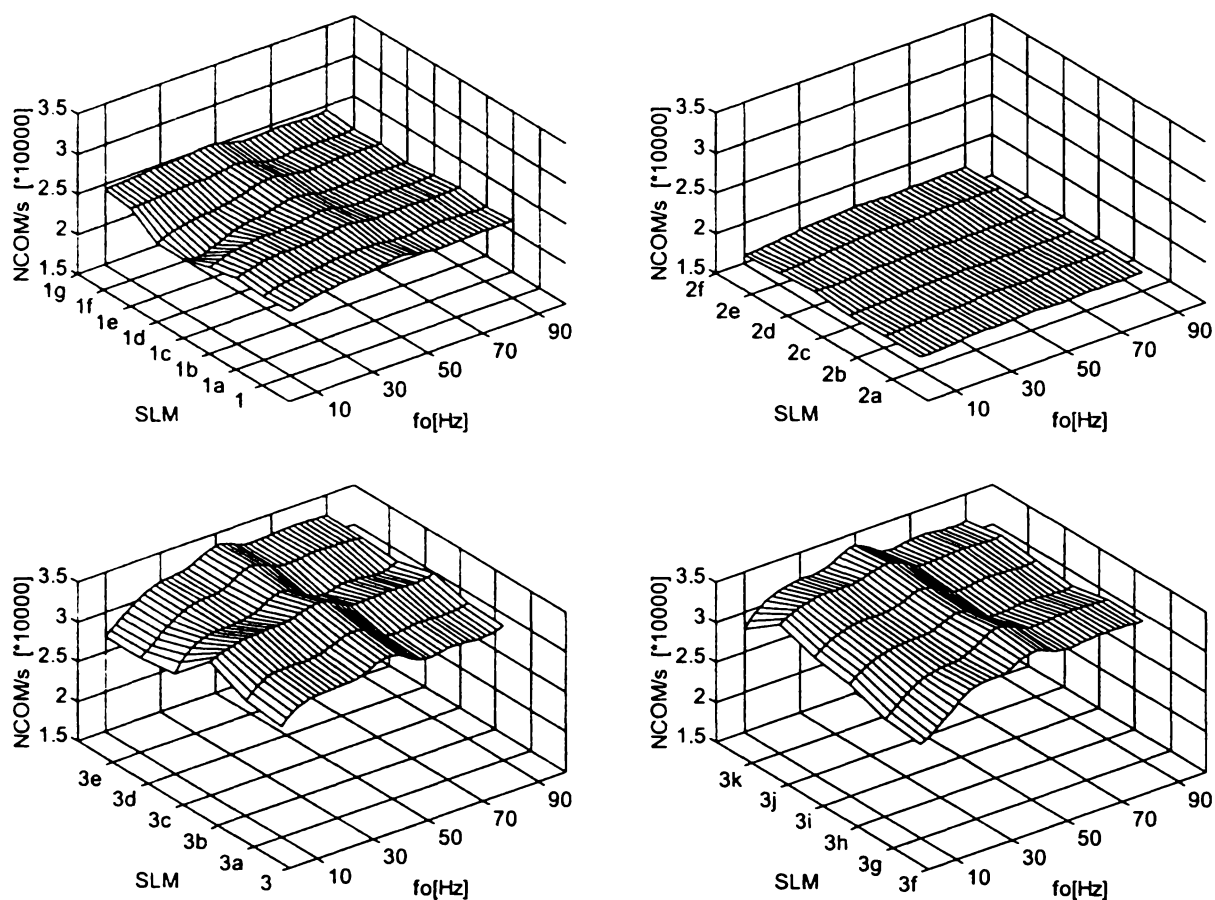


Figura A2.3 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SLM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

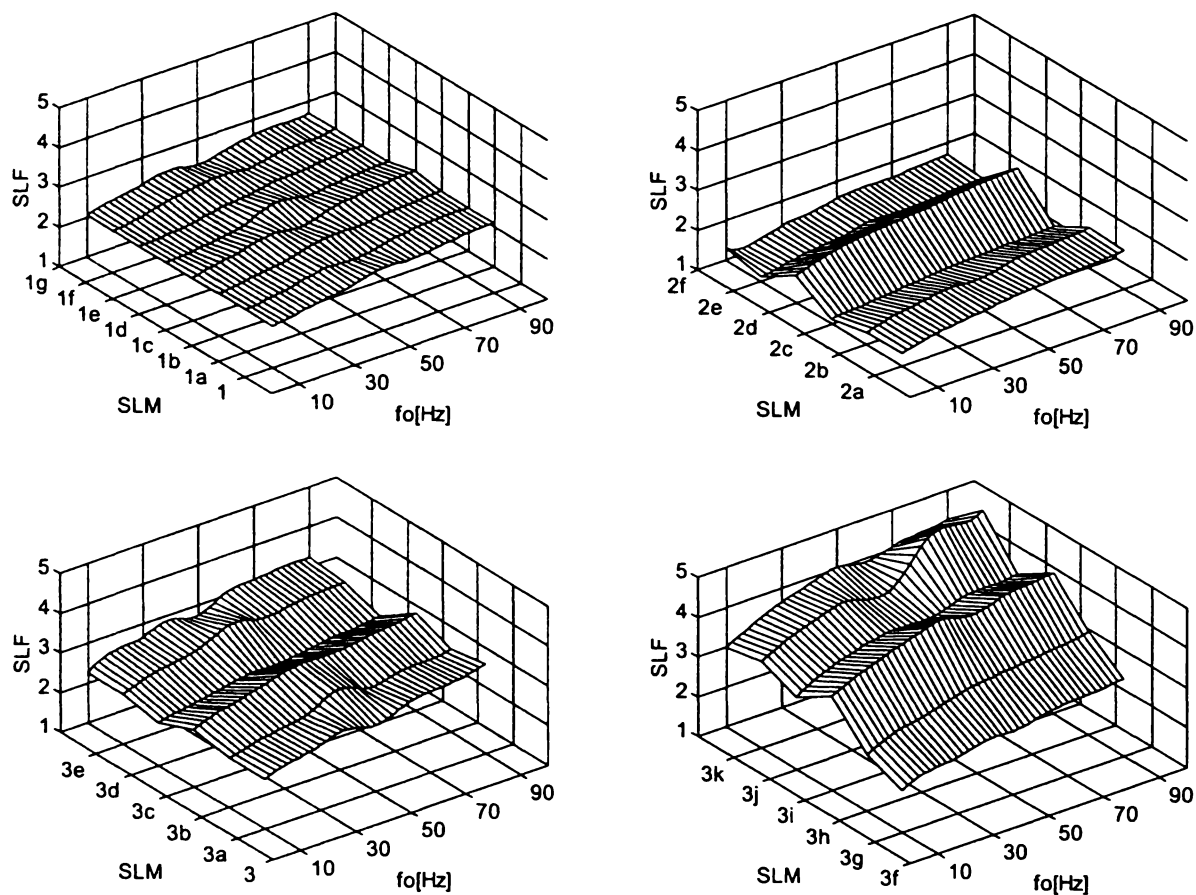


Figura A2.4 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SLM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

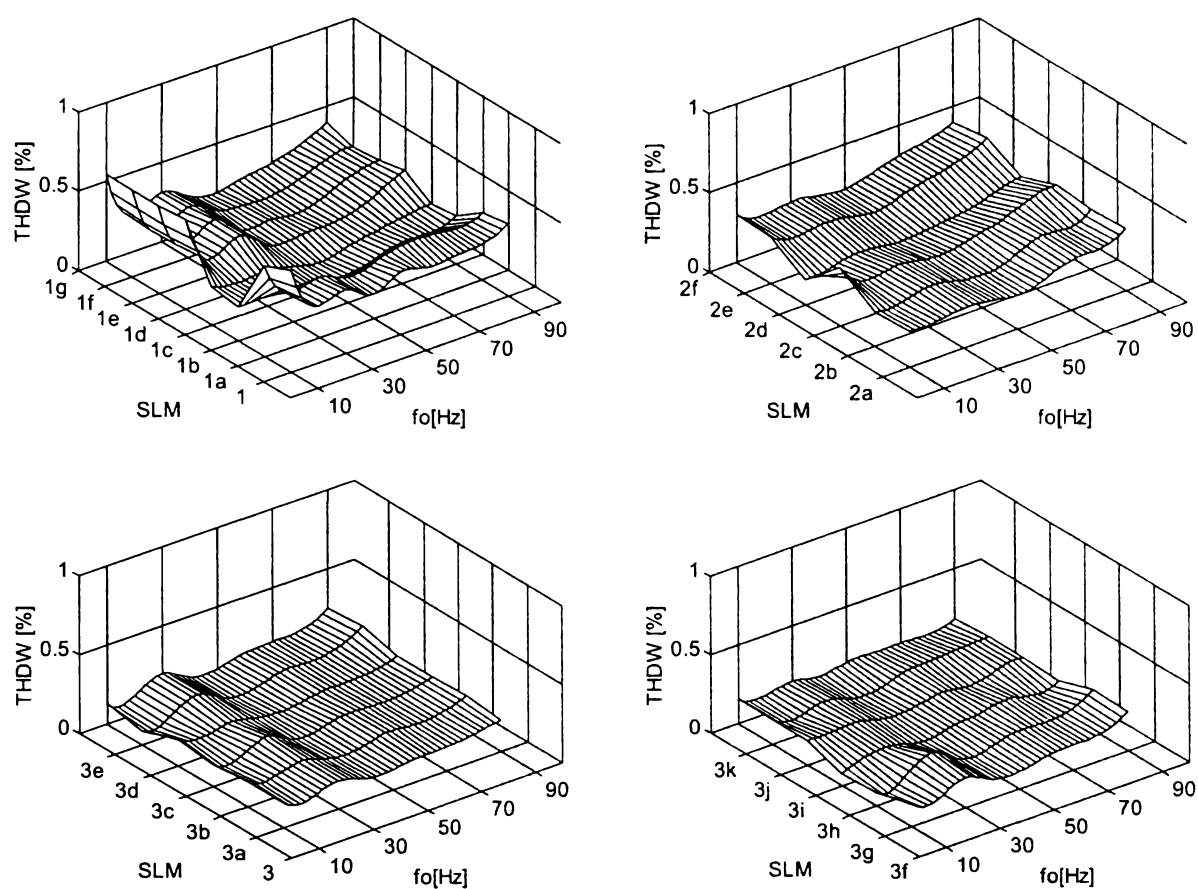


Figura A2.5 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SLM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

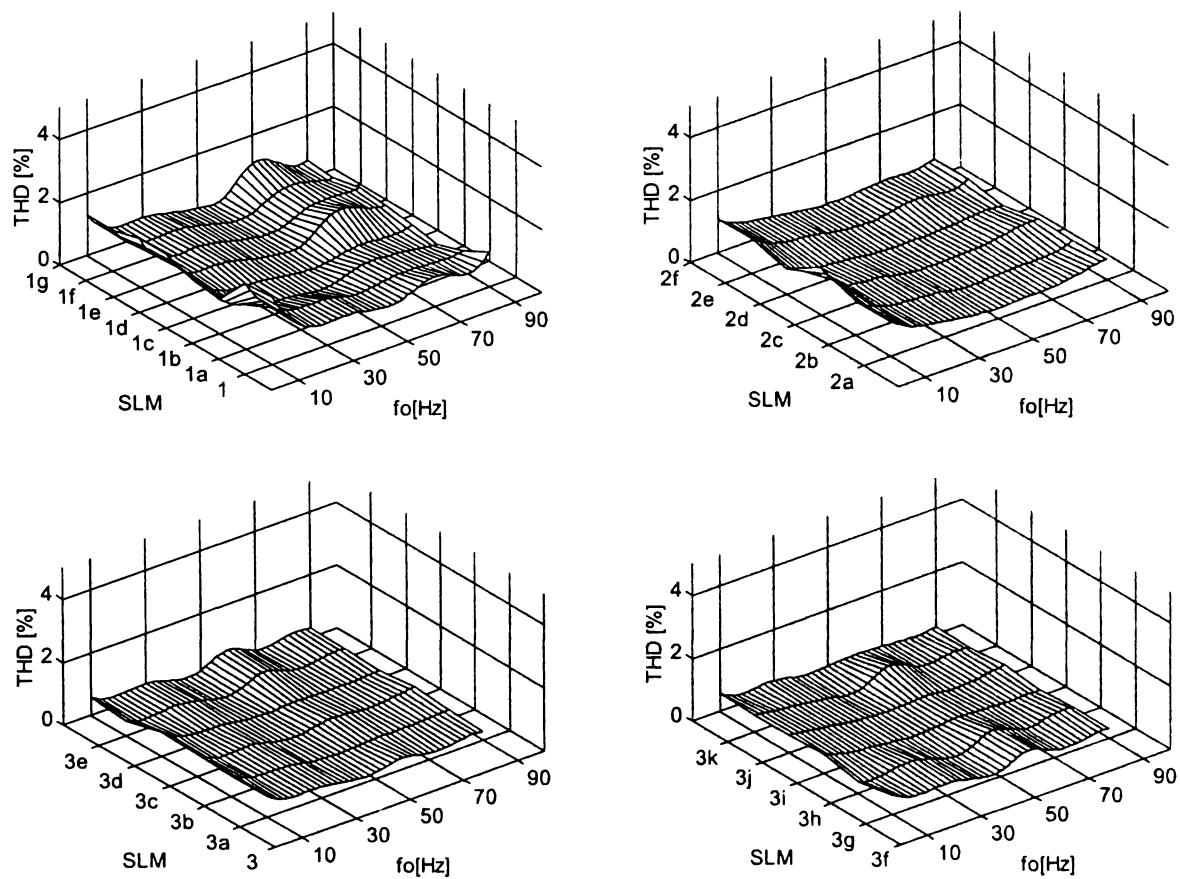


Figura A2.6 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

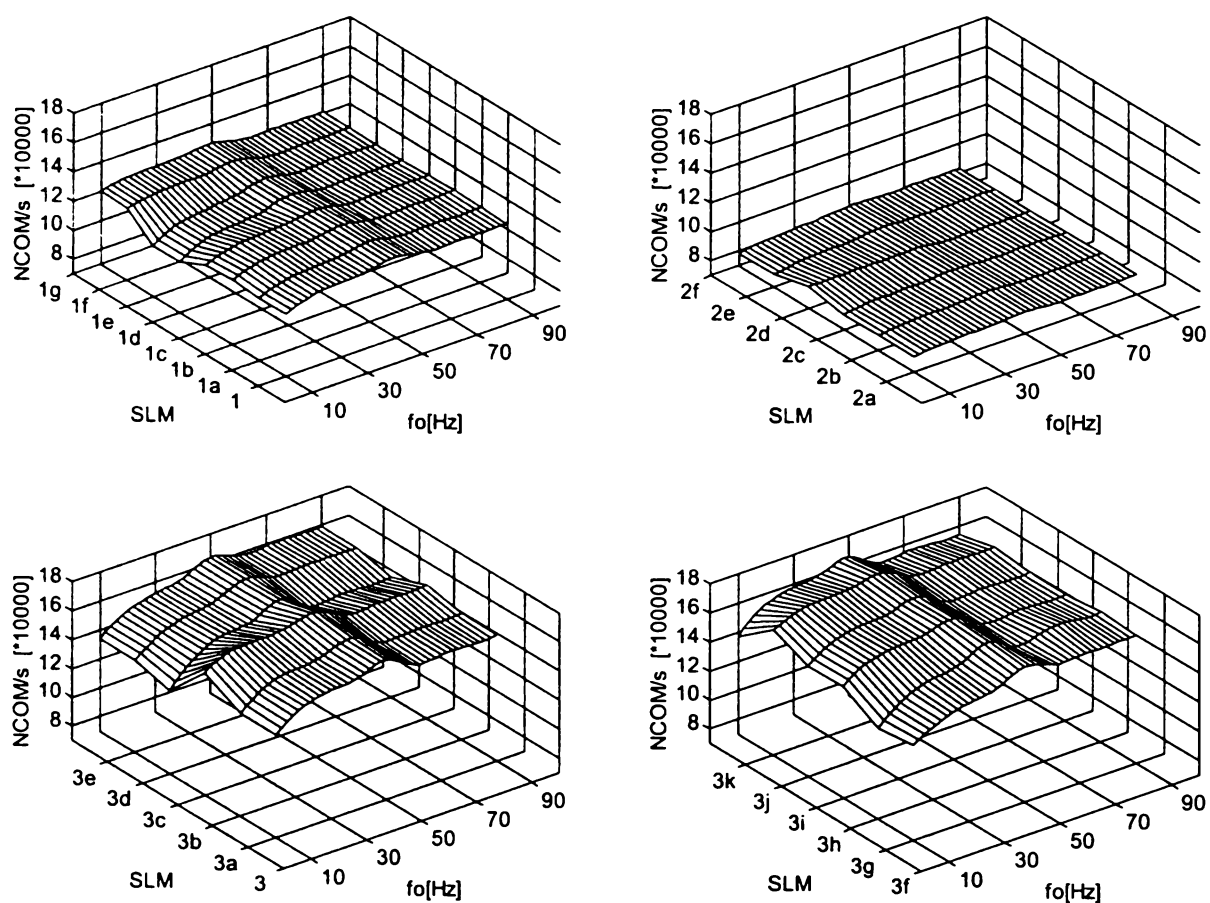


Figura A2.7 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SLM) pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

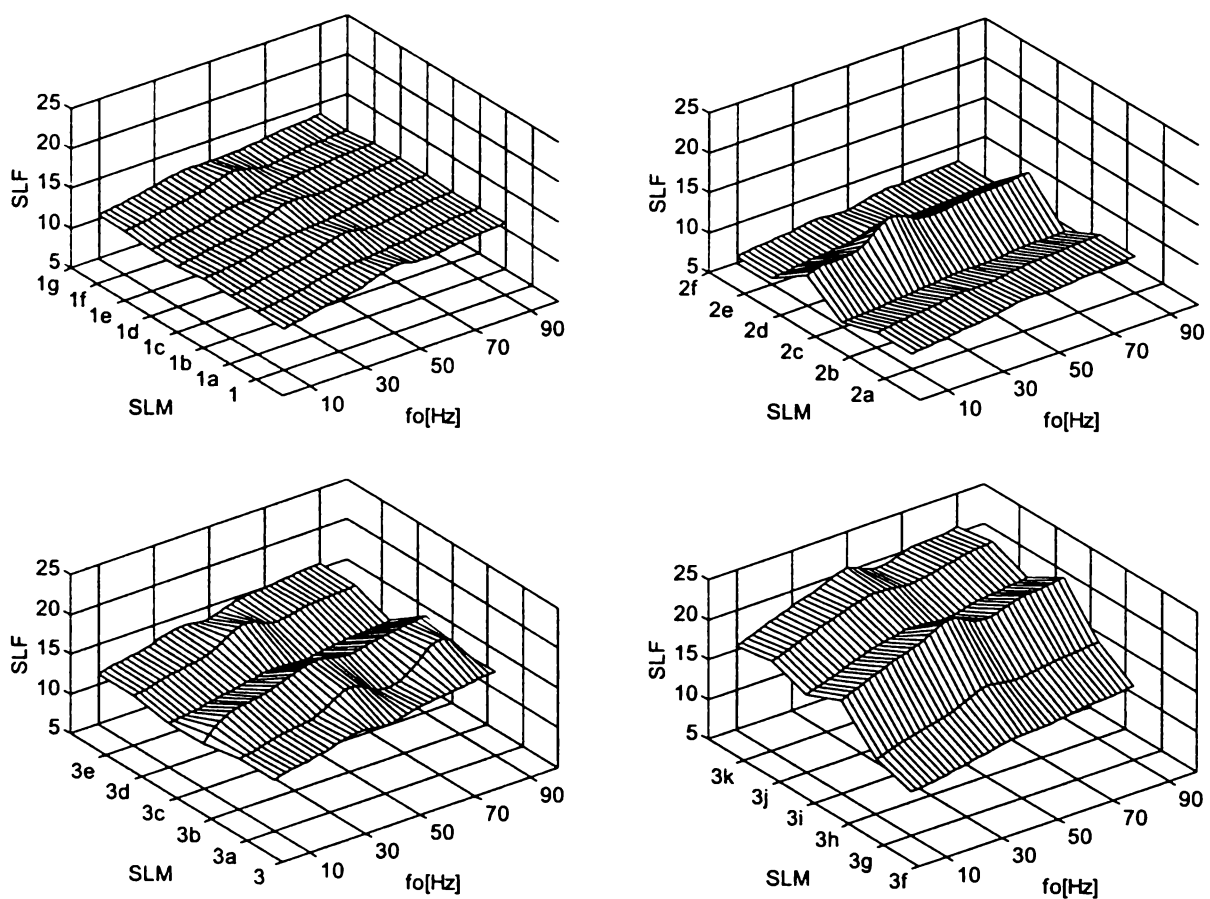


Figura A2.8 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SLM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

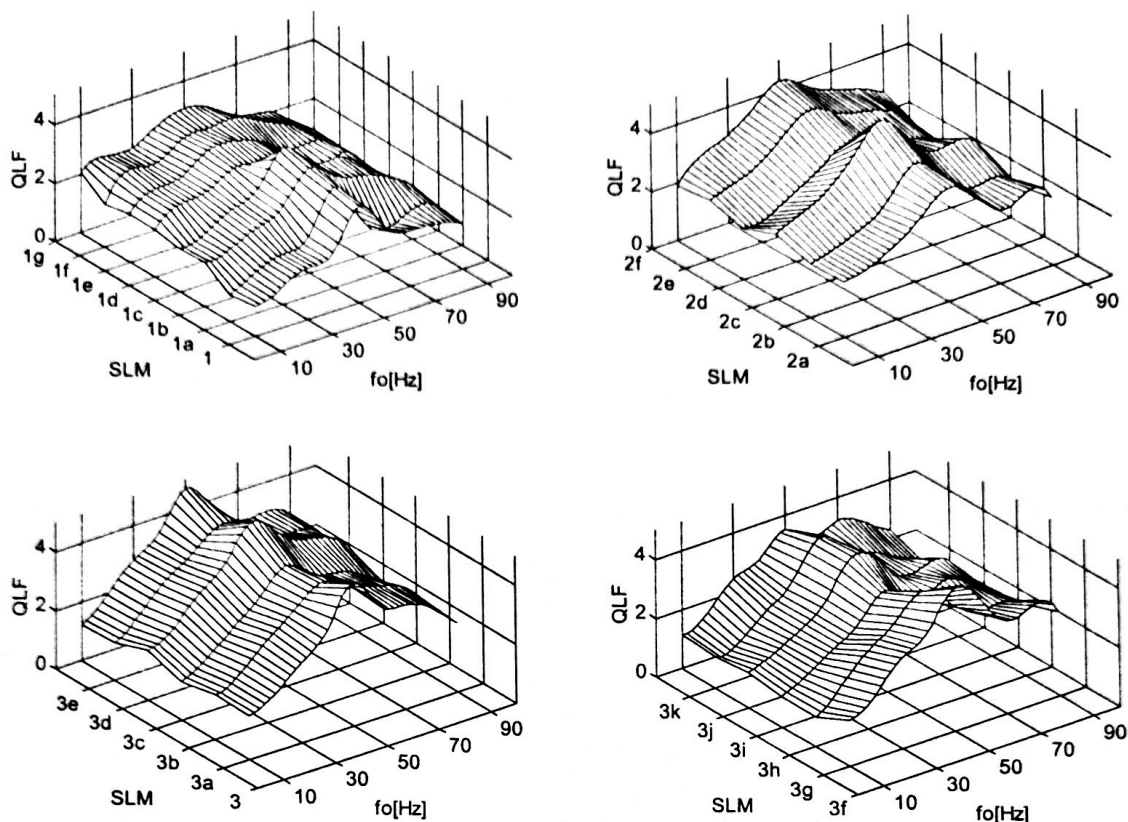


Figura A2.9 Factorul de calitate QLF (SLM) pentru  $f_s = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

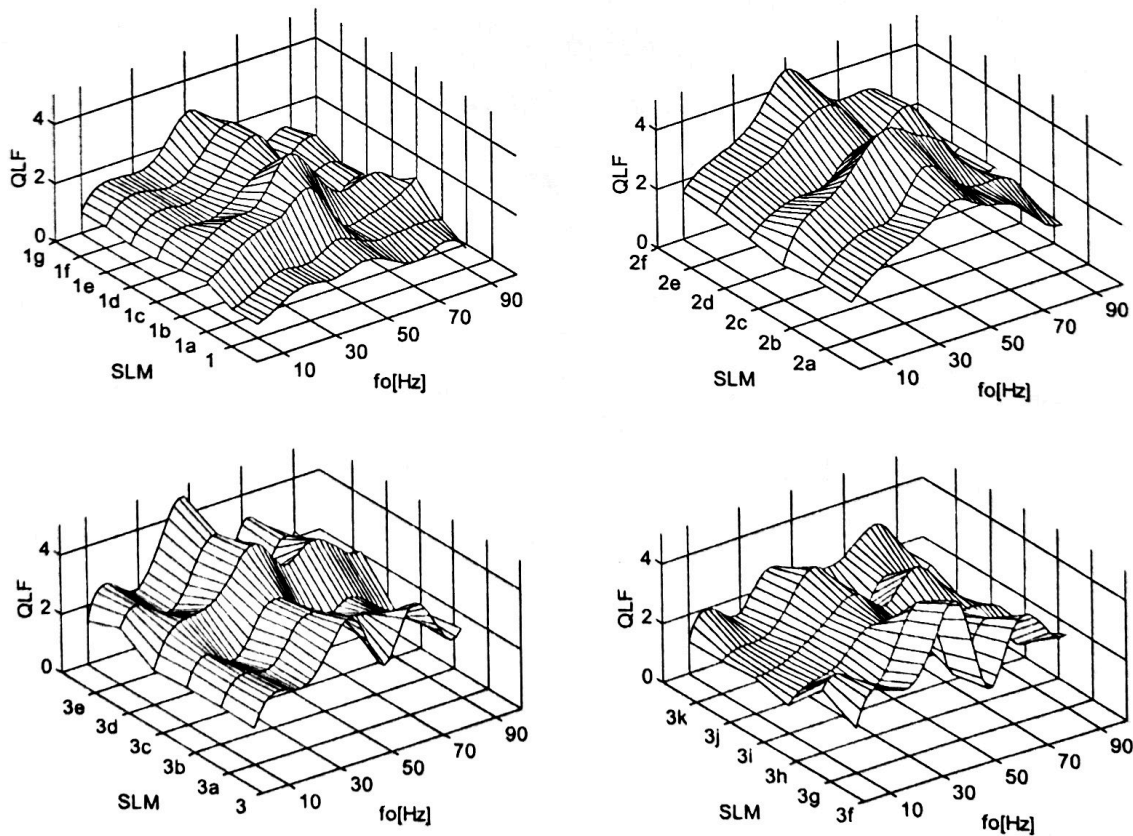


Figura A2.10 Factorul de calitate QLF (SLM) pentru  $f_s = 20\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

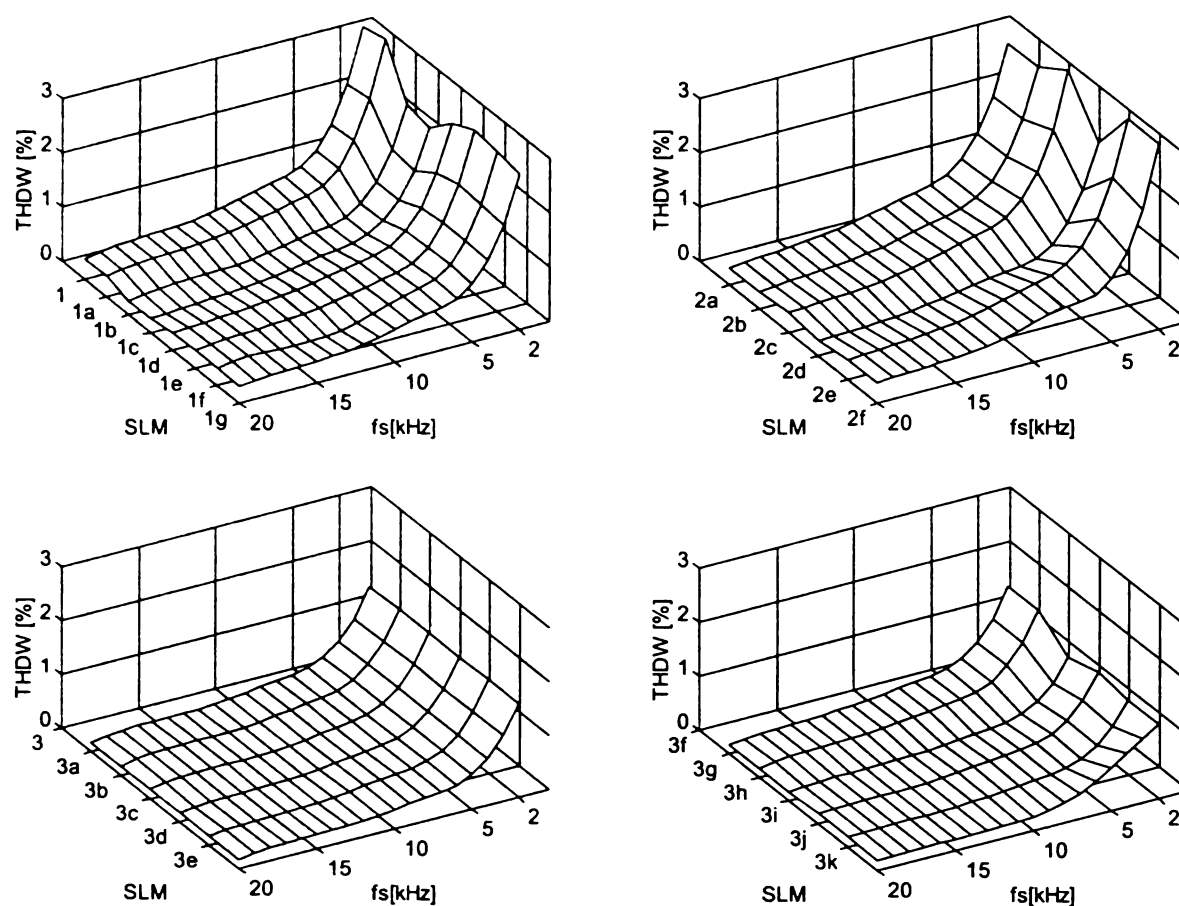


Figura A2.11 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SLM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 2-20$  kHz și  $f_0 = 80$  Hz ( $R = 10\Omega$   $L = 30$  mH)

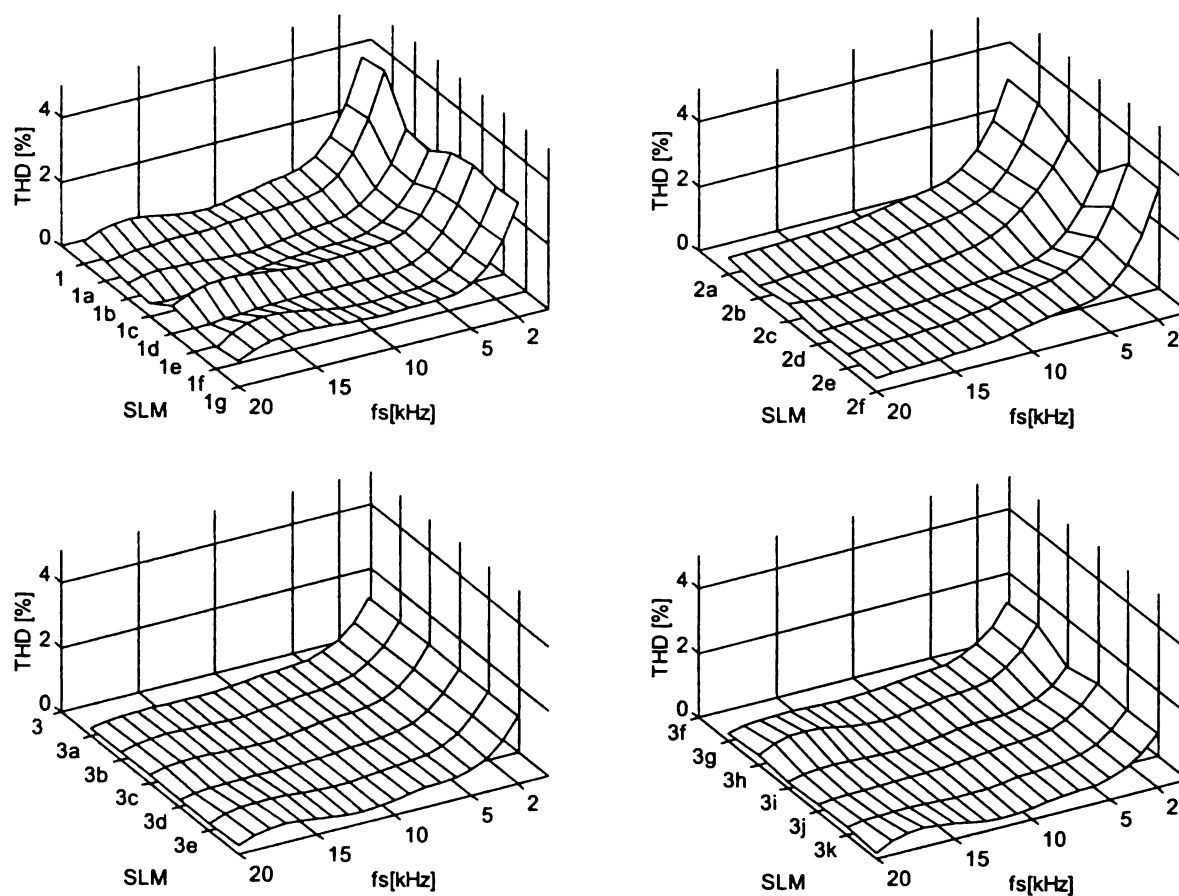


Figura A2.12 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 2-20$  kHz și  $f_0 = 80$  Hz ( $R = 10\Omega$   $L = 30$  mH)

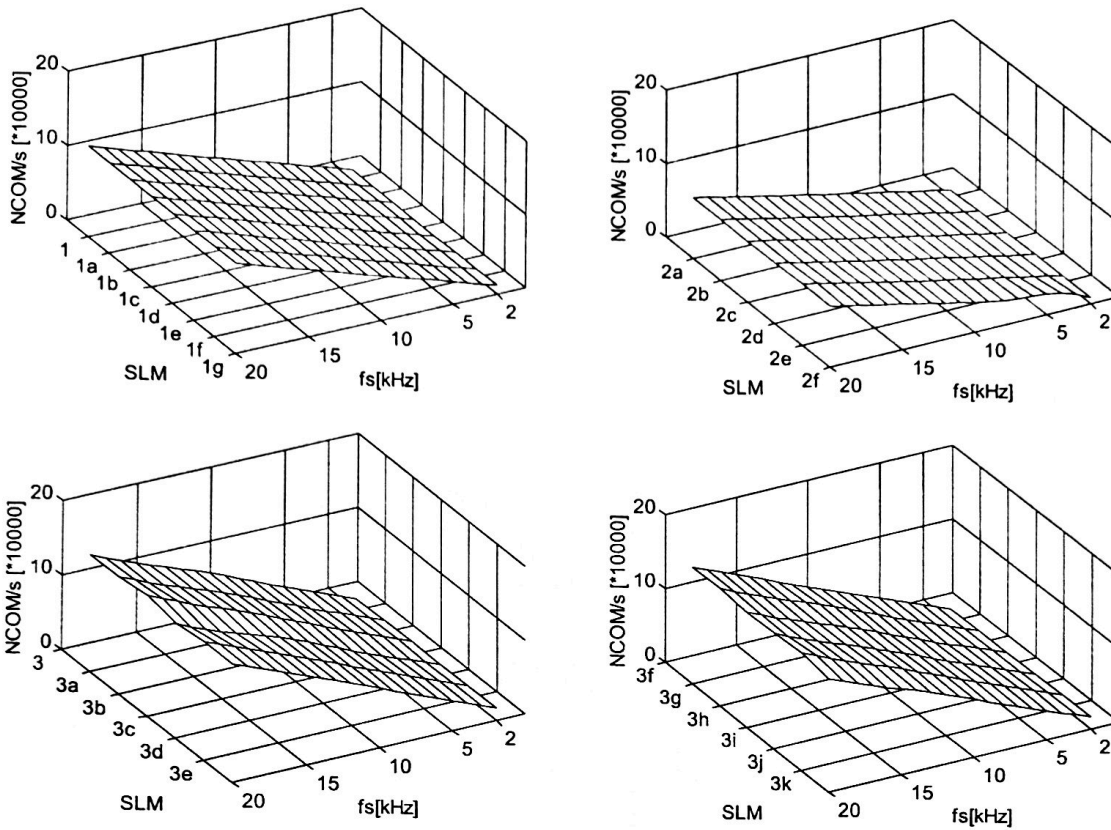


Figura A2.13 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SLM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

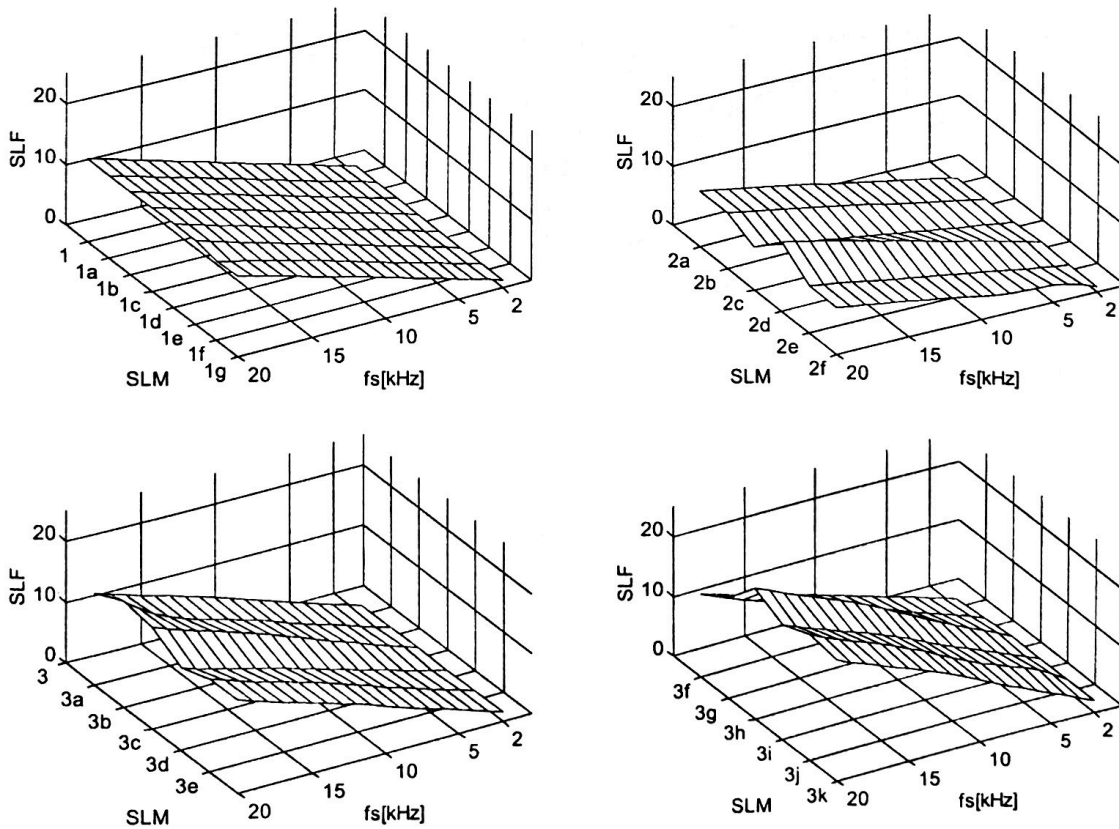


Figura A2.14 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SLM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

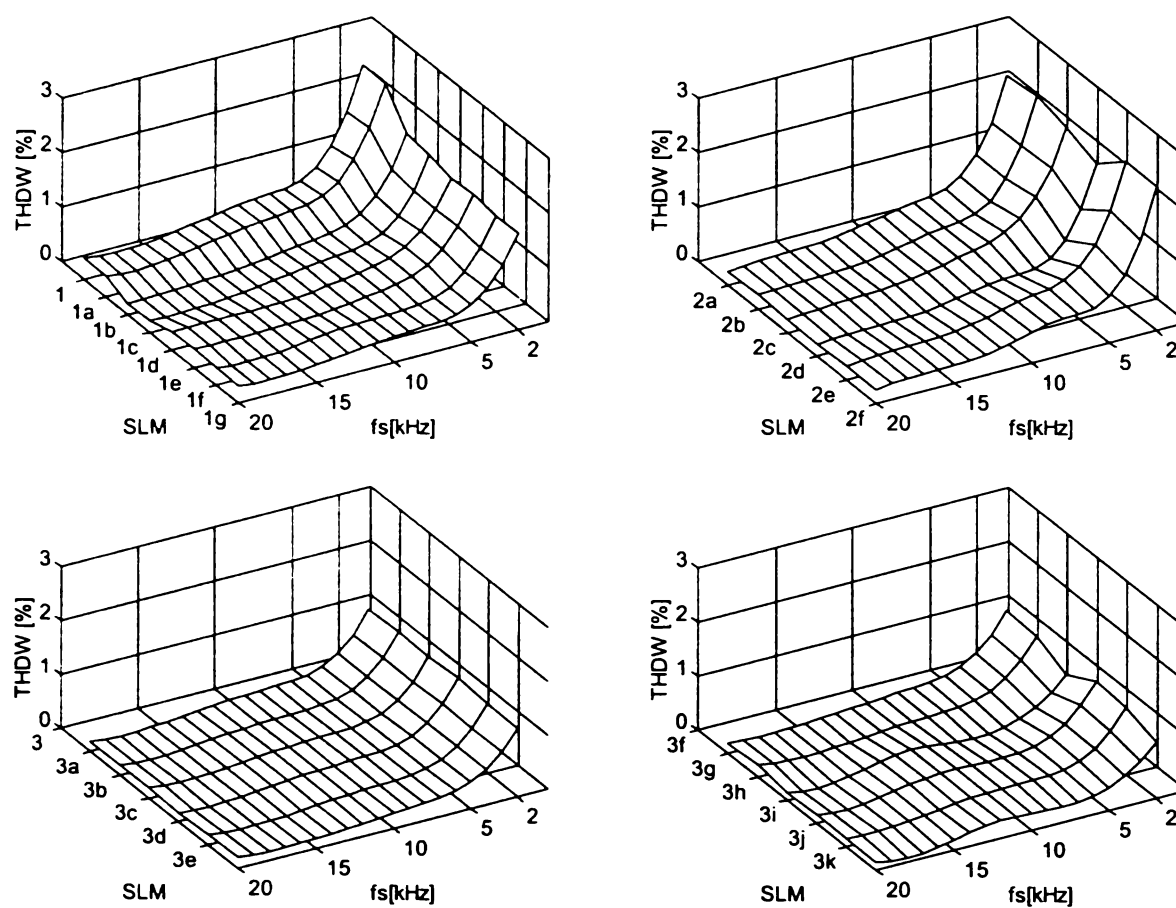


Figura A2.15 Factorul total de distorsiuni armonice ponderat THDW (SLM) al tensiunii de ieșire de fază flotantă pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{ Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

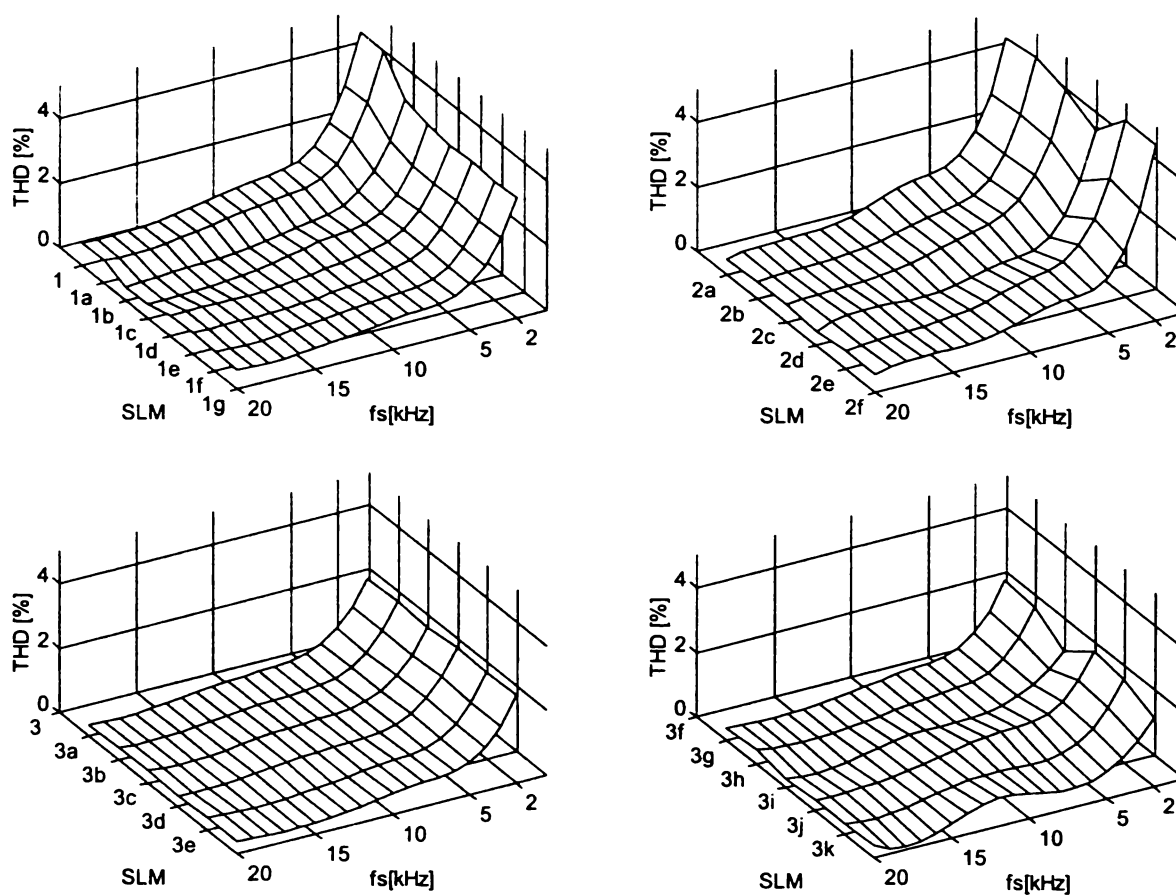


Figura A2.16 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de ieșire pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )



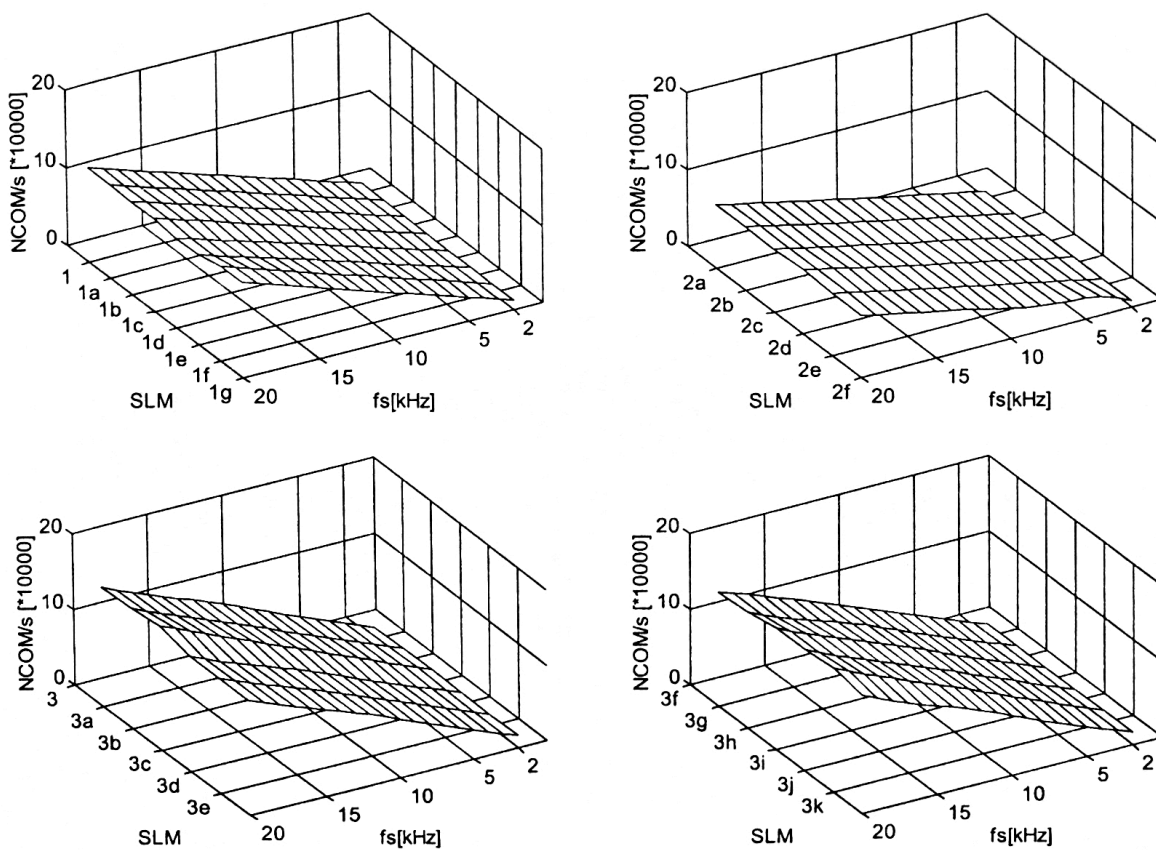


Figura A2.17 Numărul de comutații necesare în unitatea de timp NCOM (SLM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

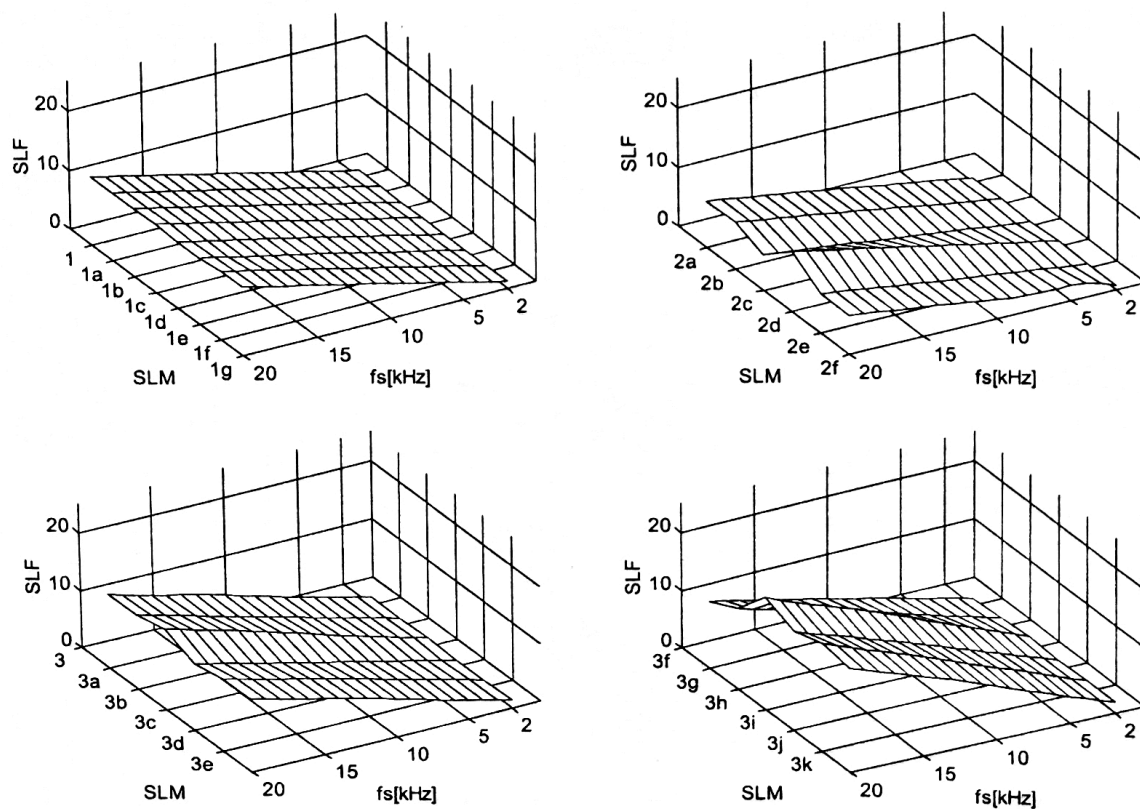


Figura A2.18 Factorul de pierderi prin comutație SLF (SLM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

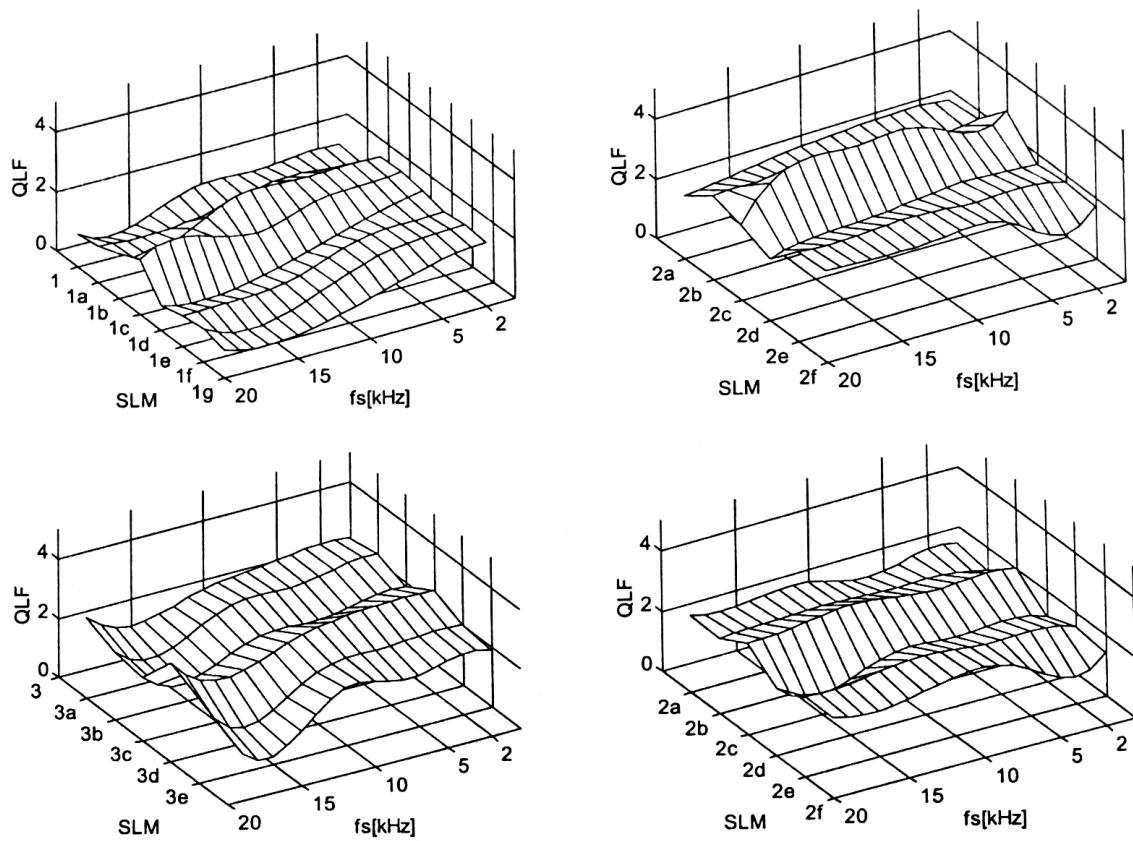


Figura A2.19 Factorul de calitate QLF (SLM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 80\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

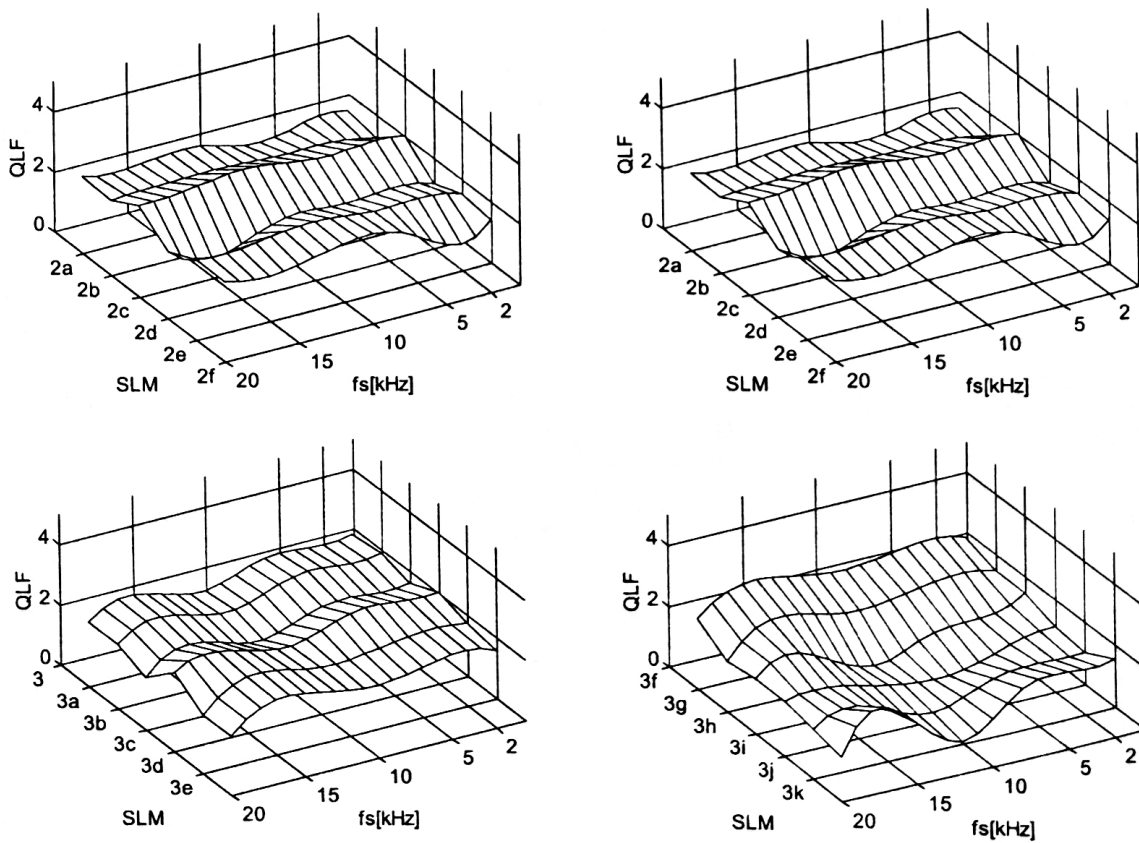


Figura A2.20 Factorul de calitate QLF (SLM) pentru  $f_s = 2-20\text{kHz}$  și  $f_0 = 30\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

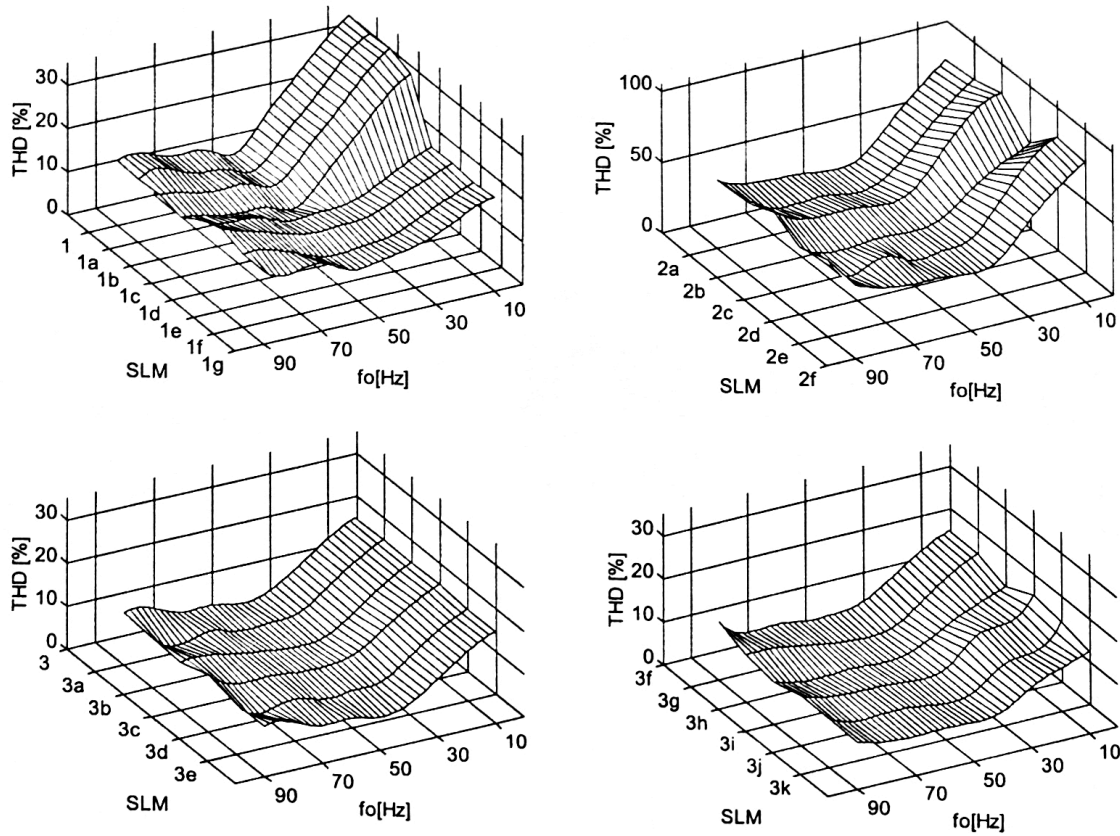


Figura A2.21 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 4\text{kHz}$ ,  $f_R = 1,5\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

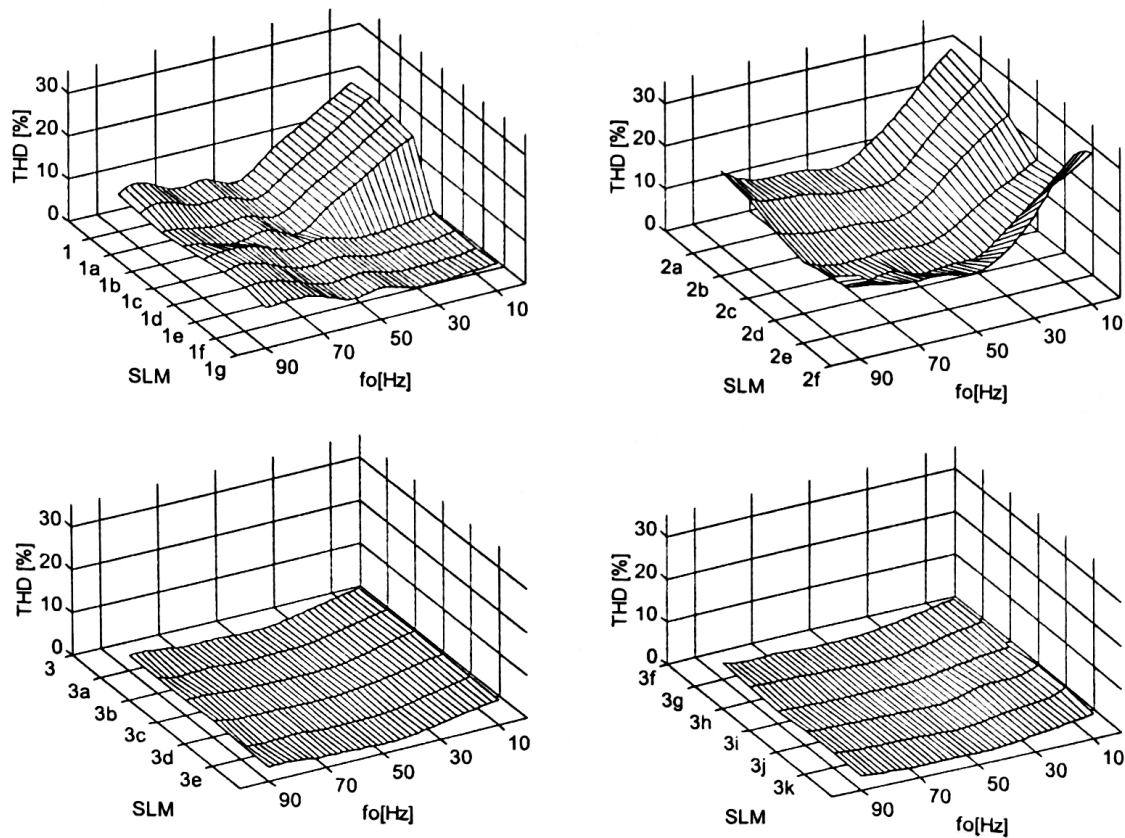


Figura A2.22 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 4\text{kHz}$ ,  $f_R = 0,8\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

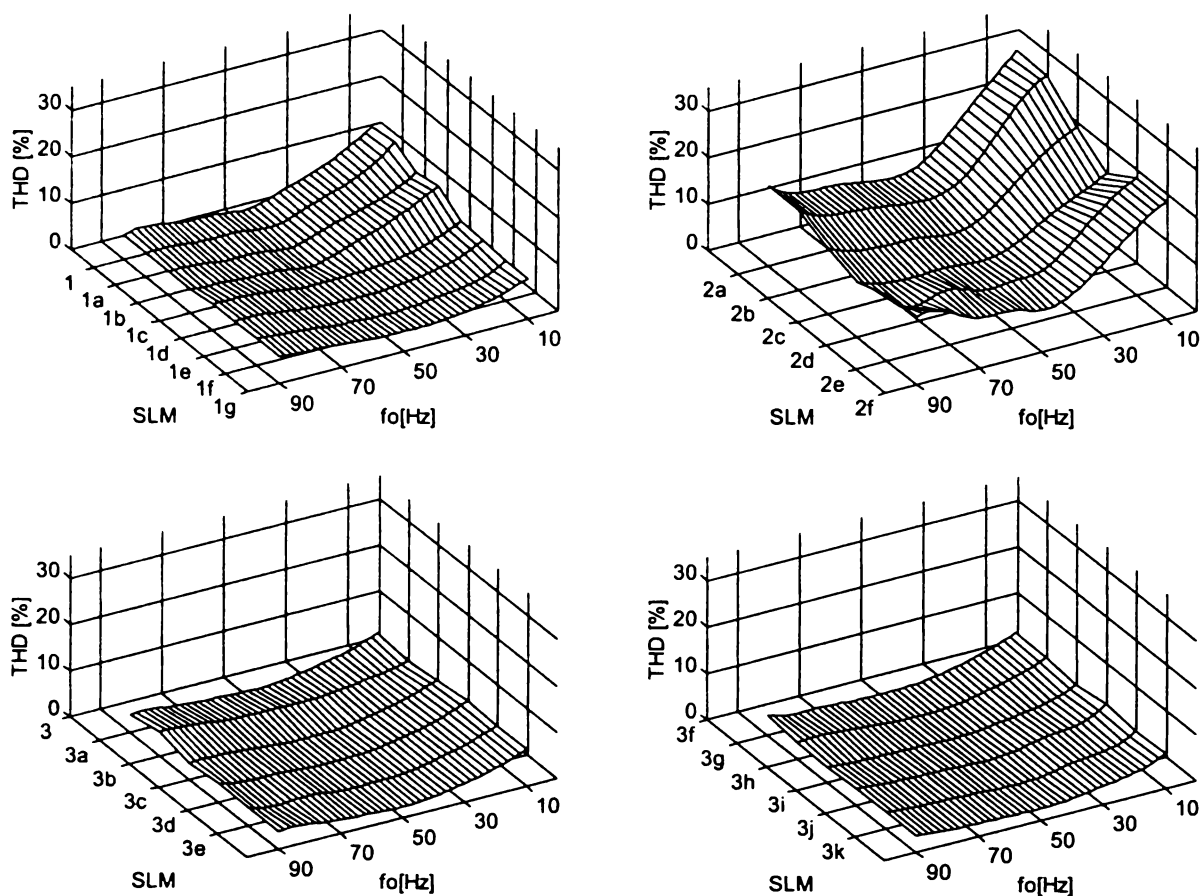


Figura A2.23 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 20\text{kHz}$ ,  $f_R = 4\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

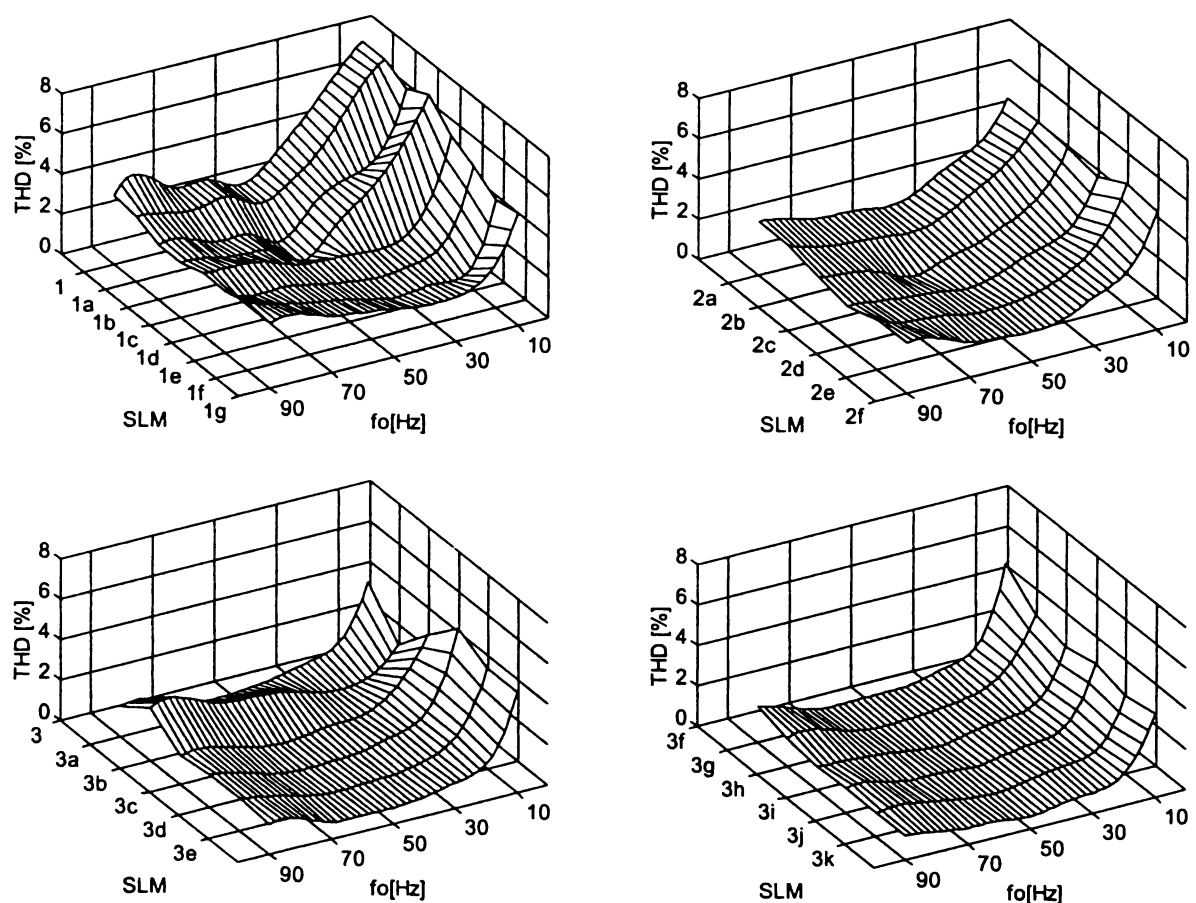


Figura A2.24 Factorul total de distorsiuni armonice THD (SLM) al curentului de intrare filtrat pentru  $f_s = 20\text{kHz}$ ,  $f_R = 1,5\text{kHz}$  și  $f_0 = 10\text{-}90\text{Hz}$  ( $R = 10\Omega$   $L = 30\text{mH}$ )

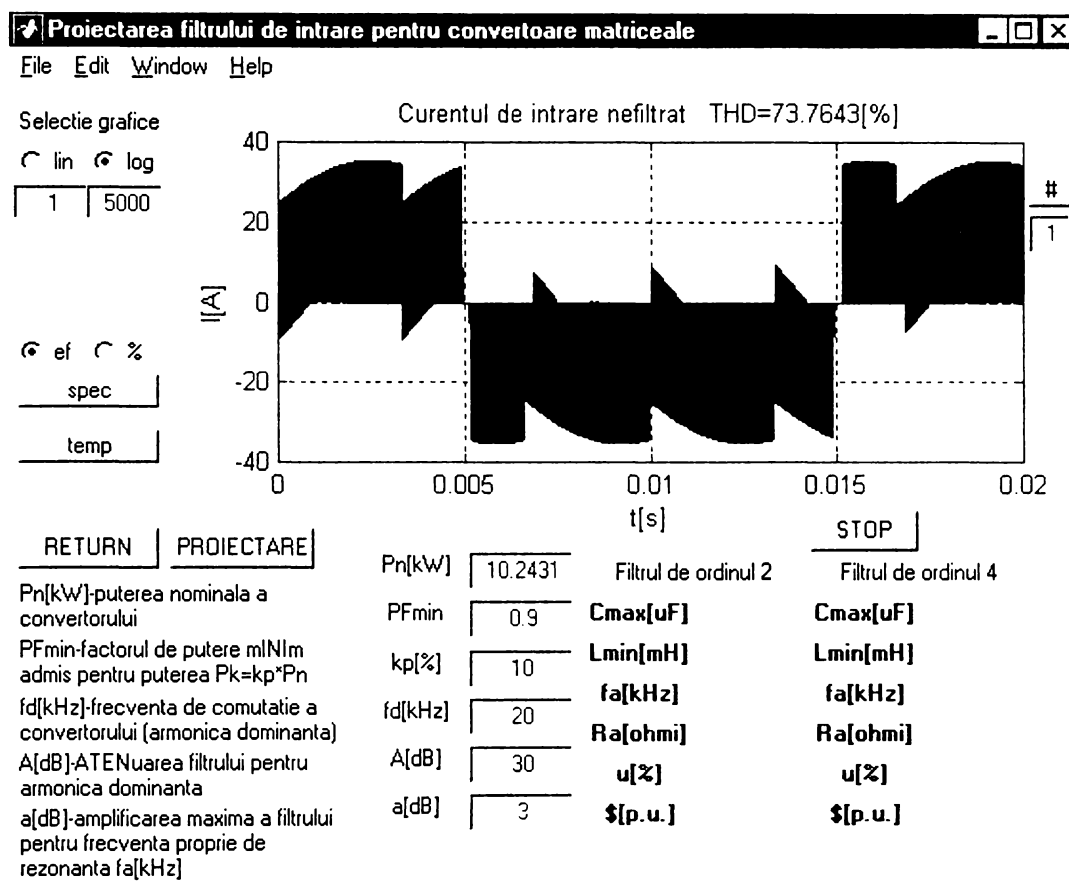


Figura A3.1 Forma de undă a curentului de intrare nefiltrat

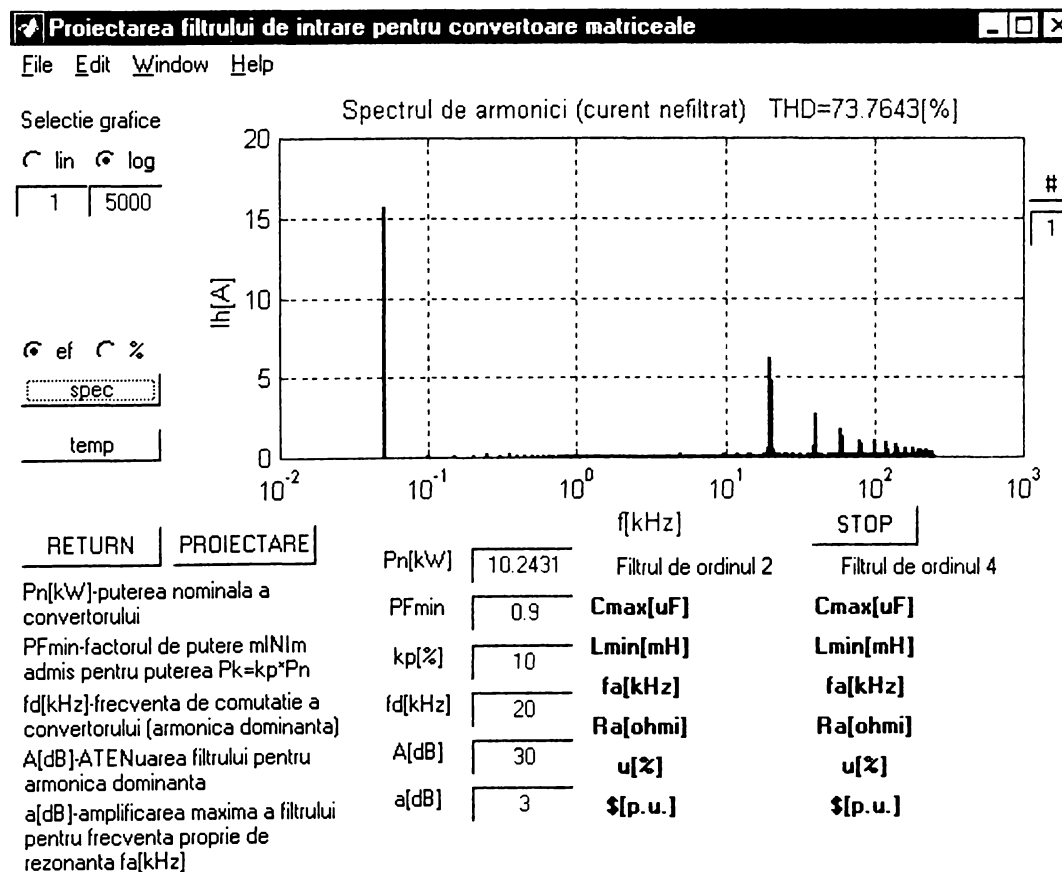


Figura A3.2 Spectrul de frecvențe al curentului de intrare nefiltrat

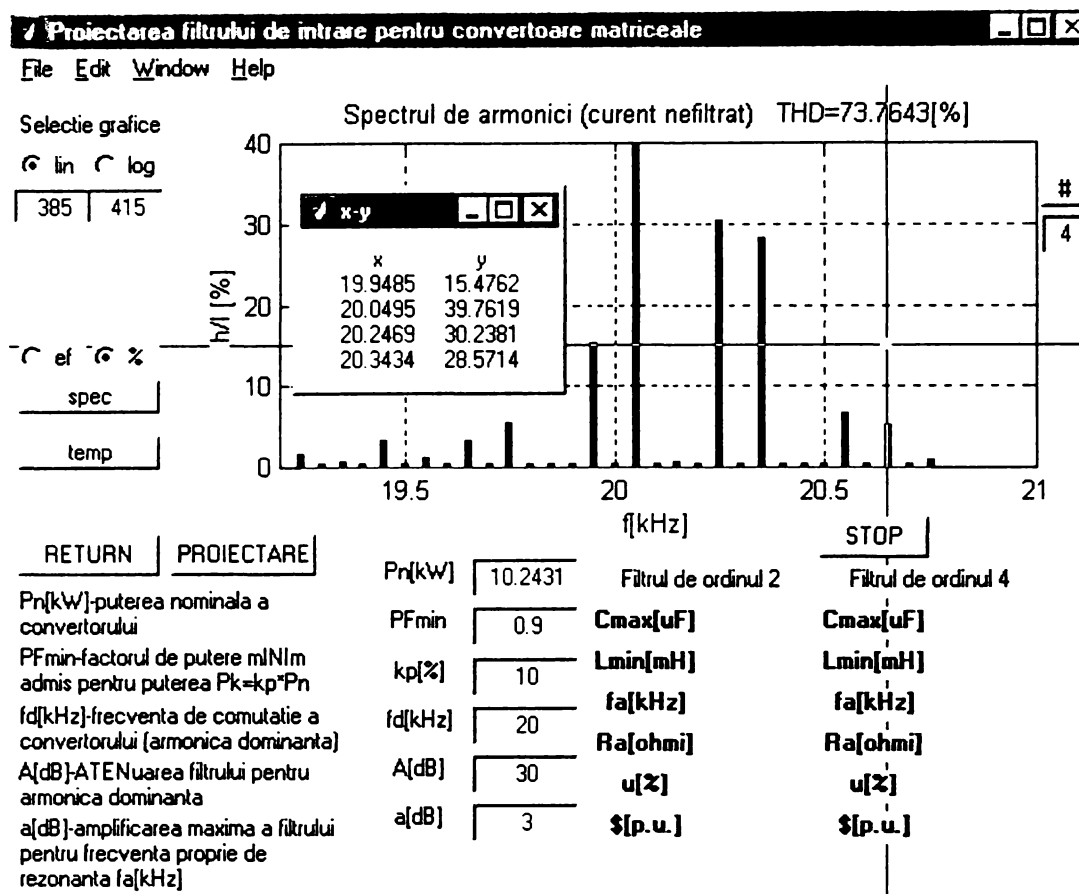


Figura A3.3 Vizualizarea unui detaliu în jurul armonicii dominante din spectrul de frecvențe al curentului de intrare nefiltrat

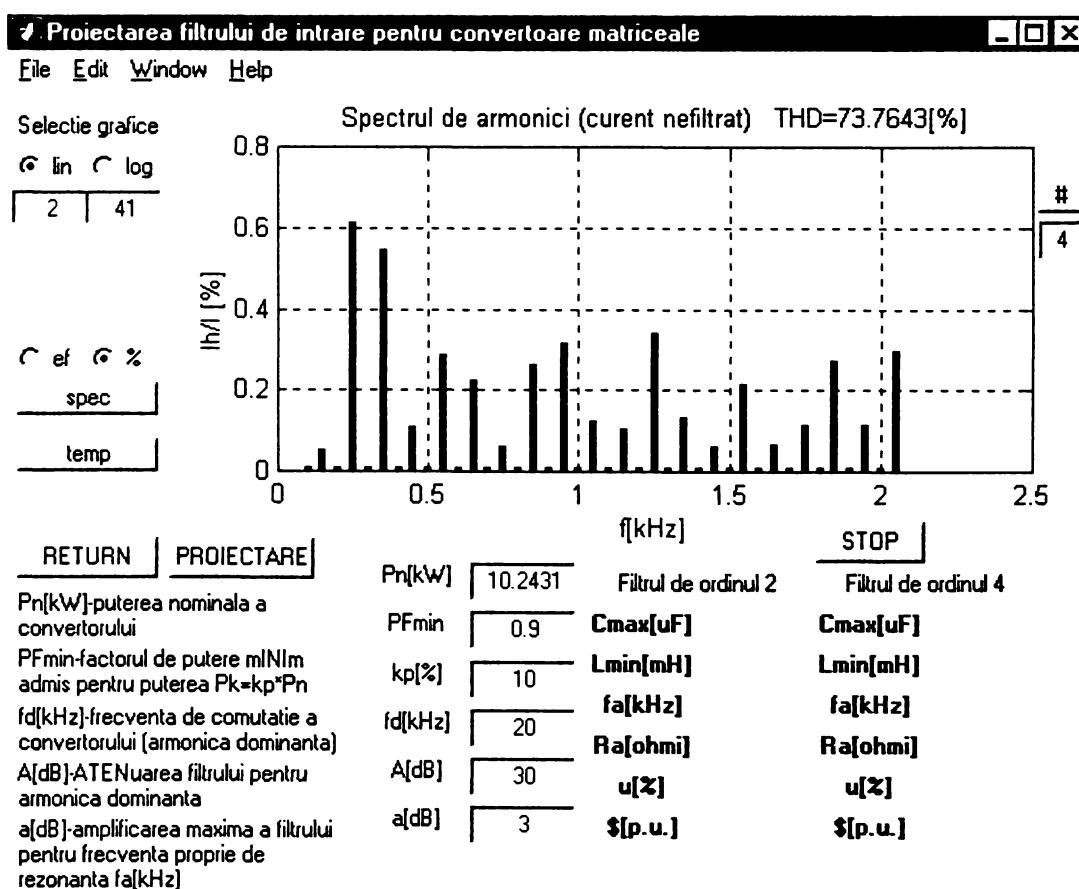


Figura A3.4 Vizualizarea unui detaliu din banda reziduală a spectrului de frecvențe al curentului de intrare nefiltrat

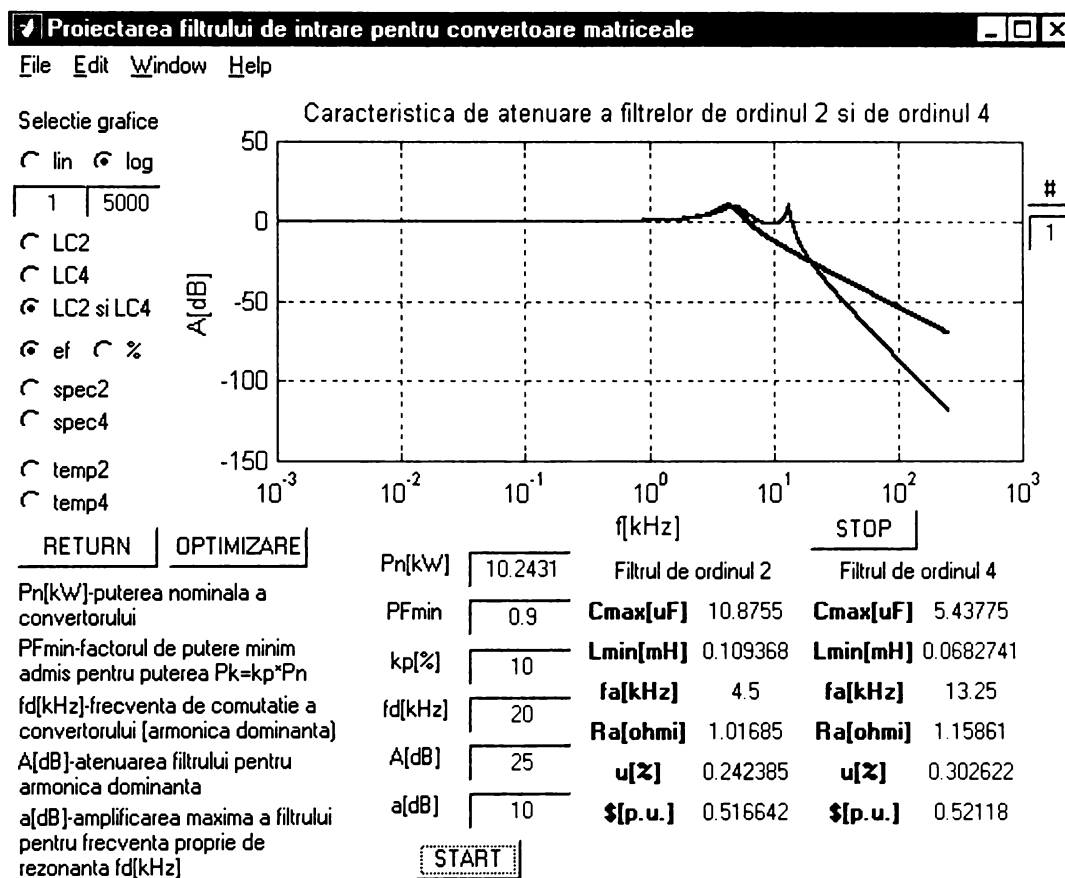


Figura A3.5 Funcțiile de transfer ale filtrelor LC de ordinul 2 și de ordinul 4

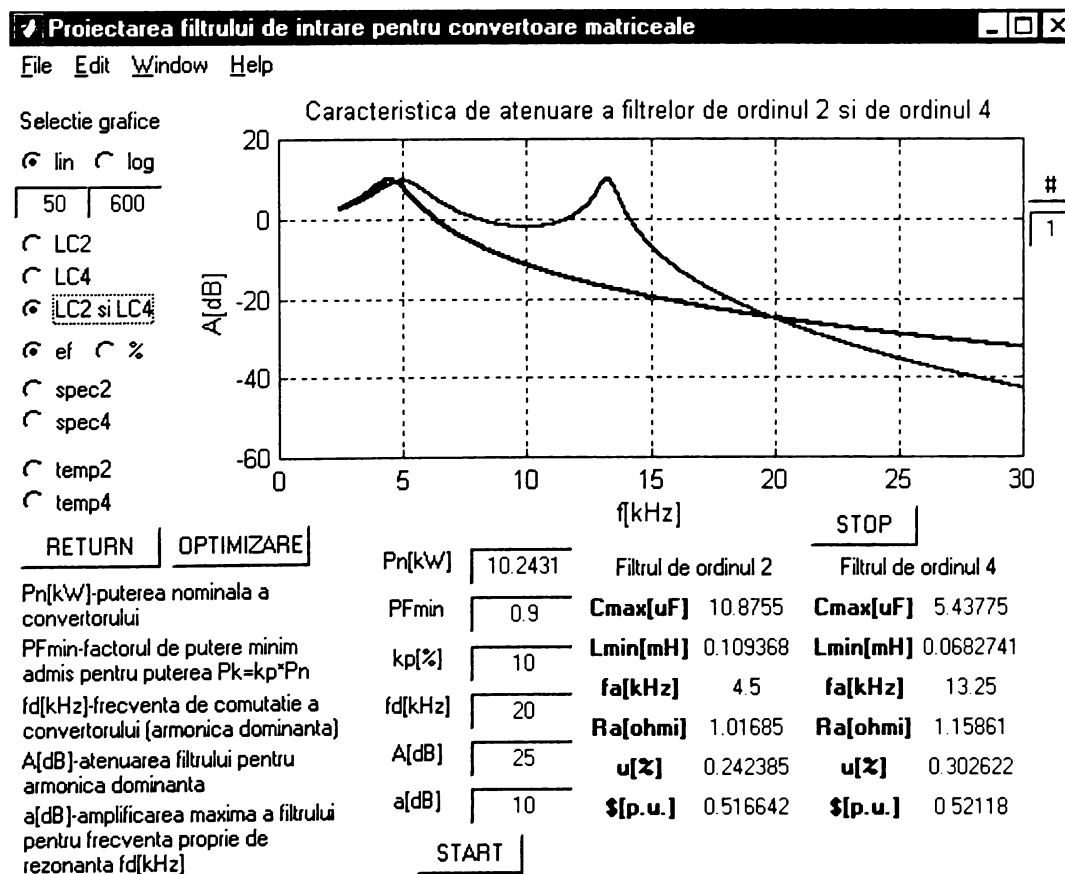


Figura A3.6 Detaliu din funcțiile de transfer ale filtrelor LC de ordinul 2 și de ordinul 4

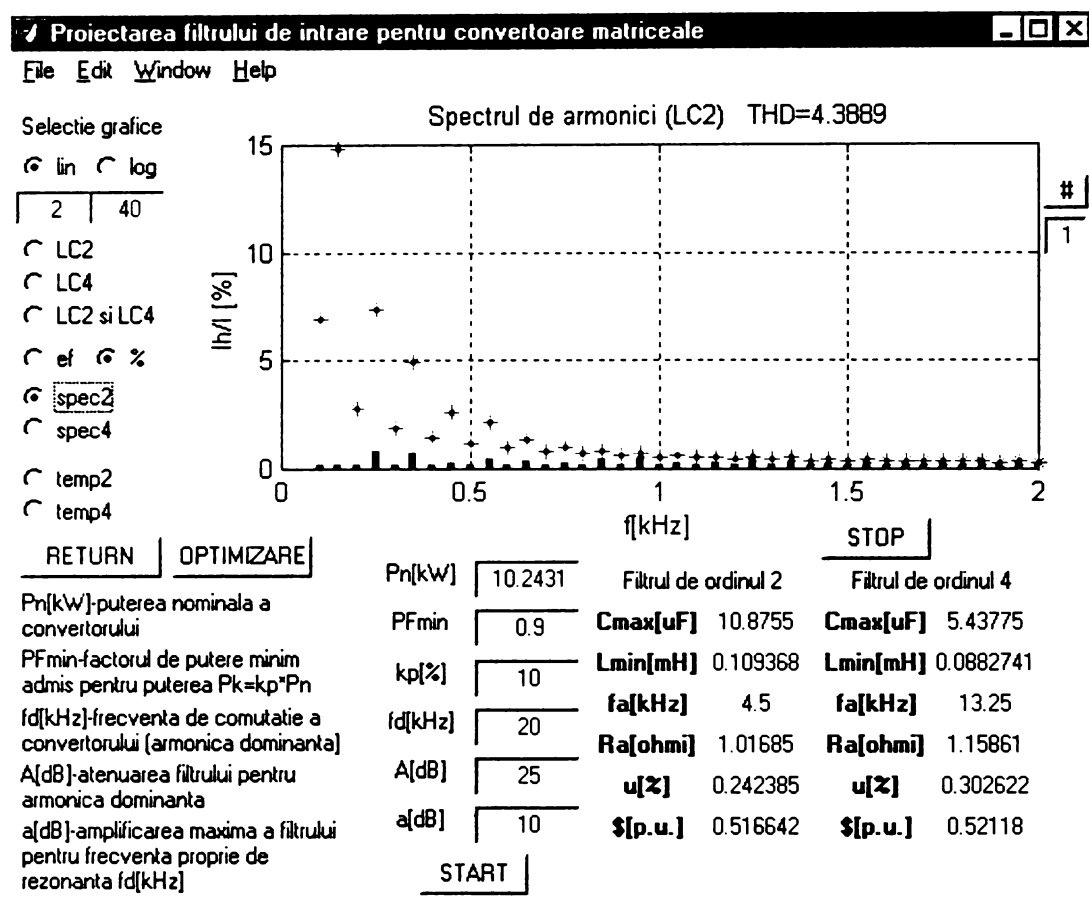


Figura A3.7 Analiza armonicelor de joasă frecvență ale curentului filtrat comparativ cu limitele impuse de standardul IEC1000-3-2 (filtrul de ordinul 2)

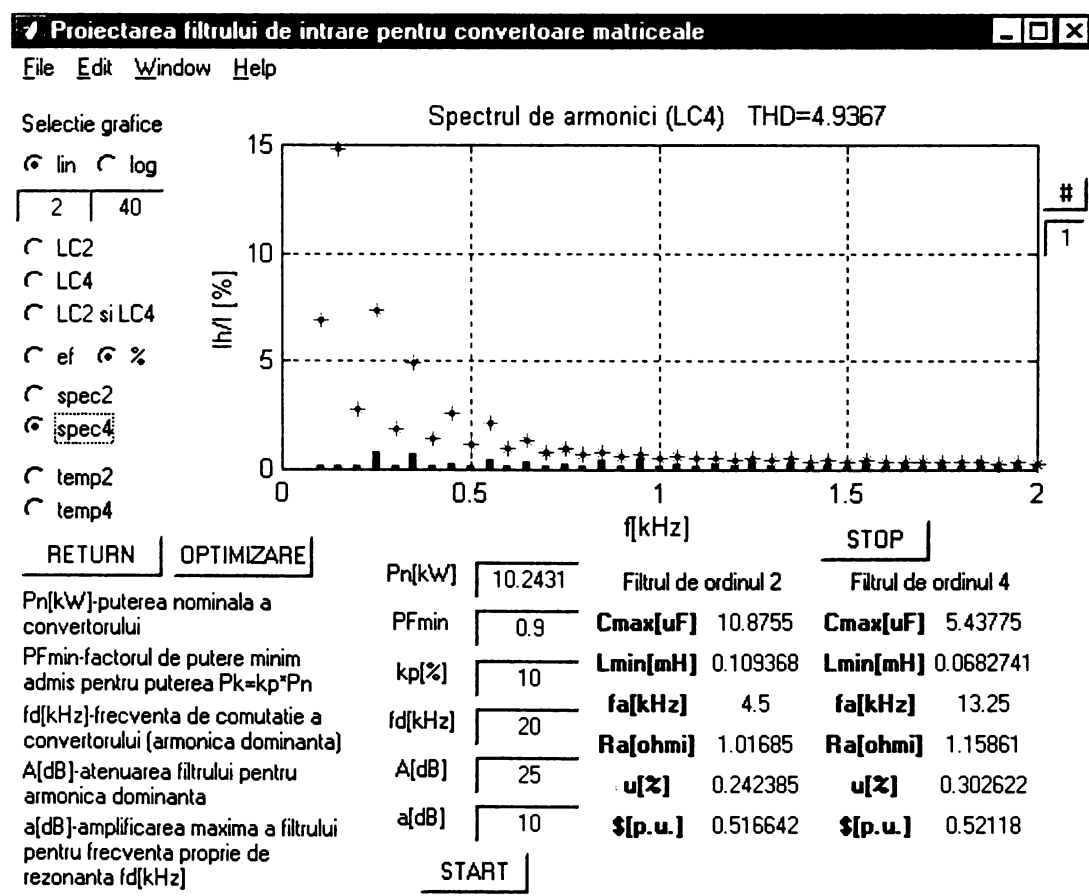


Figura A3.8 Analiza armonicelor de joasă frecvență ale curentului filtrat comparativ cu limitele impuse de standardul IEC 1000-3-2 (filtrul de ordinul 4)



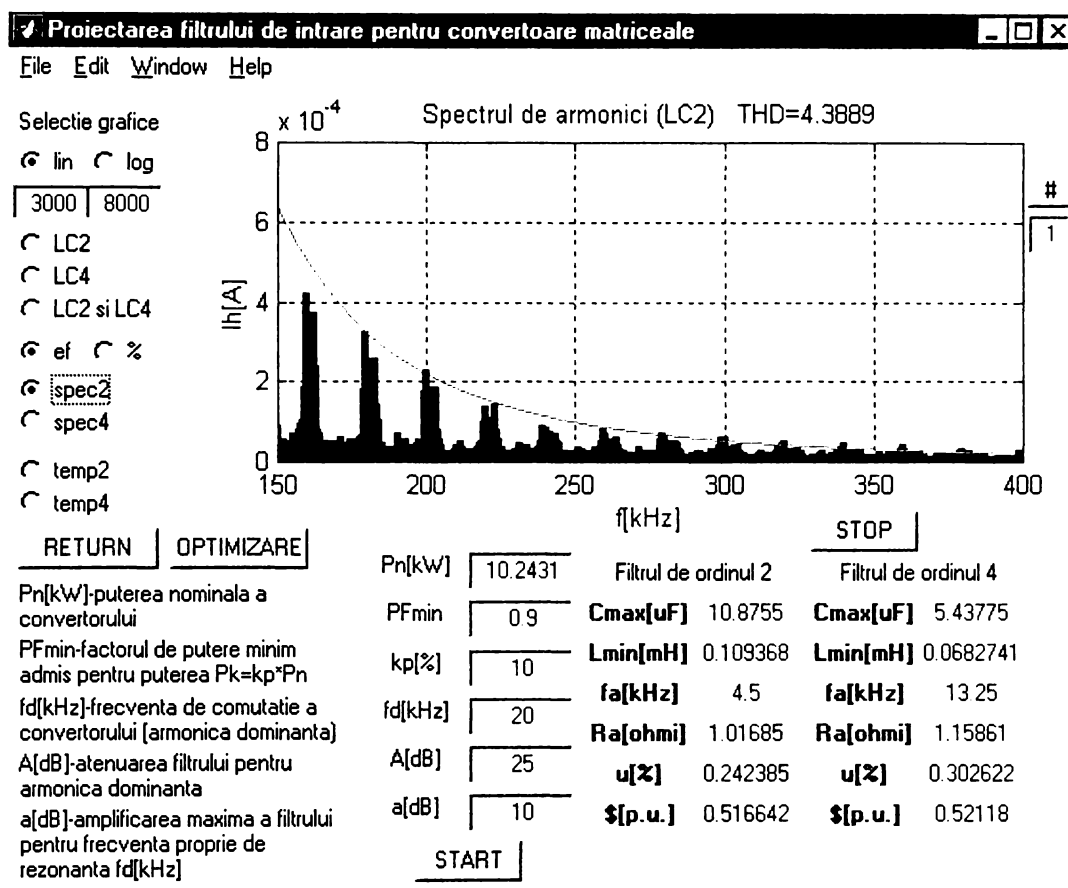


Figura A3.9 Analiza armonicelor de înaltă frecvență ale curentului filtrat comparativ cu limitele impuse de standardul CISPR11 (filtrul de ordinul 2)

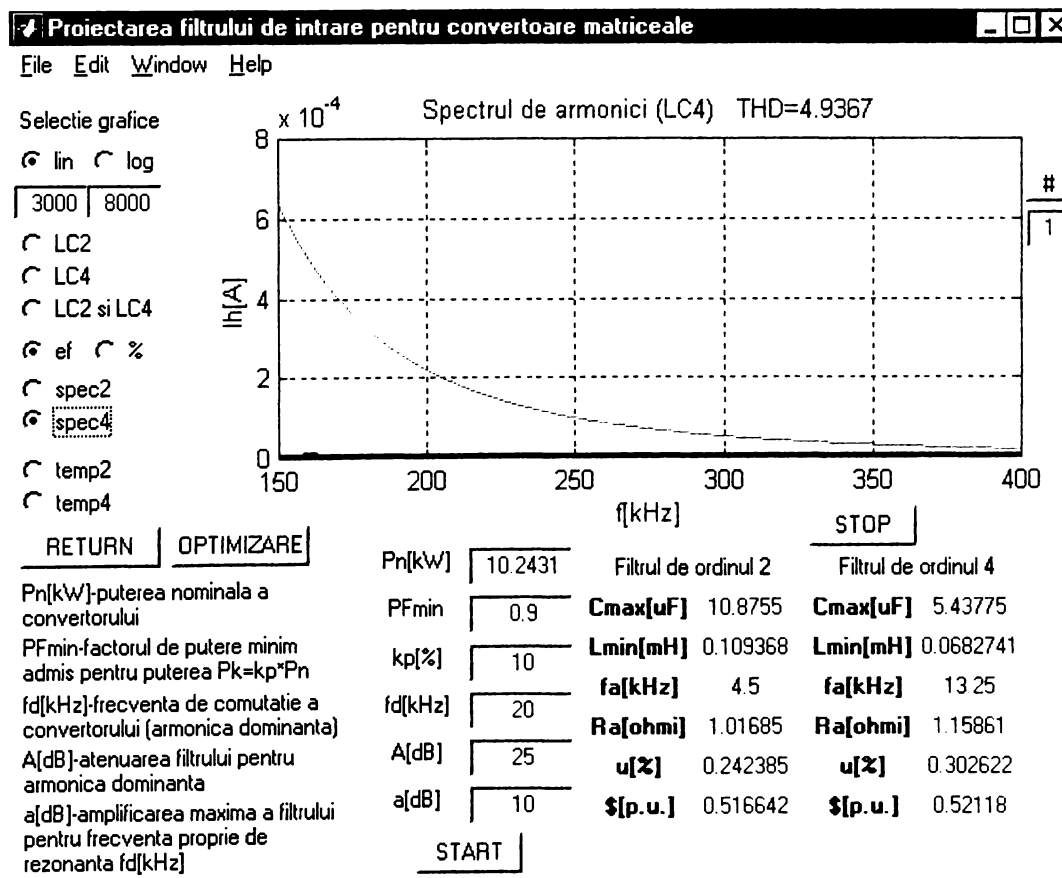


Figura A3.10 Analiza armonicelor de înaltă frecvență ale curentului filtrat comparativ cu limitele impuse de standardul CISPR11 (filtrul de ordinul 4)

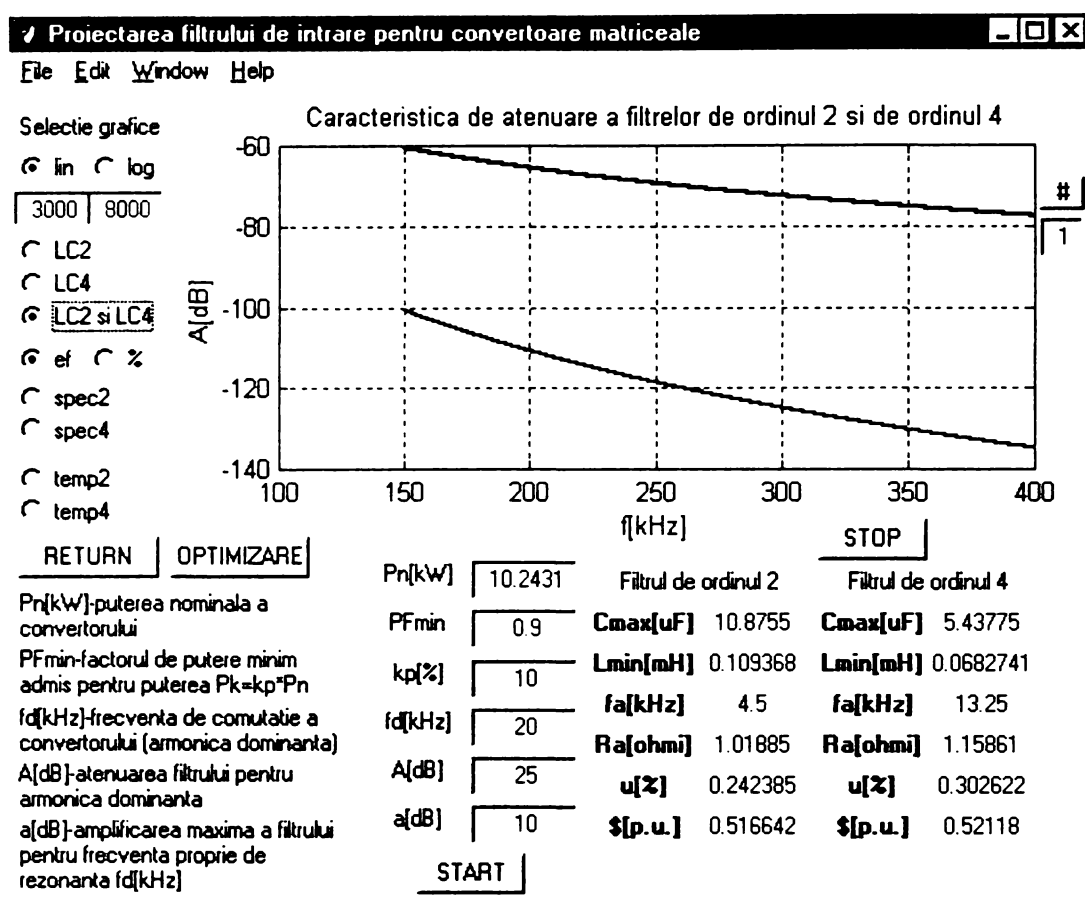


Figura A3.11 Detaliu din funcțiile de transfer ale filtrelor LC de ordinul 2 și de ordinul 4 în domeniul de frecvențe limitat de standardul CISPR11

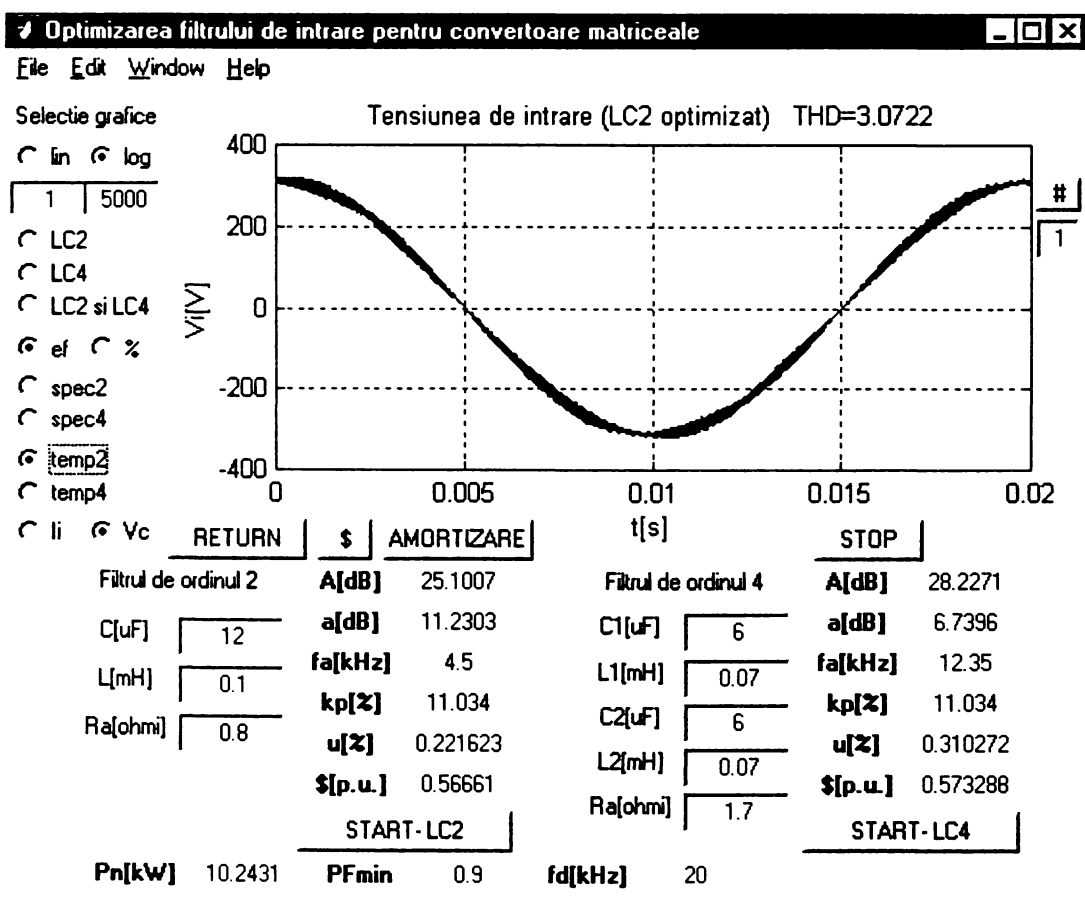


Figura A3.12 Forma de undă a tensiunii pe condensatorul de filtrare pentru filtrul de ordinul 2

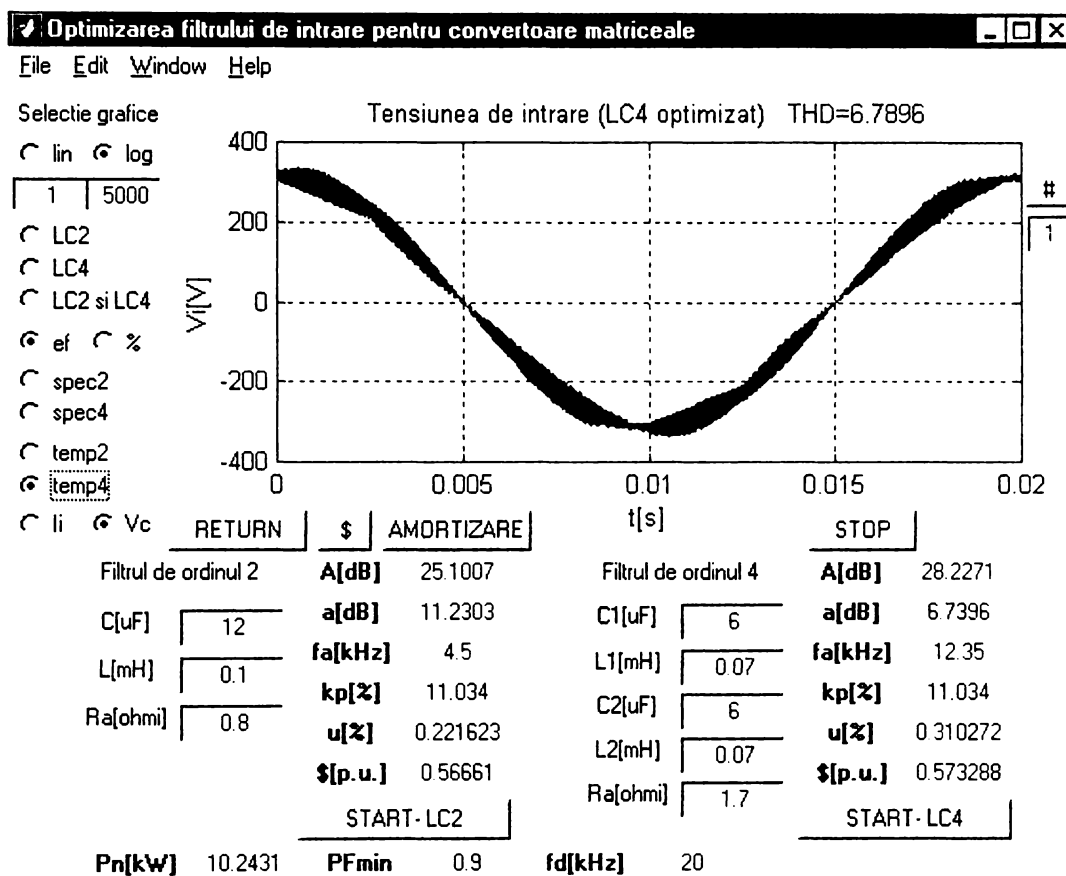


Figura A3.13 Forma de undă a tensiunii pe condensatorul de filtrare pentru filtrul de ordinul 4

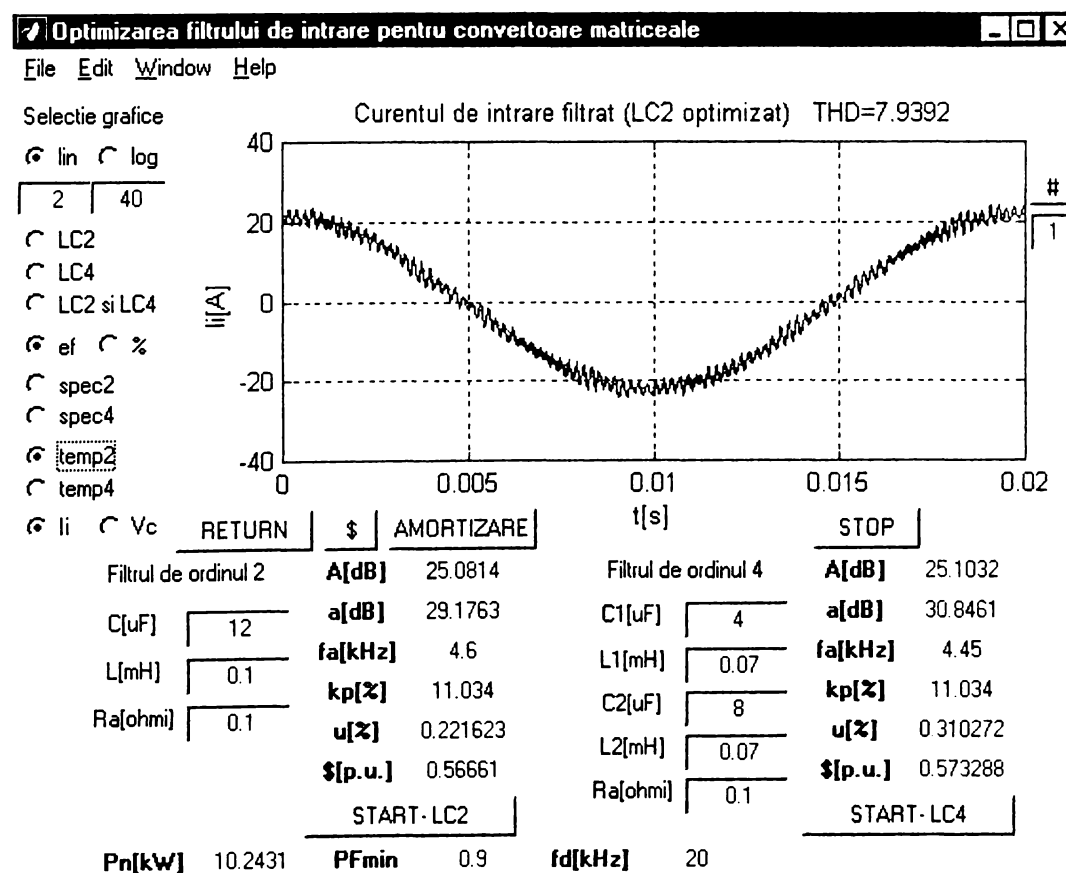


Figura A3.14 Forma de undă a curentului de intrare filtrat pentru filtrul de ordinul 2 cu amortizare rezistivă redusă

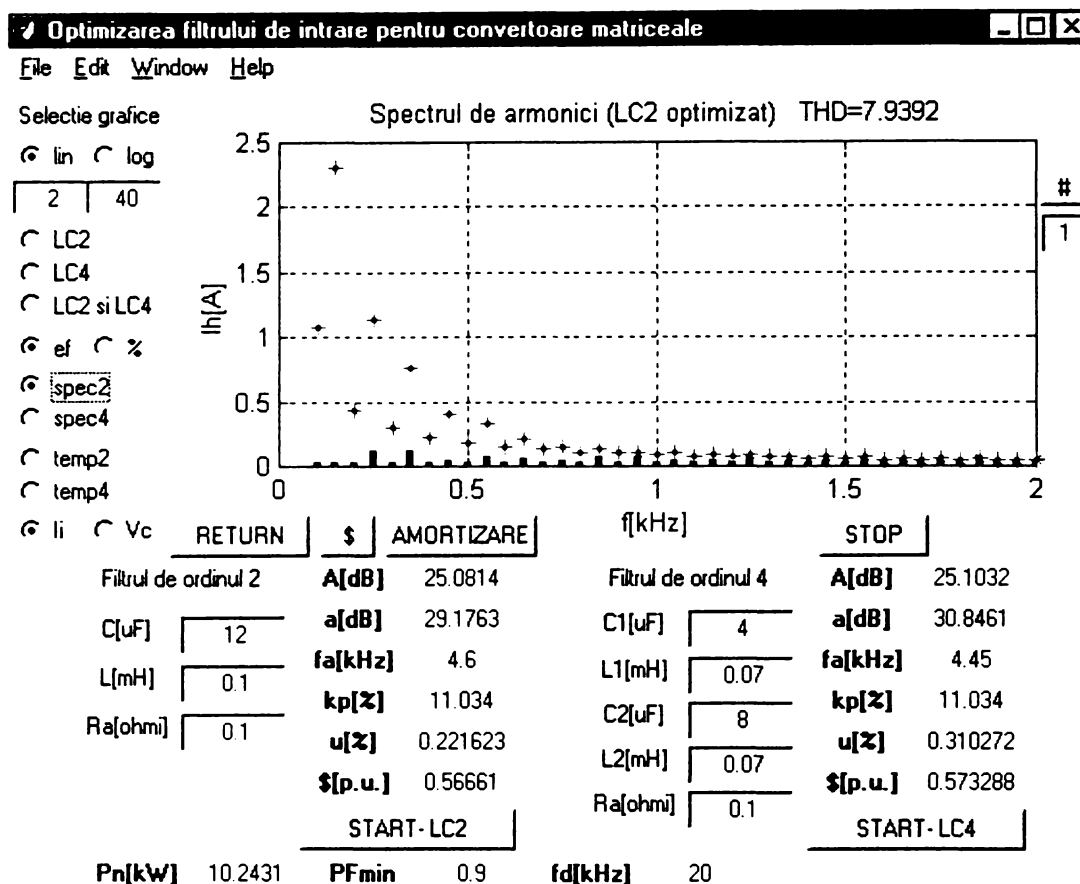


Figura A3.15 Armonicele de joasă frecvență ale curentului de intrare filtrat pentru filtrul de ordinul 2 cu amortizare rezistivă redusă

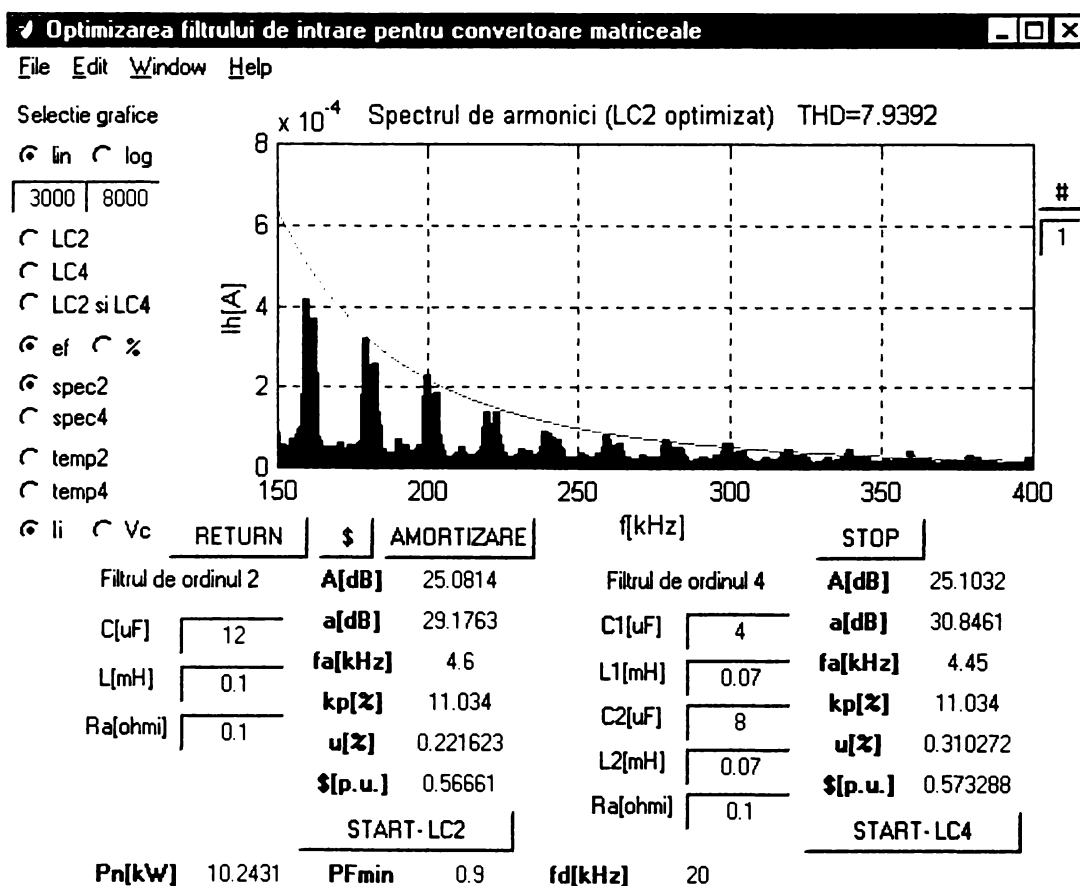


Figura A3.16 Armonicele de înaltă frecvență ale curentului de intrare filtrat pentru filtrul de ordinul 2 cu amortizare rezistivă redusă

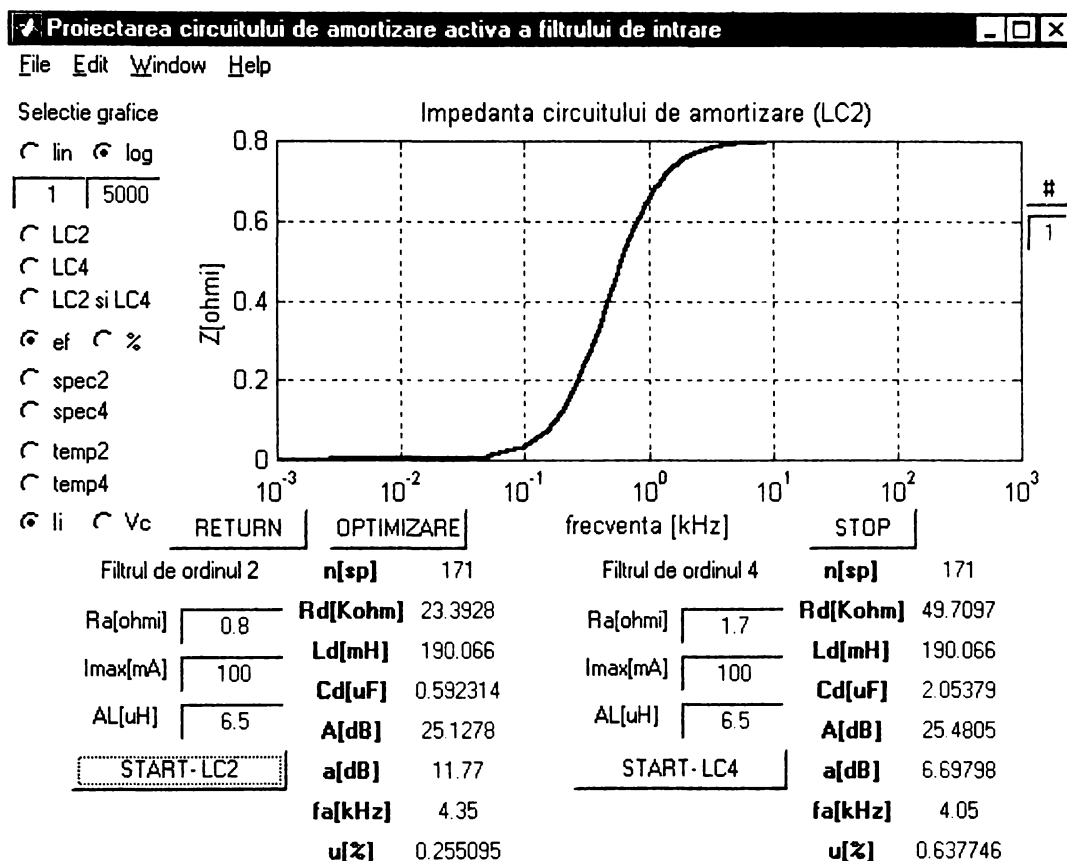


Figura A3.17 Valoarea absolută a impedanței circuitului de amortizare activă pentru filtrul de ordinul 2

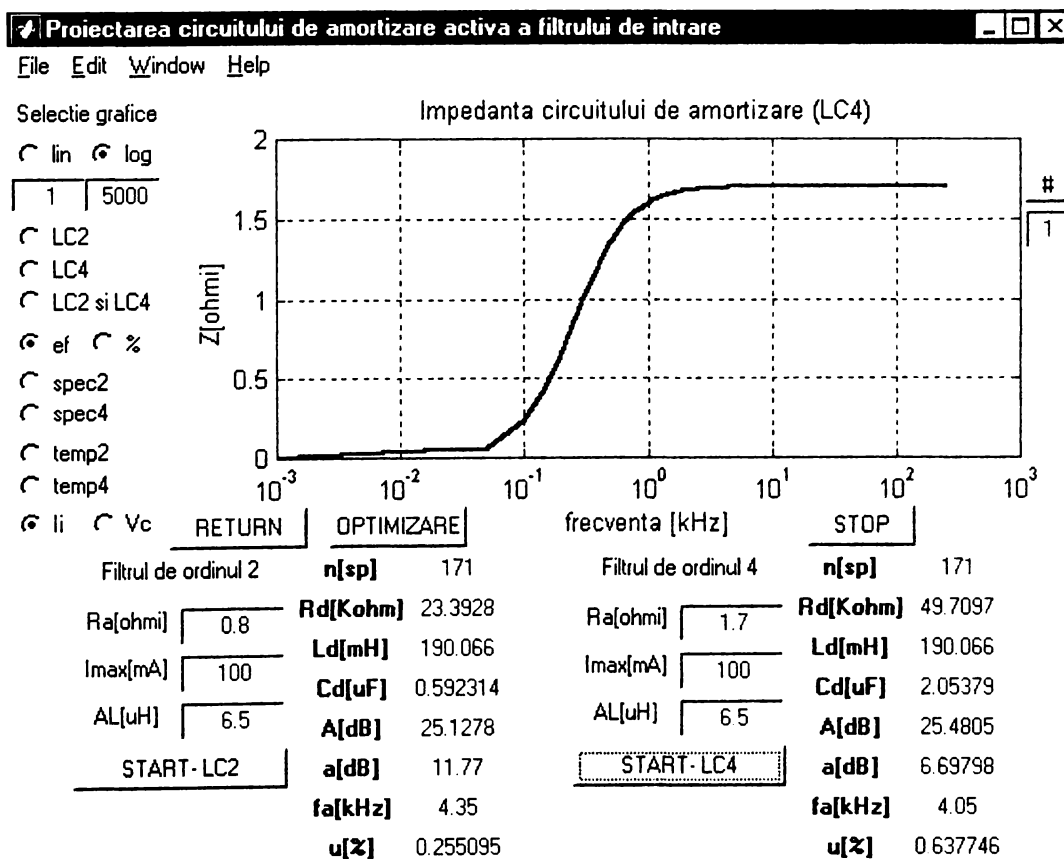


Figura A3.18 Valoarea absolută a impedanței circuitului de amortizare activă pentru filtrul de ordinul 4

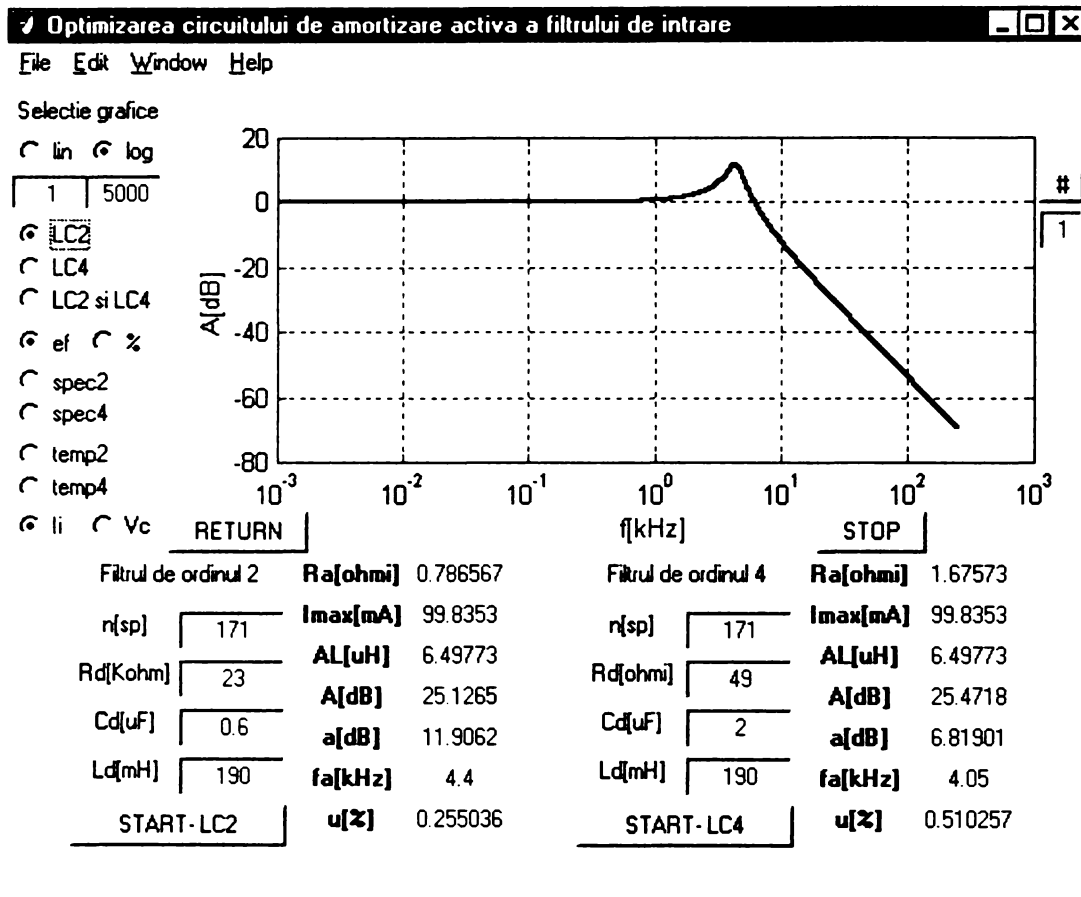


Figura A3.19 Funcția de transfer a sistemului filtru de ordinul 2 - circuit de amortizare activă

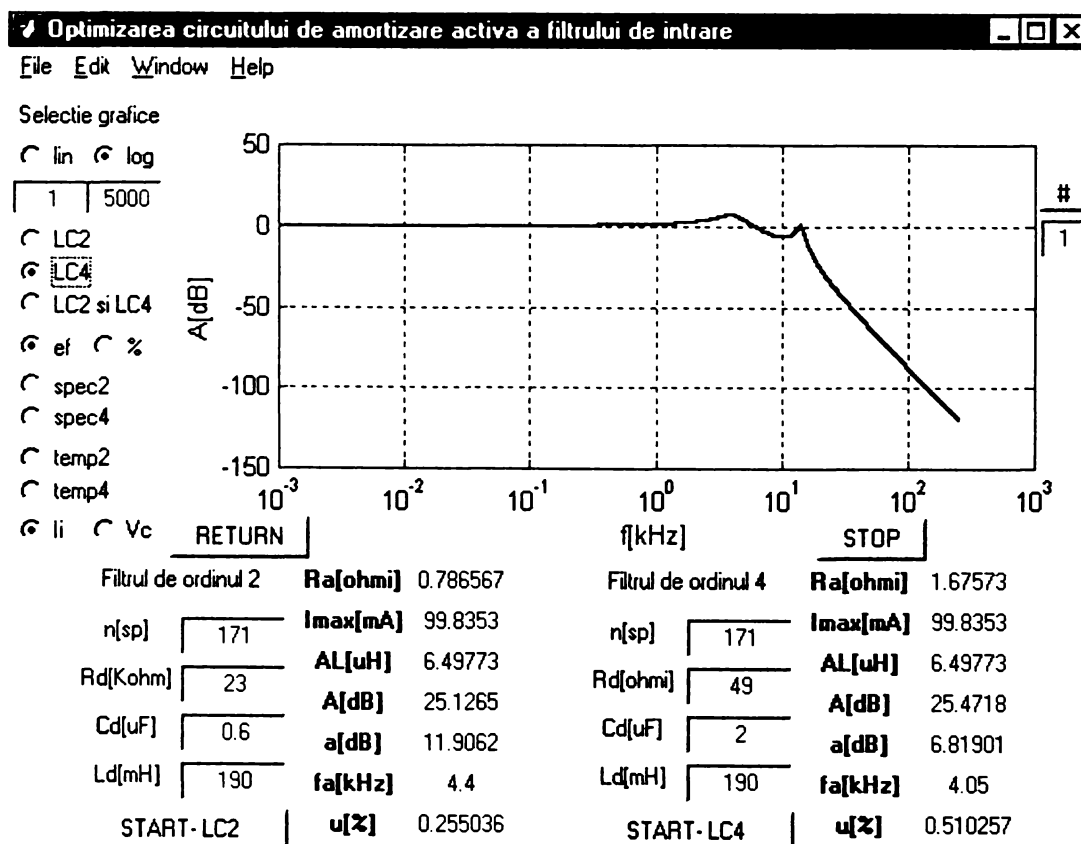


Figura A3.20 Funcția de transfer a sistemului filtru de ordinul 4 - circuit de amortizare activă

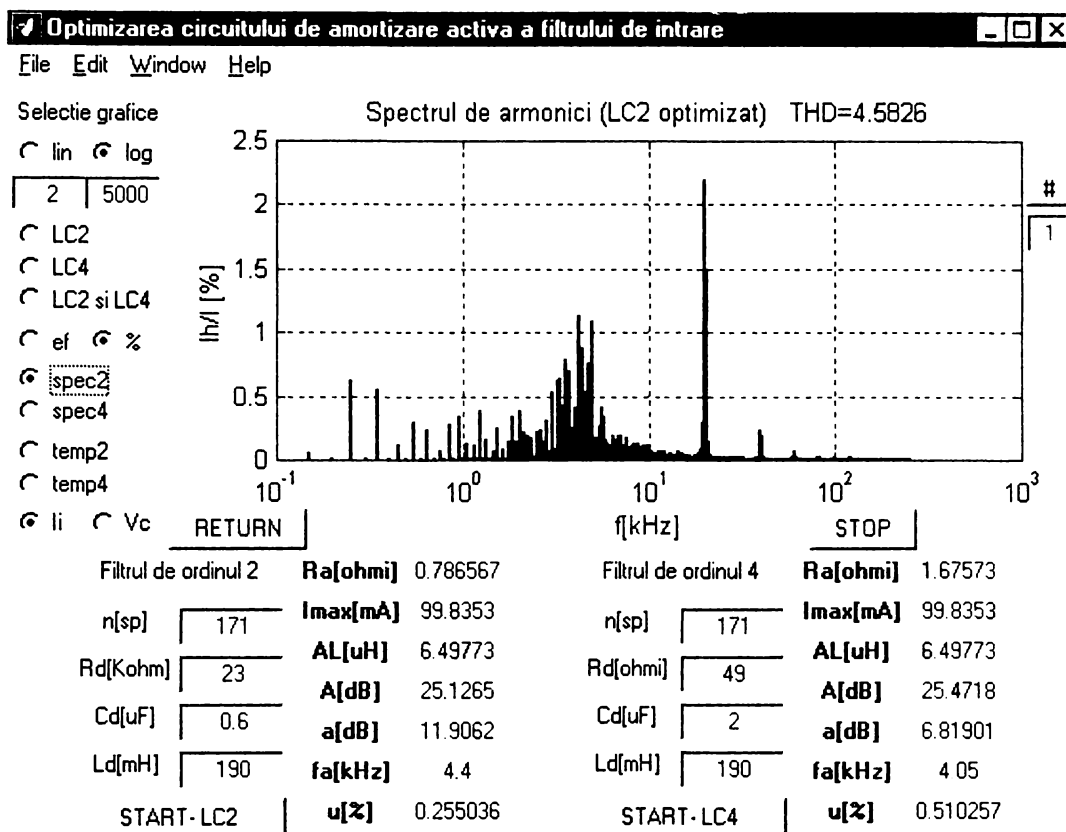


Figura A3.21 Armonicele curentului de intrare pentru filtrul de ordinul 2 cu amortizare activă

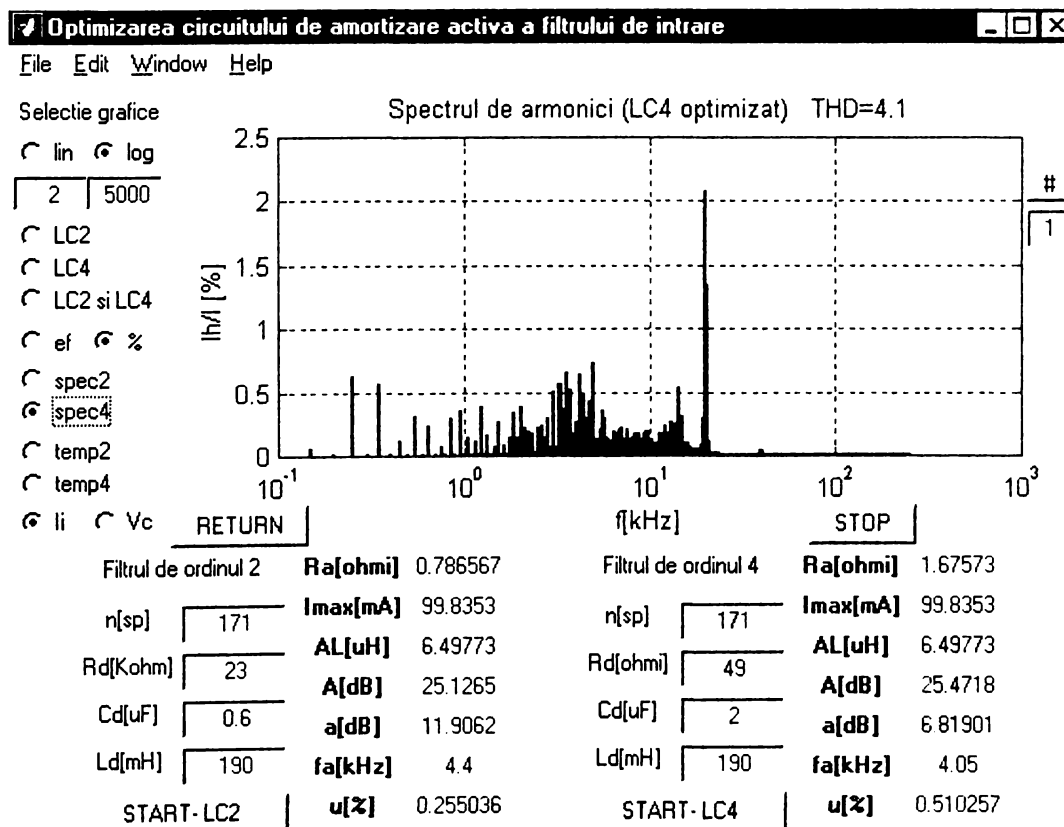


Figura A3.22 Armonicele curentului de intrare pentru filtrul de ordinul 4 cu amortizare activă

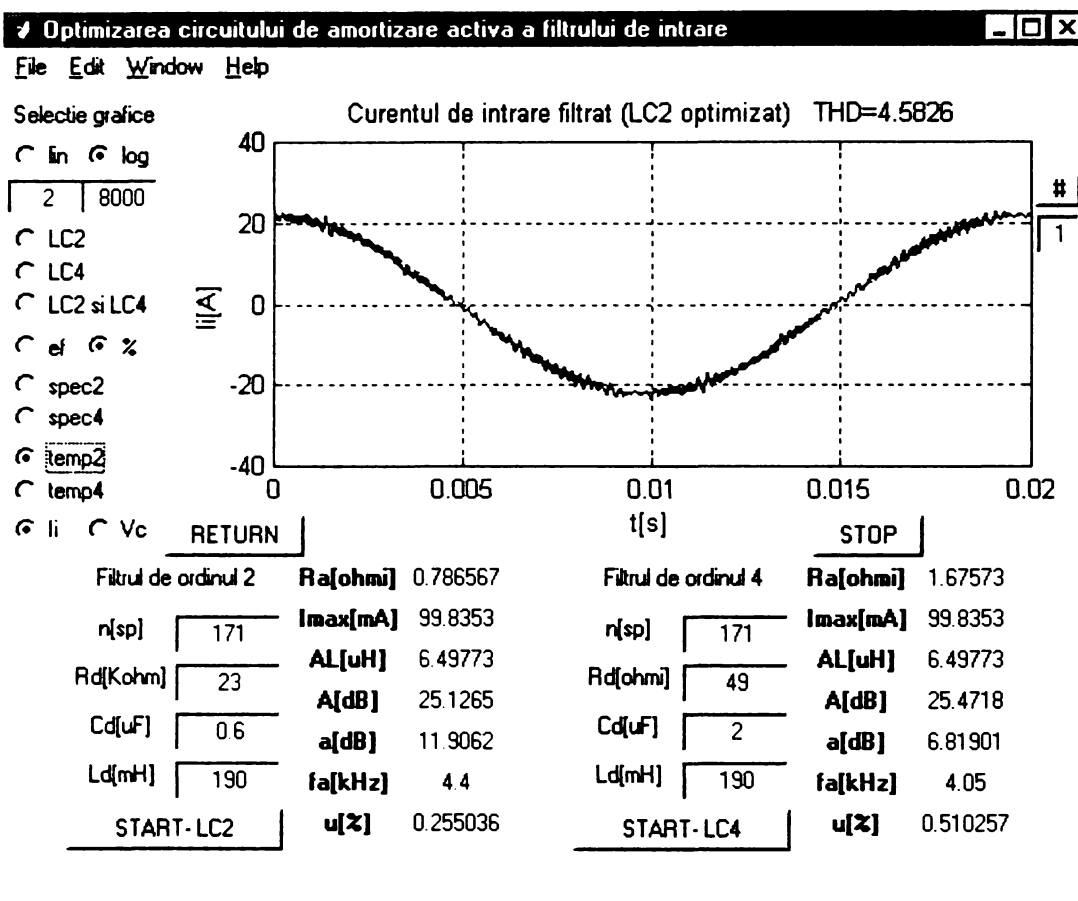


Figura A3.23 Forma de undă a curentului de intrare filtrat pentru filtrul de ordinul 2 cu amortizare activă

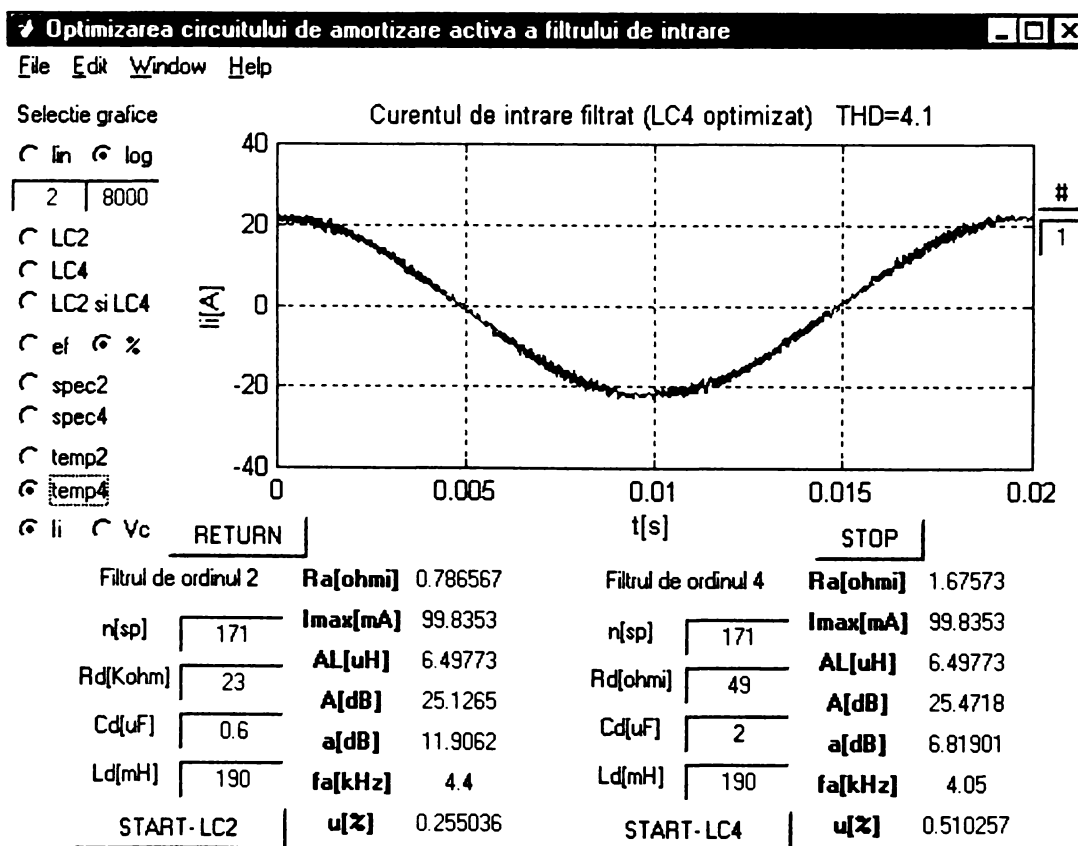


Figura A3.24 Forma de undă a curentului de intrare filtrat pentru filtrul de ordinul 4 cu amortizare activă



Tabelul A4.1 Duratele de temporizare posibile pentru tehnicile de comandă SVM

	TM1	TM2	TM3	TM4
CTV1	$T_{bm}$	$T_{bm} + T_{am}$	$T_{bm} + T_{am} + T_{an}$	$T_{bm} + T_{am} + T_{an} + T_{bn}$
CTV2	$T_{am}$	$T_{am} + T_{bm}$	$T_{am} + T_{bm} + T_{bn}$	$T_{am} + T_{bm} + T_{bn} + T_{an}$
CTV3	$T_{bn}$	$T_{bn} + T_{an}$	$T_{bn} + T_{an} + T_{am}$	$T_{bn} + T_{an} + T_{am} + T_{bm}$
CTV4	$T_{an}$	$T_{an} + T_{bn}$	$T_{an} + T_{bn} + T_{bm}$	$T_{an} + T_{bn} + T_{bm} + T_{am}$
CTV5	$T_z$	$T_z + T_{bm}$	$T_z + T_{bm} + T_{am}$	$T_z + T_{bm} + T_{am} + T_{an}$
CTV6	$T_z$	$T_z + T_{am}$	$T_z + T_{am} + T_{bm}$	$T_z + T_{am} + T_{bm} + T_{bn}$
CTV7	$T_z$	$T_z + T_{bn}$	$T_z + T_{bn} + T_{an}$	$T_z + T_{bn} + T_{an} + T_{am}$
CTV8	$T_z$	$T_z + T_{an}$	$T_z + T_{an} + T_{bn}$	$T_z + T_{an} + T_{bn} + T_{bm}$
CTV9	$T_{am}$	$T_{am} + T_{bm}$	$T_{am} + T_{bm} + T_z$	$T_{am} + T_{bm} + T_z + T_{bn}$
CTV10	$T_{bm}$	$T_{bm} + T_{am}$	$T_{bm} + T_{am} + T_z$	$T_{bm} + T_{am} + T_z + T_{an}$
CTV11	$T_{an}$	$T_{an} + T_{bn}$	$T_{an} + T_{bn} + T_z$	$T_{an} + T_{bn} + T_z + T_{bm}$
CTV12	$T_{bn}$	$T_{bn} + T_{an}$	$T_{bn} + T_{an} + T_z$	$T_{bn} + T_{an} + T_z + T_{am}$

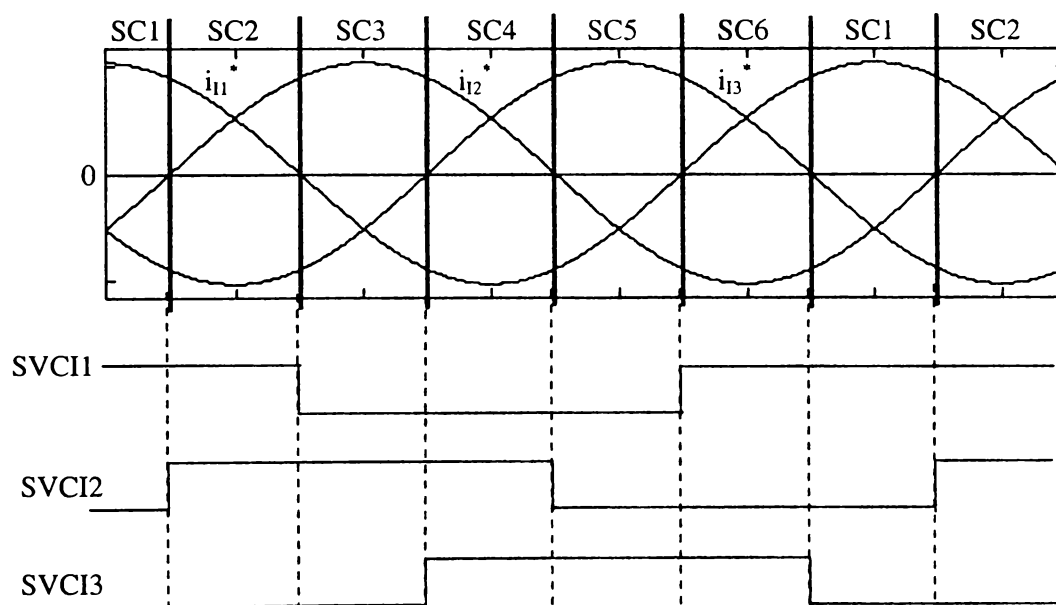


Figura A4.1 Variabilele logice SVCI1-SVCI3 în funcție de sectorul activ de curent

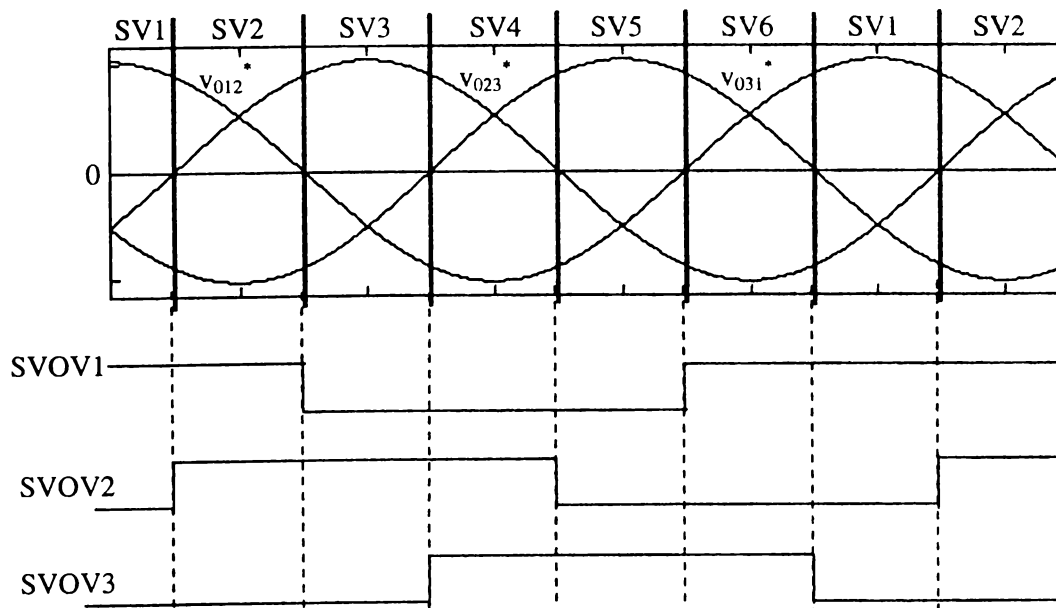


Figura A4.2 Variabilele logice SVOV1-SVOV3 în funcție de sectorul activ de tensiune

Tabelul A4.2 Corespondența dintre variabilele logice SVCI1-SVCI3 și SC1-SC6

SVCI1	SVCI2	SVCI3	SC1	SC2	SC3	SC4	SC5	SC6
0	0	1	0	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	1
1	1	0	0	1	0	0	0	0

Tabelul A4.3 Corespondența dintre variabilele logice SVOV1-SVOV3 și SV1-SV6

SVOV1	SVOV2	SVOV3	SV1	SV2	SV3	SV4	SV5	SV6
0	0	1	0	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	1
1	1	0	0	1	0	0	0	0

Tabelul A4.4 Corespondența dintre tehnicile de comandă de tipul SVM1, combinațiile de temporizare CTV1-CTV12 și variabilele auxiliare Pa, Saz1-Saz3 (semnale logice ST asimetrice)

Varianta SVM	Variabila auxiliară Pa	Combinația de temporizare	Variabilele auxiliare		
			Saz1	Saz2	Saz3
SVM1	0	CTV1	1	0	0
	1	CTV2	1	0	0
SVM1a	0	CTV3	1	0	0
	1	CTV4	1	0	0
SVM1b	0	CTV5	1	0	0
	1	CTV6	1	0	0
SVM1c	0	CTV7	1	0	0
	1	CTV8	1	0	0
SVM1d	0	CTV9	1	0	0
	1	CTV10	1	0	0
SVM1e	0	CTV11	1	0	0
	1	CTV12	1	0	0

Tabelul A4.5a Corespondența dintre tehnicile de comandă SVM2a-SVM2e, variabila auxiliară NTS și tehnicile de comandă de tipul SVM1 (semnale logice ST asimetrice)

Varianta SVM	Variabila auxiliară NTS	Varianta SVM
SVM2a	1	SVM1b
	2	SVM1e
	3	SVM1
SVM2b	1	SVM1c
	2	SVM1d
	3	SVM1a
SVM2c	1	SVM1
	2	SVM1c
SVM2d	1	SVM1a
	2	SVM1b
SVM2e	1	SVM1d
	2	SVM1e

Tabelul A4.5b Corespondența dintre tehnicile de comandă SVM2f, SVM2g, combinațiile de temporizare CTV1-CTV12 și variabilele auxiliare Pa, NTS, Saz1-Saz3 (semnale logice ST asimetrice)

Varianta SVM	Variabila auxiliară NTS	Variabila auxiliară Pa	Combi-nația de temporizare	Variabilele auxiliare		
				Saz1	Saz2	Saz3
SVM2f	1	0	CTV8	0	1	0
		1	CTV7	0	1	0
	2	0	CTV2	0	1	0
		1	CTV1	0	1	0
SVM2g	1	0	CTV6	0	0	1
		1	CTV5	0	0	1
	2	0	CTV4	0	0	1
		1	CTV3	0	0	1

Tabelul A4.5c Corespondența dintre tehnicile de comandă SVM2f, SVM2g, combinațiile de temporizare CTV1-CTV12 și variabilele auxiliare Pa, Saz1-Saz3 (semnale logice ST simetrice)

Varianta SVM	Variabila auxiliară Pa	Combi-nația de temporizare	Variabilele auxiliare		
			Saz1	Saz2	Saz3
SVM2c	0	CTV7	1	0	0
	1	CTV8	1	0	0
SVM2d	0	CTV5	1	0	0
	1	CTV6	1	0	0
SVM2e	0	CTV11	1	0	0
	1	CTV12	1	0	0
SVM2f	0	CTV2	0	1	0
	1	CTV1	0	1	0
SVM2g	0	CTV4	0	0	1
	1	CTV3	0	0	1

Tabelul A4.6a Corespondența dintre tehnicile de comandă SVM3, SVM3a, SVM3d, SVM3e, SVM3h, SVM3i, combinațiile de temporizare CTV1-CTV12 și variabilele auxiliare Pa, NTS, Saz1-Saz3

Varianta SVM	Variabila auxiliară NTS	Variabila auxiliară Pa	Combi-nația de temporizare	Variabilele auxiliare		
				Saz1	Saz2	Saz3
SVM3	1	0 1	CTV2	0	1	0
			CTV1	0	1	0
	2	0 1	CTV8	0	1	0
			CTV7	0	1	0
SVM3a	1	0 1	CTV4	0	0	1
			CTV3	0	0	1
	2	0 1	CTV6	0	0	1
			CTV5	0	0	1
SVM3d	1	0 1	CTV6	0	0	1
			CTV5	0	0	1
	2	0 1	CTV4	0	0	1
			CTV3	0	0	1
SVM3e	1	0 1	CTV8	0	1	0
			CTV7	0	1	0
	2	0 1	CTV2	0	1	0
			CTV1	0	1	0
SVM3h	1	0 1	CTV11	1	0	0
			CTV12	1	0	0
	2	0 1	CTV9	1	0	0
			CTV10	1	0	0
SVM3i	1	0 1	CTV9	1	0	0
			CTV10	1	0	0
	2	0 1	CTV11	1	0	0
			CTV12	1	0	0

Tabelul A4.6b Corespondența dintre tehnicile de comandă SVM3b, SVM3c, SVM3f, SVM3g, SVM3j, SVM3k, variabila auxiliară NTEC și variantele SVM3, SVM3a, SVM3d, SVM3e, SVM3h, SVM3i

Varianta SVM	Variabila auxiliară NTEC	Varianta SVM
SVM3b	1	SVM3a
	2	SVM3
SVM3c	1	SVM3
	2	SVM3a
SVM3f	1	SVM3e
	2	SVM3d
SVM3g	1	SVM3d
	2	SVM3e
SVM3j	1	SVM3i
	2	SVM3h
SVM3k	1	SVM3h
	2	SVM3i

Tabelul A4.6c Corespondența dintre tehnicile de comandă SVM3, SVM3a, SVM3d, SVM3e, SVM3h, SVM3i, combinațiile de temporizare CTV1-CTV12 și variabilele auxiliare Pa, Saz1-Saz3  
(semnale logice ST simetrice)

Varianta SVM	Variabila auxiliară Pa	Combi-nația de temporizare	Variabilele auxiliare		
			Saz1	Saz2	Saz3
SVM3	0	CTV8	0	1	0
	1	CTV7	0	1	0
SVM3a	0	CTV6	0	0	1
	1	CTV5	0	0	1
SVM3d	0	CTV4	0	0	1
	1	CTV3	0	0	1
SVM3e	0	CTV2	0	1	0
	1	CTV1	0	1	0
SVM3h	0	CTV9	1	0	0
	1	CTV10	1	0	0
SVM3i	0	CTV11	1	0	0
	1	CTV12	1	0	0

Tabelul A4.7 Corespondența dintre combinațiile CSVM, CTV și variabilele Pa, Saz1, Saz2, Saz3

Combi-nația CSVM	Variabila auxiliară Pa	Combi-nația de temporizare	Variabilele auxiliare		
			Saz1	Saz2	Saz3
CSVM1	0	CTV1	1	0	0
	1	CTV2	1	0	0
CSVM2	0	CTV3	1	0	0
	1	CTV4	1	0	0
CSVM3	0	CTV5	0	1	0
	1	CTV6	0	1	0
CSVM4	0	CTV7	1	0	0
	1	CTV8	1	0	0
CSVM5	0	CTV9	1	0	0
	1	CTV10	1	0	0
CSVM6	0	CTV11	1	0	0
	1	CTV12	1	0	0
CSVM7	0	CTV8	0	1	0
	1	CTV7	0	1	0
CSVM8	0	CTV2	0	1	0
	1	CTV1	0	1	0
CSVM9	0	CTV6	0	0	1
	1	CTV5	0	0	1
CSVM10	0	CTV4	0	0	1
	1	CTV3	0	0	1

$$\begin{aligned}
S11 = & Pam (( SC1+ SC2) ( SV1+ SV2+ SV3)+( SC4+ SC5) ( SV4+ SV5+ SV6))+ \\
& Pbm (( SC1+ SC2) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC4+ SC5) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pbn (( SC1+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC3+ SC4) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pan (( SC1+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV3)+( SC3+ SC4) ( SV4+ SV5+ SV6))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC1+ SC4) + Saz2 \cdot ( SC3+ SC6) + Saz3 \cdot ( SC2+ SC5));
\end{aligned} \tag{A4.1}$$

$$\begin{aligned}
S12 = & Pam (( SC3+ SC4) ( SV1+ SV2+ SV3)+( SC1+ SC6) ( SV4+ SV5+ SV6))+ \\
& Pbm (( SC3+ SC4) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC1+ SC6) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pbn (( SC2+ SC3) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC5+ SC6) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pan (( SC2+ SC3) ( SV1+ SV2+ SV3)+( SC5+ SC6) ( SV4+ SV5+ SV6))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC3+ SC6) + Saz2 \cdot ( SC2+ SC5) + Saz3 \cdot ( SC1+ SC4));
\end{aligned} \tag{A4.2}$$

$$\begin{aligned}
S13 = & Pam (( SC5+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV3)+( SC2+ SC3) ( SV4+ SV5+ SV6))+ \\
& Pbm (( SC5+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC2+ SC3) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pbn (( SC4+ SC5) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC1+ SC2) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pan (( SC4+ SC5) ( SV1+ SV2+ SV3)+( SC1+ SC2) ( SV4+ SV5+ SV6))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC2+ SC5) + Saz2 \cdot ( SC1+ SC4) + Saz3 \cdot ( SC3+ SC6));
\end{aligned} \tag{A4.3}$$

$$\begin{aligned}
S21 = & Pam (( SC4+ SC5) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC1+ SC2) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pbm (( SC4+ SC5) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC1+ SC2) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pbn (( SC3+ SC4) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC1+ SC6) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pan (( SC3+ SC4) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC1+ SC6) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC1+ SC4) + Saz2 \cdot ( SC3+ SC6) + Saz3 \cdot ( SC2+ SC5));
\end{aligned} \tag{A4.4}$$

$$\begin{aligned}
S22 = & Pam (( SC1+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC3+ SC4) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pbm (( SC1+ SC6) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC3+ SC4) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pbn (( SC5+ SC6) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC2+ SC3) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pan (( SC5+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC2+ SC3) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC3+ SC6) + Saz2 \cdot ( SC2+ SC5) + Saz3 \cdot ( SC1+ SC4));
\end{aligned} \tag{A4.5}$$

$$\begin{aligned}
S23 = & Pam (( SC2+ SC3) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC5+ SC6) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pbm (( SC2+ SC3) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC5+ SC6) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pbn (( SC1+ SC2) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC4+ SC5) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pan (( SC1+ SC2) ( SV1+ SV2+ SV6)+( SC4+ SC5) ( SV3+ SV4+ SV5))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC2+ SC5) + Saz2 \cdot ( SC1+ SC4) + Saz3 \cdot ( SC3+ SC6));
\end{aligned} \tag{A4.6}$$

$$\begin{aligned}
S31 = & Pam (( SC1+ SC2) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC4+ SC5) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pbm (( SC1+ SC2) ( SV4+ SV5+ SV6)+( SC4+ SC5) ( SV1+ SV2+ SV3))+ \\
& Pbn (( SC1+ SC6) ( SV4+ SV5+ SV6)+( SC3+ SC4) ( SV1+ SV2+ SV3))+ \\
& Pan (( SC1+ SC6) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC3+ SC4) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot SC1+ SC4) + Saz2 \cdot ( SC3+ SC6) + Saz3 \cdot ( SC2+ SC5));
\end{aligned} \tag{A4.7}$$

$$\begin{aligned}
S32 = & Pam (( SC3+ SC4) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC1+ SC6) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pbm (( SC3+ SC4) ( SV4+ SV5+ SV6)+( SC1+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV3))+ \\
& Pbn (( SC2+ SC3) ( SV4+ SV5+ SV6)+( SC5+ SC6) ( SV1+ SV2+ SV3))+ \\
& Pan (( SC2+ SC3) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC5+ SC6) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC3+ SC6) + Saz2 \cdot ( SC2+ SC5) + Saz3 \cdot ( SC1+ SC4));
\end{aligned} \tag{A4.8}$$

$$\begin{aligned}
S33 = & Pam (( SC5+ SC6) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC2+ SC3) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pbm (( SC5+ SC6) ( SV4+ SV5+ SV6)+( SC2+ SC3) ( SV1+ SV2+ SV3))+ \\
& Pbn (( SC4+ SC5) ( SV4+ SV5+ SV6)+( SC1+ SC2) ( SV1+ SV2+ SV3))+ \\
& Pan (( SC4+ SC5) ( SV1+ SV5+ SV6)+( SC1+ SC2) ( SV2+ SV3+ SV4))+ \\
& Pz (Saz1 \cdot ( SC2+ SC5) + Saz2 \cdot ( SC1+ SC4) + Saz3 \cdot ( SC3+ SC6));
\end{aligned} \tag{A4.9}$$

$$\begin{aligned}
P_{am} = & ST1 \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV2 \cdot CTV9) + \overline{ST1} \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV1 \cdot CTV6 \cdot CTV10) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV3 \cdot CTV5) + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot ST4 \cdot (CTV4 \cdot CTV7 \cdot CTV12) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot \overline{ST4} \cdot (CTV8 \cdot CTV11);
\end{aligned}
\tag{A4.10}$$

$$\begin{aligned}
P_{bm} = & ST1 \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV1 \cdot CTV10) + \overline{ST1} \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV2 \cdot CTV5 \cdot CTV9) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV4 \cdot CTV6) + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot ST4 \cdot (CTV3 \cdot CTV8 \cdot CTV11) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot \overline{ST4} \cdot (CTV7 \cdot CTV12);
\end{aligned}
\tag{A4.11}$$

$$\begin{aligned}
P_{bn} = & ST1 \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV3 \cdot CTV12) + \overline{ST1} \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV4 \cdot CTV7 \cdot CTV11) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV2 \cdot CTV8) + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot ST4 \cdot (CTV1 \cdot CTV6 \cdot CTV9) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot \overline{ST4} \cdot (CTV5 \cdot CTV10);
\end{aligned}
\tag{A4.12}$$

$$\begin{aligned}
P_{an} = & ST1 \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV4 \cdot CTV11) + \overline{ST1} \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV3 \cdot CTV8 \cdot CTV12) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV1 \cdot CTV7) + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot ST4 \cdot (CTV2 \cdot CTV5 \cdot CTV10) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot \overline{ST4} \cdot (CTV6 \cdot CTV9);
\end{aligned}
\tag{A4.13}$$

$$\begin{aligned}
P_z = & ST1 \cdot ST2 \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV5 \cdot CTV6 \cdot CTV7 \cdot CTV8) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot ST3 \cdot ST4 \cdot (CTV9 \cdot CTV10 \cdot CTV11 \cdot CTV12) + \\
& + \overline{ST1} \cdot \overline{ST2} \cdot \overline{ST3} \cdot \overline{ST4} \cdot (CTV1 \cdot CTV2 \cdot CTV3 \cdot CTV4);
\end{aligned}
\tag{A4.14}$$

Tabelul A4.8 Variabilele auxiliare Pam, Pbm, Pbn Pan, Pz  
în funcție de combinația de temporizare și de semnalele logice ST1-ST4

	ST1	ST2	ST3	ST4	Pam	Pbm	Pbn	Pan	Pz
CTV1	1	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	1	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0	0	1	0
	0	0	0	1	0	0	1	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0	1
CTV2	1	1	1	1	1	0	0	0	0
	0	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	0	1	1	0	0	1	0	0
	0	0	0	1	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	0	0	0	0	1
CTV3	1	1	1	1	0	0	1	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1	0
	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	0	0	0	1	0	1	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0	1
CTV4	1	1	1	1	0	0	0	1	0
	0	1	1	1	0	0	1	0	0
	0	0	1	1	0	1	0	0	0
	0	0	0	1	1	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	0	1
CTV5	1	1	1	1	0	0	0	0	1
	0	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	0	1	1	1	0	0	0	0
	0	0	0	1	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	0	0	1	0	0
CTV6	1	1	1	1	0	0	0	0	1
	0	1	1	1	1	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	1	0	0	0
	0	0	0	1	0	0	1	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	1	0
CTV7	1	1	1	1	0	0	0	0	1
	0	1	1	1	0	0	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	0	1	0
	0	0	0	1	1	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1	0	0	0
CTV8	1	1	1	1	0	0	0	0	1
	0	1	1	1	0	0	0	1	0
	0	0	1	1	0	0	1	0	0
	0	0	0	1	0	1	0	0	0
	0	0	0	0	1	0	0	0	0
CTV9	1	1	1	1	1	0	0	0	0
	0	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	0	1	1	0	0	0	0	1
	0	0	0	1	0	0	1	0	0
	0	0	0	0	0	0	0	1	0
CTV10	1	1	1	1	0	1	0	0	0
	0	1	1	1	1	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0	0	0	1
	0	0	0	1	0	0	0	1	0
	0	0	0	0	0	0	1	0	0
CTV11	1	1	1	1	0	0	0	1	0
	0	1	1	1	0	0	1	0	0
	0	0	1	1	0	0	0	0	1
	0	0	0	1	0	1	0	0	0
	0	0	0	0	1	0	0	0	0
CTV12	1	1	1	1	0	0	1	0	0
	0	1	1	1	0	0	0	1	0
	0	0	1	1	0	0	0	0	1
	0	0	0	1	1	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1	0	0	0



$$\begin{aligned}
h11 = & SI1 (SO1+SO6)+SI4 \cdot (SO3+SO4)+ \\
& h1 ((SI3+SI5) (SO2+SO3)+(SI2+SI6) (SO5+SO6))+ \\
& h7 ((SI3+SI5) (SO4+SO5)+(SI2+SI6) (SO1+SO2))+ \\
& (1-h2-h3) (SI1 (SO2+SO3)+SI4 (SO5+SO6))+ \\
& (1-h8-h9) (SI1 (SO4+SO5)+SI4 (SO1+SO2));
\end{aligned} \tag{A5.1}$$

$$\begin{aligned}
h12 = & SI3 (SO1+SO6)+SI6 (SO3+SO4)+ \\
& h2 ((SI1+SI5) (SO2+SO3)+(SI2+SI4) (SO5+SO6))+ \\
& h8 ((SI1+SI5) (SO4+SO5)+(SI2+SI4) (SO1+SO2))+ \\
& (1-h1-h3) (SI3 (SO2+SO3)+SI6 (SO5+SO6))+ \\
& (1-h7-h9) (SI3 (SO4+SO5)+SI6 (SO1+SO2));
\end{aligned} \tag{A5.2}$$

$$\begin{aligned}
h13 = & SI5 (SO1+SO6)+SI2 (SO3+SO4)+ \\
& h3 ((SI1+SI3) (SO2+SO3)+(SI4+SI6) (SO5+SO6))+ \\
& h9 ((SI1+SI3) (SO4+SO5)+(SI4+SI6) (SO1+SO2))+ \\
& (1-h1-h2) (SI5 (SO2+SO3)+SI2 (SO5+SO6))+ \\
& (1-h7-h8) (SI5 (SO4+SO5)+SI2 (SO1+SO2));
\end{aligned} \tag{A5.3}$$

$$\begin{aligned}
h21 = & SI1 (SO2+SO3)+SI4 (SO5+SO6)+ \\
& h1 ((SI3+SI5) (SO1+SO6)+(SI2+SI6) (SO3+SO4))+ \\
& h4 ((SI3+SI5) (SO4+SO5)+(SI2+SI6) (SO1+SO2))+ \\
& (1-h2-h3) (SI1 (SO1+SO6)+SI4 (SO3+SO4))+ \\
& (1-h5-h6) (SI1 (SO4+SO5)+SI4 (SO1+SO2));
\end{aligned} \tag{A5.4}$$

$$\begin{aligned}
h22 = & SI3 (SO2+SO3)+SI6 (SO5+SO6)+ \\
& h2 ((SI1+SI5) (SO1+SO6)+(SI2+SI4) (SO3+SO4))+ \\
& h5 ((SI1+SI5) (SO4+SO5)+(SI2+SI4) (SO1+SO2))+ \\
& (1-h1-h3) (SI3 (SO1+SO6)+SI6 (SO3+SO4))+ \\
& (1-h4-h6) (SI3 (SO4+SO5)+SI6 (SO1+SO2));
\end{aligned} \tag{A5.5}$$

$$\begin{aligned}
h23 = & SI5 (SO2+SO3)+SI2 (SO5+SO6)+ \\
& h3 ((SI1+SI3) (SO1+SO6)+(SI4+SI6) (SO3+SO4))+ \\
& h6 ((SI1+SI3) (SO4+SO5)+(SI4+SI6) (SO1+SO2))+ \\
& (1-h1-h2) (SI5 (SO1+SO6)+SI2 (SO3+SO4))+ \\
& (1-h4-h5) (SI5 (SO4+SO5)+SI2 (SO1+SO2));
\end{aligned} \tag{A5.6}$$

$$\begin{aligned}
h31 = & SI1 (SO4+SO5)+SI4 (SO1+SO2)+ \\
& h4 ((SI3+SI5) (SO2+SO3)+(SI2+SI6) (SO5+SO6))+ \\
& h7 ((SI3+SI5) (SO1+SO6)+(SI2+SI6) (SO3+SO4))+ \\
& (1-h5-h6) (SI1 (SO2+SO3)+SI4 (SO5+SO6))+ \\
& (1-h8-h9) (SI1 (SO1+SO6)+SI4 (SO3+SO4));
\end{aligned} \tag{A5.7}$$

$$\begin{aligned}
h32 = & SI3 (SO4+SO5)+SI6 (SO1+SO2)+ \\
& h5 ((SI1+SI5) (SO2+SO3)+(SI2+SI4) (SO5+SO6))+ \\
& h8 ((SI1+SI5) (SO1+SO6)+(SI2+SI4) (SO3+SO4))+ \\
& (1-h4-h6) (SI3 (SO2+SO3)+SI6 (SO5+SO6))+ \\
& (1-h7-h9) (SI3 (SO1+SO6)+SI6 (SO3+SO4));
\end{aligned} \tag{A5.8}$$

$$\begin{aligned}
h33 = & SI5 (SO4+SO5)+SI2 (SO1+SO2)+ \\
& h6 ((SI1+SI3) (SO2+SO3)+(SI4+SI6) (SO5+SO6))+ \\
& h9 ((SI1+SI3) (SO1+SO6)+(SI4+SI6) (SO3+SO4))+ \\
& (1-h4-h5) (SI5 (SO2+SO3)+SI2 (SO5+SO6))+ \\
& (1-h7-h8) (SI5 (SO1+SO6)+SI2 (SO3+SO4));
\end{aligned} \tag{A5.9}$$

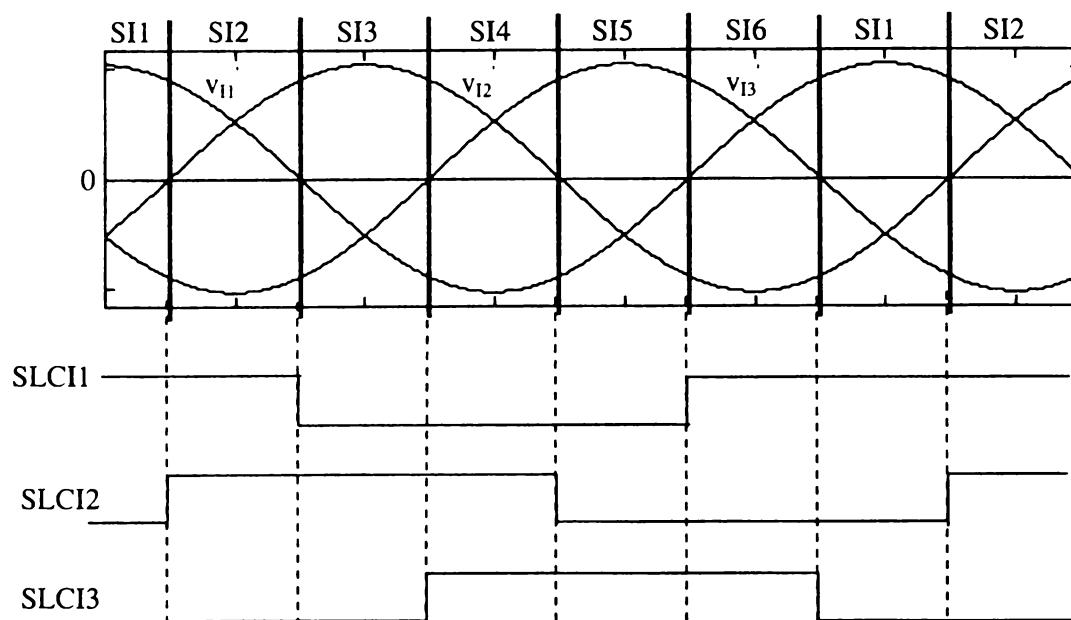


Figura A5.1 Variabilele logice SLCI1-SLCI3 în funcție de sectorul activ de intrare

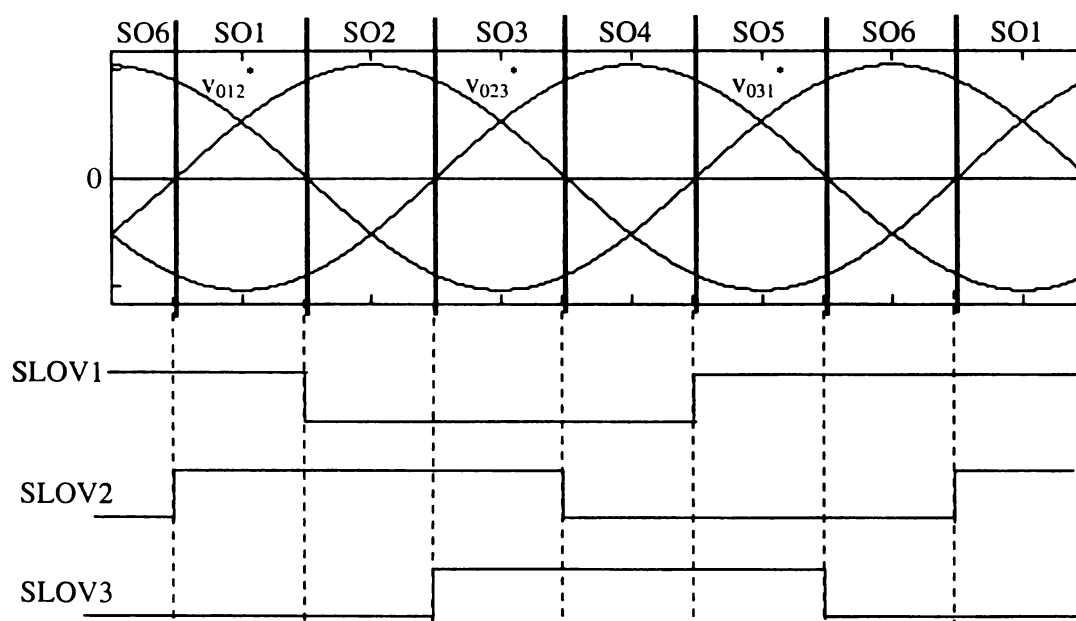


Figura A5.2 Variabilele logice SLOV1-SLOV3 în funcție de sectorul activ de ieșire

Tabelul A5.1 Corespondența dintre variabilele logice SLCI1-SLCI3 și SI1-SI6

SLCI1	SLCI2	SLCI3	SI1	SI2	SI3	SI4	SI5	SI6
0	0	1	0	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	0	1	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	1
1	1	0	0	1	0	0	0	0

Tabelul A5.2 Corespondența dintre variabilele logice SLOV1-SLOV3 și SO1-SO6

SLOV1	SLOV2	SLOV3	SO1	SO2	SO3	SO4	SO5	SO6
0	0	1	0	0	0	1	0	0
0	1	0	0	1	0	0	0	0
0	1	1	0	0	1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0	0	0	0

$$h1 = \frac{|(\dot{v}_{131} - \dot{v}_{112}) \cdot \dot{v}_{012}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.10})$$

$$h2 = \frac{|(\dot{v}_{112} - \dot{v}_{123}) \cdot \dot{v}_{012}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.11})$$

$$h3 = \frac{|(\dot{v}_{123} - \dot{v}_{131}) \cdot \dot{v}_{012}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.12})$$

$$h4 = \frac{|(\dot{v}_{131} - \dot{v}_{112}) \cdot \dot{v}_{023}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.13})$$

$$h5 = \frac{|(\dot{v}_{112} - \dot{v}_{123}) \cdot \dot{v}_{023}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.14})$$

$$h6 = \frac{|(\dot{v}_{123} - \dot{v}_{131}) \cdot \dot{v}_{023}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.15})$$

$$h7 = \frac{|(\dot{v}_{131} - \dot{v}_{112}) \cdot \dot{v}_{031}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.16})$$

$$h8 = \frac{|(\dot{v}_{112} - \dot{v}_{123}) \cdot \dot{v}_{031}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.17})$$

$$h9 = \frac{|(\dot{v}_{123} - \dot{v}_{131}) \cdot \dot{v}_{031}^*|}{\cos(\varphi_1) \cdot (\dot{v}_{112}^2 + \dot{v}_{123}^2 + \dot{v}_{131}^2)} \quad (\text{A5.18})$$

Tabelul A5.3 Corespondența dintre sectoarele active de intrare/ieșire și funcțiile de transfer auxiliare h1-h9 calculate la un moment dat

Combinăția de sectoare active intrare-ieșire		Funcțiile de transfer calculate			
CHIO1	SI1-SO1 SI1-SO6 SI4-SO3 SI4-SO4	h2	h3	h8	h9
CHIO2	SI1-SO2 SI1-SO3 SI4-SO5 SI4-SO6	h2	h3	h5	h6
CHIO3	SI1-SO4 SI1-SO5 SI4-SO1 SI4-SO2	h8	h9	h5	h6
CHIO4	SI2-SO1 SI2-SO2 SI5-SO4 SI5-SO5	h7	h8	h4	h5
CHIO5	SI2-SO3 SI2-SO4 SI5-SO1 SI5-SO6	h1	h2	h7	h8
CHIO6	SI2-SO5 SI2-SO6 SI5-SO2 SI5-SO3	h1	h2	h4	h5
CHIO7	SI3-SO1 SI3-SO6 SI6-SO3 SI6-SO4	h1	h3	h7	h9
CHIO8	SI3-SO2 SI3-SO3 SI6-SO5 SI6-SO6	h1	h3	h4	h6
CHIO9	SI3-SO4 SI3-SO5 SI6-SO1 SI6-SO2	h7	h9	h4	h6

Tabelul A5.4 Secvențele de conectare posibile pentru una dintre ieșirile convertorului matriceal la cele trei intrări ale acestuia

Secvența de conectare	
CSL1	IN1 → IN2 → IN3 → ↑ ← ← ← ← ← ↓
CSL2	IN1 → IN3 → IN2 → ↑ ← ← ← ← ← ↓
CSL3	IN2 → IN1 → IN3 → ↑ ← ← ← ← ← ↓
CSL4	IN2 → IN3 → IN1 → ↑ ← ← ← ← ← ↓
CSL5	IN3 → IN1 → IN2 → ↑ ← ← ← ← ← ↓
CSL6	IN3 → IN2 → IN1 → ↑ ← ← ← ← ← ↓

Tabelul A5.5a Combinațiile de temporizare pentru secvența de conectare CSL1

Combinăția de sectoare active	Combinăția de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4
CHIO1	CTL1	$T_S-T2-T3$	$T_S-T3$	$T_S-T8-T9$	$T_S-T9$
CHIO2	CTL2	$T_S-T2-T3$	$T_S-T3$	$T_S-T5-T6$	$T_S-T6$
CHIO3	CTL3	$T_S-T8-T9$	$T_S-T9$	$T_S-T5-T6$	$T_S-T6$
CHIO4	CTL4	T7	T7+T8	T4	T4+T5
CHIO5	CTL5	T1	T1+T2	T7	T7+T8
CHIO6	CTL6	T1	T1+T2	T4	T4+T5
CHIO7	CTL7	T1	$T_S-T3$	T7	$T_S-T9$
CHIO8	CTL8	T1	$T_S-T3$	T4	$T_S-T6$
CHIO9	CTL9	T7	$T_S-T9$	T4	$T_S-T6$

Tabelul A5.5b Combinațiile de temporizare pentru secvența de conectare CSL2

Combinăția de sectoare active	Combinăția de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4
CHIO1	CTL10	$T_S-T2-T3$	$T_S-T2$	$T_S-T8-T9$	$T_S-T8$
CHIO2	CTL11	$T_S-T2-T3$	$T_S-T2$	$T_S-T5-T6$	$T_S-T5$
CHIO3	CTL12	$T_S-T8-T9$	$T_S-T8$	$T_S-T5-T6$	$T_S-T5$
CHIO4	CTL13	T7	$T_S-T8$	T4	$T_S-T5$
CHIO5	CTL14	T1	$T_S-T2$	T7	$T_S-T8$
CHIO6	CTL15	T1	$T_S-T2$	T4	$T_S-T5$
CHIO7	CTL16	T1	T1+T3	T7	T7+T9
CHIO8	CTL17	T1	T1+T3	T4	T4+T6
CHIO9	CTL18	T7	T7+T9	T4	T4+T6

Tabelul A5.5c Combinațiile de temporizare pentru secvența de conectare CSL3

Combinăția de sectoare active	Combinăția de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4
CHIO1	CTL19	T2	$T_S-T3$	T8	$T_S-T9$
CHIO2	CTL20	T2	$T_S-T3$	T5	$T_S-T6$
CHIO3	CTL21	T8	$T_S-T9$	T5	$T_S-T6$
CHIO4	CTL22	T8	T8+T7	T5	T5+T4
CHIO5	CTL23	T2	T2+T1	T8	T8+T7
CHIO6	CTL24	T2	T2+T1	T5	T5+T4
CHIO7	CTL25	$T_S-T1-T3$	$T_S-T3$	$T_S-T7-T9$	$T_S-T9$
CHIO8	CTL26	$T_S-T1-T3$	$T_S-T3$	$T_S-T4-T6$	$T_S-T6$
CHIO9	CTL27	$T_S-T7-T9$	$T_S-T9$	$T_S-T4-T6$	$T_S-T6$

Tabelul A5.5d Combinațiile de temporizare pentru secvența de conectare CSL4

Combinatia de sectoare active	Combinatia de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4
CHIO1	CTL28	T2	T2+T3	T8	T8+T9
CHIO2	CTL29	T2	T2+T3	T5	T5+T6
CHIO3	CTL30	T8	T8+T9	T5	T5+T6
CHIO4	CTL31	T8	T <sub>S</sub> -T7	T5	T <sub>S</sub> -T4
CHIO5	CTL32	T2	T <sub>S</sub> -T1	T8	T <sub>S</sub> -T7
CHIO6	CTL33	T2	T <sub>S</sub> -T1	T5	T <sub>S</sub> -T4
CHIO7	CTL34	T <sub>S</sub> -T1-T3	T <sub>S</sub> -T1	T <sub>S</sub> -T7-T9	T <sub>S</sub> -T7
CHIO8	CTL35	T <sub>S</sub> -T1-T3	T <sub>S</sub> -T1	T <sub>S</sub> -T4-T6	T <sub>S</sub> -T4
CHIO9	CTL36	T <sub>S</sub> -T7-T9	T <sub>S</sub> -T7	T <sub>S</sub> -T4-T6	T <sub>S</sub> -T4

Tabelul A5.5e Combinațiile de temporizare pentru secvența de conectare CSL5

		TM1	TM2	TM3	TM4
CHIO1	CTL37	T3	T <sub>S</sub> -T2	T9	T <sub>S</sub> -T8
CHIO2	CTL38	T3	T <sub>S</sub> -T2	T6	T <sub>S</sub> -T5
CHIO3	CTL39	T9	T <sub>S</sub> -T8	T6	T <sub>S</sub> -T5
CHIO4	CTL40	T <sub>S</sub> -T7-T8	T <sub>S</sub> -T8	T <sub>S</sub> -T4-T5	T <sub>S</sub> -T5
CHIO5	CTL41	T <sub>S</sub> -T1-T2	T <sub>S</sub> -T2	T <sub>S</sub> -T7-T8	T <sub>S</sub> -T8
CHIO6	CTL42	T <sub>S</sub> -T1-T2	T <sub>S</sub> -T2	T <sub>S</sub> -T4-T5	T <sub>S</sub> -T5
CHIO7	CTL43	T3	T3+T1	T9	T9+T7
CHIO8	CTL44	T3	T3+T1	T6	T6+T4
CHIO9	CTL45	T9	T9+T7	T6	T6+T4

Tabelul A5.5f Combinațiile de temporizare pentru secvența de conectare CSL6

		TM1	TM2	TM3	TM4
CHIO1	CTL46	T3	T3+T2	T9	T9+T8
CHIO2	CTL47	T3	T3+T2	T6	T6+T5
CHIO3	CTL48	T9	T9+T8	T6	T6+T5
CHIO4	CTL49	T <sub>S</sub> -T7-T8	T <sub>S</sub> -T7	T <sub>S</sub> -T4-T5	T <sub>S</sub> -T4
CHIO5	CTL50	T <sub>S</sub> -T1-T2	T <sub>S</sub> -T1	T <sub>S</sub> -T7-T8	T <sub>S</sub> -T7
CHIO6	CTL51	T <sub>S</sub> -T1-T2	T <sub>S</sub> -T1	T <sub>S</sub> -T4-T5	T <sub>S</sub> -T4
CHIO7	CTL52	T3	T <sub>S</sub> -T1	T9	T <sub>S</sub> -T7
CHIO8	CTL53	T3	T <sub>S</sub> -T1	T6	T <sub>S</sub> -T4
CHIO9	CTL54	T9	T <sub>S</sub> -T7	T6	T <sub>S</sub> -T4

Tabelul A5.6 Variabilele auxiliare ST12a-ST12c și ST34a-ST34c  
în funcție de valoarea logică a semnalelor ST1-ST4

ST1	ST2	ST3	ST4	ST12a	ST12b	ST12c	ST34a	ST34b	ST34c
1	1	1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	1	1	0	1	0	1	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
1	1	0	1	1	0	0	0	1	0
0	1	0	1	0	1	0	0	1	0
0	0	0	1	0	0	1	0	1	0
1	1	0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1

Tabelul A5.7a Funcțiile de comutație S11-S33 în funcție de variabilele auxiliare ST12a-ST12c,  
ST34a-ST34c și combinația de sectoare active CHIO1-CHIO9 pentru secvența de conectare CSL1

	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>	S <sub>23</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>32</sub>	S <sub>33</sub>
CHIO1	1	0	0	ST12a	ST12b	ST12c	ST34a	ST34b	ST34c
CHIO2	ST12a	ST12b	ST12c	1	0	0	ST34a	ST34b	ST34c
CHIO3	ST12a	ST12b	ST12c	ST34a	ST34b	ST34c	1	0	0
CHIO4	ST12a	ST12b	ST12c	ST34a	ST34b	ST34c	0	0	1
CHIO5	0	0	1	ST12a	ST12b	ST12c	ST34a	ST34b	ST34c
CHIO6	ST12a	ST12b	ST12c	0	0	1	ST34a	ST34b	ST34c
CHIO7	0	1	0	ST12a	ST12b	ST12c	ST34a	ST34b	ST34c
CHIO8	ST12a	ST12b	ST12c	0	1	0	ST34a	ST34b	ST34c
CHIO9	ST12a	ST12b	ST12c	ST34a	ST34b	ST34c	0	1	0

Tabelul A5.7b Funcțiile de comutație S11-S33 în funcție de variabilele auxiliare ST12a-ST12c,  
ST34a-ST34c și combinația de sectoare active CHIO1-CHIO9 pentru secvența de conectare CSL2

	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>	S <sub>23</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>32</sub>	S <sub>33</sub>
CHIO1	1	0	0	ST12a	ST12c	ST12b	ST34a	ST34c	ST34b
CHIO2	ST12a	ST12c	ST12b	1	0	0	ST34a	ST34c	ST34b
CHIO3	ST12a	ST12c	ST12b	ST34a	ST34c	ST34b	1	0	0
CHIO4	ST12a	ST12c	ST12b	ST34a	ST34c	ST34b	0	0	1
CHIO5	0	0	1	ST12a	ST12c	ST12b	ST34a	ST34c	ST34b
CHIO6	ST12a	ST12c	ST12b	0	0	1	ST34a	ST34c	ST34b
CHIO7	0	1	0	ST12a	ST12c	ST12b	ST34a	ST34c	ST34b
CHIO8	ST12a	ST12c	ST12b	0	1	0	ST34a	ST34c	ST34b
CHIO9	ST12a	ST12c	ST12b	ST34a	ST34c	ST34b	0	1	0

Tabelul A5.7c Funcțiile de comutație S11-S33 în funcție de variabilele auxiliare ST12a-ST12c,  
ST34a-ST34c și combinația de sectoare active CHIO1-CHIO9 pentru secvența de conectare CSL3

	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>	S <sub>23</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>32</sub>	S <sub>33</sub>
CHIO1	1	0	0	ST12b	ST12a	ST12c	ST34b	ST34a	ST34c
CHIO2	ST12b	ST12a	ST12c	1	0	0	ST34b	ST34a	ST34c
CHIO3	ST12b	ST12a	ST12c	ST34b	ST34a	ST34c	1	0	0
CHIO4	ST12b	ST12a	ST12c	ST34b	ST34a	ST34c	0	0	1
CHIO5	0	0	1	ST12b	ST12a	ST12c	ST34b	ST34a	ST34c
CHIO6	ST12b	ST12a	ST12c	0	0	1	ST34b	ST34a	ST34c
CHIO7	0	1	0	ST12b	ST12a	ST12c	ST34b	ST34a	ST34c
CHIO8	ST12b	ST12a	ST12c	0	1	0	ST34b	ST34a	ST34c
CHIO9	ST12b	ST12a	ST12c	ST34b	ST34a	ST34c	0	1	0

Tabelul A5.7d Funcțiile de comutație S<sub>11</sub>-S<sub>33</sub> în funcție de variabilele auxiliare ST12a-ST12c, ST34a-ST34c și combinația de sectoare active CHIO1-CHIO9 pentru secvența de conectare CSL4

	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>	S <sub>23</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>32</sub>	S <sub>33</sub>
CHIO1	1	0	0	ST12c	ST12a	ST12b	ST34c	ST34a	ST34b
CHIO2	ST12c	ST12a	ST12b	1	0	0	ST34c	ST34a	ST34b
CHIO3	ST12c	ST12a	ST12b	ST34c	ST34a	ST34b	1	0	0
CHIO4	ST12c	ST12a	ST12b	ST34c	ST34a	ST34b	0	0	1
CHIO5	0	0	1	ST12c	ST12a	ST12b	ST34c	ST34a	ST34b
CHIO6	ST12c	ST12a	ST12b	0	0	1	ST34c	ST34a	ST34b
CHIO7	0	1	0	ST12c	ST12a	ST12b	ST34c	ST34a	ST34b
CHIO8	ST12c	ST12a	ST12b	0	1	0	ST34c	ST34a	ST34b
CHIO9	ST12c	ST12a	ST12b	ST34c	ST34a	ST34b	0	1	0

Tabelul A5.7e Funcțiile de comutație S<sub>11</sub>-S<sub>33</sub> în funcție de variabilele auxiliare ST12a-ST12c, ST34a-ST34c și combinația de sectoare active CHIO1-CHIO9 pentru secvența de conectare CSL5

	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>	S <sub>23</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>32</sub>	S <sub>33</sub>
CHIO1	1	0	0	ST12b	ST12c	ST12a	ST34b	ST34c	ST34a
CHIO2	ST12b	ST12c	ST12a	1	0	0	ST34b	ST34c	ST34a
CHIO3	ST12b	ST12c	ST12a	ST34b	ST34c	ST34a	1	0	0
CHIO4	ST12b	ST12c	ST12a	ST34b	ST34c	ST34a	0	0	1
CHIO5	0	0	1	ST12b	ST12c	ST12a	ST34b	ST34c	ST34a
CHIO6	ST12b	ST12c	ST12a	0	0	1	ST34b	ST34c	ST34a
CHIO7	0	1	0	ST12b	ST12c	ST12a	ST34b	ST34c	ST34a
CHIO8	ST12b	ST12c	ST12a	0	1	0	ST34b	ST34c	ST34a
CHIO9	ST12b	ST12c	ST12a	ST34b	ST34c	ST34a	0	1	0

Tabelul A5.7f Funcțiile de comutație S<sub>11</sub>-S<sub>33</sub> în funcție de variabilele auxiliare ST12a-ST12c, ST34a-ST34c și combinația de sectoare active CHIO1-CHIO9 pentru secvența de conectare CSL6

	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>	S <sub>23</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>32</sub>	S <sub>33</sub>
CHIO1	1	0	0	ST12c	ST12b	ST12a	ST34c	ST34b	ST34a
CHIO2	ST12c	ST12b	ST12a	1	0	0	ST34c	ST34b	ST34a
CHIO3	ST12c	ST12b	ST12a	ST34c	ST34b	ST34a	1	0	0
CHIO4	ST12c	ST12b	ST12a	ST34c	ST34b	ST34a	0	0	1
CHIO5	0	0	1	ST12c	ST12b	ST12a	ST34c	ST34b	ST34a
CHIO6	ST12c	ST12b	ST12a	0	0	1	ST34c	ST34b	ST34a
CHIO7	0	1	0	ST12c	ST12b	ST12a	ST34c	ST34b	ST34a
CHIO8	ST12c	ST12b	ST12a	0	1	0	ST34c	ST34b	ST34a
CHIO9	ST12c	ST12b	ST12a	ST34c	ST34b	ST34a	0	1	0



Tabelul 5.8 Corespondența dintre tehnicile de comandă de tipul SLM1, sectoarele active de intrare SI1-SI6 și secvențele de conectare CSL1-CSL6 (semnale logice ST asimetrice)

Varianta SLM	Sector de intrare activ	Secvența de conectare
SLM1	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL1
SLM1a	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL6
SLM1b	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL5 CSL4 CSL1
SLM1c	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL3 CSL2 CSL6
SLM1d	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL1 CSL5 CSL4
SLM1e	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL2 CSL6 CSL3
SLM1f	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL4 CSL1 CSL5
SLM1g	SI1 sau SI4 SI2 sau SI5 SI3 sau SI6	CSL6 CSL3 CSL2

Tabelul 5.9a Corespondența dintre tehnicile de comandă de tipul SLM2, variabila auxiliară NTS și tehnicile de comandă de tipul SLM1

Varianta SLM	Variabila auxiliară NTS	Varianta SLM
SLM2	1	SLM1d
	2	SLM1b
	3	SLM1f
SLM2a	1	SLM1e
	2	SLM1c
	3	SLM1g
SLM2b	1	SLM1e
	2	SLM1f
SLM2c	1	SLM1
	2	SLM1a
SLM2d	1	SLM1b
	2	SLM1c
SLM2e	1	SLM1d
	2	SLM1g

Tabelul 5.9b Corespondența dintre tehnicile de comandă SLM2b-SLM2e, sectoarele active de intrare SI1-SI6 și secvențele de conectare CSL1-CSL6 (semnale logice ST simetrice)

Varianta SLM	Sector de intrare activ	Secvența de conectare
SLM2b	SI1 sau SI4	CSL4
	SI2 sau SI5	CSL1
	SI3 sau SI6	CSL5
SLM2c	SI1 sau SI4	CSL6
	SI2 sau SI5	
	SI3 sau SI6	
SLM2d	SI1 sau SI4	CSL3
	SI2 sau SI5	CSL2
	SI3 sau SI6	CSL6
SLM2e	SI1 sau SI4	CSL6
	SI2 sau SI5	CSL3
	SI3 sau SI6	CSL2

Tabelul 5.10a Corespondența dintre tehnicile de comandă  
 SLM3, SLM3a, SLM3d, SLM3e, SLM3h, SLM3i  
 sectoarele active de intrare SI1-SI6 și secvențele de conectare CSL1-CSL6  
 (semnale logice ST asimetrice)

Varianta SLM	Sector de intrare activ	Variabila auxiliară NTS	Secvența de conectare
SLM3	SI1 sau SI4	1	CSL4
		2	CSL2
	SI2 sau SI5	1	CSL1
SLM3a	SI1 sau SI4	2	CSL6
		2	CSL1
	SI2 sau SI5	1	CSL3
SLM3d	SI1 sau SI4	2	CSL5
		2	CSL3
	SI2 sau SI5	1	CSL4
SLM3e	SI1 sau SI4	2	CSL2
		2	CSL4
	SI2 sau SI5	1	CSL6
SLM3h	SI1 sau SI4	2	CSL1
		2	CSL5
	SI2 sau SI5	1	CSL2
SLM3i	SI1 sau SI4	2	CSL4
		2	CSL2
	SI2 sau SI5	1	CSL4
SLM3i	SI1 sau SI4	1	CSL5
		2	CSL3
	SI2 sau SI5	1	CSL4
SLM3i	SI1 sau SI4	2	CSL2
		2	CSL2
	SI2 sau SI5	1	CSL4
SLM3i	SI1 sau SI4	1	CSL1
		2	CSL6
	SI2 sau SI5	1	CSL1

Tabelul 5.10b Corespondența dintre tehnicile de comandă SLM3, SLM3a, SLM3d, SLM3e, SLM3h, SLM3i variabila auxiliară NSS și tehnicile de comandă SLM3b, SLM3c, SLM3f, SLM3g, SLM3j, SLM3k

Varianta SLM	Variabila auxiliară NSS	Varianta SLM
SLM3b	1 2	SLM3a SLM3
SLM3c	1 2	SLM3 SLM3a
SLM3f	1 2	SLM3e SLM3d
SLM3g	1 2	SLM3d SLM3e
SLM3j	1 2	SLM3i SLM3h
SLM3k	1 2	SLM3h SLM3i

Tabelul 5.10c Corespondența dintre tehnicile de comandă SLM3, SLM3a, SLM3d, SLM3e, SLM3h, SLM3i, sectoarele active de intrare SI1-SI6 și secvențele de conectare CSL1-CSL6 (semnale logice ST simetrice)

Varianta SLM	Sector de intrare activ	Secvența de conectare
SLM3	SI1 sau SI4	CSL2
	SI2 sau SI5	CSL6
	SI3 sau SI6	CSL3
SLM3a	SI1 sau SI4	CSL1
	SI2 sau SI5	CSL5
	SI3 sau SI6	CSL4
SLM3d	SI1 sau SI4	CSL6
	SI2 sau SI5	CSL3
	SI3 sau SI6	CSL2
SLM3e	SI1 sau SI4	CSL4
	SI2 sau SI5	CSL1
	SI3 sau SI6	CSL5
SLM3h	SI1 sau SI4	CSL5
	SI2 sau SI5	CSL4
	SI3 sau SI6	CSL1
SLM3i	SI1 sau SI4	CSL3
	SI2 sau SI5	CSL2
	SI3 sau SI6	CSL6

Tabelul A5.11a Combinațiile de temporizare (6 canale PWM) pentru secvența de conectare CSL1

Combinatia de sectoare active	Combinatia de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4	TM5	TM6
CHIO1	CTL1	$T_s$	$T_s$	$T_s-T2-T3$	$T_s-T3$	$T_s-T8-T9$	$T_s-T9$
CHIO2	CTL2	$T_s-T2-T3$	$T_s-T3$	$T_s$	$T_s$	$T_s-T5-T6$	$T_s-T6$
CHIO3	CTL3	$T_s-T8-T9$	$T_s-T9$	$T_s-T5-T6$	$T_s-T6$	$T_s$	$T_s$
CHIO4	CTL4	T7	T7+T8	T4	T4+T5	0	0
CHIO5	CTL5	0	0	T1	T1+T2	T7	T7+T8
CHIO6	CTL6	T1	T1+T2	0	0	T4	T4+T5
CHIO7	CTL7	0	$T_s$	T1	$T_s-T3$	T7	$T_s-T9$
CHIO8	CTL8	T1	$T_s-T3$	0	$T_s$	T4	$T_s-T6$
CHIO9	CTL9	T7	$T_s-T9$	T4	$T_s-T6$	0	$T_s$

Tabelul A5.11b Combinațiile de temporizare (6 canale PWM) pentru secvența de conectare CSL2

Combinatia de sectoare active	Combinatia de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4	TM5	TM6
CHIO1	CTL10	$T_s$	$T_s$	$T_s-T2-T3$	$T_s-T2$	$T_s-T8-T9$	$T_s-T8$
CHIO2	CTL11	$T_s-T2-T3$	$T_s-T2$	$T_s$	$T_s$	$T_s-T5-T6$	$T_s-T6$
CHIO3	CTL12	$T_s-T8-T9$	$T_s-T8$	$T_s-T5-T6$	$T_s-T6$	$T_s$	$T_s$
CHIO4	CTL13	T7	$T_s-T8$	T4	$T_s-T5$	0	0
CHIO5	CTL14	0	0	T1	$T_s-T2$	T7	$T_s-T8$
CHIO6	CTL15	T1	$T_s-T2$	0	0	T4	$T_s-T5$
CHIO7	CTL16	0	$T_s$	T1	T1+T3	T7	T7+T9
CHIO8	CTL17	T1	T1+T3	0	$T_s$	T4	T4+T6
CHIO9	CTL18	T7	T7+T9	T4	T4+T6	0	$T_s$

Tabelul A5.11c Combinațiile de temporizare (6 canale PWM) pentru secvența de conectare CSL3

Combinatia de sectoare active	Combinatia de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4	TM5	TM6
CHIO1	CTL19	$T_s$	$T_s$	T2	$T_s-T3$	T8	$T_s-T9$
CHIO2	CTL20	T2	$T_s-T3$	$T_s$	$T_s$	T5	$T_s-T6$
CHIO3	CTL21	T8	$T_s-T9$	T5	$T_s-T6$	$T_s$	$T_s$
CHIO4	CTL22	T8	T8+T7	T5	T5+T4	0	0
CHIO5	CTL23	0	0	T2	T2+T1	T8	T8+T7
CHIO6	CTL24	T2	T2+T1	0	0	T5	T5+T4
CHIO7	CTL25	0	$T_s$	$T_s-T1-T3$	$T_s-T3$	$T_s-T7-T9$	$T_s-T9$
CHIO8	CTL26	$T_s-T1-T3$	$T_s-T3$	0	$T_s$	$T_s-T4-T6$	$T_s-T6$
CHIO9	CTL27	$T_s-T7-T9$	$T_s-T9$	$T_s-T4-T6$	$T_s-T6$	0	$T_s$

Tabelul A5.11d Combinațiile de temporizare (6 canale PWM) pentru secvența de conectare CSL4

Combinăția de sectoare active	Combinăția de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4	TM5	TM6
CHIO1	CTL28	$T_s$	$T_s$	T2	T2+T3	T8	T8+T9
CHIO2	CTL29	T2	T2+T3	$T_s$	$T_s$	T5	T5+T6
CHIO3	CTL30	T8	T8+T9	T5	T5+T6	$T_s$	$T_s$
CHIO4	CTL31	T8	$T_s - T7$	T5	$T_s - T4$	0	0
CHIO5	CTL32	0	0	T2	$T_s - T1$	T8	$T_s - T7$
CHIO6	CTL33	T2	$T_s - T1$	0	0	T5	$T_s - T4$
CHIO7	CTL34	0	$T_s$	$T_s - T1 - T3$	$T_s - T1$	$T_s - T7 - T9$	$T_s - T7$
CHIO8	CTL35	$T_s - T1 - T3$	$T_s - T1$	0	$T_s$	$T_s - T4 - T6$	$T_s - T4$
CHIO9	CTL36	$T_s - T7 - T9$	$T_s - T7$	$T_s - T4 - T6$	$T_s - T4$	0	$T_s$

Tabelul A5.11e Combinațiile de temporizare (6 canale PWM) pentru secvența de conectare CSL5

Combinăția de sectoare active	Combinăția de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4	TM5	TM6
CHIO1	CTL37	$T_s$	$T_s$	T3	$T_s - T2$	T9	$T_s - T8$
CHIO2	CTL38	T3	$T_s - T2$	$T_s$	$T_s$	T6	$T_s - T5$
CHIO3	CTL39	T9	$T_s - T8$	T6	$T_s - T5$	$T_s$	$T_s$
CHIO4	CTL40	$T_s - T7 - T8$	$T_s - T8$	$T_s - T4 - T5$	$T_s - T5$	0	0
CHIO5	CTL41	0	0	$T_s - T1 - T2$	$T_s - T2$	$T_s - T7 - T8$	$T_s - T8$
CHIO6	CTL42	$T_s - T1 - T2$	$T_s - T2$	0	0	$T_s - T4 - T5$	$T_s - T5$
CHIO7	CTL43	0	$T_s$	T3	T3+T1	T9	T9+T7
CHIO8	CTL44	T3	T3+T1	0	$T_s$	T6	T6+T4
CHIO9	CTL45	T9	T9+T7	T6	T6+T4	0	$T_s$

Tabelul A5.11f Combinațiile de temporizare (6 canale PWM) pentru secvența de conectare CSL6

Combinăția de sectoare active	Combinăția de temporizare	TM1	TM2	TM3	TM4	TM5	TM6
CHIO1	CTL46	$T_s$	$T_s$	T3	T3+T2	T9	T9+8T
CHIO2	CTL47	T3	T3+T2	$T_s$	$T_s$	T6	T6+T5
CHIO3	CTL48	T9	T9+T8	T6	T6+T5	$T_s$	$T_s$
CHIO4	CTL49	$T_s - T7 - T8$	$T_s - T7$	$T_s - T4 - T5$	$T_s - T4$	0	0
CHIO5	CTL50	0	0	$T_s - T1 - T2$	$T_s - T1$	$T_s - T7 - T8$	$T_s - T7$
CHIO6	CTL51	$T_s - T1 - T2$	$T_s - T1$	0	0	$T_s - T4 - T5$	$T_s - T4$
CHIO7	CTL52	0	$T_s$	T3	$T_s - T1$	T9	$T_s - T7$
CHIO8	CTL53	T3	$T_s - T1$	0	$T_s$	T6	$T_s - T4$
CHIO9	CTL54	T9	$T_s - T7$	T6	$T_s - T4$	0	$T_s$

Tabelul A5.12 Variabilele auxiliare ST1a-ST1c, ST2a-ST2c și ST3a-ST3c  
în funcție de valoarea logică a semnalelor ST1-ST6

ST1	ST2	ST3	ST4	ST5	ST6	ST1a	ST1b	ST1c	ST2a	ST2b	ST2c	ST3a	ST3b	ST3c
1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
0	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0
0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0
1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0
0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0
1	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0
0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0
1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0
0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0
1	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0
0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0
0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0
1	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1

Tabelul A5.13 Funcțiile de comutație S<sub>11</sub>-S<sub>33</sub> în funcție de variabilele auxiliare  
ST1a-ST1c, ST2a-ST2c, ST3a-ST3c și secvențele de conectare CSL1-CSL6

	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>	S <sub>23</sub>	S <sub>31</sub>	S <sub>32</sub>	S <sub>33</sub>
CSL1	ST1a	ST1b	ST1c	ST2a	ST2b	ST2c	ST3a	ST3b	ST3c
CSL2	ST1a	ST1c	ST1b	ST2a	ST2c	ST2b	ST3a	ST3c	ST3b
CSL3	ST1b	ST1a	ST1c	ST2b	ST2a	ST2c	ST3b	ST3a	ST3c
CSL4	ST1c	ST1a	ST1b	ST2c	ST2a	ST2b	ST3c	ST3a	ST3b
CSL5	ST1b	ST1c	ST1a	ST2b	ST2c	ST2a	ST3b	ST3c	ST3a
CSL6	ST1c	ST1b	ST1a	ST2c	ST2b	ST2a	ST3c	ST3b	ST3a





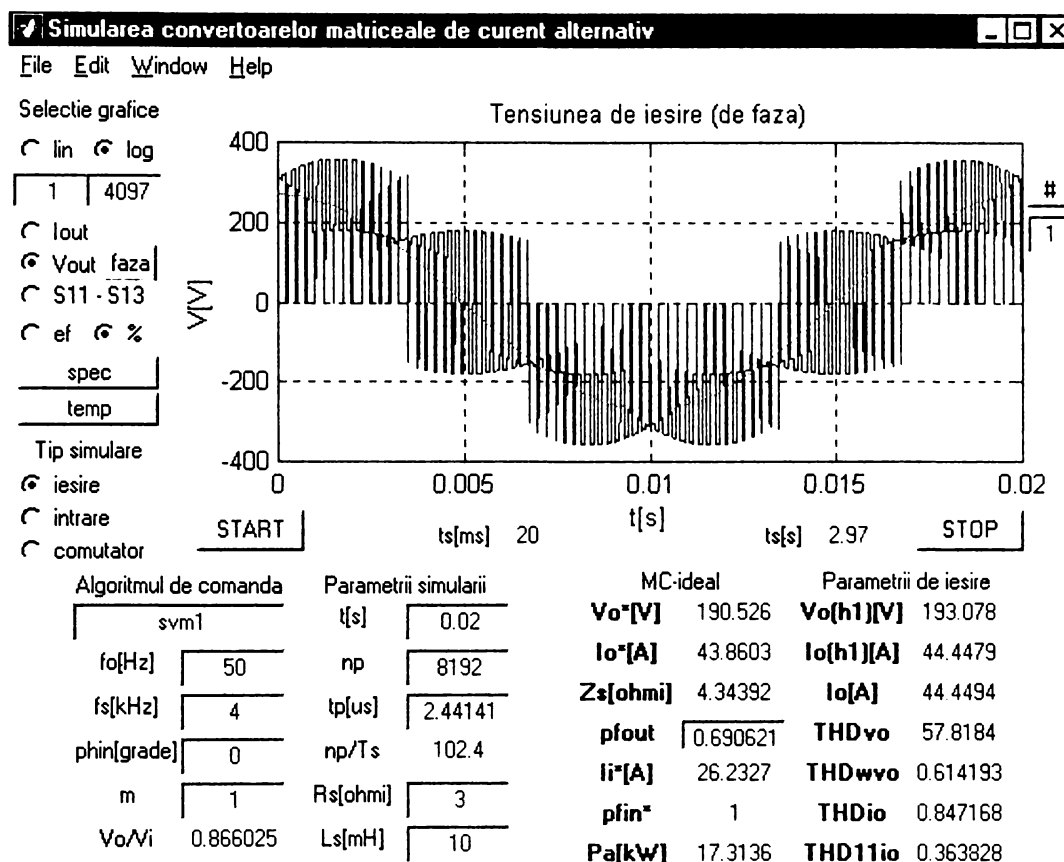


Figura A6.1 Vizualizarea formei de undă a tensiunii de ieșire de fază

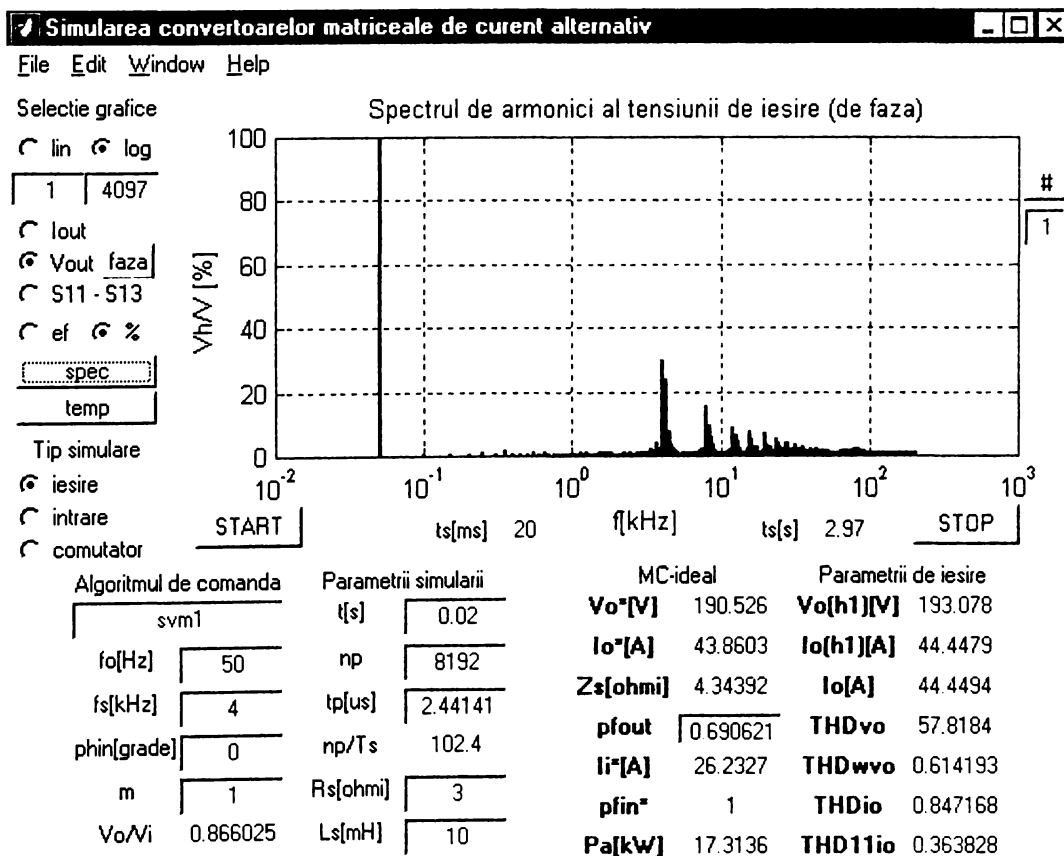


Figura A6.2 Vizualizarea sepctului de frevențe pentru tensiunea de ieșire de fază

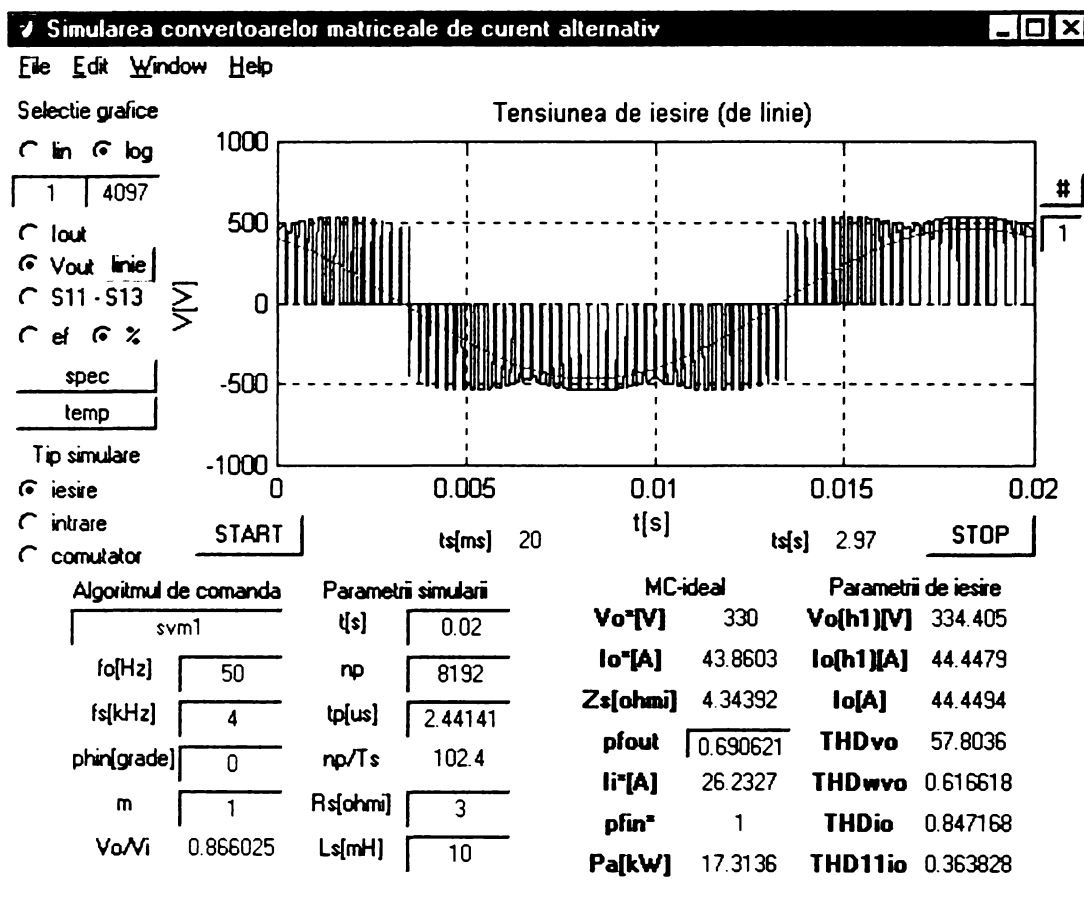


Figura A6.3 Vizualizarea formei de undă a tensiunii de ieșire de linie

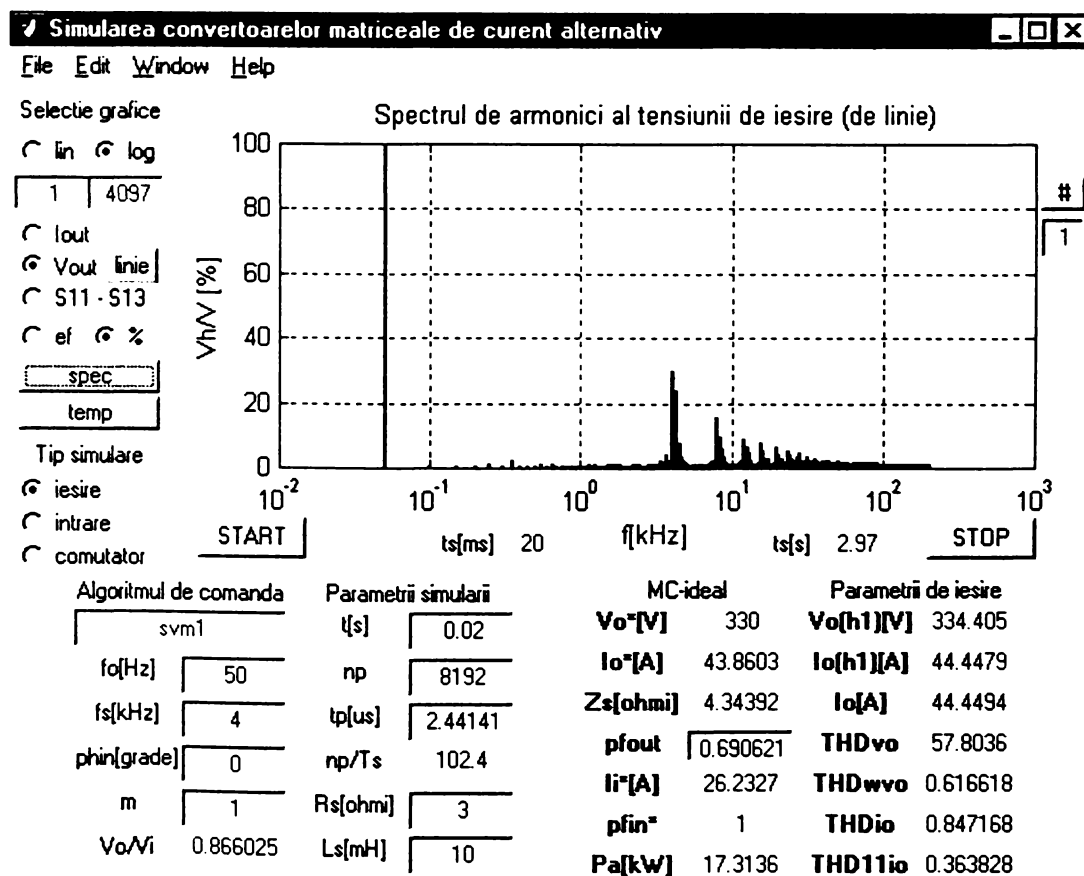


Figura A6.4 Vizualizarea spectrului de frecvențe pentru tensiunea de ieșire de linie

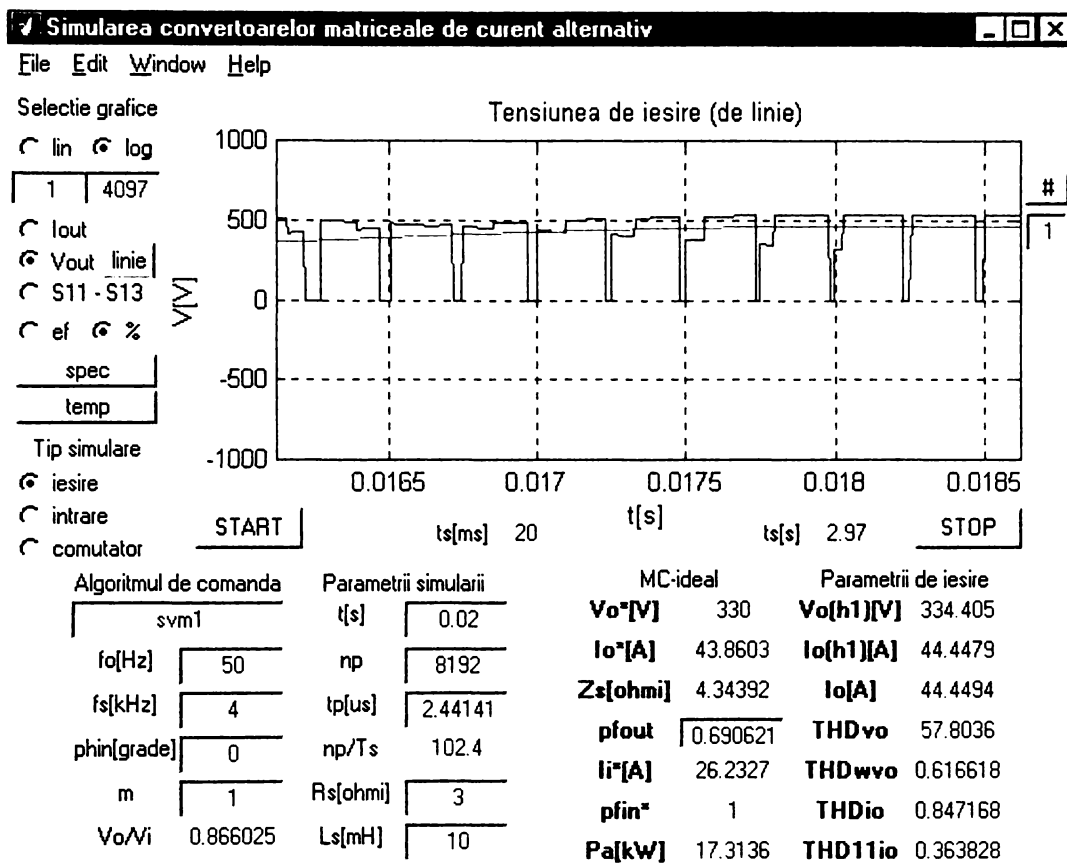


Figura A6.5 Vizualizarea unui detaliu din forma de undă a tensiunii de ieșire de linie

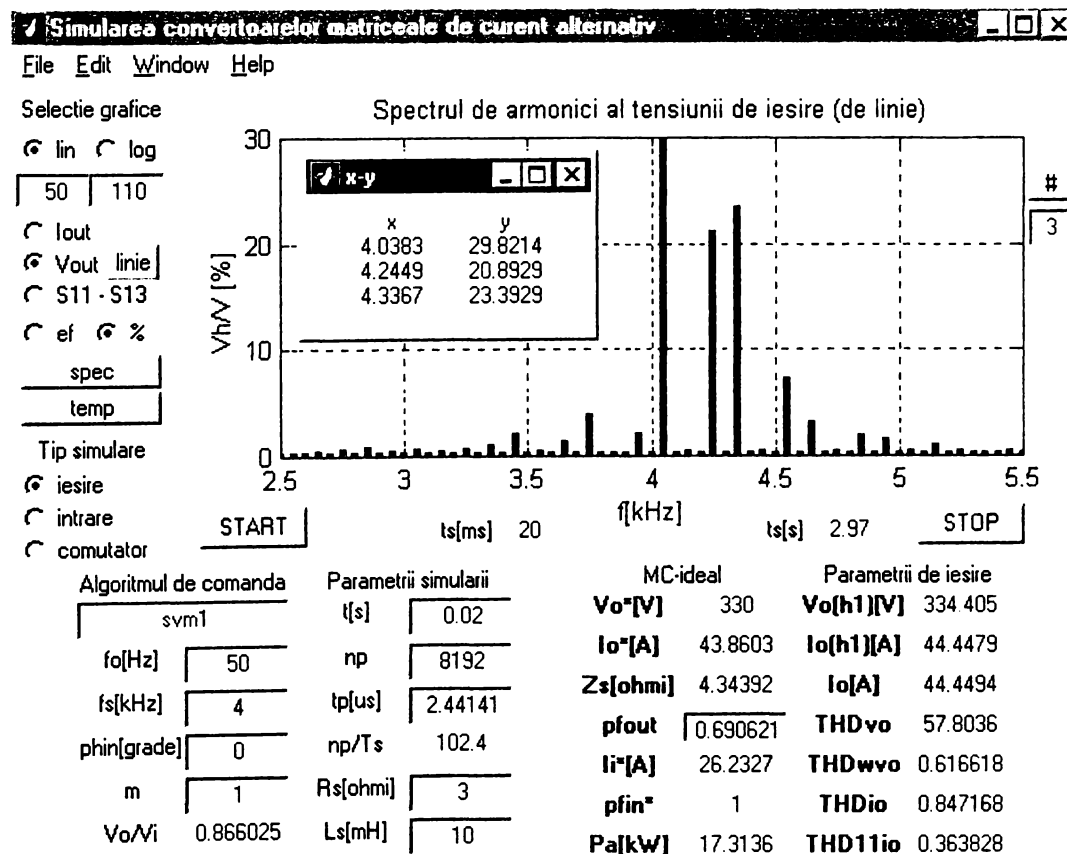


Figura A6.6 Vizualizarea unui detaliu din spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de linie

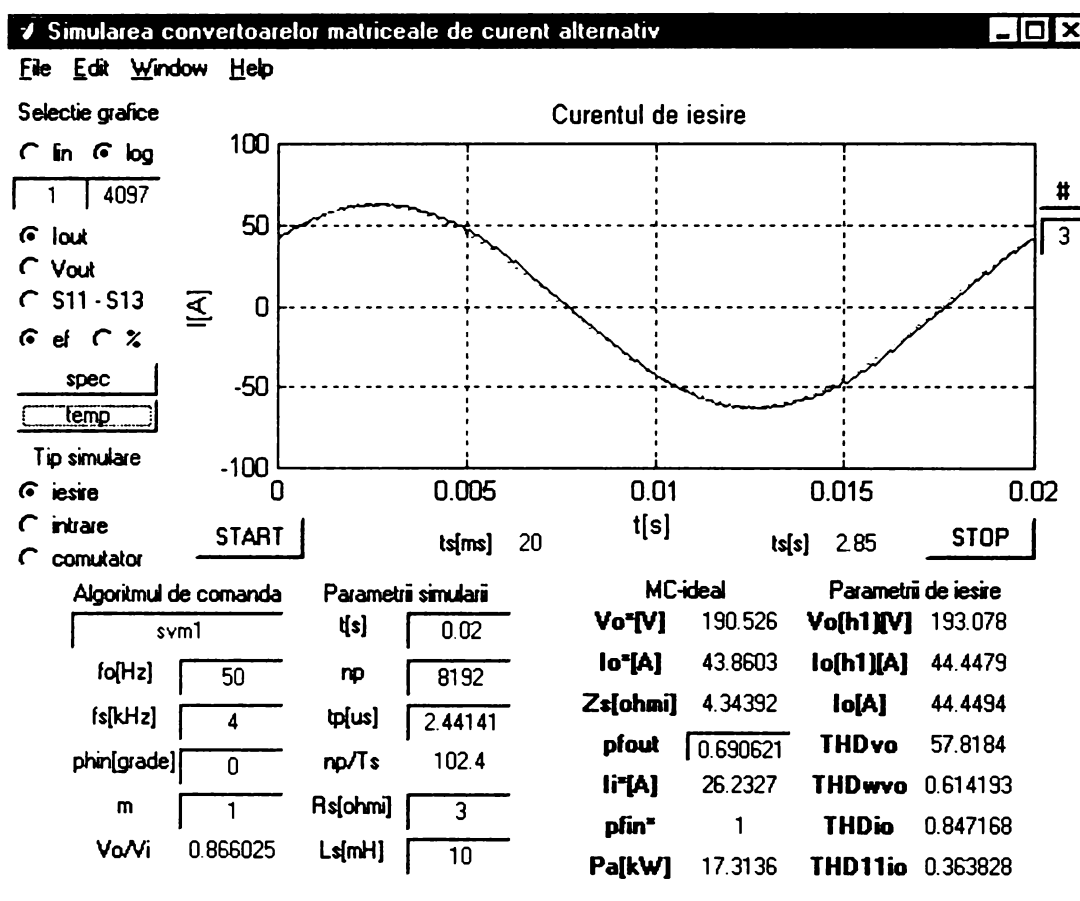


Figura A6.7 Vizualizarea formei de undă pentru curentul de ieşire

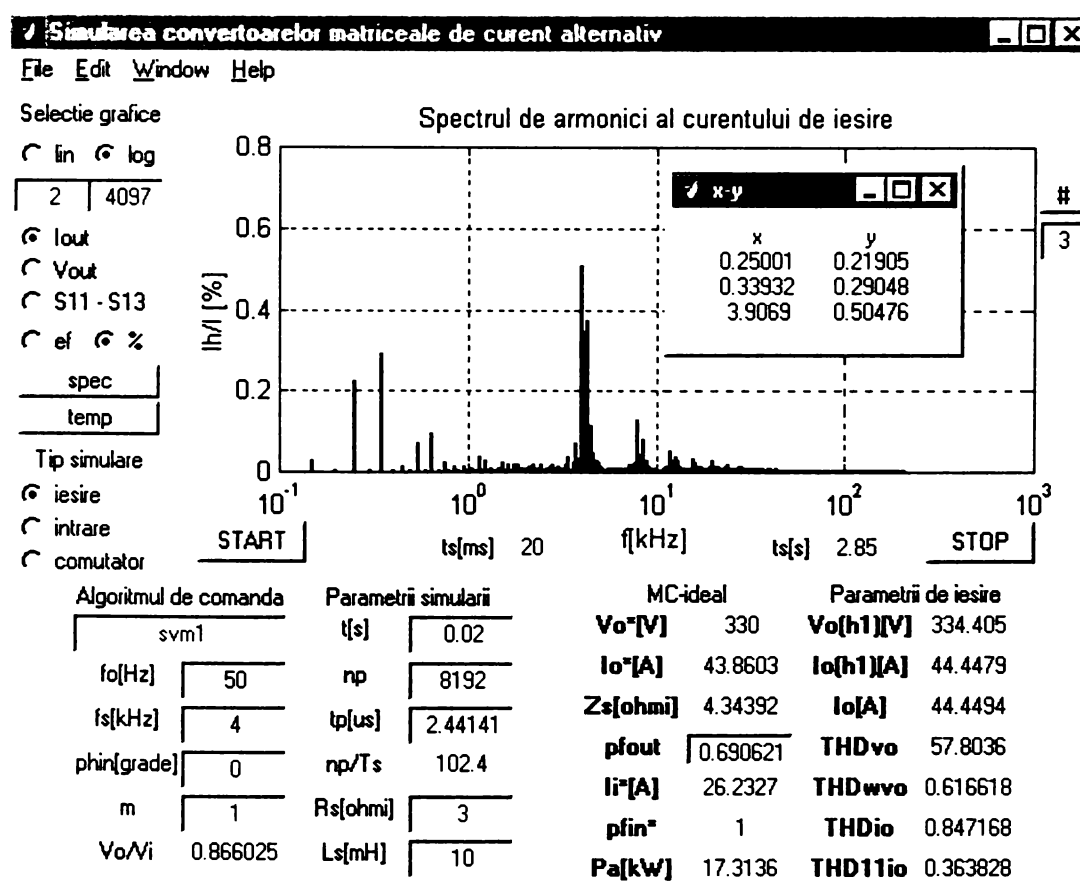


Figura A6.8 Vizualizarea unui detaliu din spectrul de frecvențe al curentului de ieşire

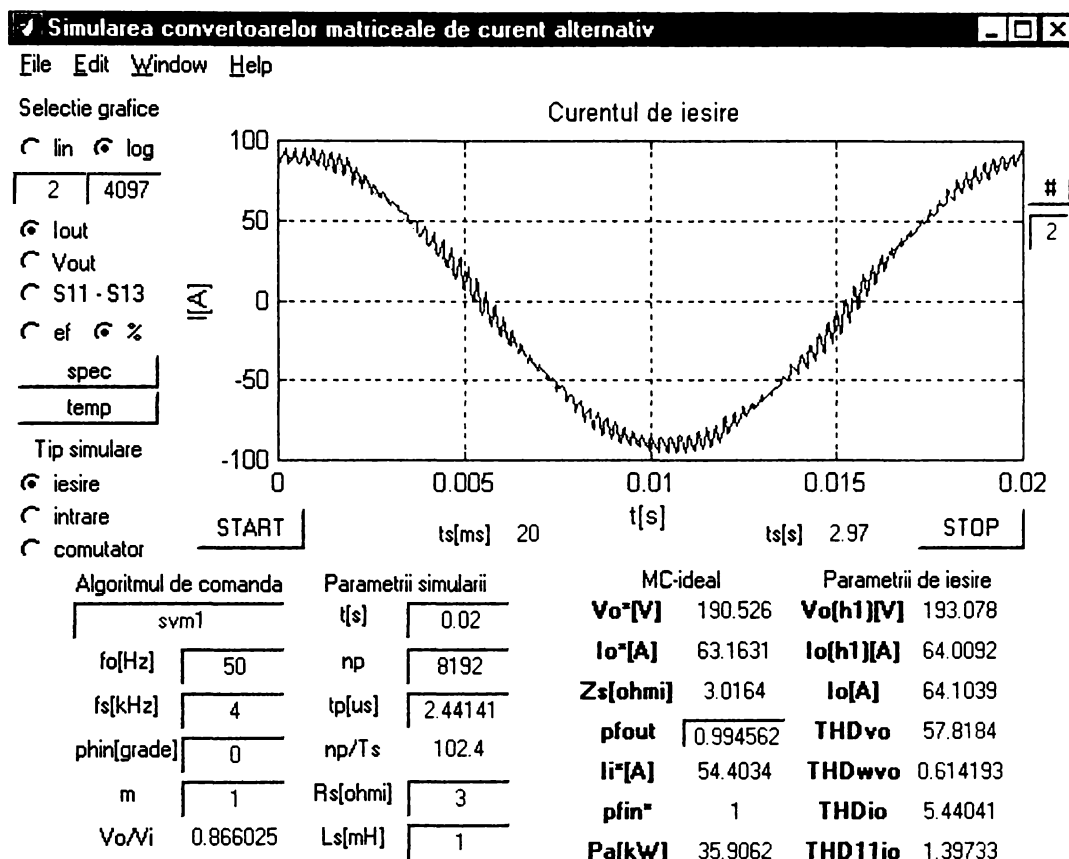


Figura A6.9 Vizualizarea formei de undă a curentului de ieșire (sarcină cu caracter dominant rezistiv)

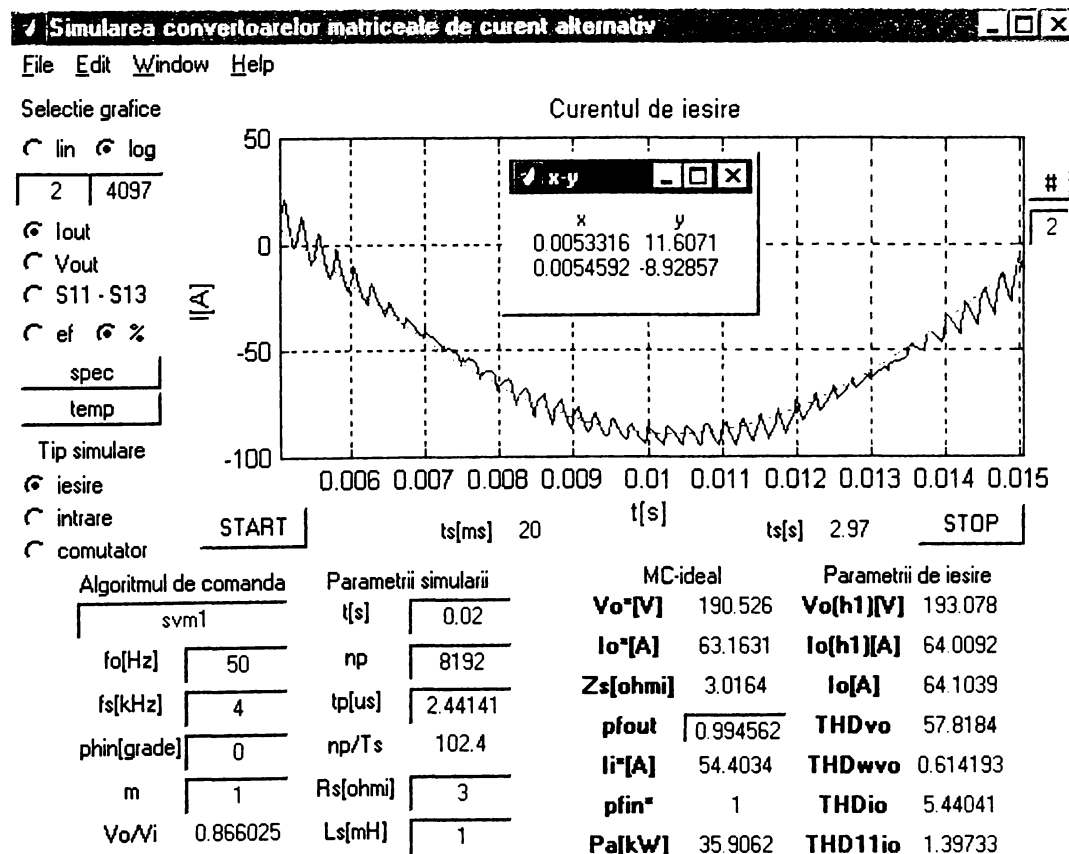


Figura A6.10 Vizualizarea unui detaliu din forma de undă a curentului de ieșire cu posibilitatea determinării pulsațiilor de curent

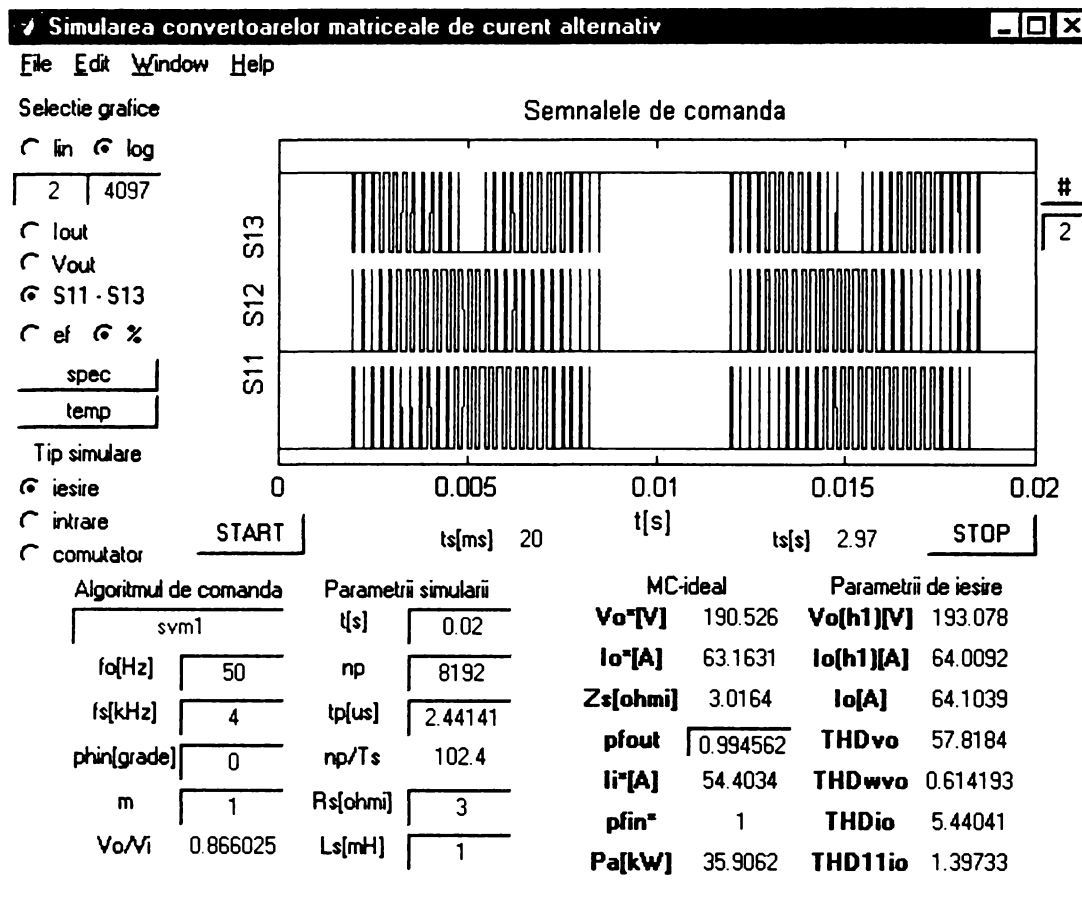


Figura A6.11 Vizualizarea funcțiilor de comutație

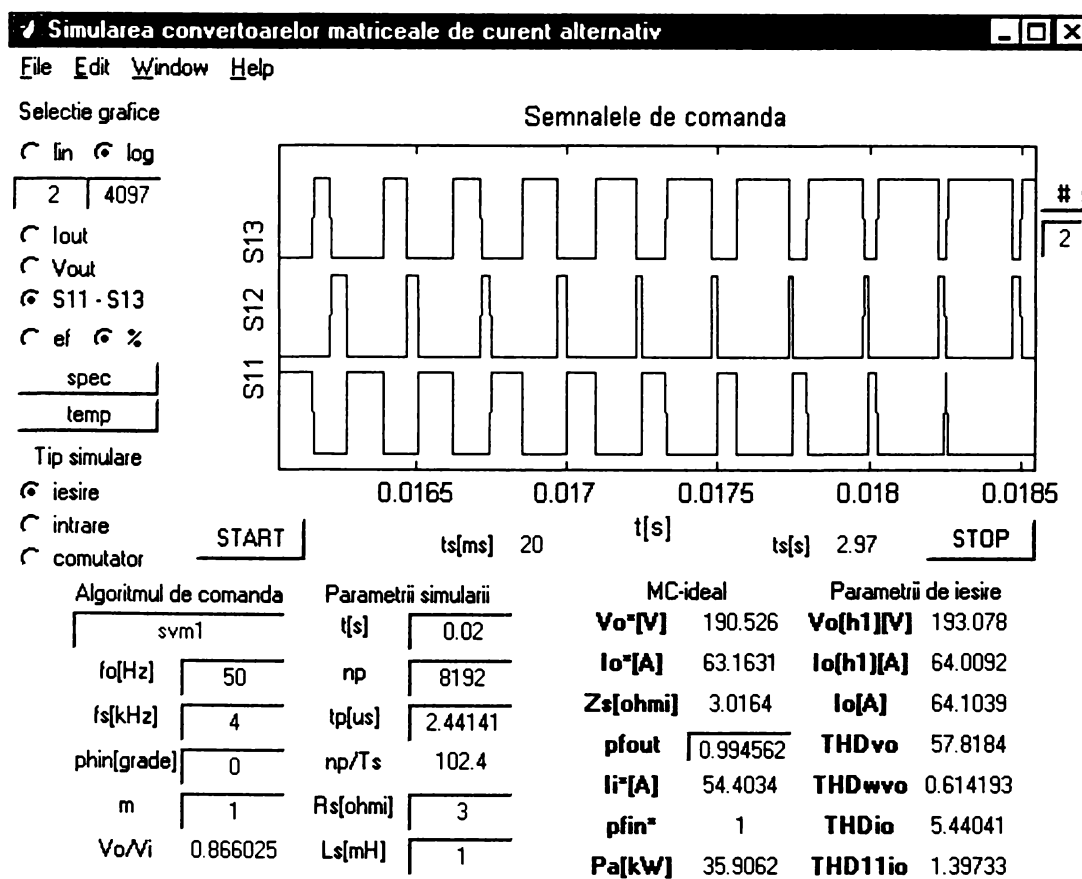


Figura A6.12 Vizualizarea unui detaliu pentru funcțiile de comutație

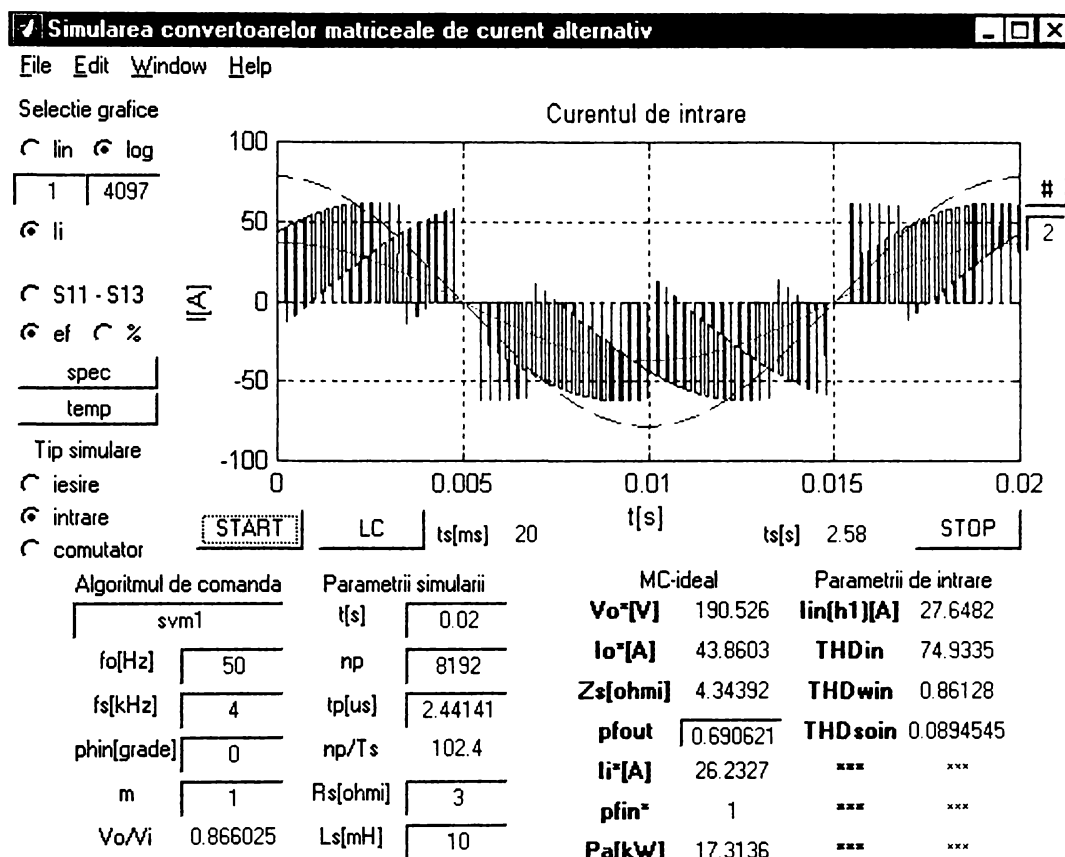


Figura A6.13 Vizualizarea forme de undă a curentului de intrare pentru  $\phi_1=0^\circ$

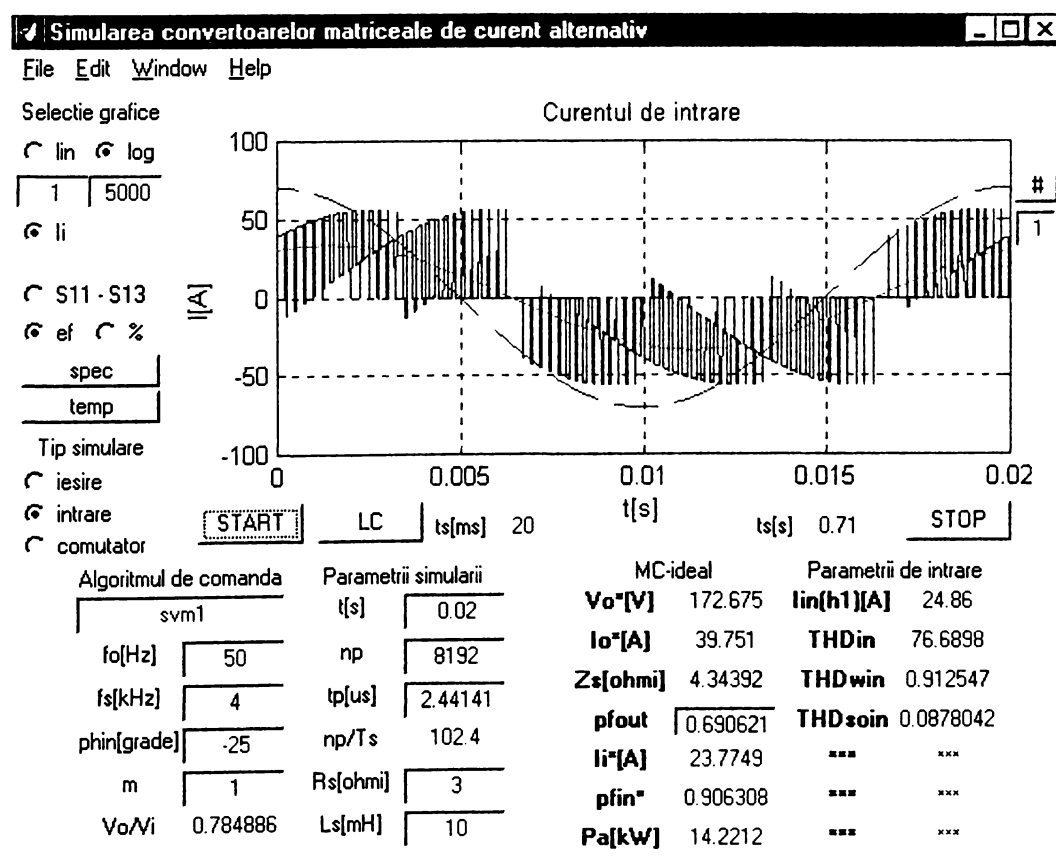


Figura A6.14 Vizualizarea forme de undă a curentului de intrare pentru  $\phi_1 = -25^\circ$

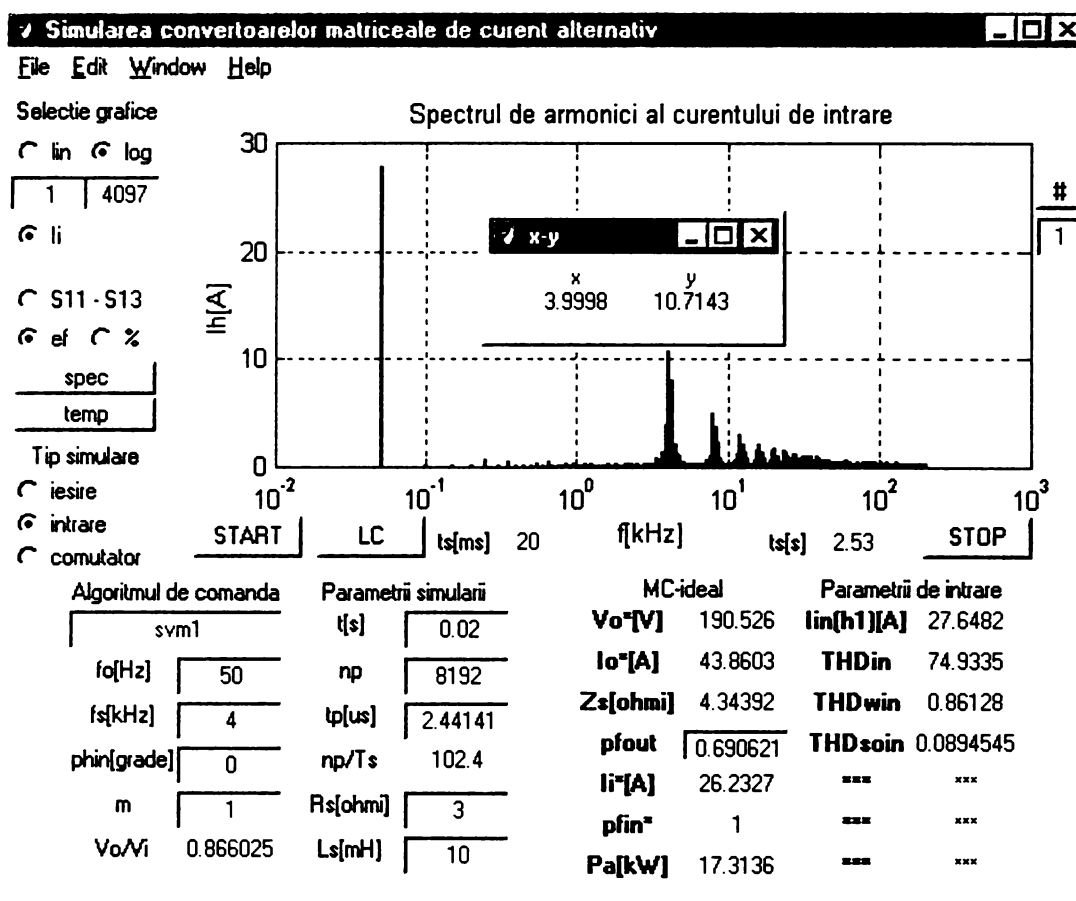


Figura A6.15 Vizualizarea spectrului de frecvențe pentru curentul de intrare ( $\varphi_1=0^\circ$ )

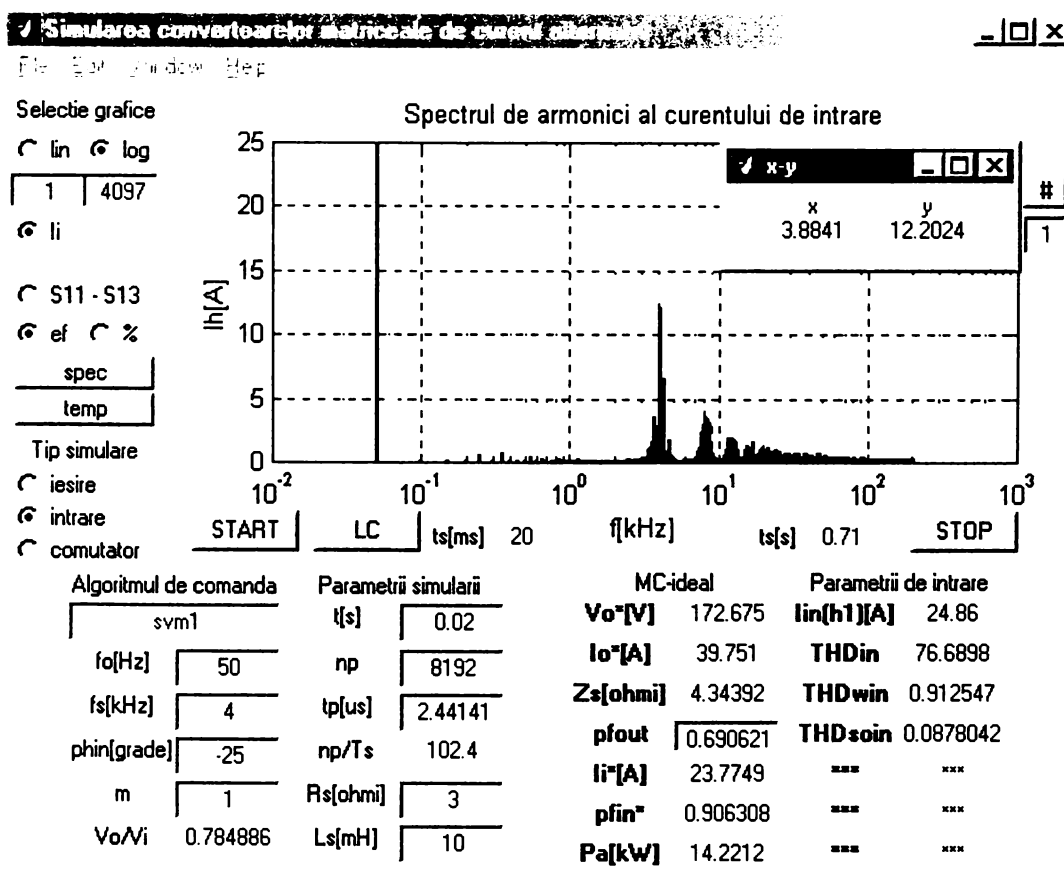


Figura A6.16 Vizualizarea spectrului de frecvențe pentru curentul de intrare ( $\varphi_1=-25^\circ$ )



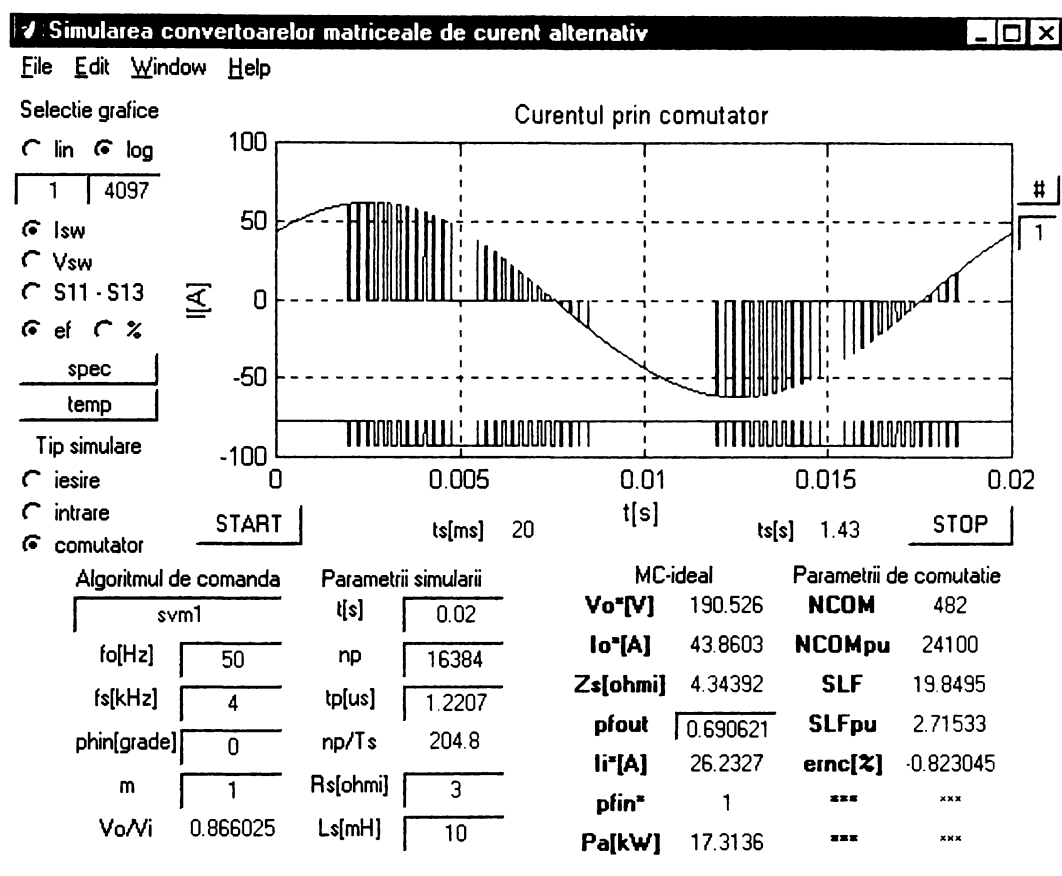


Figura A6.17 Vizualizarea formei de undă a curentului prin comutatorul bidirecțional SW11 și a funcției de comutație S11

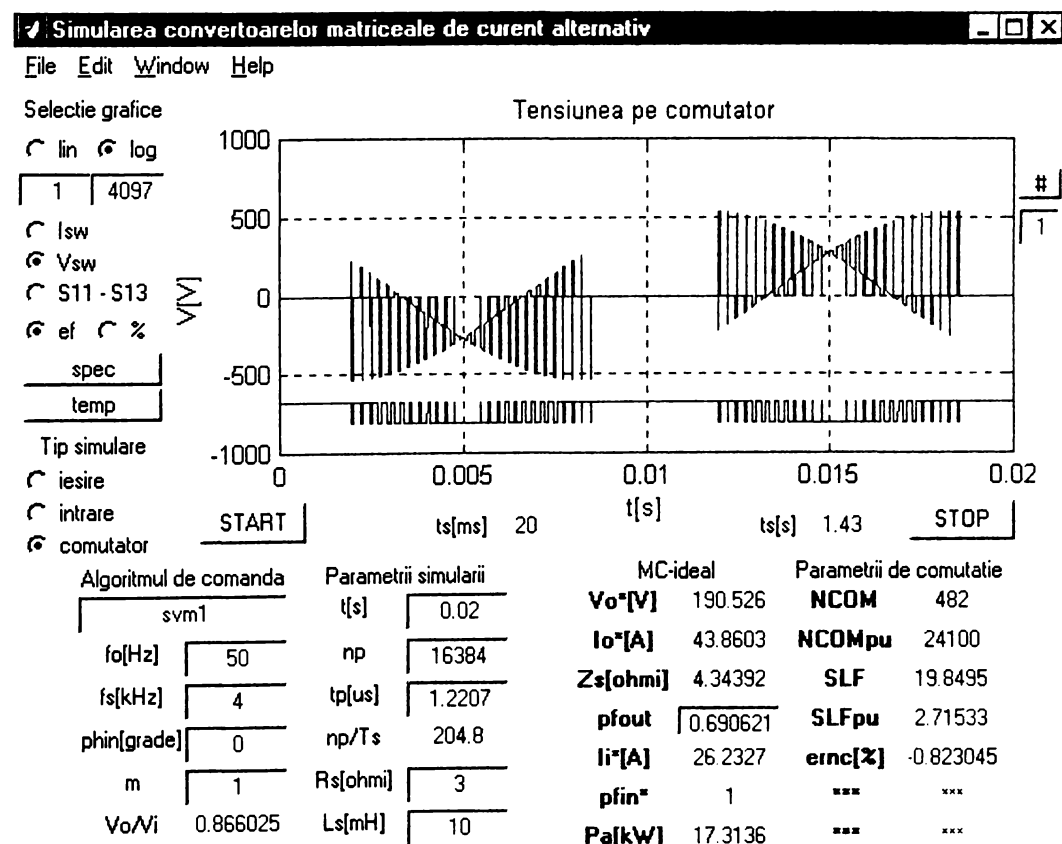


Figura A6.18 Vizualizarea formei de undă a căderii de tensiune pe comutatorul bidirecțional SW11 și a funcției de comutație S11

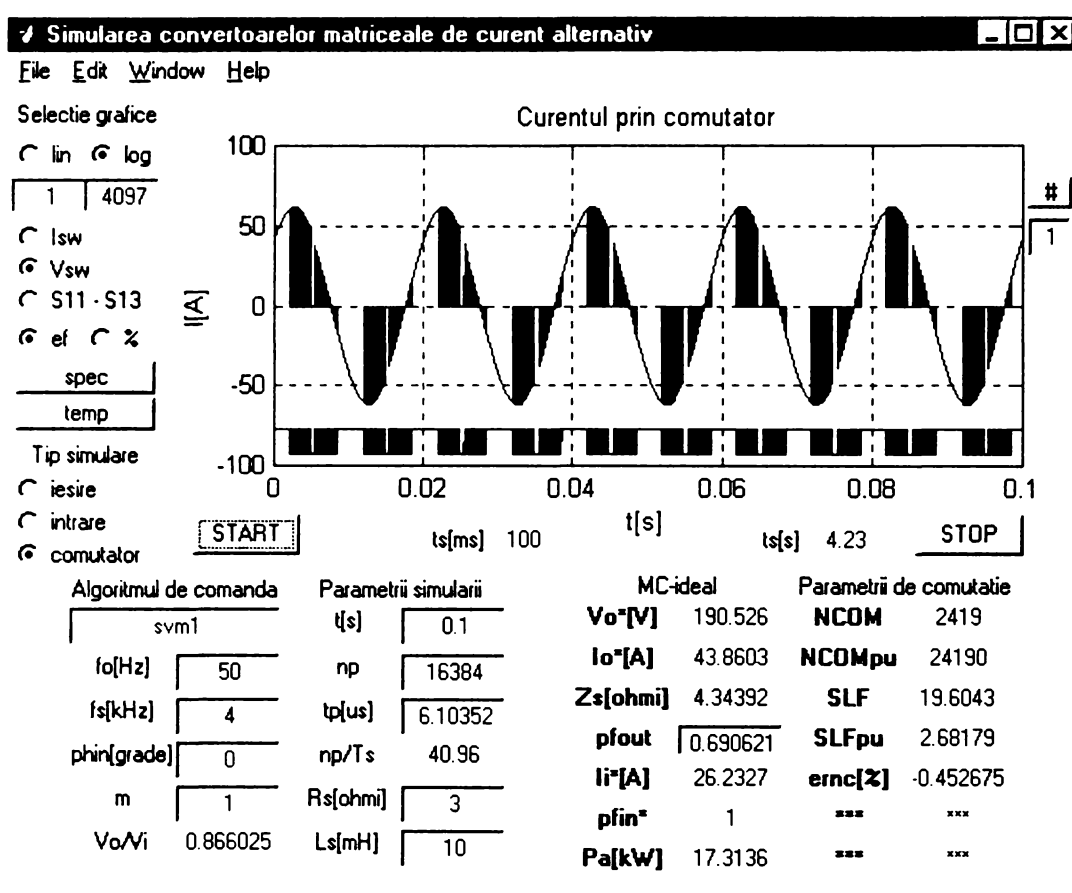


Figura A6.19 Determinarea factorului de pierderi prin comutație ( $\varphi_1 = 0^\circ$ )

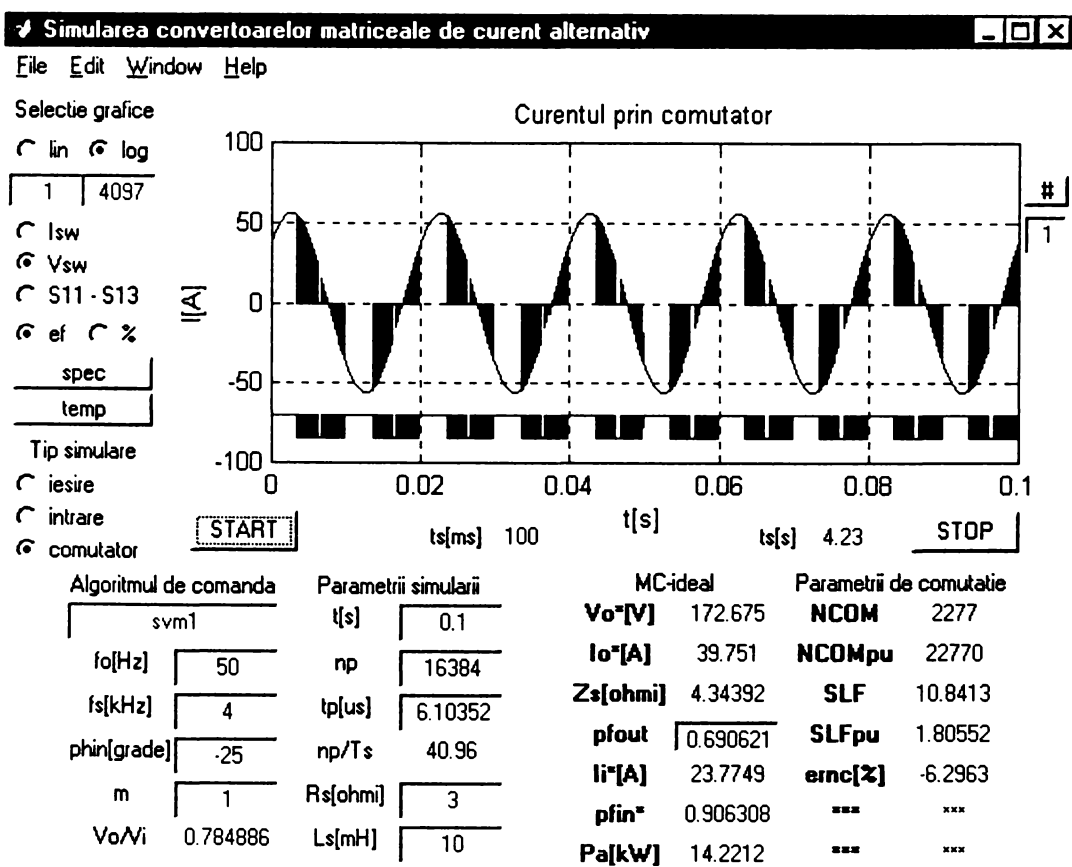


Figura A6.20 Determinarea factorului de pierderi prin comutație ( $\varphi_1 = -25^\circ$ )

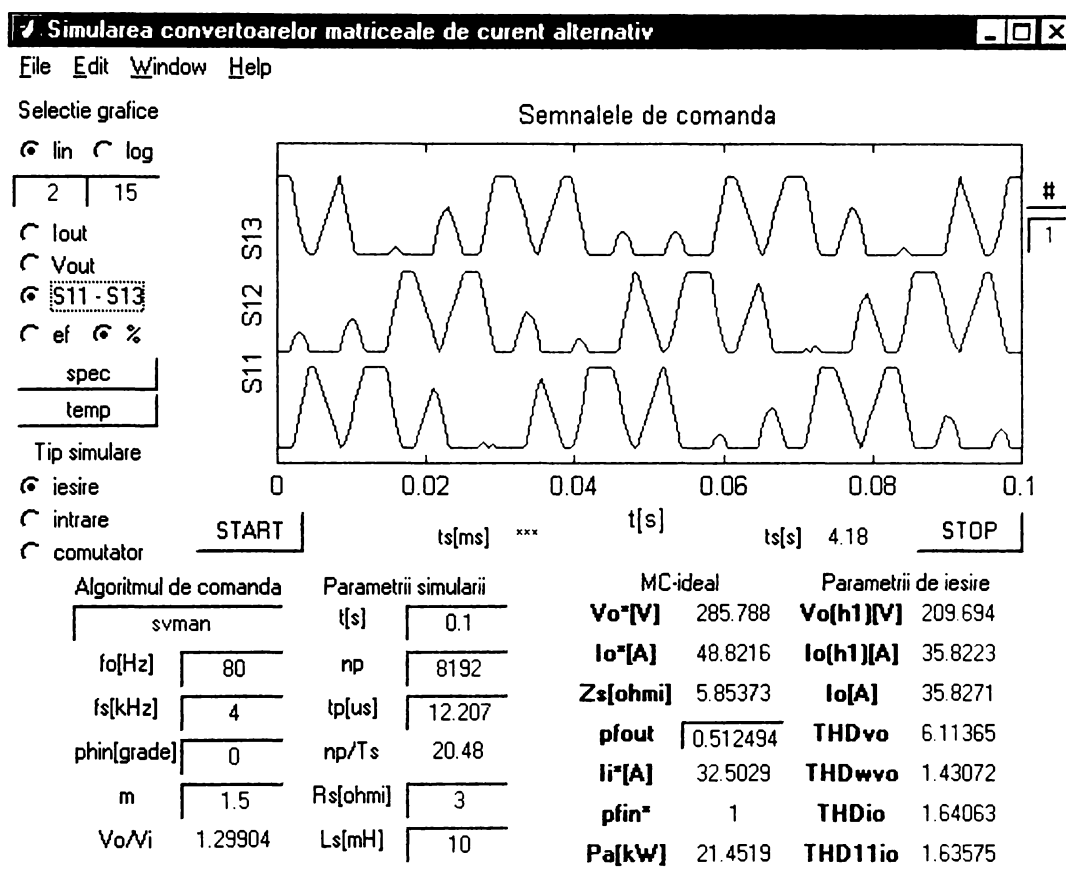


Figura A6.21 Vizualizarea funcțiilor de transfer în regim de supramodulație

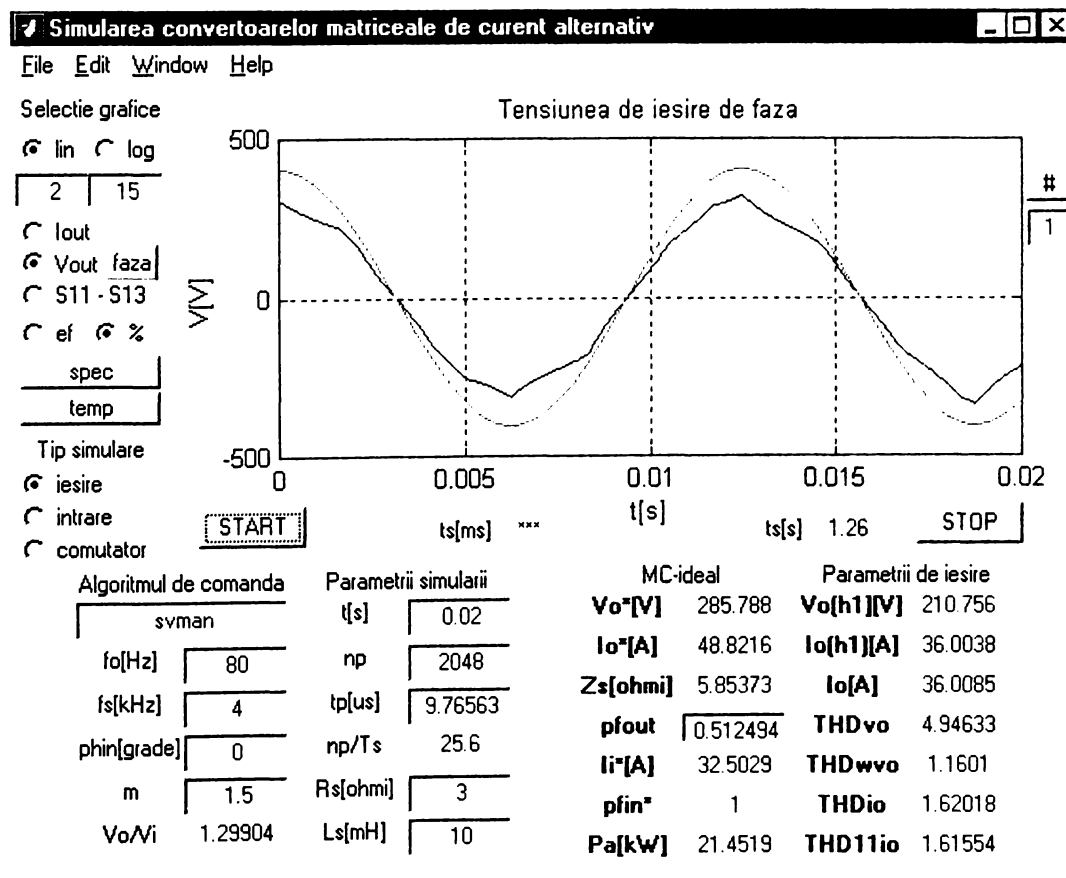


Figura A6.22 Vizualizarea formei de undă a tensiunii de ieșire de fază sintetizată prin intermediul funcțiilor de transfer (regim de supramodulație)

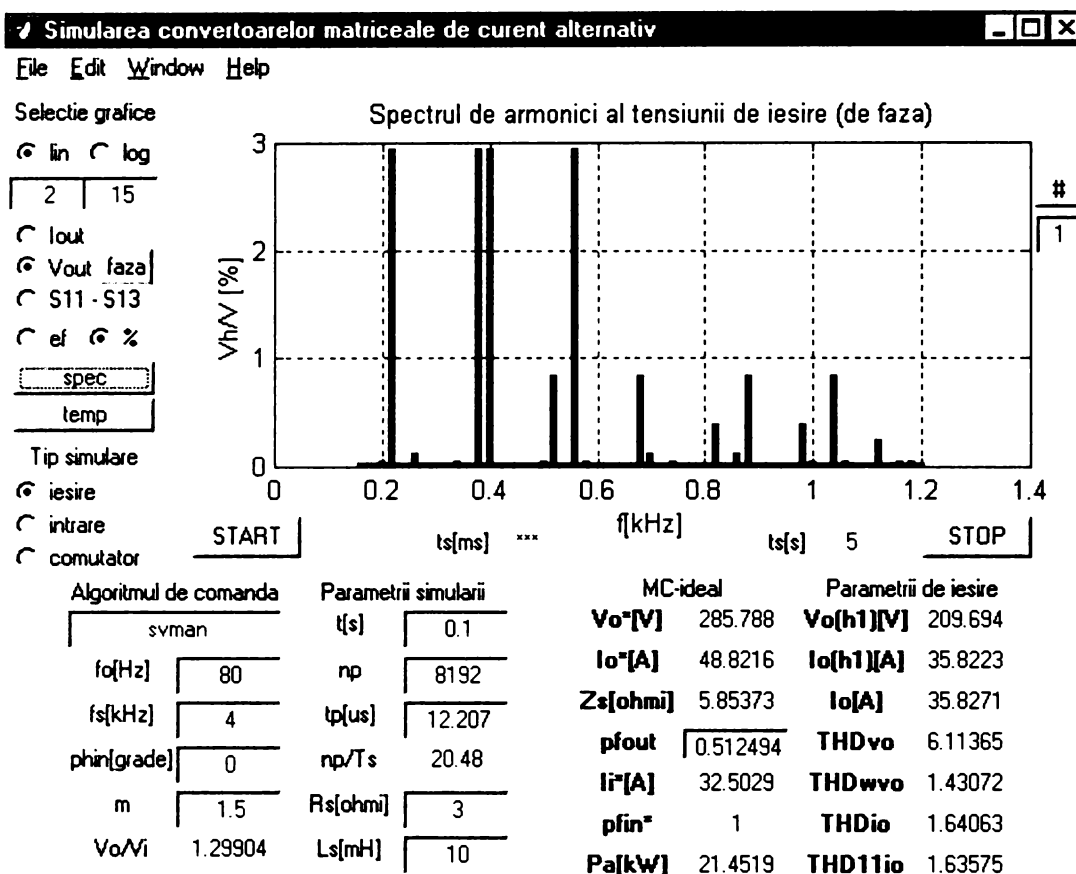


Figura A6.23 Vizualizarea unui detaliu din spectrul de frecvențe al tensiunii de ieșire de fază sintetizată prin intermediul funcțiilor de transfer (regim de supramodulație)

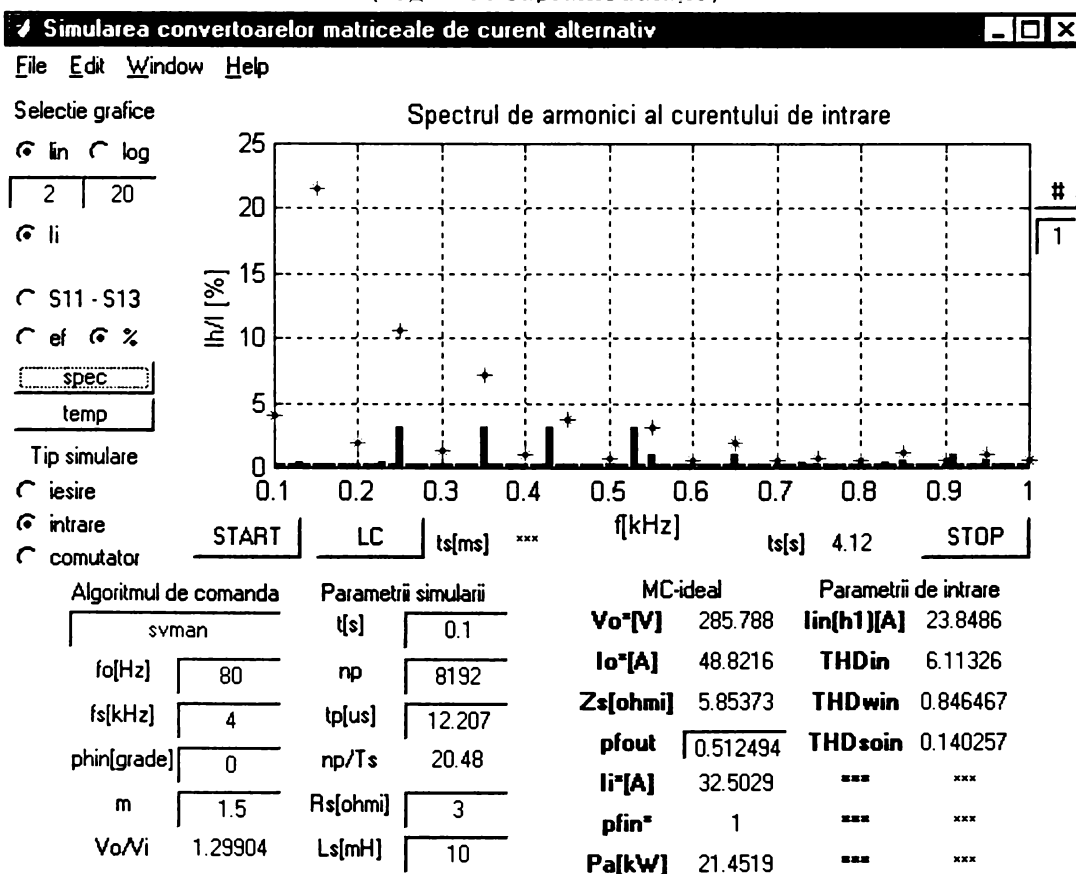


Figura A6.24 Vizualizarea unui detaliu din spectrul de frecvențe al curentului de intrare sintetizat prin intermediul funcțiilor de transfer comparativ cu limitele impuse de standardul IEC 1000-3-4 (regim de supramodulație)

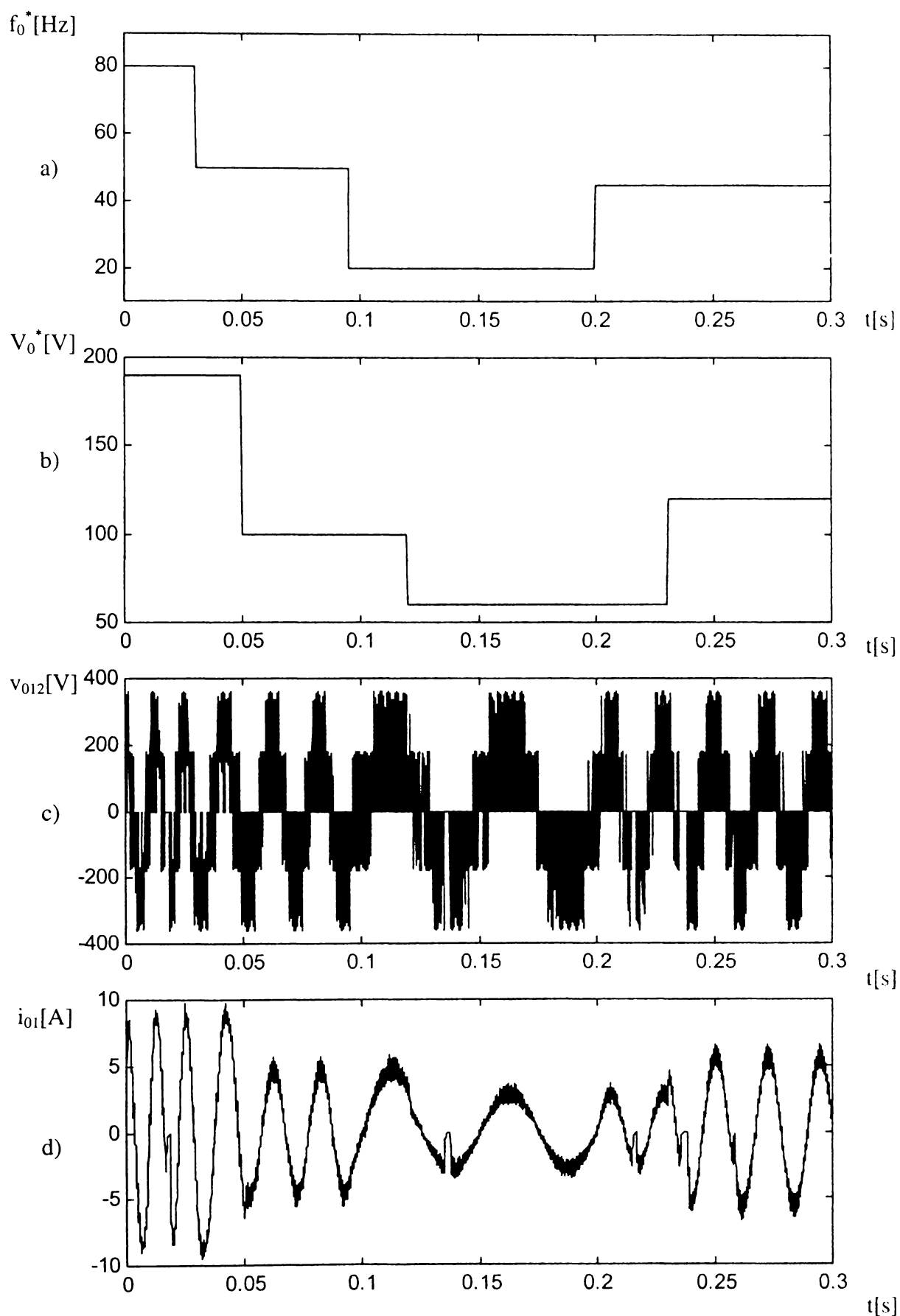


Figura A7.1 Rezultatele simulării funcționării unui convertor matriceal în MATLAB/SIMULINK prin intermediul funcțiilor de comutație ( SVM1  $f_s=4\text{kHz}$   $R_s=30\Omega$   $L_s=10\text{mH}$ )  
a) frecvența de ieșire prescrisă b) valoarea efectivă prescrisă pentru tensiunea de ieșire  
c) forma de undă a tensiunii de ieșire de linie d) forma de undă a curentului de sarcină

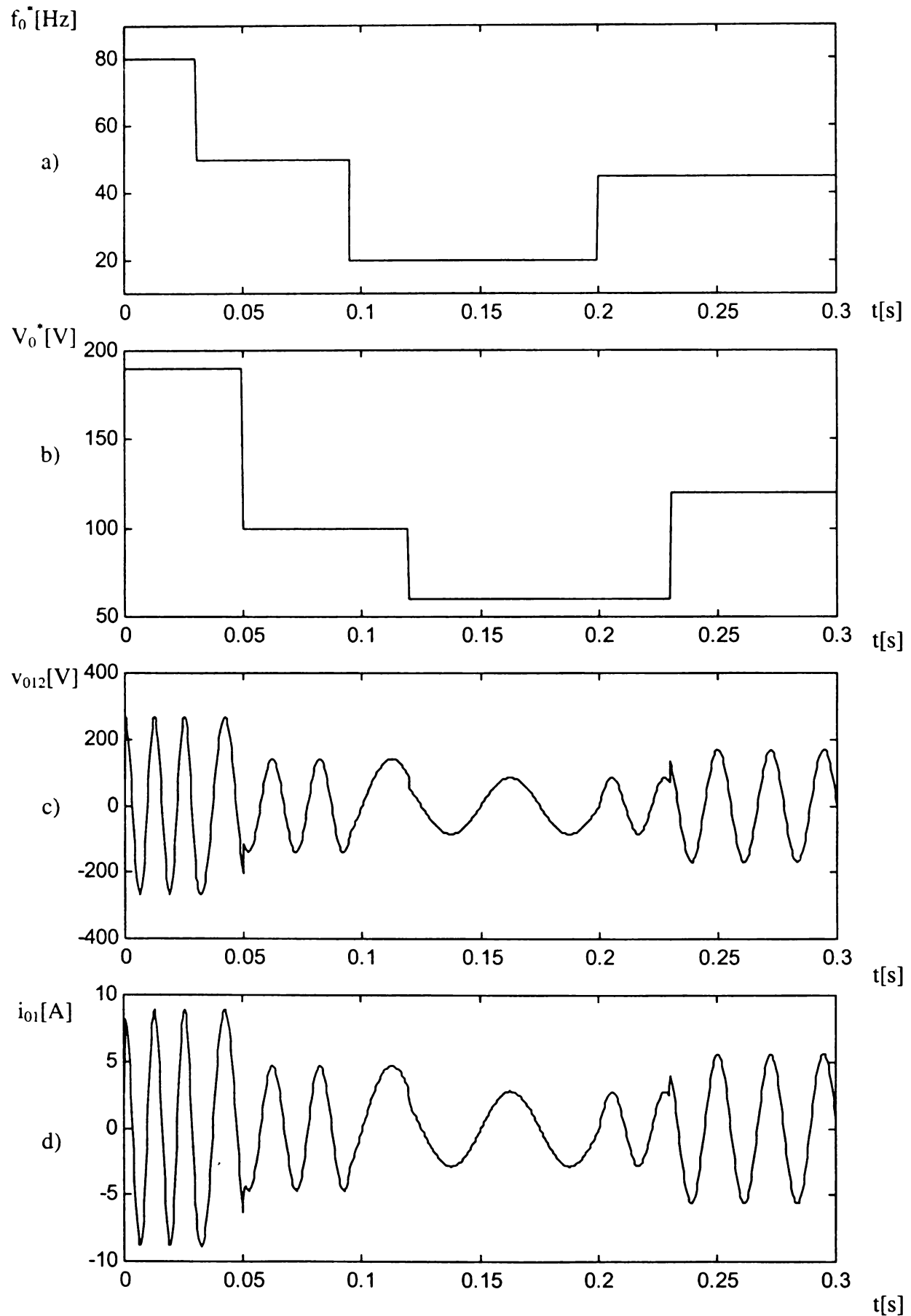


Figura A7.2 Rezultatele simulării funcționării unui convertor matriceal în MATLAB/SIMULINK prin intermediul funcțiilor de transfer ( SVM1  $f_s=4\text{kHz}$   $R_s=30\Omega$   $L_s=10\text{mH}$ )

- a) frecvența de ieșire prescrisă b) valoarea efectivă prescrisă pentru tensiunea de ieșire  
c) forma de undă a tensiunii de ieșire de linie d) forma de undă a curentului de sarcină

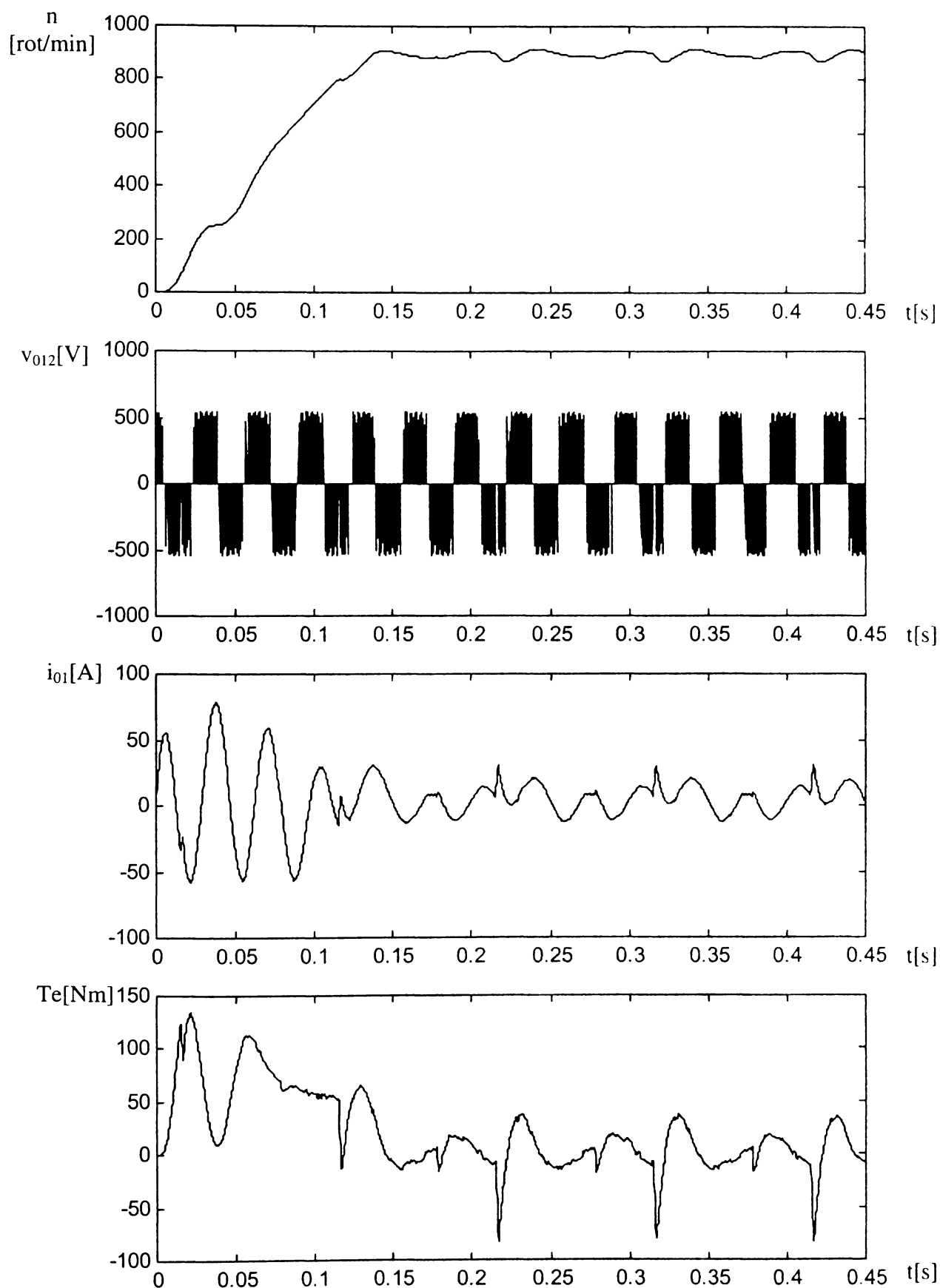


Figura A7.3 Rezultatele simulării MATLAB/SIMULINK prin intermediul funcțiilor de comutație pentru sistemul convertor matriceal-motor asincron de curent alternativ (SVM1  $f_s=4\text{kHz}$   $f_0=30\text{Hz}$   $V_0=132\text{V}$   $T_m=1\text{Nm}$ )  
a) turația motorului b) tensiunea de ieșire de linie a convertorului matriceal  
c) curentul statoric d) cuplul electromagnetic

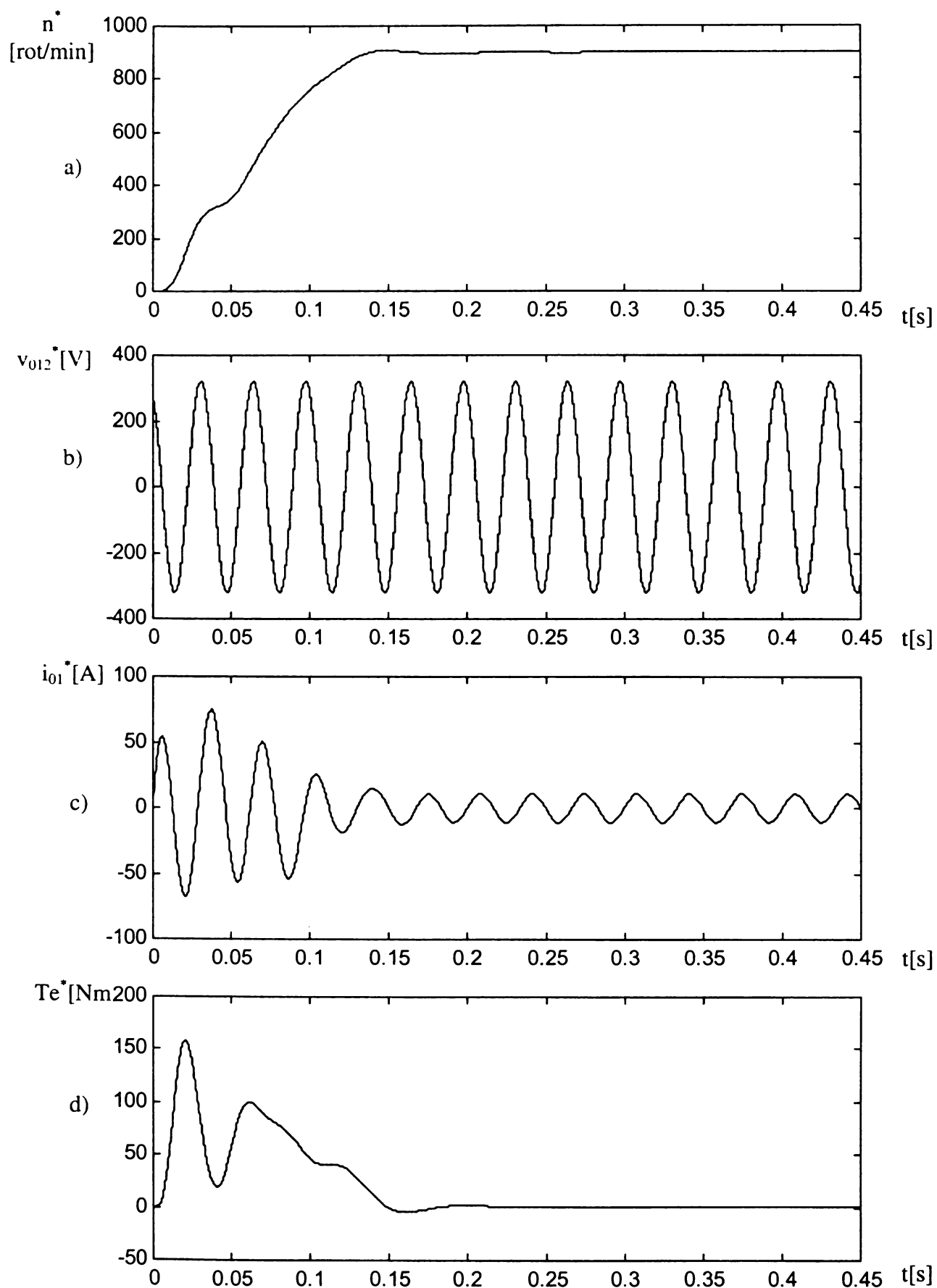


Figura A7.4 Rezultatele simulării MATLAB/SIMULINK prin intermediul funcțiilor de transfer pentru sistemul convertor matriceal-motor asincron de curent alternativ (SVM1  $f_s=4\text{kHz}$   $f_0=30\text{Hz}$   $V_0=132\text{V}$   $T_m=1\text{Nm}$ )  
a) turația motorului b) tensiunea de ieșire de linie a convertorului matriceal  
c) curentul statoric d) cuplul electromagnetic



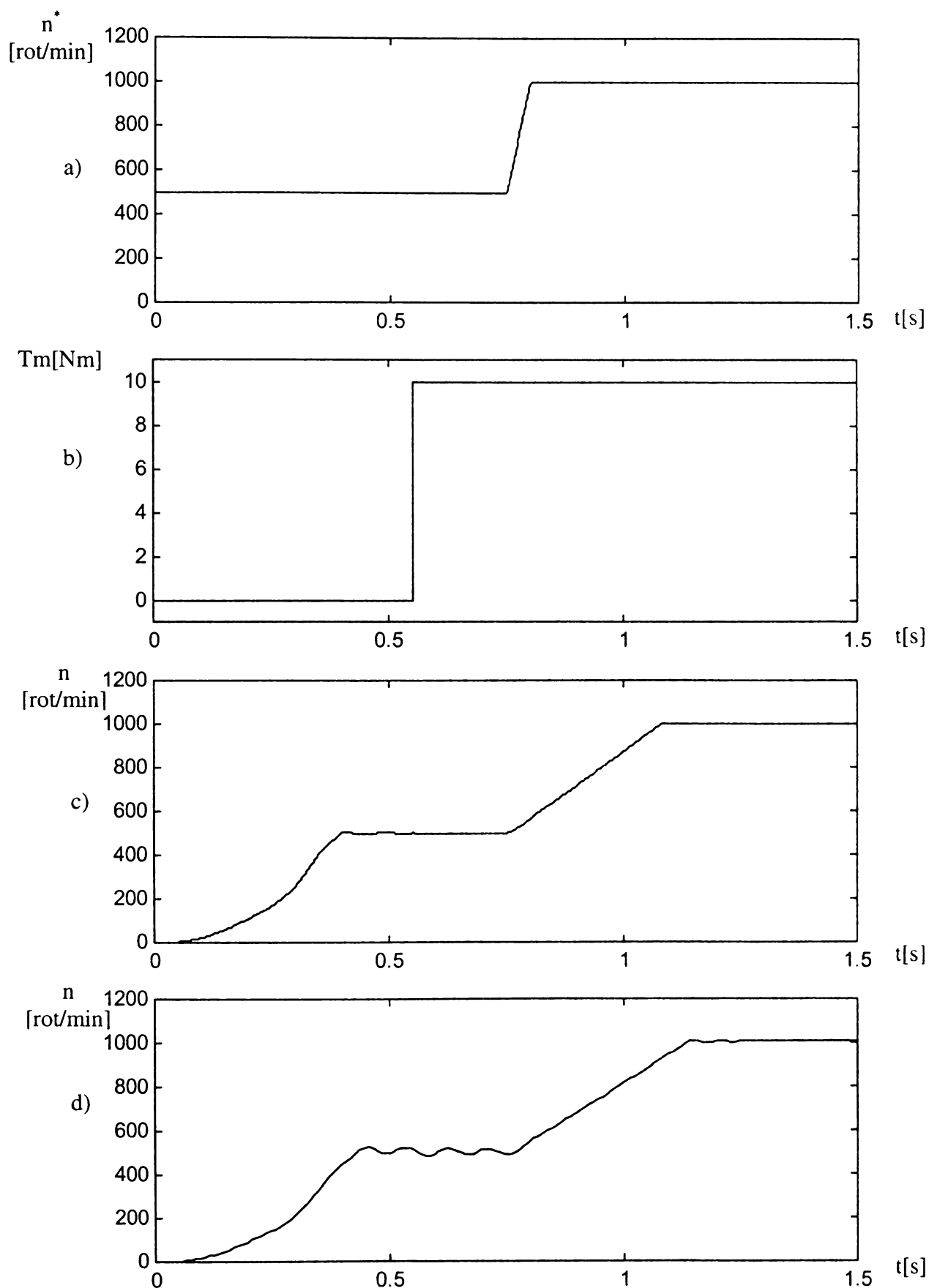


Figura A7.5 Rezultatele simulării MATLAB/SIMULINK pentru un sistem de reglare a turației unui motor asincron de curent alternativ, realizat cu convertor matriceal (SVM1  $f_s=4\text{kHz}$ )

- a) turația prescrisă b) cuplul mecanic  
 c) turația motorului pentru algoritmul de reglare fuzzy  
 d) turația motorului pentru algoritmul de reglare proporțional integral

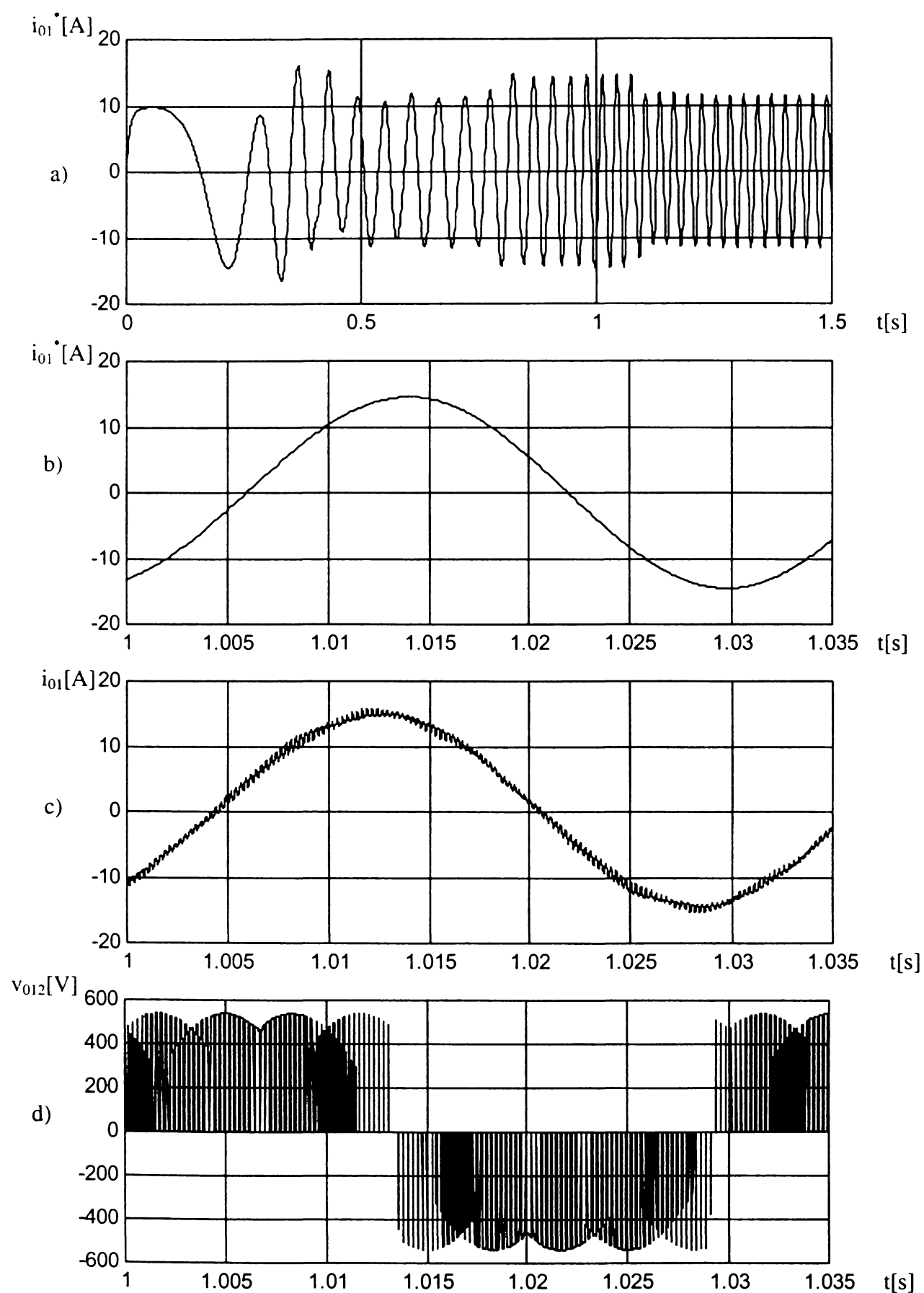


Figura A7.6 Rezultatele simulării MATLAB/SIMULINK pentru un sistem fuzzy de reglare a turației unui motor asincron de curent alternativ, realizat cu convertor matriceal (SVM1  $f_s=4\text{kHz}$ )  
 a) curentul statoric ideal b) curentul statoric ideal (detaliu)  
 c) curentul statoric (detaliu) d) tensiunea de ieșire de linie a convertoului matriceal (detaliu)

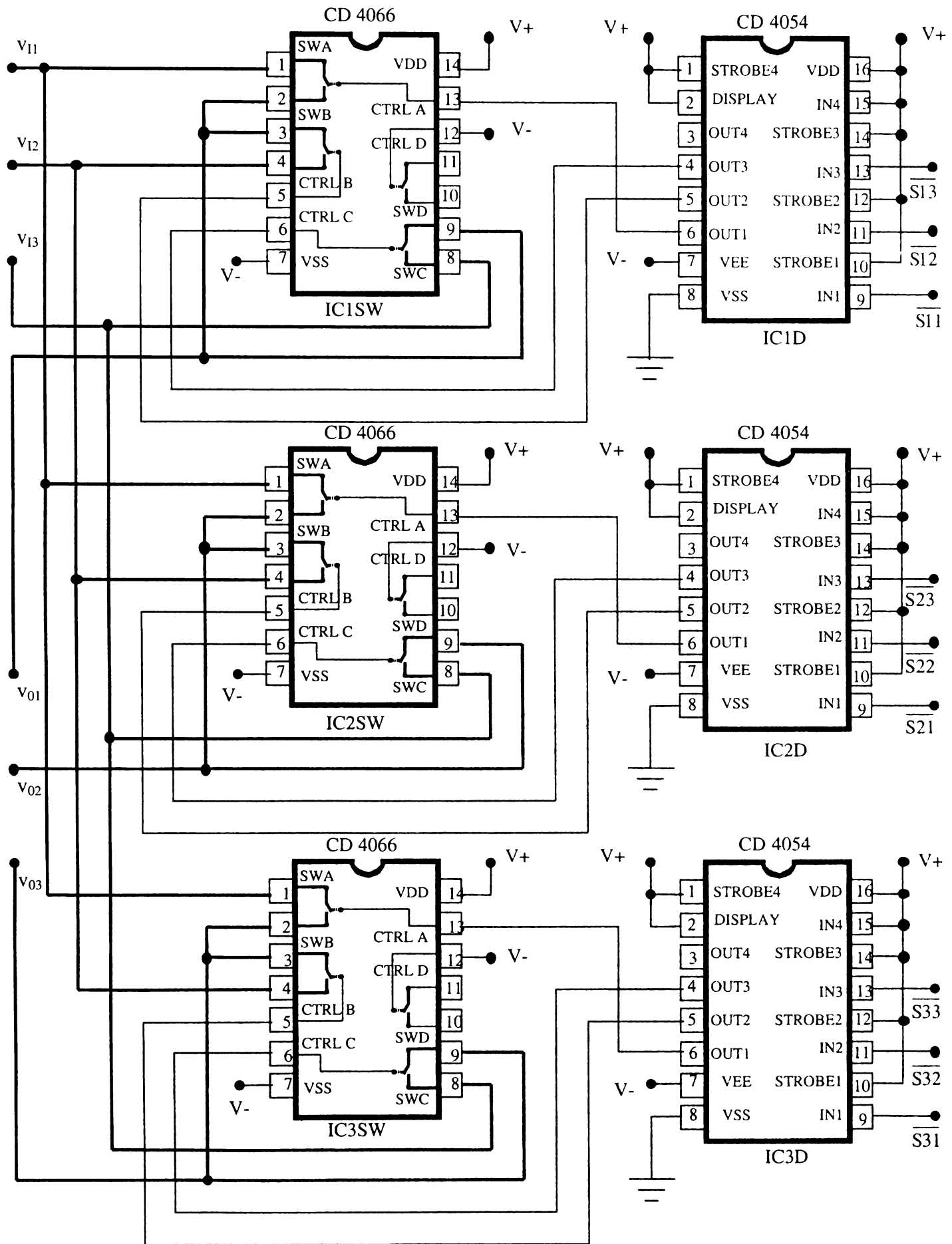


Figura A8.1 Schema modelului de semnal mic al convertorului matriceal

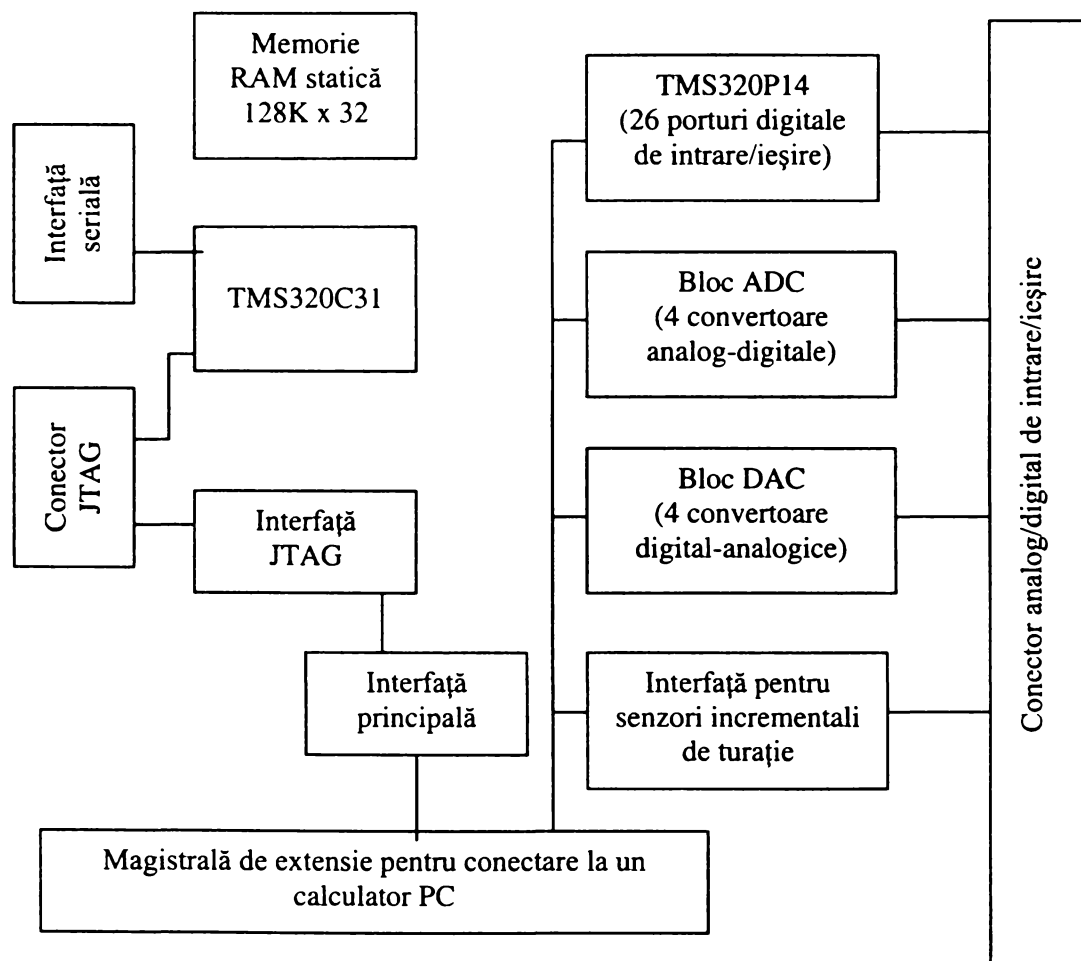


Figura A8.2 Schema bloc a modului DS1102, utilizat în implementarea algoritmilor de comandă pentru convertoare matriceale

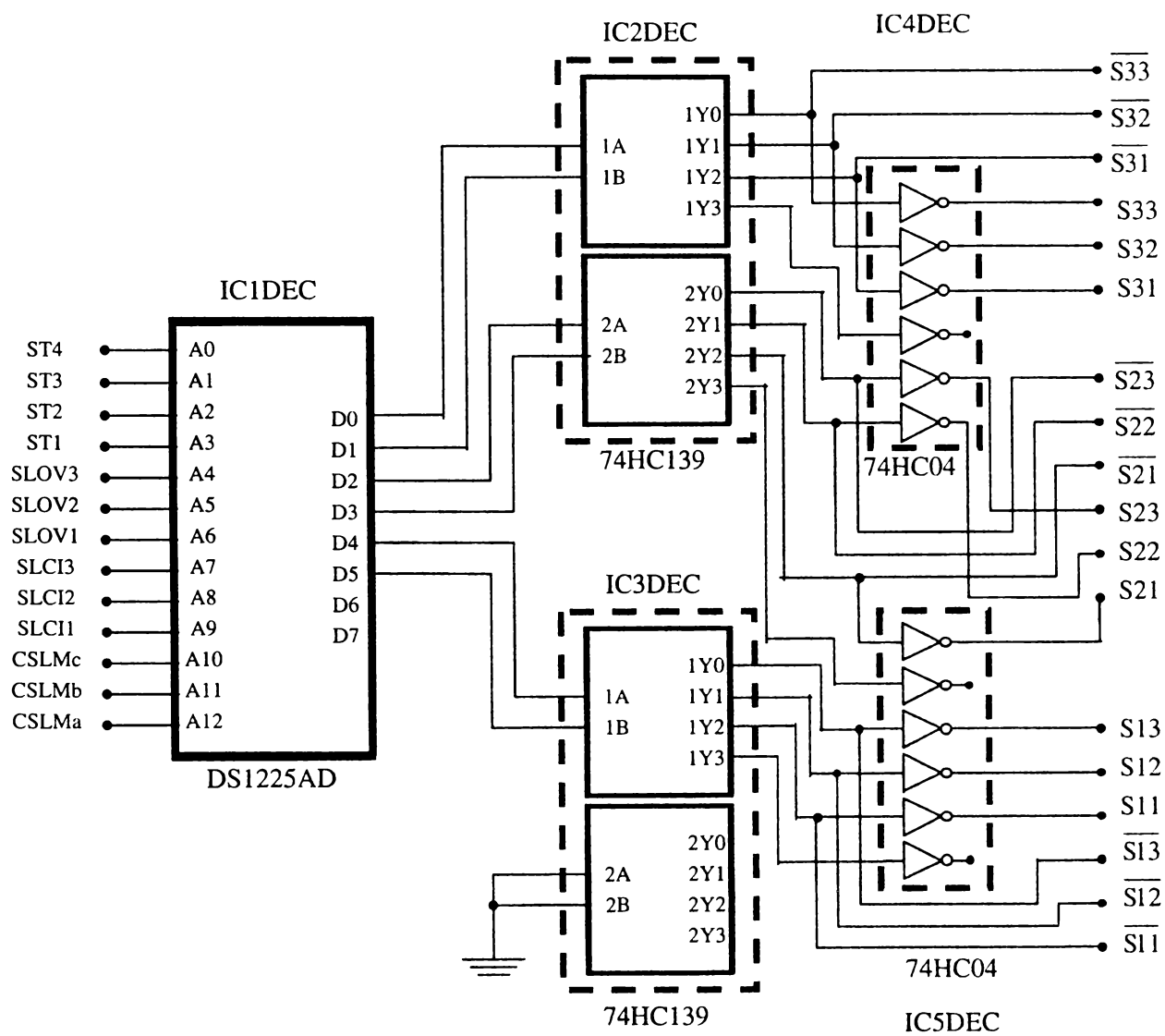


Figura A8.3 Schema circuitului de decodificare pentru modulatorul SLM (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)

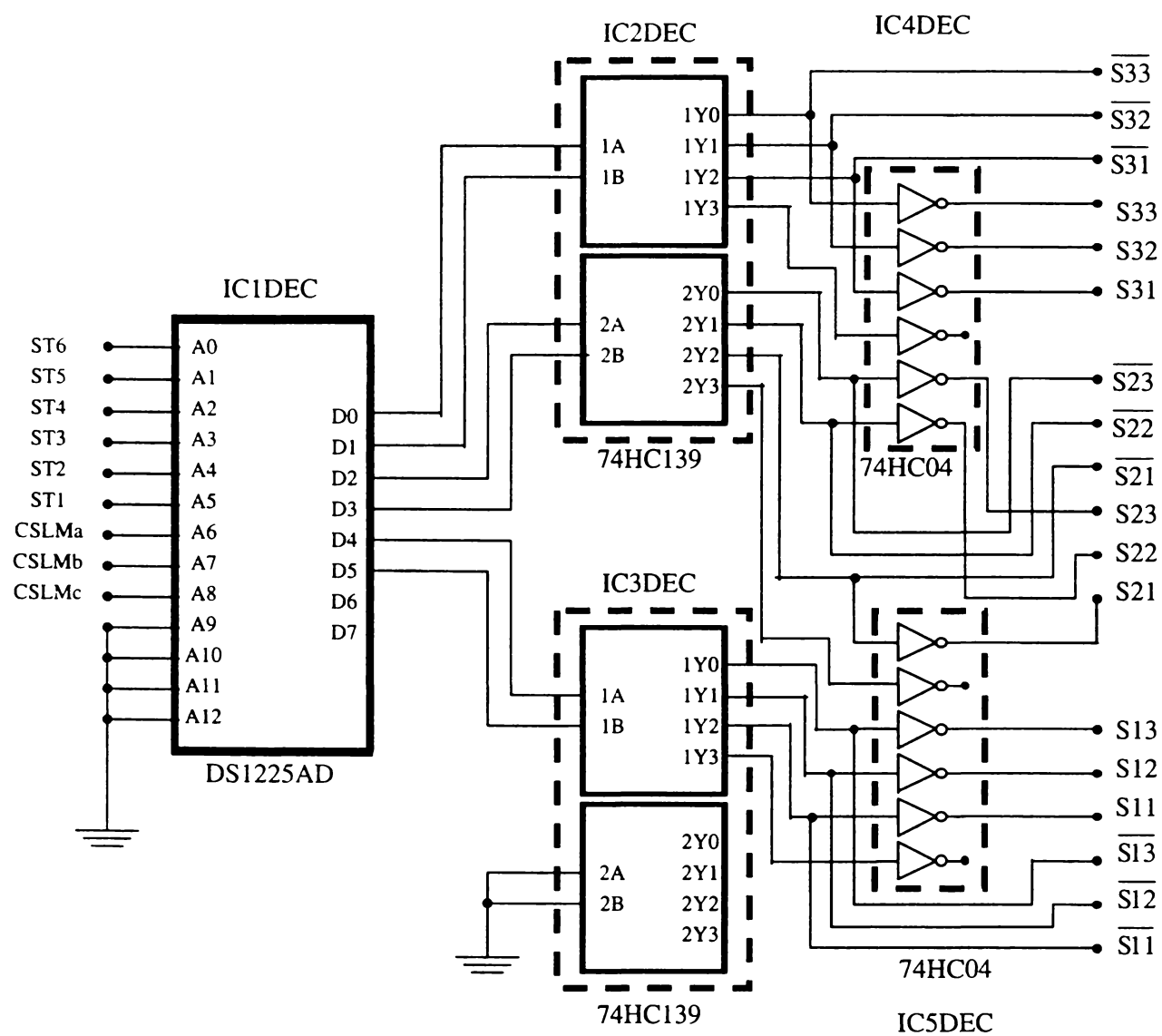


Figura A8.4 Schema circuitului de decodificare pentru modulatorul SLM (pentru structura hardware cu 6 canale PWM)

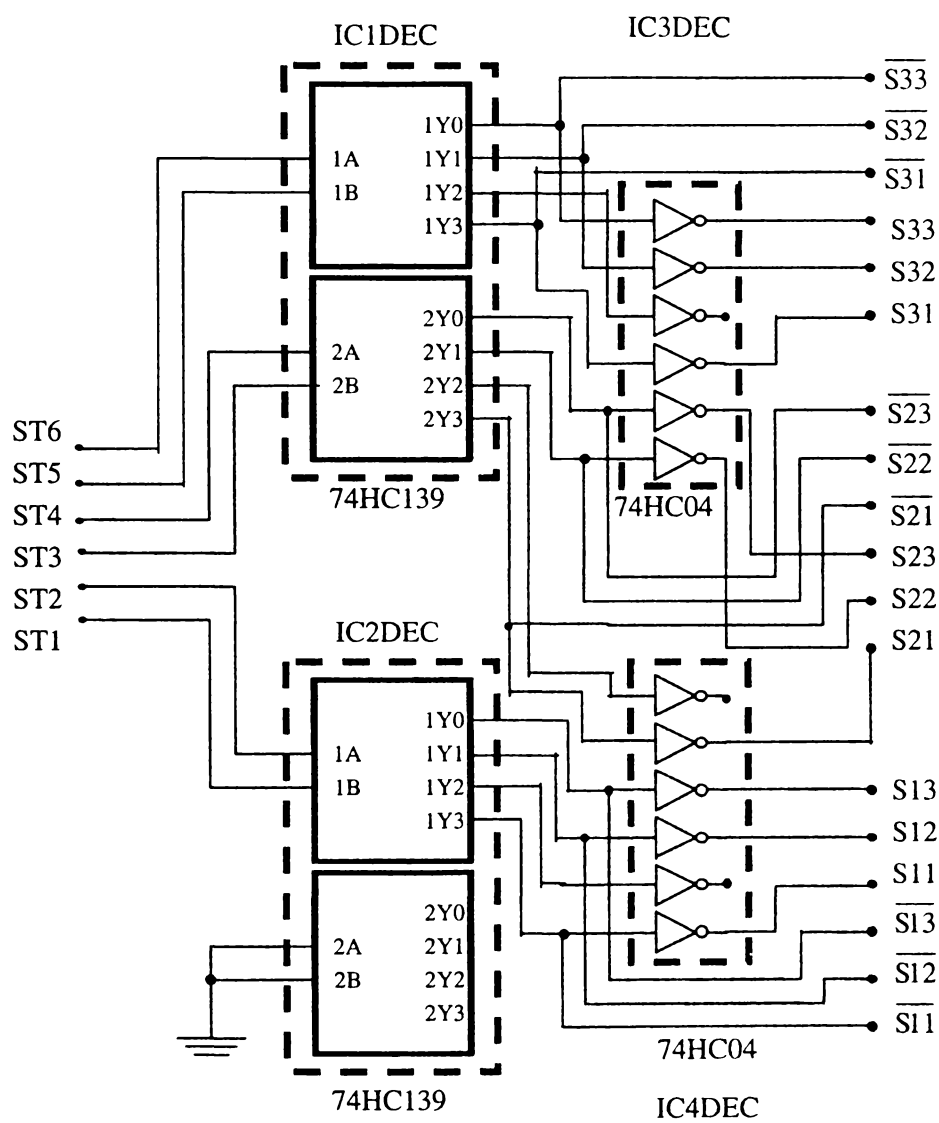


Figura A8.5 Schema circuitului simplificat de decodificare pentru modulatorul SLM1

Tabelul A8.1 Valorile numerice ale constantelor simbolice PWM1-PWM9 necesare pentru programarea memoriei de decodificare (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)

constanta simbolică	A3-A0 binar	A3-A0 hexa	A3-A0 zecimal	constanta simbolică	A3-A0 binar	A3-A0 hexa	A3-A0 zecimal
PWM1	1 1 1 1	Fh	15	PWM6	0 0 0 1	1h	1
PWM2	0 1 1 1	7h	7	PWM7	1 1 0 0	Ch	12
PWM3	0 0 1 1	3h	3	PWM8	0 1 0 0	4h	4
PWM4	1 1 0 1	Dh	13	PWM9	0 0 0 0	0h	0
PWM5	0 1 0 1	5h	5				

Tabelul A8.2 Valorile numerice ale constantelor simbolice si1so1-si6so6 necesare pentru programarea memoriei de decodificare (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)

constanta simbolică	A9-A0 binar	A9-A0 hexa	A9-A0 zecimal	constanta simbolică	A9-A0 binar	A9-A0 hexa	A9-A0 zecimal
si1so1	1001100000	260h	608	si1so4	1000010000	210h	528
si2so1	1101100000	360h	864	si2so4	1100010000	310h	784
si3so1	0101100000	160h	352	si3so4	0100010000	110h	272
si4so1	0111100000	1E0h	480	si4so4	0110010000	190h	400
si5so1	0011100000	0E0h	224	si5so4	0010010000	090h	144
si6so1	1001100000	2E0h	736	si6so4	1010010000	290h	656
si1so2	1000100000	220h	544	si1so5	1001010000	250h	592
si2so2	1100100000	320h	800	si2so5	1101010000	350h	848
si3so2	0100100000	120h	288	si3so5	0101010000	150h	336
si4so2	0110100000	1A0h	416	si4so5	0111010000	1D0h	464
si5so2	0010100000	0A0h	160	si5so5	0011010000	0D0h	208
si6so2	1010100000	2A0h	672	si6so5	1011010000	2D0h	720
si1so3	1000110000	230h	560	si1so6	1001000000	240h	576
si2so3	1100110000	330h	816	si2so6	1101000000	340h	832
si3so3	0100110000	130h	304	si3so6	0101000000	140h	320
si4so3	0110110000	1B0h	432	si4so6	0111000000	1C0h	448
si5so3	0010110000	0B0h	176	si5so6	0011000000	0C0h	192
si6so3	1010110000	2B0h	688	si6so6	1011000000	2C0h	704

Tabelul A8.3 Valorile numerice ale constantelor simbolice cs11-cs16 necesare pentru programarea memoriei de decodificare (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)

constanta simbolică	A12-A0 binar	A12-A0 hexa	A12-A0 zecimal	constanta simbolică	A12-A0 binar	A12-A0 hexa	A12-A0 zecimal
cs11	00000000000000	0000h	0	cs14	01100000000000	0C00h	3072
cs12	01000000000000	0800h	2048	cs15	10100000000000	1400h	5120
cs13	10000000000000	1000h	4096	cs16	00100000000000	0400h	1024



Tabelul A8.4 Valorile numerice ale constantelor simbolice a122-z333 necesare pentru programarea memoriei de decodificare (pentru structura hardware cu 4 canale PWM)

constanta simbolică	D5-D0 binar	D5-D0 hexa	D5-D0 zecimal	constanta simbolică	D5-D0 binar	D5-D0 hexa	D5-D0 zecimal
a122	100101	25h	37	c311	001010	0Ah	10
a211	011010	1Ah	26	c133	100000	20h	32
a212	011001	19h	25	c131	100010	22h	34
a121	100110	26h	38	c313	001000	08h	8
a221	010110	16h	22	c113	101000	28h	40
a112	101001	29h	41	c331	000010	02h	2
b233	010000	10h	16	r123	100100	24h	36
b322	000101	05h	5	r132	100001	21h	33
b323	000100	04h	4	r213	011000	18h	24
b232	010001	11h	17	r231	010010	12h	18
b332	000001	01h	1	r312	001001	09h	9
b223	010100	14h	20	r321	000110	06h	6
z111	101010	2Ah	42				
z222	010101	15h	21				
z333	000000	00h	0				

Tabelul A8.5 Valorile numerice ale constantelor simbolice PWM1-PWM27 necesare pentru programarea memoriei de decodificare (pentru structura hardware cu 6 canale PWM)

constanta simbolică	A5-A0 binar	A5-A0 hexa	A5-A0 zecimal	constanta simbolică	A5-A0 binar	A5-A0 hexa	A5-A0 zecimal
PWM1	111111	3Fh	63	PWM15	000101	05h	5
PWM2	011111	1Fh	31	PWM16	110001	31h	49
PWM3	001111	0Fh	15	PWM17	010001	11h	17
PWM4	110111	37h	55	PWM18	000001	01h	1
PWM5	010111	17h	23	PWM19	111100	3Ch	60
PWM6	000111	07h	7	PWM20	011100	1Ch	28
PWM7	110011	33h	51	PWM21	001100	0Ch	12
PWM8	010011	13h	19	PWM22	110100	34h	52
PWM9	000011	03h	3	PWM23	010100	14h	20
PWM10	111101	3Dh	61	PWM24	000100	04h	4
PWM11	011101	1Dh	29	PWM25	110000	30h	48
PWM12	001101	0Dh	13	PWM26	010000	10h	16
PWM13	110101	35h	53	PWM27	000000	00h	0
PWM14	010101	15h	21				

Tabelul A8.6 Valorile numerice ale constantelor simbolice csl1-csl6 necesare pentru programarea memoriei de decodificare (pentru structura hardware cu 6 canale PWM)

constanta simbolică	A8-A0 binar	A8-A0 hexa	A8-A0 zecimal	constanta simbolică	A8-A0 binar	A8-A0 hexa	A8-A0 zecimal
csl1	000000000	000h	0	csl4	011000000	0C0h	192
csl2	010000000	080h	128	csl5	101000000	140h	320
csl3	100000000	100h	256	csl6	001000000	040h	64