

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ  
ȘI TELECOMUNICAȚII

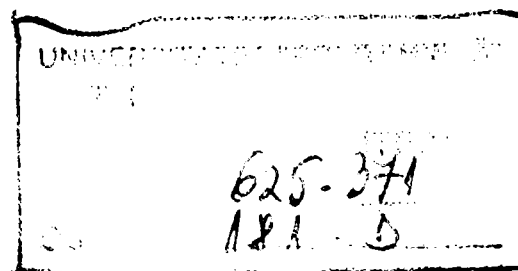
Ion-Alexandru Neag

METODE DE ANALIZĂ ȘI OPTIMIZARE A  
PERFORMANȚELOR MODULAȚIEI PWM UTILIZATE ÎN  
COMANDA ACȚIONĂRILOR ELECTRICE

Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Conducător științific  
Prof. dr. ing. Tiberiu Mureșan



Timișoara 1999

*The fact is, that originality (unless in minds of unusual force) is by no means a matter, as some suppose, of impulse or intuition. In general, to be found, it must be elaborately sought, and although a positive merit of the highest class, demands in its attainment less of invention than negation.*

*E. A. Poe, The Philosophy of Composition*

# Cuprins

Introducere.....	I1
<b>Partea I - Comanda cu modulație PWM a invertoarelor din sistemele de acționare electrică trifazate</b>	
Capitolul 1 - Comanda PWM a invertoarelor de tensiune trifazate .....	1.1
1.1 Comanda invertoarelor de tensiune trifazate .....	1.1
1.1.1 Decalarea comenzii tranzistoarelor din același braț de punte .....	1.2
1.2 Modulatoarele PWM.....	1.2
1.3 Clasificarea metodelor de modulație PWM .....	1.3
1.3.1 Modulația PWM cu comanda tensiunii .....	1.3
1.3.2 Modulația PWM cu reglarea curentului.....	1.5
1.3.3 Reglarea directă a fluxului și cuplului.....	1.5
1.4 Alte metode de modulație utilizare la comanda invertoarelor.....	1.6
1.5 Concluzii .....	1.6
Capitolul 2 - Modulația PWM cu eșantionare uniformă .....	2.1
2.1 Principiu .....	2.1
2.2 Sincronizarea pulsurilor .....	2.2
2.2.1 Moduri de sincronizare .....	2.2
2.3 Performanțe .....	2.4
2.3.1 Criterii de performanță .....	2.4
2.3.2 Controlul componentelor fundamentale .....	2.4
2.3.3 Producții de modulație.....	2.5
2.4 Concluzii .....	2.9
Capitolul 3 - Sincronizarea semnalelor modulator și purtător la modulația PWM cu eșantionare uniformă .....	3.1
3.1 Principiu .....	3.1
3.2 Performanțe .....	3.1
3.2.1 Producții de modulație.....	3.1
3.3 Implementare .....	3.3
3.3.1 Modulația sincronă.....	3.3
3.3.2 Modulația asincronă .....	3.5
3.3.3 Concluzii.....	3.6
3.4 Analiza cantitativă prin simulare .....	3.6
3.4.1 Obiectiv.....	3.6
3.4.2 Rezultate .....	3.6
3.5 Concluzii .....	3.8
Capitolul 4 - Semnale modulator în modulația PWM cu eșantionare uniformă .....	4.1
4.1 Introducere.....	4.1
4.2 Creșterea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare .....	4.1
4.2.1 Factorul de utilizare a tensiunii de alimentare .....	4.1
4.2.2 Soluții pentru creșterea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare.....	4.2
4.3 Reducerea numărului de comutații ale dispozitivelor de putere.....	4.4
4.3.1 Varianta 1.....	4.5
4.3.2 Varianta 2.....	4.5
4.3.3 Varianta 3.....	4.6
4.3.4 Varianta 4.....	4.6

4.3.5 Varianta 5.....	4.7
4.4 Simplificarea implementării.....	4.7
4.5 Analiza comparativă a soluțiilor.....	4.7
4.5.1 Puterea totală disipată în inverter.....	4.7
4.5.2 Distorsiunile armonice.....	4.9
4.6 Concluzii.....	4.14
Capitolul 5 - Regimul de supramodulație.....	5.1
5.1 Introducere.....	5.1
5.2 Supramodulație prin creșterea amplitudinii semnalelor modulatorie.....	5.1
5.2.1 Principiu.....	5.1
5.2.2 Analiză prin metoda semnalului modulator echivalent.....	5.2
5.2.3 Alte forme de undă ale semnalelor modulatorie.....	5.4
5.3 Eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă.....	5.6
5.3.1 Necesitate.....	5.6
5.3.2 Analiză prin metoda semnalului modulator echivalent.....	5.6
5.3.3 Alte forme de undă ale semnalelor modulatorie.....	5.9
5.4 Concluzii.....	5.10
Capitolul 6 - Modulația vectorului spațial.....	6.1
6.1 Prezentarea modulației vectorului spațial.....	6.1
6.1.1 Principiu.....	6.1
6.1.2 Criterii de optimizare.....	6.3
6.1.3 Reguli de generare.....	6.3
6.1.4 Secvențele de comutare a stărilor.....	6.4
6.1.5 Duratele stărilor.....	6.6
6.1.6 Variantele SVM.....	6.8
6.1.7 Regimul de supramodulație.....	6.8
6.2 Echivalența între modulația vectorului spațial și modulația PWM cu eșantionare uniformă.....	6.9
6.2.1 Echivalența principiilor.....	6.9
6.2.2 Echivalența formelor de undă generate.....	6.10
6.2.3 Echivalența implementărilor.....	6.12
6.2.4 Concluzie.....	6.13
6.3 Concluzii.....	6.13
Capitolul 7 - Indicatori de calitate pentru modulația PWM.....	7.1
7.1 Introducere.....	7.1
7.2 Efecte ale alimentării motoarelor asincrone de la invertoare PWM.....	7.1
7.2.1 Efectele distorsiunilor armonice.....	7.1
7.2.2 Efectele nesimetriei.....	7.8
7.3 Indicatori de calitate a modulației.....	7.10
7.3.1 Distorsiunile armonice.....	7.10
7.3.2 Nesimetria sistemului trifazat.....	7.12
7.3.3 Componentele continue ale tensiunilor.....	7.13
7.4 Concluzii.....	7.13
<b>Partea a II-a - Analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM</b>	
Capitolul 8 - Analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM.....	8.1



8.1	Compoziția spectrală a semnalelor generate prin modulație PWM.....	8.1
8.1.1	Modulația PWM cu eșantionare uniformă sincronă.....	8.1
8.1.2	Modulația PWM cu eșantionare uniformă asincronă.....	8.1
8.2	Caracterizarea compoziției spectrale a sistemelor trifazate de tensiuni și curenți din invertoarele cu comandă PWM.....	8.5
8.3	Cerințe specifice pentru analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele PWM trifazate.....	8.5
8.3.1	Funcțiile echipamentelor de analiză spectrală pentru electronica de putere....	8.5
8.3.2	Tipuri de echipamente de analiză spectrală pentru electronica de putere.....	8.6
8.3.3	Cerințe specifice pentru analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele PWM.....	8.8
8.3.4	Utilizarea calculatoarelor personale pentru analiza spectrală în electronica de putere.....	8.11
8.4	Concluzii.....	8.12
<b>Capitolul 9 - Algoritmii de analiză spectrală pentru tensiunile și curenții din invertoarele trifazate cu comandă PWM.....</b>		
9.1	Analiza spectrală a semnalelor monofazate prin DFT.....	9.1
9.1.1	Principiul analizei spectrale prin DFT.....	9.1
9.1.2	Analiza spectrală a semnalelor periodice, eșantionate sincron.....	9.3
9.1.3	Analiza spectrală a semnalelor periodice, eșantionate asincron.....	9.5
9.1.4	Determinarea frecvenței fundamentale a semnalelor periodice, utilizând eșantioanele spectrale calculate prin DFT.....	9.13
9.2	Analiza spectrală a sistemelor trifazate prin aplicarea DFT asupra mărimilor de fază..	9.19
9.2.1	Aplicarea DFT asupra mărimilor de fază.....	9.19
9.2.2	Determinarea fazorilor armonicilor mărimilor de fază.....	9.20
9.2.3	Calcularea amplitudinilor sistemelor armonice.....	9.21
9.2.4	Reducerea volumului de calcule, în cazul sistemelor trifazate cu suma nulă.....	9.21
9.2.5	Reducerea volumului de calcule, prin aplicarea DFT asupra componentei simetrice instantanee cu secvență directă.....	9.22
9.3	Concluzii.....	9.23
<b>Capitolul 10 - Implementarea analizei spectrale a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM.....</b>		
10.1	Biblioteca de analiză spectrală.....	10.1
10.2	Programul de analiză spectrală.....	10.3
10.3	Concluzii.....	10.4
<b>Partea a III-a - Simularea sistemelor de acționare trifazate cu invertoare comandate PWM, în scopul determinării performanțelor modulației</b>		
<b>Capitolul 11 - Simularea sistemelor de acționare cu modulație PWM, în scopul evaluării performanțelor modulației prin analiză spectrală.....</b>		
11.1	Simularea sistemelor de acționare - cerințe și soluții existente.....	11.1
11.1.1	Cerințe specifice pentru programele de simulare a acționărilor electrice, în scopul evaluării performanțelor modulației PWM.....	11.1
11.1.2	Soluții existente pentru simularea sistemelor de acționare electrică.....	11.8
11.2	Alegerea soluției utilizate pentru evaluarea performanțelor modulației PWM.....	11.17
11.3	Concluzii.....	11.19

Capitolul 12 - Metodă de simulare îmbunătățită pentru sistemele de acționare cu modulație PWM, în scopul evaluării performanțelor modulației prin analiză spectrală .....	12.1
12.1 Introducere.....	12.1
12.2 Modelul de bază al sistemului de acționare.....	12.1
12.2.1 Sistemul modelat.....	12.1
12.2.2 Alegerea mărimilor calculate prin simulare.....	12.2
12.2.3 Modelul sistemului de acționare .....	12.3
12.3 Prezența erorilor de aliere în cazul folosirii simulatoarelor pentru circuite electronice .....	12.4
12.3.1 Analiză teoretică.....	12.4
12.3.2 Comandă cu semnal dreptunghiular .....	12.5
12.3.3 Comandă PWM.....	12.5
12.3.4 Programe de simulare comerciale.....	12.6
12.3.5 Rezultate din literatura de specialitate.....	12.7
12.4 Metoda de simulare îmbunătățită.....	12.8
12.4.1 Principiu.....	12.8
12.4.2 Proiectare și implementare.....	12.13
12.4.3 Validare analitică și experimentală.....	12.13
12.5 Concluzii .....	12.15
Capitolul 13 - Modelarea subsistemului inverter-motor .....	13.1
13.1 Modelarea inverterului.....	13.1
13.1.1 Principiu.....	13.1
13.1.2 Modelarea inverterului, fără decalarea comenzii .....	13.2
13.1.3 Modelarea inverterului, cu metoda aproximativă de modelare a decalării comenzii .....	13.2
13.1.4 Calcularea sensului curenților de ieșire ai inverterului .....	13.6
13.2 Modelarea motorului.....	13.8
13.2.1 Calcularea amplitudinilor pulsurilor.....	13.8
13.2.2 Calcularea duratelor pulsurilor.....	13.9
13.3 Algoritm de modelare .....	13.11
13.4 Concluzii .....	13.15
Capitolul 14 - Modelarea modulatorului PWM.....	14.1
14.1 Modulator PWM ideal cu eșantionare uniformă asincronă.....	14.1
14.2 Modulator PWM digital cu eșantionare uniformă asincronă și tabel de eșantioane....	14.2
14.2.1 Modelarea algoritmului de modulație software.....	14.3
14.2.2 Modelarea circuitului de temporizare digital .....	14.4
Capitolul 15 - Simularea sistemelor de acționare în HDL-A .....	15.1
15.1 Modelarea în HDL-A .....	15.1
15.1.1 Modelarea cu ajutorul limbajelor AHDL.....	15.1
15.1.2 Elemente specifice în HDL-A .....	15.1
15.2 Modelarea sistemului de acționare.....	15.2
15.2.1 Sistemul simulat.....	15.2
15.2.2 Modelul sarcinii mecanice .....	15.3
15.2.3 Modelul motorului electric .....	15.3
15.2.4 Modelul inverterului.....	15.4
15.2.5 Modelul circuitului de comandă.....	15.5
15.3 Rezultatele simulării sistemului de acționare .....	15.6
15.4 Concluzii .....	15.7

**Partea a IV-a - Optimizarea performanțelor unor metode de modulație PWM**

Capitolul 16 - Studiul efectelor cuantizării în modulatorii PWM digitale .....	16.1
16.1 Introducere.....	16.1
16.1.1 Factorii care cauzează degradarea performanțelor modulației .....	16.1
16.1.2 Rezultate din literatură.....	16.1
16.2 Analiza efectelor cuantizării .....	16.2
16.2.1 Corelația cu alți factori care cauzează degradarea performanțelor modulației .....	16.2
16.2.2 Pierderi de putere în motor și pulsații de cuplu .....	16.3
16.2.3 Simetria sistemului trifazat .....	16.7
16.2.4 Componentele continue ale tensiunilor de fază.....	16.7
16.2.5 Componente spectrale cu frecvențe mai mici decât fundamentala.....	16.8
16.3 Concluzii .....	16.8
Capitolul 17 - Corecția erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor în modulatorii PWM digitale.....	17.1
17.1 Introducere.....	17.1
17.1.1 Problema erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor .....	17.1
17.1.2 Metode de corecție descrise în literatură.....	17.2
17.2 Metoda de corecție propusă.....	17.3
17.2.1 Principiu.....	17.3
17.2.2 Implementare.....	17.4
17.3 Analiza performanțelor.....	17.6
17.3.1 Analiză prin simulare.....	17.6
17.3.2 Analiză experimentală .....	17.9
17.4 Comparatie cu alte metode de corecție .....	17.10
17.5 Concluzii .....	17.11
Capitolul 18 - Proiectarea unor modulatorii PWM digitale .....	18.1
18.1 Modulator PWM software pentru microcontrolere de cost redus.....	18.1
18.1.1 Proiectarea sistemului digital de comandă.....	18.1
18.1.2 Proiectarea algoritmului de modulație.....	18.2
18.1.3 Proiectarea implementării software .....	18.3
18.1.4 Rezultate experimentale.....	18.9
18.2 Modul modulator PWM pentru magistrala STE.....	18.14
18.2.1 Interfațarea circuitului integrate SLE4520 cu magistrala STE .....	18.14
18.2.2 Generarea semnalelor de comandă modificate.....	18.15
18.2.3 Logica de protecție .....	18.16
18.2.4 Implementarea logicii programabile.....	18.16
18.2.5 Programul de comandă .....	18.16
18.3 Concluzii .....	18.17
Concluzii.....	C1
Bibliografie.....	B1
<b>Anexe</b>	
Anexa 1 - Sisteme trifazate distorsionate și nesimetrice .....	A1.1
A1.1 Reprezentări pentru sistemele trifazate sinusoidale simetrice .....	A1.1
A1.2 Descompunerea sistemelor trifazate sinusoidale nesimetrice.....	A1.2
A1.3 Descompunerea sistemelor trifazate distorsionate și nesimetrice.....	A1.3
A1.4 Proprietăți ale sistemelor trifazate distorsionate și simetrice .....	A1.3

Anexa 2 - Proiectarea și implementarea filtrelor anti-alierie folosite în cadrul metodei îmbunătățite de analiză spectrală.....	A2.1
A2.1 FAA analogic.....	A2.1
A2.1.1 Proiectare.....	A2.1
A2.1.2 Implementare în program.....	A2.4
A2.2 FAA digital.....	A2.6
A2.2.1 Proiectare.....	A2.6
A2.2.2 Implementare în program.....	A2.13
Anexa 3 - Fișierele sursă pentru simularea sistemului de acționare cu modulație PWM , în scopul evaluării calității spectrale a modulației .....	A3.1
A3.1 Metoda de simulare îmbunătățită - proiectarea și implementarea filtrelor anti-alierie.....	A3.1
A3.2 Modelarea subsistemului inverter-motor .....	A3.2
A3.3 Modelarea modulatorului PWM .....	A3.13
Anexa 4 - Fișierele sursă pentru simularea unui sistem de acționare în HDL-A .....	A4.1
Anexa 5- Fișierele sursă pentru modulatorul PWM software cu microcontroler 8051.....	A5.1
A5.1 Structura microsistemului.....	A5.1
A5.2 Programul de modulație .....	A5.1
A5.3 Programele de generare a fișierelor de date.....	A5.10
A5.3.1 Calculul tabelului de eșantioane ale semnalului modulator.....	A5.10
A5.3.2 Calculul caracteristicii de corecție pentru liniarizare.....	A5.10
Anexa 6 - Modul modulator PWM pentru magistrala STEbus .....	A6.1
A6.1 Schema electronică.....	A6.1
A6.2 Fișierele sursă pentru circuitele logice programabile.....	A6.2
A6.3 Programul de comandă.....	A6.3

# Introducere

## Domeniul și metoda de studiu

Studiul desfășurat pentru elaborarea prezentei lucrări se încadrează în activitatea de cercetare din domeniul comenzii acționărilor electrice și a circuitelor electronice de putere desfășurată la Departamentul de Electronică Aplicată a Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara [MBN95]. El reprezintă continuarea unor preocupări mai vechi ale autorului, în domeniul comenzii cu microprocesor a sistemelor de acționare electrică [BN88] [BMNG89] [BNLP89] [DBN+89] [MN94].

Plasat inițial în cadrul mai larg al optimizării sistemelor de acționare cu motoare de curent alternativ, studiul a fost focalizat ulterior într-un domeniu mai restrâns, în concordanță cu pregătirea și experiența autorului și cu dotările disponibile la momentul respectiv, și anume *implementarea digitală a comenzii cu modulație PWM*. După părerea autorului, acest domeniu oferă posibilități excelente de integrare a cunoștințelor din domeniile acționărilor electrice, electronicii de putere, sistemelor de comandă digitale, programării microprocesoarelor, teoriei reglării automate și, după cum demonstrează prezenta lucrare, ale simulării digitale și prelucrării semnalelor.

Identificarea soluțiilor existente și a posibilităților de îmbunătățire a acestora a presupus realizarea un studiu bibliografic extensiv. Volumul mare al informației disponibile și lipsa unor lucrări de sinteză a impus realizarea unei *sistematizări a informației*, ale cărei rezultate prezintă, în opinia autorului, o oarecare valoare. Această activitate a fost concretizată prin elaborarea de către autor a două referate, acoperind extensiv comanda invertoarelor trifazate și modulația PWM [Neag94] [Neag96]. O parte din rezultatele sintezei amintite stau la baza primei părți a lucrării; caracterul nesistematic al informației a impus adăugarea unor analize comparative proprii.

Nivelul dotării cu echipament și software în perioada inițială a cercetării a impus *punerea la punct a unui sistem de comandă digitală, precum și a unor biblioteci de programe pentru analiză spectrală și simulare*. Privind retrospectiv, s-a constatat că, fără a putea constitui contribuții majore în domeniile respective, unele dintre rezultatele acestei activități prezintă în continuare relevanță. În consecință, s-a optat pentru includerea în părțile a doua și a treia ale lucrării a unei descrieri relativ detaliate a soluțiilor adoptate și a concluziilor cu valoare practică.

Activitatea de punere la punct a echipamentelor și programelor necesare, desfășurată cu mai multă sau mai puțină consistență pe durata câtorva ani, a întârziat obținerea unor rezultate semnificative în domeniul de studiu propriu-zis. În consecință, *soluțiile de îmbunătățire propuse vizează câteva aspecte ale implementării digitale*, fiind mai puțin cuprinzătoare decât se intenționa inițial. În plus, s-a acumulat un oarecare decalaj între implementarea soluțiilor prezentate în lucrare și nivelul actual al tehnologiei sistemelor de comandă digitale. În opinia autorului, acest aspect nu diminuează semnificativ relevanța soluțiilor propuse, ele putându-se aplica, de exemplu, la programarea procesoarelor specializate sau la proiectarea circuitelor ASIC.

Evoluțiile tehnologice din ultimii ani au condus la dezvoltarea de procesoare și circuite integrate dedicate pentru comanda acționărilor electrice, precum și la integrarea sistemelor de comandă digitale în componența invertoarelor disponibile comercial. Astfel, implementarea modulației digitale s-a transferat parțial din domeniul integrării de sistem (unde programele de modulație sunt dezvoltate pentru fiecare aplicație în parte) în domeniul proiectării invertoarelor și a circuitelor de comandă specializate, utilizate identic într-un număr mare de aplicații (caz în care algoritmi de modulație sunt încorporați în structura produsului sau în programele de aplicație tipice distribuite împreună cu acesta). Acest fapt nu diminuează însă aplicabilitatea rezultatelor cercetării din domeniul implementării modulației PWM. Dimpotrivă, se

poate afirma că îmbunătățirea performanțelor implementărilor are un impact mai larg, datorită producției în serie a echipamentelor și componentelor menționate.

## **Structura și conținutul lucrării**

### **Partea I**

Prima parte a lucrării urmărește clarificarea unor aspecte teoretice referitoare la comanda cu modulație PWM a invertoarelor trifazate de tensiune și formularea unor concluzii utilizabile la proiectarea implementărilor practice ale modulatorilor.

Capitolul 1 conține o clasificare a metodelor de modulație PWM, elaborată de autor prin sinteza informațiilor din bibliografie, împreună cu descrierea succintă a metodelor de modulație.

În Capitolul 2 se prezintă principiul modulației PWM cu eșantionare uniformă și se analizează performanțele acesteia, referitoare la controlul componentei fundamentale, la distorsiunile armonice și la valoarea componentei continue. Capitolul include de asemenea o analiză comparativă, teoretică și prin simulare, a modului în care sincronizarea pulsurilor PWM influențează performanțele modulației, conducând la o serie de concluzii pentru implementările practice.

Capitolul 3 abordează problema sincronizării între semnalele modulatorie și semnalul purtător. Analiza prin simulare a posibilelor efectelor negative ale modulației asincrone furnizează o serie de concluzii originale, importante pentru implementările practice.

În Capitolul 4 se realizează o prezentare sintetică a formelor de undă utilizabile pentru semnalele modulatorie. Analiza comparativă a acestor forme de undă din punctul de vedere al reducerii puterii disipate în inverter extinde studiile similare din bibliografie și oferă un criteriu de selecție a formei de undă optime. Capitolul conține de asemenea o analiză comparativă originală a formelor de undă modulatorie din punctul de vedere al distorsiunilor armonice, rezultând o clasificare a formelor de undă și o serie de concluzii originale, utile pentru proiectarea implementărilor practice

Capitolul 5 include o analiză a regimului de supramodulație obținut prin creșterea amplitudinii semnalului modulator. Este introdusă și verificată prin simulare o metodă originală de analiză teoretică. Aplicarea acestei metode permite formularea unor concluzii, în parte originale, referitoare la distorsiunile armonice și la liniaritatea controlului componentelor fundamentale ale tensiunilor generate în regim de supramodulație. Capitolul mai conține o analiză originală a efectului eliminării pulsurilor scurte din semnalele de comandă asupra performanțelor în regim de supramodulație, rezultând de asemenea o serie de concluzii originale, cu aplicabilitate practică.

În Capitolul 6 se realizează o prezentare sintetică a metodei modulației vectorului spațial, care permite deducerea sistematică a majorității variantelor descrise în literatură. În continuare se prezintă o demonstrație originală a echivalenței între modulația vectorului spațial și modulația PWM cu eșantionare uniformă și semnale modulatorie formate din segmente de sinusoidă.

În Capitolul 7 sunt evaluate cantitativ efectele distorsiunilor și nesimetriei sistemelor de tensiuni generate de invertoarele PWM asupra motoarelor asincrone. Prin adaptarea unor metode de calcul din literatura de specialitate s-a obținut un set de formule utilizabile pentru evaluarea cantitativă a performanțelor modulației, independent de regimul de funcționare și de parametrii motorului alimentat. Pe baza acestor formule a fost introdus un set coerent de indicatori de calitate, necesari pentru îmbunătățirea performanțelor modulației PWM.



## Partea a II-a

În partea a II-a a lucrării tratează analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM, analiză este necesară pentru determinarea performanțelor modulației.

În Capitolul 8 se prezintă în sinteză, pe baza unui studiu bibliografic, cerințele specifice pentru echipamentele și algoritmi de analiză spectrală, precum și soluțiile existente. În acest context, se introduce o demonstrație, bazată pe calcule analitice, a faptului că semnalele generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă, în cazul general aperiodice, pot fi considerate periodice în anumite condiții, îndeplinite de regulă în aplicația avută în vedere; această demonstrație fundamentează posibilitatea definirii, și pentru aceste semnale, a indicatorilor de calitate bazați pe amplitudinile armonicilor.

În Capitolul 9 se prezintă algoritmi utilizați de autor pentru analiza spectrală a sistemelor trifazate de tensiuni și curenți generate de invertoarele cu comandă PWM. Algoritmi au fost selectați din literatura de specialitate, în unele cazuri realizându-se adaptarea sau generalizarea acestora. Astfel, se prezintă o analiză comparativă a ferestrelor temporale, pe baza căreia a fost elaborat un set de criterii de selecție, specifice aplicației avute în vedere. Se realizează o verificare independentă, care confirmă faptul că formulele ferestrelor temporale folosite în unele lucrări de specialitate și biblioteci de analiză spectrală sunt greșite. Se prezintă variante generalizate pentru algoritmul de determinare a amplitudinilor armonicilor prin interpolare și pentru algoritmul de determinare a frecvenței fundamentale, aplicabile pentru o clasă largă de ferestre temporale. În cadrul ultimului algoritm, se propune un set de criterii pentru stabilirea intervalului de frecvențe în care se realizează căutarea automată a eșantionului spectral corespunzător fundamentalei.

Capitolul 10 conține prezentarea unor implementări originale realizate de autor: o bibliotecă MATLAB specializată pentru analiza spectrală a semnalelor din sistemele de acționare electrică și electronica de putere și un program de analiză spectrală a sistemelor trifazate.

## Partea a III-a

În partea a III-a a lucrării se prezintă o metodă de simulare originală, elaborată și implementată de autor, care permite determinarea precisă a performanțelor modulației.

Capitolul 11 conține o analiză comparativă a abordărilor existente pentru simularea sistemelor de acționare și a circuitelor din electronica de putere, pornind de la cerințele specifice evaluării performanțelor modulației PWM; analiza conține o serie de puncte de vedere originale ale autorului. Se propune o generalizare originală pentru utilizarea combinată a simulării pe diverse nivele, denumită "simulare ierarhică multi-nivel". Pe baza analizei de mai sus, dublată de experiența autorului în utilizarea diverselor programe de simulare, se realizează alegerea metodei de simulare folosite în prezenta lucrare.

Capitolul 12 prezintă o metodă de simulare originală, care permite realizarea unei analize spectrale precise, necesare pentru evaluarea performanțelor modulației. Se evidențiază limitările metodelor de simulare descrise în literatură și implementate în simulatoarele comerciale, din punctul de vedere al erorilor de aliere prezente în spectrele semnalelor generate, limitări demonstrate prin exemple concrete. Se prezintă validarea metodei de simulare propuse, prin comparație cu rezultate teoretice și experimentale. În cadrul implementării metodei de simulare, se introduce o metodă originală de filtrare combinată anti-alieră, ale cărei detalii de implementare sunt prezentate în Anexa 2.

În Capitolul 13 este descris modelul original elaborat de autor pentru subsistemul inverter-motor, în scopul implementării metodei de simulare îmbunătățite prezentate în capitolul anterior. Se introduce o metodă aproximativă de modelare a efectului decalării comenzii pentru tranzistoarele din același braț al inverterului, pentru care se demonstrează prin calcul analitic validitatea aproximațiilor.

În Capitolul 14 se prezintă modelele elaborate de autor pentru blocul modulatorul PWM, modele corespunzătoare mai multor algoritmi de modulație, folosiți în cadrul lucrării.

Capitolul 15 conține rezultatele originale obținute de autor în cadrul unei investigații referitoare la posibilitatea utilizării unui limbaj de tip “HDL analogic” pentru modelarea sistemelor de acționare electrică. Sunt prezentate modelele originale elaborate pentru a verifica validitatea și eficiența abordării de mai sus.

### Partea a IV-a

Partea a IV-a a lucrării conține prezentarea unor rezultate aplicative originale, vizând îmbunătățirea performanțelor implementărilor digitale ale algoritmilor de modulație PWM cu eșantionare uniformă

Capitolul 16 prezintă o analiză originală, realizată prin simulare, a efectelor cuantizării mărimilor în implementările digitale ale modulației PWM cu eșantionare uniformă, rezultând o serie de concluzii originale, cu aplicabilitate practică.

Capitolul 17 conține o analiză a problemei erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor în modulatorii PWM digitale, urmată de un studiu comparativ al soluțiilor descrise în literatură. Pe baza acestui studiu, se identifică un principiu general, denumit “corecția erorilor de cuantizare prin acumularea erorii”. Se propune o metodă de corecție originală, elaborată în colaborare de autor, care particularizează principiul general amintit mai sus, permițând o implementare digitală mai simplă comparativ cu metodele descrise în literatură și conducând la performanțe apropiate.

În Capitolul 18 se exemplifică îmbunătățirea performanțelor implementărilor digitale a modulației PWM prin proiectarea și implementarea a două modulatorii PWM. În cadrul proiectării s-au utilizat concluziile analizelor din capitolele anterioare și metoda de corecție a erorilor de cuantizare propusă în Capitolul 17.

## **Mulțumiri**

Autorul dorește să mulțumească d-lui prof. dr. ing. Tiberiu Mureșan, care, în calitate de conducător științific, i-a furnizat un sprijin consistent, atât pe durata activității de cercetare, cât și în faza finală a elaborării lucrării.

Autorul mulțumește membrilor comisiei de doctorat, prof. dr. ing. Dimitrie Alexa, prof. dr. ing. Ivan Bogdanov și prof. dr. ing. Aurel Câmpeanu, pentru bunăvoința de a accepta recenzarea lucrării.

Autorul mulțumește în mod deosebit celor cu care a colaborat, în diverse perioade de timp, în cadrul activității de cercetare. Orientarea spre domeniul comenzii digitale a acționărilor electrice se datorează colaborării, în cadrul activității de cercetare și a celei didactice, pe parcursul a aproape 10 ani, cu prof. dr. ing. Ivan Bogdanov. O parte importantă a cercetării legate de optimizarea performanțelor modulației PWM a fost realizată, între 1992 și 1995, în colaborare cu as. ing. Ștefan Gal; din discuțiile avute în această perioadă au rezultat majoritatea soluțiilor descrise în lucrare. Dezvoltarea sistemului de comandă cu microcontroler 8051 utilizat în lucrare s-a realizat în colaborare cu prof. dr. ing. Virgil Tiponut și as. ing. Ștefan Gal. Prima variantă a algoritmilor de analiză spectrală pentru electronica de putere a fost dezvoltată în colaborare cu as. dr. ing. Marcel Gabrea. Punerea la punct a unui sistem de analiză spectrală, folosit pentru unele rezultate din lucrare, s-a realizat împreună cu ing. Jozsef Simon. La elaborarea capitolelor dedicate simulării sistemelor de acționare autorul a beneficiat de un sprijin consistent din partea ș.l. dr. ing. Dan Lascu.

O parte consistentă a activității de documentare a fost realizată cu ajutorul unei burse acordate în cadrul programului TEMPUS. Autorul mulțumește pentru sprijin prof. dr. ing. Heinrich Müller de la Facultatea de Informatică a Universității din Dortmund. Autorul mulțumește de asemenea pentru sprijinul logistic acordat colegilor ing. Dan Platon și dr. ing. Sorin Panu.



Autorul a beneficiat de asemenea de discuțiile extrem de interesante, pe teme generale de electronică, avute de-a lungul anilor cu colegii de la Catedra de Electronică Aplicată, dintre care dorește să mulțumească în special ș.l. dr. ing. Dan Andreiciuc, ș.l. ing. Aurel Filip, as. ing. Ștefan Gal, ș.l. dr. ing. Dan Lascu și ș.l. ing. Cristian Gavrilăscu.

Autorul mulțumește în mod special părinților, pentru sprijinul esențial acordat în perioada formării profesionale și a elaborării acestei lucrări.

## Capitolul 1 - Comanda PWM a invertoarelor de tensiune trifazate

În acest capitol se prezintă rolul comenzii cu modulație a pulsurilor în lățime ("Pulse Width Modulation" - PWM) și se realizează clasificarea metodelor de modulație PWM. În conformitate cu scopul prezentei lucrări, analiza se axează în principal pe comanda invertoarelor de tensiune trifazate în punte.

### 1.1 Comanda invertoarelor de tensiune trifazate

În acest capitol și în cele următoare se va trata comanda invertoarelor trifazate de tensiune în punte, având schema din Fig. 1.1. Tranzistoarele din schemă pot fi bipolare, DMOS sau IGBT, simbolul utilizat fiind generic. În analiza care urmează toate dispozitivele de putere vor fi considerate ideale (cu timpi de comutație nuli, rezistență nulă în stare conducție și rezistență infinită în stare de blocare). Funcționarea acestui tip de inverter este descrisă detaliat în [Neag94].

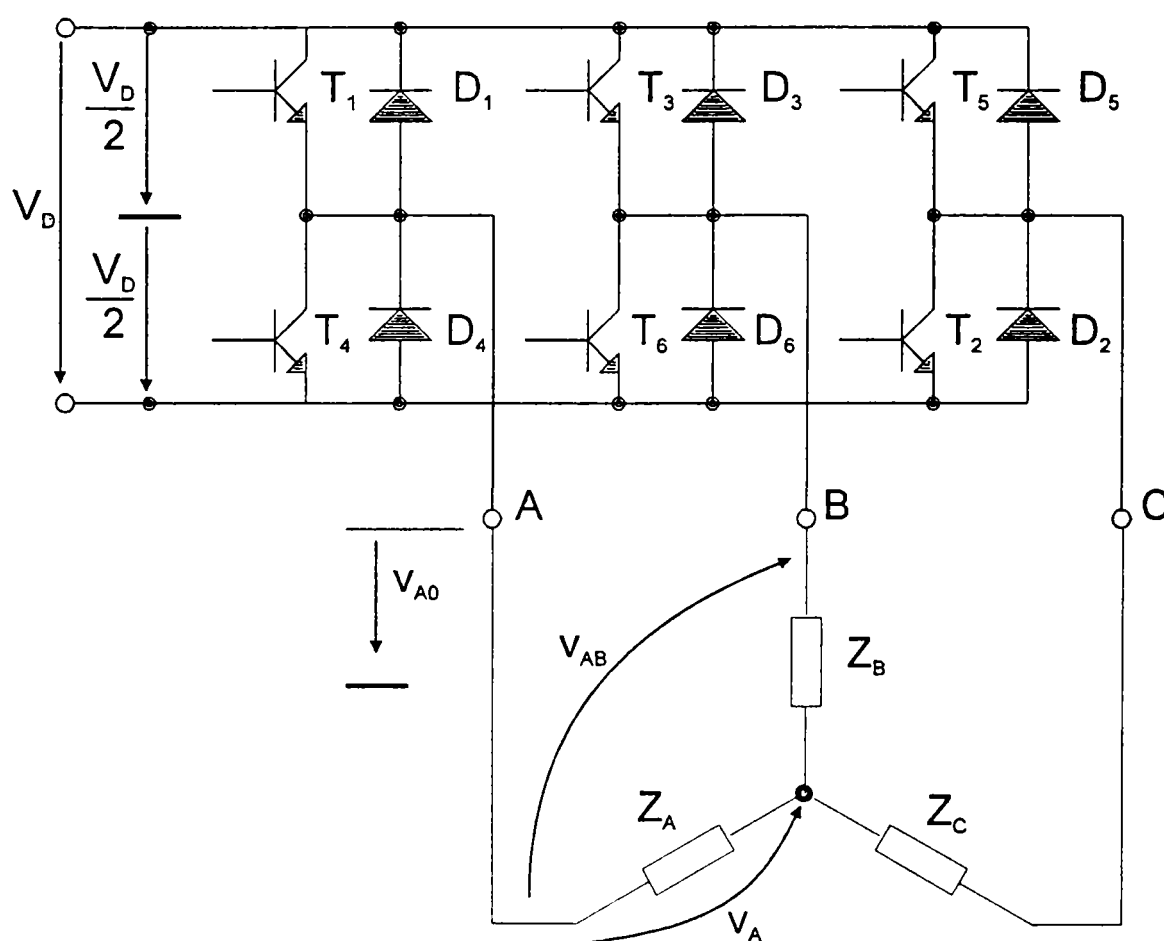


Fig. 1.1 - Inverter de tensiune trifazat în punte

Pentru circuitelor de comandă a invertoarelor se va considera schema bloc de principiu din Fig. 1.2. Tranzistoarele de putere sunt comandate cu ajutorul unor *circuite de comandă*, care asigură parametrii necesari ai semnalelor de comandă și, eventual, izolarea galvanică. Circuitele de comandă, la rândul lor, sunt comandate prin intermediul unor semnale logice, de către un *modulator PWM*. În principiu, acesta generează 3 semnale logice, fiecare acționând complementar asupra celor două tranzistoare dintr-un braț de punte.

În cele ce urmează, se va presupune următoarea logică de comandă:

- semnal HIGH: tranzistorul superior este comandat în conducție și cel inferior, în blocare; tensiunea de ieșire a fazei este  $V_D/2$ ;
- semnal LOW: tranzistorul inferior este comandat în conducție și cel superior, în blocare; tensiunea de ieșire a fazei este  $-V_D/2$ .

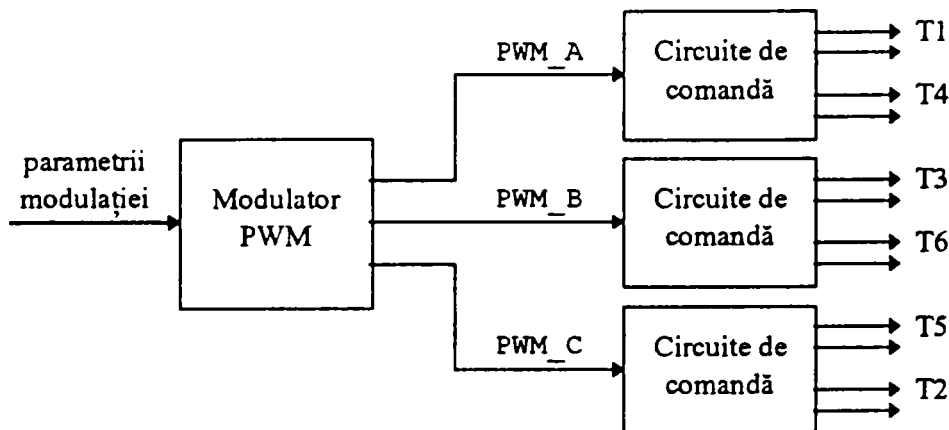


Fig. 1.2 - Circuitele de comandă pentru inverterului trifazat

### 1.1.1 Decalarea comenzii tranzistoarelor din același braț de punte

În implementările practice, pentru a evita conducția simultană a tranzistoarelor din același braț de punte, datorată timpilor de blocare nenuli ai dispozitivelor semiconductoare, comanda de intrare în conducție a fiecărui tranzistor este întârziată față de comanda de blocare a celui alt tranzistor din același braț de punte. Această întârziere se va denumi pe scurt *decalarea comenzii* (denumirea în engleză este “*dead-time*”) [MWI87] [SKMM91] [CS95].

În practică, întârzierea poate fi generată fie de către modulatorul PWM, fie de către circuitele de comandă ale tranzistoarelor. În cele ce urmează, pentru a simplifica analiza modulatorilor PWM, se va presupune că întârzierea este generată de către circuitele de comandă. Acolo unde este cazul, se va lua în considerare efectul decalării comenzii asupra funcționării sistemului de acționare.

## 1.2 Modulatorii PWM

Conform schemei de principiu de mai sus, circuitele modulatorii PWM generează trei semnale logice de comandă, formate din pulsuri cu lățime variabilă. Lățimea pulsurilor se sintetizează cu ajutorul unor *algoritmi de modulație PWM*, astfel încât să se controleze unul din următoarele sisteme de mărimi:

- sistemul trifazat al tensiunilor de la ieșirea inverterului;
- sistemul trifazat al curenților prin fazele motorului;
- fluxul prin motor și cuplul generat de acesta.

Modulatorul PWM din Fig. 1.2 are ca mărimi de intrare generice *parametrii modulației*. În funcție de mărimile controlate și de algoritmul de modulație, aceștia pot fi, de exemplu:

- pentru controlul tensiunilor de la ieșirea inverterului: mărimi de referință pentru valorile medii pe puls ale tensiunilor de ieșire (care aproximează valorile instantanee), sau amplitudinea și frecvența sistemului trifazat de tensiuni;
- pentru controlul curenților prin fazele motorului: mărimi de referință pentru valorile instantanee ale curenților;
- pentru controlul fluxului și cuplului: mărimi de referință pentru valorile instantanee ale fluxului și cuplului.

Utilizarea comenzii cu modulație PWM oferă avantajul unei eficiențe energetice ridicate, datorită funcționării dispozitivelor de putere din inverter în regim de comutație. Pe de altă parte, forma de pulsuri a tensiunilor generate cauzează o serie de *efecte nefavorabile* asupra sistemului de acționare: pierderi de putere suplimentare în motor, pulsații de cuplu, radiație electromagnetică, zgomot acustic, etc. Aceste efecte vor fi analizate în detaliu în capitolul 7.

Algoritmii de modulație trebuie să îndeplinească următoarele *cerințe* [LVK83] [BZ83]:

- control liniar, cu un timp de răspuns cât mai mic;
- reducerea unora dintre efectele nefavorabile ale modulației PWM;
- după caz, optimizarea unor parametri ai modulației, cum ar fi gradul de utilizare a tensiunii de alimentare a inverterului (acest aspect va fi detaliat ulterior).

### 1.3 Clasificarea metodelor de modulație PWM

În cele ce urmează se va prezenta o clasificare elaborată de autor, prin sinteza informației din diverse surse bibliografice. Metodele de modulație de interes vor fi analizate detaliat pe parcursul capitolelor următoare.

Clasificarea principală se realizează în funcție de mărimile controlate:

- modulație PWM cu comanda tensiunii (“*voltage control*”)
  - modulație PWM cu eșantionare (“*sampling PWM*”)
  - modulația vectorului spațial (“*Space Vector PWM*”)
  - modulație PWM optimală (“*optimal PWM*”)
- modulație PWM cu reglarea curentului (“*current control*”)
  - reglare bipozițională cu histerezis
  - reglare cu predicție
- reglarea directă a fluxului și a cuplului (“*Direct Flux and Torque Control*”)
  - metoda Depenbrock
  - metoda Takahashi-Noguchi.

Observație: Traducerea în limba română a denumirilor de mai sus s-a făcut în acord cu terminologia consacrată. Astfel, termenul englez “control” capătă două traduceri diferite, în funcție de modul de realizare: “comanda” tensiunilor presupune, de regulă, sisteme în buclă deschisă, iar “reglarea” curentilor se face, întotdeauna, cu sisteme în buclă închisă.

Următoarele secțiuni oferă o descriere sumară și o clasificare mai detaliată a metodelor prezentate anterior.

#### 1.3.1 Modulația PWM cu comanda tensiunii

În cadrul aceste metode se controlează tensiunile de ieșire ale inverterului. Există mai multe variante, prezentate în cele ce urmează.

##### 1.3.1.1 Modulația PWM cu eșantionare

Se controlează valorile medii pe puls ale tensiunilor de ieșire prin intermediul lățimii pulsurilor din semnalele de comandă. Se urmărește ca valorile medii pe puls să fie egale cu eșantioanele a 3 semnale modulatorie, care formează un sistem trifazat simetric, de regulă sinusoidal. Eșantionarea se realizează în principiu prin compararea semnalelor modulatorie cu un semnal purtător, de regulă triunghiular, cu frecvență mult mai mare decât cea a semnalelor modulatorie.

Observație: În implementările analogice, compararea semnalelor se realizează efectiv, în modulator. În implementările digitale, determinarea duratelor pulsurilor se face prin formule de calcul și, în unele variante, pe baza unor tabele cu eșantioane precalculate.

Această metodă este denumită în unele lucrări “metoda subondulării”, “metoda oscilației subarmonice” sau “PWM sinusoidal”.

Pe baza bibliografiei consultate, se propune următoarea *clasificare* a metodelor de modulație PWM cu eșantionare:

- în funcție de metoda de eșantionare:
  - modulație PWM cu eșantionare naturală
  - modulație PWM cu eșantionare uniformă
    - cu un singur front modulat
    - cu ambele fronturi modulate
      - cu pulsuri simetrice
      - cu pulsuri asimetrice
- în funcție de sincronizarea semnalului purtător cu semnalele modulatorie:
  - modulație PWM cu eșantionare sincronă
  - modulație PWM cu eșantionare asincronă

### 1.3.1.1.1 Modulația PWM cu eșantionare naturală

Modulația PWM cu eșantionare naturală presupune compararea efectivă a celor trei semnale modulatorie sinusoidale cu un semnal purtător triunghiular [ZAN75] [KP79] [MUR89].

Deoarece permite implementări analogice, această metodă a fost prima utilizată pentru comanda invertoarelor [ZAN75] [LVK83]. Extinderea implementărilor analogice pentru sisteme trifazate a prezentat însă probleme (în principal, generarea unui sistem trifazat de semnale sinusoidale cu simetrie foarte bună, în condițiile modificării frecvenței). Pentru depășirea acestor dificultăți au fost propuse diverse variante de implementare hibride analog-digitale ([LVK83] [TOI88] [AH89]) și pur digitale ([BZ83] [Agbi87] [MGW93]). Aceste variante nu s-au impus, datorită complexității relativ ridicate a implementărilor hibride și a volumului mare de calcule necesar pentru implementările digitale. Dezvoltarea recentă a tehnologiei circuitelor ASIC și FPGA permite implementări eficiente ale variantelor digitale [MGW93].

### 1.3.1.1.2 Modulația PWM cu eșantionare uniformă

Modulația PWM cu eșantionare uniformă presupune calcularea duratelor pulsurilor, astfel încât valorile medii pe puls ale tensiunilor de ieșire ale inverterului să fie proporționale cu valorile unor eșantioane ale semnalelor modulatorie. Această metodă va fi analizată detaliat în capitolele următoare.

### 1.3.1.2 Modulația vectorului spațial

Fiecăreia din cele 8 stări posibile ale inverterului trifazat în punte (determinate de stările de conducție ale tranzistoarelor) îi corespunde o poziție fixă a vectorului spațial al tensiunilor de ieșire. Prin comutarea rapidă între două stări se poate realiza interpolarea oricărui vector spațial plasat între pozițiile fixe corespunzătoare celor două stări.

Metoda de modulație în discuție presupune interpolarea unui vector spațial care se rotește continuu. Controlând amplitudinea și pulsația acestuia, se vor controla amplitudinea și pulsația sistemului trifazat fundamental al tensiunilor de fază generate de inverter.

**Observație:** În capitolul 6 se va demonstra că pulsurile generate prin această metodă pot fi obținute, de asemenea, prin diverse variante ale modulației PWM cu eşantionare. În consecință, metoda vectorului spațial va fi considerată mai degrabă o metodă alternativă de analiză a modulației PWM trifazate, decât o metodă distinctă de modulație.

### **1.3.1.3 Modulația PWM optimală**

Duratele pulsurilor se determină prin calcul, astfel încât pe de o parte să se controleze amplitudinea și frecvența fundamentalei tensiunilor de ieșire, iar pe de altă parte să se elimine anumite armonici ale tensiunilor de ieșire ([BI77] [TL84] [Diva85] [PPM85] [ZA86] [MGS87] [AH89a] [EZL90] [GD94]) sau ale fluxului din circuitul magnetic al motorului ([MGMH92]), sau să se optimizeze un anumit criteriu de performanță, cum ar fi: factorul total de distorsiuni armonice ale curenților, pierderile de putere în motor, pulsațiile cuplului, nivelul zgomotului acustic, etc. ([BI77] [Buja80] [ZT83] [Oate84] [TM85] [ZMKS85] [TM86] [GM90] [TL94] [HB94]). O prezentare sintetică a metodelor de modulație PWM optimală a fost realizată de autor în [Neag96].

### **1.3.2 Modulația PWM cu reglarea curentului**

În cadrul aceste metode se reglează curenții prin fazele motorului. În literatură sunt descrise două variante [AH93], prezentate în cele ce urmează.

#### **1.3.2.1 Reglarea bipozițională cu histerezis**

Curenții de fază sunt reglați individual, cu ajutorul a trei regulatoare de curent bipoziționale cu histerezis. Mărimile de referință ale reguletoarelor de curent pot fi:

- mărimile de fază ale unui sistem trifazat sinusoidal simetric, cu frecvență și amplitudine variabilă, în cazul metodelor de reglare scalară a motorului;
- valori instantanee, calculate de sistemul de reglare, în cazul metodelor de reglare vectorială.

#### **1.3.2.2 Reglarea cu predicție**

Curenții de fază sunt reglați împreună, cu ajutorul unui regulator unic, care primește ca referință un vector spațial. Regulatorul generează comenzile tranzistoarelor, astfel încât tensiunile generate de inverter să producă evoluția vectorului spațial al curenților spre valoarea de referință. Reglarea se face asigurând o “suprafață de histerezis” în planul vectorilor spațiali ai curenților.

**Observație:** În ambele variante prezentate mai sus, reguletoarele de curent generează semnale binare, cu pulsuri de lățimi variabile, realizând deci implicit o modulație PWM a tensiunilor de ieșire. Din această cauză metoda a fost denumită “modulație PWM cu reglarea curentului”.

### **1.3.3 Reglarea directă a fluxului și cuplului**

Reglarea directă a fluxului și cuplului este o metodă de reglare pentru sistemele de acționare cu motoare de curent alternativ; ea a fost cuprinsă în prezenta clasificare deoarece modulația PWM este inclusă implicit în principiul de reglare.

Metoda urmărește reglarea vectorului spațial al fluxului statoric, după o referință, de regulă circulară. Amplitudinea acestei referințe determină nivelul saturației circuitului magnetic, iar faza determină cuplul produs de motor. Se implementează două regulatoare bipoziționale cu histerezis, unul pentru câmp, acționând asupra componentei radiale a vectorului spațial al fluxului, iar celălalt pentru cuplu, acționând asupra componentei tangențiale a vectorului spațial. Pe baza semnalelor binare furnizate de cele două

regulatoare și a valorii calculate a fluxului statoric, se generează cele trei semnale de comandă a invertoarelor, astfel încât tensiunile de ieșire să modifice vectorul spațial al fluxului în direcția dorită.

Observație: Regulatoarele cu histerezis, împreună cu logica de selecție a vectorului spațial al tensiunilor, realizează implicit o modulație PWM a tensiunilor de ieșire.

Observație: În sistemele de reglare cu orientare după câmp clasice, reglarea fluxului și cuplului presupune calcularea referințelor pentru curenții sau tensiunile statorice; valorile calculate sunt aplicate, ca referințe, blocului modulator PWM, care poate implementa metode de modulație fi cu comanda tensiunii sau cu reglarea curentului.

În literatură sunt descrise două variante ale acestei metode [AH93], prezentate pe scurt în cele ce urmează.

### 1.3.3.1 Metoda Depenbrock

În această variantă, denumită și “*Direct Self Control*”, vectorul spațial al fluxului statoric urmărește o traiectorie de referință hexagonală, astfel aleasă încât să poată fi obținută prin comutarea între un număr mic de stări ale invertoarelor. Frecvența de comutație mai redusă recomandă această metodă pentru acționările de mare putere.

### 1.3.3.2 Metoda Takahashi-Noguchi

În această variantă, vectorul spațial al fluxului statoric urmărește (într-o bandă de histerezis) o traiectorie de referință circulară. Pentru fiecare din cele 6 sectoare de 60° ale acestei traiectorii, vectorul spațial al tensiunilor de ieșire se comută între două poziții fixe, în funcție de ieșirile regloarelor de flux și cuplu, pe baza unei tabele de comutație.

## **1.4 Alte metode de modulație utilizare la comanda invertoarelor**

În literatură sunt menționate, în afara modulației PWM, alte două metode de modulație utilizabile pentru comanda invertoarelor de tensiune trifazate:

- *modulația delta*: se aplică principiului modulației delta sau delta-sigma pentru controlul valorii medii a tensiunii de ieșire [Ziog81] [RQC87]; metoda permite implementări analogice simple și oferă performanțe relativ bune privind distorsiunile armonice;
- *modulația pulsurilor în frecvență*: durata pulsurilor este constantă, modificându-se frecvența de repetiție [IF92]; se obțin reducerea zgomotului acustic și performanțe bune privind distorsiunile armonice și pulsațiile de cuplu.

## **1.5 Concluzii**

S-a prezentat o clasificare a metodelor de modulație PWM, elaborată de autor prin sinteza informațiilor din bibliografie, împreună cu descrierea succintă a metodelor de modulație.



## Capitolul 2 - Modulația PWM cu eșantionare uniformă

### 2.1 Principiu

Principiul modulației PWM cu eșantionare uniformă, ilustrat în Fig. 2.1 pentru faza A a unui sistem trifazat, poate fi rezumat astfel [BS83] [Bowe88]:

- se preiau eșantioane ale semnalului modulator  $v_{mA}(t)$ , cu o frecvență de eșantionare egală cu frecvența purtătoare  $f_c = 1/T_c$ ;
- eșantionului de ordin  $k$ , cu valoarea  $v_{mA}(t_k)$  îi corespunde, în semnalul de comandă PWM\_A, un puls de durată  $\tau_k$ ; aceasta se calculează astfel încât valoarea medie pe puls a tensiunii de ieșire a inverterului,  $v_{A0}$ , să fie proporțională cu eșantionul corespunzător,  $v_{mA}(t_k)$ , și cu factorul de modulație în amplitudine,  $m_a$ .

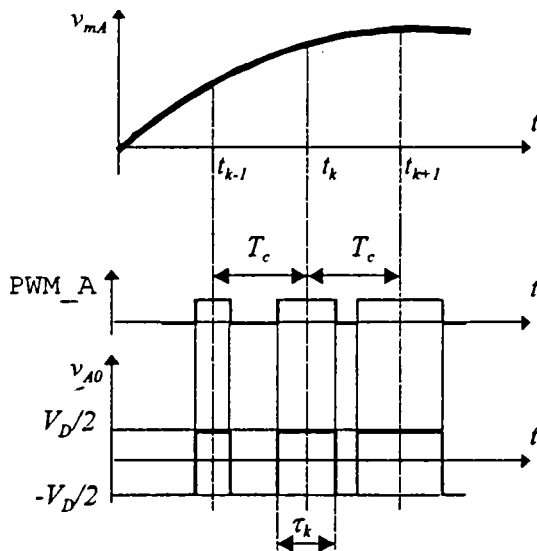


Fig. 2.1 - Principiul modulației PWM cu eșantionare uniformă

Deoarece formula pentru valoarea medie pe puls a tensiunii de ieșire a fazei A, pentru pulsul cu indicele  $k$ , este:

$$V_{A0\text{med}_k} = \frac{1}{T_c} \cdot \left[ \tau_k \cdot \frac{V_D}{2} + (T_c - \tau_k) \cdot \left( -\frac{V_D}{2} \right) \right], \quad (2.1)$$

unde  $V_D$  este tensiunea de alimentare a inverterului, rezultă pentru durata  $\tau_k$  a pulsului formula:

$$\tau_k = \frac{T_c}{2} \cdot \left( 1 + \frac{V_{A0\text{med}_k}}{V_D/2} \right). \quad (2.2)$$

În acest capitol se va studia *modulația sinusoidală*, pentru care semnalul modulator este sinusoidal; alte forme de undă pentru semnalul modulator vor fi analizate în capitolul 4. Pentru modulația sinusoidală, valoarea medie pe puls a tensiunii de ieșire pentru pulsul cu ordinul  $k$  trebuie să aibă valoarea:

$$V_{A0\text{med}_k} = \frac{V_D}{2} \cdot m_a \cdot \sin(\omega_m \cdot t_k), \quad m_a \in [0,1], \quad t_k = k \cdot T_c, \quad (2.3)$$



cu următoarele notații:

$m_a$  - factorul de modulație în amplitudine;

$\omega_m$  - pulsația semnalului modulator.

Din ultimele două ecuații rezultă *formula de calcul a duratei pulsurilor*:

$$\tau_k = \frac{T_c}{2} \cdot \left( 1 + m_a \cdot \sin \left( k \cdot 2\pi \cdot \frac{f_m}{f_c} \right) \right), \quad (2.4)$$

cu următoarele notații:

$f_m = \omega_m/2\pi$  - frecvența modulator;

$f_c = 1/T_c$  - frecvența purtătoare.

Comparativ cu alte metode de modulație, modulația cu eșantionare uniformă prezintă următoarele *avantaje* [Bowe88] [JWD83] [BS83]:

- permite calcularea duratelor pulsurilor prin formule relativ simple; valorile pot fi calculate “off-line” și memorate, ceea ce permite implementarea eficientă în timp real, prin metode software;
- permite modelarea simplă, pentru simulare și proiectare asistată;
- în cazul modulației cu eșantionare asincronă, conținutul de componente spectrale cu frecvență mai mică decât cea modulator este mai redus, comparativ cu modulația PWM cu eșantionare naturală;

și următorul *dezavantaj* [Agbi87]:

- la valori mici ale frecvenței modulator, distorsiunile armonice sunt mai mari decât pentru modulația PWM cu eșantionare naturală.

## 2.2 Sincronizarea pulsurilor

### 2.2.1 Moduri de sincronizare

În cazul comenzii *invertoarelor trifazate*, principiul expus mai sus se aplică identic pentru cele trei faze, utilizând un sistem trifazat sinusoidal simetric de semnale modulator.

Există mai multe posibilități de sincronizare a pulsurilor din cele trei tensiuni de ieșire; astfel, se definesc următoarele *moduri de sincronizare* [BS83] [Bowe88] [AH89]:

- cu un singur front modulat (“*single-edge*” - SE): eșantionarea are loc la începutul perioadei purtătoare; fronturile crescătoare ale pulsurilor sunt sincronizate și situate la începutul perioadei purtătoare;
- cu ambele fronturi modulate (“*double-edge*” - DE):
  - cu pulsuri simetrice (“*double-edge symmetric*” - DE-S): eșantionarea are loc la începutul perioadei purtătoare; centrelle pulsurilor sunt sincronizate și situate la mijlocul perioadei purtătoare;
  - cu pulsuri asimetrice (“*double-edge asymmetric*” - DE-A): eșantionarea are loc de două ori în fiecare perioadă purtătoare, la începutul și la mijlocul ei; primul set de eșantioane determină pozițiile fronturilor crescătoare, astfel încât valorile medii pe puls ale tensiunilor de ieșire în prima jumătate a perioadei purtătoare să fie proporționale cu valorile eșantioanelor; al doilea set de eșantioane determină pozițiile fronturilor scăzătoare, astfel încât valorile medii pe puls ale tensiunilor de ieșire în a doua jumătate a perioadei purtătoare să fie proporționale cu valorile eșantioanelor.

Formele de undă ale semnalelor de comandă pentru cele trei faze ale invertorului, corespunzător celor trei moduri de sincronizare a pulsurilor, sunt prezentate în Fig. 2.2.

**Observație:** Pentru modul de sincronizare DE-A, duratele pulsurilor se calculează cu o variantă modificată a formulei (2.4), în care perioada  $T_c$  se înlocuiește cu  $T_c/2$ , iar  $f_c$  cu  $2 \cdot f_c$ , deoarece frecvența de eșantionare este dublă, față de celelalte moduri de sincronizare.

Toate cele trei moduri de sincronizare respectă “regula de consistență a polarității pulsurilor” [ZAN75], care cere ca tensiunile de linie să aibă o polaritate unică în fiecare semiperioadă a fundamentalei acestora (deoarece comută  $0 \leftrightarrow V_D/2$  în semiperioadele pozitive și  $0 \leftrightarrow -V_D/2$  în semiperioadele negative).

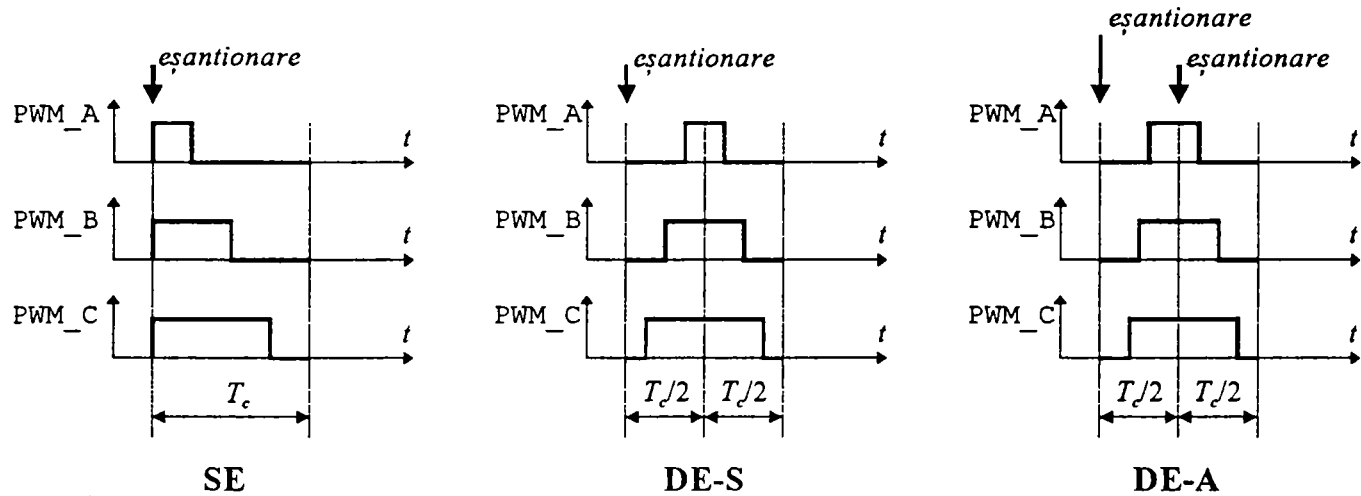


Fig. 2.2 - Moduri de sincronizare a pulsurilor la modulația PWM cu eșantionare uniformă

În Fig. 2.3 se prezintă o implementare analogică ipotetică, similară cu cea a modulației PWM cu eșantionare naturală, pentru cele trei metode de sincronizare [FMPS85] [AH89] [ASM89] [TA85]. Implementarea se bazează pe compararea unui semnal în trepte (reprezentat cu linie groasă), obținut prin eșantionarea sincronă și memorarea semnalului modulator (reprezentat cu linie întreruptă), cu un semnal purtător triunghiular. În funcție de forma semnalului purtător și de momentele de eșantionare (indicate prin săgeți verticale), se obțin modurile de sincronizare descrise anterior.

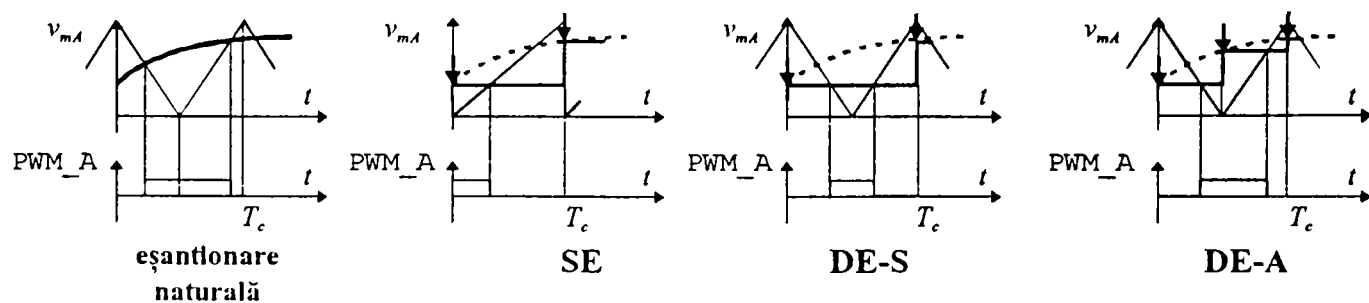


Fig. 2.3 - Variante de implementare analogică a modulației PWM cu eșantionare uniformă, comparate cu implementarea modulației PWM cu eșantionare naturală

**Observație:** Deși implementarea analogică a modulației PWM cu eșantionare uniformă nu prezintă interes practic, ea a fost prezentată pentru a facilita compararea celor trei moduri de sincronizare între ele și cu modulația PWM cu eșantionare naturală.

## 2.3 Performanțe

### 2.3.1 Criterii de performanță

**Observație:** Analiza performanțelor modulației PWM va fi tratată detaliat în capitolul 7, utilizând descompunerea armonică a sistemelor trifazate distorsionate și nesimetrice. În cele ce urmează se va utiliza o *abordare simplificată*, bazată pe descompunerea armonică a tensiunilor de ieșire ale inverterului și a tensiunilor de fază și de linie ale motorului, ca semnale monofazate distorsionate. Această abordare permite simplificarea calculelor analitice și compararea cu rezultatele din literatură, unde este utilizată frecvent. Singura limitare importantă a abordării propuse este aceea că nu evidențiază asimetriile procesului de modulație trifazată; deoarece aceste asimetrii sunt cauzate, de regulă, de implementarea algoritmilor de modulație, rezultă că metoda este acceptabilă pentru analiza principiului acestor algoritmi (în condiții de implementare ideală).

“Efectul util” al modulației îl reprezintă generarea componentelor fundamentale ale tensiunilor de ieșire ale inverterului, iar efectele nefavorabile sunt determinate de produșii de modulație din tensiunile de ieșire. În consecință, performanțele metodelor de modulație PWM se referă la:

- modul în care se *controlează frecvența și amplitudinea componentelor fundamentale ale tensiunilor de ieșire*; este de dorit ca acest control să fie liniar, într-un domeniu cât mai larg de valori, pentru a facilita proiectarea și implementarea algoritmilor de reglare a sistemelor de acționare;
- *amplitudinile produșilor de modulație din tensiunile de ieșire*, caracterizat global prin factorii de distorsiuni armonice; este de dorit ca aceste distorsiuni să fie cât mai reduse.

**Observație:** În contextul prezentei analize, prin “produși de modulație” se înțeleg celelalte componente spectrale, în afara fundamentalei. Așa cum se va arăta ulterior, nu toți acești “produși de modulație” sunt armonici ale fundamentalei.

În cele mai multe situații practice interesează nu tensiunile de ieșire ale inverterului, ci *tensiunile de linie* ale motorului (egale cu diferențele între tensiunile de ieșire ale inverterului). Pentru conexiunile cele mai frecvent utilizate ale motorului ( $\Delta$  și Y cu punct central flotant), aceste tensiuni de linie sunt cele care determină tensiunile pe înfășurările motorului, care, la rândul lor, cauzează atât efectul util, cât și efectele nefavorabile ale modulației.

### 2.3.2 Controlul componentelor fundamentale

Conform principiului expus anterior, *frecvența* componentelor fundamentale ale tensiunilor de ieșire este egală cu frecvența semnalelor modulatorie  $f_m$ , care apare în formula de calcul (2.4), ca parametru al modulației.

Amplitudinea componentei fundamentale a tensiunii de ieșire pentru faza A este dată de formula aproximativă [RK91]:

$$V_{A0}^{(1)} \approx \frac{V_D}{2} \cdot 4 \cdot m_f \cdot J_1\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{m_a}{m_f}\right), \quad (2.5)$$

unde  $m_f = f/f_m$  este “factorul de modulație în frecvență”. Pentru valori mari ale  $m_f$ , funcția Bessel  $J_1(x)$  poate fi aproximată prin primii doi termeni, obținându-se formula aproximativă:

$$V_{A0}^{(1)} \approx \frac{V_D}{2} \cdot m_a \left(1 - \frac{\pi^2}{32} \cdot \frac{m_a}{m_f}\right). \quad (2.6)$$

Deoarece în practică se utilizează valori  $m_f > 10$ , al doilea termen din paranteză se poate neglija, rezultând formula:

$$V_{A0}^{(1)} \approx \frac{V_D}{2} \cdot m_a. \quad (2.7)$$

În concluzie, amplitudinile componentelor fundamentale ale tensiunilor de ieșire sunt controlate aproximativ liniar prin intermediul factorului de modulație în amplitudine,  $m_a$ , pentru valori  $m_a \leq 1$ . Regimul de supramodulație, corespunzător valorilor  $m_a > 1$ , va fi analizat în capitolul 5.

Concluziile de mai sus sunt valabile și pentru tensiunile de linie ale motorului.

### 2.3.3 Producții de modulație

#### 2.3.3.1 Structura spectrului

În [FMPS85] se prezintă o metodă de calcul analitic pentru amplitudinile componentelor armonice din tensiunile generate prin modulație PWM cu eșantionare, precum și formulele particulare obținute pentru modulația cu eșantionare uniformă. Astfel, formula generală pentru descompunerea armonică a unei tensiuni de la ieșirea învertorului, generată prin modulație PWM cu eșantionare uniformă sincronă (cu  $m_f$  întreg), are forma:

$$\begin{aligned} v_A(t) = & \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{V_D}{2} \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} K_n(m_f, m_a) \cdot \cos\left(n \cdot \omega_m \cdot t + n \cdot \phi - \frac{n}{m_f} \cdot \pi\right) + \right. \\ & + \sum_{m=1}^{\infty} K_m(m_a) \cdot \cos(m \cdot \omega_c \cdot t) + \\ & \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=\pm 1 \\ n \neq -m \cdot m_f}}^{\pm \infty} K_{mn}(m_a) \cdot \cos\left((m \cdot \omega_c + n \cdot \omega_m) \cdot t + n \cdot \phi - \frac{n}{m_f} \cdot \pi\right) \right\} \end{aligned} \quad (2.8)$$

unde  $K_n$ ,  $K_m$  și  $K_{mn}$  sunt coeficienți care depind de parametrii  $m_f$  și  $m_a$  ai modulației. Formulele acestor coeficienți depind de modul de sincronizare a pulsurilor; ele sunt relativ complicate, incluzând funcții Bessel; formula pentru modul de sincronizare DE-A poate fi găsită și în [BH90].

**Observație:** Formula de mai sus acoperă și regimul de supramodulație, corespunzător valorilor  $m_a > 1$ . Pentru  $m_a < 1$ , coeficienții  $K_m$  și  $K_n$  sunt nuli, formula având o structură mai simplă. Structura spectrului în regimul de supramodulație va fi analizată în capitolul 5.

Formula de mai sus permite deducerea unor concluzii importante, referitoare la *structura spectrului*. Astfel, pentru  $m_a < 1$  și presupunând o implementare ideală, rezultă următoarele proprietăți:

- compoziția spectrală a *tensiunilor de ieșire* ale învertorului:
  - spectrul conține produși de modulație, în jurul multiplilor întregi ai frecvenței purtătoare, la frecvențele  $m \cdot f_c + n \cdot f_m$ , unde  $m$  și  $n$  sunt numere întregi având valorile:  $m = 1, 2, \dots, \infty$ ;  $n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$ ;  $n \neq -m \cdot m_f$ ;
  - spectrul nu conține armonici ale semnalului purtător, la frecvențe  $k \cdot f_c$ , cu  $k$  întreg;
  - spectrul nu conține armonici ale semnalului modulator, la frecvențe  $k \cdot f_m$ , cu  $k$  întreg;
  - dacă  $m_f$  este întreg impar, spectrul conține doar armonici impare (o demonstrație a acestei proprietăți este dată în [RK91]);

- compoziția spectrală a *tensiunilor de linie* ale motorului:
  - în tensiunile de linie nu apar armonici cu ordin multiplu de 3 ale fundamentalei (deoarece, în condițiile în care defazajele semnalelor modulatorie sunt exact  $2\pi/3$ , defazajele între armonicile cu ordin multiplu de 3 ale tensiunilor de ieșire sunt nule; dacă amplitudinile semnalelor modulatorie sunt egale, atunci și amplitudinile armonicilor cu ordin multiplu de 3 din tensiunile de ieșire vor fi egale, deci diferențele între valorile lor instantanee, pentru două faze diferite, sunt nule);
  - dacă  $m_f$  este întreg multiplu de 3, amplitudinile produșilor de modulație cu frecvența  $i \cdot f_c + 3 \cdot j \cdot f_m$ , cu  $i$  și  $j$  întregi, sunt nule (deoarece au frecvența  $(i \cdot m_f + 3j) \cdot f_m$ , care, pentru  $m_f$  multiplu de 3, este multiplu de  $3 \cdot f_m$ , deci corespunde armonicilor cu ordin multiplu de 3; acestea nu apar în tensiunile de linie, conform demonstrație de la punctul anterior).

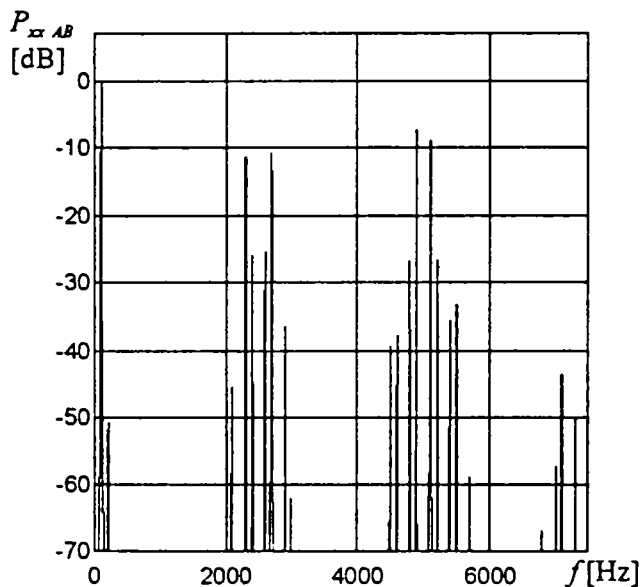


Fig. 2.4 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă

Pentru exemplificare, în Fig. 2.4 se prezintă densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, în cazul modulației PWM cu eșantionare uniformă și sincronizare DE-S, pentru  $f_m = 50$  Hz,  $f_c = 2,5$  KHz și  $m_a = 0,8$ .

Observație: Valoarea utilizată mai sus pentru parametrul  $f_c$  nu este tipică pentru sistemele de acționare actuale, unde se folosesc frecvențe purtătoare de 15...20 KHz. Valoarea a fost aleasă pentru a permite o ilustrare cât mai bună a compoziției spectrale, prin delimitarea clară a grupelor de produși de modulație.

Semnalul analizat a fost generat prin simulare, folosind metoda prezentată în capitolele 12 și 13; modelul utilizat pentru modulatorul PWM este descris în capitolul 14. Analiza spectrală a fost realizată cu metoda prezentată în capitolele 8-10.

### 2.3.3.2 Influența parametrilor modulației

Conform formulelor prezentate anterior, amplitudinile produșilor de modulație depind de parametrii  $m_f$  și  $m_a$ .

Pentru a caracteriza global amplitudinile produșilor de modulație relativ la amplitudinea fundamentalei, se utilizează o serie de *factori de distorsiuni armonice*. În literatură sunt propuse pentru acești factori diverse formule, fiecare caracterizând în mod aproximativ liniar un anumit efect al modulației; o analiză detaliată a acestui aspect va fi realizată în capitolul 7. Atunci când, pe parcursul capitolelor care urmează, se vor prezenta rezultate din bibliografie, se vor specifica în fiecare caz formulele factorilor de distorsiuni utilizați.

În Fig. 2.5 se prezintă, ca exemplu, dependența factorului de distorsiuni definit prin:

$$VDF = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{500} \left( \frac{V_{AB}^{(k)}}{k} \right)^2}}{V_{AB}^{(1)}}, \quad (2.9)$$

în funcție de parametrii modulației, pentru o tensiune de linie generată prin modulație PWM cu eșantionare uniformă [Bowe88]. Grafice similare, pentru mai multe valori ale  $m_f$ , pot fi găsite și în [SOD91].

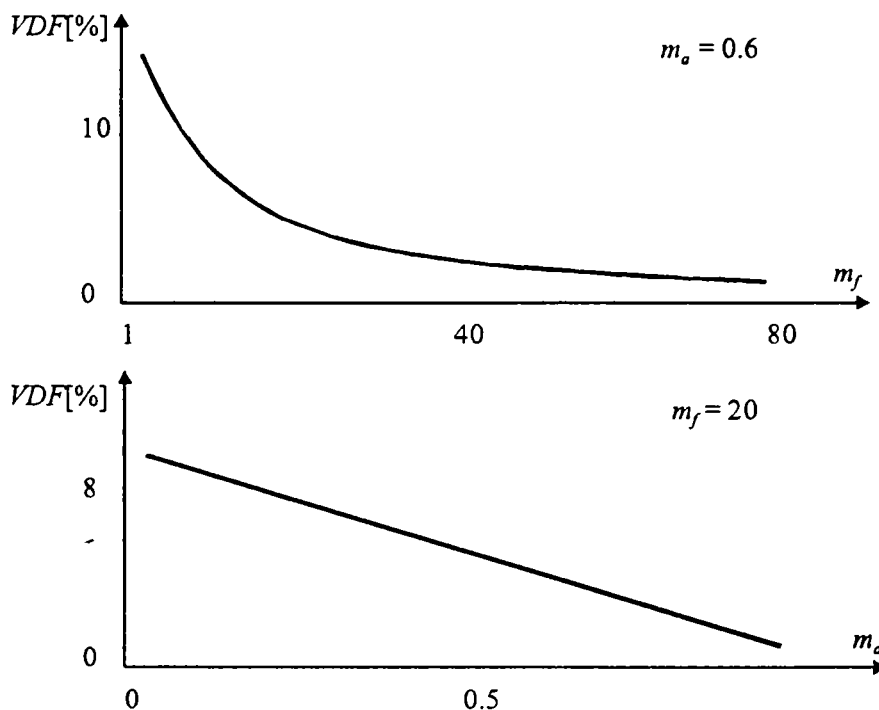


Fig. 2.5 - Factorul de distorsiuni armonice, în funcție de  $m_f$  (sus) și  $m_a$  (jos)

Prin examinarea graficelor din figură rezultă următoarele concluzii:

- factorul de distorsiuni armonice crește atunci când scade  $m_f$ ; acest fenomen se explică prin deteriorarea aproximării formei de undă modulatorie (aproximarea se realizează prin mai puține pulsuri în fiecare perioadă);
- factorul de distorsiuni armonice crește atunci când scade  $m_a$ , deoarece amplitudinea fundamentalei (determinată proporțional amplitudinea semnalului purtător, deci de  $m_a$ ) scade, în raport cu amplitudinile produșilor de modulație (dintre care unii depind mai puțin de amplitudinea semnalului purtător).

### 2.3.3.3 Influența modurilor de sincronizare

În această secțiune se vor analiza comparativ modurile de sincronizare prezentate anterior, din punctul de vedere al compoziției spectrale a tensiunilor generate. Analiza calitativă teoretică [FMPS85] va fi dublată de o analiză cantitativă prin simulare.

#### 2.3.3.3.1 Analiza comparativă SE ↔ DE

În modurile de sincronizare DE, tensiunile de linie au un număr dublu de pulsuri pe perioadă  $T_c$ , față de modul SE, în condițiile în care ambele presupun două comutări pe perioadă ale fiecărui tranzistor din

inverter. Această proprietate este ilustrată de formele de undă din Fig. 2.6. În consecință, se poate afirma că modul DE conduce la ondulații mai mici ale curenților, la o aproximare mai bună a formelor de undă modulatorie și deci la distorsiuni armonice mai mici, pentru valori egale ale puterii disipate în comutație pe tranzistoarele din inverter.

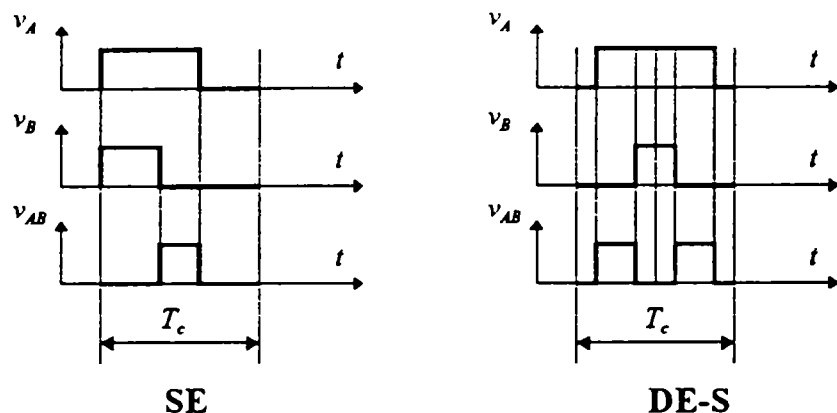


Fig. 2.6 - Tensiunile de fază și de linie pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, sincronizare SE (stânga) și DE-S (dreapta)

Concluziile analizei teoretice de mai sus au fost confirmate prin simulare. În Fig. 2.7 sunt prezentate densitățile spectrale de putere ale unei tensiuni de linie, în cazul modulației PWM cu eșantionare uniformă, pentru  $f_m = 50$  Hz,  $f_c = 2,5$  KHz și  $m_a = 0,8$ . Se observă reducerea semnificativă a amplitudinilor componentelor armonice, pentru modul de sincronizare DE-S. Rezultate similare se obțin și pentru alte valori ale parametrilor modulației.

### 2.3.3.3.2 Analiza comparativă DE-S ↔ DE-A

În modul de sincronizare DE-A, cele două fronturi sunt modulate independent, în funcție de valorile a două eșantioane diferite ale semnalului modulator, deci cele două pulsuri din tensiunile de linie situate în fiecare perioadă  $T_c$  (vezi Fig. 2.6) vor avea durate diferite (spre deosebire de DE-S, unde au durate egale). În consecință, se poate afirma că, în principiu, modul DE-A aproximează mai bine semnalele modulatorie, deci produce distorsiuni armonice mai mici comparativ cu DE-S, pentru frecvențe egale de comutație a dispozitivelor semiconductoare.

Analiza comparativă prin simulare nu a însă demonstrat diferențe semnificative între spectrele corespunzătoare celor două moduri de sincronizare, pentru diverse valori uzuale ale parametrilor de modulație. Rezultă că între cele două moduri de sincronizare analizate nu există diferențe cantitative semnificative în ceea ce privește distorsiunile armonice, în condiții normale de operare.



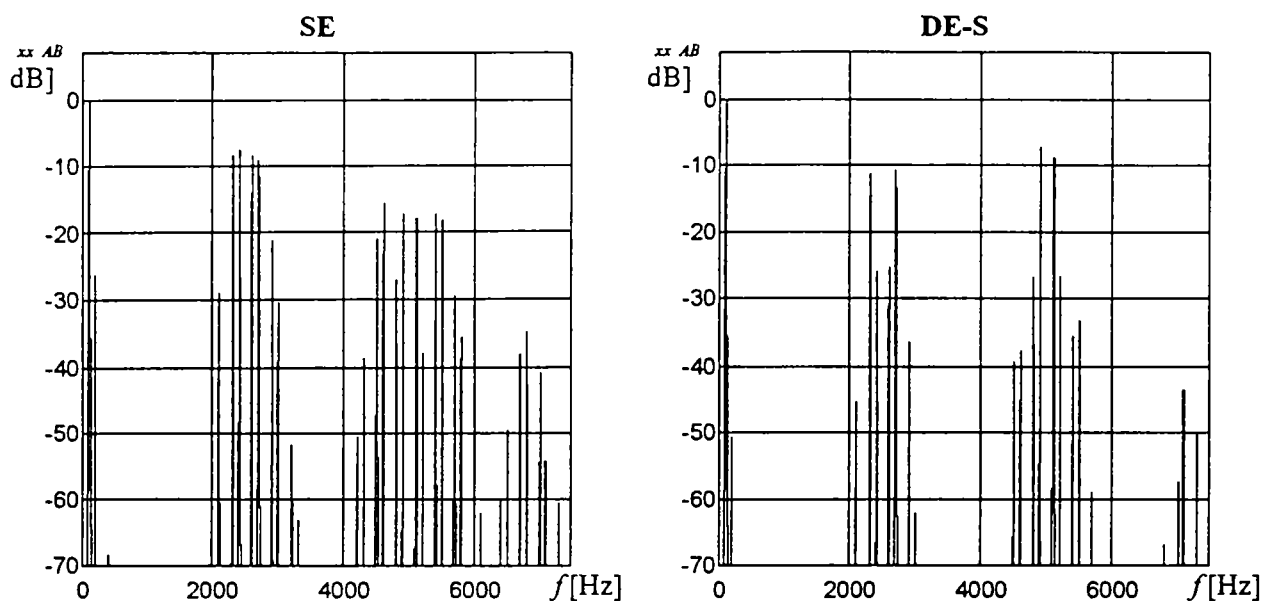


Fig. 2.7 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, sincronizare SE (stânga) și DE-S (dreapta)

#### 2.3.3.4 Componentele continue

Pe lângă produșii de modulație, și componentele continue ale tensiunilor generate de inverter pot avea efecte nefavorabile asupra funcționării motorului alimentat (pierderi de putere, saturarea circuitului magnetic, etc.).

În formula (2.5), pentru valoarea  $n = -m \cdot m_f$  (valoare eliminată din suma armonicilor), ar rezulta o frecvență nulă, deci o *componentă continuă*. Se demonstrează [FMPS85] că această componentă este nulă pentru  $m_a < 1$ , dar poate avea valori nenule în regim de supramodulație. Pentru modul de sincronizare DE-S, aceasta se întâmplă atunci când  $m_f$  este un număr rațional, egal cu raportul între un număr impar și un număr întreg. Pentru DE-A, raportul trebuie să fie între un număr impar și un număr par.

## 2.4 Concluzii

S-a prezentat principiul modulației PWM cu eșantionare uniformă, împreună cu cele trei moduri de sincronizare a pulsurilor din tensiunile de ieșire, întâlnite în varianta trifazată.

S-au studiat performanțele modulației, referitoare la controlul componentei fundamentale, la amplitudinile produșilor de modulație (caracterizate global prin factorii de distorsiuni armonice) și la valoarea componentei continue. Analiza teoretică pentru cele trei moduri de sincronizare a pulsurilor sugerează că modul DE-A produce distorsiunile armonice cele mai mici, urmat de DE-S și SE. Analiza cantitativă prin simulare confirmă diferențele între modurile DE-S și SE, dar nu evidențiază diferențe semnificative între modurile DE-S și DE-A.

În capitolele următoare vor fi analizate detaliat diferite aspecte ale modulației PWM cu eșantionare uniformă, împreună cu unele particularități de implementare.



## Capitolul 3 - Sincronizarea semnalelor modulator și purtător, la modulația PWM cu eșantionare uniformă

### 3.1 Principiu

Atunci când semnalul modulator (respectiv semnalele modulator, în cazul trifazat) și semnalul purtător sunt sincrone, factorului de modulație în frecvență  $m_f = f_c/f_m$  are valori întregi; modulația se va numi, pe scurt, "sincronă". Când semnalele nu sunt sincrone,  $m_f$  are valori ne-întregi iar modulația se va numi "asincronă".

### 3.2 Performanțe

#### 3.2.1 Producții de modulație

##### 3.2.1.1 Modulația sincronă

Deoarece multiplii întregi ai frecvenței purtătoare  $f_c$  sunt de asemenea multipli întregi ai frecvenței modulator  $f_m$ , rezultă că producții de modulație, având frecvențe  $m \cdot f_c + n \cdot f_m$  (cu  $m$  și  $n$  întregi) au întotdeauna frecvențe multiplu de  $f_m$  și se suprapun între ei, ca în exemplul din Fig. 3.1.

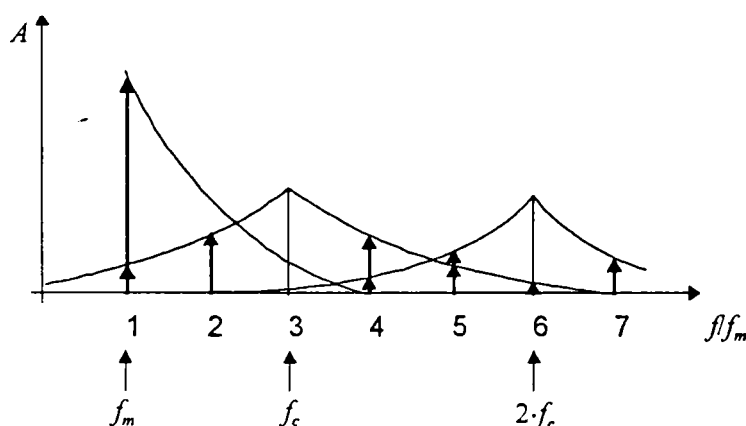


Fig. 3.1 - Spectrul tensiunilor generate prin modulație PWM sincronă,  $m_f = 3$

efectele cele mai pronunțate asupra motorului.

În concluzie, utilizarea modulației sincrone împreună cu respectarea condiției de mai sus ( $m_f$  impar și multiplu de 3) permit evitarea apariției produșilor de modulație cu frecvențe joase, cu efecte nefavorabile pronunțate.

Ob v t : Î fig ă -  
valoare foarte mică pentru  $m_f$ , în scopul ilustrării efectului în discuție.

Conform celor arătate în capitolul 2, dacă  $m_f$  se alege impar și multiplu de 3 atunci producții de modulație cu frecvențele  $2 \cdot f_m$ ,  $3 \cdot f_m$  și  $4 \cdot f_m$  sunt nuli, deci, în condiții de implementare ideale, componenta armonică având cea mai mică frecvență apare la  $5 \cdot f_m$ . Acest aspect este important, deoarece, așa cum se va arăta în secțiunea următoare, producții de modulație cu frecvențe joase au

### 3.2.1.2 Modulația asincronă

În această situație, frecvențele produșilor de modulație nu mai sunt multipli întregi ai  $f_m$ , deci aceștia nu se mai suprapun între ei, după cum se observă în exemplul din Fig. 3.2.

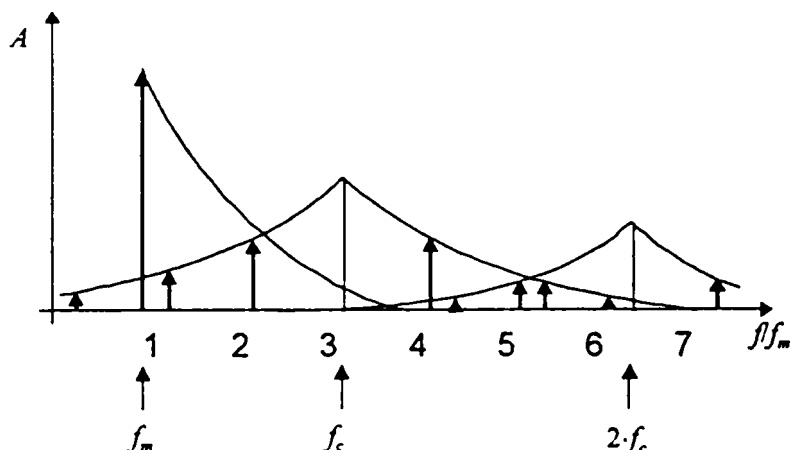


Fig. 3.2 - Spectrul tensiunilor generate prin modulație PWM asincronă,  $m_f = 2.3$

Dacă  $m_f$  are valori mici, pot să apară produși de modulație cu amplitudini semnificative la frecvențe joase, apropiate de  $f_m$ . Acești produși pot avea efecte nefavorabile deosebit de pronunțate asupra motorului [DW92], după cum se va arăta în cele ce urmează.

1. La frecvențe joase, inductanțele din circuitul echivalent de regim permanent al fazelor motorului [Leon85] [Bose86] au valori reduse, deci modulul impedanței

circuitului echivalent va fi mic; în consecință, chiar și componentele spectrale ale tensiunilor de fază având amplitudini relativ mici pot cauza componente spectrale ale curenților de fază cu amplitudini mari, care produc efecte nefavorabile în motor, după cum se va arăta în capitolul 7.

2. Componentelor spectrale cu frecvențe mai mari decât  $f_m$ , dar nu prea apropiate de  $f_m$ , din tensiunile de fază le corespund valori pozitive relativ mari ale alunecării  $s$ . În consecință, rezistența  $R_2'/s$  din circuitul echivalent al motorului are o valoare mică, deci impedanța circuitului echivalent va avea, la rândul ei, o valoare redusă, cu consecințele arătate mai sus.
3. Dacă în circuitul echivalent de regim staționar al unei faze se separă, în ramura care modelează circuitul rotoric, rezistența  $R_2'$ , care modelează pierderile de putere în rotor, rămâne o rezistență  $R_2' \cdot (1-s)/s$ , care modelează transformarea puterii electrice în putere mecanică. Componentelor spectrale cu frecvențe mai mici decât  $f_m$  din tensiunile de fază le corespund valori subunitare ale alunecării  $s$ , deci valori negative ale rezistenței  $R_2' \cdot (1-s)/s$ , indicând transformarea unei cantități de putere mecanică în putere electrică, disipată apoi sub formă termică. În consecință, componentele spectrale în discuție cauzează pierderi de putere suplimentare în motor; ele pot cauza de asemenea pulsații de cuplu.
4. Componentele spectrale cu frecvențe joase din curenții de fază produc pulsații de cuplu care, la rândul lor, pot genera oscilații de turație cu amplitudine mare, datorită fenomenului de rezonanță mecanică (mai probabil la frecvențe joase).
5. Componentele spectrale cu frecvențe care nu sunt multiplu întreg al  $f_m$  formează sisteme trifazate nesimetrice [DW92], care pot avea de asemenea efecte negative suplimentare asupra motorului. Acest aspect va fi detaliat în capitolul 7.

### 3.2.1.3 Concluzie

Modulația asincronă poate cauza efecte negative suplimentare în motor, comparativ cu modulația sincronă; aceste efecte sunt cu atât mai pronunțate cu cât factorul de modulație în frecvență  $m_f$  este mai mic.

### 3.3 Implementare

În continuare se vor analiza comparativ posibilitățile de implementare pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, în variantele sincronă și asincronă. Se va considera algoritmul de modulație cu tabel de eșantioane ale semnalului modulator, preferată în majoritatea cazurilor în sistemele de comandă digitale cu microprocesor sau microcontroler [GSH85]. O justificare detaliată a acestei afirmații va fi prezentată ulterior, în secțiunea 18.1.2.1. Algoritmul considerat este ilustrat, pentru cazul monofazat, în Fig. 3.3.

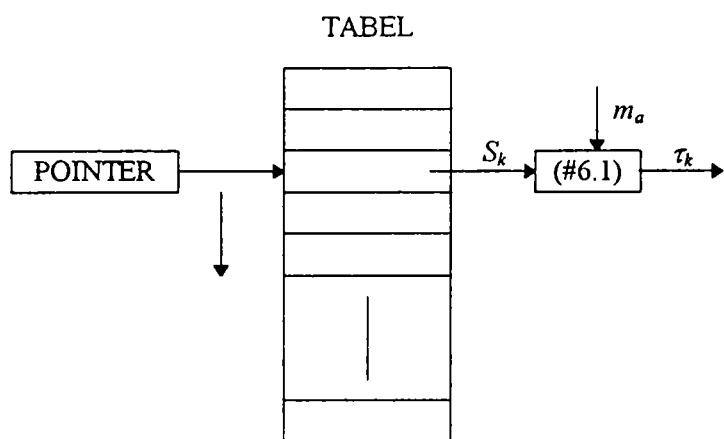


Fig. 3.3 Principiul de implementare pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, cu tabel de eșantioane

Se stochează, într-un tabel din memoria microprocesorului, un număr de eșantioane ale semnalului modulator (se va presupune că eșantioanele corespund unei întregi perioade a semnalului modulator). Tabelul este parcurs circular, cu viteză variabilă, prin incrementarea unei variabile “pointer” care stochează adresa locației curente din tabel; durata totală de parcurgere a tabelului trebuie să fie egală cu perioada modulatorie  $T_m = 1/f_m$ . În fiecare perioadă de eșantionare  $T_c$  se preia din tabel eșantionul adresat de pointer,  $S_k$ , pe baza căruia se calculează durata de conducție pentru pulsul curent,  $\tau_k$ , cu ajutorul formulei:

$$\tau_k = \frac{T_c}{2} \cdot (1 + m_a \cdot S_k), \quad (3.1)$$

derivată din (2.2). Această valoare este apoi convertită într-o constantă de timp și transmisă unui circuit digital de temporizare. În cazul modulației trifazate se utilizează trei pointeri, “defazați” cu un număr de eșantioane corespunzător unei treimi din perioada modulatorie și incrementați simultan. Cei trei pointeri permit preluarea a trei eșantioane din tabel și calcularea a trei durate de conducție, corespunzătoare celor trei faze. Prin decrementarea pointerilor, în locul incrementării, se obține schimbarea succesiunii fazelor.

**Observație:** În prezentarea de mai sus nu s-a impus nici o restricție referitor la sincronizarea între incrementarea pointerului și preluarea eșantioanelor din tabel. După cum se va vedea în continuare, această sincronizare este diferită, pentru cele două moduri de sincronizare introduse anterior.

#### 3.3.1 Modulația sincronă

În cazul modulației sincrone, raportul între perioada modulatorie,  $T_m$ , și cea purtătoare,  $T_c$ , este întreg, ceea ce înseamnă că preluarea eșantioanelor din tabel se realizează de un număr întreg, constant de ori pentru fiecare ciclu de parcurgere a tabelului. Evident, varianta de implementare cea mai simplă presupune sincronizarea incrementării pointerului cu preluarea eșantioanelor din tabel. Astfel, tabelul va conține un număr de eșantioane egal cu  $m_f$ ; în fiecare perioadă  $T_c$  se incrementează pointerul cu 1 și se preia un eșantion din tabel. Controlul frecvenței modulatorie se realizează prin modificarea perioadei purtătoare  $T_c$ , conform formulei:  $f_m = 1/(m_f T_c)$ .

Deși simplă, implementarea descrisă mai sus prezintă un dezavantaj important. Astfel, dacă se dorește o gamă dinamică largă pentru  $f_m$ , rezultă că și frecvența purtătoare  $f_c = 1/T_c = f_m \cdot m_f$  va lua valori într-un interval larg; în consecință, pot să apară situații de funcționare defectuoasă la una sau la ambele extremități ale intervalului, după cum urmează [ZAN75]:

- la frecvențe  $f_c$  mari:
  - creșterea frecvenței de comutație a dispozitivelor semiconductoare de putere din inverter cauzează creșterea puterii disipate pe acestea;
  - scăderea duratelor pulsurilor poate face ca, pentru unele pulsuri, dispozitivele de putere să nu mai aibă timpul necesar pentru a comuta, rezultând de asemenea creșterea puterii disipate; de regulă, această problemă se rezolvă în cadrul algoritmului de modulație, prin eliminarea pulsurilor foarte scurte; aceasta cauzează însă distorsiuni suplimentare în tensiunile de ieșire și un control neliniar al amplitudinii componentei fundamentale;
- la frecvențe  $f_c$  mici:
  - scăderea frecvenței produșilor de modulație din jurul multiplilor  $f_c$  cauzează creșterea amplitudinilor componentelor spectrale corespunzătoare ale curenților de fază, datorită impedanței mai reduse a circuitului echivalent al fazelor (fenomen explicat anterior, în secțiunea 3.2.1.2); în consecință, se accentuează efectele nefavorabile asupra motorului

Evitarea problemelor de mai sus impune modificarea “în trepte” factorului de modulație în frecvență  $m_f$ , într-o gamă de valori întregi. Aceasta se poate realiza în următoarele variante de implementare:

- utilizarea mai multor tabele de eșantioane, corespunzătoare tuturor valorilor  $m_f$  necesare [BS83] [AH89]; modificarea valorii  $m_f$  presupune schimbarea tabelului utilizat, caz în care trebuie avută în vedere păstrarea continuității fazei semnalelor modulator, pentru a evita apariția unui regim tranzitoriu în motor; această abordare conduce deci la complicații suplimentare de implementare;
- recalcularea tabelului de eșantioane la fiecare schimbare a valorii  $m_f$  prescrise [JWD83] [ASM89]; deoarece presupune evaluarea unor funcții trigonometrice, această operație necesită o putere de calcul relativ ridicată, în caz contrar conducând la un timp de răspuns excesiv; se impune respectarea aceleiași condiții de continuitate a fazei semnalelor modulator, ca și în varianta anterioară;
- utilizarea unui tabel unic, în care numărul de eșantioane este egal cu valoarea maximă a lui  $m_f$ , notată în continuare  $m_{fMAX}$  [BS83] [MGW93]; incrementarea pointerului se realizează în fiecare perioadă  $T_c$ , ca în varianta “de bază”, dar se poate face cu mai multe unități, obținându-se astfel valori  $m_f$  echivalente diferite; de exemplu, dacă pointerul se incrementează în fiecare perioadă  $T_c$  cu 2, valoarea echivalentă a lui  $m_f$  va fi  $m_{fMAX}/2$ ; evident, valorile  $m_f$  care pot fi obținute în acest mod sunt submultipli întregi ai  $m_{fMAX}$ ; condiția de continuitate a fazei semnalelor modulator este respectată implicit, prin utilizarea unui tabel unic și a aceleiași pointer.

Pentru exemplificare, în Fig.3.4 se prezintă o implementare a ultimei variante, realizată prin hardware în circuitul integrat modulator PWM HEF4752 [AH89]. Se observă păstrarea frecvenței de comutație între

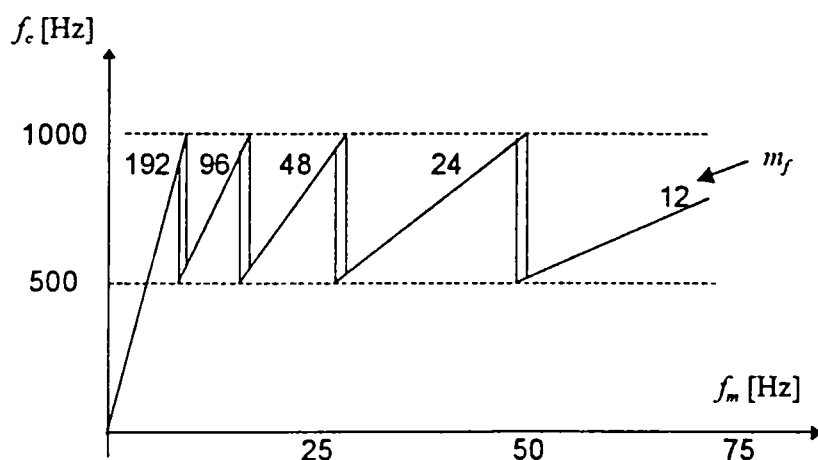


Fig.3.4 - Modificarea “în trepte” a factorului de modulație în frecvență la modulația PWM sincronă

două valori limită, prin modificarea  $m_f$  în funcție de valoarea prescrisă pentru  $f_m$ . Valoarea  $m_{fMAX}$  s-a ales de forma  $3 \cdot 2^n$ , astfel încât toate valorile  $m_f$  să fie multiplu de 3 (pentru a permite obținerea defazajelor egale între cei trei pointeri utilizați în varianta trifazată) și, în același timp, să permită obținerea unui număr mare de submultipli întregi. La schimbarea valorii  $m_f$  se introduce un histeresis, pentru a evita oscilațiile de frecvență, atunci când valoarea prescrisă este apropiată de una din frecvențele la care are loc schimbarea.

### 3.3.2 Modulația asincronă

În cazul modulației asincrone, se utilizează de regulă un singur tabel de eșantioane; numărul acestora, notat în continuare cu  $N$ , se alege astfel încât să realizeze o aproximare satisfăcătoare a formei de undă modulatorie. Preluarea eșantioanelor se face cu frecvența  $f_c$ , de regulă constantă. În implementările descrise în literatură [BS83] [KWOK85], incrementarea pointerului se face asincron față de preluarea eșantioanelor, cu perioada  $T_m/N$ , astfel încât să se asigure o parcurgere completă a tabelului într-o perioadă  $T_m$ .

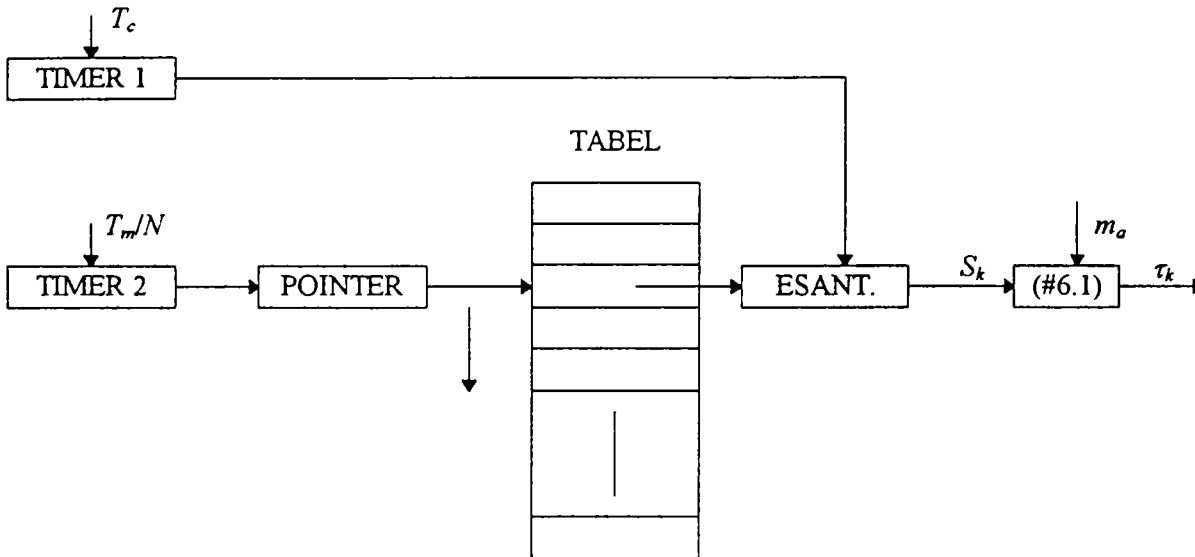


Fig. 3.5 - Variantă de implementare pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă asincronă

O variantă de implementare a metodei de mai sus este ilustrată în Fig. 3.5. Se utilizează două circuite de temporizare, după cum urmează:

- circuitul TIMER 1 comandă preluarea eșantioanelor din tabel, cu perioada  $T_c$ ;
- circuitul TIMER 2 comandă incrementarea pointerului, cu perioada  $T_m/N$ ; pointerul poate fi un registru de adresare al microprocesorului, incrementat în rutina de tratare a întreruperii generate de TIMER 2 [BS83], sau un numărător hardware, incrementat de către un semnal de tact generate de TIMER 2 [KWOK85].

O variantă similară, cu implementare exclusiv software și un singur circuit de temporizare, a fost propusă de autor [GN94] și este descrisă în capitolul 18.

### 3.3.3 Concluzii

În condițiile unei implementări digitale cu tabel de eșantioane și ale realizării unui nivel acceptabil de performanță, modulația asincronă poate fi implementată mai simplu decât modulația sincronă.

## 3.4 Analiza cantitativă prin simulare

### 3.4.1 Obiectiv

După cum s-a arătat în secțiunile anterioare, modulația asincronă este preferabilă, datorită implementării mai simple, dar, pe de altă parte, poate cauza efecte negative importante, la valori mici ale factorului de modulație în frecvență  $m_f$ .

În literatură se recomandă *utilizarea combinată* a celor două metode: modulația sincronă la frecvența modulatorie  $f_m$  mici și modulația asincronă la frecvențe  $f_m$  mari [Ziog75] [BS83] [BSV88]. Nu se oferă însă informații suficiente privind determinarea pragului de comutație (se menționează valorile de 10 Hz

[BS83], respectiv 40 Hz [Ziog85]). În plus, la schimbarea tipului de modulație trebuie respectată condiția de continuitate a fazei semnalelor modulator, descrisă în secțiunea 3.3.1. În concluzie, implementarea acestei variante combinate poate fi relativ dificilă.

Pe de altă parte, tehnologia modernă a circuitelor de putere permite utilizarea unor frecvențe purtătoare ridicate, de 15...20 KHz, deci a unor valori  $m_f$  mari (în condiții normale de utilizare, când frecvența modulator nu depășește 100 Hz). Aceasta sugerează posibilitatea utilizării exclusive a modulației asincrone.

Pentru a verifica ipoteza de mai sus, s-a realizat o evaluare cantitativă a efectelor modulației asincrone în funcție de valoarea  $m_f$ . Rezultatele acestei analize, realizate prin simulare cu metoda descrisă în capitolul 12, vor fi prezentate în cele ce urmează.

## 3.4.2 Rezultate

### 3.4.2.1 Fără decalarea comenzii

În Fig. 3.6 este reprezentată densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie generate de un invertor trifazat ideal, comandat prin *modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă*, fără decalarea comenzii. Se utilizează frecvența purtătoare  $f_c = 15$  KHz, care poate fi obținută fără probleme folosind invertoare cu tranzistoare IGBT sau DMOS, disponibile pentru puteri mici și medii (avute în vedere în prezenta lucrare). Pentru pulsurile din tensiunile de fază se utilizează modul de sincronizare cu un singur front modulat (SE), care este cel mai dezavantajos din punctul de vedere al distorsiunilor armonice. Factorul de modulație în amplitudine are valoarea  $m_a = 0,8$ .

Graficul din partea stângă corespunde unei frecvențe modulator de 99,98 Hz, considerată ca aproximând valoarea maximă necesară în aplicațiile uzuale (unde turația motorului este limitată din considerente mecanice). Se observă că producția de modulație din jurul frecvenței purtătoare de 15 KHz se atenuează rapid, neexistând pericolul apariției unor componente spectrale în apropierea frecvenței modulator. În concluzie, se poate afirma că *în condiții normale de utilizare și pentru o comutație ideală, în sistemele de acționare cu invertoare DMOS și IGBT, modulația asincronă nu cauzează probleme legate de prezența produșilor de modulație la frecvențe mici, apropiate de frecvența modulator.*



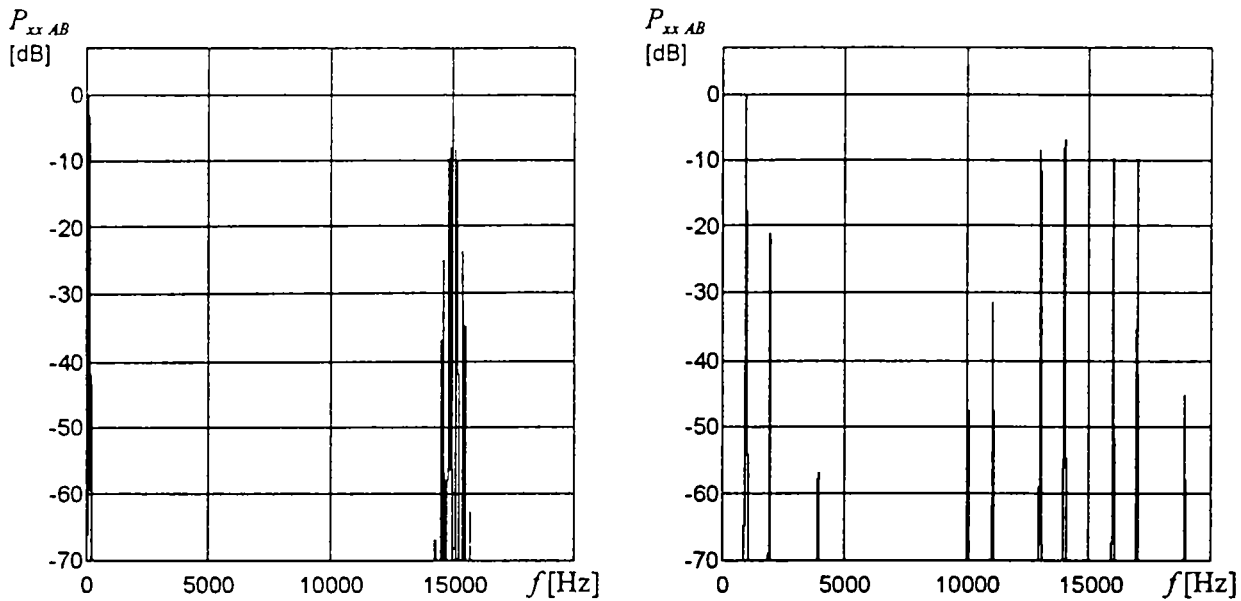


Fig. 3.6 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă asincronă, pentru  $m_f = 150.3$  (stânga) și  $m_f = 15.3$  (dreapta)

În cazul utilizării unor motoare speciale, poate apărea necesitatea obținerii unor frecvențe fundamentale mai mari. În consecință, s-a investigat limita maximă obținabilă pentru frecvența modulator  $f_m$ , astfel încât să nu apară produși de modulație cu amplitudini semnificative în domeniul frecvențelor apropiate de  $f_m$ . Pentru pragul de amplitudine al componentelor spectrale considerate “semnificative” s-a utilizat valoarea de -70 dB (relativă la amplitudinea fundamentalei), preluată din literatura referințele bibliografice, iar domeniul frecvențelor apropiate de  $f_m$  s-a considerat egal cu  $[0, 10 \cdot f_m]$ . Au fost simulate succesiv valori crescătoare, neîntregi, ale  $m_f$ , obținându-se în final graficul din partea dreaptă a Fig. 3.6, corespunzător unei valori  $m_f = 15,3$ , deci unei frecvențe modulator  $f_m = 980,39$  Hz. Se observă prezența, pe lângă armonicile fundamentale datorate imperfecțiunilor procesului de modulație, a unor produși de modulație, din care cel mai din stânga are o frecvență de aproximativ  $10 \cdot f_m$ . În concluzie, se poate afirma că în condițiile unei comutații ideale, modulația PWM asincronă poate fi utilizată în sistemele de acționare cu invertoare DMOS și IGBT, cu frecvențe de comutație mai mari de 15 KHz, până la frecvențe modulator de aproximativ 1000 Hz, fără efecte negative importante.

#### 3.4.2.2 Cu decalarea comenzii

În Fig. 3.7 se prezintă rezultatele obținute prin simulare considerând și efectele decalării comenzii (descrisă în secțiunea 1.1.1.), pentru un timp de decalare  $T_D = 2 \mu s$ . În graficul din partea stângă, corespunzător modulației asincrone cu frecvența modulator de 99,98 Hz (similar cu graficul din partea stângă a Fig. 3.6), se observă că produșii de modulație centrați în jurul frecvenței purtătoare au amplitudini semnificative la frecvențe joase, în jurul frecvenței modulator. Cu toate acestea, amplitudinile respective sunt mai mici decât cele ale produșilor de modulație centrați în jurul frecvenței modulator, deci o contribuție nesemnificativă la efectele nefavorabile asupra motorului.

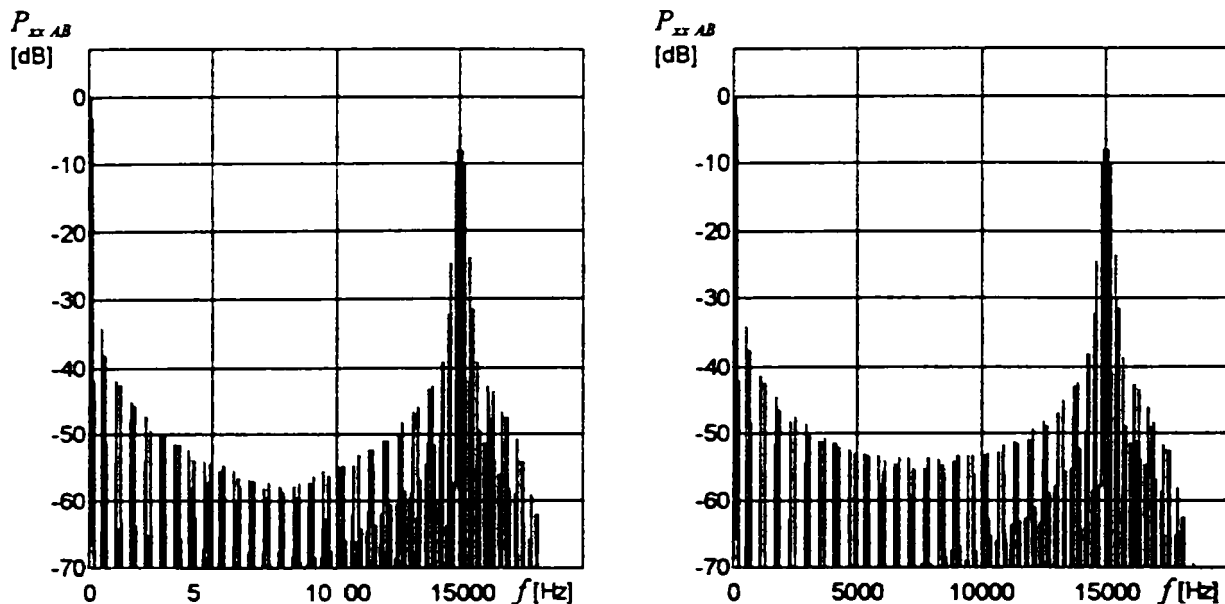


Fig. 3.7 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă cu decalarea comenzii ( $2\mu s$ ), modulație asincronă cu  $m_f = 150.3$  (stânga) și modulație sincronă cu  $m_f = 150$  (dreapta)

Deoarece efectele negative ale produșilor de modulație centrați în jurul frecvenței purtătoare cresc odată cu creșterea timpului de decalare a comenzii și cu scăderea frecvenței purtătoare, putând fi semnificative în anumite condiții, s-a investigat dacă utilizarea modulației sincrone poate contribui la rezolvarea acestei probleme. În graficul din partea dreaptă a Fig. 3.7, corespunzător modulației sincrone cu frecvența modulatorie de 100 Hz, se observă că produșii de modulație centrați în jurul frecvenței purtătoare au aceeași viteză de descreștere ca și în cazul modulației asincrone. Singura deosebire constă în faptul că frecvențele acestor produși de modulație se suprapun cu cele ale produșilor de modulație centrați în jurul frecvenței modulatorie; în consecință, în loc să apară ca și componente spectrale distincte, produșii de modulație centrați în jurul frecvenței purtătoare cauzează o ușoară creștere a amplitudinilor componentelor spectrale corespunzătoare produșilor de modulație centrați în jurul frecvenței modulatorie; pe ansamblu, contribuția la efectele negative în motor (determinată de energia produșilor de modulație) rămâne aceeași.

În concluzie, *decalarea comenzii poate cauza prezența unor produși de modulație cu amplitudini semnificative la frecvențe mici, apropiate de frecvența modulatorie*. Amplitudinea acestor produși de modulație depinde de frecvența purtătoare și de durata decalării comenzii. *Utilizarea modulației sincrone nu contribuie însă la reducerea efectelor produșilor de modulație de mai sus.*

### 3.5 Concluzii

Conform informațiilor din literatura de specialitate, modulația asincronă permite implementări digitale mai simple, dar, pe de altă parte, poate cauza efecte negative importante la valori mici ale factorului de modulație în frecvență. Analiza cantitativă prin simulare realizată de autor a demonstrat că efectele negative cauzate direct de modulația asincronă nu apar în condițiile normale de funcționare ale sistemelor de acționare moderne cu invertoare DMOS și IGBT, cu frecvențe de comutație mai mari de 15kHz și frecvențe modulatorie de până la 100 Hz. Mai mult, se pot obține frecvențe modulatorie de până la 1000 Hz, fără ca aceste efecte negative să devină semnificative. Decalarea comenzii poate genera componente spectrale cu efecte negative asupra motorului, dar prezența acestora este independentă de caracterul sincron sau asincron al modulației.



## Capitolul 4 - Semnale modulatorie în modulația PWM cu eșantionare uniformă

### 4.1 Introducere

În analiza din capitolele anterioare s-au considerat exclusiv semnale modulatorie sinusoidale. Utilizarea unor forme de undă diferite pentru semnalele modulatorie permite optimizarea performanțelor modulației, după cum urmează:

- creșterea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare a inverterului;
- reducerea numărului de comutații ale dispozitivelor de putere din inverter;
- simplificarea implementării.

În secțiunile următoare se vor analiza comparativ diverse variante pentru forma de undă a semnalelor modulatorie, care permit atingerea obiectivelor de mai sus.

### 4.2 Creșterea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare

#### 4.2.1 Factorul de utilizare a tensiunii de alimentare

În majoritatea sistemelor de acționare cu invertoare trifazate, tensiunea continuă de alimentare a invertoarelor se obține prin redresarea rețelei de alimentare trifazate, având deci, în condițiile unei filtrări ideale, o valoare  $V_D \cong 537V$ .

Pe de altă parte, valoarea prescrisă pentru amplitudinea fundamentalelor din tensiunile de fază ale motorului, calculată de algoritmului de reglare a acționării și transmisă ca parametru de intrare al modulatorului PWM, poate lua valori într-o gamă largă, depinzând, de regulă, de frecvența tensiunilor de fază. De exemplu, pentru metoda de reglare "V/f constant" [Leon85], valoarea prescrisă pentru amplitudinea fundamentalelor tensiunilor de fază este:  $V_{fm}^{(1)} = V_{fmN} f / f_N$ , unde  $f$  este frecvența fundamentalelor,  $V_{fmN}$  este amplitudinea nominală a tensiunilor de fază, iar  $f_N$  este frecvența nominală. În cazul unui motor proiectat pentru alimentare directă de la rețeaua trifazată, cu  $V_{fmN} = 311 V$  și  $f_N = 50 Hz$ , formula de mai sus devine:  $V_{fm}^{(1)} \cong f \cdot 6,22$ . Dacă motorul, alimentat de la inverter, este montat în conexiune  $\Delta$  (cea mai avantajoasă din punct de vedere al utilizării tensiunii de alimentare), fundamentala tensiunilor de ieșire ale inverterului trebuie să aibă amplitudinea  $V_{ABm}^{(1)} = V_{fm}^{(1)}$ . Conform formulei (2.7), amplitudinea maximă a fundamentalelor tensiunilor de ieșire ale inverterului, obținabilă în regim de modulație "normal" (cu  $m_a \leq 1$ ), este  $(V_{ABm}^{(1)})_{max} = V_D/2$ . În consecință, frecvența maximă până la care cerințele algoritmului de reglare, referitoare la amplitudinea componentelor fundamentale ale tensiunilor de fază, pot fi respectate este  $f_{max} = (V_{ABm}^{(1)})_{max} / 6,22 = \sqrt{3} \cdot (V_D/2) / 6,22 \cong 74,8 Hz$ .

În multe situații din practică se impune generarea unor frecvențe mai mari (de exemplu, pentru obținerea unor turații ridicate sau a unui cuplu instantaneu ridicat). În aceste condiții, creșterea suplimentară amplitudinii fundamentalelor tensiunilor de ieșire ale inverterului impune utilizarea regimului de supramodulație, cu  $m_a > 1$ . După cum se va arăta în capitolul 5, aceasta conduce inerent la distorsiuni armonice ridicate, cu efecte nefavorabile asupra motorului.

În consecință, un criteriu de performanță important al modulației PWM se referă la *valoarea maximă a amplitudinii fundamentalelor* tensiunilor de ieșire ale inverterului, obținabilă, pentru  $m_a \leq 1$  și în condițiile unei valori impuse pentru tensiunea continuă de alimentare a inverterului. Acest criteriu de performanță este exprimat cantitativ prin *factorul de utilizare a tensiunii de alimentare a inverterului*, definit prin formula:

$$k_{UV} = \frac{(V_{ABm}^{(1)})_{\max}}{V_D}, \quad (4.1)$$

cu următoarele notații:

- $(V_{ABm}^{(1)})_{\max}$  - valoare maximă obținabilă, în regim de modulație "normal" (cu  $m_a < 1$ ), pentru amplitudinea componentelor fundamentale ale tensiunilor de linie
- $V_D$  - tensiunea continuă de alimentare a inverterului

Conform formulei (2.7), pentru semnale modulatoroare sinusoidale factorul de utilizare a tensiunii de alimentare are valoarea  $k_{UV} = \sqrt{3}/2 \cong 0,87$ .

#### 4.2.2 Soluții pentru creșterea factorului de utilizare a tensiunii de alimentare

Limitarea amplitudinii maxime a tensiunilor de ieșire se datorează în esență faptului că duratele pulsurilor PWM ating valorile limită de 0, respectiv  $T_c$ , atunci când valorile instantanee ale semnalelor modulatoroare sunt egale cu amplitudinea semnalului purtător (vezi formele de undă din Fig. 2.3). În consecință, valori mai ridicate pentru  $k_{UV}$  s-ar putea obține prin utilizarea unor semnale modulatoroare pentru care *valoarea de vârf este mai mică decât amplitudinea fundamentalei* (cele două fiind egale, în cazul semnalului modulator sinusoidal). Conform celor arătate în secțiunea 2.3.3.1, în condițiile unei implementări ideale, în tensiunile de linie generate de inverter nu apar armonici cu ordin multiplu de 3, chiar dacă aceste armonici sunt prezente în semnalele modulatoroare. În consecință, diverse soluții pentru creșterea valorii  $k_{UV}$  se pot obține prin însumarea în semnalul modulator sinusoidal a unor armonici cu ordin multiplu de 3, cu diverse ponderi; această metodă este denumită "injecție armonică". Variantele descrise în literatură vor fi analizate pe rând în secțiunile următoare.

##### 4.2.2.1 Semnale modulatoroare cu însumarea armonicilor a treia

Metoda constă în însumarea în semnalele modulatoroare sinusoidale a armonicilor a treia, cu amplitudinea astfel aleasă încât să se obțină un raport maxim între amplitudinea fundamentalei și valoarea de vârf. În [HG84] se demonstrează că amplitudinea armonicilor a treia trebuie să fie egală cu 1/6 din amplitudinea fundamentalei și că, în aceste condiții, valoarea de vârf a semnalului modulator reprezintă  $\sqrt{3}/2$  din amplitudinea fundamentalei. În consecință, factorul de utilizare a tensiunii de alimentare crește, față de cazul semnalului modulator sinusoidal, cu un factor de  $(\sqrt{3}/2)^{-1}$ , având deci valoarea  $k_{UV} = 1$ .

După cum se va arăta în secțiunile următoare, există forme de undă mai complicate, care permit obținerea aceleiași valori  $k_{UV}$ , împreună cu alte avantaje, referitoare la reducerea puterii disipate în inverter. Față de acestea, metoda prezentată mai sus are avantajul unor implementări mai simple, în varianta analogică și în varianta digitală în care eșantioanele semnalelor modulatoroare se calculează în timp real. În condițiile implementării digitale descrise în secțiunea 3.3, eșantioanele nu se calculează în timp real, deci acest avantaj devine nesemnificativ. În concluzie, metoda descrisă mai sus nu va fi considerată în analiza comparativă din acest capitol.

#### 4.2.2.2 Semnale modulatorie formate din segmente de sinusoidă

În cazul motoarelor conectate în  $\Delta$  sau în Y cu punctul central flotant (conexiuni utilizate în majoritatea aplicațiilor practice), tensiunile pe fazele motorului sunt determinate exclusiv de tensiunile de linie generate de inverter, egale cu diferențele între tensiunile de ieșire ale fazelor succesive. În consecință, se pot utiliza *semnale modulatorie diferite de sinusoidă*, cu condiția ca diferențele lor să fie sinusoidale. Se pot face următoarele observații:

- diferența a două semnale sinusoidale cu aceeași frecvență, cu amplitudini, faze și componente continue oarecare, este tot un semnal sinusoidal (eventual cu o componentă continuă);
- nu este necesar ca semnalele diferență să fie obținute prin scăderea a două semnale sinusoidale unice;

Astfel, semnalele diferență sinusoidale pot fi împărțite în mai multe intervale de fază; pentru fiecare interval, diferența se poate face între semnale sinusoidale diferite; semnalele modulatorie se obțin prin “combinarea” unor segmente din diversele semnale considerate în diferență, segmente corespunzătoare intervalelor de fază de mai sus.

În consecință, se pot imagina diverse semnale modulatorie, formate din segmente de semnale sinusoidale, alese astfel încât diferențele lor să formeze un semnal sinusoidal.

Observație: Toate aceste semnalele modulatorie sunt formate din fundamentală și armonici multiplu de 3, în concordanță cu cele arătate în secțiunea 4.2.2. Modul de obținere a acestor semnale, bazat pe combinarea “în timp” a unor semnale modulatorie, este însă diferit de cel folosit în secțiunea 4.2.2.1, bazat pe însumarea spectrală.

În continuare se va prezenta o variantă de semnal modulator format din segmente de sinusoidă, obținută prin metoda denumită “modulația vectorului spațial” [BSV88], prezentată în detaliu în capitolul 6. Semnalul modulator este descris prin formula:

$$v_m(t) = \begin{cases} m_a \cdot \sqrt{3} \sin(\omega_m t), & 0 \leq \omega_m t \leq \pi/6 \\ m_a \cdot \sin(\omega_m t + 30^\circ), & \pi/6 \leq \omega_m t \leq \pi/2, \\ \dots \end{cases} \quad (4.2)$$

pentru celelalte intervale fiind definit prin simetrie, conform Fig. 4.1.

În cazul eșantionării uniforme, valorile medii pe puls ale tensiunilor de linie reprezintă eșantioane ale unor forme de undă sinusoidale, cu defazaje relative de  $120^\circ$  [BSV88]; de exemplu, eșantioanele tensiunii de linie  $v_{AB}$  sunt date de formula:

$$v_{AB}(t_k) = m_a \cdot V_D \cdot \sin(\omega_m t_k + 30^\circ). \quad (4.3)$$

În consecință, factorul de utilizare a tensiunii de alimentare a inverterului are valoarea:

$$k_{UV} = \frac{(V_{ABm}^{(1)})_{\max}}{V_D} = 1, \quad (4.4)$$

aceeași ca și în cazul variantei cu însumarea armonicilor a treia.

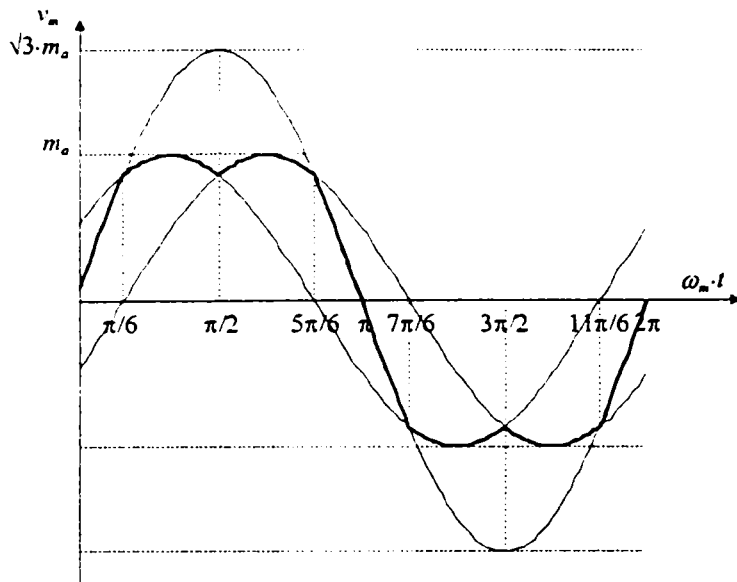


Fig. 4.1- Semnal modulator format din segmente de sinusoidă

amplitudinea semnalului purtător, cu semn + sau -, rezultă că tensiunile de ieșire corespunzătoare au valoarea  $V_D/2$  sau  $-V_D/2$ , deci generarea lor se realizează prin conducția permanentă a unui tranzistor din brațul de punte respectiv și blocarea permanentă a celuilalt tranzistor (evident, pe durata intervalului de fază respectiv). Metoda de mai sus este denumită uneori “*bus clamping technique*” [HB92], semnalele modulatoroare fiind denumite “funcții modulatoroare discontinue” [TL94a].

În acest mod se poate reduce numărul total de comutări ale tranzistoarelor de putere, corespunzătoare unei perioade modulatoroare, în condițiile păstrării frecvenței purtătoare, deci (în principiu) a calității modulației [MD87]. Aceasta conduce la reducerea puterii totale disipate pe inverter, ceea ce permite reducerea gabariturii radiatorului și/sau creșterea fiabilității, prin reducerea temperaturii de funcționare. Trebuie remarcat că aceste avantaje se pot obține fără consecințe defavorabile pentru calitatea modulației, reprezentând un foarte bun exemplu pentru posibilitățile de optimizare a funcționării sistemelor de acționare, exclusiv prin intermediul metodelor de comandă.

Există un mare număr de posibilități de implementare pentru metoda expusă anterior. În continuare se vor prezenta 5 variante, descrise în bibliografie; toate aceste variante permit obținerea unui factor de utilizare a tensiunii de alimentare  $k_{UV} = 1$ .

Alte variante de semnale modulatoroare formate din segmente de sinusoidă, care permit în plus reducerea numărului de comutații ale dispozitivelor de putere din inverter, vor fi prezentate în secțiunea următoare.

### 4.3 Reducerea numărului de comutații ale dispozitivelor de putere

În secțiunea anterioară s-a arătat că diferențele semnalelor modulatoroare, care trebuie să fie sinusoidale, se pot obține prin scăderea unor semnale sinusoidale cu amplitudini, faze și componente continue oarecare. Dacă amplitudinea unui astfel de semnal se alege (pe durata unui interval de fază) egală cu 0 și se adaugă o componentă continuă egală cu

### 4.3.1 Varianta 1

Această variantă presupune utilizarea unui semnal modulator descris prin formula [HB92] [KEZ91] [TL94a]:

$$v_m(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq \omega_m t < \pi/6 \\ m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t - \pi/6) - 1; & \pi/6 \leq \omega_m t < \pi/2 \\ m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t + \pi/6) + 1; & \pi/2 \leq \omega_m t < 5\pi/6 \\ \dots & \end{cases} \quad (4.5)$$

pentru celelalte intervale fiind definit prin simetrie, conform Fig. 4.2.

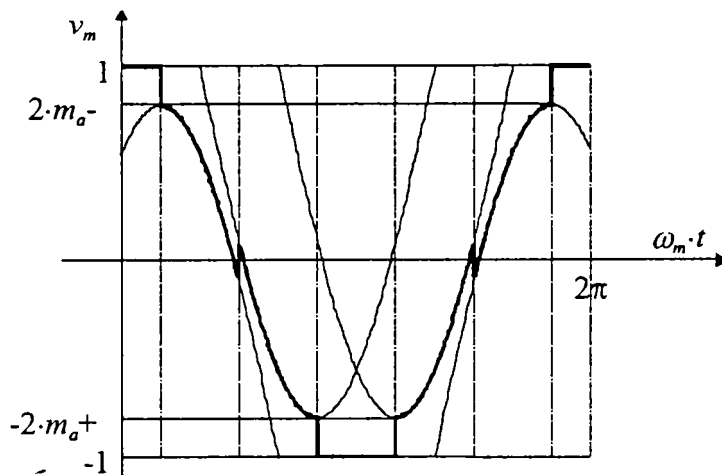


Fig. 4.2 - Semnal modulator format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 1

### 4.3.2 Varianta 2

Această variantă presupune utilizarea unui semnal modulator descris prin formula [KEZ91] [TL94a]:

$$v_m(t) = \begin{cases} m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t - \pi/6) - 1; & \leq \omega_m t < \pi/6 \\ 1; & \pi/6 \leq \omega_m t < \pi/3 \\ m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t + \pi/6) + 1; & \pi/3 \leq \omega_m t < \pi/2 \\ \dots & \end{cases} \quad (4.6)$$

pentru celelalte intervale fiind definit prin simetrie, conform Fig. 4.3.

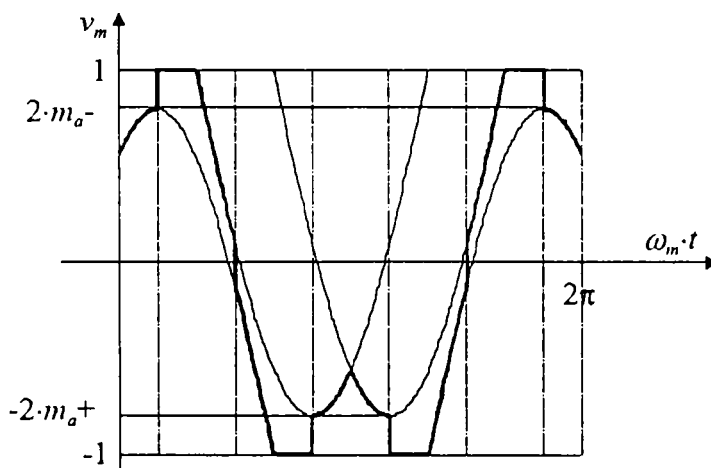


Fig. 4.3 - Semnal modulator format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 2

### 4.3.3 Varianta 3

Această variantă presupune utilizarea unui semnal modulator descris prin formula [KEZ91] [TL94a]:

$$v_m(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq \omega_m t < \pi/3 \\ m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t - \pi/6) - 1; & \pi/3 \leq \omega_m t < 2\pi/3 \\ m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t + \pi/6) + 1; & 2\pi/3 \leq \omega_m t < \pi \\ \dots \end{cases} \quad (4.7)$$

pentru celelalte intervale fiind definit prin simetrie, conform Fig. 4.4.

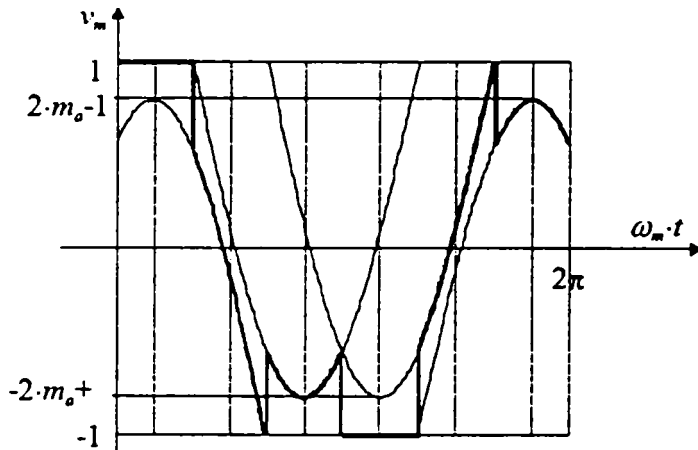


Fig. 4.4 - Semnal modulator format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 3

### 4.3.4 Varianta 4

Această variantă presupune utilizarea unui semnal modulator descris prin formula [KEZ91]:

$$v_m(t) = \begin{cases} m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t - \pi/6) - 1; & 0 \leq \omega_m t < \pi/3 \\ m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t + \pi/6) + 1; & \pi/3 \leq \omega_m t < 2\pi/3 \\ -1; & 2\pi/3 \leq \omega_m t < \pi \\ \dots \end{cases} \quad (4.8)$$

pentru celelalte intervale fiind definit prin simetrie, conform Fig. 4.5.

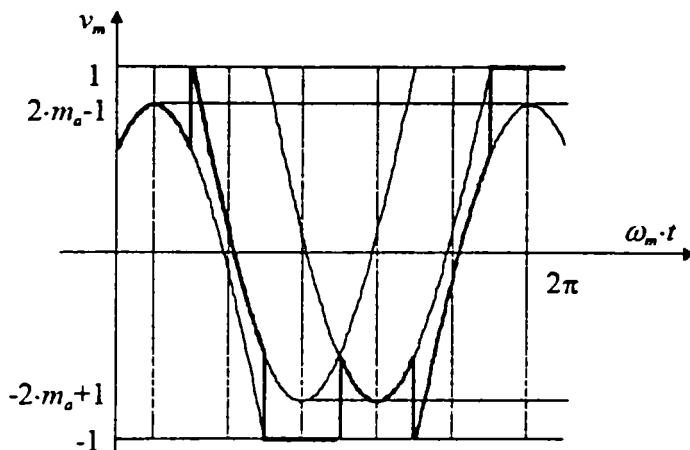


Fig. 4.5 - Semnal modulator format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 4



### 4.3.5 Varianta 5

Această variantă presupune utilizarea unui semnal modulator descris prin formula [TOI88] [HB92]:

$$v_m(t) = \begin{cases} m_a \cdot 2 \cos(\omega_m t - \pi/6) - 1; & 0 \leq \omega_m t < 2\pi/3 \\ 1; & 2\pi/3 \leq \omega_m t < \pi \\ \dots & \dots \end{cases}, \quad (4.9)$$

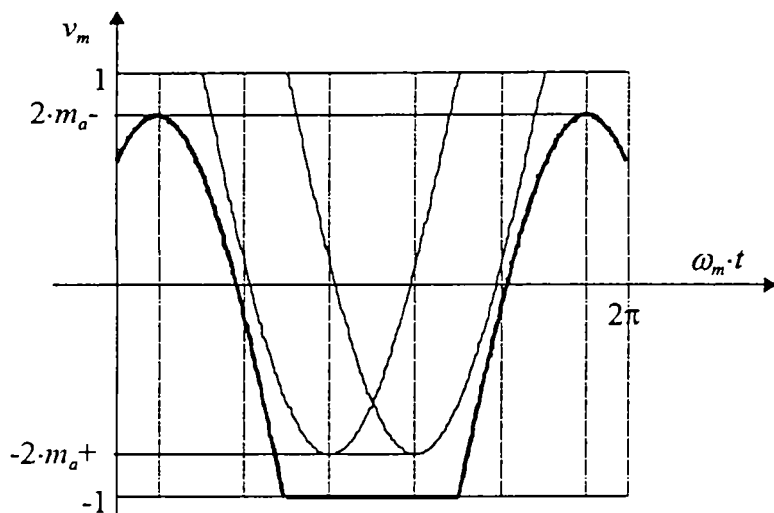


Fig. 4.6 - Semnal modulator format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 5

microcontrolerele actuale, chiar cele de cost redus, au instrucțiuni de înmulțire, iar, pe de altă parte, implementarea cu tabel de eșantioane, descrisă în secțiunea 3.3, nu necesită calcularea în timp real a semnalelor modulatoroare. În consecință, aceste forme de undă nu vor fi considerate în analiza comparativă care urmează.

## 4.5 Analiza comparativă a soluțiilor

În această secțiune se vor compara, din punct de vedere al performanțelor modulației, semnalul modulator sinusoidal și semnalele modulatoroare introduse în secțiunile 4.2 și 4.3.

### 4.5.1 Puterea totală disipată în inverter

Puterea totală disipată în inverter se calculează ca sumă a puterilor disipate în conducție și în comutație pe cele 6 tranzistoare și cele 6 diode. În condițiile utilizării unor tranzistoare IGBT, puterea disipată în conducție este mai puțin semnificativă. În consecință, în cele ce urmează formele de undă modulatoroare vor fi comparate doar din punctul de vedere al puterii disipate în comutație.

Puterea disipată pe un dispozitiv de putere pe durata unei comutații depinde, pe lângă durata comutației (aproximată ca fiind constantă), de tensiunea comutată (constantă) și de valoarea instantanee a curentului comutat (variabilă). În consecință, se poate afirma că reducerea puterii disipate prin blocarea unui tranzistor sau a unei diode într-un interval de fază este proporțională cu suma eșantioanelor curentului de ieșire al inverterului, "achiziționate" pentru fiecare perioadă purtătoare, pe durata intervalului de fază respectiv. Deoarece perioada purtătoare este mult mai mică decât cea modulatoroare, se poate considera cu aproximație că reducerea puterii disipate prin blocarea unui tranzistor sau a unei diode într-un interval de fază este proporțională cu integrala modulului curentului de ieșire al inverterului pe durata intervalului de fază respectiv.

pentru celelalte intervale fiind definit prin simetrie, conform Fig. 4.6.

## 4.4 Simplificarea implementării

În literatura de specialitate sunt menționate forme de undă modulatoroare trapezoidale [TI86] sau în trepte [SOD91], optimizate pentru implementarea digitală cu calcularea în timp real a semnalelor modulatoroare, în sisteme cu microprocesoare de cost redus din generația lor '80 (fără instrucțiuni de înmulțire). Aceste abordări nu mai sunt de actualitate, deoarece, pe de o parte, microprocesoarele și

În analiza care urmează, curenții de ieșire ai inverterului se vor aproxima prin componenta lor fundamentală (aproximare acceptabilă pentru scopul propus, în condițiile unei sarcini preponderent inductive). Fazele componentelor fundamentale ale curenților sunt determinate de fazele componentelor fundamentale ale tensiunilor de ieșire și de factorul de putere al sarcinii,  $\cos\varphi$ . Acesta este determinat de rezistența și reactanța inductivă echivalente ale circuitului echivalent de regim staționar, corespunzător frecvenței fundamentale. Rezistența și reactanța inductivă echivalente depind, la rândul lor, de parametrii motorului și de “punctul de funcționare” pe caracteristica mecanică, dat de valorile turației și cuplului mecanic; pentru motoarele asincrone, intervalul tipic de valori pentru unghiul de fază  $\varphi$  este ( $40^\circ$ ,  $140^\circ$ ) [KEZ91], în timp ce motoarele sincrone cu magnet permanent funcționează la unghiuri de fază apropiate de 0 [HKL98].

În consecință, reducerea puterii disipate în inverter este determinată de relația de fază între fundamentală curențului de ieșire al unei faze și intervalele de fază în care dispozitivele de putere ale fazei respective nu comută. Aceasta face ca, pe de o parte, reducerea puterii disipate să depindă de  $\cos\varphi$ , iar, pe de altă parte, cele 5 variante introduse anterior să conducă la rezultate diferite.

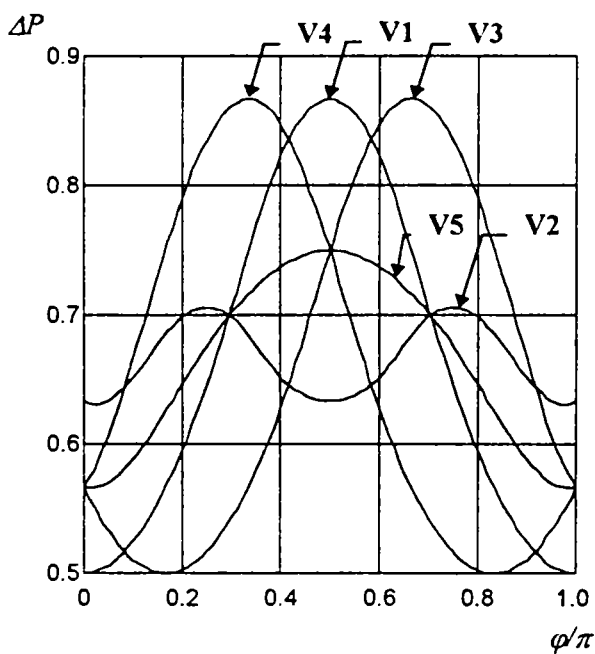


Fig. 4.7 - Indicele de reducere a puterii disipate, în funcție de unghiul de fază

variante introduse anterior, notate V1 ... V5. Conform celor arătate mai sus, reducerea puterii disipate se evaluează prin calcularea integralei curențului de fază pe durata cât dispozitivele semiconductoare din brațul de punte respectiv nu comută. Integralele s-au calculat prin metoda trapezului, pentru câteva valori ale unghiului de fază, curbele fiind apoi interpolate prin funcții spline. Rezultate similare, obținute prin calcul analitic, sunt prezentate în [HKL98].

Se observă că variantele V1, V3 și V4 pot conduce la reduceri pronunțate ale puterii disipate, dar numai pentru anumite intervale de valori ale unghiului de fază (diferite în fiecare caz). Pe de altă parte, varianta V2 oferă reduceri mai mici, dar acestea sunt puțin dependente de unghiul de fază. Varianta V5 este, pe ansamblu, mai puțin avantajoasă. În consecință, forma de undă modulatorie optimă trebuie aleasă în fiecare aplicație în parte, în funcție de domeniul de valori al unghiului de fază.

Observație: Definiția semnalelor modulatorie pentru cele 5 variante s-a făcut astfel încât tensiunile de linie, obținute ca diferențe ale semnalelor modulatorie pentru două faze succesive, să aibă aceeași fază, în toate cele 5 cazuri (în condițiile unor valori identice ale  $\cos\varphi$ ). Aceasta face ca referința pentru unghiul de

Variantele 1 și 2 sunt analizate în [KEZ91]. În cele ce urmează, această analiză va fi extinsă pentru celelalte variante și pentru un domeniu mai larg al unghiului de fază. Se definește indicele de reducere a puterii disipate, dat de formula:

$$\Delta P = \frac{P_0 - P}{P_0}, \quad (4.10)$$

cu următoarele notații:

$P_0$  - puterea disipată în comutație, în cazul comutației dispozitivelor de putere pe toată durata unei perioade modulatorie (de exemplu, pentru semnal modulator sinusoidal);

$P$  - puterea disipată în comutație, pentru una din variantele introduse anterior.

Fig. 4.7 prezintă variația indicelui de reducere a puterii disipate  $\Delta P$  în funcție de unghiul de fază  $\varphi$ , pentru cele 5

fază, care măsoară defazajul curentului, să fie aceeași în toate cazurile (și anume în originea sistemului de axe).

**Observație:** În [HKL98] se propune o metodă optimizată de calcul a formei de undă a semnalelor modulatorie, care conduce la reducerea puterii disipate pentru o gamă largă de valori ale  $\cos\varphi$ . Implementarea propusă este complicată, presupunând măsurarea unghiului de fază al sarcinii și calcularea în timp real a unor formule cu funcții trigonometrice. Rezultatele experimentale indică o îmbunătățire relativ modestă, comparativ cu utilizarea semnalelor modulatorie prezentate anterior (o reducere a temperaturii radiatorului cu doar  $0,6^\circ\text{C}$ ).

## 4.5.2 Distorsiunile armonice

### 4.5.2.1 Cauza distorsiunilor armonice

Dacă sincronizarea semnalelor modulatorie pentru cele trei faze este perfectă (deci “comutarea” segmentelor de sinusoidă se face simultan pentru cele 3 faze), valorile medii ale pulsurilor PWM din tensiunile de linie reprezintă eșantioane ale unor forme de undă sinusoidale (proportionale cu diferențele între semnalele modulatorie ale fazelor succesive). Aparent, compoziția spectrală a tensiunilor de linie, obținută pentru semnale modulatorie formate din segmente de sinusoidă nu ar trebui să difere de cea obținută pentru semnale modulatorie sinusoidale. În realitate, pozițiile pulsurilor pozitive și negative în cadrul intervalului de conducție suferă o modificare bruscă la schimbarea segmentelor de fază.

Fenomenul de mai sus este ilustrat în Fig. 4.8. Se consideră varianta 1, descrisă în secțiunea 4.3.1, și se presupune că la momentul  $t = T_c$  are loc schimbarea segmentului de fază, corespunzătoare fazei  $\omega_m \cdot t = \pi/6$  (vezi Fig. 4.2). Semnalul modulator pentru faza A,  $v_{mA}$ , scade brusc de la 1 la  $2 \cdot m_a - 1$ , iar semnalul modulator pentru faza B,  $v_{mB}$ , scade brusc de la  $1 - m_a$  la  $m_a - 1$ . Se observă că ambele semnale modulatorie se modifică simultan, cu aceeași cantitate ( $2 \cdot 2 \cdot m_a$ ), deci diferența nu prezintă o discontinuitate.

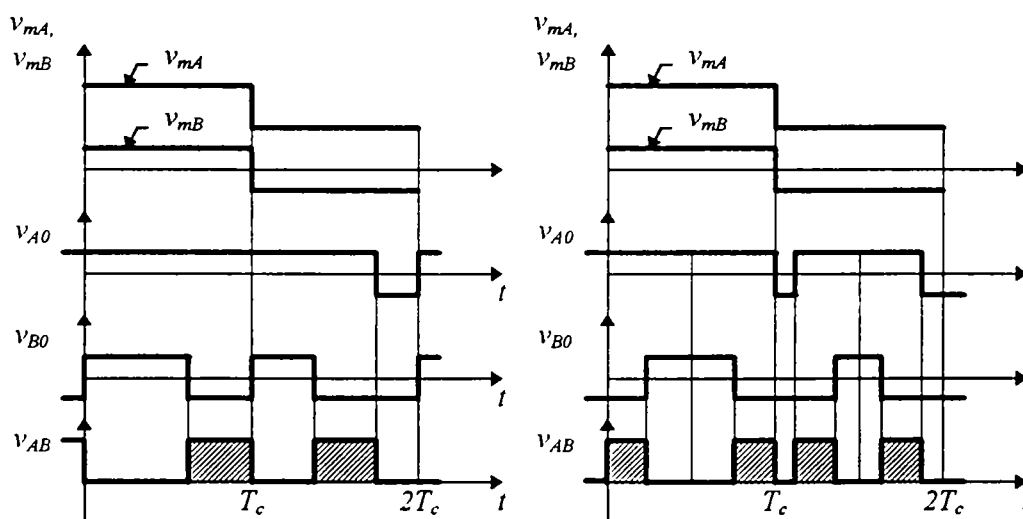


Fig. 4.8 - Formele de undă la schimbarea segmentelor de fază, pentru modurile de sincronizare SE (stânga) și DE-S (dreapta)

**Observație:** Modificările semnalelor modulatorie pe durata unei perioade purtătoare  $T_c$  sunt prea mici pentru a fi vizibile în figură; în consecință, semnalele modulatorie s-au reprezentat constante în fiecare perioadă  $T_c$ .

În partea stângă a Fig. 4.8 s-au reprezentat semnalele corespunzătoare modului de sincronizare cu un singur front modulată (SE). Deoarece modificările semnalelor modulatorie pe durata unei perioade  $T_c$  sunt foarte mici iar la  $t = T_c$  modificările sunt egale, rezultă că diferențele între eșantioanele luate la  $t = 0$  și  $t =$

$T_c$  sunt aproximativ egale, pentru cele două faze. În consecință, duratele pulsurilor din tensiunea de linie  $v_{AB}$ , în cele două perioade purtătoare succesive, sunt aproximativ egale. Se remarcă însă modificarea poziției pulsului, de la sfârșitul perioadei purtătoare spre mijlocul acesteia. Aceste discontinuități, care apar la fiecare comutare a segmentelor de fază, cauzează *componente spectrale adiționale* în spectrele tensiunilor de linie. Acest efect este vizibil în graficul din partea stângă a Fig. 4.9, unde s-a reprezentat densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, calculată prin simulare cu metoda introdusă în capitolul 12. Modulația are următorii parametri: frecvența purtătoare de 15kHz, frecvența modulatoroare de 50 Hz, factorul de modulație în amplitudine egal cu 0,8, semnal modulator format din segmente de sinusoidă, varianta 1, modul de sincronizare a pulsurilor cu un singur front modulat (SE). Se observă prezența unor componente spectrale cu amplitudini semnificative, care pot cauza efecte nefavorabile în motor.

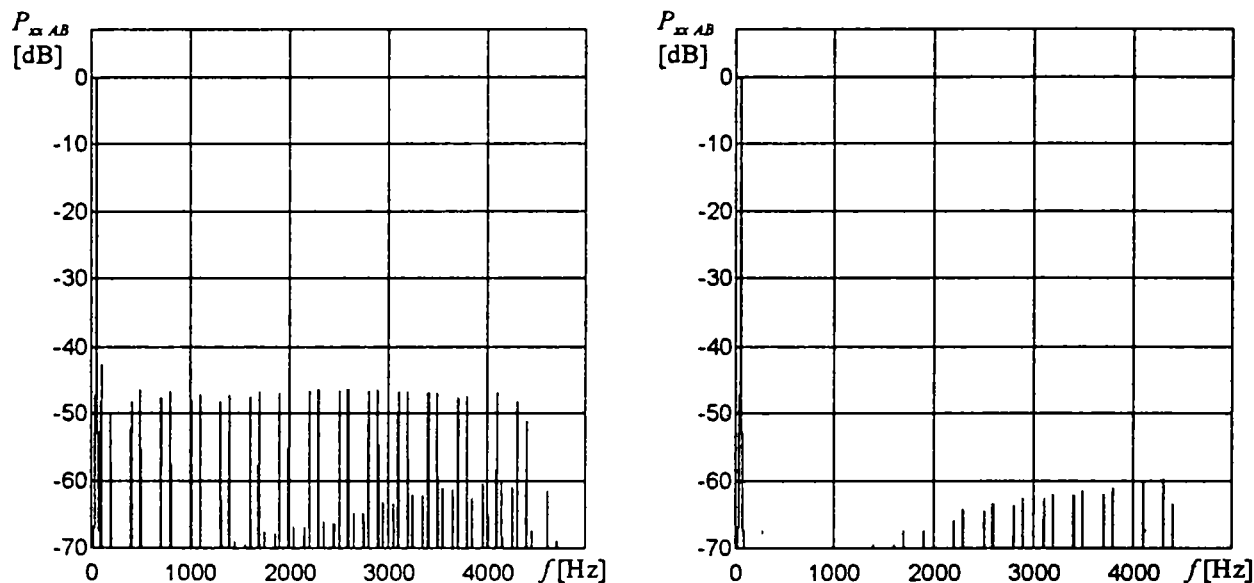


Fig. 4.9 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, semnal modulator format din segmente de sinusoidă, varianta 1, pentru modurile de sincronizare SE (stânga) și DE-S (dreapta)

În cazul *modurilor de sincronizare cu ambele fronturi modulate (DE-S și DE-A)*, discontinuitățile care afectează pozițiile pulsurilor în tensiunile de linie sunt mai puțin pronunțate, după cum se observă în formele de undă din partea dreaptă a Fig. 4.8. În consecință, distorsiunile spectrale cauzate în tensiunile de linie sunt semnificativ mai mici. Acest efect este ilustrat prin graficul din partea dreaptă a Fig. 4.9, în care se reprezintă densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, în aceleași condiții ca și pentru graficul din partea stângă, cu excepția modului de sincronizare a pulsurilor, care este DE-S. În aceste condiții, componentele spectrale cauzate de forma de undă a semnalului modulator nu apar în domeniul frecvențelor joase, apropiate de fundamentală, deci nu este de așteptat să cauzeze efecte nefavorabile în motor.

Au fost realizate și alte simulări, pentru a compara modurile de sincronizare a pulsurilor DE-S și DE-A, fără a rezulta diferențe semnificative. De asemenea, nu s-a observat o influență semnificativă a modului de sincronizare între semnalul purtător și semnalele modulatoroare.

#### 4.5.2.2 Efectul decalării comenzii

Introducerea decalării comenzii nu modifică semnificativ efectul formelor de undă modulatoroare formate din segmente de sinusoidă. În Fig. 4.10 s-a reprezentat densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, calculate prin simulare în aceleași condiții ca și pentru graficele din Fig. 4.9, dar considerând un

timp de decalare a comenzii  $T_D = 1 \mu\text{s}$ . Comparând graficul din partea dreaptă a figurii, corespunzător unui semnal modulator format din segmente de sinusoidă, cu graficul din partea stângă, corespunzător unui semnal modulator sinusoidal, și cu graficul din partea dreaptă a Fig. 4.9, corespunzător unui timp de decalare nul, se observă că *efectele decalării comenzii și ale formei de undă a semnalelor modulatorie sunt independente* (deoarece componentele spectrale produse de fiecare din aceste cauze nu se modifică, ci doar se suprapun). Pe de altă parte, în condițiile simulării, distorsiunile spectrale datorate decalării comenzii sunt mult mai mari decât cele datorate formei de undă a semnalelor modulatorie; în consecință, *dacă se folosește decalarea comenzii, utilizarea unor forme de undă formate din segmente de sinusoidă nu conduce la o degradare semnificativă a performanțelor modulației* (acest lucru poate însă să nu fie adevărat în alte condiții).

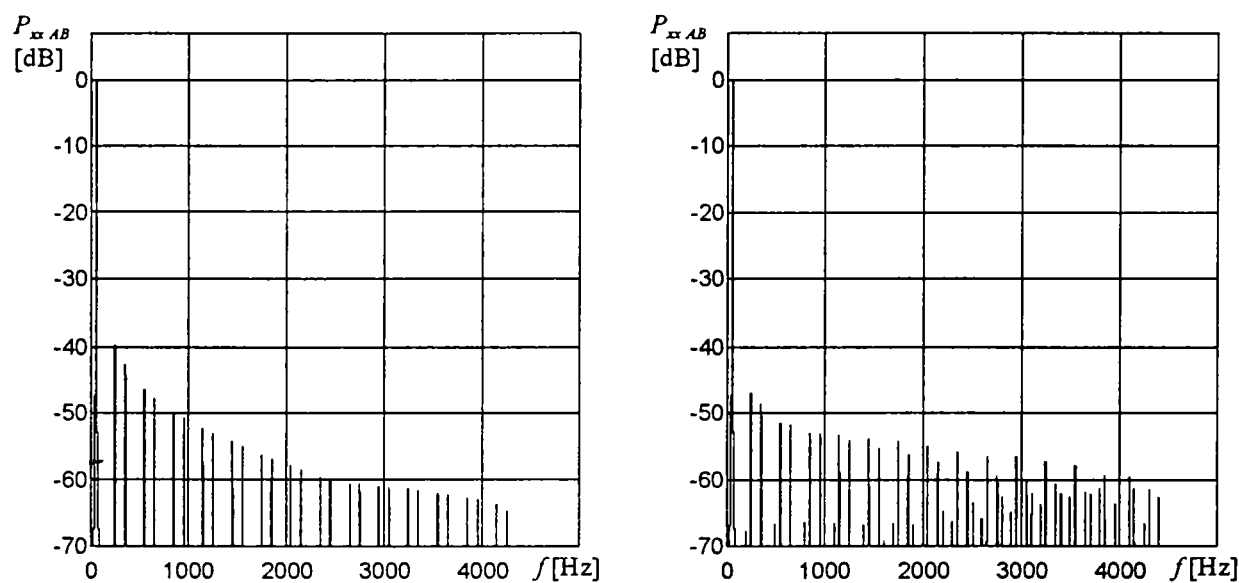


Fig. 4.10 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, cu decalarea comenzii, pentru semnal modulator sinusoidal (stânga) și semnal modulator format din segmente de sinusoidă, varianta 1 (dreapta)

#### 4.5.2.3 Compararea formelor de undă modulatorie

Conform celor arătate mai sus, este de așteptat ca formele de undă cu discontinuități mai pronunțate să cauzeze distorsiuni armonice mai mari. Această ipoteză este confirmată de graficele din Fig. 4.11, corespunzătoare majorității formelor de undă modulatorie introduse pe parcursul acestui capitol. Simularea s-a realizat pentru aceiași parametri ai modulației ca și în cazul Fig. 4.9, modul de sincronizare a pulsurilor fiind DE-S.

Se observă că formele de undă fără discontinuități (sinusoidală, cea generată prin “modulația vectorului spațial” și varianta 5) nu introduc componente spectrale suplimentare. Variantele 3 și 4, care au discontinuități mai pronunțate, introduc componente spectrale cu amplitudini mai mari decât variantele 1 și 2. Rezultate similare s-au obținut pentru diverse valori ale factorului de modulație în amplitudine,  $m_a$ .

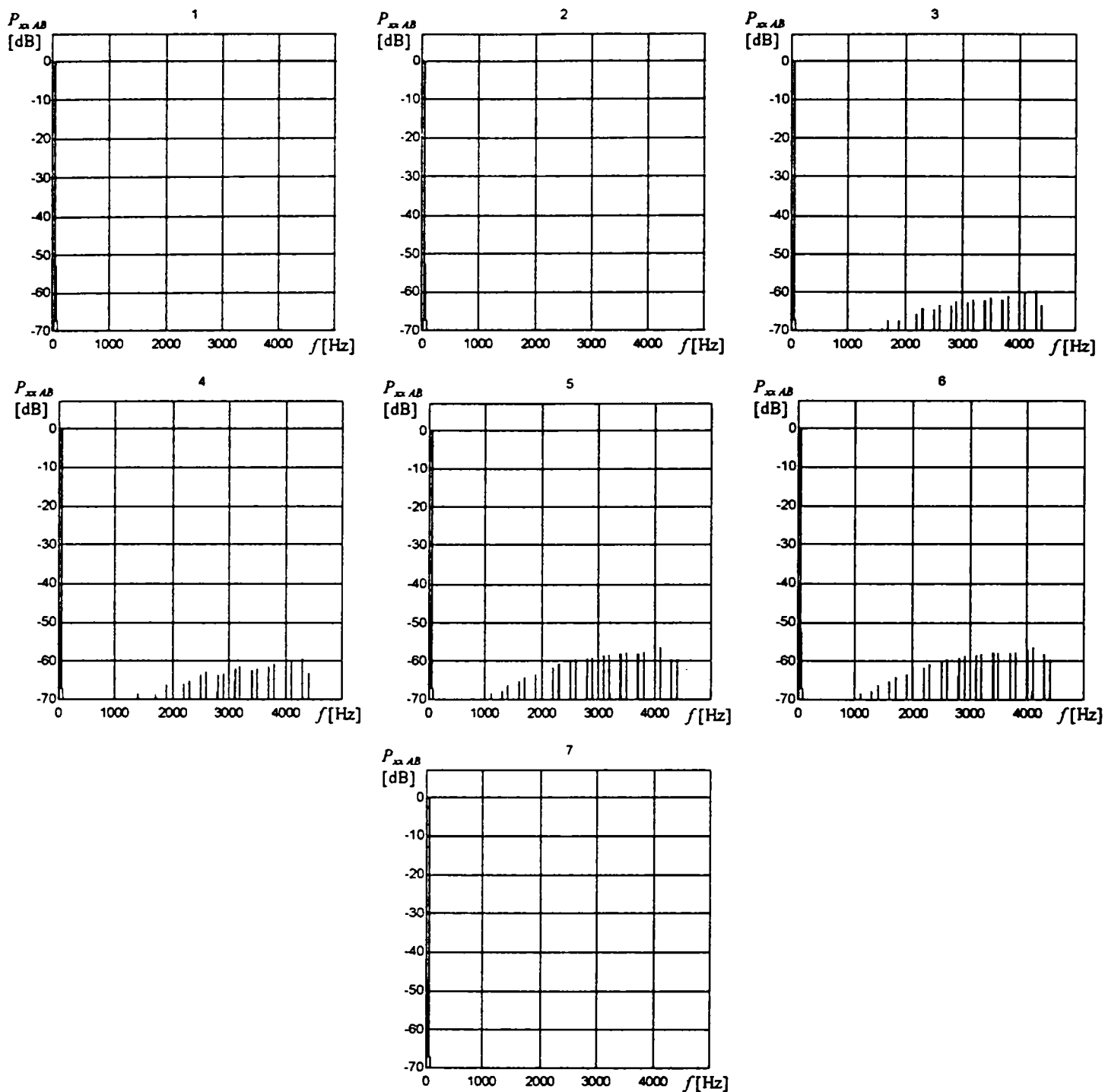


Fig. 4.11 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, pentru următoarele semnale modulatorie:

1. sinusoidal
2. format din segmente de sinusoidă, generat prin "modulația vectorului spațial"
3. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 1
4. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 2
5. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 3
6. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 4
7. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 5

În concluzie, utilizarea unor semnale modulatorie formate din segmente de sinusoidă cauzează distorsiuni armonice, dacă aceste semnale prezintă discontinuități. Distorsiunile sunt cu atât mai mari cu cât semnalele au discontinuități mai mari, fiind deci maxime pentru variantele 3 și 4, mai mici pentru variantele 1 și 2 și nule în celelalte cazuri. Distorsiunile pot fi mult reduse prin utilizarea modurilor de sincronizare a pulsurilor cu ambele fronturi modulate. Decalarea comenzii nu influențează semnificativ



distorsiunile cauzate de forma de undă a semnalului modulator; mai mult, în condiții de funcționare tipice, distorsiunile cauzate de forma de undă a semnalului modulator sunt neglijabile în raport cu cele cauzate de decalarea comenzii.

Rezultatele de mai sus sunt în concordanță cu cele prezentate în [TOI88] și [HB92], care specifică absența armonicilor fundamentalei, în cazul semnalului modulator generat prin “modulația vectorului spațial”. Rezultatele obținute în [KEZ91] prin calcul analitic, reproduse și în [HKL98], indicând o dependență pronunțată a distorsiunilor armonice de factorul de modulație în amplitudine  $m_a$ , dependență diferită pentru diferitele forme de undă modulatorie, nu se confirmă prin simulare; aceasta se datorează faptului că mărimea utilizată în [KEZ91] ca măsură a distorsiunilor armonice are un caracter “local”, deci nu ia în considerare discontinuitățile în poziția pulsurilor, la comutarea intervalelor de fază, identificate mai sus ca principală cauză a distorsiunilor. Rezultatele din [TL94a] nu sunt semnificative în contextul prezentei analize, deoarece, pe de o parte, distorsiunile armonice nu sunt prezentate separat, ci doar în cadrul unui “indicator de calitate” global, iar, pe de altă parte, condițiile în care s-a realizat analiza spectrală (de exemplu, factorul de modulație în frecvență  $m_f$  cu valori foarte mici) sunt atipice pentru sistemele de acționare considerate în prezenta lucrare.

## 4.6 Concluzii

În acest capitol s-a realizat o prezentare sintetică a formelor de undă utilizabile pentru semnalele modulatorie, în scopul creșterii gradului de utilizare a tensiunii de alimentare și al reducerii numărului de comutări ale dispozitivelor de putere din inverter.

Analiză comparativă a acestor forme de undă, din punctul de vedere al reducerii puterii totale disipate în inverter, extinde analizele similare din bibliografie și oferă un criteriu de selecție a formei de undă optime, în funcție de factorul de putere al sarcinii. Acest criteriu este exprimat sintetic prin intermediul unei reprezentări grafice.

Capitolul conține de asemenea o analiză comparativă originală a formelor de undă ale semnalelor modulatorie, din punctul de vedere al distorsiunilor armonice. Se evidențiază faptul că distorsiunile armonice sunt cauzate de discontinuități în poziția pulsurilor PWM din tensiunile de linie generate de inverter. Această ipoteză este confirmată prin simulare. Pe baza ipotezei de mai sus, se realizează o clasificare a formelor de undă, din punct de vedere al distorsiunilor armonice cauzate, clasificare confirmată de asemenea prin simulare.

Se deduce teoretic și se confirmă prin simulare faptul că distorsiunile armonice cauzate de forma de undă a semnalelor modulatorie pot fi mult reduse prin utilizarea modurilor de sincronizare a pulsurilor cu ambele fronturi modulate.

Simularea indică de asemenea faptul că decalarea comenzii nu influențează semnificativ distorsiunile cauzate de forma de undă a semnalului modulator și că, în condiții de funcționare tipice, distorsiunile cauzate de forma de undă a semnalului modulator sunt neglijabile, în raport cu cele cauzate de decalarea comenzii.

## Capitolul 5 - Regimul de supramodulație

### 5.1 Introducere

După cum s-a arătat în capitolul 4, amplitudinea componentelor fundamentale ale tensiunilor de linie generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă, în regim de modulație “normală ( $m_a \leq 1$ ), poate fi cel mult egală cu tensiunea continuă de alimentare a inverterului. Există însă situații în care algoritmul de reglare a sistemului de acționare generează valori prescrise mai mari pentru această amplitudine [KRLS95]; în aceste cazuri, generarea efectivă a unei amplitudini mai mici ar duce la degradarea performanțelor reglării. În consecință, se recurge la utilizarea, în cadrul modulatorului PWM, a *regimului de supramodulație*, care permite obținerea unor valori mai mari pentru amplitudinea fundamentalelor, cu prețul creșterii distorsiunilor armonice.

În literatura de specialitate analizată sunt descrise următoarele metode de obținere a regimului de supramodulație:

1. creșterea amplitudinii semnalului modulator peste valoarea de vârf a semnalului purtător [MUR89];
2. utilizarea mai multor moduri de modulație sincronă [ZAN75];
3. utilizarea modulației optimale [BS83] [BSV88].

A doua metodă presupune comutarea în regim de modulație sincronă, care, conform celor arătate în capitolul 3, ridică unele probleme de implementare, fără a oferi performanțe mai ridicate în condiții normale de funcționare. A treia metodă presupune utilizarea modulației optimale, care necesită implementări digitale mult diferite, fiind de altfel în afara domeniului de interes al prezentei lucrări. În consecință, în acest capitol va fi analizată prima metodă, considerată cea mai adecvată pentru implementarea digitală descrisă în capitolul 3.

### 5.2 Supramodulație prin creșterea amplitudinii semnalelor modulator

#### 5.2.1 Principiu

Metoda de supramodulație în discuție presupune *creșterea amplitudinii semnalelor modulator* peste amplitudinea semnalului purtător. Conform Fig. 2.3, aceasta conduce la dispariția pulsurilor PWM din tensiunile de ieșire ale inverterului în anumite intervale de fază, centrate în jurul valorilor de vârf ale semnalelor modulator. Odată cu creșterea amplitudinii semnalelor modulator, aceste intervale devin din ce în ce mai largi.

Pentru valori suficient de mari ale amplitudinii semnalelor modulator, pulsurile PWM dispar complet, regimul de supramodulație transformându-se în *regim de undă dreptunghiulară* [KP79] [BZ88] [MUR89] [KSV91]. În acest regim, amplitudinea componentei fundamentale a unei tensiuni de ieșire este:

$$V_{A0m}^{(1)} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_D}{2}, \quad (5.1)$$

deci factorul de utilizare a tensiunii de alimentare este:

$$k_{UV} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cong 1,10. \quad (5.2)$$

reprezentând valoarea maxim obținabilă cu ajutorul unui invertor trifazat.

În variantele de implementare digitală a modulației PWM cu eșantionare, unde semnalele purtătoare și semnalul modulator nu există fizic, metoda de supramodulație de mai sus se implementează prin utilizarea în formula (2.4) a unor valori supraunitare pentru factorul de modulație în amplitudine  $m_a$ , împreună cu neglijarea pulsurilor PWM pentru care se obțin durate de conducție  $\tau_k$  în afara intervalului  $[0, T_c]$ .

Implementarea de mai sus este valabilă și pentru semnalele modulator diferite de sinusoidă, introduse în capitolul 4. În secțiunea următoare se va analiza, pentru simplitate, varianta cu semnal modulator sinusoidal, rezultatele extinzându-se apoi pentru alte forme de undă modulatorie.

### 5.2.2 Analiză prin metoda semnalului modulator echivalent

În această secțiune se introduce o metodă originală de analiză a regimului de supramodulație, denumită "metoda semnalului modulator echivalent". Aceasta constă în determinarea unui semnal modulator nesinusoidal, având valoarea de vârf mai mică sau egală cu amplitudinea purtătoarei, care conduce la *generarea aceluiași formă de undă pentru tensiunile de ieșire ca și semnalul modulator original* (care are o valoare de vârf mai mare decât amplitudinea purtătoarei); pentru semnalul modulator echivalent se pot apoi aplica rezultatele analizei din secțiunea 2.3 (corespunzătoare unui regim de modulație cu  $m_a \leq 1$ ).

Astfel, pentru metoda de supramodulație prezentată în secțiunea 5.2.1, semnalul modulator echivalent se obține prin limitarea semnalului modulator sinusoidal la niveluri pozitive și negative egale în modul cu amplitudinea semnalului purtător, conform graficelor din Fig. 5.1.

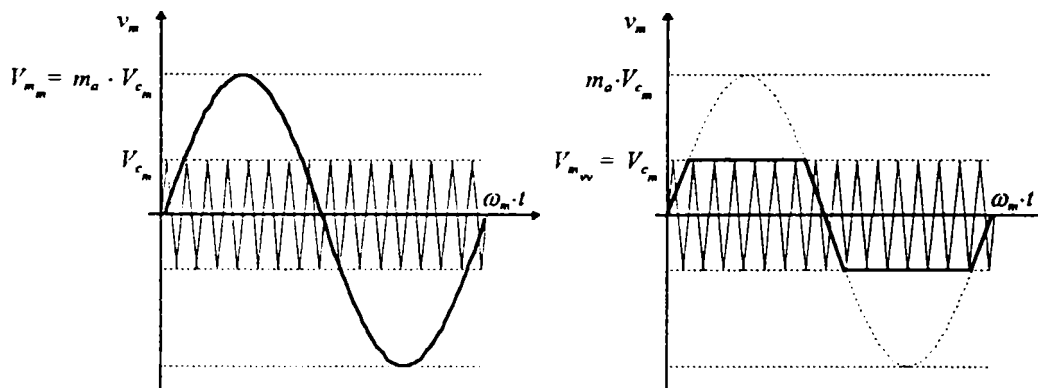


Fig. 5.1 - Supramodulație prin creșterea amplitudinii semnalului modulator: principiu (stânga) și semnalul modulator echivalent (dreapta)

Conform concluziilor analizei din secțiunea 2.3, este de așteptat ca în spectrele tensiunilor de ieșire să apară armonicile semnalului modulator echivalent și grupe de produși de modulație centrate în jurul multiplilor frecvenței semnalului purtător. Datorită conexiunii sarcinii trifazate, în tensiunile de linie nu vor apărea armonicile cu ordin multiplu de 3 ale semnalului modulator echivalent. În plus, simetria semnalului modulator echivalent determină valori nule pentru armonicile pare, atât în tensiunile de ieșire cât și în tensiunile de linie.

Pentru confirmarea ipotezei de mai sus, în Fig. 5.2 s-a reprezentat densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru regimul de supramodulație cu  $m_a = 1,8$ ; ceilalți parametri ai modulației au următoarele valori:  $f_m = 50\text{Hz}$ ,  $f_c = 5\text{kHz}$ , modul de sincronizare a pulsurilor DE-S. Semnalul analizat a fost generat prin simulare, folosind metoda prezentată în capitolele 12 și 13; analiza spectrală a fost realizată cu metoda descrisă în capitolele 8-10. Ambele grafice din Fig. 5.2 reprezintă aceeași densitate spectrală de putere, însă în domenii de frecvență cu extensii diferite.

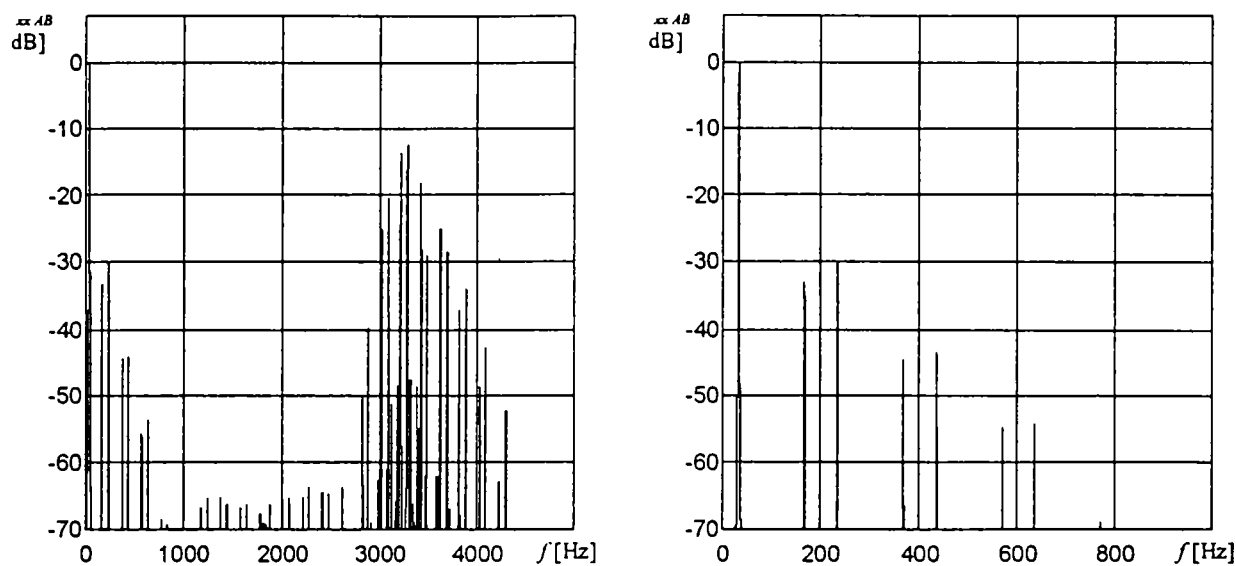


Fig. 5.2 - Densitatea spectrală a unei tensiuni de linie în regim de supramodulație

Pentru comparație, în Fig. 5.3 s-a reprezentat puterea armonicilor semnalului modulator echivalent, generat prin software, pentru aceleași valori ale parametrilor  $m_a$  și  $f_m$ . Se observă corespondența destul de bună între armonicile din acest spectru și componentele spectrale din tensiunile de linie, reprezentate în partea dreaptă a Fig. 5.2. Ordinile armonicilor prezente în spectrul tensiunilor de linie sunt identice cu ordinele armonicilor semnalului modulator (cu excepția celor cu ordin multiplu de 3, care, după cum s-a

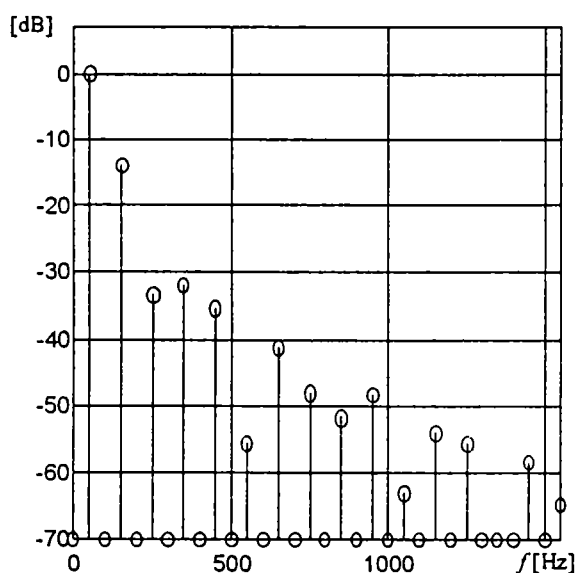


Fig. 5.3 - Armonicile semnalului modulator echivalent pentru regimul de supramodulație

arătat mai sus, nu apar în tensiunile de linie). Pe de altă parte, amplitudinile relative (raportate la amplitudinea fundamentalei) ale armonicilor din spectrul tensiunilor de linie sunt apropiate de amplitudinile armonicilor semnalului modulator, însă nu sunt perfect egale. Acest fapt se datorează dependenței mai complicate între amplitudinile componentelor spectrale generate prin modulație PWM și amplitudinile armonicilor semnalului modulator, dependență exprimată prin formula 2.8, în care coeficienții  $K_m$ ,  $K_n$  și  $K_{mn}$  includ funcții Bessel.

În concluzie, metoda semnalului modulator echivalent poate fi utilizată pentru a *determina ordinele* armonicilor generate în regimul de supramodulație și pentru a *evalua cu aproximație amplitudinile* acestor armonici.

### 5.2.2.1 Distorșiunile armonice

Deoarece semnalul modulator echivalent, reprezentat în partea dreaptă a Fig. 5.1, este puternic distorsionat prin limitare, tensiunile de ieșire și de linie ale inverterului vor conține componente spectrale cu amplitudini semnificative la frecvența joasă.

Acest fapt este confirmat în Fig. 5.2, unde se observă prezența armonicilor cu ordinele 7, 9, 15, 17, etc. ale semnalului modulator. Deoarece aceste componente spectrale au frecvențe joase, ele cauzează efecte nefavorabile importante în motor, efecte materializate în primul rând prin pierderi de putere. În

consecință, este de dorit ca regimul de supramodulație să fie utilizat numai pentru intervale scurte de timp.

Odată cu creșterea  $m_a$ , amplitudinile armonicilor cu frecvențe joase cresc, iar amplitudinile produșilor de modulație scad, devenind nule în regimul de undă dreptunghiulară.

În cadrul analizei realizate de autor prin simulare, nu s-au observat diferențe semnificative între modulația sincronă și modulația asincronă, nici între modurile de sincronizare a pulsurilor DE-S și DE-A; modul SE produce însă distorsiuni armonice mai ridicate.

### 5.2.2.2 Controlul amplitudinii fundamentalelor

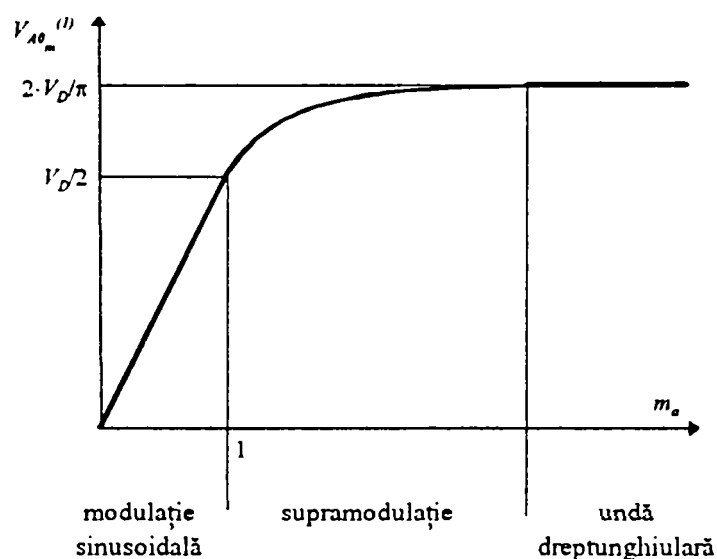


Fig. 5.4 - Dependența amplitudinii fundamentalei în funcție de  $m_a$

sincronizare a pulsurilor. Fiindcă determinarea exactă a valorii de prag nu prezintă importanță practică, acest aspect nu a fost investigat în detaliu.

Deoarece dependența neliniară de  $m_a$  a amplitudinii componentelor fundamentale poate cauza degradarea performanțelor algoritmului de reglare automată a sistemului de acționare [KRLS95], se recomandă liniarizarea caracteristicii respective prin software [KRLS95] [HKL98a]. Pentru aceasta este necesară forma exactă a caracteristicii, care se poate obține prin simulare, folosind metoda originală elaborată de autor, prezentată în capitolele 12 și 13.

### 5.2.3 Alte forme de undă ale semnalelor modulator

Pentru diferitele variante de semnale modulator introduse în capitolul 4 se obțin, în regim de supramodulație, semnale modulator echivalente diferite; în consecință, este de așteptat ca degradarea unor performanțe în regim de supramodulație să depindă semnificativ de forma de undă a semnalului modulator.

#### 5.2.3.1 Distorsiunile armonice

Pentru a evalua influența formei de undă a semnalului modulator asupra distorsiunilor armonice în regim de supramodulație, în Fig. 5.5 se prezintă densitățile spectrale de putere ale tensiunilor de linie, obținute prin simulare, în aceleași condiții ca și cele din Fig. 5.2.

Conform metodei de analiză introdusă anterior, amplitudinile componentelor fundamentale din tensiunile de ieșire și de linie ale inverterului sunt aproximativ proporționale cu amplitudinea fundamentalei semnalului modulator echivalent. În consecință, amplitudinile componentelor fundamentale vor depinde neliniar de  $m_a$ . Forma tipică a acestei dependențe este reprezentată în Fig. 5.4.

**Observație:** Trecerea în regimul de undă dreptunghiulară se realizează atunci când tensiunile de ieșire și de linie ating valoarea pragului PWM. Conform formelor de undă din Fig. 5.1, valoarea de prag a  $m_a$  pentru care se realizează trecerea depinde de panta semnalului purtător (deci de frecvența acestuia), de sincronizarea între semnalul purtător și semnalele modulator și de modul de

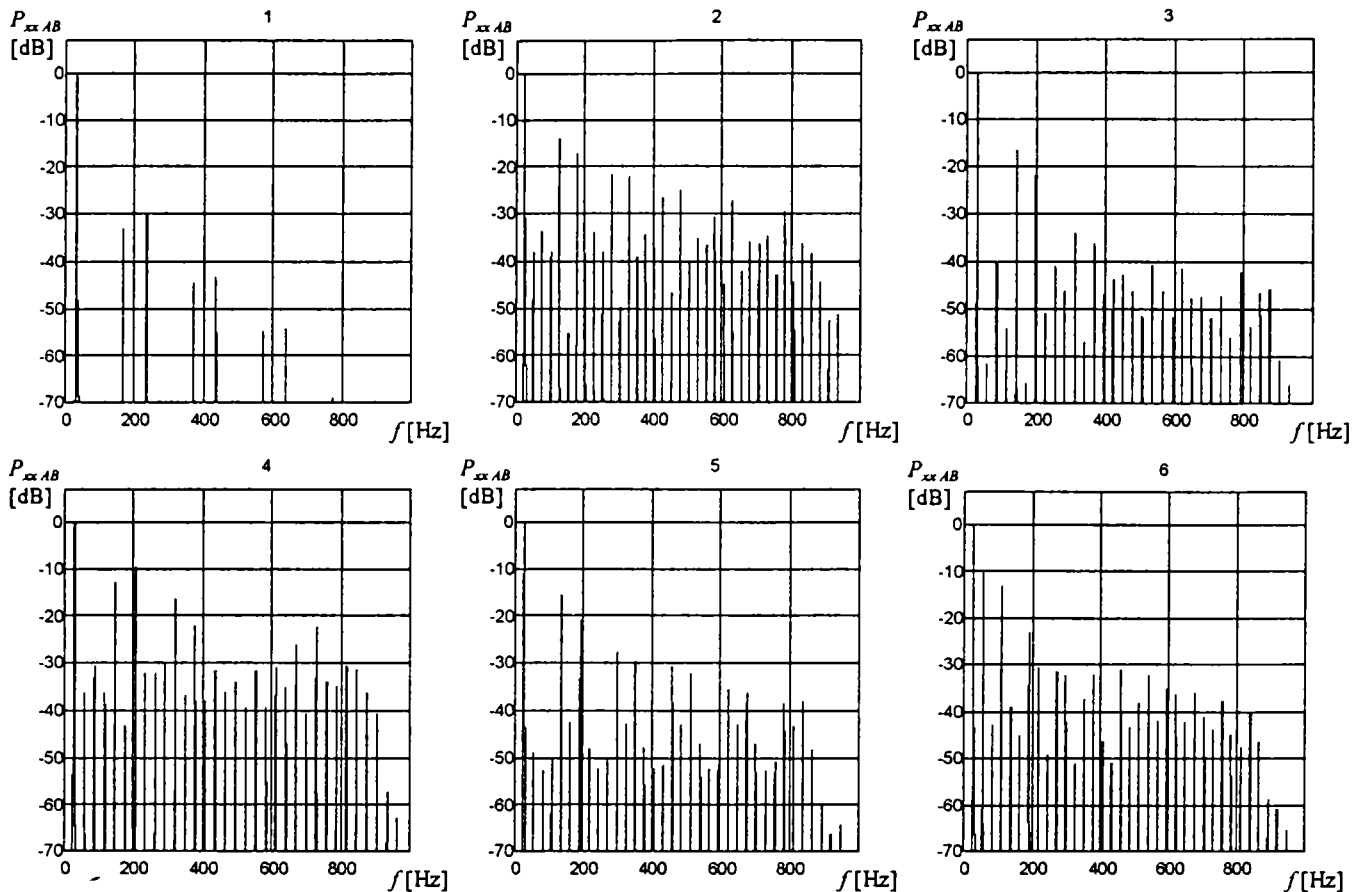


Fig. 5.5 - Densitatea spectrală a unei tensiuni de linie în regim de supramodulație ( $m_a = 1,8$ ), pentru următoarele semnale modulatoroare:

1. sinusoidal
2. format din segmente de sinusoidă, generat prin "modulația vectorului spațial"
3. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 1
4. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 2
5. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 3
6. format din segmente de sinusoidă, cu reducerea numărului de comutații, varianta 5

Cele mai reduse distorsiuni armonice se obțin pentru semnalul modulator sinusoidal. Urmează, în ordine, varianta 3, varianta 1, semnalul generat prin "modulația vectorului spațial", varianta 2 și varianta 5. Pentru varianta 5, în care semnalul modulator nu este simetric în raport cu axa timpului, se observă prezența armonicii a doua în tensiunile de linie. Rezultatele din figură sunt valabile numai pentru condițiile concrete ale simulării, neputându-se generaliza automat pentru alte condiții. În consecință, selecția formei de undă celei mai potrivite impune analiza prin simulare în condițiile specifice aplicației.

### 5.2.3.2 Controlul amplitudinii fundamentalelor

Metoda de analiză utilizată în secțiunea 5.2.2.2 poate fi extinsă relativ ușor pentru alte forme de undă modulatoroare. Deoarece pentru toate formele de undă, cu excepția variantei descrise în secțiunea 4.3.2, regimul de supramodulație se transformă, peste o anumită valoare de prag a lui  $m_a$ , în regimul de undă dreptunghiulară, este de așteptat ca forma caracteristicii neliniare  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  să fie asemănătoare cu cea din Fig. 5.4. Această concluzie este confirmată de rezultatele prezentate în [HKL98], obținute prin calcul analitic.

Pentru forma de undă modulatoroare descrisă în secțiunea 4.3.2, creșterea  $m_a$  nu conduce la evoluția semnalului modulator spre forma dreptunghiulară, rezultând astfel o scădere a amplitudinii



fundamentalelor la creșterea  $m_a$ . În consecință, utilizarea acestei forme de undă în regim de supramodulație trebuie evitată.

Pentru compensarea prin software a neliniarității, forma exactă a caracteristicii se poate determina, în fiecare caz, prin simulare. În [HKL98a] sunt prezentate formule analitice pentru câteva variante de forme de undă modulatorie.

### 5.3 Eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă

#### 5.3.1 Necesitate

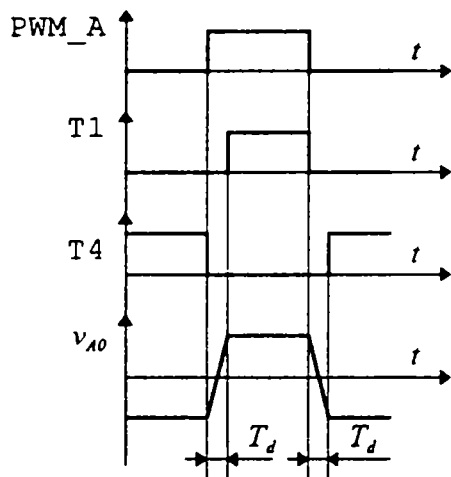


Fig. 5.6 - Decalarea comenzii

După cum s-a arătat în secțiunea 1.1.1., prin *decalarea comenzii* tranzistoarelor din același braț de punte se realizează evitarea conducerii simultane a acestora. În consecință, decalarea comenzii este necesară în majoritatea implementărilor practice. Formele de undă pentru semnalele de comandă și tensiunea de ieșire a inverterului din Fig. 1.1, în condițiile utilizării decalării comenzii, sunt prezentate în Fig. 5.6; se folosesc următoarele notații:

- PWM\_A - semnalul de comandă pentru faza A;
- T1 - semnalul de comandă pentru tranzistorul T<sub>1</sub>;
- T4 - semnalul de comandă pentru tranzistorul T<sub>4</sub>;
- v<sub>A0</sub> - tensiunea de ieșire a fazei A (unde forma de undă este reprezentată aproximativ);
- T<sub>d</sub> - timpul de decalare a comenzii.

În regimul de supramodulație și în apropierea acestuia, duratele unor pulsuri din semnalele de comandă PWM vor fi foarte mici. După cum se poate observa din Fig. 5.6, când durata pulsului este mai mică decât durata T<sub>d</sub>, decalarea comenzii nu mai poate fi aplicată. În consecință, pulsul PWM trebuie să fie eliminat din semnalele de comandă.

#### 5.3.2 Analiză prin metoda semnalului modulator echivalent

În cele ce urmează, se va examina efectul eliminării pulsurilor scurte asupra performanțelor modulației PWM, aplicându-se metoda semnalului modulator echivalent.

Se va considera eliminarea pulsurilor PWM cu durate mai mici decât T<sub>d</sub>. Conform Fig. 2.2, duratele pulsurilor PWM scad odată cu apropierea valorii eșantioanelor semnalului modulator de valoarea de vârf a semnalului purtător. În consecință, duratele pulsurilor vor fi mai mici decât T<sub>d</sub> pentru eșantioanele semnalului modulator situate în intervalele  $(\gamma \cdot V_{c_m}, V_{c_m}] \cup [-V_{c_m}, -\gamma \cdot V_{c_m})$ , unde  $\gamma < 1$  este dat de formula:

$$\gamma = 1 - 2 \frac{T_d}{T_c} \tag{5.3}$$

Pe de altă parte, eliminarea pulsurilor este echivalentă cu utilizarea unei valori a semnalului modulator egală cu amplitudinea semnalului purtător. În consecință, semnalul modulator echivalent are forma reprezentată cu linie groasă în graficul din partea de sus a Fig. 5.7.

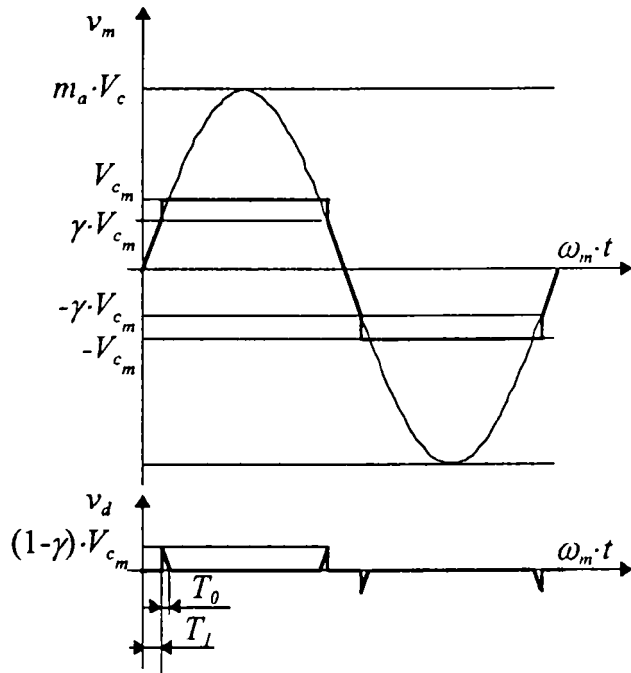


Fig. 5.7 - Semnalul modulator echivalent la eliminarea pulsurilor scurte

scurte, sunt derminate aproximativ, la frecvențe joase, de spectrul semnalului diferență  $v_d$ .

În continuare se va investiga efectul eliminării pulsurilor scurte asupra performanțelor modulației PWM, pornind de la concluziile analizei de mai sus.

### 5.3.2.1 Controlul amplitudinii fundamentalelor

Deoarece amplitudinea fundamentalei semnalului modulator echivalent din Fig. 5.7, corespunzător eliminării pulsurilor scurte, este mai mare decât amplitudinea fundamentalei semnalului modulator echivalent din Fig. 5.1 (fără eliminarea pulsurilor scurte), rezultă că și amplitudinea tensiunilor de ieșire a inverterului va fi mai mare. În consecință, caracteristica  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  din Fig. 5.4 se va modifica așa cum se arată în Fig. 5.8.

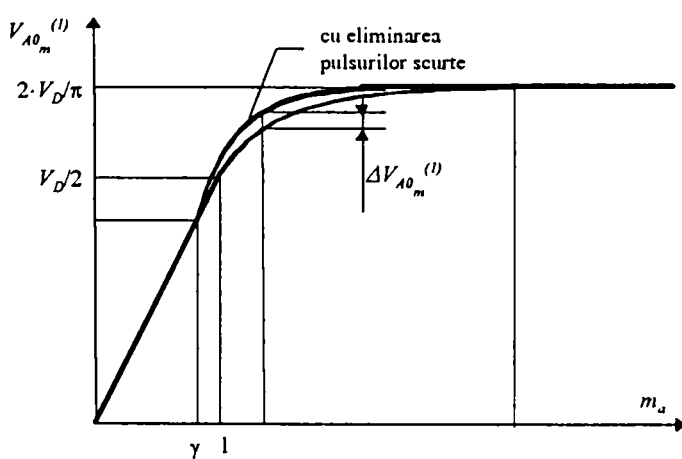


Fig. 5.8 - Modificarea dependența amplitudinii fundamentale în funcție de  $m_a$ , datorită eliminării pulsurilor scurte din semnalele de comandă (aproximare)

În graficul din partea de jos s-a reprezentat semnalul "diferență"  $v_d$ , calculat prin scăderea din semnalul modulator echivalent utilizat pentru cazul cu eliminarea pulsurilor scurte a semnalului modulator echivalent utilizat pentru cazul fără eliminarea pulsurilor scurte (reprezentat în Fig. 5.1). Conform principiului superpoziției, diferențele între spectrele celor două semnale modulator echivalente sunt egale cu spectrul semnalului diferență  $v_d$ . Parametrii  $T_l$  și  $T_0$  ai semnalului  $v_d$  sunt dați de formulele:

$$T_l = \frac{1}{\omega_m} \arcsin\left(\frac{\gamma}{m_a}\right); \quad (5.4)$$

$$T_0 = \frac{1}{\omega_m} \left( \arcsin\left(\frac{1}{m_a}\right) - \arcsin\left(\frac{\gamma}{m_a}\right) \right). \quad (5.5)$$

Conform metodei semnalului modulator echivalent, diferențele între spectrele tensiunilor de ieșire, pentru cazurile cu, respectiv fără eliminarea pulsurilor

Amplitudinea modificării  $\Delta V_{A0_m}^{(1)}$  va fi evaluată în cele ce urmează printr-un calcul aproximativ, utilizând metoda semnalului modulator echivalent. Pentru aceasta, se estimează diferența între amplitudinea fundamentalei semnalului modulator echivalent din Fig. 5.7 și amplitudinea fundamentalei semnalului modulator echivalent din Fig. 5.1, diferență aproximativ egală cu amplitudinea fundamentalei semnalului diferență  $v_d$  reprezentat în Fig. 5.7. Pentru simplificarea calculului, în locul semnalului  $v_d$  (format din segmente de sinusoidă) se va considera un semnal format din pulsuri dreptunghiulare de durată  $T_0$  și amplitudine  $(1-\gamma) \cdot V_{c_m}$ ; fundamentala acestui semnal are amplitudinea aproximativ egală cu dublul amplitudinii fundamentalei semnalului  $v_d$  (această

aproximare este valabilă atâta timp cât durata  $T_0$  este mult mai mică decât perioada semnalului).

Un calcul aproximativ, realizat pentru valorile  $f_c = 20\text{KHz}$ ,  $f_m = 50\text{Hz}$ ,  $m_a = 1,8$  și  $T_d = 1 \mu\text{s}$ , conduce la valorile  $\gamma = 0,96$ ,  $T_1 = 1,79\text{ms}$  și  $T_0 = 84,3 \mu\text{s}$  și la o modificare a amplitudinii fundamentalelor tensiunilor de ieșire cu  $\Delta V_{A0_m}^{(1)} \cong 0,18 \cdot 10^{-3} \cdot V_D$ . În consecință, în condițiile specificate mai sus, efectul eliminării pulsurilor asupra amplitudinii fundamentalelor tensiunilor de ieșire este foarte redus. În continuare se va estima variația acestui efect la modificarea condițiilor analizei.

Efectul eliminării pulsurilor scurte depinde de valoarea  $\gamma$ , care depinde, la rândul ei, de raportul  $T_c/T_d$ . Se observă imediat că o creștere a lui  $T_d$  relativ la  $T_c$  conduce la un efect mai pronunțat. La proiectarea invertoarelor de putere, viteza de comutare a dispozitivelor de putere (care determină valoarea lui  $T_d$ ) se corelează întotdeauna cu frecvența de comutație (dată de  $f_c$ ) ceea ce face ca raportul  $T_c/T_d$  să nu aibă valori mult mai mari decât cea utilizată în exemplul de mai sus. În consecință, exemplul reprezintă, din punct de vedere al valorii  $T_d$ , un caz relativ defavorabil.

Pe de altă parte, efectul eliminării pulsurilor scurte depinde de raportul  $T_c/T_m$ , care depinde, la rândul lui, de  $m_a$ . Efectul se anulează pentru  $m_a < \gamma$  și pentru  $m_a$  mai mare decât valoarea corespunzătoare trecerii în regimul de undă dreptunghiulară. Cazul cel mai defavorabil apare pentru  $m_a = 1$ , când se obține o modificare a amplitudinii fundamentalelor tensiunilor de ieșire  $\Delta V_{A0_m}^{(1)} \cong 11 \cdot 10^{-3} \cdot V_D$ . Rezultatele numerice de mai sus confirmă aprecierea calitativă din [HKL98a].

Trebuie remarcat că modificarea de mai sus se aplică asupra caracteristicii, oricum neliniare, reprezentate în Fig. 5.4. În consecință, modificarea ar trebui luată în considerare doar la liniarizarea software a caracteristicii; fiind însă relativ mică (de ordinul a 1% din  $V_D$ ), neglijarea ei nu ar trebui să afecteze semnificativ performanțele algoritmului de reglare a acționării.

Observație: În [Kaur97] se propune o metodă alternativă de liniarizare a caracteristicii, prin modificarea formei de undă a semnalului modulator. Deoarece metoda presupune determinarea caracteristicii neliniare originale prin calculul analitic, nu poate lua în considerare efectul eliminării pulsurilor scurte din semnalele de comandă. Din acest punct de vedere, utilizarea simulării pentru determinarea caracteristicii neliniare originale se dovedește mai avantajoasă.

Se observă de asemenea că modificarea caracteristicii  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  intervine începând de la valoarea  $m_a = \gamma < 1$ , introducând o neliniaritate și în zona caracteristicii care, în absența eliminării pulsurilor scurte, ar fi fost liniară. Acest aspect trebuie avut în vedere în sistemele de acționare în care nu se folosește regimul de supramodulație și nici liniarizarea software a caracteristicii; metoda de analiză de mai sus permite evaluarea neliniarității introduse prin eliminarea pulsurilor scurte și deci a efectelor asupra performanțelor algoritmului de reglare.

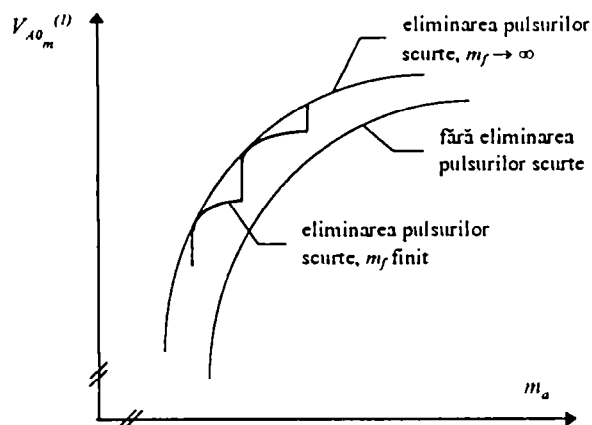


Fig. 5.9 - Modificarea dependenței amplitudinii fundamentale în funcție de  $m_a$ , datorită eliminării pulsurilor scurte din semnalele de comandă, pentru  $m_f$  finit

Observație: Deoarece nu ține cont de relația între semnalul modulatoare și cel purtător, metoda de analiză de mai sus reprezintă o aproximare valabilă în condițiile  $m_f \rightarrow \infty$ . În realitate, la creșterea treptată a valorii  $m_a$  pulsurile se elimină unul câte unul, caracteristica  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  prezentând neliniarități suplimentare, reprezentate aproximativ în Fig. 5.9. Punctele de discontinuitate ale caracteristicii corespund eliminării câte unui puls. Deoarece caracteristica pentru cazul  $m_f$  finit este situată sub cea pentru  $m_f \rightarrow \infty$ , metoda de calcul aproximativă introdusă mai sus (valabilă pentru  $m_f \rightarrow \infty$ ) reprezintă o aproximare acoperitoare.

### 5.3.2.2 Distorsiunile armonice

Analiza prin simulare realizată de autor indică faptul că eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă nu modifică semnificativ compoziția spectrală a tensiunilor generate în regim de supramodulație, în condiții tipice de funcționare. Aceasta se explică prin faptul că regimul de supramodulație în sine introduce distorsiuni importante, astfel încât contribuția relativă a eliminării pulsurilor scurte este nesemnificativă.

Pentru exemplificare, în Fig. 5.10 se prezintă densitățile spectrale de putere ale unei tensiuni de linie în regim de supramodulație, obținute prin simulare în următoarele condiții:  $f_m = 50\text{Hz}$ ,  $f_c = 15\text{KHz}$ ,  $m_a = 1,8$ ; pentru graficul din partea dreaptă s-a simulat decalarea comenzii și eliminarea pulsurilor scurte, cu valoarea de prag  $T_d = 1\mu\text{s}$ . După cum era de așteptat, creșterea amplitudinii armonicilor în spectrul din partea dreaptă este nesemnificativă.

Pe de altă parte, deoarece eliminarea pulsurilor scurte intervine de la valori  $m_a = \gamma < 1$ , rezultă că tensiunile de ieșire vor avea distorsiuni armonice semnificative chiar înainte de intrarea în regimul de supramodulație. În consecință, la proiectarea sistemelor de reglare a acționărilor trebuie avut în vedere ca regimul de funcționare cu  $m_a > \gamma$  să fie utilizat numai pentru perioade scurte de timp.

### 5.3.3 Alte forme de undă ale semnalelor modulatorie

Pentru diferitele variante de semnale modulatorie introduse în capitolul 4 se elimină, prin creșterea  $m_a$ , pulsuri din intervale de fază diferite; în consecință, este de așteptat ca degradarea unor performanțe, datorită eliminării pulsurilor scurte, să depindă semnificativ de forma de undă a semnalului modulator.

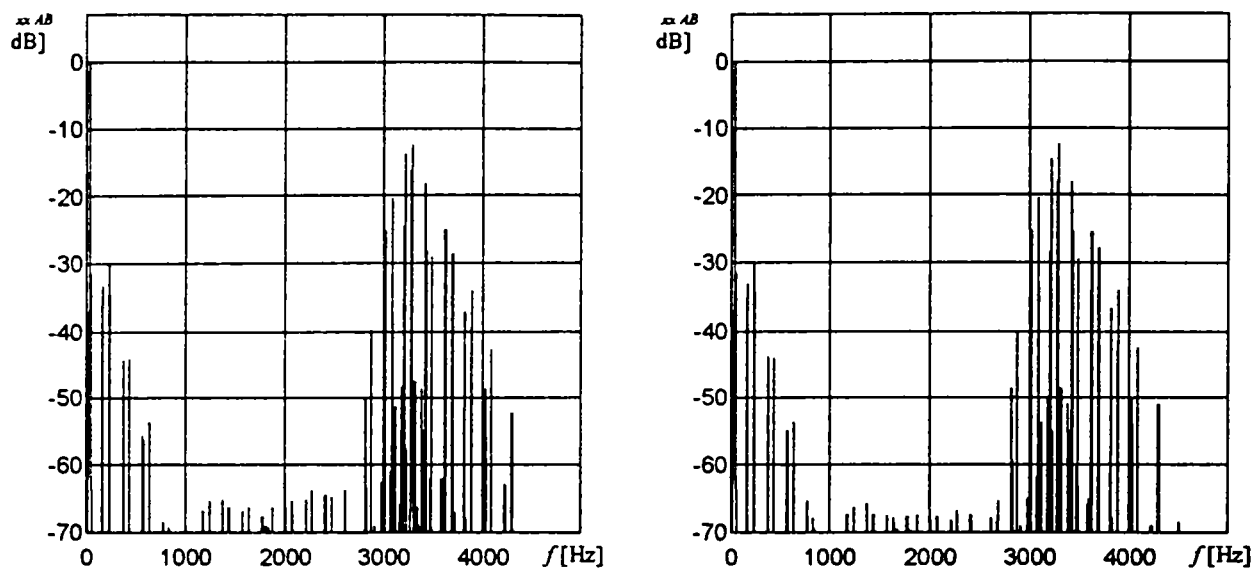


Fig. 5.10 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie în regim de supramodulație, fără (stânga), respectiv cu decalarea comenzii și eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă (dreapta)

### 5.3.3.1 Controlul amplitudinii fundamentalelor

Pentru majoritatea formelor de undă diferite de sinusoidă, eliminarea pulsurilor scurte intervine în intervale de fază multiple și, în unele cazuri, mai largi, decât în cazul formei de undă sinusoidale. În consecință, este de așteptat ca modificarea caracteristicii  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  să fie ceva mai pronunțată. Cu toate acestea, modificările vor fi de același ordin de mărime, deci în continuare puțin semnificative.

### 5.3.3.2 Distorsiunile armonice

Concluzia analizei realizate prin simulare în secțiunea 5.3.2.2, conform căreia eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă nu modifică semnificativ compoziția spectrală a tensiunilor generate în regim de supramodulație în condiții tipice de funcționare, se păstrează și pentru forme ale semnalului modulator diferite de sinusoidă.

Pe de altă parte, prin analiza graficelor din capitolul 4 se observă că în formele de undă formate din segmente de sinusoidă, variantele 2 - 5, există segmente de sinusoidă cu valori apropiate de  $\pm 1$  pentru orice valori ale  $m_a$ . În consecință, pentru aceste semnale modulatorie eliminarea pulsurilor scurte va introduce distorsiuni armonice pentru toate valorile  $m_a$ . Acest efect este ilustrat în Fig. 5.11, unde rezultatele au fost obținute prin simulare în următoarele condiții:  $f_c = 15\text{KHz}$ ,  $f_m = 50\text{ Hz}$ ,  $m_a = 0,8$ , mod de sincronizare a pulsurilor DE-S.

## 5.4 Concluzii

În acest capitol s-a realizat o analiză cuprinzătoare a regimului de supramodulație obținut în cadrul modulației cu eșantionare uniformă, prin creșterea amplitudinii semnalului modulator. A fost introdusă și verificată prin simulare o metodă de analiză originală, denumită "metoda semnalului modulator echivalent".

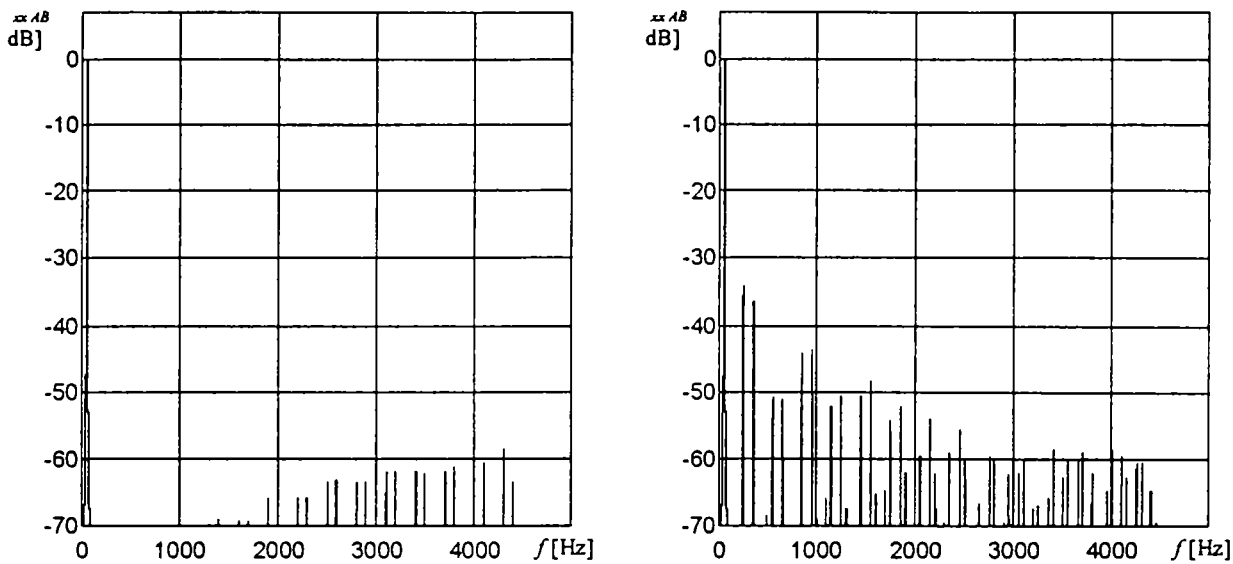


Fig. 5.11 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, semnal modulator format din segmente de sinusoidă, varianta 2, regim de modulație cu  $m_a < 1$ , fără (stânga), respectiv cu decalarea comenzii și eliminarea pulsurilor scurte (dreapta)

În urma analizei realizate prin calcul analitic și simulare s-au obținut următoarele concluzii:

1. regimul de supramodulație cauzează distorsiuni armonice importante ale tensiunilor generate de inverter, precum și o dependență neliniară între factorul de modulație în amplitudine  $m_a$  și amplitudinile componentelor fundamentale ale acestor tensiuni (caracteristică notată în cele ce urmează prin  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$ );
  - 1.1. distorsiunile armonice depind puternic de forma de undă a semnalului modulator, fiind minime pentru semnalul sinusoidal; determinarea compoziției spectrale a semnalelor generate impune simularea în condițiile specifice ale aplicației; au fost prezentate rezultatele unei astfel de simulări (rezultat original);
  - 1.2. caracteristica  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  este influențată de asemenea de forma de undă a semnalului modulator; determinarea exactă a formei caracteristicii, în scopul liniarizării prin software, se poate face tot prin simulare;
2. eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă, necesară în condițiile decalării comenzii tranzistoarelor din același braț de punte, cauzează distorsiuni armonice suplimentare și modifică forma caracteristicii  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$ ;
  - 2.1. influența eliminării pulsurilor scurte asupra caracteristicii  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  este relativ redusă, în condițiile de funcționare normale, nefiind necesară considerarea acestei influențe la liniarizarea software a caracteristicii (rezultat original);
  - 2.2. concluzia de mai sus este valabilă și pentru semnalele modulatorie nesinusoidale (rezultat original);
  - 2.3. eliminarea pulsurilor scurte introduce o neliniaritate în caracteristica  $V_{A0_m}^{(1)}(m_a)$  chiar și pentru valori subunitare ale  $m_a$ ; această neliniaritate poate fi determinată prin simulare;
  - 2.4. distorsiunile armonice suplimentare introduse prin eliminarea pulsurilor scurte în regim de supramodulație sunt neglijabile, în raport cu distorsiunile introduse de regimul de supramodulație în sine (rezultat original);
  - 2.5. eliminarea pulsurilor scurte introduce distorsiuni semnificative, chiar și în regim de modulație “normală” (cu  $m_a < 1$ ), pentru valori apropiate de 1 ale  $m_a$ ; în consecință, trebuie evitată utilizarea unor valori  $m_a$  apropiate de 1 pentru intervale lungi de timp; s-a



determinat o formulă pentru valoarea de prag a lui  $m_a$  de la care apar distorsiunile (rezultat original);

- 2.6. pentru unele semnale modulatorie nesinusoidale, eliminarea pulsurilor scurte introduce distorsiuni armonice la orice valoare a lui  $m_a$ ; dacă distorsiunile reprezintă un criteriu de optimizare esențial, aceste semnale modulatorie trebuie evitate (rezultat original).

## Capitolul 6 - Modulația vectorului spațial

În acest capitol se va analiza metoda de modulație PWM denumită "modulația vectorului spațial" ("Space Vector Modulation" - SVM). După o prezentare sistematică a metodei, cu diversele ei variante, se va demonstra echivalența între SVM și modulația PWM cu eșantionare uniformă.

### 6.1 Prezentarea modulației vectorului spațial

Modulația vectorului spațial (SVM) este descrisă în numeroase lucrări de specialitate, cu diverse variante și, uneori, sub denumiri diferite [Poll86] [HLL87] [MOH87] [BSV88] [FIH90] [BH90] [HB92] [Blas97] [CKS98] [HKL98]. În cele ce urmează se va prezenta o descriere unificatoare, bazată în special pe [BSV88] și [FIH90], care permite obținerea majorității variantelor SVM menționate în literatură.

#### 6.1.1 Principiu

##### 6.1.1.1 Pozițiile vectorului spațial al tensiunilor de ieșire

Pentru invertorul trifazat în punte având schema din Fig. 1.1, vectorul spațial al tensiunilor de ieșire se definește conform (A1.3):

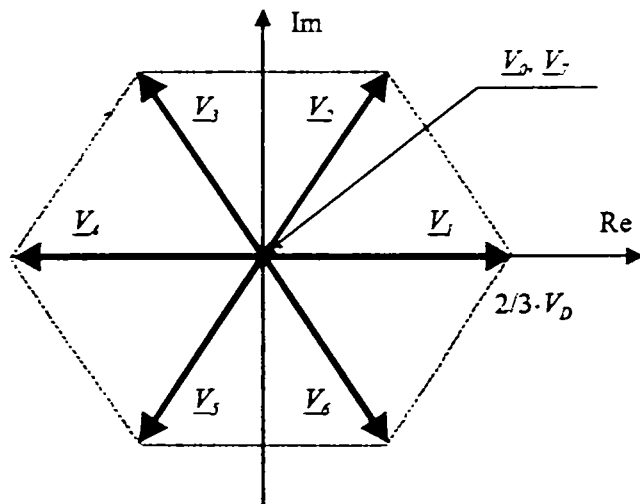


Fig. 6.1 - Pozițiile fixe ale vectorului spațial al tensiunilor de ieșire

$$\underline{v} = \frac{2}{3} (v_{A0} + \underline{a} \cdot v_{B0} + \underline{a}^2 \cdot v_{C0}), \quad (6.1)$$

unde s-a folosit notația:

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (6.2)$$

Deoarece pentru tensiunea de ieșire a fiecărei faze a invertorului există doar două valori posibile ( $\pm V_D/2$ ), cele 3 tensiuni de ieșire pot forma 8 combinații, definind astfel 8 stări posibile ale invertorului, notate 0 ... 7. Fiecărei stări îi corespunde o poziție fixă a vectorului spațial  $\underline{v}$ , cele 8 poziții, notate  $\underline{V}_0 \dots \underline{V}_7$ , fiind reprezentate în Fig. 6.1.

Correspondența între valorile semnalelor de comandă ale celor trei faze și poziția vectorului spațial este descrisă în tabelul următor [BSV88].

PWM_A	PWM_B	PWM_C	$\underline{v}$
L	L	L	$\underline{V}_0$
H	L	L	$\underline{V}_1$
H	H	L	$\underline{V}_2$
L	H	L	$\underline{V}_3$
L	H	H	$\underline{V}_4$
L	L	H	$\underline{V}_5$
H	L	H	$\underline{V}_6$
H	H	H	$\underline{V}_7$

În stările 0 și 7 vectorul spațial  $\underline{v}$  se anulează, deoarece cele trei tensiuni de ieșire sunt egale. În consecință, cele două stări au efecte identice asupra sarcinii, putând fi substituite una alteia, în cadrul algoritmului de modulație.

**6.1.1.2 Aproximarea traiectoriei ideale a vectorului spațial al curenților de fază**

În cazul ideal, motoarele trifazate se alimentează cu un sistem sinusoidal simetric de tensiuni, care produc sisteme sinusoidale simetrice de curenți de fază. Fie  $\underline{v}^*$  vectorul spațial al unui astfel de sistem de tensiuni și  $\underline{i}_f^*$  vectorul spațial al curenților de fază corespunzători (în cele ce urmează, exponentul "\*" va indica o mărime ideală sau prescrisă). Conform celor arătate în Anexa 1, traiectoriile vectorilor spațiali  $\underline{v}^*$  și  $\underline{i}_f^*$  sunt circulare.

La proiectarea modulatorilor PWM, principalul criteriu de optimizare constă în reducerea distorsiunilor armonice ale curenților de fază. Acest criteriu echivalează cu obținerea unei traiectorii a vectorului spațial al curenților de fază,  $\underline{i}_f$ , cât mai apropiată de forma circulară.

Dacă circuitul echivalent al unei faze a motorului în conexiune Y se modelează printr-o inductanță echivalentă  $L_{ech}$ , atunci vectorul spațial al curenților de fază se poate calcula prin integrarea vectorului spațial al tensiunilor de ieșire, conform formulei [BSV88]:

$$\underline{i}_f = \frac{2}{3} \frac{1}{L_{ech}} \int \underline{v} \cdot dt. \tag{6.3}$$

Deoarece vectorul spațial  $\underline{v}$  poate avea doar 6 valori nenule ( $\underline{V}_1 \dots \underline{V}_6$ ), extremitatea vectorului spațial  $\underline{i}_f$  se poate deplasa doar după 6 direcții fixe, paralele cu  $\underline{V}_1 \dots \underline{V}_6$  (mai exact, 3 direcții și câte 2 sensuri pentru fiecare direcție).

În aceste condiții, traiectoria circulară a vectorului spațial  $\underline{i}_f^*$ , corespunzător cazului ideal, se poate aproxima printr-o linie frântă, formată din segmente paralele direcțiile fixe, ca în exemplul din Fig. 6.2. Fiecare segment corespunde unei stări a invertorului, lungimea sa fiind proporțională cu durata stării respective. Stările nule cauzează staționarea vectorului spațial  $\underline{i}_f$ .

Se definește un *indice de performanță*, reprezentând eroarea medie pătratică a vectorului spațial al curenților de fază [FIH90]:

$$J = \int_0^{T_m} \left| \underline{i}_f^* - \underline{i}_f \right|^2 dt, \tag{6.4}$$

unde  $T_m = 2\pi / \omega_m$  este perioada semnalului modulator. În [FIH90] se demonstrează egalitatea:

$$\frac{1}{2\pi} J = \left( \frac{V_m^*}{\omega_m} - \frac{V_m^{(1)}}{\omega_m} \right)^2 + \sum_{k=2}^{\infty} \left( \frac{V_m^{(k)}}{k \cdot \omega_m} \right)^2. \tag{6.5}$$

cu următoarele notații:

$V_m^{(k)}$  - amplitudinea armonicii de ordin  $k$  a unei tensiunii de ieșire a invertorului;

$V_m^*$  - amplitudinea unei tensiune de ieșire aparținând sistemului sinusoidal simetric care ar produce vectorul spațial de referință  $\underline{i}_f^*$ .

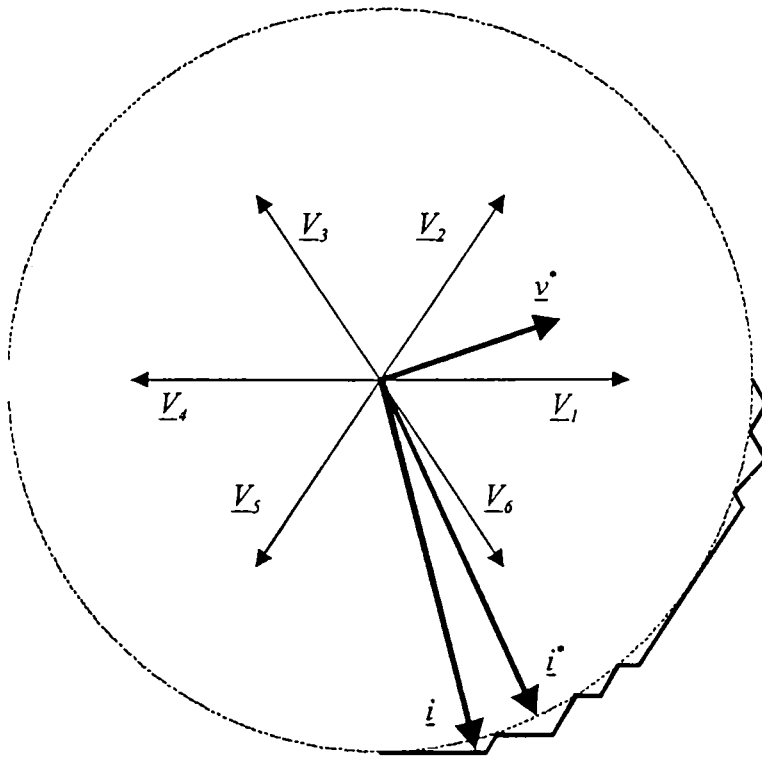


Fig. 6.2 - Aproximarea traiectoriei ideale a curenților de fază (exemplu)

reguli, care vor permite apoi deducerea diverselor variante ale SVM [BSV88] [FIH90].

### 6.1.2 Criterii de optimizare

Pentru deducerea diverselor variante ale SVM se pornește de la următoarele criterii de optimizare:

1. *minimizarea indicelui de performanță  $J$*  definit prin (6.4); conform demonstrației de mai sus, acest criteriu asigură minimizarea pierderilor de putere în motor, prin minimizarea distorsiunilor armonice ale tensiunilor de ieșire; acest criteriu va fi considerat prioritar;
2. *reducerea puterii disipate în inverter*, prin reducerea numărului de comutații ale dispozitivelor de putere pe durata unei perioade modulatorie; acesta va fi criteriul de optimizare secundar.

### 6.1.3 Reguli de generare

În continuare se va introduce un set de reguli care stau la baza generării SVM, reguli bazate pe principiul de aproximare și pe criteriile de optimizare expuse anterior.

1. reguli pentru aproximarea cu eroare controlabilă și abateri minime a traiectoriei circulare (echivalentă cu minimizarea indicelui de performanță  $J$ ):
  - 1.1. se adoptă o *perioadă de modulație* constantă, notată cu  $T$  (a nu se confunda cu perioada modulatorie  $T_m$  de la modulația PWM cu eșantionare; mai mult, se va demonstra că  $T$  este echivalentă cu perioada purtătoare  $T_c$  a modulației PWM cu eșantionare uniformă)
  - 1.2. se impune ca la sfârșitul fiecărei perioade  $T$  abaterea vectorului spațial  $\underline{i}$  de la traiectoria circulară dorită,  $\underline{i}^*$ , să fie nulă;
  - 1.3. cele două stări nenule alese pentru fiecare perioadă  $T$  (vezi punctul 2.1. mai jos) trebuie să corespundă celor două direcții fixe care sunt *adiacente* vectorului spațial  $\underline{v}^*$ ; deoarece  $\underline{v}^*$  și  $\underline{i}^*$  sunt perpendiculari, rezultă că aceste direcții vor fi cele mai apropiate de tangenta

Primul termen al formulei de mai sus reprezintă “eroarea de amplitudine” a fundamentalei tensiunii generate prin SVM; efectul acestei erori fiind mai puțin important, termenul respectiv se va neglija, rezultând formula:

$$J_H = \frac{1}{2\pi} \sum_{k=2}^{\infty} \left( \frac{V_m^{(k)}}{k \cdot f_m} \right)^2, \quad (6.6)$$

unde cu  $J_H$  s-a notat *indicele de performanță referitor la distorsiunile armonice*.

**Observație:** Acest indice de performanță este proporțional cu factorul de distorsiuni armonice care indică pierderile de putere în înfășurările motorului [ME83].

Există diverse posibilități de realizare a aproximării descrise anterior. În secțiunile următoare se vor formula două criterii de optimizare, din care va rezulta un set de

la traiectoria circulară, deci vor realiza aproximarea optimă (cu abateri minime); de exemplu, în situația din Fig. 6.2 se utilizează pentru perioada corespunzătoare poziției reprezentate a lui  $\underline{i}^*$  vectorii  $\underline{V}_1$  și  $\underline{V}_2$ ;

2. reguli pentru minimizarea numărului de comutații ale dispozitivelor de putere:
  - 2.1. în fiecare perioadă  $T$  se utilizează *numărul minim de stări nenule*, care este 2;
  - 2.2. deoarece suma duratelor celor două stări nenule este, de regulă, mai mică decât perioada  $T$  (aspect detaliat ulterior), pentru completarea perioadei  $T$  este necesară utilizarea stărilor nule 0 și 7; după cum s-a arătat anterior, aceste stări pot fi substituite una alteia; în scopul minimizării numărului de comutări ale brațelor inverterului într-o perioadă  $T$ , stările nule se utilizează doar în unul din următoarele moduri:
    - o singură stare nulă, plasată la începutul sau la sfârșitul perioadei;
    - două stări nule identice, distribuite la sfârșitul unei perioadei și la începutul perioadei următoare; în acest mod, între perioadele succesive nu au loc comutări;
  - 2.3. tranziția între oricare două stări care se succed trebuie realizată prin *comutarea unui singur braț al inverterului*; această condiție este satisfăcută de stările nenule adiacente alese conform punctului 1.3 mai sus; stările nule inserate trebuie și ele alese astfel încât să respecte această regulă (de exemplu,  $\underline{V}_1$  se va comuta numai cu  $\underline{V}_0$ , iar  $\underline{V}_2$ , numai cu  $\underline{V}_7$ ; de asemenea, nu se vor comuta între ele stările  $\underline{V}_0$  și  $\underline{V}_7$ );

Pe baza regulilor de mai sus se vor deduce în secțiunile următoare secvențele de comutare posibile și duratele stărilor.

### 6.1.4 Secvențele de comutare a stărilor

Există mai multe secvențe de comutare a stărilor care satisfac regulile de mai sus, obținute pentru diverse moduri de utilizare a stărilor nule.

#### 6.1.4.1 utilizarea ambelor stări nule

În această variantă, cele două stări nule se includ alternativ, între grupuri de câte 2 stări nenule. Adiacent fiecărei stări nule, se plasează acea stare nenulă care poate fi obținută prin comutarea unui singur braț de punte. De exemplu, pentru vectori spațiali  $\underline{v}^*$  situați între  $\underline{V}_1$  și  $\underline{V}_2$ , când se utilizează stările nenule 1 și 2, secvența stărilor este:

... 0 - 1 - 2 - 7 - 2 - 1 - 0 ...

Există două posibilități de distribuire a stărilor nule în cadrul unei perioade  $T$ , posibilități analizate în continuare.

##### 6.1.4.1.1 SVM-1.1: utilizarea ambelor stări nule, în fiecare perioadă

În această variantă, cele două stări nule se includ în fiecare perioadă, la început și la sfârșit. Conform regulii 2.2, starea finală a unei perioade coincide întotdeauna cu starea inițială a perioadei următoare. Durata totală a stărilor nule  $T_N$ , dată de (6.13), poate fi distribuită arbitrar între stările nule de la începutul și sfârșitul perioadei. Alocând durate egale, se obțin formele de undă din Fig. 6.4.

Observație: Deoarece sinteza cu ajutorul stărilor 1 și 2 este posibilă numai pentru vectori spațiali  $\underline{v}^*$  situați între  $\underline{V}_1$  și  $\underline{V}_2$ , rezultă că formele de undă de mai sus sunt valabile numai pentru  $0 \leq \omega t < \pi/6$ . Pentru celelalte 6 sectoare ale planului complex formele de undă se deduc similar, utilizând alte două stări

nenule. Această observație este valabilă pentru toate exemplele care urmează, bazate pe utilizarea stărilor nenule 1 și 2.

6.1.4.1.2 SVM-1.2: utilizarea ambelor stări nule, câte una în fiecare perioadă, alternativ

În această variantă, stările nule se includ fie la începutul, fie la sfârșitul perioadei, utilizându-se stări nule diferite în perioade succesive. De exemplu, prin includerea stărilor nule la sfârșitul perioadei se obțin formele de undă din Fig. 6.3.

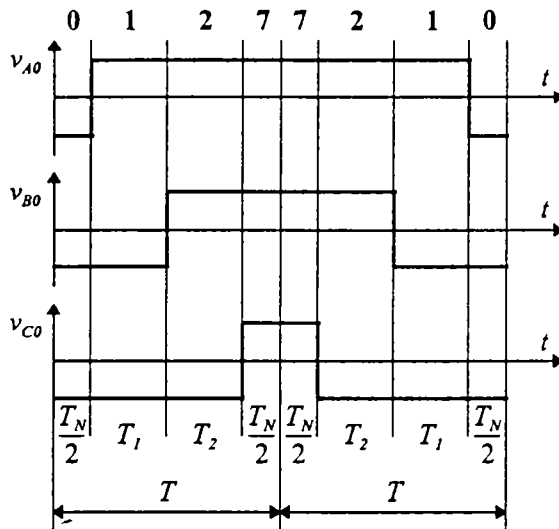


Fig. 6.4 - Utilizarea ambelor stări nule, cu durate egale

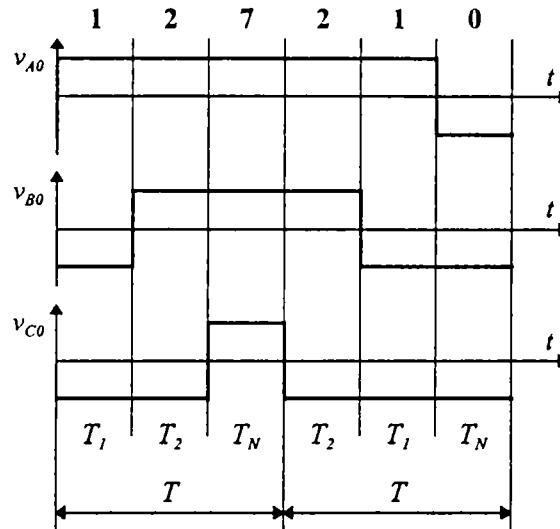


Fig. 6.3 - Utilizarea ambelor stări nule, câte una în fiecare perioadă, la sfârșit

Observație: Prin includerea stărilor nule la începutul sau la sfârșitul perioadei se generează forme de undă identice, cele două alternative fiind deci echivalente.

6.1.4.2 utilizarea unei singure stări nule

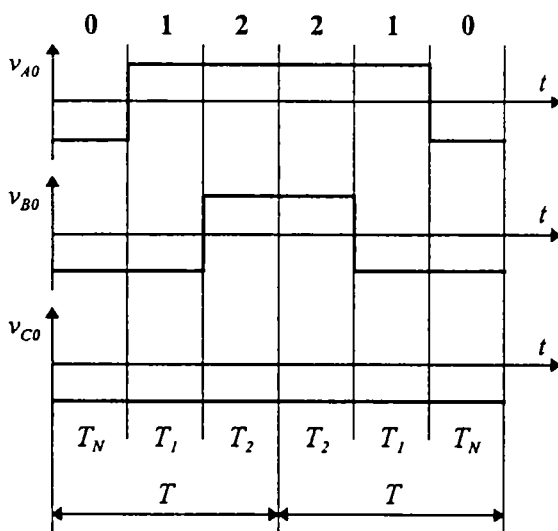


Fig. 9.5 - Utilizarea unei singure stări nule

Metoda de reducere a numărului de comutații ale dispozitivelor de putere descrisă pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă în secțiunea 4.3 presupune menținerea fiecărui braț de punte în aceeași stare (necomutat) timp de 1/3 sau 1/6 din fiecare perioadă a semnalului modulator. Se obține astfel reducerea puterii disipate pe dispozitivele din inverter, fără a crește distorsiunile armonice ale tensiunilor generate.

Pentru a aplica metoda de mai sus la SVM, se impune utilizarea unei stări nule unice, în toate perioadele  $T$  din intervalul de timp în care un braț rămâne necomutat [HB92]. Aceasta se poate realiza, de exemplu, alegând următoarea distribuție a stărilor în două perioade consecutive:

$$\dots / 0 - 1 - 2 / 2 - 1 - 0 / \dots$$

Pentru secvența de mai sus, formele de undă ale tensiunilor de ieșire ale inverterului sunt prezentate în Fig. 9.5.



Se observă că pentru fiecare puls din tensiunile de linie sunt necesare numai 2 comutări ale brațelor inverterului, în timp ce pentru variantele anterioare sunt necesare 3 comutări. În consecință, ultima variantă (în abordarea corectă descrisă mai sus) realizează reducerea puterii disipate în inverter, fără creșterea distorsiunilor armonice (în condiții de implementare ideale).

Într-o altă variantă de utilizare a unei singure stări nule, în locul stării 0 se poate utiliza starea 7, rezultând secvența:

$$\dots / 1 - 2 - 7 / 7 - 2 - 1 / \dots$$

O altă variantă, prezentată în [FIH90], presupune utilizarea secvenței:

$$\dots / 7 - 1 - 2 - 7 / 7 - 1 - 2 - 7 / \dots$$

Se observă însă că secvența de mai sus nu respectă regula 2.3 din secțiunea 6.1.3, deoarece trecerea din starea 7 în starea 1 presupune comutarea a 2 brațe ale inverterului.

Deoarece, așa cum s-a arătat în secțiunea 6.1.1.1, cele două stări nule au efecte identice asupra vectorului spațial al curenților de fază, starea nulă utilizată în secvențele de mai sus poate fi diferită în diferite intervale de fază. Variantele descrise în literatura de specialitate presupun schimbarea stării nule la valori ale unghiului de fază al vectorului  $\underline{y}$  egale cu  $k \cdot \pi/3$ , unde  $k = 0 \dots 5$ , respectiv cu  $\pi/6 + k \cdot \pi/3$ , unde  $k = 0 \dots 5$ .

În concluzie, variantele SVM cu utilizarea unei singure stări nule (într-un interval de fază) sunt prezentate sintetic în tabelul următor, ale cărui coloane acoperă un unghi de fază total de  $2\pi$ , partajat în intervale de lățime  $\pi/3$ .

SVM-2.1	0						
SVM-2.2	7						
SVM-2.3	0	7	0	7	0	7	0
SVM-2.4	7	0	7	0	7	0	7
SVM-2.5	0	7	0	7	0	7	
SVM-2.6	7	0	7	0	7	0	

### 6.1.5 Duratele stărilor

Regula 1.2 din secțiunea 6.1.3 impune ca la sfârșitul fiecărei perioade  $T$  să fie satisfăcută egalitatea:

$$\underline{i} = \underline{i}^* \tag{6.7}$$

cu notațiile:

- $\underline{i}$  - vectorul spațial al curenților de fază obținuți prin SVM;
- $\underline{i}^*$  - vectorul spațial al curenților de fază ideali.

Aplicând formula (6.3) pentru  $\underline{i}$  și  $\underline{i}^*$  se obține egalitatea:

$$\int_0^T \underline{y}^* \cdot dt = \int_0^T \underline{y} \cdot dt \tag{6.8}$$

cu notațiile:

$\underline{v}$  - vectorul spațial al tensiunilor de ieșire generate prin SVM;

$\underline{v}^*$  - vectorul spațial al sistemului simetric de tensiuni sinusoidale care ar produce  $\underline{i}^*$ .

În condiții de comutare ideală, când  $\underline{v}$  este constant pe durata unei perioade  $T$ , se obține, pentru exemplul anterior cu stările 1 și 2, ecuația [BSV88]:

$$\underline{v}^* \cdot T = \underline{V}_1 \cdot T_1 + \underline{V}_2 \cdot T_2. \quad (6.9)$$

Vectorul spațial  $\underline{v}^*$  se poate exprima în funcție de mărimile de intrare ale modulatorului PWM (valorile prescrise pentru pulsația  $\omega^*$  și amplitudinea  $V_m^*$  ale sistemului armonic fundamental al tensiunilor de ieșire), conform formulei:

$$\underline{v}^* = V_m^* \cdot e^{j\omega^* t}. \quad (6.10)$$

Pe baza celor două ecuații anterioare și considerând proiecțiile pe axele reală și imaginară, se obține sistemul de ecuații [BSV88]:

$$\begin{aligned} V_m^* \cdot \cos(\omega^* t) \cdot T &= \frac{2}{3} V_D \cdot T_1 + \frac{2}{3} V_D \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot T_2 \\ V_m^* \cdot \sin(\omega^* t) \cdot T &= 0 \cdot T_1 + \frac{2}{3} V_D \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot T_2 \end{aligned} \quad (6.11)$$

Observație: În [BSV88], de unde a fost preluată ideea acestei demonstrații, nu se fac precizări privind valoarea timpului  $t$  din ecuațiile de mai sus. O alegere corectă ar fi ca  $t$  să reprezinte momentul începerii perioadei  $T$  sau, eventual, mijlocul acestei perioade.

*Duratele stărilor nenule* se obțin ca soluții ale sistemului de ecuații de mai sus:

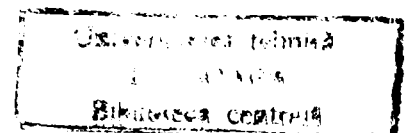
$$\begin{aligned} T_1 &= T \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{V_m^*}{V_D} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega^* t\right) \\ T_2 &= T \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{V_m^*}{V_D} \cdot \sin(\omega^* t) \end{aligned} \quad (6.12)$$

Pentru *durata totală a stărilor nule* rezultă valoarea:

$$T_N = T - T_1 - T_2, \quad (6.13)$$

care poate fi alocată unui singur interval de timp sau poate fi distribuită între două intervale, conform secvențelor de comutare a stărilor deduse în secțiunea anterioară.

Observație: Deoarece sinteza cu ajutorul stărilor 1 și 2 este posibilă numai pentru vectori spațiali  $\underline{v}^*$  situați între  $\underline{V}_1$  și  $\underline{V}_2$ , rezultă că formula (6.9) și calculele ulterioare sunt valabile numai pentru  $0 \leq \omega t < \pi/6$ . Pentru celelalte 6 sectoare ale planului complex, calculele se realizează similar, utilizând alte două stări nenule.



### 6.1.6 Variantele SVM

Prin utilizarea formulelor de mai sus și a secvențelor de comutare a stărilor introduse în secțiunea 6.1.4 se obțin majoritatea variantelor SVM descrise în literatură, după cum urmează:

- considerând secvența SVM-1.1 și alocând timpi egali stărilor nule de la începutul și sfârșitul perioadei, se obține varianta “originală” a SMV, descrisă în [MOH87] (unde e prezentată drept o metodă nouă, denumită “zero vector splitting”), [BSV88], [BH90], [HB92] (unde este denumită “SVM optimizată pentru pierderi în motor”) și [Blas97];
- secvența SVM-1.2 conduce la varianta descrisă în [Poll86] și [HLL87];
- secvențele SVM-2.2 și SVM-2.4 permit obținerea variantelor prezentate în [HB92] (unde sunt denumite “SVM optimizată pentru pierderi în inverter”);
- secvențele SVM-2.1 ... SVM-2.6 sunt de asemenea descrise în [Blas97] și [CKS98], iar SVM-2.3, SVM-2.4 și SVM-2.6, în [HKL98];
- așa cum s-a arătat în secțiunea 6.1.4.2, varianta din [FIH90] se poate obține similar cu SVM-2.1, dar nu satisface criteriul de optimizare relativ la minimizarea numărului de comutații ale dispozitivelor de putere din inverter.

În literatura consultată au fost întâlnite și câteva variante care nu pot fi obținute în modul descris anterior:

- în [LC94] se propune utilizarea altor stări, în afara celor corespunzătoare direcțiilor adiacente (vezi secțiunea 6.1.3), în scopul evitării generării unor pulsuri prea scurte (care ar trebui eliminate, ceea ce ar conduce la distorsiuni suplimentare);
- metoda prezentată în [HB92] și denumită “SVM hexagonal-trapezoidal” presupune utilizarea unei traiectorii de referință hexagonale, permițând astfel simplificarea implementării, dar conducând la distorsiuni armonice mari ale tensiunilor de ieșire;
- o variantă a metodei anterioare, denumită “SVM circular” [HB92], presupune modificarea continuă a “razei” traiectoriei de referință hexagonale în funcție de faza vectorului spațial al tensiunilor de ieșire, astfel încât să se obțină de fapt o traiectorie aproximativ circulară pentru acest vector spațial; avantajul revendicat pentru această metodă, și anume reducerea timpului de calcul comparativ cu modulația PWM cu eșantionare naturală, nu este însă clar demonstrat, deoarece cele două implementări comparate în [HB92] presupun calcularea “on-line” a duratelor de conducție, fiind deci extrem de ineficiente.

### 6.1.7 Regimul de supramodulație

Pentru toate variantele SVM descrise anterior, din condiția de realizabilitate a pulsurilor  $T_0 \geq 0$  și ținând cont de (6.10), rezultă limitarea:

$$V_m \leq \frac{V_D}{\sqrt{3}}, \quad (6.14)$$

din care se poate deduce valoarea *factorului de utilizare a tensiunii de alimentare a inverterului*, definit prin (4.1):

$$k_{UV} = \frac{V_{ABm}^{(1)}}{V_D} = \frac{\sqrt{3}V_m}{V_D} = 1. \quad (6.15)$$

În [HLK93] se propune o metodă pentru implementarea, în cadrul SVM, a *regimului de supramodulație*, care permite obținerea unor valori mai mari ale  $k_{UV}$ , cu prețul creșterii distorsiunilor armonice. Pentru aceasta se utilizează, pe lângă un bloc modulator SVM care implementează algoritmul descris anterior, un “preprocesor”. Acesta primește la intrare vectorul spațial de referință definit prin (6.10) și îi modifică amplitudinea și faza, generând la ieșire un alt vector spațial, utilizat apoi ca mărime de referință de către

modulatorul SVM. Modificările de amplitudine și fază din preprocesor se realizează conform unor caracteristici neliniare, date de formule relativ complicate. O variantă îmbunătățită a metodei de mai sus, folosind caracteristici neliniare diferite, este propusă în [LL97].

În concluzie, implementarea metodei de mai sus este mai complicată, comparativ cu supramodulația prin creșterea amplitudinii semnalului purtător, folosită la modulația PWM cu eșantionare uniformă.

## 6.2 Echivalența între modulația vectorului spațial și modulația PWM cu eșantionare uniformă

În această secțiune se va demonstra echivalența între SVM și modulația PWM cu eșantionare uniformă și semnal modulator format din segmente de sinusoidă, descrisă în capitolul 4. Demonstrarea acestei echivalențe reprezintă o contribuție originală a autorului, fiind expusă pentru prima dată în [Neag96]. Ideea echivalenței apare și în unele articole din literatură, publicate ulterior: [HKL98], [CKS98], [Blas97].

Prezentarea care urmează se bazează pe cea din [Neag96], la care s-a adăugat unele elemente din [Blas97] și [CKS98], în scopul acoperirii mai multor variante ale SVM.

Echivalența menționată anterior se fundamentează pe următoarele argumente, detaliate în secțiunile următoare:

1. ambele abordări se bazează pe aceleași *principii*;
2. *formele de undă* ale tensiunilor de ieșire ale inverterului generate de diversele variante ale SVM pot fi de asemenea obținute prin modulație PWM cu eșantionare uniformă, pentru anumite forme de undă ale semnalelor modulatorie;
3. SVM are, de regulă, *implementări* identice cu cele ale modulației PWM cu eșantionare uniformă.

### 6.2.1 Echivalența principiilor

Definirea metodelor de modulație PWM presupune următoarele opțiuni de principiu:

- alegerea *perioadei de modulație*;
- alegerea *secvenței comutării fazelor*;
- alegerea formulelor de calcul pentru *duratele pulsurilor*.

Aceste opțiuni vor fi analizate în detaliu în secțiunile următoare.

#### 6.2.1.1 Perioada de modulație

Ambele metode utilizează o *perioadă de modulație constantă*:

- SVM utilizează perioada de modulație  $T$  constantă, stabilită prin regula 1.1 din secțiunea 6.1.3;
- modulația PWM cu eșantionare uniformă utilizează o perioadă purtătoare  $T_c$ , care este constantă în majoritatea cazurilor.

#### 6.2.1.2 Secvența comutării fazelor

Criteriul de minimizare a puterii disipate în inverter, concretizat în regulile 2.2 ... 2.3 din secțiunea 6.1.3, conduce la 3 variante de bază ale modulației SVM, caracterizate prin formele de undă din Fig. 6.4, Fig. 6.5 și Fig. 6.6. *Secvențele de comutare a fazelor* din aceste figuri sunt *similare cu cele corespunzătoare modulației PWM cu eșantionare uniformă cu ambele fronturi modulate și pulsuri asimetrice (DE-A)*, introdusă în secțiunea 2.2.1 și ilustrată prin graficul din partea dreaptă a Fig. 2.2. Similaritatea

menționată anterior se referă la faptul că ambele seturi de forme de undă respectă următoarea regulă: “dacă faza  $x$  are o tranziție (de același sens) înaintea fazei  $y$ , atunci faza  $y$  va avea tranziția inversă următoare înaintea fazei  $x$ ”.

Trebuie remarcat că și în cazul modulației PWM cu eșantionare uniformă secvențele de comutare a fazelor sunt deduse pe baza *aceluiași criteriu de optimizare*, legat de minimizarea puterii disipate în inverter, criteriu exprimat prin “regula de consistență a polarității pulsurilor” [ZAN75], care cere ca pulsurile din tensiunile de linie să aibă o polaritate unică în fiecare semiperioadă a fundamentalei.

### 6.2.1.3 Duratele pulsurilor

În cazul modulației SVM, criteriul de optimizare care vizează minimizarea abaterii vectorului spațial al curenților de fază de la traiectoria circulară ideală, concretizat în regulile 1.2 și 1.3 din secțiunea 6.1.3, conduce la formula (6.9), care este apoi utilizată pentru deducerea duratelor pulsurilor, conform (6.12). Se observă că, deși utilizat pentru exprimarea criteriului de optimizare, vectorul spațial al curenților de fază nu este folosit direct în formulele de calcul pentru duratele pulsurilor. Mai mult, deducerea formulei (6.8) din (6.7) se bazează pe (6.3), care nu este valabilă decât pentru sarcini pur inductive.

În consecință, se poate afirma că (6.9) exprimă mai degrabă o condiție de aproximare a vectorului spațial al tensiunilor prescrise, dat de (6.10). În consecință, regula 1.2 care stă la baza calculării duratelor pulsurilor poate primi următoarea formulare echivalentă:

1.2' Duratele pulsurilor se aleg astfel încât valoarea medie pe o perioadă  $T$  a vectorului spațial  $\underline{v}$  al tensiunilor de ieșire ale inverterului să fie egală cu valoarea vectorului spațial al sistemului sinusoidal simetric de referință,  $\underline{v}^*$ , la începutul perioadei respective [HLL87].

Regula de mai sus conduce la formula:

$$\underline{v}^* = \frac{V_1 \cdot T_1 + V_2 \cdot T_2}{T}, \quad (6.16)$$

evident echivalentă cu (6.9); în consecință, și soluțiile (6.12) vor fi identice.

Se observă că regula echivalentă de mai sus nu este altceva decât o *formulare alternativă*, utilizând vectorii spațiali, a *principiului modulației PWM cu eșantionare uniformă*, prezentat în secțiunea 2.1. În această formulare echivalentă, în locul semnalelor modulatorie care formează un sistem sinusoidal simetric se utilizează vectorul spațial de referință,  $\underline{v}^*$ , iar în locul valorilor medii pe puls ale tensiunilor de ieșire se utilizează valoarea medie pe puls a vectorului spațial al acestor tensiuni,  $\underline{v}$ .

## **6.2.2 Echivalența formelor de undă generate**

Formele de undă ale tensiunilor de ieșire ale inverterului sunt caracterizate prin secvența de comutare a fazelor și prin valorile medii pe perioadă de comutație. Deoarece identitatea secvențelor de comutare a fazelor a fost demonstrată anterior, în cele ce urmează se vor analiza valorile medii pe perioadă de comutație; în acest scop, se va calcula forma de variație în timp a acestor valori medii, pentru variantele SVM introduse anterior.

### 6.2.2.1 SVM-1.1

Pentru varianta SVM-1.1 se demonstrează [BSV88] că valorile medii pe perioadă de comutație ale unei tensiuni de ieșire sunt date de formula:

$$\tilde{v}_{A0}[k] = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} V_m^* \sin\left(k\omega^* T + \frac{\pi}{3}\right); & k\omega^* T \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{3}{2} V_m^* \sin\left(k\omega^* T - \frac{\pi}{6}\right); & k\omega^* T \in \left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (6.17)$$

unde  $k$  este ordinul perioadei de comutație. Pentru celelalte intervale din domeniul  $[0, 2\pi]$ , valorile medii pe perioadă pot fi calculate cu ajutorul relațiilor de simetrie:

$$\tilde{v}_{A0}[k] = \tilde{v}_{A0}[-k] = -\tilde{v}_{A0}\left[k - \frac{\pi}{\omega^* T}\right], \quad (6.18)$$

Valori medii de mai sus pot fi de asemenea generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă, folosind semnalul modulator format din segmente de sinusoidă descris de formula (4.2) și reprezentat în Fig. 4.1; această generare se face conform formulei:

$$\tilde{v}_{A0}[k] = \frac{V_D}{2} \cdot v_m[k\omega^* T], \quad (6.19)$$

derivate din (2.3), unde se înlocuiește eșantionul sinusoidei cu eșantionul semnalului modulator  $v_m[k\omega^* T]$  și se consideră pentru  $m_a$  valoarea:

$$m_a = \frac{V_m^*}{V_D/\sqrt{3}} \in [0,1]. \quad (6.20)$$

În concluzie, varianta SVM-1.1 generează *aceleași forme de undă ca și modulația PWM cu eșantionare uniformă și semnalul modulator din Fig. 4.1.*

#### 6.2.2.2 SVM-1.2

Pentru această variantă nu se poate deduce o echivalență bazată pe valoarea medie pe puls, deoarece stările nule se distribuie în mod diferit în perioade de modulație adiacente.

#### 6.2.2.3 SVM-2.1 ... SVM-2.6

Pentru aceste variante, calcule similare celor din secțiunea 6.2.2.1 demonstrează că se obțin *aceleași valori medii pe puls ca și în cazul modulației PWM cu eșantionare uniformă și semnalele modulatorie introduse în secțiunea 4.3.* Echivalența detaliată este prezentată în tabelul următor [Bla97] [CK98].



varianta SVM	varianta semnalului modulator (cu notațiile din secțiunea 4.3)	forma de undă a semnalului modulator
SVM-2.1	varianta 5	Fig. 4.6
SVM-2.2	asemănător cu varianta 5, dar cu semnal modulator simetric fază de axa absciselor	-
SVM-2.3	varianta 2	Fig. 4.3
SVM-2.4	varianta 1	Fig. 4.2
SVM-2.5	varianta 4	Fig. 4.5
SVM-2.6	varianta 3	Fig. 4.4

### 6.2.3 Echivalența implementărilor

Majoritatea implementărilor SVM descrise în literatura de specialitate se bazează pe memorarea unei serii de eșantioane, deci nu diferă principial de implementările specifice modulației PWM cu eșantionare uniformă.

De exemplu, în implementarea din [BSV88] se memorează eșantioane din două segmente semnificative ale “forme de undă de referință” descrise de (6.17). Calcularea duratelor pulsurilor se face prin program, pe baza eșantioanelor, “în coordonatele vectorilor spațiali” (exprimarea autorilor). În realitate, se folosesc coordonate polare (amplitudine-fază) ale acestor vectori, echivalente cu coordonatele amplitudine-fază (sau amplitudine-timp) utilizate în modulația PWM cu eșantionare uniformă. În continuare, generarea duratelor pulsurilor se face cu ajutorul a 3 numărătoare, câte unul pentru fiecare fază, autorii specificând opțiunea lor de a implementa această etapă a procesului de modulație “în sistem trifazat”, și nu “în sistemul vectorilor spațiali”.

Varianta de implementare descrisă în [MOH87] se bazează, de asemenea, pe memorarea eșantioanelor unei forme de undă de referință, ca și în exemplul anterior.

În implementarea din [FIH90] se utilizează 3 coeficienți pe baza cărora se calculează duratele pulsurilor. Eșantioane ale acestor coeficienți se calculează “off-line”, pe baza principiului SVM, și se stochează într-o memorie ROM. Calcularea duratelor stărilor pe baza acestor coeficienți, proces repetat în fiecare perioadă de modulație, este echivalentă cu calcularea duratelor pulsurilor pe baza eșantioanelor semnalelor modulator, în modulația PWM cu eșantionare uniformă.

Varianta de implementare descrisă în [HLL87] este singura care folosește în mod efectiv vectorii spațiali în procesul de modulație. Astfel, o memorie ROM conține secvențe binare, reprezentând eșantioane ale semnalelor logice de comandă pentru cele trei faze ale a invertoarelor. Aceste secvențe sunt calculate “off-line”, pe baza principiului SVM, și memorate; se memorează mai multe secvențe diferite, pentru diferite valori ale amplitudinii  $V_m^*$  a vectorului spațial al tensiunilor de referință. Această implementare este puțin performantă, din cauza erorilor de cuantizare pentru intervalele de timp (datorate memorării eșantioanelor semnalelor de comandă, nu a duratelor pulsurilor) și a erorilor de cuantizare pentru amplitudinea  $V_m^*$  (datorate memorării unui număr finit de secvențe, corespunzătoare unor valori discrete ale  $V_m^*$ ); de exemplu, în varianta descrisă în [HLL87] cuanta de timp pentru durata pulsurilor reprezintă 1/32 dintr-o perioadă de modulație, ceea ce este insuficient; reducerea erorilor de cuantizare ar impune creșterea volumului de memorie utilizat. În consecință, varianta de implementare descrisă este puțin performantă, nefiind deci semnificativă în contextul prezentei analize.

În concluzie, majoritatea implementărilor SVM analizate nu diferă principial de implementările specifice modulației PWM cu eșantionare uniformă, presupunând memorarea unor eșantioane pe baza cărora se calculează duratele stărilor. Vectorii spațiali nu sunt utilizați direct în aceste variante de implementare a SVM.

#### 6.2.4 Concluzie

Datorită echivalențelor demonstrate anterior, SVM nu ar trebui considerată, în opinia autorului, o metodă de modulație distinctă, ci doar o *metodă alternativă de sinteză și analiză a modulației PWM trifazate*. Această idee apare, de altfel, în [TL94], [HB92] și [BH90], dar fără o justificare detaliată.

Observație: Eficiența metodei vectorilor spațiali, ca instrument de analiză a modulației PWM, este demonstrată de numeroase aplicații prezentate în literatură. De exemplu, în [ZL95] se utilizează metoda vectorilor spațiali pentru analiza unui motor asincron “dual” (cu două seturi de înfășurări statorice trifazate) și se deduce o metodă de modulație PWM pentru acest caz.

### 6.3 Concluzii

În acest capitol a fost realizată o *prezentare sistematică a SVM*. Pornind de la principiul de aproximare a traiectoriei circulare a fazorului spațial al curenților și de la două criterii de optimizare, se formulează un set de reguli, pe baza cărora se deduc apoi formulele pentru duratele stărilor și secvențele posibile de comutare a stărilor. Prin particularizarea acestor secvențe se obțin majoritatea variantelor SVM descrise în literatura de specialitate.

În continuare se demonstrează *echivalența între SVM și modulația PWM cu eșantionare uniformă și semnale modulatoare formate din segmente de sinusoidă*. Această echivalență se referă la principiile pe baza cărora se obțin metodele de modulație, la formele de undă generate la ieșirea inverterului și la variantele de implementare. Această demonstrație reprezintă o contribuție originală a autorului. Pe baza echivalenței demonstrate, se susține punctul de vedere conform căruia SVM nu ar trebui considerată o metodă de modulație distinctă, ci doar o metodă alternativă de sinteză și analiză a modulației PWM trifazate.

## Capitolul 7 - Indicatori de calitate pentru modulația PWM

### 7.1 Introducere

Unul din scopurile urmărite în prezenta lucrare este îmbunătățirea algoritmilor de modulație PWM cu eșantionare uniformă, în scopul reducerii efectelor nefavorabile asupra motoarelor asincrone. În acest sens, se impune stabilirea unor *indicatori de calitate a modulației*, care să reflecte efectele de mai sus. Definierea acestor indicatori necesită în primul rând *determinarea și evaluarea efectelor nefavorabile* ale modulației PWM asupra motoarelor.

### 7.2 Efecte ale alimentării motoarelor asincrone de la invertoare PWM

Motoarele asincrone de serie sunt proiectate să funcționeze în regim optim atunci când sunt alimentate cu sisteme trifazate sinusoidale simetrice. După cum s-a arătat în secțiunea 2.3.3.1, sistemele trifazate de tensiuni generate de invertoarele PWM sunt *distorsionate*, iar unele particularități de implementare pot face ca aceste sisteme trifazate să fie și *nesimetrice*. Distorsiunile și nesimetria afectează negativ funcționarea motoarelor prin creșterea puterii disipate, pulsații de cuplu, supratensiuni, etc. Unele dintre aceste efecte vor fi analizate în secțiunile următoare.

Observație: Motoarele alimentate de la invertoare PWM pot fi de asemenea afectate de fronturile abrupte ale tensiunilor de alimentare, cauzate de comutațiile rapide ale dispozitivelor semiconductoare de putere. Efectele acestor fronturi sunt prezentate sintetic în [Neag96]. Deoarece reducerea acestor efecte nu se realizează prin intermediul metodelor de modulație PWM, problema este în afara domeniului de interes al prezentei lucrări.

#### 7.2.1 Efectele distorsiunilor armonice

Conform literaturii de specialitate, principalele efecte ale distorsiunilor armonice ale tensiunilor de alimentare asupra motoarelor asincrone sunt:

- pierderi de putere în înfășurări;
- pierderi de putere în miezul magnetic;
- pulsații de cuplu;
- zgomot acustic.

Observație: Problema zgomotului acustic este prezentată sintetic în [Neag86], informații mai detaliate putându-se găsi în [WSM90]. Rezolvarea acestei probleme presupune utilizarea unor tehnici de modulație situate în afara domeniului de interes al prezentei lucrări: modulație cu caracteristici aleatoare [HD91] [UHIH91] [TBPK94] [BPRN95] [MSS97] [MOS97] [UHIH91] [BPRN95], modulația pulsurilor în frecvență [IF92], modulație delta [Ziog81]. În consecință, în secțiunile următoare vor fi analizate doar primele trei categorii de efecte, din lista de mai sus.

Pentru a permite obținerea unor formule simple, în cadrul analizei care urmează se va presupune că producția de modulație centrată în jurul multiplilor frecvenței purtătoare  $f_c$  nu au amplitudini semnificative la frecvențe apropiate de frecvența modulatoare  $f_m$ . În aceste condiții, spectrul tensiunilor aplicate motorului are structura tipică din Fig. 2.4, iar efectele asupra motorului vor fi determinate exclusiv de *armonicile fundamentale*.

Conform rezultatelor din secțiunea 3.4.2, condiția de mai sus este îndeplinită în sistemele de acționare moderne, cu frecvențe de comutație ridicate, în cazul unor implementări ideale. Dacă se utilizează însă decalarea comenzii, necesară în cazul unei comutații mai lente, condiția menționată poate să nu mai fie îndeplinită. În consecință, utilizarea indicatorilor de calitate deduși pe baza analizei care urmează trebuie

dublă de analiză directă a spectrelor tensiunilor sau curenților de fază, pentru a identifica eventualii produși de modulație cu frecvențe apropiate de frecvența modulatorie.

Ecuatiile diferențiale neliniare ale modelului motorului asincron nu au soluții analitice atunci când acesta este alimentat cu tensiuni de formă arbitrară [Leon85]. În consecință, studiul comportării motoarelor alimentate cu sisteme de tensiuni distorsionate va fi realizat în cele ce urmează cu ajutorul unor *formule aproximative*.

### 7.2.1.1 Pierderi de putere în înfășurări

Armonicile din tensiunile de alimentare ale motorului produc armonici în curenții din motor, care, la rândul lor, cauzează pierderi suplimentare în înfășurările statorice și rotorice, cu o serie de consecințe nefavorabile: creșterea temperaturii rotorului și statorului [FKR86] [SL90], modificarea parametrilor modelului motorului și deteriorarea performanțelor algoritmilor de reglare [ME83] [AH93], reducerea timpului de viață al motorului [FKR86], etc.

În [BS88] se prezintă o metodă de calcul analitic pentru pierderile de putere în înfășurări, pe baza formei curenților într-un circuit echivalent simplificat. În continuare, se va dezvolta o metodă de calcul similară, dar bazată pe componența spectrală a tensiunilor de fază, care oferă un criteriu de evaluare mai adecvat pentru comanda PWM a invertoarelor de tensiune.

Calculul se va realiza pentru început în condițiile neglijării influenței efectului pelicular, această influență urmând să fie introdusă într-o secțiune ulterioară.

#### 7.2.1.1.1 Calculul pierderilor în înfășurări, neglijând efectul pelicular

##### 1. Calculul circuitului echivalent simplificat

Circuitul echivalent al unei faze a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit, corespunzător sistemului armonic de ordin  $k$ , este prezentat în partea stângă a Fig. 7.1 [BS88] [SL90].

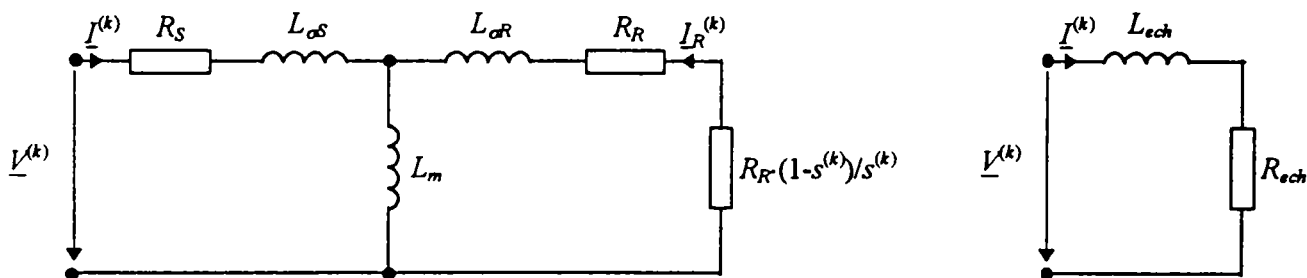


Fig. 7.1 - Circuitul echivalent (stânga) și circuitul echivalent simplificat (dreapta) al unei faze, pentru sistemul armonic de ordin  $k$

Se folosesc următoarele notații:

- $R_S$  - rezistența statorică;
- $R_R$  - rezistența rotorică;
- $L_m$  - inductanța de magnetizare;
- $L_{\sigma S}$  - inductanța de dispersie statorică;
- $L_{\sigma R}$  - inductanța de dispersie rotorică;
- $\underline{V}^{(k)}$  - armonica de ordin  $k$  a tensiunilor statorice de fază;
- $\underline{I}^{(k)}$  - armonica de ordin  $k$  a curenților statorici de fază;
- $\underline{I}_R^{(k)}$  - armonica de ordin  $k$  a curenților rotorici de fază;
- $s^{(k)}$  - alunecarea corespunzătoare sistemului armonic de ordin  $k$ .

Pentru simplificarea calculelor, se va folosi un *circuit echivalent simplificat*, prezentat în partea dreaptă a Fig. 7.1. În cele ce urmează se vor calcula elementele  $L_{ech}$  și  $R_{ech}$  ale acestui circuit.

Se va presupune că circuitul echivalent este alimentat numai cu armonica de ordin  $k$  (aparținând unui sistem armonic trifazat). Conform rezultatelor din secțiunea A1.4, în condiții de simetrie perfectă sistemele armonice trifazate cu ordine  $k = 3m+1$  (cu  $m$  întreg) au secvențe directe, iar cele cu ordine  $k = 3m+2$  au secvențe inverse (în timp ce sistemele armonice cu ordine  $k = 3m$  nu generează curenți în motor, pentru conexiunile  $\Delta$  și  $Y$  cu punct central flotant). În consecință, alunecarea corespunzătoare sistemelor semnificative este dată de formula:

$$s^{(k)} = \begin{cases} \frac{k \cdot \omega_1 - \omega}{k \cdot \omega_1} & \text{pentru } k = 3m + 1 \\ -\frac{k \cdot \omega_1 - \omega}{k \cdot \omega_1} & \text{pentru } k = 3m + 2 \end{cases} \quad (7.1)$$

cu următoarele notații:

- $\omega$  - viteza unghiulară de rotație a motorului;
- $\omega_1$  - pulsația sistemului fundamental statoric.

Conform celor arătate în secțiunea 2.3.3.1, componenta spectrală frecvența cea mai joasă, diferită de fundamentală, apare la  $5 \cdot f_m$ . În consecință, se pot face următoarele aproximări:

1. reactanța de dispersie statorică  $k \cdot \omega_1 \cdot L_{\sigma S}$  și reactanța de dispersie rotorică  $k \cdot \omega_1 \cdot L_{\sigma R}$  sunt mult mai mari decât rezistențele  $R_S$ ,  $R_R$  și  $R_R \cdot (1-s^{(k)})/s^{(k)}$ ;
2. deoarece, în regim normal de funcționare,  $\omega_1$  este apropiată de  $\omega$ , rezultă  $k \cdot \omega_1 \gg \omega$ , deci alunecările corespunzătoare sistemelor armonice au valorile aproximative  $s^{(k)} \cong 1$  (pentru  $k = 3m+1$ ) respectiv  $s^{(k)} \cong -1$  (pentru  $k = 3m+2$ ).

Conform aproximării 1 de mai sus, rezistențele din circuit pot fi neglijate la calcularea inductanței echivalente  $L_{ech}$ , rezultând deci formula:

$$L_{ech} \cong L_{\sigma S} + L_{\sigma R} \parallel L_m, \quad (7.2)$$

care poate fi regăsită în [BS88].

Rezistența echivalentă  $R_{ech}$  se calculează din condiția ca pe ea să se disipe aceeași putere ca și pe rezistențele  $R_S$  și  $R_R$  din circuitul din partea dreaptă a Fig. 7.1:

$$\sum_{k=2}^{\infty} R_{ech} \cdot I^{(k)2} = \sum_{k=2}^{\infty} \left( R_S \cdot I^{(k)2} + R_R \cdot I_R^{(k)2} \right), \quad (7.3)$$

cu notațiile:

- $I^{(k)}$  - valoarea efectivă a curentului statoric, corespunzătoare armoniciei de ordinul  $k$ ;
- $I_R^{(k)}$  - valoarea efectivă a curentului rotoric, corespunzătoare armoniciei de ordinul  $k$ .

Folosind aproximarea  $|R_R/s| \ll \omega^{(k)} \cdot (L_m + L_{\sigma R})$ , dedusă din aproximările 1 și 2 de mai sus, se obține formula:

$$I_R^{(k)} \cong I^{(k)} \cdot \frac{L_m}{L_m + L_{\sigma R}}, \quad (7.4)$$

care conduce la:

$$R_{ech} \cong R_S + R_R \cdot \left( \frac{L_m}{L_m + L_{\sigma R}} \right)^2, \quad (7.5)$$

regăsită în [TM85].

## 2. Calculul pierderilor de putere în înfășurări

Puterea totală disipată în înfășurările motorului este modelată prin suma puterilor disipate pe rezistențele  $R_S$  și  $R_R$  ale circuitului echivalent din partea stângă a Fig. 7.1 sau, conform definiției de mai sus a rezistenței echivalente  $R_{ech}$  din partea dreaptă a Fig. 7.1, prin puterea disipată pe aceasta.

Conform aproximării 1 de mai sus, reactanța inductivă a circuitului echivalent simplificat,  $\omega^{(k)} \cdot L_{ech}$ , este mult mai mare decât rezistența acestuia, deci modulul impedanței circuitului echivalent este aproximativ egal cu reactanța inductivă. În consecință, valoarea efectivă a armonicilor de ordin  $k$  a curentului prin circuitul echivalent simplificat este dată de formula:

$$I^{(k)} \cong \frac{V^{(k)}}{k \cdot \omega_1 \cdot L_{ech}}, \quad (7.6)$$

care conduce la următoarea formulă aproximativă pentru puterea disipată în înfășurări:

$$P_{Cu} \cong \frac{R_{ech}}{L_{ech}^2} \frac{1}{\omega_1^2} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k^2}. \quad (7.7)$$

Formula de mai sus apare, cu forme echivalente, în [ME83] și [AH93]. Se observă că fracția  $R_{ech}/L_{ech}^2$  depinde de parametri motorului, în timp ce valoarea sumei este determinată exclusiv de compoziția spectrală a tensiunilor de fază, determinată, la rândul ei, de particularitățile algoritmului de modulație. În consecință, această sumă poate fi utilizată pentru *caracterizarea performanțelor algoritmului de modulație*, independent de regimul de funcționare și de parametrii motorului alimentat.

### 7.2.1.1.2 Calculul pierderilor în înfășurări, cu includerea efectului pelicular

În cazul armonicilor de curent cu frecvențe mai ridicate se manifestă fenomenul de refulare a curentului în colivia rotorică, fenomen care conduce la apariția efectului pelicular, manifestat prin modificarea parametrilor circuitului echivalent al fazelor. Dintre aceste modificări, cea mai importantă este *creșterea rezistenței rotorice  $R_R$* , care conduce la creșterea puterii disipate în rotor [ME83]. Acest efect este mult mai deranjant decât disipația în stator, deoarece evacuarea căldurii din rotor este mai dificilă [SL90]. În plus, creșterea temperaturii rotorului conduce la creșterea rezistenței acestuia, putând cauza degradarea performanțelor unor algoritmi de reglare.

În consecință, în cele ce urmează se va considera doar influența efectului pelicular asupra rezistenței rotorice; această simplificare este în acord cu argumentele expuse în [ME83] [ZT83] și [SL90]. Formule pentru influența efectului pelicular asupra celorlalte elemente ale circuitului echivalent pot fi găsite în [ZT83] și [AH93].



### 1. Calculul rezistenței rotorice în condițiile efectului pelicular

Estimarea pierderilor de putere în rotor pornește de la valoarea rezistenței rotorice echivalente în condițiile efectului pelicular, a cărei variație cu frecvența rotorică este dată de formula aproximativă [ME83]:

$$R_R^{(k)} \sim \sqrt{\omega_2^{(k)}}. \quad (7.8)$$

unde  $\omega_2^{(k)}$  este pulsația sistemului armonic de ordin  $k$  al curenților rotorici.

În continuare se va prezenta o demonstrație mai detaliată de cât cea din [ME83], conducând la un rezultat asemănător. Astfel, formula de proporționalitate de mai sus se modifică, pentru a exprima o egalitate:

$$R_R^{(k)} \cong R_{RN} \cdot \sqrt{\frac{f_2^{(k)}}{f_{1N}}}, \quad (7.9)$$

cu notațiile:

$R_{RN}$  - rezistența rotorică nominală;

$f_{1N}$  - frecvența statorică nominală;

$f_2^{(k)}$  - frecvența sistemului armonic de ordin  $k$  al curenților rotorici.

În formula de mai sus s-a considerat că măsurarea rezistenței “de referință”  $R_{RN}$  se realizează la frecvența statorică nominală și cu rotorul blocat, condiții în care frecvența rotorică este egală cu frecvența statorică nominală.

Pentru sistemele armonice de ordin  $k = 3m+1$  (cu  $m$  întreg), care, conform rezultatelor din secțiunea A1.4, au o secvență directă, pulsația rotorică este:

$$\omega_2^{(k)} = k \cdot \omega_1 - \omega, \quad (7.10)$$

iar pentru sistemele armonice de ordin  $k = 3m+2$ , care au o secvență inversă, pulsația rotorică este:

$$\omega_2^{(k)} = -k \cdot \omega_1 - \omega. \quad (7.11)$$

Deoarece în regim normal de funcționare  $\omega_1$  este relativ apropiată de  $\omega$ , frecvența rotorică pentru sistemele armonice de mai sus poate fi aproximată (în valoare absolută, fără semn) prin formulele:

$$f_2^{(k)} \cong (k-1) \cdot f_1, \quad (7.12)$$

pentru  $k = 3m+1$ , respectiv:

$$f_2^{(k)} \cong (k+1) \cdot f_1, \quad (7.13)$$

pentru  $k = 3m+2$ . Deoarece, conform celor arătate în secțiunea 7.2.1.1.1, armonicile considerate în calcul au ordine mai mari sau egale cu 5, se va aproxima, pentru simplificare,  $k-1 \cong k$  și  $k+1 \cong k$ , rezultând formula unică:

$$f_2^{(k)} \cong k \cdot f_1. \quad (7.14)$$

Înlocuind această valoare în (7.9) și considerând că frecvența fundamentală  $f_1$  este apropiată de valoarea ei nominală  $f_{1N}$ , rezultă formula aproximativă a dependenței rezistenței rotorice de ordinul armonicii:

$$R_R^{(k)} \cong R_{RN} \cdot \sqrt{k}. \quad (7.15)$$

## 2. Calculul pierderilor de putere în înfășurări

Deoarece în circuitul echivalent din partea stângă a Fig. 7.1 reactanța de magnetizare  $k \cdot \omega_1 \cdot L_m$  este mult mai mare decât modulul impedanței ramurii rotorice, pierderile de putere în rotor pot fi approximate prin formula:

$$P_{CuR} \cong \sum_{k=2}^{\infty} R_R^{(k)} \cdot (I^{(k)})^2. \quad (7.16)$$

Valoarea efectivă  $I^{(k)}$  se va determina cu ajutorul circuitului echivalent simplificat din partea dreaptă a Fig. 7.1. După cum s-a arătat în secțiunea 7.2.1.1.1, modulul impedanței acestui circuit este aproximativ egală cu reactanța inductanței echivalente  $L_{ech}$ . Deoarece, conform (7.2),  $L_{ech}$  este determinată în principal de valorile inductanțelor din circuitul echivalent din partea stângă a Fig. 7.1, iar efectul pelicular modifică relativ puțin aceste inductanțe [ME83] [AH93], se va considera că efectul pelicular nu modifică semnificativ nici modulul impedanței circuitului echivalent simplificat. În consecință, în formula anterioară se poate înlocui direct (7.6); înlocuind de asemenea (7.15) se obține:

$$P_{Cu} \cong \frac{R_{RN}}{L_{ech}^2} \frac{1}{\omega_1^2} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k^{3/2}}. \quad (7.17)$$

Se observă asemănarea cu formula pierderilor totale în condițiile neglijării efectului pelicular, (7.7). Ca și acolo, valoarea sumei poate fi utilizată pentru *caracterizarea performanțelor algoritmului de modulație*, independent de regimul de funcționare și de parametrii motorului alimentat.

### 7.2.1.2 Pierderi de putere în miezul magnetic

Deoarece o analiză detaliată a pierderilor de putere în miezul magnetic depășește cadrul prezentei lucrări, se vor prezenta pe scurt unele rezultate din literatura de specialitate, care ilustrează dependența acestor pierderi de distorsiunile armonice ale curenților de fază.

Conform [ME83], creșterea puterii disipate în miez în prezența unor armonici în tensiunile de alimentare este cauzată în principal de fluxurile de dispersie la capetele barelor rotorice și de fluxurile de dispersie datorate înclinării barelor. Pierderile suplimentare în miez, cauzate de armonici, sunt date de următoarele relații de proporționalitate:

- pentru motoarele cu rotor cu bare drepte:

$$P_{Fe}^{'} \sim \frac{1}{\omega_1} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k}; \quad (7.18)$$

- pentru motoarele cu rotor cu bare înclinate:

$$P_{Fe}^{''} \sim \frac{1}{\omega_1^{1/2}} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k^{1/2}}. \quad (7.19)$$

În ultima formulă, valorile exponenților au fost determinate cu aproximație, experimental [ME83].

Se observă asemănarea cu formulele pierderilor în înfășurări, (7.7) și (7.17). În consecință, valorile sumelor din formulele de mai sus pot fi utilizate pentru *caracterizarea performanțelor algoritmului de*

*modulație*, independent de regimul de funcționare și de parametrii motorului alimentat. Lipsa coeficienților de proporționalitate împiedică însă evaluarea importanței relative a pierderilor în miez, comparativ cu celelalte categorii de pierderi.

Observație: În [SL90] sunt prezentate formule empirice pentru diferitele categorii de pierderi; deoarece nu se oferă suficiente date numerice pentru coeficienții care intervin în formule, nu este posibilă compararea contribuției acestor categorii de pierderi la pierderile totale. Nici datele experimentale prezentate nu evidențiază contribuția relativă a acestor categorii de pierderi. În [FKR86] sunt prezentate formule analitice pentru unele categorii de pierderi; nici în acest caz nu se oferă suficiente date pentru a permite utilizarea formulelor la evaluarea cantitativă a pierderilor.

Pe de altă parte, conform rezultatelor experimentale din [BFLP97], alimentarea de la invertoare PWM poate conduce la creșterea puterii disipate în miez cu până la 75 %; cu toate acestea, pierderile nu sunt influențate semnificativ de forma de undă modulatorie, nici de frecvența purtătoare (pentru valori ale acesteia mai mari de 5 KHz), iar factorul de modulație în amplitudine  $m_a$  are o influență relativ redusă (pierderile scăzând odată cu creșterea  $m_a$ ). Relativ la aceste rezultate se pot face următoarele observații:

- influența redusă a frecvenței purtătoare confirmă faptul că pierderile suplimentare sunt cauzate în principal de componentele spectrale cu frecvențe joase, apropiate de frecvența modulatorie;
- conform rezultatelor prezentate în secțiunea 4.5.2.1, forma de undă a semnalului modulator nu influențează semnificativ distorsiunile armonice, pentru modurile de sincronizare a pulsurilor DE-S și DE-A; această proprietate poate explica de ce nu s-a observat experimental o dependență semnificativă în raport cu forma de undă; în [BFLP97] nu se oferă însă suficiente date referitoare la caracteristicile modulației;
- conform graficului din Fig. 2.5, distorsiunile armonice scad odată cu creșterea  $m_a$ , confirmând observațiile experimentale de mai sus.

În concluzie, în literatura avută la dispoziție nu a fost găsită o tratare coerentă și cuprinzătoare a problemei influenței armonicilor asupra pierderilor în miez. Formulele (7.17) și (7.18) pot fi utilizate pentru evaluarea performanțelor modulației, cu observația că nu permit compararea pierderilor în miez cu alte categorii de pierderi.

### 7.2.1.3 Pulsatii de cuplu

Armonicile din tensiunile de alimentare ale motorului cauzează armonici ale curenților rotorici care, interacționând cu fluxul de magnetizare, produc armonici ale cuplului motor [Leon85].

Calculul pulsațiilor de cuplu este complicat de faptul că armonicile curenților produc la rândul lor armonici ale fluxului de magnetizare. Datorită valorii ridicate a inductanței de magnetizare, armonicile fluxului de magnetizare au însă o amplitudine suficient de redusă, putându-se neglija [ME83] [BS88]. În consecință, armonicile de cuplu sunt, cu aproximație, proporționale cu armonicile curenților rotorici. Valoarea ridicată a inductanței de magnetizare face ca amplitudinile armonicilor curenților rotorici să fie aproximativ egale cu amplitudinile armonicilor curenților rotorici. Pe de altă parte, conform rezultatelor din secțiunea A1.4, în condiții de simetrie perfectă sistemele armonice cu ordine  $3m+1$  (cu  $m$  întreg) au secvențe directe, fiecare producând deci o armonică de cuplu cu ordinul  $k+1$ , în timp ce sistemele armonice cu ordine  $3m+2$  au secvențe inverse, fiecare producând o armonică de cuplu cu ordinul  $k-1$ . În concluzie, se poate scrie următoarea relație de proporționalitate:

$$T^{k\pm 1} \sim I^{(k)^2}, \quad (7.20)$$

unde  $T^{k\pm 1}$  este amplitudinea armoniciei de cuplu cu ordin  $k+1$  sau  $k-1$ .

Conform considerațiilor din secțiunea 7.2.1.1.1, reactanța inductivă a circuitului echivalent simplificat al unei faze este mult mai mare decât rezistența acestuia, amplitudinile armonicilor curenților statorici putând fi calculate cu formula aproximativă (7.6). În consecință, pentru armonicile cuplului se obține relația de proporționalitate:

$$T^{k\pm 1} \sim \frac{1}{L_{\sigma S} + L_{\sigma R}} \cdot \frac{1}{\omega_1} \cdot \frac{V^{(k)}}{k}. \quad (7.21)$$

Se observă asemănarea cu formulele (7.7), (7.17) și (7.19). Spre deosebire însă de pierderile de putere, unde efectele armonicilor se cumulează, în cazul pulsațiilor de cuplu situația este mai complicată:

- inerția mecanică a sistemului rotor-sarcină face ca pulsațiile de cuplu cu frecvențe mai reduse să producă oscilații de turație cu amplitudini mai mari;
- fenomenul de rezonanță mecanică face posibilă apariția unor oscilații de turație mari, chiar în condițiile în care armonicile de cuplu care le cauzează au amplitudini mici; deoarece valorile tipice ale frecvențelor de rezonanță sunt sub 150 Hz, analiza armonicilor de cuplu se poate limita la ordinele reduse [AH93];
- există posibilitatea de apariție a unor rezonanțe “electromecanice”, în care să fie implicat, pe lângă sistemul mecanic, și circuitul de curent continuu al convertorului de putere.

În consecință, la evaluarea performanțelor modulației interesează amplitudinile armonicilor de cuplu *cu ordine mici* și în special ale celor *cu frecvențe apropiate de frecvențele de rezonanță* (care depind de parametri ai motorului, ai sarcinii și posibil ai convertorului de putere).

### 7.2.2 Efectele nesimetriei

În condiții de implementare ideale, sistemele trifazate distorsionate generate de invertoarele PWM sunt perfect simetrice, cele trei tensiuni de ieșire având forme de undă identice și fiind defazate cu exact  $2\pi/3$ . Anumite particularități de implementare pot însă afecta această simetrie. De exemplu, în implementările analogice obținerea unui defazaj riguros egal cu  $2\pi/3$  între semnalele modulatorie este relativ dificilă. În implementarea digitală introdusă în secțiunea 3.3, utilizarea unei lungimi a tabelului de eșantioane egală cu  $2^n$  (cu  $n$  întreg) permite simplificarea implementării, dar produce defazaje diferite de  $2\pi/3$  între tensiunile generate de inverter. Pentru a evalua importanța obținerii unui grad ridicat de simetrie, în cele ce urmează se vor investiga efectele potențiale ale nesimetriei asupra funcționării motorului.

Conform analizei din secțiunea A1.3, sistemele de tensiuni trifazate distorsionate și nesimetrice generate de inverter pot fi descompuse în următoarele sisteme sinusoidale simetrice:

- sisteme fundamentale:
  - direct;
  - invers;
  - omopolar;
- sisteme armonice:
  - directe;
  - inverse;
  - omopolare.

Sistemele omopolare nu produc curenți de fază, deci nici efecte nefavorabile, în cazul motoarelor conectate în  $\Delta$  și în Y cu punct central flotant, utilizate de regulă în sistemele de acționare avute în vedere în prezenta lucrare. Efectele celorlalte sisteme vor fi analizate în secțiunile următoare.

### 7.2.2.1 Sistemul fundamental direct

Sistemul fundamental direct produce efectul util al tensiunilor generate de inverter, și anume cuplul motor. În condițiile unui grad redus de nesimetrie (cum este de așteptat să fie cel cauzat de imperfecțiunile algoritmilor de modulație), amplitudinea acestui sistem nu diferă semnificativ de cea a sistemului obținut în cazul unei simetrii perfecte. În consecință, *nesimetria nu afectează semnificativ cuplul motor generat.*

### 7.2.2.2 Sistemul fundamental invers

Sistemul fundamental invers poate cauza curenți importanți prin fazele motorului, deci efecte nefavorabile pronunțate. În cele ce urmează se va realiza o evaluare a amplitudinilor acestor curenți și a efectelor lor.

Deoarece pulsația sistemului fundamental invers este  $\omega_{fi} = -\omega_f$ , alunecarea corespunzătoare va fi  $s_i = 2 - s$ , unde  $\omega_f$  și  $s$  sunt pulsația, respectiv alunecarea sistemului fundamental direct. În condiții normale de funcționare, valoarea lui  $s$  este redusă, putându-se deci considera  $s_i \cong 2$ . În consecință, rezistența totală a ramurii rotorice din circuitul echivalent reprezentat în partea stângă a Fig. 7.1, egală cu  $R_r/s$ , este mult mai mică pentru sistemul fundamental invers decât pentru sistemul fundamental direct. În consecință, modulul impedanței circuitului echivalent simplificat, din partea dreaptă a Fig. 7.1, este și el mai mic. În plus, sistemul fundamental invers are o frecvență redusă (comparativ cu armonicile), deci reactanțele inductive din circuit sunt și ele relativ mici. În consecință, chiar și sisteme fundamentale inverse cu amplitudini mici pot produce curenți relativ mari, deci efecte nefavorabile importante în motor [AAS89].

**Observație:** Rezistența  $R_r(1-s)/s$  din ramura rotorică a circuitului echivalent reprezentat în partea stângă a Fig. 7.1 modelează transformarea puterii electrice în putere mecanică. În cazul sistemului fundamental invers, pentru care  $s_i \cong 2$ , această rezistență are o valoare negativă, indicând transformarea puterii mecanice preluate de la arborele motorului în putere electrică, disipată în sub formă termică în motor [AAS89]. În consecință, regimul de funcționare al motorului, corespunzător sistemului fundamental invers, este cel de frână electromagnetică, regim caracterizat prin pierderi de putere ridicate în motor.

În concluzie, *nesimetria procesului modulație poate cauza efecte nefavorabile importante în motor, datorită sistemului fundamental invers.*

**Exemplu:** Standardele NEMA precizează că motoarele asincrone pot fi utilizate fără reducerea încărcării până la un grad de nesimetrie a sistemului fundamental de cel mult 1%. Un grad de nesimetrie de 4,4% impune reducerea încărcării motorului la 80%, pentru a avea aceeași putere disipată ca și în condițiile unei simetrii perfecte. Se recomandă evitarea gradelor de nesimetrie care depășesc 5% [AAS89].

### 7.2.2.3 Sistemele armonice directe și inverse

Conform rezultatelor din secțiunea A1.4, în condiții de simetrie perfectă sistemele armonice cu ordine  $k = 3m+1$  (cu  $m$  întreg) au secvențe directe, iar cele cu ordine  $k = 3m+2$  au secvențe inverse. Efectele acestor sisteme au fost analizate anterior.

În condiții de nesimetrie, apar în plus sisteme armonice inverse pentru ordinele  $k = 3m+1$  și sisteme armonice directe pentru ordinele  $k = 3m+2$ . Aceste sisteme contribuie la efectele nefavorabile în același mod ca și sistemele corespunzătoare condițiilor de simetrie. În condițiile unui grad redus de nesimetrie a modulației, amplitudinile sistemelor suplimentare datorate nesimetriei sunt însă relativ reduse, comparativ cu cele ale sistemelor generate în condiții de simetrie.

În concluzie, *nesimetria nu modifică semnificativ efectele cauzate în motor de sistemele armonice.*

## 7.3 Indicatori de calitate a modulației

Optimizarea performanțelor modulației PWM presupune existența unor “indicatori de calitate”, care să exprime numeric diferitele efecte ale modulației. În lucrarea de față se urmărește reducerea efectelor nefavorabile ale modulației asupra motoarelor asincrone, efecte datorate în principal distorsiunilor armonice și nesimetriei. În consecință, sunt necesari *factori de distorsiuni armonice* și *factori de nesimetrie*. Aceste două clase de indicatori vor fi analizate în secțiunile următoare.

### 7.3.1 Distorsiunile armonice

#### 7.3.1.1 Factori de distorsiuni armonice pentru tensiuni și curenți

În literatura de specialitate sunt utilizați diverși *factori de distorsiuni armonice ai tensiunilor sau curenților* [ME83] [MWI87] [BCUF87] [AAS89] [EZL90] [SOD91] [ES92]. Majoritatea acestor factori de distorsiuni sunt exprimați, pentru tensiuni, printr-o formulă de forma:

$$VDF = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)\alpha_1}}{k^{\alpha_2}}}{V^{(1)\alpha_1}} \quad (7.22)$$

cu următoarele notații:

$VDF$  - factor de distorsiuni al tensiunii;

$V^{(k)}$  - valoarea efectivă (sau amplitudinea) armonicii de ordinul  $k$  a tensiunii (în sistemele trifazate, o tensiune de fază a motorului);

$\alpha_1, \alpha_2$  - coeficienți, au diferite valori în funcție de efectele care se doresc evaluate.

Observație: Componenta fundamentală care apare la numitorul fracțiilor realizează scalarea amplitudinilor armonicilor la fundamentală.

Similar, pentru majoritatea factorilor de distorsiuni ai curenților se utilizează o formulă de forma:

$$CDF = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{I^{(k)\alpha_3}}{k^{\alpha_4}}}{I^{(1)\alpha_3}} \quad (7.23)$$

Factorii de distorsiuni ai *tensiunilor* sunt mai potriviți pentru caracterizarea performanțelor algoritmilor PWM utilizați la comanda invertoarelor de tensiune, considerate în prezenta lucrare; pentru aceste invertoare, determinarea analitică sau prin simulare a factorilor de distorsiuni ai curenților ar presupune utilizarea unui circuit echivalent al fazelor motorului, circuit ai cărui parametri depind de parametrii motorului și regimul de funcționare al acestuia. Pe de altă parte, factorii de distorsiuni ai *curenților* exprimă mai exact efectele nefavorabile ale modulației, efecte determinate direct de curenții prin motor, și pot fi obținuți mai ușor experimental. În consecință, se impune stabilirea unei echivalențe între aceste două categorii de factori de distorsiuni. Considerând circuitul echivalent simplificat din partea dreaptă a Fig. 7.1 și formula aproximativă (7.6), se poate stabili următoarea *formulă de echivalență aproximativă*:

$$CDF \cong \frac{1}{\omega_1^{\alpha_3} \cdot L_{ech}^{\alpha_3}} \cdot VDF \Big|_{\alpha_1 = \alpha_3; \alpha_2 = \alpha_3 + \alpha_4} \quad (7.24)$$

Observație: Aproximările utilizate la deducerea formulei de mai sus sunt acceptabile, deoarece factorii de distorsiuni modelează oricum aproximativ efectele modulației.



### 7.3.1.2 Factorii de distorsiuni propuși

În continuare se propune un set de factori de distorsiuni armonice pentru tensiuni, exprimând efectele acestor distorsiuni asupra motoarelor asincrone. Formulele de definiție ale acestor factori au forme asemănătoare, toate particularizând formula generală (7.22). Majoritatea acestor formule sunt derivate din relațiile obținute în secțiunea 7.2.1.

Pe baza formulei (7.7) se definește un *factor de distorsiuni care caracterizează pierderile de putere în înfășurări, în condițiile neglijării efectului pelicular*:

$$VDF_1 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k^2}}{V^{(1)2}}. \quad (7.25)$$

Observație: În aplicațiile practice, în suma de mai sus (și în cele din formulele următoare) trebuie incluse doar armonicile cu frecvențe de până la câțiva KHz, care reprezintă principala cauză a efectelor nefavorabile. De altfel, prezența la numitorul fracției a indicelui armonicii determină o contribuție neglijabilă în sumă a armonicilor cu ordine mari.

Din formula (7.17) se obține un *factor de distorsiuni care caracterizează pierderile de putere în rotor, în condițiile considerării efectului pelicular*:

$$VDF_2 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k^{3/2}}}{V^{(1)2}}. \quad (7.26)$$

Formula (7.18) permite definirea unui *factor de distorsiuni care caracterizează pierderile de putere în miezul magnetic, pentru motoarele cu rotor cu bare drepte*:

$$VDF_3 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k}}{V^{(1)2}}, \quad (7.27)$$

iar din (7.19) rezultă un *factor de distorsiuni care caracterizează pierderile de putere în miezul magnetic, pentru motoarele cu rotor cu bare înclinate*:

$$VDF_4 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)2}}{k^{1/2}}}{V^{(1)2}}. \quad (7.28)$$

Pe baza formulei (7.21) se pot defini un *factor de distorsiuni care caracterizează global pulsațiile de cuplu*:

$$VDF_5 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)}}{k}}{V^{(1)}}. \quad (7.29)$$

și un *factor al pulsațiilor de cuplu care indică pulsația cu cea mai mare amplitudine*:

$$TPF = \frac{\max_{k=2..∞} \left( \frac{V^{(k)}}{k} \right)}{V^{(1)}}. \quad (7.30)$$

Observație: Conform observațiilor din secțiunea 7.2.1.3, indicatorul de mai sus nu furnizează, în mod necesar, amplitudinea celei mai deranjante pulsații de cuplu; o analiză completă presupune examinarea tuturor valorilor  $V^{(k)}/k$  corespunzătoare armonicilor cu frecvențe joase și în special a celor cu frecvențe apropiate de frecvențele de rezonanță.

Indicatorii de calitate de mai sus pot fi regăsiți, cu definiții identice sau echivalente, în următoarele lucrări:  $VDF$ , în [ME83] [BCUF87] [AAS89] [EZL90] [SOD91];  $VDF_2$ ,  $VDF_3$ ,  $VDF_4$  și  $TPF$  în [ME83];  $VDF_5$ , în [MWI87]. În [FIH90] se propune un indicator de calitate exprimând eroarea medie pătratică a vectorului spațial al curenților de fază; conform demonstrației din secțiunea 6.1.1.2, acest indicator este aproximativ proporțional cu factorul de distorsiuni  $VDF$ , definit mai sus.

În [FKR86] este definit un *factor de distorsiuni care caracterizează global puterea disipată în motor*. Deducerea analitică a unui astfel de indicator fiind complicată, se propune utilizarea formulei generice (7.22) și determinarea experimentală a coeficienților  $\alpha_1$  și  $\alpha_2$ , prin măsurarea temperaturii motorului în condițiile alimentării cu diferite sisteme distorsionate. În [FHR86] se menționează următoarele valori tipice, specifice motoarelor de mică putere:  $\alpha_1 = 1,6$   $\alpha_2 = 0,95$ . În consecință, se va utiliza următoarea formulă de definiție:

$$VDF_6 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{V^{(k)1,6}}{k^{0,95}}}{V^{(1)1,6}}. \quad (7.31)$$

Amplitudinile armonicilor din formulele anterioare se calculează cu relațiile din secțiunea 9.1.3.3.

### 7.3.2 Nesimetria sistemului trifazat

Comparativ cu distorsiunile armonice, a căror evaluare a devenit necesară doar recent, odată cu extinderea utilizării invertoarelor PWM, nesimetria sistemelor trifazate este mai riguros definită și caracterizată prin indicatori de calitate.

Pentru utilizare în această lucrare se propune *gradul de nesimetrie a tensiunii*, cu definiția din Vocabularul Electrotehnic Internațional (adaptată pentru sisteme distorsionate prin considerarea sistemelor fundamentale) [AAS89]:

$$VUD = \frac{V_I^{(1)}}{V_D^{(1)}}, \quad (7.32)$$

cu următoarele notații:

$V_D^{(1)}$  - amplitudinea sistemului fundamental direct al tensiunilor;

$V_I^{(1)}$  - amplitudinea sistemului fundamental invers al tensiunilor.

Amplitudinile sistemelor fundamentale din formula anterioară se calculează cu relațiile din secțiunea 9.2.3.

Observație: Standardele NEMA conțin un indicator de calitate pentru nesimetrie cu o formulă de definiție diferită, mai dificil de utilizat în practică [AAS89]. Se demonstrează însă că această formulă furnizează valori foarte apropiate gradul de nesimetrie definit mai sus [AAS89].

### 7.3.3 Componentele continue ale tensiunilor

Componentele continue ale tensiunilor de ieșire ale inverterului conduc la apariția unor componente continue ale curenților de fază ai motorului, care produc pierderi suplimentare în înfășurări și pot cauza saturația prematură a miezului magnetic. Datorită rezistenței mici a înfășurărilor primare, chiar și componente continue mici ale tensiunilor pot avea efecte nefavorabile pronunțate.

Pentru a permite calcularea pierderilor de putere cauzate de componentele continue ale celor trei tensiuni de fază, se va defini un indicator de calitate proporțional cu media pătratică a acestor tensiuni:

$$VDC = \frac{1}{3} \sqrt{V_A^{(0)2} + V_C^{(0)2} + V_C^{(0)2}}, \quad (7.33)$$

unde  $V_A^{(0)}$  este componenta continuă a tensiunii de fază  $v_A$  (vezi Fig. 1.1); în cazul conexiunii  $\Delta$ , în formulă se vor utiliza componentele continue ale tensiunilor de linie.

## 7.4 Concluzii

În acest capitol sunt evaluate cantitativ efectele distorsiunilor și nesimetriei sistemelor de tensiuni generate de invertoarele PWM asupra motoarelor asincrone, constând în principal în pierderi de putere suplimentate în înfășurări și în miez și pulsații de cuplu. Prin utilizarea unor metode de calcul aproximative preluate din literatura de specialitate, dintre care unele au fost adaptate de autor, a rezultat un *set de formule cu formă asemănătoare*, utilizabile pentru evaluarea cantitativă a performanțelor modulației, independent de regimul de funcționare și de parametrii motorului alimentat.

Pe baza formulelor de mai sus a fost introdus un *set coerent de indicatori de calitate*, utilizabili pentru optimizarea performanțelor modulației. Acești indicatori acoperă majoritatea formulelor utilizate în literatura de specialitate disponibilă.

## Capitolul 8 - Analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM

În prezenta lucrare se are în vedere optimizarea comenzii PWM a invertoarelor trifazate, în scopul reducerii efectelor nefavorabile asupra motoarelor alimentate. Așa cum s-a arătat în capitolul 7, aceste efecte sunt determinate în principal de *compoziția spectrală a tensiunilor și curenților din fazele motorului* (sau, echivalent, de la ieșirea inverterului). În acest capitol se vor analiza *cerințele specifice și soluțiile existente* pentru analiza spectrală a acestor mărimi. Concluziile analizei sunt folosite în capitolele următoare, pentru selecția și adaptarea algoritmilor de analiză spectrală utilizați în lucrare, precum și pentru elaborarea unui program de analiză spectrală a sistemelor trifazate.

### 8.1 Compoziția spectrală a semnalelor generate prin modulație PWM

În această secțiune se vor analiza *periodicitatea și structura spectrelor* semnalelor (tensiuni și curenți) din invertoarele cu comandă PWM. Conform celor arătate în capitolul 2, metodele de modulație PWM avute în vedere în prezenta lucrare, sunt:

- modulație PWM cu eșantionare uniformă sincronă;
- modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă.

În continuare se vor analiza pe rând metodele de modulație enumerate, avându-se în vedere, pentru început, mărimile de fază, ca semnale monofazate, ulterior realizându-se și extinderea la sisteme trifazate.

#### 8.1.1 Modulația PWM cu eșantionare uniformă sincronă

##### 8.1.1.1 Semnale monofazate

Semnalele generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă, sincronă, precum și cele generate prin modulație PWM optimală, sunt *periodice*. În consecință, spectrul acestora este format din componente discrete: componenta continuă, fundamentală și armonicile (ale căror frecvențe sunt multipli întregi ai frecvenței fundamentalei) [Neag96].

##### 8.1.1.2 Sisteme trifazate

În cazul invertoarelor trifazate, armonicile de același ordin ale mărimilor de fază (care au frecvențe egale) formează un *sistem trifazat sinusoidal* și, în general, *nesimetric* (datorită unor posibile nesimetrii ale procesului de modulație). Conform Teoremei lui Fortescue, fiecare astfel de sistem se poate descompune în *trei sisteme sinusoidale simetrice*: direct, invers și omopolar.

#### 8.1.2 Modulația PWM cu eșantionare uniformă asincronă

##### 8.1.2.1 Semnale monofazate

În cazul modulației PWM cu eșantionare uniformă asincronă, factorul de modulație în frecvență  $m_f$ , definit ca raport între frecvența purtătoare  $f_c$  și cea modulatorie  $f_m$ , este neîntreg [Neag96]. Periodicitatea semnalelor generate și compoziția spectrelor acestora depind în mod esențial de valoarea acestui raport, după cum urmează:

- $m_f$  număr rațional: semnalele sunt periodice; perioada fundamentalei este formată din cel mai mic număr întreg de perioade modulatorie, a căror durată totală este egală cu durata totală a unui număr întreg de perioade purtătoare; spectrul semnalelor este format din componente discrete, cu frecvențele  $m \cdot f_c + n \cdot f_m$ , (cu  $m$  natural și  $n$  întreg);

- $m_f$  nu este număr rațional: semnalele sunt aperiodice; spectrul acestora are o structură continuă.

Observație: În cazul în care  $m_f$  este număr rațional, semnalele generate pot conține un număr foarte mare de armonici [BH90][DW92]. Determinarea exactă a amplitudinilor tuturor acestor armonici este practic imposibilă, în cazul general, din următoarele motive:

- dificultatea efectuării analizei pe cel puțin o perioadă fundamentală completă, atunci când aceasta constă într-un număr foarte mare de perioade modulatorie;
- efectul fenomenului de împrăștiere spectrală (descriș în capitolul 9), care face ca amplitudinile determinate pentru unele armonici să fie afectate de erori, cauzate de armonicile adiacente, atunci când acestea sunt foarte apropiate; în cazul unui număr mare de componente spectrale, acestea sunt mai apropiate unele de altele, deci erorile sunt mai pronunțate.

În concluzie, semnalele generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă trebuie privite, în general, ca *aperiodice*. Compoziția lor spectrală este caracterizată prin spectrul densității de putere (continuu), a cărui determinare presupune aplicarea metodelor de analiză spectrală specifice semnalelor aperiodice. Acest spectru nu permite însă calcularea indicatorilor de calitate a modulației, ca și în cazul semnalelor periodice, cu spectru discret.

În continuare se va arăta că se pot utiliza, cu o anumită aproximație, metodele de analiză specifice semnalelor *periodice*, în următoarele condiții:

- frecvența purtătoare este suficient de mare;
- componentele spectrale care trebuie determinate sunt conținute într-o bandă de frecvență suficient de îngustă.

Așa cum se va arăta într-o secțiune ulterioară, pentru caracterizarea calitativă a modulației PWM, în contextul scopului urmărit în prezenta lucrare, sunt necesare componentele spectrale din intervalul  $0 \div 5$  KHz. La frecvențe purtătoare  $f_c$  mari, de peste 10...15 KHz (valori uzuale în invertoarele PWM actuale), produșii de modulație din jurul frecvențelor  $m \cdot f_c$  (cu  $m$  natural,  $m \geq 1$ ) influențază foarte puțin componentele spectrale din intervalul specificat mai sus [FIH90]. Altfel spus, spectrele semnalelor generate prin modulație asincronă diferă foarte puțin, în domeniul frecvențelor joase, de spectrele care s-ar obține prin modulație sincronă (pentru valoarea cea mai apropiată a frecvenței purtătoare, care ar asigura sincronismul).

În consecință, semnalul analizat poate fi *considerat periodic*, cu frecvența fundamentală egală cu frecvența modulatorie PWM. Singurele componente spectrale cu amplitudini semnificative din domeniul frecvențelor joase sunt fundamentala și armonicile acesteia.

### 8.1.2.1.1 Validarea aproximării caracterului periodic al semnalelor generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă

Validitatea aproximării de mai sus va fi confirmată în cele ce urmează prin calculul analitic al compoziției spectrale a semnalelor generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă asimetrică, pentru diferite valori ale frecvenței purtătoare. Se vor utiliza formulele de calcul din [BH90], care sunt aplicabile și în cazul modulației cu eșantionare uniformă, asincronă. Formule similare, dar specifice eșantionării sincrone, sunt prezentate și în [FMPS85].

Observație: O analiză riguroasă a demonstrației din [BH90] evidențiază o formulă intermediară care nu este valabilă, decât cu aproximație, în cazul modulației cu eșantionare asincronă. Totuși, aproximația este acceptabilă în cazul unui raport  $f_c/f_m$  suficient de mare. În plus, formulele sunt validate, în articolul menționat, prin comparare cu rezultatele unor măsurări experimentale. Validarea se face tocmai în cazul modulației cu eșantionare asincronă și pentru un raport  $f_c/f_m$  din domeniul valorilor minim posibile.

Un semnal monofazat generat prin modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă, poate fi descompus în componente spectrale discrete, conform formulei [BH90]:

$$v_{PWM}(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} A_1(p, q) \cdot \sin\left\{\left[2p \cdot \omega_c + (2q + 1) \cdot \omega_m\right] \cdot t + (2q + 1) \cdot \varphi\right\} + \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} A_2(p, q) \cdot \sin\left\{\left[2p \cdot \omega_c - (2q + 1) \cdot \omega_m\right] \cdot t - (2q + 1) \cdot \varphi\right\} + \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} A_3(p, q) \cdot \sin\left\{\left[(2p + 1) \cdot \omega_c + 2q \cdot \omega_m\right] \cdot t + 2q \cdot \varphi\right\} + \sum_{p=0}^{\infty} \sum_{q=0}^{\infty} A_4(p, q) \cdot \sin\left\{\left[(2p + 1) \cdot \omega_c - 2q \cdot \omega_m\right] \cdot t - 2q \cdot \varphi\right\} \quad (8.1)$$

unde coeficienții sunt dați de formulele:

$$A_1(p, q) = \frac{4}{\alpha_1(p, q)} \cdot J_{2q+1}\left(\frac{m_a}{2} \cdot \alpha_1(p, q)\right); \quad \alpha_1(p, q) = \pi \cdot \left[2p + (2q + 1) \cdot \frac{\omega_m}{\omega_c}\right] \quad (8.2)$$

$$A_2(p, q) = \frac{-4}{\alpha_2(p, q)} \cdot J_{2q+1}\left(\frac{m_a}{2} \cdot \alpha_2(p, q)\right); \quad \alpha_2(p, q) = \pi \cdot \left[2p - (2q + 1) \cdot \frac{\omega_m}{\omega_c}\right] \quad (8.3)$$

$$A_3(p, q) = \frac{-4}{\alpha_3(p, q)} \cdot J_{2q}\left(\frac{m_a}{2} \cdot \alpha_3(p, q)\right); \quad \alpha_3(p, q) = \pi \cdot \left[(2p + 1) + 2q \cdot \frac{\omega_m}{\omega_c}\right] \quad (8.4)$$

$$A_4(p, q) = \frac{-4}{\alpha_4(p, q)} \cdot J_{2q}\left(\frac{m_a}{2} \cdot \alpha_4(p, q)\right); \quad \alpha_4(p, q) = \pi \cdot \left[(2p + 1) - 2q \cdot \frac{\omega_m}{\omega_c}\right] \quad (8.5)$$

cu următoarele notații:

- $J_n(x)$  - funcția Bessel de speța I, de ordin  $n$  [Mate84];
- $\omega_c$  - pulsația corespunzătoare frecvenței purtătoare  $f_c$ ;
- $\omega_m$  - pulsația corespunzătoare frecvenței modulatorului  $f_m$ ;
- $m_a$  - factorul de modulație în amplitudine;
- $\varphi$  - faza semnalului modulator.

**Observație:** Deoarece  $A_3(p, 0) = -A_4(p, 0)$ , iar cei doi coeficienți corespund unor componente spectrale cu aceeași frecvență și fază, rezultă că nu apar componente spectrale la frecvențe egale cu multiplii pari ai  $f_c$ , iar ultimele două sume duble din (8.1) pot începe de la  $q = 1$ .

În Fig. 8.1 sunt reprezentate amplitudinile componentelor spectrale, calculate cu formulele de mai sus, pentru o valoare tipică a frecvenței modulatorului, în jur de 50 Hz, și trei valori diferite ale frecvenței purtătoare, după cum urmează:

- (a):  $f_c = 500\text{Hz}$ ;  $f_m = f_c/10,7 = 46,72\text{Hz}$ ;
- (b):  $f_c = 2\text{kHz}$ ;  $f_m = f_c/40,7 \cong 49,14\text{Hz}$ ;
- (c):  $f_c = 15\text{kHz}$ ;  $f_m = f_c/300,7 \cong 49,88\text{Hz}$ .

Factorul de modulație în amplitudine,  $m_a$ , are în toate cazurile valoarea 0,9. Pe axele orizontale este reprezentată frecvența, iar pe cele verticale, amplitudinea, în dB. S-au trasat cu linie continuă armonicile semnalului modulator, iar cu linie întreruptă și diferite simboluri, componentele spectrale grupate în jurul multiplilor frecvenței purtătoare.



Observație: Domeniul foarte larg utilizat pentru reprezentarea amplitudinilor (până la -400dB) permite o ilustrare mai bună a compoziției spectrale. În cazurile practice interesează doar amplitudinile până la -140dB.

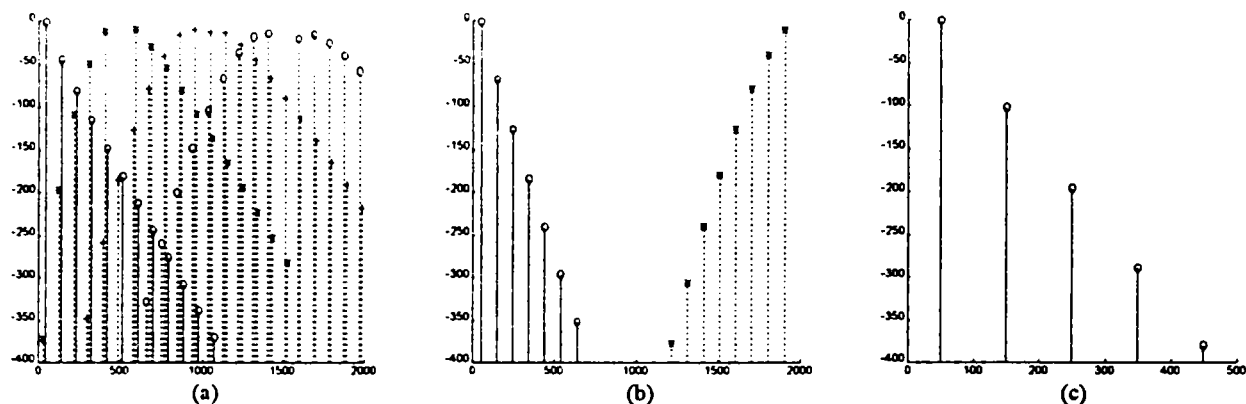


Fig. 8.1 - Amplitudinile componentelor spectrale, pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă, asincronă

În cazul (a), unde frecvența purtătoare este foarte mică, se remarcă prezența în intervalul de analiză a unui număr mare de componente spectrale, cu amplitudini semnificative și frecvențe diferite de multiplii fundamentalei.

Prin creșterea frecvenței purtătoare se obține, în cazul (b), reducerea amplitudinilor componentelor spectrale cu frecvențe joase.

Observație: În figură sunt reprezentate armonicile tensiunii; datorită caracterului inductiv al sarcinii, produșii de modulație din jurul frecvenței purtătoare vor genera, în spectrul curentului, armonici cu amplitudini neglijabile.

În cazul (c), unde frecvența purtătoare are o valoare tipică pentru invertoarele moderne, toate celelalte componente spectrale, în afara armonicilor modulatorii, au amplitudini sub limita inferioară a domeniului de reprezentare, fiind deci neglijabile.

Observație: În Fig. 8.1 (c), domeniul de reprezentare pe axa frecvenței a fost restrâns automat de către programul de reprezentare grafică utilizat, deoarece nu există componente spectrale cu amplitudini reprezentabile, între 500Hz și 5000Hz.

În concluzie, la frecvențe purtătoare peste 15kHz singurele componente spectrale cu amplitudini semnificative din spectrul tensiunii, conținute în intervalul  $0 \div 5$  KHz, sunt armonicile fundamentalei (pentru spectrele curenților, proprietatea de mai sus este valabilă și pentru frecvențe mai mici, de ordinul a câțiva kHz). În consecință, analiza spectrală se poate realiza cu algoritmi specifici semnalelor periodice.

### 8.1.2.2 Sisteme trifazate

În condițiile aproximării de mai sus, sistemele trifazate generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă se pot descompune în același mod ca și sistemele trifazate generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă sincronă (vezi secțiunea 8.1.1.2).

## **8.2 Caracterizarea compoziției spectrale a sistemelor trifazate de tensiuni și curenți din invertoarele cu comandă PWM**

Conform analizei anterioare, pentru invertoarele moderne cu frecvențe de comutație ridicate, sistemele trifazate de tensiuni și curenți pot fi considerate, cu aproximație, ca *sisteme trifazate periodice* și, în cazul general, *distorsionate* și *nesimetrice* [AAS89] [DW92]. Compoziția spectrală a unor astfel de sisteme

poate fi complet caracterizată prin următoarele *mărimi caracteristice* [AAS89]: frecvența fundamentală; amplitudinile și fazele sistemelor fundamentale și armonice, directe, inverse și omopolare; componentele continue ale mărimilor de fază.

Pe de altă parte, așa cum s-a arătat în capitolul 7, performanțele modulației PWM trifazate (a cărei optimizare se urmărește în prezenta lucrare) pot fi caracterizate prin următoarele mărimi (corespunzătoare sistemului trifazat de tensiuni sau curenți care alimentează motorul):

- *factorii de distorsiuni armonice*;
- *gradul de nesimetrie*;
- *componentele continue* ale mărimilor de fază.

Pentru calcularea mărimilor de mai sus sunt necesare doar o parte dintre mărimile caracteristice menționate anterior, și anume:

- *amplitudinea* (și, în unele cazuri, *frecvența*) *sistemului fundamental direct*, care reprezintă componenta utilă a sistemului trifazat;
- *amplitudinea sistemului fundamental invers*, care, împreună cu amplitudinea sistemului fundamental direct, determină gradul de nesimetrie a sistemului trifazat;
- *amplitudinile sistemelor armonice directe*, care determină, aproximativ, factorii de distorsiuni armonice ale sistemului trifazat;
- eventual, *amplitudinile sistemelor armonice inverse* care permit calcularea mai exactă a factorilor de distorsiuni armonice;
- *componentele continue* ale mărimilor de fază.

Observație: Cunoașterea amplitudinilor sistemelor armonice omopolare nu este, de regulă, necesară, deoarece aceste sisteme fie sunt nule, datorită modului de conectare a sarcinii, fie nu au nici un efect asupra motorului.

### **8.3 Cerințe specifice pentru analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele PWM trifazate**

În continuare se vor deduce principalele *cerințe* pentru *echipamentele și algoritmi de analiză spectrală* utilizate pentru analiza tensiunilor și curenților din invertoarele PWM trifazate. Specificarea cerințelor se va realiza pe baza caracteristicilor spectrale ale semnalelor generate prin modulație PWM trifazată, analizate anterior în acest capitol. Concluziile acestei analize au fost utilizate de autor la elaborarea unei biblioteci de analiză spectrală pentru electronica de putere și a unui program de analiză spectrală, prezentate în capitolul 10.

#### **8.3.1 Funcțiile echipamentelor de analiză spectrală pentru electronica de putere**

Principalele *funcții* ale echipamentelor de analiză spectrală utilizabile în electronica de putere sunt următoarele [TV86] [SM90]:

- achiziția semnalelor de la traductoare sau preluarea acestora de la un program de simulare;
- prelucrarea semnalelor cu ajutorul algoritmilor de analiză spectrală;
- afișarea rezultatelor, sub următoarele forme:
  - grafice ale densității spectrale de putere;
  - amplitudini ale armonicilor (și ale sistemelor trifazate armonice, în cazul analizei trifazate);
  - eventual, valori ale indicatorilor de calitate (factori de distorsiuni armonice, etc.);
- tipărirea rezultatelor;
- stocarea datelor pe disc magnetic.

### 8.3.2 Tipuri de echipamente de analiză spectrală pentru electronica de putere

Această secțiune conține o prezentare comparativă a tipurilor de echipamente de analiză spectrală, din perspectiva utilizării în electronica de putere. Prezentarea detaliată a fiecărui tip de echipament poate fi găsită în [Neag96].

#### 8.3.2.1 Analizoare spectrale analogice

##### 8.3.2.1.1 Analizor spectral cu filtre analogice în paralel [RT77] [ER82]

Echipamentul constă din câteva zeci de filtre trece-bandă, acordate pe frecvențe diferite. Amplitudinile semnalelor de la ieșirile filtrelor sunt afișate pe un tub catodic, cu ajutorul unui sistem analogic. Metoda prezintă un dezavantaj major: rezoluția spectrală foarte slabă, impusă de numărul limitat de filtre.

##### 8.3.2.1.2 Analizor spectral cu filtru analogic vobulat

Se utilizează un sigur filtru trece-bandă, a cărui frecvență centrală se modifică în timp [RT77]. Metoda prezintă următoarele caracteristici:

- rezoluție spectrală bună;
- construcție relativ simplă;
- timp de analiză mai lung decât la varianta precedentă;
- filtrele cu factor de calitate constant, utilizate în majoritatea implementărilor, oferă o rezoluție de frecvență variabilă în banda de analiză; structura spectrală a semnalelor generate prin modulație PWM, cu armonici relativ echidistante și uniform distribuite, necesită însă o analiză cu rezoluție constantă;
- alte dezavantaje specifice sistemelor analogice: erori de măsurare, dificultatea afișării și stocării informației.

#### 8.3.2.2 Analizoare spectrale digitale

Schema bloc a unui sistem digital de analiză spectrală este prezentată în Fig.8.2 [RT77].

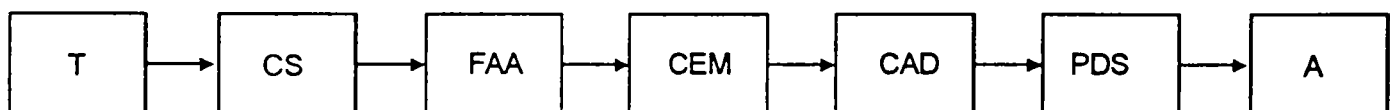


Fig.8.2 Sistem digital de analiză spectrală

S-au utilizat următoarele notații:

- T - traductoare;
- CCS - circuite de condiționare a semnalului;
- FAA - filtre anti-aliere;
- CEM - circuite de eșantionare și memorare;
- CAD- convertoare analog-digitale;
- PDS - prelucrare digitală a semnalelor;
- A - afișare.

În continuare se vor trece în revistă algoritmi de prelucrare utilizabili în blocul PSD.

##### 8.3.2.2.1 Filtre digitale

Această metodă, care emulează varianta analogică similară prin implementarea unor filtre trece-bandă digitale, prezintă următoarele dezavantaje [ER82]:

- rezoluție spectrală limitată;
- volum mare de calcule.

#### 8.3.2.2.2 Algoritmi de analiză spectrală utilizând Transformarea Fourier Discretă

Algoritmii de analiză spectrală bazați pe Transformarea Fourier Discretă (“*Discrete Fourier Transform*” - DFT) sunt frecvent menționați în literatura de specialitate, fiind utilizați curent în echipamentele de analiză spectrală [RG75] [RT77] [ER82] [Cand88] [AAS89] [AS90] [Jack91]. Principalele caracteristici ale acestei abordări sunt:

- precizie foarte bună, specifică sistemelor digitale;
- timp de calcul minim (comparativ cu alte variante digitale), în condițiile utilizării algoritmului Transformării Fourier Rapide (“*Fast Fourier Transform*” - FFT);
- rezoluție spectrală constantă în banda de analiză;
- rezoluție spectrală oricât de bună, în condițiile prelucrării unui număr suficient de eșantioane ale semnalului; există soluții pentru creșterea suplimentară a rezoluției, într-o bandă de frecvență îngustă, fără a fi necesar un volum mai mare de calcule (“*zoom FFT*”) [RT77];
- în anumite condiții, se manifestă erori de metodă; există însă soluții de eliminare sau reducere a acestor erori (acestea vor fi analizate pe larg în capitolul 9).

#### 8.3.2.2.3 Algoritm de estimare spectrală utilizând Transformarea $z$

Acest algoritm folosește metoda de estimare a modelului unui sistem pe baza invarianței la impuls, cu ajutorul Transformării  $z$ . Mai exact, se identifică funcția de transfer a unui sistem, al cărui răspuns la impuls aproximează cel mai bine semnalul analizat. În continuare, pe baza funcției de transfer, se calculează compoziția spectrală a semnalului.

În [LC90] se propune o *variantă optimizată*, care nu impune cunoașterea prealabilă a ordinului modelului. Astfel, se identifică, pentru început, un sistem simplu, al cărui răspuns la impuls constă dintr-o singură componentă armonică. Identificarea urmărește minimizarea erorii medii pătratice între această armonică și semnalul analizat. Datorită formei simple a funcției de transfer a sistemului, se utilizează un algoritm de căutare după gradient, în spațiul coeficienților funcției de transfer. Pe baza coeficienților astfel determinați, se calculează amplitudinea, frecvența și faza armonicii respective. În continuare, această armonică se scade din semnalul analizat, iar diferența se prelucrează din nou cu algoritmul de mai sus, extrăgându-se o nouă armonică, ș.a.m.d. Se obțin astfel, succesiv, componentele spectrale ale semnalului analizat, în ordinea descrescătoare a amplitudinilor acestora.

Principalul *avantaj* al acestei abordări, comparativ cu soluția bazată pe DFT, constă în absența erorilor de metodă, precizia determinării amplitudinilor și frecvențelor armonicilor fiind limitată doar de precizia calculelor. Comparăția din articolul menționat nu este însă relevantă, deoarece algoritmul bazat pe DFT utilizat ca termen de comparație nu include corecția erorilor sale de metodă.

*Dezavantajele* previzibile ale metodei constau în:

- volumul mare de calcule (despre care în articol nu se prezintă nici un fel de informații);
- problemele specifice algoritmilor de căutare după gradient, cauzate de minimele locale.

Deoarece nu au fost găsite referințe ulterioare la articolul în care se propune metoda de analiză de mai sus, se poate afirma că această metodă nu s-a afirmat ca o alternativă competitivă pentru DFT.

### 8.3.2.3 Concluzii

În concluzie, *soluția cea mai avantajoasă pentru electronica de putere*, soluție utilizată curent în implementările actuale, o reprezintă *analizoarele spectrale digitale, cu algoritmi bazați pe DFT*. Această concluzie a stat la baza abordării problemei analizei spectrale, în prezenta lucrare.

### **8.3.3 Cerințe specifice pentru analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele PWM**

În această secțiune se vor determina cerințele pe care trebuie să le satisfacă echipamentele și algoritmi de prelucrare destinate analizei spectrale a tensiunilor și curenților din invertoarele PWM trifazate, în scopul determinării performanțelor modulației. Conform concluziilor anterioare, se au în vedere doar sistemele de prelucrare digitală a semnalelor cu algoritmi bazați pe DFT. Analiza care urmează se bazează pe schema bloc din Fig.8.2.

#### 8.3.3.1 Traductoarele și blocurile de condiționare a semnalelor

##### 8.3.3.1.1 Mărimi analizate

În cazul sistemelor de acționare cu motoare trifazate, analiza spectrală se poate realiza pentru curenții de fază, sau pentru tensiunile de fază (la motoarele conectate în Y) sau de linie (la motoarele conectate în  $\Delta$ ). Alegerea mărimilor analizate se face în funcție de indicatorii de calitate care trebuie calculați și de posibilitățile de măsurare.

Conform celor expuse în capitolul 7, curenții de fază sunt cei care determină nemijlocit majoritatea efectelor modulației PWM asupra motorului. În consecință, indicatorii de calitate pentru modulație sunt definiți, în modul cel mai direct, pe baza compoziției spectrale a curenților. Definițiile alternative, realizate pe baza spectrelor tensiunilor, presupun utilizarea unui model aproximativ al sarcinii, introducând astfel erori.

Pe de altă parte, atât măsurarea curenților, cât și cea a tensiunilor, presupun utilizarea unor circuite electronice performante, care să asigure izolarea galvanică și o bună imunitate la perturbații electromagnetice. În abordarea clasică, măsurarea curenților (cu ajutorul unor șunturi rezistive sau transformatoare de curent) este mai dificilă decât măsurarea tensiunilor (cu divizoare rezistive); ambele abordări necesită un circuit suplimentar de izolare galvanică. Tehnologia modernă a traductoarelor oferă însă soluții mai avantajoase pentru măsurarea curenților. Astfel, traductoarele de curent care folosesc principiul compensării magnetice asigură implicit izolarea galvanică. În consecință, prețul traductoarelor de curent este mai mic decât cel al traductoarelor de tensiune (pentru clase de performanță similare) [LEM95].

În concluzie, pentru determinarea experimentală a performanțelor modulației, analiza spectrală a *curenților* reprezintă varianta cea mai avantajoasă.

Observație: În cazul generării semnalelor prin simulare, folosind metoda propusă de autor în capitolul 12, se obțin eșantioane ale tensiunilor. În consecință, algoritmi de analiză și formulele de calcul a indicatorilor de calitate trebuie să permită folosirea atât a tensiunilor, cât și a curenților.

##### 8.3.3.1.2 Caracteristicile electrice ale traductoarelor și blocurilor de condiționare

Nivelurile semnalelor achiziționate și domeniul frecvențelor de interes determină parametrii traductoarelor și ai sistemelor de condiționare a semnalelor (în special rigiditatea izolării galvanice și banda de trecere) [TV86] [Suth95]. Considerentele de proiectare a sistemelor de achiziție nu fac obiectul prezentei lucrări, aceste probleme fiind prezentate, de exemplu, în [Cool86] și [Shei86].



### 8.3.3.2 Circuitele de eșantionare și memorare

#### 8.3.3.2.1 Sincronismul eșantionării semnalelor

După cum se va arăta în capitolul 9, analiza spectrală prin DFT presupune utilizarea unor algoritmi de corecție a erorilor de metodă, atunci când eșantionarea semnalelor analizate nu este sincronă cu fundamentala acestora. În consecință, pentru simplificarea algoritmilor de analiză ar fi de dorit ca eșantionarea semnalelor să fie sincronă. Această condiție poate fi însă asigurată doar în unele situații speciale, ca de exemplu:

- în sistemele experimentale, când eșantionarea este comandată de același procesor care implementează și modulația PWM;
- la simulare, când eșantionarea și modulația PWM se implementează prin același program.

În cazul unor echipamente de analiză spectrală independente, pentru care sincronizarea cu modulatorul PWM ar fi dificilă, eșantionarea semnalelor este, inevitabil, asincronă. Pe de altă parte, algoritmi de corecție a erorilor de metodă dau rezultate suficient de precise, iar volumul calculelor necesare este relativ redus. În consecință, în abordarea din prezenta lucrare se optează pentru utilizarea, în toate situațiile, a *eșantionării asincrone a semnalelor*, mai exact, nu se urmărește explicit realizarea sincronismului prin ajustarea frecvenței de eșantionare. Această frecvență se alege exclusiv pe baza parametrilor doriți pentru analiza spectrală (rezoluție, bandă de frecvență).

Observație: În contextul analizei precedente, termenul “eșantionare” se referă la achiziția semnalelor, nu la procesul de modulație PWM.

### 8.3.3.3 Convertoarele analog-digitale

#### 8.3.3.3.1 Rezoluția conversiei

Gama dinamică a amplitudinilor armonicilor (caracterizată prin raportul între valoarea maximă și cuanta de amplitudine) este determinată de rezoluția conversiei analog-digitale a semnalelor, de precizia calculelor din algoritmul de analiză spectrală, precum și de rezoluția afișării. Valorile tipice menționate în literatură pentru gama dinamică a amplitudinilor armonicilor de interes sunt de peste 60 dB [Suth95], ceea ce presupune folosirea unor convertoare analog-digitale cu o *rezoluție de 12 ... 14 biți*.

### 8.3.3.4 Prelucrarea digitală a semnalelor

#### 8.3.3.4.1 Mărimile calculate prin analiză spectrală

Pentru evaluarea performanțelor modulației PWM, echipamentele de analiză spectrală trebuie să determine, în primul rând, *mărimile care caracterizează compoziția spectrală a semnalelor analizate*, mărimi enumerate în secțiunea 8.2.

După cum s-a arătat în secțiunea 8.1.2, deși semnalele analizate sunt, în general, aperiodice, ele pot fi approximate ca periodice, în cazul frecvențelor purtătoare suficient de ridicate. Deoarece determinarea prin calcul analitic a condițiilor în care aproximarea de mai sus poate fi acceptată este relativ dificilă, se va recurge la validarea vizuală a aproximării, pentru fiecare caz în parte, prin examinarea spectrelor densității de putere a semnalelor (mai precis, prin verificarea structurii discrete a acestor spectre). În consecință, este necesar ca blocul de prelucrare a semnalelor să permită determinarea *densității spectrale de putere*, pentru toate mărimile analizate. În cazul sistemelor trifazate, se pot calcula fie densitățile spectrale de putere ale mărimilor de fază, fie densitățile spectrale de putere pentru componentele cu secvență directă și inversă, definite în capitolul 9.



### 8.3.3.4.2 Domeniul de frecvență al analizei spectrale

Domeniul de frecvență în care se realizează analiza spectrală se alege în funcție de efectele care sunt avute în vedere la evaluarea performanțelor modulației, după cum urmează:

- de la 0 la 2,5 ... 5 KHz, pentru următoarele efecte: pierderi în înfășurări și miez, saturația miezului, armonici de cuplu [TV86] [DV92];
- de la zeci de Hz la 8 ... 20 KHz, pentru zgomotul acustic [WSM90];
- în domeniul radiofrecvenței, pentru radiația electromagnetică.

Deoarece în contextul prezentei lucrări interesează doar prima categorie de efecte, domeniul de frecvență folosit va fi *între 0 și 2,5 ... 5 KHz*.

### 8.3.3.4.3 Rezoluția de frecvență a analizei spectrale

Calcularea precisă a amplitudinilor armonicilor (cu algoritmul descris în capitolul 9) impune o *rezoluție de frecvență constantă pe întreg domeniul de analiză* [RT77] [ER82]. Această cerință este asigurată implicit prin utilizarea DFT.

Pentru a permite detecția componentelor spectrale apropiate și pentru a asigura o precizie ridicată la calcularea amplitudinilor armonicilor, analiza spectrală trebuie să ofere o *rezoluție de frecvență cât mai bună*. Valorile tipice menționate în literatură sunt de 2,5 ... 5 Hz [DV92].

Observație: Această cerință determină numărul eșantioanelor de semnal care trebuie achiziționate, memorate și prelucrate. De exemplu, în cazul utilizării algoritmului FFT, acoperirea unui domeniu de analiză de 5 KHz cu o rezoluție mai bună decât 2,5 Hz impune calcularea a 2048 de eșantioane spectrale, deci achiziția și stocarea a 4096 de eșantioane ale semnalului.

În unele situații se impune *analiza cu rezoluție spectrală sporită a domeniului frecvențelor joase*. O astfel de analiză este necesară, de exemplu, pentru evidențierea produșilor de modulație cu frecvențe mai mici decât fundamentala, care pot să apară la modulația cu eșantionare uniformă asincronă, și care au efecte negative pronunțate asupra motorului. Deoarece banda de frecvențe în care trebuie crescută rezoluția pornește de la zero, nu este necesară utilizarea algoritmilor "zoom FFT" [RT77], fiind suficientă specificarea unei rezoluții sporite, ca parametru al algoritmilor de analiză uzuali.

Observație: Pentru a evita creșterea excesivă a volumului de calcule, se va specifica simultan și reducerea limitei superioare a domeniului de frecvență, astfel încât numărul de eșantioane analizate să rămână constant.

### 8.3.3.4.4 Rezoluția de amplitudine a prelucrării

Atunci când durata de execuție a algoritmilor de analiză și puterea de calcul a procesorului o permit, se preferă *implementarea prelucrărilor digitale în virgulă mobilă*, pentru a evita erorile de cuantizare în amplitudine care ar fi introduse de prelucrările în virgulă fixă. Această abordare se va folosi în algoritmii de prelucrare elaborați în prezenta lucrare.

### 8.3.3.4.5 Determinarea frecvenței fundamentale a semnalelor

După cum se va arăta în capitolul 9, calcularea amplitudinilor armonicilor în cazul eșantionării asincrone la achiziția semnalelor presupune cunoașterea frecvenței fundamentale a acestora. Frecvența este cunoscută cu precizie doar în următoarele situații:

- în sistemele experimentale sau echipamentele industriale, atunci când modulatorul PWM generează, cu precizie ridicată, frecvența fundamentală prescrisă;
- în cazul simulării.

În capitolul 9 se propune o metodă de determinare automată a frecvenței fundamentale, folosind eșantioanele spectrale calculate prin DFT. Deoarece această metodă nu are aplicabilitate universală (pot să apară probleme, de exemplu, la modulația cu eșantionare uniformă asincronă, atunci când factorul de modulație în amplitudine este foarte mic), pentru implementarea algoritmilor de analiză se propune o *abordare duală*: fie se specifică direct frecvența fundamentală, atunci când se cunoaște cu precizie, fie se utilizează algoritmul de determinare automată a acesteia.

### 8.3.3.5 Afișare

#### 8.3.3.5.1 Mărimi afișate

Conform analizei de mai sus, echipamentul de analiză spectrală trebuie să afișeze:

- *densitățile spectrale de putere*;
- *amplitudinile armonicilor* (și ale sistemelor armonice, în cazul sistemelor trifazate);
- eventual, *indicatorii de calitate a modulației*.

#### 8.3.3.5.2 Rezoluția afișării

Afișarea unei game dinamice largi pentru densitatea spectrală și amplitudinile armonicilor impune utilizarea unei *axe de amplitudine logaritmice*.

### **8.3.4 Utilizarea calculatoarelor personale pentru analiza spectrală în electronica de putere**

Producătorii de echipamente de măsură oferă diverse analizoare spectrale digitale, specializate pentru electroenergetică și electronica de putere. Datorită prețului ridicat, aceste echipamente sunt destul de greu accesibile. Funcțiile specificate anterior (în secțiunea 8.3.1) pot fi însă îndeplinite și de către un *calculator personal prevăzut cu un modul de achiziție a semnalelor* [JK83] [TV86] [LC90] [SM90] [GN92] [Suth95]. Această soluție, care reprezintă o abordare modernă în tehnica măsurării, a fost adoptată de autor din următoarele considerente:

- flexibilitate sporită (de exemplu, posibilitatea de utilizare a algoritmilor de analiză cei mai adecvați pentru scopul urmărit);
- posibilitatea utilizării aceluiași program de analiză spectrală atât pentru determinări experimentale, cât și pentru prelucrarea semnalelor generate prin simulare;
- în ultimă instanță, lipsa unui echipament de analiză spectrală specializat pentru electronica de putere.

Primele variante ale unui astfel de sistem de analiză spectrală, dezvoltate în colaborare de către de autor, sunt descrise în [GN92] și [NGSG94]. Ultima variantă a *programului de analiză spectrală*, realizat de autor și folosit pentru experimentările din prezenta lucrare, este descrisă în capitolul 10.

Pentru unele măsurări experimentale, care urmăresc validarea independentă a unor metode de simulare, s-a recurs la utilizarea unui *program profesional de analiză spectrală*, **SpectraLab**, având caracteristici adecvate pentru scopul propus [Spec99]. Acest program realizează achiziția semnalelor cu ajutorul unei *plăci de sunet de uz general*. Programul oferă posibilitatea determinării performanțelor plăcii de sunet utilizate (distorsiuni, liniaritatea caracteristicii de frecvență, efectele erorilor de cuantizare); astfel, s-a constatat practic că utilizarea unei plăci de sunet de bună calitate poate satisface majoritatea cerințelor specificate mai sus pentru electronica de putere (cu anumite restricții, referitoare la alegerea unor frecvențe de achiziție care conducă la o filtrare anti-aliere corespunzătoare). În experimente s-a utilizat o placă de sunet **Sound Blaster PCI128**, produsă de Creative Labs, care permite achiziția simultană pe două canale, cu o rezoluție de 16 biți, la frecvențe de achiziție între 5 kHz și 48 kHz.

## 8.4 Concluzii

Evaluarea efectelor nefavorabile ale comutației asupra motoarelor alimentate de la invertoare trifazate cu modulație PWM impune *analiza spectrală* a curenților și tensiunilor din fazele motorului. Se poate considera că aceste semnale formează, în cazul general, *sisteme trifazate periodice, distorsionate și nesimetrice*. În acest context, s-a demonstrat că semnalele generate prin modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă, deși neperiodice în cazul general, pot fi prelucrate cu algoritmi specifici semnalelor periodice (în anumite condiții, satisfăcute de regulă în aplicația avută în vedere).

Pentru a permite calcularea indicatorilor de calitate a modulației, se impune determinarea următoarelor *mărimi*: frecvența fundamentală, amplitudinea sistemului fundamental direct, amplitudinile sistemelor armonice directe, amplitudinea sistemului fundamental invers, componentele continue ale mărimilor de fază.

Dintre tipurile de echipamente de analiză spectrală disponibile, *analizoarele digitale bazate pe DFT* satisfac cel mai bine cerințele specifice din electronica de putere. În acest capitol sunt specificate în detaliu *cerințele* specifice pentru blocurile componente ale acestor echipamente, incluzând algoritmi de analiză spectrală.

O abordare eficientă pentru analiza spectrală a semnalelor din electronica de putere o constituie *utilizarea unui calculator personal*, prevăzut cu un modul de achiziție a datelor și un program de analiză specializat; această abordare a fost folosită pentru o parte din măsurările experimentale din prezenta lucrare. În acest sens, a fost elaborat un *program original de analiză spectrală a sistemelor trifazate*, prezentat în capitolul 10.

## Capitolul 9 - Algoritmii de analiză spectrală pentru tensiunile și curenții din invertoarele trifazate cu comandă PWM

În acest capitol se vor prezenta algoritmii utilizați de autor pentru analiza spectrală a sistemelor trifazate de tensiuni și curenți generate de invertoarele cu comandă PWM. Algoritmii au fost preluați din literatura de specialitate, selecția lor făcându-se pe baza cerințelor formulate în capitolul 8. Implementarea algoritmilor a fost realizată în cadrul unei biblioteci MATLAB și al unui program de analiză spectrală pentru electronica de putere, descrise în capitolul 10.

Conform analizei din capitolul 8, se poate considera că tensiunile și curenții din invertoarele trifazate cu comandă PWM formează *sisteme trifazate periodice, distorsionate și nesimetrice*. Pentru a permite calcularea indicatorilor de calitate a modulației, analiza spectrală trebuie să furnizeze următoarele mărimi:

- *amplitudinea (și, eventual, frecvența) sistemului fundamental direct;*
- *amplitudinea sistemului fundamental invers;*
- *amplitudinile sistemelor armonice directe și, eventual, amplitudinile sistemelor armonice inverse;*
- *componentele continue ale mărimilor de fază.*

### 9.1 Analiza spectrală a semnalelor monofazate prin DFT

Deși în acest capitol se are în vedere analiza sistemelor trifazate, unele aspecte ale algoritmilor de analiză spectrală se vor prezenta inițial, pentru mai multă claritate, în cazul mărimilor monofazate. În acest caz, semnalele analizate sunt *semnale periodice distorsionate*, iar mărimile care trebuie calculate sunt:

- *amplitudinea fundamentalei;*
- *amplitudinile armonicilor.*

#### 9.1.1 Principiul analizei spectrale prin DFT

##### 9.1.1.1 Etapele algoritmului de analiză

Analiza spectrală prin intermediul Transformării Fourier Discrete (DFT) presupune următoarele *operații*:

- filtrarea semnalului analogic, pentru evitarea erorilor de aliere la eșantionare;
- eșantionarea semnalului;
- extragerea unei secvențe finite de eșantioane;
- calcularea DFT; de regulă, aceasta se realizează prin algoritmul FFT [Jack91] [PM92].

##### 9.1.1.2 Relația între valorile calculate prin analiză și cu spectrul semnalului

În continuare se va prezenta relația între valorile calculate prin secvența de operații prezentată mai sus și spectrul semnalului analogic analizat. Fie semnalul analogic  $x(t)$ , cu transformata Fourier  $X(\omega)$ ; fie  $S = 1/T_s$  frecvența de eșantionare și  $N_s$ , numărul de eșantioane extrase. Operația de extragere a unui număr finit de eșantioane se modelează prin multiplicare cu o fereastră dreptunghiulară  $w(t)$ , de lățime  $T_w = N_s \cdot T_s$ .

În absența erorilor de aliere, secvența  $\underline{X}_w[h]$  calculată prin DFT conține eșantioane ale spectrului obținut prin convoluția spectrului semnalului analogic,  $x(t)$ , cu spectrul ferestrei dreptunghiulare în timp continuu,  $w(t)$  [Cand88]:

$$\underline{X}_w[h] = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \underline{X}(\omega) \otimes \underline{W}(\omega) \mid \omega = h \cdot \frac{2\pi}{N_s \cdot T_s}; & 0 \leq h < \frac{N_s}{2} \\ \frac{1}{2\pi} \underline{X}(\omega) \otimes \underline{W}(\omega) \mid \omega = -(N_s - h) \cdot \frac{2\pi}{N_s \cdot T_s}; & \frac{N_s}{2} < h < N_s \end{cases}, \quad (9.1)$$

unde  $\underline{W}(\omega)$  este spectrul ferestrei dreptunghiulare în timp continuu de durată  $T_w$ :

$$\underline{W}(\omega) = T_w \cdot e^{-j\frac{\omega \cdot T_w}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\omega \cdot T_w}{2}}{\frac{\omega \cdot T_w}{2}}. \quad (9.2)$$

Se observă că eșantionul  $\underline{X}_w[h]$  corespunde frecvenței:

$$f_{(h)} = h \cdot \Delta f; \quad h = 0, 1, \dots, N_s/2 - 1. \quad (9.3)$$

unde  $\Delta f$  este diferența de frecvență între două eșantioane adiacente, dată de:

$$\Delta f = \frac{1}{N_s \cdot T_s}. \quad (9.4)$$

Observație: În (9.3)  $N_s$  se presupune par, condiție îndeplinită în implementările bazate pe FFT (unde  $N_s$  este, de regulă, o putere a lui 2).

### 9.1.1.3 Algoritmii de analiză spectrală prin DFT cu recombinație trigonometrică

Deoarece DFT se aplică asupra unei secvențe de eșantioane reale, valorile din a doua jumătate a secvenței  $\underline{X}_w[h]$  sunt conjugatele complexe ale celor din prima jumătate, deci nu conțin informație relevantă [PM92]. Această redundanță permite reducerea numărului de calcule, prin intermediul “*algoritmului cu recombinație trigonometrică*” [EK91] [PM92] [DV92]. Prin reducerea la jumătate a numărului de eșantioane procesate prin FFT, se obține reducerea la aproape jumătate a volumului de calcule.

### 9.1.1.4 Efectul filtrării anti-alieră asupra rezultatelor analizei spectrale

Filtrele anti-alieră (FAA) realizabile practic au o caracteristică de frecvență neideală, cu bandă de trecere de lățime nenulă și cu atenuare nenulă în banda de oprire [Jack91]. Aceste caracteristici generează următoarele categorii de erori:

- atenuarea componentelor spectrale cu frecvențe mai mici decât frecvența de tăiere, dar apropiate de aceasta;
- eliminarea incompletă a componentelor spectrale cu frecvențe mai mari decât frecvența de tăiere, componente care pot produce aliere.

În consecință, numai o fracțiune din eșantioanele spectrale calculate prin DFT au valori corecte, neafectate de atenuare și de aliere; această situație este reprezentată în Fig. 9.1, unde frecvența de tăiere este egală cu  $f_s/2$  [ER82]. Valoarea coeficientului  $\gamma$  (definit conform Fig. 9.1) depinde de caracteristica de frecvență a FAA utilizat și de nivelul admisibil al erorilor.

Pentru a evita propagarea erorilor la calcularea indicatorilor de calitate a modulației, eșantioanele cu frecvențe mai mari decât  $\gamma(f_s/2)$  trebuie eliminate din secvența obținută prin DFT. În consecință,

frecvența de eșantionare  $f_s$  trebuie aleasă astfel încât armonicile care afectează semnificativ indicatorii de calitate a modulației să se încadreze în intervalul  $[0 \dots \gamma \cdot (f_s/2)]$ .

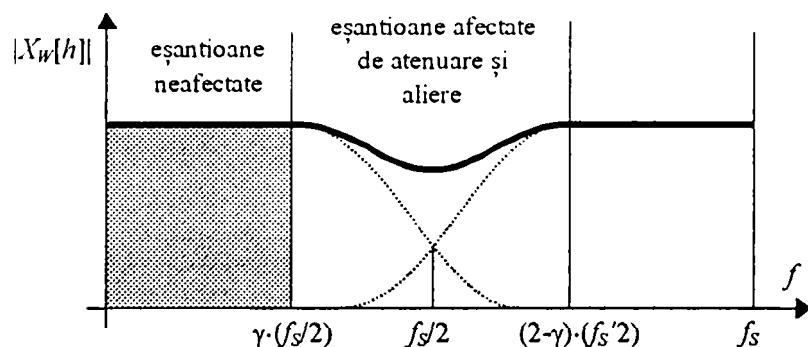


Fig. 9.1 Influența caracteristicii FAA asupra amplitudinii eșantioanelor spectrale calculate prin DFT

Observație: Deoarece fereastra dreptunghiulară  $w(t)$  este de durată finită, rezultă că spectrul ei are o extensie nelimitată în frecvență. În consecință, multiplicarea cu fereastra dreptunghiulară cauzează erori suplimentare de aliere, chiar dacă semnalul inițial este de bandă limitată. Aceste erori suplimentare pot fi reduse prin utilizarea unor ferestre ale căror spectre se atenuază mai rapid spre frecvențe mari. Așa cum se va arăta în secțiunile următoare, aceste ferestre permit și reducerea erorilor de împrăștiere spectrală (definite ulterior în acest capitol), folosirea lor fiind, oricum, recomandabilă.

### 9.1.1.5 Calcularea densității spectrale de putere

Pentru caracterizarea compoziției spectrale a semnalelor se utilizează, pe lângă spectrul de amplitudine (definit în secțiunea următoare) și densitatea spectrală de putere (Power Spectral Density - PSD). În varianta “unilaterală” (care are o semnificație mai apropiată de practică), aceasta se definește prin formula [PFTV88]:

$$P_{xx}(\omega) = 2 \cdot |X(\omega)|^2. \tag{9.5}$$

Reprezentarea grafică a PSD în funcție de  $\omega$  se va numi *spectrul densității de putere*.

În cadrul analizei spectrale prin DFT, se pot calcula eșantioane ale PSD pe baza eșantioanelor spectrale  $X_w[h]$  obținute prin DFT, cu formula [PFTV88]:

$$P_{xx}[h] = \begin{cases} \frac{1}{N_s^2} \cdot |X_w[0]|^2; & h = 0 \\ \frac{2}{N_s^2} \cdot |X_w[h]|^2; & h = 1, 2, \dots, \frac{N_s}{2} - 1 \end{cases}. \tag{9.6}$$

Frecvența corespunzătoare eșantionului de ordin  $h$  este dată de (9.3).

### 9.1.2 Analiza spectrală a semnalelor periodice, eșantionate sincron

Fie un semnal periodic distorsionat, cu frecvența fundamentală  $f_1 = 1/T$ , definit prin formula:

$$x(t) = A^{(0)} + \sum_{k=1}^{\infty} A_m^{(k)} \cdot \cos(k \cdot 2\pi f_1 \cdot t + \varphi_k), \tag{9.7}$$



unde  $A_m^{(k)}$  este amplitudinea armonicii de ordin  $k$ ,  $\varphi_k$ , faza aceleiași armonici, iar  $A^{(0)}$ , componenta continuă. Eșantionarea acestui semnal este sincronă dacă durata totală de eșantionare,  $N_s \cdot T_s$ , este un multiplu întreg al perioadei fundamentale a semnalului [AAS89]. Numărul de perioade ale fundamentalei, conținute în intervalul de eșantionare se notează prin:

$$n_T = \frac{N_s \cdot T_s}{T} \quad (9.8)$$

și, în condițiile eșantionării sincrone, este întreg. Din (9.3), (9.4) și (9.8) rezultă că frecvența armonicii de ordin  $k$  este egală cu frecvența eșantionului spectral de ordin  $h_k = k \cdot n_T$ .

Pe de altă parte, conform (9.1), spectrul analogic obținut prin convoluție este format din replici (deplasate și scalate) ale spectrului ferestrei dreptunghiulare, centrate în dreptul fiecărei armonici a semnalului analogic analizat. Mai mult, din (9.2) rezultă că spectrul ferestrei dreptunghiulare se anulează la frecvențe egale cu multiplii pasului de eșantionare al spectrului,  $\Delta f$ , dat de (9.4). Prin urmare, toate replicile spectrului ferestrei dreptunghiulare vor fi eșantionate fie în centrele lobilor principali, fie în punctele de anulare.

În consecință, eșantioanele spectrale care se suprapun cu armonicile semnalului periodic sunt proporționale cu amplitudinile acestor armonici, iar celelalte eșantioane spectrale (care nu se suprapun cu armonicile) sunt nule. Relația între valorile calculate prin DFT și amplitudinile armonicilor semnalului, dedusă din (9.1), (9.2) și (9.7), este dată de formula:

$$\underline{X}_W[h] = \begin{cases} \frac{N_s}{2} \underline{X}_m^{(k)}, & h = h_k \\ \frac{N_s}{2} (\underline{X}_m^{(k)})^*, & h = N_s - h_k \\ N_s (A^{(0)}), & h = h_0 = 0 \\ 0, & \text{în rest} \end{cases} \quad (9.9)$$

cu

$$h_k = k \frac{f_1}{\Delta f}; \quad \underline{X}_m^{(k)} = A_m^{(k)} \cdot e^{j\varphi_k} \quad (9.10)$$

unde  $h_k$  este ordinul eșantionului spectral corespunzător armonicii de ordin  $k$  a semnalului. Armonicile semnalului apar separate în spectru prin  $n_T$  intervale de eșantionare  $\Delta f$ .

Secvența calculată prin DFT conține  $N_s/2-1$  eșantioane utile, deci acoperă un număr de  $N_h$  armonici ale semnalului, cu  $N_h$  dat de formula:

$$N_h = \left\lceil \frac{N_s/2 - 1}{n_T} \right\rceil \quad (9.11)$$

unde  $\lceil \cdot \rceil$  este operatorul "parte întreagă".

În consecință, calcularea amplitudinilor armonicilor, pe baza eșantioanelor obținute prin DFT, se face cu formula:

$$A_m^{(k)} = \frac{2}{N_s} \left| \underline{X}_W[h_k] \right|; \quad h_k = k \cdot n_T; \quad k = 1, 2, \dots, N_h \quad (9.12)$$

Pentru *componenta continuă* a semnalului,  $A^{(0)}$ , formula de calcul este:

$$A^{(0)} = \frac{1}{N_s} |X_w[0]|. \quad (9.13)$$

Reprezentarea grafică a valorilor  $\frac{2}{N_s} |X_w[h]|$ , cu  $h = 0, 1, \dots, N_s/2-1$ , în funcție de frecvențele acestor eșantioane spectrale va fi denumită *spectru de amplitudine*.

### 9.1.3 Analiza spectrală a semnalelor periodice, eșantionate asincron

Implementarea eșantionării sincrone presupune cunoașterea cu precizie a frecvenței fundamentale a semnalului analizat (înainte de a realiza analiza), precum și posibilitatea de ajustare continuă a frecvenței de eșantionare a sistemului de achiziție. În aplicațiile practice, satisfacerea acestor cerințe este, de multe ori, imposibilă. În consecință, se impune investigarea unor metode de analiză spectrală aplicabile în cazul *eșantionării asincrone*.

#### 9.1.3.1 Erori cauzate de eșantionarea asincronă

Dacă eșantionarea este asincronă, punctele de eșantionare a spectrului rezultat prin convoluție în (9.1) nu coincid cu armonicile semnalului inițial și nici cu punctele de anulare ale replicilor spectrului ferestrei dreptunghiulare [Jack91]. Fig. 9.2 prezintă, comparativ, secvențele calculate prin DFT, în cazul eșantionării sincrone și asincrone a unui semnal sinusoidal.

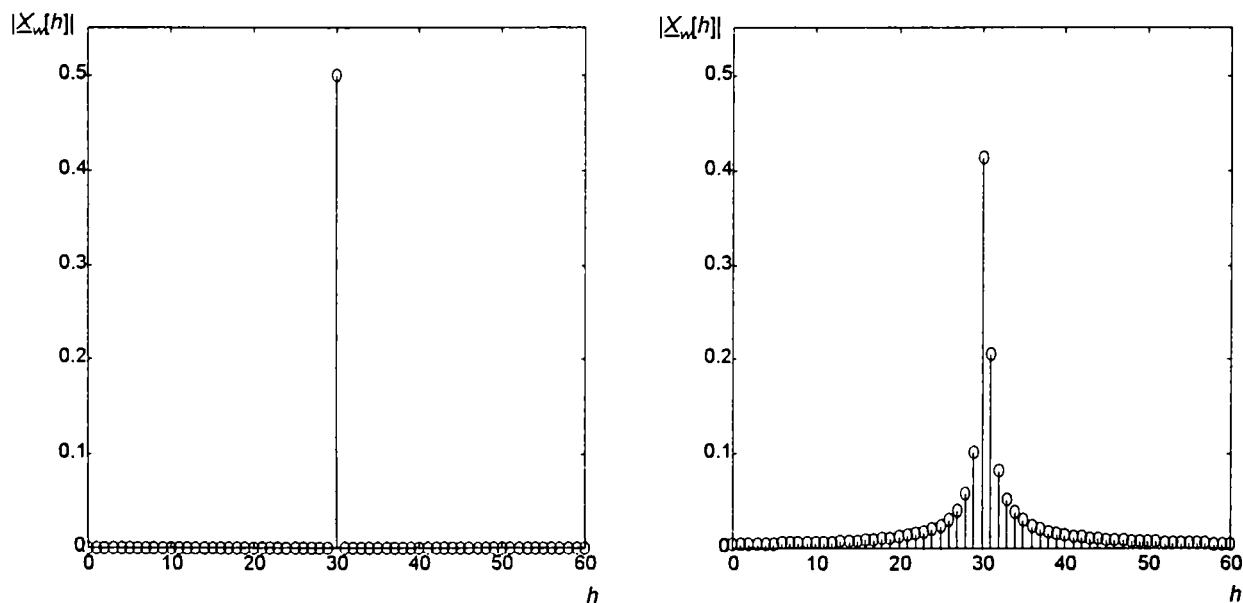


Fig. 9.2 Analiza spectrală prin DFT a unui semnal sinusoidal: eșantionare sincronă (stânga) și asincronă (dreapta)

Deoarece lobi principalii ai replicilor spectrului ferestrei dreptunghiulare nu sunt eșantionați în centru, eșantioanele corespunzătoare acestor lobi nu mai reprezintă exact amplitudinile armonicilor (fenomen evident în Fig. 9.2). Acest efect se va numi în cele ce urmează *eroare de decalare a eșantionării* (denumirea din literatura de specialitate este "*picket-fence error*").

Deoarece lobi laterali ai replicilor spectrului ferestrei dreptunghiulare nu sunt eșantionați în dreptul punctelor de anulare, fiecare armonică a semnalului inițial produce un grup de linii spectrale, cu valori descrescătoare spre extremități (vizibile în Fig. 9.2). Dacă durata de analiză acoperă un număr mic de perioade ale fundamentalei semnalului inițial, atunci armonicile semnalului inițial apar separate printr-un număr mic de intervale de eșantionare a spectrului. În această situație, eșantioanele din lobi principalii se

suprapun cu eșantioane din lobii laterali ai altor replici, provenind de la armonici apropiate. În consecință, eșantioanele din lobii principali vor avea valori modificate, care, utilizate pentru calculul amplitudinilor armonicilor, vor produce rezultate incorecte. Acest efect se va numi în cele ce urmează *eroare de împrăștiere spectrală* ("leakage error") [RT77] [Harr78] [Cand88].

În secțiunile următoare se vor prezenta metode de corecție pentru erorile menționate anterior.

### 9.1.3.2 Reducerea erorilor de împrăștiere spectrală prin multiplicare cu ferestre temporale

#### 9.1.3.2.1 principiu

Dacă se realizează o multiplicare a semnalului analogic analizat cu o *ferastră temporală* de formă diferită de cea dreptunghiulară (formă care intervine implicit, la extragerea secvenței finite de eșantioane), valorile calculate prin DFT vor fi date de o formulă similară cu (9.1), unde apare însă spectrul noii ferestre,  $\underline{W}(\omega)$ . În condițiile în care acest spectru are lobi laterali cu amplitudini mai mici decât cei ai ferestrei dreptunghiulare, se vor reduce corespunzător erorile de împrăștiere spectrală [RT77] [Harr78] [Cand88].

În practică, se realizează o multiplicare a secvenței finite de eșantioane ale semnalului inițial,  $x[n]$ , cu *variantea în timp discret a ferestrei temporale*,  $w'[n]$ . Această abordare nu schimbă relația între valorile calculate prin DFT și spectrul semnalului inițial.

Observație: La specificarea formulelor ferestrelor în timp discret trebuie avută în vedere precizarea din [Harr78] privitoare la *simetria "DFT-pară"* acestora. Astfel, secvența de eșantioane ale ferestrei în timp discret trebuie calculată din formula ferestrei în timp continuu cu formula următoare:

$$w'[n] = w'(n \cdot T_s); \quad n = 0, 1, \dots, N_s - 1. \quad (9.14)$$

Se observă că, deși fereastra în timp continuu este simetrică în raport cu mijlocul ei, fereastra în timp discret nu mai îndeplinește această condiție. Ea devine în schimb simetrică atunci când i se adaugă eșantionul  $w'[N_s]$ , egal ca valoare cu  $w'[0]$ . Deoarece condiția de mai sus nu este respectată în mai multe din lucrările consultate ([PNTM86], [Cand88], [OS89], [EK91]), precum și în unele biblioteci matematice (printre care "MATLAB Signal Processing Toolbox"), autorul a realizat o verificare independentă, atât prin calcul analitic, cât și prin experimentare (mai exact prin analiza spectrală a unui semnal ideal, generat prin software). Rezultatele au confirmat corectitudinea condiției de mai sus.

#### 9.1.3.2.2 selecția ferestrei temporale optime

În literatura de specialitate sunt propuse diverse ferestre temporale, existând și unele analize comparative ale performanțelor acestora [RT77] [Harr78] [Cand88] [PFTV88] [OS89] [AS90] [EK91] [Jack91]. În contextul aplicației din prezenta lucrare, sunt importante următoarele *criterii de performanță* [Harr78]:

- pentru reducerea erorilor de împrăștiere spectrală se impune ca *lobii laterali* din spectrul ferestrei să aibă *amplitudini cât mai mici* și o *atenuare cât mai pronunțată* spre extremitățile axei frecvențelor;
- pentru detectarea unor armonici apropiate se impune ca *lobul central* din spectrul ferestrei să fie *cât mai îngust*.

În general, ferestrele care satisfac mai bine unul dintre criteriile de mai sus îl satisfac în măsură mai mică pe celălalt. Pe de altă parte, gradul în care trebuie satisfăcut fiecare criteriu depinde de caracteristicile semnalului analizat și de scopul principal al analizei (care poate fi, de exemplu, calcularea cu precizie a amplitudinilor armonicilor, sau evidențierea unor componente spectrale cu amplitudini foarte mici, sau detectarea unor armonici foarte apropiate). De aceea, este de dorit ca să existe posibilitatea de *alegere a ferestrei* celei mai potrivite. În consecință, analiza comparativă realizată de autor a vizat două obiective:

- selecția claselor de ferestre care îndeplinesc cel mai bine, în ansamblu, criteriile menționate anterior;
- prezentarea comparativă a caracteristicilor acestor ferestre, într-o formă care să permită selecția ferestrei optime, în funcție de particularitățile semnalului.

Conform rezultatelor oferite de sursele bibliografice citate și pe baza unei analize proprii, a rezultat că ferestrele cu caracteristicile globale cele mai bune (privind ambele criterii în discuție) sunt următoarele: Hanning, Hamming, Blackman și Blackman-Harris “minim” [Harr78] [PFTV88] [Cand88] [OS89] [EK91] [Jack91]. Majoritatea acestor ferestre pot fi exprimate prin *formula generală* [AS90]:

$$w[n] = \sum_{r=0}^{r_M} (-1)^r a_r \cos\left(\frac{2\pi}{N_S} \cdot r \cdot n\right); \quad n = 0, 1, \dots, N_S - 1, \quad (9.15)$$

unde ordinul  $r_M$  și coeficienții  $a_r$ , au valorile din tabelul următor:

Tipul ferestrei	$r_M$	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$
Hanning	1	0.5	0.5		
Hamming	1	0.54	0.46		
Blackman	2	0.42	0.5	0.08	
Blackman-Harris 3 termeni	2	0.4232	0.49755	0.07922	
Blackman-Harris 4 termeni	3	0.35875	0.4829	0.14128	0.01168

Datorită prezenței, în formula lor de definiție, a unei funcții trigonometrice, aceste ferestre vor fi denumite generic *ferestre sinusoidale*.

Observație: Există și alte clase de ferestre, cu performanțe similare, dar cu formule mult diferite (de exemplu, fereastra Kaiser-Bessel [Harr78]). Acestea nu au fost luate în considerare, tocmai pentru a permite unificarea formulelor de calcul, care conduce la o implementare mai simplă a algoritmilor.

Fig. 9.3 prezintă, pentru ferestrele din tabelul de mai sus, un set de trei parametri, corespunzători criteriilor de performanță introduse anterior. Se utilizează următoarele notații:

- $A_{SL}$  - amplitudinea maximă a lobilor laterali, raportată la amplitudinea lobului central;
- $BW_{-6dB}$  - lățimea de bandă a lobului central, măsurată la o atenuare de -6 dB [Harr88];
- $\Delta f$  - diferența de frecvență între două eșantioane spectrale adiacente, conform (9.4).

Sub punctul care reprezintă fiecare fereastră în cadrul sistemului de coordonate este notată viteza de descreștere asimptotică a amplitudinilor lobilor laterali, în dB/decadă.

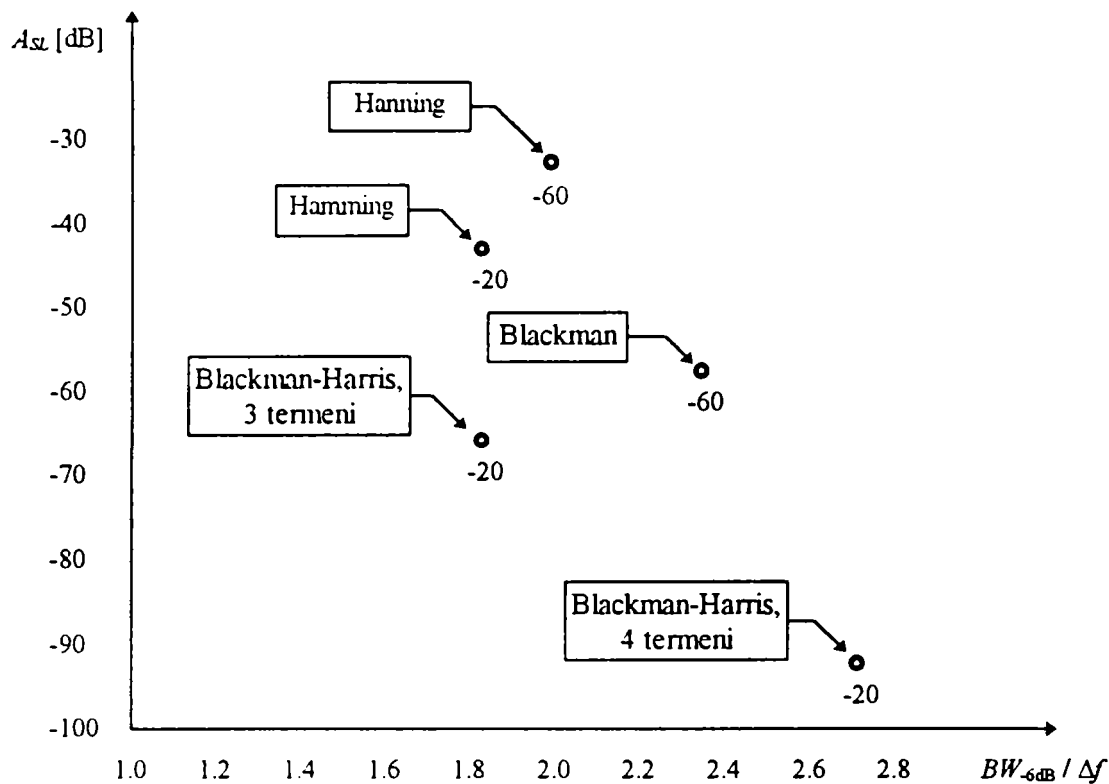


Fig. 9.3 Analiza comparativă a parametrilor ferestrelor sinusoidale

Ferestrele cu cele mai bune performanțe globale (referitor la cei doi parametri reprezentați pe axe) sunt plasate cel mai aproape de colțul din stânga-jos a graficului. Acestea nefiind însă unicele criterii de performanță, la *selecția ferestrei* se va ține cont și de următoarele *precizări*:

- Fereastra **Blackman-Harris** cu 3 termeni are *lobul central cel mai îngust*, deci se recomandă pentru detectarea armonicilor foarte apropiate.
- Fereastra cu **Blackman-Harris** cu 4 termeni are lobul central larg, dar are *cea mai mică amplitudine a lobilor laterali*, oferind o foarte bună reducere a erorilor de împrăștiere spectrală, în cazul în care armonicile sunt suficient de depărtate.
- Ferestrele **Hanning** și **Blackman** au cea mai mare *viteză de descreștere asimptotică a amplitudinii lobilor laterali*, deși amplitudinile primilor lobi sunt relativ mari. Aceste ferestre pot deci oferi o foarte pronunțată reducere a erorilor de împrăștiere spectrală în cazul semnalelor cu armonici depărtate. În această situație, lobul central mai îngust al ferestrei Hanning nu poate oferi nici un avantaj, recomandându-se deci fereastra Blackman.
- Fereastra **Hamming** este special proiectată pentru a avea *primul lob lateral cu amplitudine mai mică* [RT77]. Ea are însă ceilalți lobi relativ mari și o viteză mică de descreștere a lobilor laterali. În consecință, poate fi utilizată, în anumite condiții, pentru separarea unor armonici foarte apropiate, dar, în general, erorile de împrăștiere spectrală sunt mari.

În consecință, pentru selecția ferestrei optime se va ține cont de următoarele *recomandări*:

- Pentru *minimizarea erorilor de împrăștiere spectrală* se recomandă:
  - fereastra **Blackman-Harris** cu 3 termeni, în cazul semnalelor cu armonici foarte apropiate;
  - fereastra **Blackman-Harris** cu 4 termeni, în cazul semnalelor cu armonici nu prea apropiate;
  - fereastra **Blackman**, în cazul semnalelor cu armonici foarte depărtate.
- Pentru *detectarea unor armonici foarte apropiate* se pot utiliza:
  - fereastra **Blackman-Harris** cu 3 termeni;
  - fereastra **Hamming**, care poate oferi performanțe mai bune în unele situații speciale.

9.1.3.2.3 corecția formulelor pentru amplitudinile armonicilor și densitatea spectrală de putere

Multiplicarea cu ferestre temporale (diferite de cea dreptunghiulară, implicită) produce atenuarea semnalului eșantionat. În consecință, în formula amplitudinilor armonicilor și în cea a densității spectrale de putere trebuie incluși *coeficienți de corecție*.

Formula *amplitudinilor armonicilor* devine:

$$A_m^{(k)} = \begin{cases} \frac{1}{N_s} \frac{1}{K_{w'}^A} |X_{w'}[0]|; & k = 0 \\ \frac{2}{N_s} \frac{1}{K_{w'}^A} |X_{w'}[h_k]|; & h_k = k \cdot n_T; \quad k = 1, 2, \dots, N_h \end{cases} \quad (9.16)$$

unde, pentru ferestrele sinusoidale definite prin (9.14), coeficientul de corecție a amplitudinilor armonicilor are valoarea:

$$K_{w'}^A = a_0. \quad (9.17)$$

Pentru *densitatea spectrală de putere*, formula de calcul este:

$$P_{xx}[h] = \begin{cases} \frac{1}{N_s^2} \frac{1}{K_{w'}^P} |X_{w'}[0]|^2; & h = 0 \\ \frac{2}{N_s^2} \frac{1}{K_{w'}^P} |X_{w'}[h_k]|^2 & h = 1, 2, \dots, \frac{N_s}{2} - 1 \end{cases} \quad (9.18)$$

unde coeficientul de corecție a densității spectrale de putere,  $K_{w'}^P$ , se poate determina pe baza eșantioanelor ferestrei în timp discret [PFTV88]:

$$K_{w'}^P = \frac{1}{N_s} \cdot \sum_{n=0}^{N_s-1} (w'[n])^2. \quad (9.19)$$

9.1.3.3 Determinarea amplitudinilor armonicilor prin interpolare

9.1.3.3.1 principiu

În cazul eșantionării asincrone a semnalelor periodice, valorile eșantioanelor spectrale calculate prin **DFT** nu reprezintă exact amplitudinile armonicilor, din cauza *erorilor de decalare a eșantionării*. Amplitudinile armonicilor pot fi totuși calculate exact, pe baza eșantioanelor spectrale, prin intermediul unor *formule de interpolare*.

Fiecare armonică a semnalului analizat generează, în termenii din partea dreaptă a formulei (9.1), o replică a spectrului ferestrei temporale. Neglijând erorile de împrăștiere spectrală, valorile obținute prin **DFT** reprezintă chiar eșantioane (scalate) ale acestei replici. Dacă se cunosc câteva dintre eșantioanele replicii acestui spectru și formula analitică a spectrului ferestrei temporale, se poate calcula, prin interpolare, amplitudinea lobului principal al replicii, care reprezintă (scalat) chiar amplitudinea armonicii.



9.1.3.3.2 formula de interpolare generală

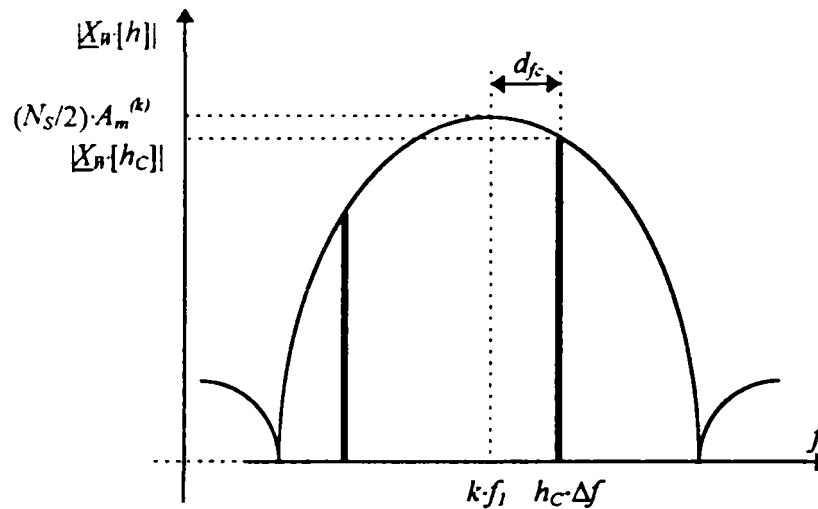


Fig. 9.4 Aplicarea formulei de interpolare

Metoda prezentată în continuare a fost obținută de autor prin generalizarea unei formule din [AAS89], principiul fiind ilustrat în Fig. 9.4, unde liniile verticale groase reprezintă eșantioanele spectrale calculate prin DFT, iar graficul reprezentat cu linie subțire, replica spectrului ferestrei temporale, corespunzătoare armonicii cu ordinul  $k$ .

Se cunosc următoarele elemente:

- eșantioanele spectrale calculate prin DFT,  $X_n[h]$ ;
- ecuația modului spectrului ferestrei temporale,  $|W(\omega)|$ ;
- ordinul armonicii care se determină,  $k$ ;
- frecvența fundamentală a semnalului periodic analizat,  $f_1$ ;
- diferența de frecvență între două eșantioane spectrale adiacente,  $\Delta f$ , dată de (9.4).

Ordinul celui mai mare eșantion spectral cuprins în lobul principal al replicii spectrului ferestrei, corespunzătoare armonicii calculate, poate fi obținut cu formula:

$$h_c = \left[ \frac{k \cdot f_1}{\Delta f} + 0.5 \right], \tag{9.20}$$

unde  $[ ]$  este operatorul “parte întreagă”.

În aceste condiții, amplitudinea armonicii de ordin  $k$  se obține cu ajutorul *formulei de interpolare generale*:

$$A_m^{(k)} = \frac{|X_n[h_c]|}{K_i}; \quad K_i = \frac{|W(2\pi \cdot d_{fc})|}{2 \cdot T_s}; \quad d_{fc} = h_c \cdot \Delta f - k \cdot f_1. \tag{9.21}$$

cu  $k = 1, 2, \dots, N_h$ . Numărul  $N_h$  al armonicilor care pot fi determinate prin interpolare este:

$$N_h = \left[ \frac{\frac{1}{2} - \frac{1}{N_s}}{f_1 \cdot T_s} \right], \tag{9.22}$$

unde  $[ ]$  este operatorul “parte întreagă”.

Observație: Amplitudinile armonicilor cu ordine mari, apropiate de  $N_h$ , sunt afectate de erori, datorită caracteristicii de frecvență neideale a filtrului anti-aliere. Conform analizei din secțiunea 9.1.1.4, numărul de eșantioane cu amplitudini corecte este, cu aproximație:

$$N'_h = \left[ \gamma \cdot \frac{\frac{1}{2} - \frac{1}{N_s}}{f_1 \cdot T_s} \right] \quad (9.23)$$

Replica spectrului ferestrei temporale care corespunde componentei continue este eșantionată în centrul lobului principal, deci în acest caz nu apar erori de decalare a eșantionării. În consecință, *componenta continuă* va fi calculată cu formula:

$$A^{(0)} = \frac{T_s}{|W(0)|} \cdot |X_w[0]| \quad (9.24)$$

#### 9.1.3.3.3 formula de interpolare pentru ferestrele sinusoidale

În cazul ferestrelor sinusoidale, definite prin formula (9.15), coeficientul de interpolare  $K_i$  din formula generală (9.21) are valoarea:

$$K_i = \frac{N_s}{2} \cdot \left\{ a_0 \cdot \text{Sa} \left( \pi \cdot \frac{d_{fc}}{\Delta f} \right) + \sum_{r=1}^{r_M} \left( \frac{a_r}{2} \cdot \left( \text{Sa} \left( \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} - r \right) \right) + \text{Sa} \left( \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} + r \right) \right) \right) \right) \right\} \quad (9.25)$$

unde  $\text{Sa}(x) = \sin(x)/x$  este funcția “sinus atenuat”.

Deoarece pentru ferestrele sinusoidale  $W(0) = N_s \cdot T_s \cdot a_0$ , formula de calcul a componentei continue devine:

$$A^{(0)} = \frac{1}{N_s \cdot a_0} \cdot |X_w[0]| \quad (9.26)$$

#### 9.1.3.3.4 verificarea metodei de determinare a amplitudinii armonicilor prin interpolare

În continuare se vor prezenta rezultatele obținute cu metoda prezentată anterior la determinarea amplitudinilor armonicilor unui semnal ideal, generate prin software. Pentru reducerea erorilor de împrăștiere spectrală, s-a utilizat un semnal sinusoidal, fără armonici, cu amplitudinea  $A_m = 1$ . Se evaluează *eroarea relativă de determinare a amplitudinii*, definită prin formula:

$$e = \frac{A_{m \text{ calc}} - A_m}{A_m} \quad (9.27)$$

cu notațiile:

$A_{m \text{ calc}}$  - amplitudinea calculată;

$A_m$  - amplitudinea corectă (utilizată la generarea software a semnalului).

Se folosesc următorii parametri ai analizei spectrale: numărul de eșantioane procesate prin **DFT**:  $N_s = 1024$ ; frecvența de eșantionare  $f_s = 1000$  Hz.

În Fig. 9.5 este reprezentată dependența erorii  $e$  în funcție de frecvența  $f$  și faza  $\varphi$  ale semnalului sinusoidal.

Graficul din stânga sus prezintă dependența erorii în funcție de frecvența semnalului, la o fază nulă a acestui semnal. Curba “fără interpolare” desemnează eroarea obținută în cazul în care se consideră, în locul amplitudinii calculate, amplitudinea celui mai mare eșantion cuprins în lobul principal. Se observă

că pentru frecvențele semnalului la care eșantionarea este sincronă eroarea este nulă, în timp ce pentru alte frecvențe poate atinge 15%. Valoarea maximă a erorii depinde de forma lobului principal al ferestrei temporale. Curba “cu interpolare” desemnează eroarea obținută în cazul aplicării metodei de calcul prin interpolare. Graficul din stânga jos detaliază această curbă, pe un sistem de axe separat, la o scară de reprezentare mult mai mare. Se observă că eroarea relativă de determinare a amplitudinii este sub 0.00025%.

În graficul din dreapta jos este reprezentată dependența erorii în funcție de faza semnalului sinusoidal analizat, pentru frecvența de 25 Hz. Se observă, de asemenea, o dependență periodică, eroarea relativă rămânând sub 0.00025%.

**Observație:** Curbele reprezentate sunt periodice, graficele acoperind ceva mai mult de o perioadă. Datorită volumului mare de calcule necesar, determinarea erorii s-a făcut, în fiecare caz, pentru 12 valori diferite ale variabilei (frecvență, fază), iar graficele s-au obținut prin interpolare cu funcții “spline”.

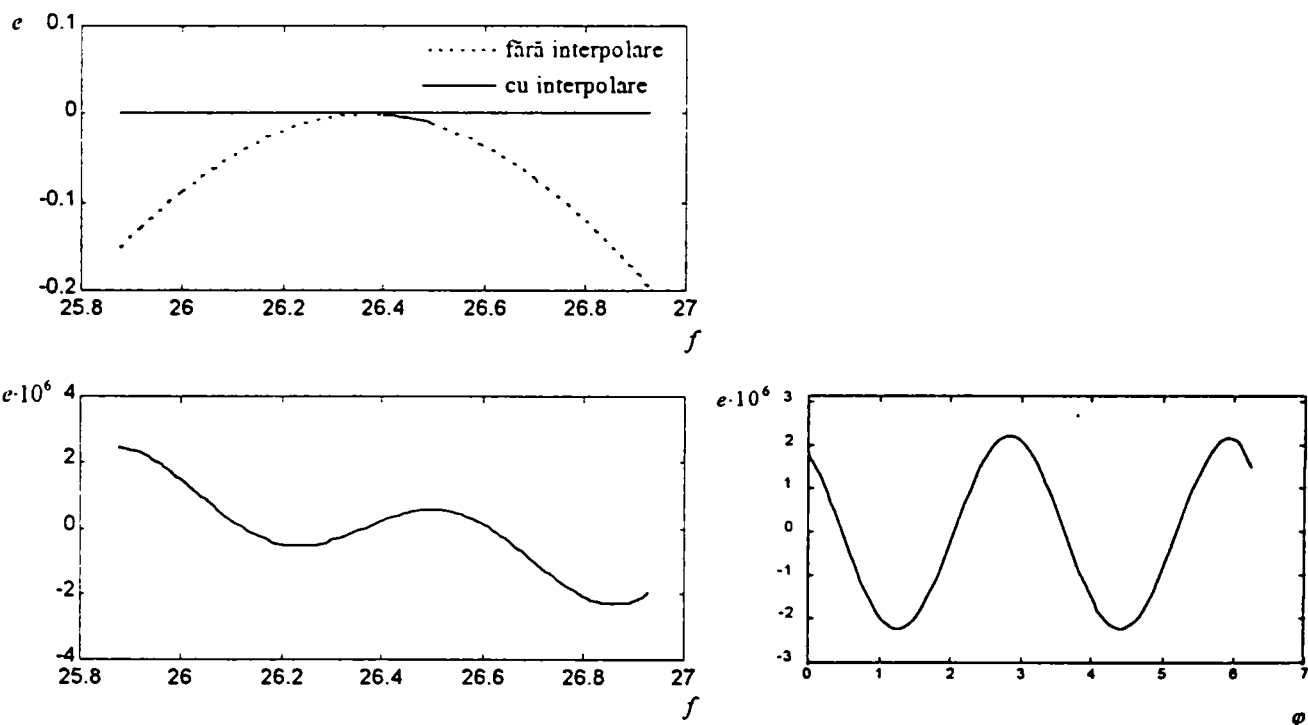


Fig. 9.5 Eroarea de determinare a amplitudinii semnalului sinusoidal

În Fig. 9.6 este reprezentată eroarea relativă de determinare a amplitudinii armonicii, în situația utilizării ferestrei dreptunghiulare și a diferitelor ferestre sinusoidale.

Erorile sunt foarte mici, sub 0.00025%, pentru ferestrele Hanning, Blackman și Blackman-Harris. Dintre acestea, ferestrele cu lobul central mai lat conduc, așa cum era de așteptat, la erori mai mici. Utilizarea ferestrelor dreptunghiulară și Hamming cauzează erori semnificativ mai mari, datorate însă împrăștierea spectrale.

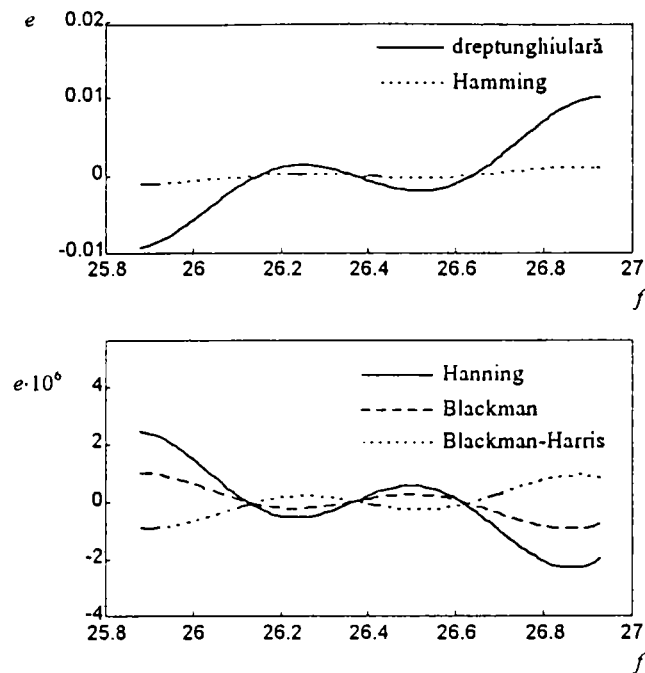


Fig. 9.6 Influența tipului ferestrei asupra erorii de determinare a amplitudinii armonicii

## 9.1.4 Determinarea frecvenței fundamentale a semnalelor periodice, utilizând eșantioanele spectrale calculate prin DFT

### 9.1.4.1 Necesitatea cunoașterii frecvenței fundamentale a semnalelor analizate

Caracterizarea completă a compoziției spectrale a semnalelor analizate impune și cunoașterea frecvenței fundamentale a acestora. Pe de altă parte, determinarea amplitudinilor armonicilor cu ajutorul formulelor de interpolare pentru semnale periodice eșantionate asincron (algoritm prezentat în secțiunea 9.1.3.3), presupune, de asemenea, cunoașterea cu precizie a frecvenței fundamentale.

### 9.1.4.2 Metode de determinare a frecvenței fundamentale menționate în literatură

În literatura consultată de autor sunt descrise trei metode de determinare a frecvenței fundamentale, prezentate pe scurt în cele ce urmează.

#### determinarea frecvenței fundamentale pe baza eșantioanelor spectrale calculate prin DFT

În [AAS89] și [AS90] se prezintă o metodă de determinare a frecvenței fundamentale, pornind de la eșantioanele spectrale calculate prin DFT. Principiul este același ca și cel folosit mai sus la determinarea amplitudinilor armonicilor prin interpolare. Principalul avantaj al metodei constă în utilizarea eșantioanelor spectrale calculate prin DFT, care sunt oricum disponibile, fiind folosite pentru determinarea amplitudinilor armonicilor. În plus, volumul de calcule este relativ redus. Formula prezentată în articolele menționate este specifică ferestrei Hanning.

#### determinarea frecvenței fundamentale cu un filtru Kalman extins

Metoda, prezentată în [AS90], permite determinarea amplitudinii și frecvenței fundamentale, prin utilizarea unui filtru Kalman extins, care rejectează celelalte componente spectrale, considerate ca zgomot. Metoda se utilizează de regulă "on-line", prelucrând o secvență continuă de eșantioane, eșantion cu eșantion. Deoarece precizia estimării crește în timp, aplicarea metodei asupra unei secvențe relativ

scurte, cum sunt cele achiziționate pentru DFT, oferă performanțe mai reduse. În plus, metoda necesită un volum mare de calcule, incluzând funcții trigonometrice și inversări de matrici, iar obținerea unui rezultat corect este condiționată de cunoașterea aproximativă a valorii frecvenței fundamentale. Datorită acestor dezavantaje, metoda este inadecvată utilizării în cadrul analizei spectrale prin DFT.

determinarea frecvenței fundamentale printr-un algoritm de estimare utilizând Transformarea z

În [LC90] se propune, ca soluție alternativă pentru analiza spectrală a semnalelor din electronica de putere, utilizarea unei metode de estimare bazată pe Transformarea z; în principiu, se urmărește determinarea funcției de transfer a unui sistem în timp discret, al cărui răspuns la impuls aproximează cel mai bine semnalul analizat; coeficienții din funcția de transfer obținută permit calcularea amplitudinilor și frecvențelor componentelor spectrale ale semnalului.

Metoda descrisă mai sus prezintă următoarele *dezavantaje*:

- este ineficientă, deoarece impune determinarea prealabilă a tuturor componentelor spectrale cu amplitudini mai mari decât fundamentală;
- metoda folosește căutarea după gradient, care poate conduce la minime locale, cauzând rezultate greșite; în plus, fiind un algoritm iterativ, necesită un volum mare de calcule;
- rezultatele experimentale prezentate în [LC90] indică o precizie relativ scăzută la determinarea frecvențelor (cu erori de peste 0.2%), care poate cauza erori mari la aplicarea formulelor de interpolare.

Absența din bibliografia de specialitate a referințelor ulterioare la articolul menționat confirmă aprecierile de mai sus.

În *concluzie*, metoda de determinare a frecvenței fundamentale pe baza eșantioanelor spectrale calculate prin DFT este cea mai avantajoasă, în contextul prezentei abordări. Deoarece se are în vedere folosirea diverselor ferestre temporale, autorul a generalizat formula de calcul prezentată în [AAS89] și [AS90] (care este specifică ferestrei Hanning). Această generalizare este prezentată în continuare.

#### 9.1.4.3 Metoda generalizată de determinare a frecvenței fundamentale, utilizând eșantioanele spectrale calculate prin DFT

În Fig. 9.7 se prezintă principiul metodei propuse, pentru cazul utilizării ferestrei dreptunghiulare (analiza care urmează fiind însă valabilă pentru orice tip de fereastră). Elementele reprezentate grafic și notațiile folosite sunt aceleași ca și în Fig. 9.4.

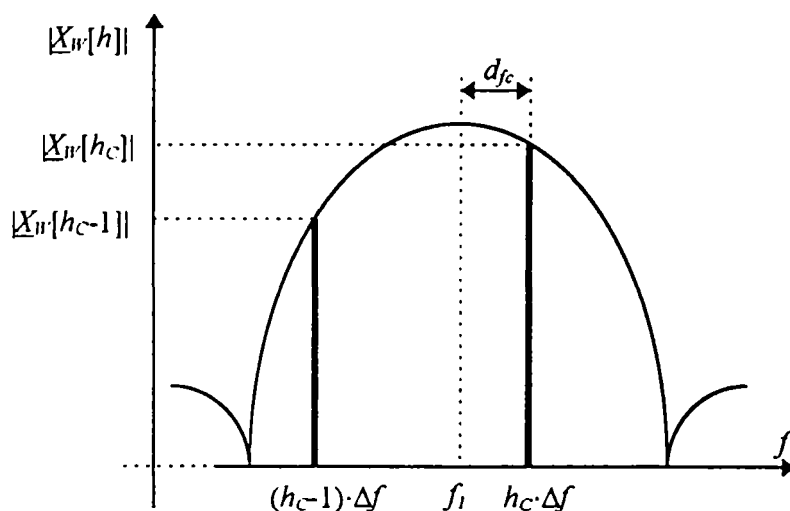


Fig. 9.7 Determinarea frecvenței fundamentale prin DFT

Fundamentalei semnalului analizat îi corespunde, în secvența calculată prin **DFT** și exprimată prin formula (9.1), o replică a spectrului ferestrei temporale utilizate. Frecvența centrală a lobului principal al acestei replici este egală cu frecvența fundamentală  $f_1$ .

Metoda prezentată necesită localizarea a două eșantioane spectrale adiacente, care să încadreze frecvența fundamentală. În continuare vom presupune că se cunoaște ordinul  $h_C$  al eșantionului cu amplitudine maximă, din lobul principal corespunzător fundamentalei (modul de determinare a acestui ordin va fi detaliat într-o secțiune următoare). Deoarece lobul principal al spectrelor ferestrelor este simetric, rezultă că eșantionul cu amplitudine maximă va fi și cel mai apropiat de frecvența centrală a lobului. În plus, dintre cele două eșantioane adiacente lui, cel cu amplitudinea mai mare va fi situat cu siguranță de cealaltă parte a frecvenței fundamentale.

Observație: Lobul principal al spectrului unei ferestre dreptunghiulare sau sinusoidale acoperă întotdeauna 2 sau mai multe eșantioane.

Pentru exemplificare, în analiza care urmează vom presupune că frecvența eșantionului de ordin  $h_C$  este mai mare decât frecvența fundamentală, deci eșantionul situat de cealaltă parte a frecvenței fundamentale are ordinul  $h_C-1$ .

Diferența de frecvență între eșantionul de ordin  $h_C$  și fundamentală este:

$$d_{f_C} = h_C \cdot \Delta f - f_1, \tag{9.28}$$

unde  $\Delta f$  este diferența de frecvență între două eșantioane spectrale adiacente, dată de (9.4). Scriind formula de interpolare (9.21) pentru eșantioanele spectrale cu ordinele  $h_C$  și  $h_C-1$ , rezultă egalitățile:

$$\begin{aligned} |X_W[h_C]| &= \frac{1}{2\pi \cdot T_s} \cdot 2\pi \cdot \frac{A_m^{(1)}}{2} \cdot |W(2\pi \cdot d_{f_C})| \\ |X_W[h_C - 1]| &= \frac{1}{2\pi \cdot T_s} \cdot 2\pi \cdot \frac{A_m^{(1)}}{2} \cdot |W(2\pi \cdot (d_{f_C} - \Delta f))| \end{aligned} \tag{9.29}$$

unde  $W(\omega)$  este spectrul ferestrei temporale,  $T_s$  este perioada de eșantionare, iar  $A_m^{(1)}$ , amplitudinea fundamentalei. Prin împărțirea relațiilor de mai sus rezultă formula:

$$\frac{|X_W[h_C]|}{|X_W[h_C - 1]|} = \frac{|W(2\pi \cdot d_{f_C})|}{|W(2\pi \cdot (d_{f_C} - \Delta f))|}. \tag{9.30}$$

Cunoscând modulele celor două eșantioane spectrale,  $|X_W[h_C]|$  și  $|X_W[h_C-1]|$ , precum și formula analitică a spectrului ferestrei temporale,  $W(\omega)$ , ecuația de mai sus permite, în principiu, determinarea diferenței de frecvență  $d_{f_C}$ , și apoi, pe baza formulei (9.27), calcularea frecvenței fundamentale  $f_1$ . Deoarece funcțiile  $W(\omega)$  au formule complicate, incluzând funcții trigonometrice, ecuația de mai sus este transcendentă, rezolvarea ei necesitând folosirea unor metode numerice.

Observație: În principiu, determinarea frecvenței fundamentale se poate face și pe baza altor eșantioane spectrale. Cele două eșantioane adiacente care încadrează frecvența fundamentală au însă cele mai mari amplitudini, deci sunt cel mai puțin afectate de erorile de împărțire spectrală. În consecință, utilizarea lor oferă precizia maximă.



#### 9.1.4.4 Ecuația de calcul a frecvenței fundamentale, pentru ferestrele sinusoidale

Pentru ferestrele temporale sinusoidale definite prin formula generală (9.15), ecuația (9.30) devine:

$$\begin{aligned} & \sum_{r=0}^{r_M} \left( \frac{a_r}{2} \cdot \left\{ \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} - r \right) \right] + \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} + r \right) \right] \right\} \right) = \\ & = \frac{|X_w[h_c]|}{|X_w[h_c - 1]|} \cdot \sum_{r=0}^{r_M} \left( \frac{a_r}{2} \cdot \left\{ \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} - r - 1 \right) \right] + \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} + r - 1 \right) \right] \right\} \right) \end{aligned} \quad (9.31)$$

unde  $r_M$  și  $a_r$  sunt parametrii ferestrei sinusoidale, conform (9.15) și tabelii aferente, iar  $\Delta f$  este dată de (9.4).

Conform ipotezei din secțiunea anterioară, ecuația de mai sus este utilizabilă atunci când frecvența eșantionului spectral de ordin  $h_c$  este mai mare decât frecvența fundamentală. În situația inversă, ecuația corespunzătoare, obținută prin calcule similare, este:

$$\begin{aligned} & \sum_{r=0}^{r_M} \left( \frac{a_r}{2} \cdot \left\{ \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} - r \right) \right] + \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} + r \right) \right] \right\} \right) = \\ & = \frac{|X_w[h_c]|}{|X_w[h_c + 1]|} \cdot \sum_{r=0}^{r_M} \left( \frac{a_r}{2} \cdot \left\{ \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} - r + 1 \right) \right] + \text{Sa} \left[ \pi \cdot \left( \frac{d_{fc}}{\Delta f} + r + 1 \right) \right] \right\} \right) \end{aligned} \quad (9.32)$$

#### 9.1.4.5 Determinarea ordinului eșantionului spectral cel mai apropiat de frecvența fundamentală

În algoritmul descris anterior se presupune cunoscut ordinul eșantionului spectral cel mai apropiat de frecvența fundamentală. În continuare se va trata problema determinării acestui ordin.

##### 9.1.4.5.1 Principiu

Eșantionului cel mai apropiat de frecvența fundamentală are amplitudinea maximă, dintre eșantioanele acoperite de lobul principal corespunzător fundamentalei. Spectrul semnalului analizat poate însă conține armonici sau o componentă continuă cu amplitudini mai mari decât fundamentala, deci simpla alegere a eșantionului cu cea mai mare amplitudine, din întreaga secvență calculată prin DFT, poate conduce la rezultate false. În continuare, se va propune o abordare "semi-automată", care oferă o siguranță sporită în determinarea unei valori corecte.

Abordarea se bazează pe compoziția specifică a spectrului semnalelor analizate. Astfel, semnalele obținute prin modulație PWM au următoarea compoziție spectrală tipică:

- componenta continuă; în numite situații de excepție (factor de modulație în amplitudine  $m_a$  foarte mic), valoarea acesteia poate fi mai mare decât amplitudinea fundamentalei;
- fundamentala, cu frecvența modulatorie  $f_m$ ;
- armonici, cu frecvențele  $k \cdot f_m$ ,  $k = 2, 3, \dots$ , datorate imperfecțiunilor procesului de modulație; amplitudinile acestor armonici scad odată cu creșterea ordinului  $k$ , fiind mai mici decât amplitudinea fundamentalei;
- produși de modulație, în jurul frecvenței purtătoare  $f_c$  și al multiplilor acesteia; aceste componente spectrale pot avea amplitudini mai mari decât fundamentala, însă sunt situate, de obicei, la frecvențe mult mai mari (deoarece raportul  $f_c/f_m$  trebuie să fie mai mare decât 10, pentru a asigura o calitate rezonabilă a modulației);

În consecință, există întotdeauna un *interval de frecvențe* relativ extins în care fundamentală este componenta spectrală cu cea mai mare amplitudine. Eșantionul cel mai apropiat de frecvența fundamentală poate fi identificat, deci, ca eşantionul cu cea mai mare amplitudine din acest interval.

Observație: Proprietatea de mai sus a fost verificată de autor, prin examinarea spectrelor câtorva semnale PWM tipice, generate prin software. În cadrul verificării s-a urmărit acoperirea cât mai completă a domeniilor de valori posibile pentru parametrii modulației ( $f_c$ ,  $f_m$ ,  $m_a$ ), cu accent pe cazurile cele mai defavorabile.

#### 9.1.4.5.2 Stabilirea limitelor intervalului de frecvențe

Limitele intervalului de frecvențe în care se detectează eşantionul spectral cel mai apropiat de fundamentală depind de parametrii modulației, în special de frecvențele modulatorie și purtătoare, făcând imposibilă folosirea unor valori unice, valabile în toate situațiile. În continuare, se va discuta modul de alegere a acestor limite.

##### limita superioară

În aplicațiile tipice, în care frecvența modulatorie nu depășește 100 Hz, valoarea de 200 Hz realizează o separare acceptabilă între lobul principal din jurul  $f_m$  și produșii de modulație din jurul  $f_c$ . În aplicațiile speciale, unde frecvența modulatorie este mai mare, limita superioară va fi crescută corespunzător.

Observație: În aceste din urmă cazuri, cerința ca raportul  $f_c/f_m$  să fie mai mare decât 10 face ca frecvența purtătoare să fie, de asemenea, mai ridicată, ceea ce asigură o separație bună între componentele spectrale corespunzătoare fundamentalei și cele corespunzătoare produșilor de modulație din jurul frecvenței purtătoare  $f_c$ .

##### limita inferioară

În anumite situații din practică (în special pentru valori foarte mici ale factorului de modulație în amplitudine și în prezența unor imperfecțiuni ale procesului de modulație), se poate întâmpla ca valoarea componentei continue a semnalului să fie mai mare decât amplitudinea fundamentalei. În consecință, utilizarea unei valori nule pentru limita inferioară a intervalului de frecvențe în discuție poate conduce la rezultate eronate. Deoarece trebuie să separe lobul principal corespunzător componentei continue de lobul principal corespunzător fundamentalei, limita inferioară se poate alege egală cu jumătate din valoarea minimă a frecvenței modulatorie  $f_m$ .

Observație: Pentru ca separarea să fie posibilă, trebuie ca între componenta continuă și fundamentală să existe un număr de eşantioane spectrale mai mare decât cel acoperit de lobul central al ferestrei temporale utilizate. De regulă, această condiție este îndeplinită (în caz contrar, întreaga analiză spectrală fiind puternic afectată de erorile de împrăștiere spectrală).

În consecință, pentru a asigura caracterul general al algoritmului de analiză spectrală, limitele intervalului de frecvențe vor trebui *precizate de către utilizator*, în funcție de parametrii modulației (care trebuie cunoscuți cu aproximație), conform următoarelor *reguli*:

- limita superioară: mai mare decât dublul frecvenței modulatorie, dar mai mică decât mai mică decât jumătate din frecvența purtătoare;
- limita inferioară : jumătate din valoarea minimă a frecvenței modulatorie.

*Valorile implicite* ale acestor limite, aplicabile în majoritatea situațiilor, pot fi 0 și 200Hz. Pentru o siguranță sporită, programul de analiză va afișa valoarea calculată a fundamentalei, utilizatorul putând aprecia corectitudinea acesteia și, după caz, ajusta limitele intervalului de frecvențe. Examinarea vizuală a spectrului densității de putere a semnalului analizat poate oferi, de asemenea, informații utile pentru alegerea intervalului de frecvențe.

**9.1.4.6 Verificarea metodei de determinare a frecvenței fundamentale, utilizând eșantioanele spectrale calculate prin DFT**

În continuare se vor prezenta rezultatele obținute cu metoda descrisă anterior, la determinarea frecvenței fundamentale a unui semnal ideal, generate prin software. Pentru reducerea erorilor de împrăștiere spectrală, s-a utilizat un semnal sinusoidal, fără armonici. Se evaluează *eroarea relativă de determinare a frecvenței fundamentale*, definită prin formula:

$$e = \frac{f_{calc} - f}{f}, \tag{9.33}$$

cu notațiile:

- $f_{calc}$  - frecvența calculată;
- $f$  - frecvența corectă (utilizată la generarea software a semnalului).

Se folosesc următorii parametri ai analizei spectrale: numărul de eșantioane procesate prin DFT:  $N_s = 1024$ ; frecvența de eșantionare  $f_s = 1000$  Hz.

În graficul din partea stângă a Fig. 9.8 este reprezentată dependența erorii  $e$  în funcție de frecvența  $f$  a semnalului sinusoidal, la o fază nulă a acestui semnal. Se observă că eroarea de determinare a frecvenței este sub 0.025%, fiind cauzată, în principal, de împrăștierea spectrală și de precizia limitată a calculelor numerice. În graficul din dreapta este reprezentată dependența erorii, în funcție de faza  $\varphi$  a semnalului sinusoidal analizat (măsurată la începutul intervalului de analiză), la o frecvență de 25Hz. Se observă, de asemenea, o dependență periodică, eroarea rămânând sub 0.01%.

Observație: Curbele reprezentate sunt periodice, graficele acoperind ceva mai mult de o perioadă. Datorită volumului mare de calcule necesar, determinarea erorii s-a făcut, în fiecare caz, pentru 12 valori diferite ale variabilei (frecvență, fază), iar graficele s-au obținut prin interpolare cu funcții polinomiale de gradul 3.

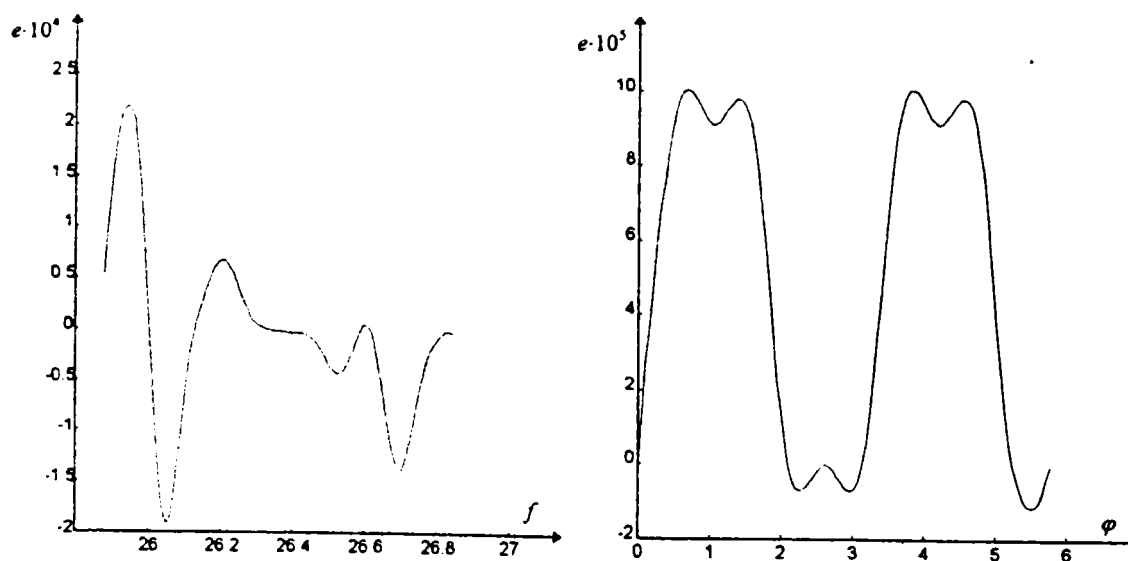


Fig. 9.8 Eroarea de determinare a frecvenței fundamentale

În Fig. 9.9 este reprezentată eroarea de determinare a frecvenței fundamentale, în situația utilizării ferestrei dreptunghiulare și a diferitelor ferestre sinusoidale.

Erorile sunt foarte mici, sub 0.025%, pentru ferestrele Hanning, Blackman și Blackman-Harris cu 4 termeni. Dintre acestea, ferestrele cu lobul central mai lat conduc, așa cum era de așteptat, la erori mai

mici. Utilizarea ferestrelor dreptunghiulară și Hamming cauzează erori semnificativ mai mari, datorate însă împrăștierei spectrale.

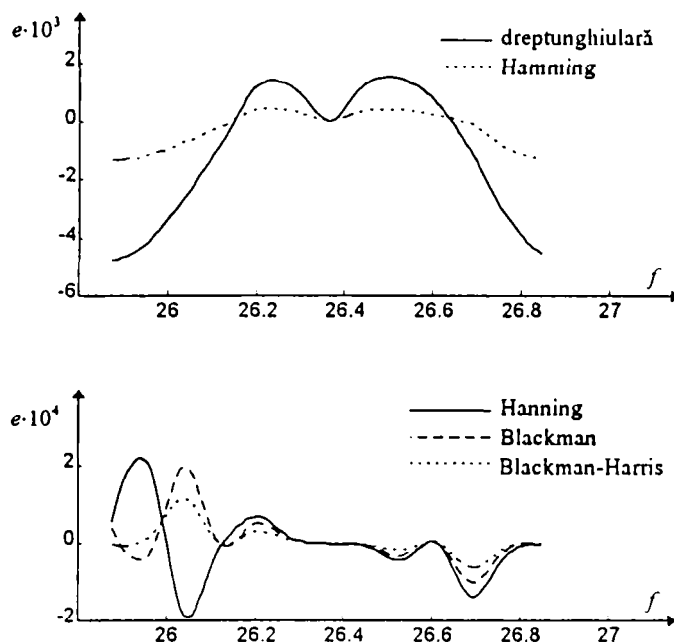


Fig. 9.9 Influența tipului ferestrei asupra erorii de determinare a frecvenței fundamentale

## 9.2 Analiza spectrală a sistemelor trifazate prin aplicarea DFT asupra mărimilor de fază

Conform prezentării din Anexa 1, sistemele trifazate distorsionate și nesimetrice pot fi descompuse în următoarele sisteme sinusoidale simetrice:

- • sisteme fundamentale:
  - direct;
  - invers;
  - omopolar;
- sisteme armonice:
  - directe;
  - inverse;
  - omopolare.

Analiza spectrală urmărește calcularea amplitudinilor unor dintre aceste sisteme și a componentelor continue ale mărimilor de fază. Metoda propusă se bazează pe aplicarea metodei de analiză descrise anterior pentru semnale monofazate asupra celor trei mărimi de fază.

### 9.2.1 Aplicarea DFT asupra mărimilor de fază

În urma *multiplicării cu ferestrele temporale* și a *aplicării DFT*, se obțin, pentru cele trei semnale de fază, secvențele complexe  $X_{AW}[h]$ ,  $X_{BW}[h]$  și  $X_{CW}[h]$ , corespunzătoare fazelor A, B și C. Relațiile între aceste valori și spectrele semnalelor de fază sunt date de (9.1). Eșantioanele spectrale complexe cu ordinul  $h$  corespund frecvenței  $f_{(h)}$ , date de (9.3). Pentru alegerea frecvenței de eșantionare, sunt valabile considerentele expuse în secțiunea 9.1.1.4. Alegerea ferestrei temporale se face conform precizărilor din secțiunea 9.1.3.2.2.

**9.2.1.1 Densitățile spectrale de putere pentru componentele cu secvență directă și inversă**

Generalizând formulele (9.5) și (A1.0), se definesc *densitățile spectrale de putere pentru componentele cu secvență directă și inversă*:

$$\begin{aligned}
 P_{\underline{x}_D}(\omega) &= 2 \cdot |\underline{X}_D(\omega)|^2; & \underline{X}_D(\omega) &= \frac{1}{3} \cdot (\underline{X}_A(\omega) + \underline{a} \cdot \underline{X}_B(\omega) + \underline{a}^2 \cdot \underline{X}_C(\omega)) \\
 P_{\underline{x}_I}(\omega) &= 2 \cdot |\underline{X}_I(\omega)|^2; & \underline{X}_I(\omega) &= \frac{1}{3} \cdot (\underline{X}_A(\omega) + \underline{a}^2 \cdot \underline{X}_B(\omega) + \underline{a} \cdot \underline{X}_C(\omega))
 \end{aligned}
 \tag{9.34}$$

cu următoarele notații:

- $\underline{X}_D(\omega)$  - spectrul complex al componentelor cu secvență directă;
- $\underline{X}_I(\omega)$  - spectrul complex al componentelor cu secvență inversă;
- $P_{\underline{x}_D}(\omega)$  - densitatea spectrală de putere a componentelor cu secvență directă;
- $P_{\underline{x}_I}(\omega)$  - densitatea spectrală de putere a componentelor cu secvență inversă.

Observație: În cazul sistemelor trifazate periodice, care se descompun în sisteme sinusoidale simetrice, spectrele complexe conțin componente discrete, reprezentând fazorii acestor sisteme (la fel cum spectrele de amplitudine ale unui semnal monofazat periodic conțin componente discrete, reprezentând armonicile semnalului).

Generalizând (9.6) și extinzând formulele de definiție de mai sus pentru  $\underline{X}_D(\omega)$  și  $\underline{X}_I(\omega)$  în cazul secvențelor calculate prin DFT, se pot obține *eșantioane* ale densităților spectrale de putere pentru componentele cu secvență directă și inversă, folosind formulele:

$$\begin{aligned}
 P_{\underline{x}_D}[h] &= \begin{cases} \frac{1}{N_s^2} \cdot |\underline{X}_{DW}[0]|^2 & h = 0 \\ \frac{2}{N_s^2} \cdot |\underline{X}_{DW}[h]|^2 & h = 1, 2, \dots, \frac{N_s}{2} - 1 \end{cases}; & \underline{X}_{DW}[h] &= \frac{1}{3} \cdot (\underline{X}_{AW}[h] + \underline{a} \cdot \underline{X}_{BW}[h] + \underline{a}^2 \cdot \underline{X}_{CW}[h]) \\
 P_{\underline{x}_I}[h] &= \begin{cases} \frac{1}{N_s^2} \cdot |\underline{X}_{IW}[0]|^2 & h = 0 \\ \frac{2}{N_s^2} \cdot |\underline{X}_{IW}[h]|^2 & h = 1, 2, \dots, \frac{N_s}{2} - 1 \end{cases}; & \underline{X}_{IW}[h] &= \frac{1}{3} \cdot (\underline{X}_{AW}[h] + \underline{a}^2 \cdot \underline{X}_{BW}[h] + \underline{a} \cdot \underline{X}_{CW}[h])
 \end{aligned}
 \tag{9.35}$$

În cazul utilizării unor ferestre temporale diferite de cea dreptunghiulară, valorile calculate mai sus trebuie modificate similar cu (9.18), unde coeficientul de corecție a densității spectrale de putere,  $K_w^P$ , se calculează cu (9.19).

**9.2.2 Determinarea fazorilor armonicilor mărimilor de fază**

Prin aplicarea *algoritmului de determinare a amplitudinilor armonicilor prin interpolare*, separat pentru cele trei mărimi de fază, se obțin fazorii armonicilor, corespunzători celor trei faze. În locul formulei de interpolare (9.21), care furnizează doar amplitudinea armonicilor, se folosește, pentru faza A, formula:

$$\underline{X}_A^{(k)} = \frac{X_w[h_c]}{K_1}; \quad K_1 = \frac{W(2\pi \cdot d_{f_c})}{2 \cdot T_s}; \quad d_{f_c} = h_c \cdot \Delta f - k \cdot f_1.
 \tag{9.36}$$

cu  $k = 1, 2, \dots, N_h$ , unde numărul maxim al armonicilor care pot fi determinate prin interpolare,  $N_h$ , este dat tot de (9.22), iar ordinul celui mai mare eșantion spectral cuprins în lobul principal al replicii spectrului ferestrei,  $h_c$ , de (9.20). Pentru fazele B și C se folosesc formule similare. Pentru ferestrele sinusoidale, definite prin formula (9.15), coeficienții complecși  $K_1$  din (9.34) sunt dați de formula:

$$\underline{K}_i = \frac{N_s}{2} \cdot e^{-j \cdot \pi \cdot \frac{d_{fC}}{\Delta f}} \cdot \left\{ \alpha_0 \cdot \text{Sa} \left( \pi \cdot \frac{d_{fC}}{\Delta f} \right) + \sum_{r=1}^{M} \left( \frac{\alpha_r}{2} \cdot \left( \text{Sa} \left( \pi \cdot \left( \frac{d_{fC}}{\Delta f} - r \right) \right) + \text{Sa} \left( \pi \cdot \left( \frac{d_{fC}}{\Delta f} + r \right) \right) \right) \right) \right\} \quad (9.37)$$

unde  $\text{Sa}(x) = \sin(x)/x$  este funcția "sinus atenuat".

Pentru componentele continue ale semnalelor de fază, în locul formulei (9.26), se folosește formula:

$$\underline{A}_A^{(0)} = \frac{1}{N_s \cdot \alpha_0} \cdot \underline{X}_{AW} [0] \quad (9.38)$$

### 9.2.3 Calcularea amplitudinilor sistemelor armonice

Componentele fundamentale ale celor trei faze, precum și armonicile cu același ordin ale celor trei faze, formează sisteme trifazate sinusoidale nesimetrice. Conform considerentelor din secțiunea A1.2 a Anexei 1, aceste sisteme se descompun sisteme armonice directe, inverse și omopolare, ai căror fazori se calculează cu formulele:

$$\begin{aligned} \underline{X}_D^{(k)} &= \frac{1}{3} \left( \underline{X}_A^{(k)} + \underline{a} \cdot \underline{X}_B^{(k)} + \underline{a}^2 \cdot \underline{X}_C^{(k)} \right) \\ \underline{X}_I^{(k)} &= \frac{1}{3} \left( \underline{X}_A^{(k)} + \underline{a}^2 \cdot \underline{X}_B^{(k)} + \underline{a} \cdot \underline{X}_C^{(k)} \right); \quad k = 1, 2, \dots, N_h, \\ \underline{X}_O^{(k)} &= \frac{1}{3} \left( \underline{X}_A^{(k)} + \underline{X}_B^{(k)} + \underline{X}_C^{(k)} \right) \end{aligned} \quad (9.39)$$

cu următoarele notații:

- $\underline{X}_D(k)$  - fazorul sistemului direct armonic de ordinul  $k$
- $\underline{X}_I(k)$  - fazorul sistemului invers armonic de ordinul  $k$
- $\underline{X}_O(k)$  - fazorul sistemului omopolar armonic de ordinul  $k$

Pe baza acestor fazori se calculează amplitudinile sistemelor armonice directe, inverse și omopolare:

$$\begin{aligned} A_D^{(k)} &= \left| \underline{X}_D^{(k)} \right| \\ A_I^{(k)} &= \left| \underline{X}_I^{(k)} \right|; \quad k = 1, 2, \dots, N_h, \\ A_O^{(k)} &= \left| \underline{X}_O^{(k)} \right| \end{aligned} \quad (9.40)$$

cu următoarele notații:

- $A_D(k)$  - amplitudinea sistemului direct armonic de ordinul  $k$
- $A_I(k)$  - amplitudinea sistemului invers armonic de ordinul  $k$
- $A_O(k)$  - amplitudinea sistemului omopolar armonic de ordinul  $k$

### 9.2.4 Reducerea volumului de calcule, în cazul sistemelor trifazate cu suma nulă

În multe situații întâlnite în sistemele de acționare electrică, mărimile de fază din sistemele trifazate au suma nulă, la orice moment de timp:

$$x_A(t) + x_B(t) + x_C(t) = 0, \quad \forall t. \quad (9.41)$$

Această egalitate este valabilă, de exemplu, pentru curenții de fază ai unui motor cu fazele în conexiune Y cu punctul central flotant, sau pentru tensiunile de fază ale unui motor cu fazele în conexiune Δ.



În aceste condiții, mărimile care trebuie determinate prin analiză spectrală pot fi calculate prin aplicarea DFT asupra a doar două mărimi de fază. Deoarece eșantioanele spectrale satisfac o egalitate similară cu (9.41), eșantioanele corespunzătoare unei faze pot fi determinate pe baza eșantioanelor celorlalte două faze. De exemplu, dacă se aplică DFT asupra mărimilor de fază pentru fazele A și B, eșantioanele spectrale pentru faza C se pot calcula cu formula:

$$\underline{X}_{CW}[h] = -(\underline{X}_{AW}[h] + \underline{X}_{BW}[h]), \quad h = 1, 2, \dots, \frac{N_s}{2} - 1. \quad (9.42)$$

În continuare, calculele se efectuează așa cum sunt descrise în secțiunile 9.2.2 și 9.2.3.

Această optimizare conduce la reducerea volumului de calcule și permite utilizarea unui sistem de achiziție a datelor cu doar două canale.

### **9.2.5 Reducerea volumului de calcule, prin aplicarea DFT asupra componentei simetrice instantanee cu secvență directă**

Metoda de analiză prezentată în această secțiune, dezvoltată de autor pe baza [AAS89], permite analiza spectrală a sistemelor trifazate cu un volum de calcule mai redus, chiar și în cazul în care cele trei mărimi de fază nu au suma nulă.

Observație: Odată cu creșterea puterii de calcul disponibile pentru analiza spectrală, utilitatea acestei metode se limitează la analiza în timp real. În consecință, în cele ce urmează se va realiza doar o prezentare succintă a principiului metodei și a etapelor de calcul. Metoda este implementată complet în biblioteca de analiză spectrală prezentată în capitolul 10.

#### **9.2.5.1 Definierea componentei simetrice instantanee cu secvență directă (PISC)**

*Componenta simetrică instantanee cu secvență directă* ("positive instantaneous symmetrical component" - PISC) este o mărime complexă, definită prin formula [AAS89]:

$$\underline{x}_P(t) = \frac{1}{3} \left( x_A(t) + \underline{a} \cdot x_B(t) + \underline{a}^2 \cdot x_C(t) \right), \quad (9.43)$$

unde  $x_A(t)$ ,  $x_B(t)$  și  $x_C(t)$  sunt mărimile de fază, iar  $\underline{a}$  este definit în (A1.2).

#### **9.2.5.2 Spectrul PISC pentru sisteme trifazate periodice**

Spectrul PISC se poate calcula pe baza spectrelor mărimilor de fază, cu formula:

$$\underline{X}_P(\omega) = \frac{1}{3} \left( \underline{X}_A(\omega) + \underline{a} \cdot \underline{X}_B(\omega) + \underline{a}^2 \cdot \underline{X}_C(\omega) \right), \quad (9.44)$$

obținută pe baza definiției (9.43).

După cum se precizează în Anexa 1, sistemele trifazate periodice se pot descompune în sisteme armonice (în general, nesimetrice), iar fiecare sistem armonic poate fi descompus, la rândul lui, în trei sisteme trifazate simetrice: direct, invers și omopolar.

Fiecare sistem armonic direct cu amplitudinea  $A$ , pulsația  $\omega_0$  și faza  $\varphi_0$  generează în  $\underline{X}_P(\omega)$  o componentă spectrală discretă cu frecvență pozitivă:

$$\underline{X}_P(\omega) = \frac{X_0}{2} \cdot \delta(\omega - \omega_0); \quad X_0 = A \cdot e^{j\varphi_0}. \quad (9.45)$$

Similar, fiecare sistem armonic invers cu amplitudinea  $A$ , pulsația  $\omega_0$  și faza  $\varphi_0$  generează în  $\underline{X}_p(\omega)$  o componentă spectrală discretă cu frecvență negativă:

$$\underline{X}_p(\omega) = \frac{(X_0)^*}{2} \cdot \delta(\omega + \omega_0); \quad X_0 = A \cdot e^{j\varphi_0}. \quad (9.46)$$

Sistemele armonice omopolare nu generează componente spectrale în  $\underline{X}_p(\omega)$ .

În concluzie, în cazul sistemelor trifazate periodice, spectrul PISC conține componente spectrale corespunzătoare sistemelor armonice directe și inverse, separate în cele două jumătăți ale axei frecvențelor. Calcularea amplitudinilor acestor sisteme armonice se poate face deci prin aplicarea DFT asupra PISC și extragerea componentelor spectrale din cele două jumătăți ale axei frecvențelor.

### 9.2.5.3 Analiza spectrală prin aplicarea DFT asupra PISC

Aplicarea metodei de analiză spectrală în discuție presupune următoarele etape de calcul:

- calcularea eșantioanelor PISC pe baza eșantioanelor mărimilor de fază:

$$\underline{x}_p[n] = \frac{1}{3} (x_A[n] + \underline{a} \cdot x_B[n] + \underline{a}^2 \cdot x_C[n]); \quad (9.47)$$

- multiplicarea eșantioanelor PISC cu eșantioanele ferestrei temporale;
- aplicarea DFT asupra secvenței de eșantioane obținute mai sus;
- extragerea eșantioanelor spectrale corespunzătoare fazorilor sistemelor armonice directe și inverse, din cele două jumătăți ale secvenței calculate prin DFT;
- determinarea amplitudinilor sistemelor armonice directe și inverse, prin aplicarea unor formule de interpolare, similare cu cele folosite în cazul aplicării DFT asupra mărimilor de fază;
- eventual, determinarea frecvenței fundamentale, pe baza modulului eșantioanelor spectrale calculate prin DFT.

## 9.3 Concluzii

Pentru a realiza analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM, autorul a realizat *selecția, adaptarea și generalizarea* unor algoritmi din literatura de specialitate.

S-a confirmat faptul că *metodele de analiză spectrală bazate pe DFT* sunt cele mai potrivite pentru analiza semnalelor din electronica de putere și sistemele de acționare electrică.

Specificul semnalelor analizate impune utilizarea unor anumite tipuri de *ferestre temporale*, în funcție de scopul analizei spectrale; în acest sens, a fost elaborat un set de *criterii de selecție*. Formulele ferestrelor temporale în timp discret prezentate în unele lucrări de specialitate și cele implementate în unele biblioteci de analiză spectrală sunt greșite, nerespectând condiția referitoare la simetria "DFT-pară" din [Harr78]; autorul a realizat o *verificare independentă*, validând astfel corectitudinea formulelor din [Harr78].

Pentru *determinarea amplitudinilor armonicilor* în cazul semnalelor eșantionate asincron a fost elaborat un algoritm care generalizează formula de interpolare din [AAS89], specifică ferestrei temporale Hanning. Algoritmul a fost validat prin analiza unor semnale generate prin software.

Pentru *determinarea frecvenței fundamentale* a semnalelor a fost elaborat de asemenea un algoritm, care îl generalizează pe cel prezentat în [AAS89], specific ferestrei temporale Hanning. În cadrul acestui algoritm, se propune un *set de criterii* pentru stabilirea intervalului de frecvență în care se realizează

## Algoritmii de analiză spectrală pentru tensiunile și curenții din invertoarele PWM

căutarea automată a eșantionului cu amplitudine maximă, corespunzător fundamentalei. Și acest algoritm a fost validat prin analiza unor semnale generate prin software.

Este prezentată *generalizarea* analizei spectrale bazate pe DFT, pentru *sisteme trifazate distorsionate și nesimetrice*, precum și o variantă de algoritm care permite reducerea volumului de calcule, în cazul în care suma valorilor instantanee ale mărimilor de fază este nulă. Se prezintă de asemenea o metodă de analiză, dezvoltată de autor pe baza [AAS89], care se bazează pe *aplicarea DFT asupra componentei simetrice instantanee cu secvență directă*, conducând la reducerea volumului de calcule.

## Capitolul 10 - Implementarea analizei spectrale a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM

Algoritmii de analiză spectrală descriși în capitolul 9 au fost implementați de autor sub forma unei *biblioteci MATLAB* specializate pentru analiza spectrală a semnalelor din sistemele de acționare electrică și electronica de putere și sub forma unui *program de analiză spectrală a sistemelor trifazate*. Aceste implementări vor fi descrise în secțiunile următoare.

### 10.1 Biblioteca de analiză spectrală

Principalele funcții din bibliotecă implementează următorii *algoritmi*:

- analiză spectrală prin **DFT**;
- calcularea densității spectrale de putere;
- calcularea amplitudinilor armonicilor și a amplitudinilor sistemelor armonice cu secvență directă și inversă;
- calcularea frecvenței fundamentale;
- reprezentarea grafică a spectrelor.

Acești algoritmi se pot aplica, prin intermediul unor funcții distincte, asupra următoarelor mărimi:

- semnale monofazate;
- sisteme trifazate:
  - cele trei mărimi de fază;
  - două mărimi de fază, în cazul în care suma valorilor instantanee ale mărimilor de fază este nulă;
  - componenta simetrică instantanee cu secvență directă (**PISC**).

În cele ce urmează se prezintă o *listă a principalelor funcții din bibliotecă*.

#### funcții de analiză spectrală prin **DFT**

- `dft1ph` - analiza spectrală a unui semnal monofazat, prin **DFT**;
- `dft2ph` - analiză spectrală a unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra a 2 mărimi de fază;
- `dft3ph` - analiza spectrală a unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra celor 3 mărimi de fază;
- `dft3sc` - analiza spectrală a unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra **PISC**;

#### calcularea densităților spectrale de putere

- `pd1ph` - calcularea densității spectrale de putere pentru un semnal monofazat, utilizând **DFT**;
- `pd2ph` - calcularea densității spectrale de putere pentru mărimile de fază și componentele spectrale cu secvență directă și inversă ale unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra a 2 mărimi de fază;
- `pd3ph` - calcularea densității spectrale de putere pentru mărimile de fază și componentele spectrale cu secvență directă și inversă ale unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra celor 3 mărimi de fază;
- `pd3sc` - calcularea densității spectrale de putere pentru mărimile de fază și componentele spectrale cu secvență directă și inversă ale unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra **PISC**;

### determinarea frecvenței fundamentale

- `fnd` - determinarea frecvenței fundamentale prin **DFT**, cu căutarea eșantionului maxim într-un interval de frecvență;

### calcularea amplitudinilor armonicilor și a amplitudinilor sistemelor armonice

- `hm1ph` - calcularea amplitudinilor armonicilor unui semnal monofazat, utilizând **DFT**;  
`hm2ph` - calcularea amplitudinilor armonicilor și ale sistemelor armonice directe și inverse ale unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra a 2 mărimi de fază;  
`hm3ph` - calcularea amplitudinilor armonicilor și ale sistemelor armonice directe și inverse ale unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra celor 3 mărimi de fază;  
`hm3sc` - calcularea amplitudinilor armonicilor și ale sistemelor armonice directe și inverse ale unui sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra celor 3 mărimi de fază;

### funcții de analiză combinate

- `pdfhm2ph` - calcularea, pentru un sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra a 2 mărimi de fază, a:
- densității spectrale de putere pentru mărimile de fază și componentele spectrale cu secvență directă și inversă;
  - frecvenței fundamentale;
  - amplitudinilor armonicilor și ale sistemelor armonice directe și inverse;
- `pdfhm3ph` - calcularea, pentru un sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra celor 3 mărimi de fază, a:
- densității spectrale de putere pentru mărimile de fază și componentele spectrale cu secvență directă și inversă;
  - frecvenței fundamentale;
  - amplitudinilor armonicilor și ale sistemelor armonice directe și inverse;
- `pdfhm3sc` - calcularea, pentru un sistem trifazat, prin aplicarea **DFT** asupra celor 3 mărimi de fază, a:
- densității spectrale de putere pentru mărimile de fază și componentele spectrale cu secvență directă și inversă;
  - frecvenței fundamentale;
  - amplitudinilor armonicilor și ale sistemelor armonice directe și inverse;

### funcții de afisare grafică

- `plot_sp` - reprezentarea grafică a spectrului densității de putere;  
`plot1_sp` - reprezentarea grafică a spectrului densității de putere, cu coordonate logaritmice pe axa ordonatelor;  
`plot_hm` - reprezentarea grafică a amplitudinilor armonicilor;  
`plot1_hm` - reprezentarea grafică a amplitudinilor armonicilor, cu coordonate logaritmice pe axa ordonatelor;

Funcțiile prezentate facilitează integrarea analizei spectrale în diverse programe de analiză implementate în **MATLAB**, cum ar fi, de exemplu, simularea convertoarelor de putere și a metodelor lor de comandă.

## 10.2 Programul de analiză spectrală

Programul de analiză spectrală elaborat de autor implementează, în cadrul unui “*instrument virtual*”, algoritmi de analiză spectrală prezentați în capitolul 9, oferind în plus diverse facilități care simplifică modul de operare. La proiectarea programului s-au luat în considerare funcțiile și cerințele specifice prezentate în capitolul 8. Programul a fost implementat în MATLAB 4. Principalele *caracteristici* ale programului sunt enumerate în cele ce urmează:

### caracteristici generale

- prezentarea simultană a caracteristicilor spectrale pentru două sisteme trifazate, facilitând compararea acestora;
- calcularea și afișarea următoarelor caracteristici spectrale, pentru fiecare din cele două sisteme trifazate:
  - densitatea spectrală de putere, pentru mărimile de fază și pentru componentele armonice cu secvențe directă și inversă;
  - amplitudinile armonicilor mărimilor de fază și amplitudinile sistemelor armonice directe și inverse;
  - factorii de distorsiuni armonice, pentru mărimile de fază și pentru sistemele armonice cu secvență directă;
  - gradul de nesimetrie al sistemelor trifazate;
- generarea unui fișier ”raport”, în format text, conținând caracteristicile spectrale ale celor două sisteme trifazate;

### interfață grafică

- interfață grafică intuitivă, asemănătoare panoului frontal al unui instrument real, cu butoane și câmpuri de afișare;
- alternativ, toate comenzile pot fi accesate prin meniuri;

### stocarea informației

- stocarea pe disc a semnalelor, în format binar;
- import-export din format ASCII, cu ajutorul unor funcții auxiliare de conversie;
- asignarea de culori diferite semnalelor stocate, facilitând identificarea și clasificarea lor ulterioară;

### achiziția datelor

- interfațarea cu un sistem de achiziție a datelor, prin intermediul unei funcții specifice; aceasta poate fi rescrisă de utilizator, permițând utilizarea oricărui sistem de achiziție corespunzător caracteristicilor semnalelor analizate;

### imprimare și transferul rezultatelor

- imprimarea reprezentărilor grafice, în formă alb-negru sau color;
- transferul reprezentărilor grafice către alte programe, pentru includerea lor în diverse documente;



### configurare

- programul permite selecția următorilor parametri:
  - pentru achiziție:
    - numărul de eșantioane achiziționate;
    - frecvența de eșantionare;
  - pentru analiză:
    - tipul ferestrei temporale;
    - limitele intervalului de frecvență în care se face căutarea fundamentalei;
  - pentru afișare:
    - caracteristicile spectrale afișate: densitatea spectrală de putere / amplitudinile armonicilor / factorii de distorsiuni;
    - faza pentru care sunt afișate caracteristicile spectrale:
      - faza A / faza B / faza C (pentru ambele semnale)
      - componentele cu secvență directă / componentele cu secvență inversă (pentru un semnal, la alegere);
    - tipul coordonatelor axei Y: liniare / logaritmice;
    - mărimea afișată pe axa Y: tensiune / curent; aceasta selecție determină notațiile de pe axă și tipul factorilor de distorsiuni (VDF / CDF);
    - limita superioară a domeniului frecvențelor reprezentate pe axa X;
    - limita inferioară a domeniului atenuărilor reprezentate pe axa Z, în cazul utilizării coordonatelor logaritmice;
    - validarea afișării grilei și marcării valorilor pe axe;
  - pentru imprimare:
    - tipul imprimării: alb-negru / color;
    - orientarea hârtiei: verticală / orizontală;

Aspectul ferestrei principale a programului este prezentat în Fig. 10.1, iar ferestrele-utilizate la selecția parametrilor, în Fig. 10.2.

### **10.3 Concluzii**

Investigația realizată de autor pentru identificarea unor algoritmi de analiză spectrală adecvați pentru sistemele trifazate din electronica de putere și acționările electrice a fost finalizată prin implementarea practică a unei biblioteci originale de analiză spectrală, dedicate acționărilor electrice și electronicii de putere, precum și a unui program original de analiză spectrală, specializat pentru sisteme de semnale trifazate.

Utilitatea practică a bibliotecii de analiză spectrală este demonstrată prin aplicarea acesteia pe parcursul lucrării. Precizia implementării este dovedită prin compararea rezultatelor obținute prin simulare cu diverse rezultate obținute prin calcul și măsurări experimentale.

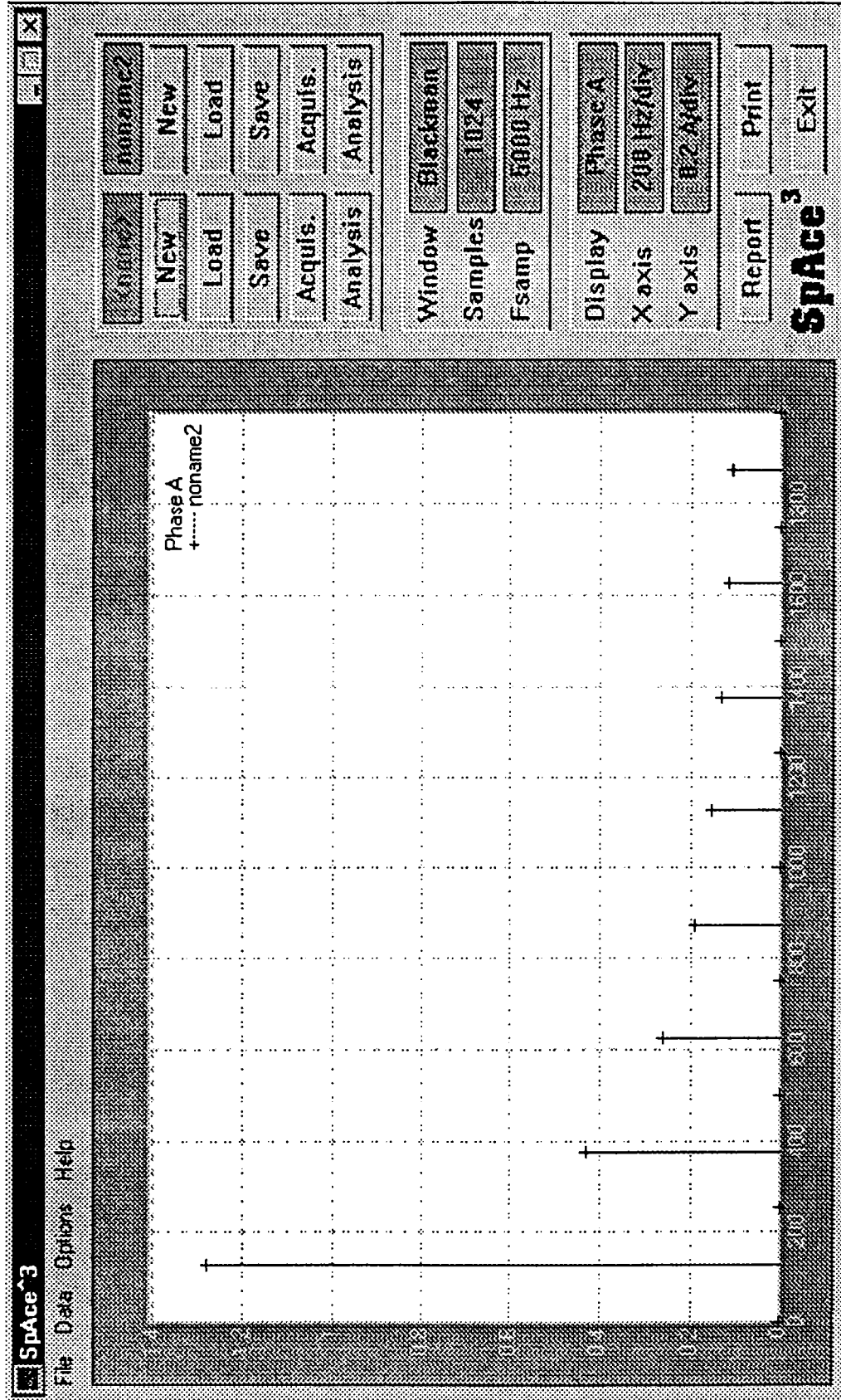


Fig. 10.1 - Fereastra principală a programului de analiză spectrală

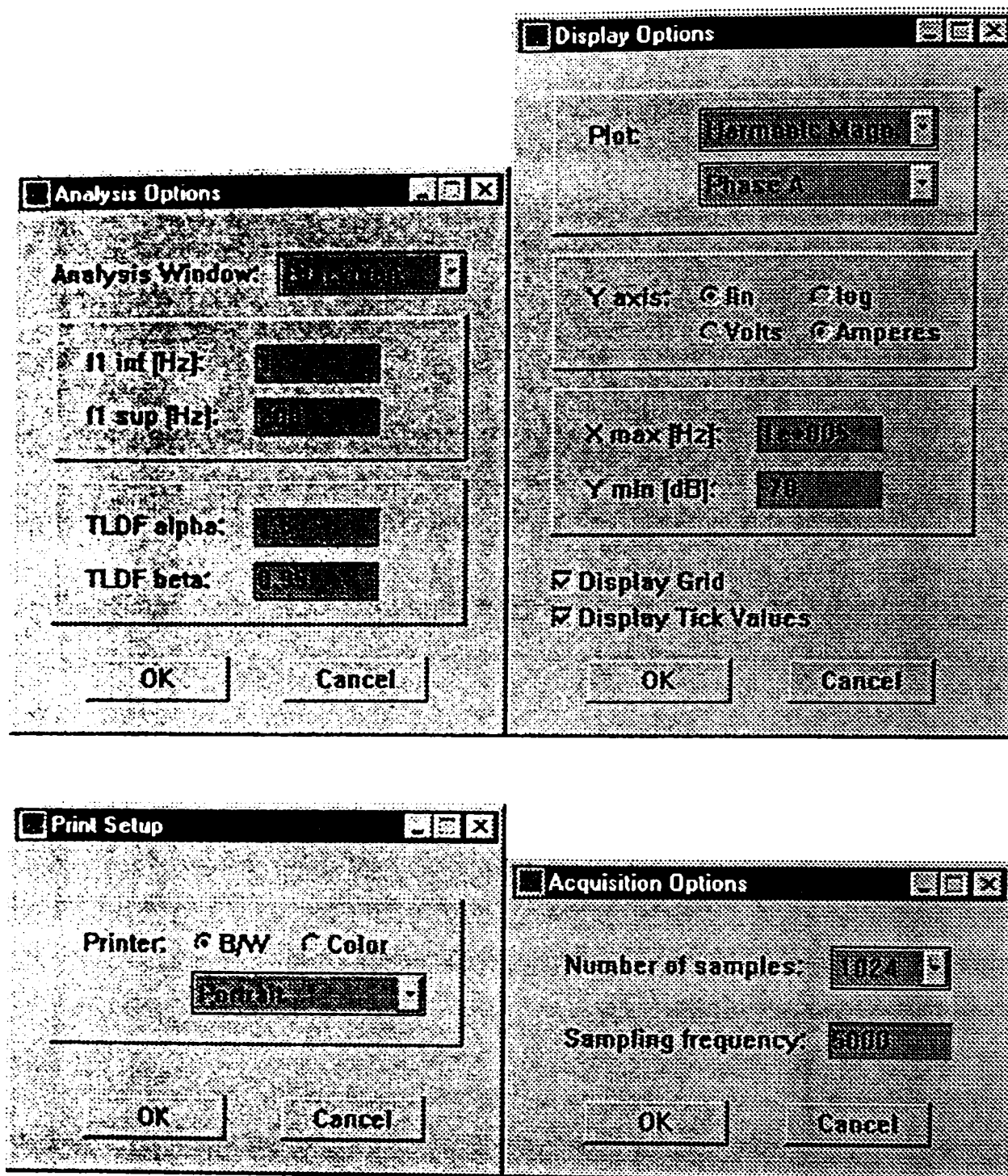


Fig. 10.2 - Ferestrele de configurare ale programului de analiză spectrală



## Capitolul 11 - Simularea sistemelor de acționare cu modulație PWM, în scopul evaluării performanțelor modulației, prin analiză spectrală

În proiectarea sistemelor de acționare cu modulație PWM, *selecția metodei de modulație și a caracteristicilor acesteia* influențează în mod semnificativ performanțele sistemului de acționare. În consecință, este necesară *evaluarea performanțelor modulației*, în cadrul sistemului de acționare proiectat (subiect analizat în detaliu în capitolele anterioare). În acest scop, *utilizarea simulării* prezintă o serie de *avantaje* importante [Raja87] [Dixo91] [KWH91] [DL94] [MUR89] [MRA+97]:

- cost mai redus și timp de realizare mai scurt, comparativ cu utilizarea unui model experimental;
- posibilitate de neglijare a efectelor parazite, în primele etape ale simulării;
- rezultatele nu sunt afectate de imprecizia și zgomotul specifice măsurărilor experimentale;
- posibilitate de aplicare la sisteme de acționare cu parametri deosebiți (de exemplu, puteri mari sau motoare speciale), pentru care realizarea unui model experimental este dificilă;
- posibilitatea comparației performanțelor diferitelor metode de modulație, în cadrul sistemului de acționare proiectat, fără implementarea propriu-zisă a tuturor acestor metode.

Evident, avantajele de mai sus se păstrează numai în condițiile în care simularea aproximează cu suficientă precizie sistemul real. Acest aspect este abordat pe larg în capitolele care urmează.

În acest capitol se *analizează comparativ abordările existente* în domeniul simulării sistemelor de acționare și a circuitelor din electronica de putere, pornind de la cerințele specifice evaluării performanțelor modulației PWM prin analiză spectrală. Pe baza acestei analize, dublată de experiența autorului în utilizarea diverselor programe de simulare, se realizează *alegerea metodei de simulare* folosite în prezenta lucrare.

### 11.1 Simularea sistemelor de acționare - cerințe și soluții existente

#### 11.1.1 Cerințe specifice pentru programele de simulare a acționărilor electrice, în scopul evaluării performanțelor modulației PWM

##### 11.1.1.1 Sistemul simulat

Analiza pornește de la structura generală a unui sistem de acționare electrică, prezentată în Fig. 11.1. Sistemele avute în vedere în prezenta lucrare au următoarele particularități:

- convertorul de putere este un inverter trifazat de tensiune în punte, alimentat de la un redresor trifazat necomandat în punte; dispozitivele de putere din componența inverterului sunt, de regulă, tranzistoare DMOS sau IGBT și diode de comutație;
- traductoarele măsoară tensiunile și/sau curenții de la ieșirea inverterului și turația motorului;
- sistemul de comandă constă din:
  - modulatorul PWM - de regulă, un sistem digital conținând un procesor și circuite de temporizare;
  - sistemul de reglare a acționării - un sistem analogic sau digital, care implementează un algoritm de reglare.

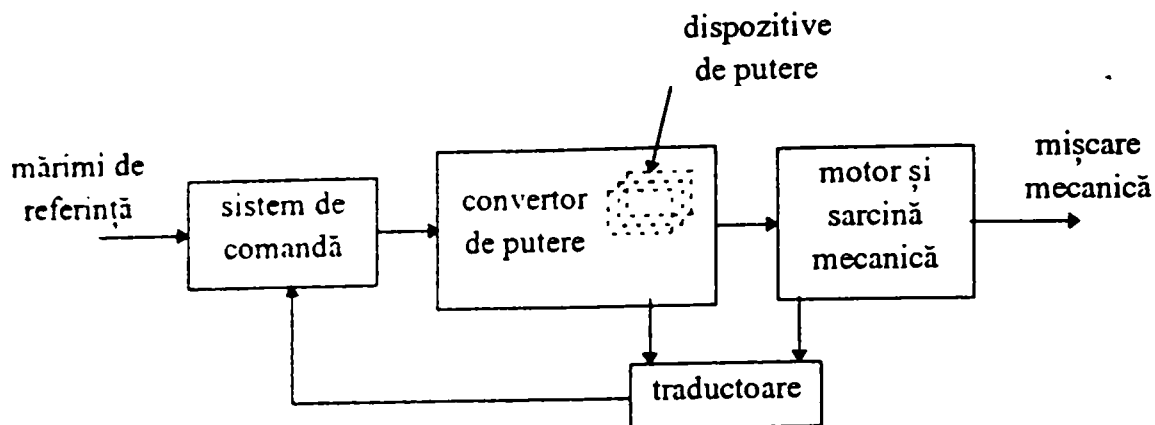


Fig. 11.1 - Structura generală a unui sistem de acționare electrică

Blocurile din schemă interacționează reciproc [DL94], după cum demonstrează următoarele exemple:

- o valoare redusă a capacității de filtrare din circuitul de curent continuu al convertorului de putere poate genera pulsații de cuplu ale motorului;
- erorile de cuantizare din modulatorul PWM digital produc pierderi suplimentare de putere în motor;
- solicitarea dispozitivelor de putere din inverter depinde de caracteristicile modulatoarelor PWM și de regimul de funcționare al motorului.

În consecință, simularea trebuie să ia în considerare ansamblul sistemului de acționare, o simulare individuală a fiecărui bloc fiind insuficientă.

### 11.1.1.2 Nivele de simulare

#### 11.1.1.2.1 Datele care trebuie obținute prin simulare

Pentru a asista proiectarea convertorului de putere și a sistemului de comandă din componența sistemelor de acționare, programele de simulare trebuie să furnizeze următoarele *categorii de date*:

- formele de undă ale tensiunilor și curenților din convertorul de putere; acestea permit, de exemplu, determinarea solicitării în curent, tensiune și putere disipată a dispozitivelor de putere, precum și evaluarea gradului de perturbare electromagnetică a mediului;
- formele de undă ale tensiunilor și curenților de la intrarea și ieșirea convertorului de putere; spectrele formelor de undă de la ieșire permit, de exemplu, calcularea pierderilor de putere în motor, a armonicilor de cuplu și a suprasolicitării în tensiune a înfășurărilor motorului; spectrele formelor de undă de la intrare permit evaluarea factorului de putere la intrare și a gradului de perturbare armonică a rețelei de alimentare;
- răspunsurile tranzitorii în cuplu, turație și poziție ale sistemului de acționare; aceste date permit evaluarea performanțelor sistemului de reglare a acționării;
- stabilitatea sistemului de reglare în buclă închisă, sensibilitatea la schimbarea parametrilor, imunitatea la perturbații, etc.

#### 11.1.1.2.2 Problema timpului de calcul la simularea sistemelor de acționare și a convertoarelor de putere în comutație

Pentru a obține datele necesare, programul de simulare trebuie să realizeze, în cele mai multe cazuri, o *analiză tranzitorie* [MRA+97].

Observație: Analiza de semnal mic ("AC"), analiza de sensibilitate și analiza de zgomot reprezintă cazuri speciale, care nu vor fi considerate în contextul prezentei analize.

O trăsătură caracteristică sistemelor de acționare electrică este prezența a cel puțin două constante de timp, cu valori mult diferite: constanta de timp mecanică a ansamblului motor-sarcină și constanta de timp electrică a circuitului echivalent al mașinii. Cea mai mică dintre aceste constante determină limita superioară a pasului simulare (care trebuie să fie cu cel puțin un ordin de mărime mai mic), iar cea mai mare impune timpul total de simulare, pentru a permite atingerea regimului permanent.

În cazul sistemelor de acționare cu reglare digitală, eșantionarea în timp impune pentru pasul de simulare o valoare mult mai mică (decât cea determinată de constanta de timp electrică a mașinii): perioada de eșantionare a algoritmilor de reglare digitală este, de regulă, cu un ordin de mărime mai mică decât constanta de timp electrică, iar durata pasului de simulare trebuie să fie, la rândul ei, cu un ordin de mărime mai mică decât perioada de eșantionare a algoritmilor.

În plus, în cazul convertoarelor de putere în comutație, perioada de comutație (cu valori de zeci ... sute de  $\mu\text{s}$ ) determină de asemenea limita superioară pentru pasul de simulare (care trebuie să fie cu cel puțin un ordin de mărime mai mic).

În consecință, atunci când se dorește *simularea exactă și completă* a sistemului de acționare, pasul de simulare foarte mic și timpul de analiză foarte lung impun efectuarea unui *volum extrem de mare de calcule* conducând la timpi de simulare inacceptabili, chiar utilizând calculatoare foarte rapide [Raja87] [LS90] [KWH91] [Dixo91] [BV92a] [SJ94] [Naka97] [MUR89]. Din această cauză, simularea exactă pe întreaga durată necesară atingerii regimului staționar este denumită în literatura de specialitate “metoda forței bute” [Raja87].

#### 11.1.1.2.3 Reducerea timpului de calcul; nivele de simulare

Deoarece, conform celor arătate în secțiunea 11.1.1.1, simularea trebuie să ia în considerare sistemul de acționare în ansamblu, singura soluție pentru reducerea volumului de calcule este utilizarea unor *aproximații*. Astfel, se recurge la *simulări “parțiale”*, care furnizează doar o parte din datele enumerate în secțiunea 11.1.1.2.1 [MUR89] [MRA+97]. Aceste simulări au avantajul că pot folosi *modele simplificate pentru blocurile care influențează în mod neglijabil datele de interes*. Utilizarea modelelor simplificate permite reducerea timpului de calcul, prin creșterea pasului de simulare și/sau folosirea unor algoritmi mai eficienți.

Pe de altă parte, abordarea descrisă mai sus impune efectuarea unor *simulări multiple*, pentru diferite categorii de date, necesare în diferite etape ale proiectării. Cu toate acestea, timpul total de simulare rămâne inferior celui necesitat de o simulare completă și exactă a întregului sistem.

În concordanță cu cele expuse mai sus, literatura de specialitate din domeniul electronicii de putere și al reglării automate a sistemelor de acționare menționează existența, pentru programele de simulare, a 3 *nivele de simulare* distincte, după cum urmează [KWH91] [DL94] [SJ94] [MUR89] [Vach97b]:

- nivelul dispozitiv - se referă la comportarea *dispozitivelor din convertorul de putere*, furnizând formele de undă ale tensiunilor și curenților prin aceste dispozitive;
- nivelul circuit - se referă la comportarea *convertorului de putere* în ansamblu, furnizând formele de undă ale tensiunilor și curenților de la intrarea și ieșirea acestuia; dispozitivele de putere din convertor sunt approximate prin modele ideale sau simplificate;
- nivelul sistem - se referă la comportarea *sistemului de acționare* în ansamblu, furnizând răspunsul tranzitoriu în cuplu, turație și poziție, precum și formele de undă ale componentelor fundamentale ale tensiunilor și curenților; se folosesc, de regulă, modele ideale sau simplificate pentru majoritatea blocurilor din sistem.



Utilizarea unor *modele simplificate sau ideale pentru dispozitivele de putere*, în scopul elaborării unor algoritmi de simulare eficienți implementând analiza tranzitorie la nivel circuit, este prezentată în [Raja87] [BV92] [DL94] [CI94] [PM94] [PM95] [FG97] [MRA+97].

În multe cazuri, analiza de regim tranzitoriu la nivel dispozitiv trebuie realizată doar pe o durată scurtă, dar în condiții de regim permanent (condiții corespunzătoare unor valori date ale mărimilor de prescriere și ale perturbațiilor) [Raja87] [KWH91]. După cum s-a arătat anterior, folosirea simulării la nivel dispozitiv pentru determinarea mărimilor de regim permanent ar necesita un volum de calcule extrem de mare. În consecință, se recurge la alte metode pentru *calcularea regimului permanent* cu un volum rezonabil de calcule; în literatură sunt menționate următoarele abordări:

- *simularea la nivel de sistem*, utilizând un *model simplificat pentru convertor*; de exemplu, modele simplificate pentru invertoare PWM sunt introduse în [AHB91], [LJRS91], [SJ94], [KSB+91] și [ZWS85]; utilizarea unor modele de semnal mare “mediate” pentru convertoarele DC/DC este prezentată, printre altele, în [AHB91], [Dixo91], [Lasc98] și referințele bibliografice incluse;
- utilizarea *calculului analitic* (frecvent implementat prin algoritmi iterativi și asistat de metode numerice pentru rezolvarea sistemelor de ecuații), în condițiile în care dispozitivele de putere sunt reprezentate prin modele simplificate; diverse metode sunt propuse în [Raja87], [BV92a], [SCJ93], [Naka97] și referințele bibliografice incluse;
- *utilizarea iterativă a simulării la nivel de dispozitiv* (implementată cu ajutorul unui program de simulare specializat) și a *calculului analitic la nivel de sistem* (implementat într-un limbaj de simulare) este folosită în [Maks97] și [Lasc98].

### 11.1.1.2.4 O generalizare - simularea ierarhică “multi-nivel”

Pomind de la informațiile din literatură prezentate în secțiunea anterioară, în cele ce urmează se propune o *generalizare*, aplicabilă pentru majoritatea sistemelor din domeniul electronicii de putere și al acționărilor electrice.

Observație: Termenul “simulare ierarhică multi-nivel” introdus în această secțiune nu trebuie confundat cu “modelarea multi-nivel” prezentată în [DL94]

Arhitectura unui sistem de acționare poate fi modelată printr-o *structură ierarhică*, în care nivelele superioare includ elementele de pe nivelele inferioare. De exemplu, pentru schema bloc generală din Fig. 11.1, se poate considera următoarea structură ierarhică:

- nivelul 1 - dispozitivele de putere din convertor;
- nivelul 2 - convertorul de putere;
- nivelul 3 - sistemul de acționare în ansamblu.

Definirea unei astfel de structuri ierarhice se poate face în diverse variante, în funcție particularitățile sistemului de acționare și de datele de interes (astfel încât blocurile a căror funcționare determină în mod esențial aceste date să fie plasate pe un nivel distinct ale ierarhiei, pentru a putea fi simulate exact).

Simularea “parțială” descrisă în secțiunea 11.1.1.2.3 presupune următoarele operații:

- utilizarea de *modele simplificate pentru componentele de pe nivelele inferioare*; de regulă, această abordare permite creșterea pasului de simulare și/sau folosirea unor algoritmi de simulare mai eficienți; trebuie însă avut în vedere ca simplificarea să nu altereze semnificativ corectitudinea rezultatelor;
- *simularea exactă a componentelor de pe nivelul de interes*;
- *alegerea condițiilor și a duratei de simulare în funcție de datele care trebuie obținute*; de regulă, aceasta impune utilizarea de *modele simplificate pentru componentele aparținând*

*nivelelor superioare*, cu valori corespunzătoare unui anumit regim de funcționare (vezi Exemplul următor).

Calcularea parametrilor modelelor simplificate ale componentelor de pe nivelele superioare se poate face prin:

- *simulare "parțială" la un nivel superior*; această simulare presupune aceleași operații ca și simularea descrisă anterior, dar pe un alt nivel; deoarece se folosesc modele simplificate pentru componentele de pe nivelele inferioare celui de simulare, timpul de calcul este relativ redus;
- *calcul analitic*; și această abordare presupune folosirea unor modele simplificate (care trebuie să fie, de regulă, mult mai simple decât cele utilizabile în simularea de la punctul anterior).

**Exemplu:** Se consideră un sistem de acționare cu motor de curent alternativ și invertor cu comandă PWM, urmărindu-se determinarea compoziției spectrale a curenților de la ieșirea invertorului. Analiza spectrală necesită cunoașterea formelor de undă pe durata câtorva perioade ale purtătoarei. Pe acest interval, formele de undă sunt determinate în mod esențial de ansamblul modulator PWM - invertor. În consecință, se poate utiliza următoarea structură ierarhică:

- nivelul 1 - dispozitivele de putere din invertor;
- nivelul 2 - ansamblul modulator PWM - invertor;
- nivelul 3 - ansamblul sistem de reglare - (modulator PWM - invertor) - motor;
- nivelul 4 - sistemul de acționare în ansamblu.

Simularea "parțială" presupune, în aceste condiții, următoarele operații:

- se aproximează dispozitivele de putere din invertor prin comutatoare ideale; la tensiuni mari și în condițiile utilizării unor dispozitive rapide, această simplificare nu afectează semnificativ precizia mărimilor de interes; în schimb, simplificarea permite utilizarea unor algoritmi de simulare mai simpli, deci mai rapizi;
- se simulează exact ansamblul modulator PWM - invertor;
- se utilizează o durată de simulare care să acopere câteva perioade ale purtătoarei, suficient pentru a permite analiza spectrală a curenților de la ieșirea invertorului; această condiție impune utilizarea de modele simplificate pentru:
  - motor - se poate folosi un circuit echivalent R-L, unde componentele au valorile corespunzătoare regimului de funcționare dorit;
  - sistemul de reglare - se consideră că acesta generează semnale de comandă staționare, cu valorile corespunzătoare regimului de funcționare dorit.

Obținerea valorilor corespunzătoare regimului de funcționare dorit se poate face printr-una din următoarele metode:

- simularea "parțială" pe nivelul 3, pentru determinarea mărimilor de interes (turație, frecvența fundamentală a curenților de fază, valoarea semnalelor generate de sistemul de reglare), în regim staționar mecanic; aceasta presupune:
  - utilizarea unui model simplificat pentru ansamblul modulator PWM - invertor (de exemplu, un model liniarizat);
  - simularea exactă a ansamblului sistem de reglare - (modulator PWM - invertor) - motor; deoarece pentru valorile calculate prin această simulare nu se impune o precizie foarte ridicată, se pot folosi totuși modele aproximative, și pentru componentele de pe acest nivel (de exemplu, un model analogic ideal pentru regulatorul digital și un model simplificat pentru motor);
  - utilizarea unui model simplificat pentru sarcină, specific domeniului de aplicație avut în vedere (de exemplu, cuplu rezistent constant sau o caracteristică mecanică tipică);

## Simularea sistemelor de acționare cu modulație PWM

- calcularea analitică a mărimilor în regimului staționar mecanic (pentru valori date ale mărimilor de referință și un model dat al sarcinii); această abordare impune folosirea de modele simplificate pentru majoritatea blocurilor din sistem.

### 11.1.1.2.5 Discuție privind modelele simplificate

*Alegerea corectă a modelelor simplificate*, astfel încât să conducă la reducerea volumului de calcule și să garanteze în același timp păstrarea preciziei în limite impuse, ține în primul rând de experiența proiectantului. Punerea la punct a acestor modele reprezintă un domeniu de cercetare distinct, cu o bibliografie extensivă. Trebuie remarcat faptul că unele dintre modele propuse în literatură s-au dovedit utile, găsindu-și aplicarea în programe de simulare, pe când altele nu au corespuns cerințelor, prezentând fie limitări, fie o eficiență redusă. De exemplu, pentru invertoarele de tensiune trifazate cu comandă PWM s-au întâlnit următoarele modele:

- în [LJRS91] se introduce un model ideal, în care tensiunile de ieșire pot lua doar două valori fixe, selectate prin semnalele de comandă; în [SJ94] se propun modele ideale asemănătoare celui de mai sus, utilizabile în SPICE, pentru diverse clase de convertoare de putere; aceste modele prezintă o eficiență relativ redusă, atunci când sunt folosite în programe de simulare pentru circuite analogice;
- în [KSB+91] se propune un model în care se neglijează armonicile tensiunilor de ieșire, iar amplitudinea fundamentalelor este dată de o aproximare polinomială, care ține cont de reducerea câștigului în regim de supramodulație;
- în [ZWS85] se introduce un model “în frecvență”, în care “funcția de transfer” a inverterului este exprimată prin seriile Fourier ale unor “funcții de comutație”, reprezentând semnalele de comandă PWM; multiplicând această “funcție de transfer” cu expresia analitică a tensiunii de la intrarea inverterului se obțin expresiile analitice ale tensiunilor de la ieșire; acest model ia în considerare variația tensiunii de alimentare a inverterului.

Evident, folosirea unor modele simplificate impune *verificarea experimentală* a rezultatelor obținute prin simulare. Chiar și în aceste condiții, simularea conduce la reducerea semnificativă a efortului de proiectare, deoarece permite investigarea mai multor alternative, dintre care se validează apoi experimental doar cele care au condus la rezultatele cele mai bune în simulare.

Trebuie remarcată similitudinea între proiectarea unei metode de simulare de tipul celei prezentată anterior și proiectarea sistemelor de reglare automată, sau proiectarea circuitelor electronice analogice, în care alegerea aproximărilor se bazează pe același compromis între complexitatea calculelor și precizie. Se confirmă astfel faptul că ingineria presupune un set comun de principii și metode, care se aplică în mod similar în toate ramurile acesteia.

### 11.1.1.3 Cerințe pentru programele de simulare folosite la evaluarea performanțelor modulației PWM

Calcularea celor mai mulți dintre indicatorii de performanță pentru modulația PWM (indicatori introduși în capitolul 7) se bazează pe spectrele curenților prin motor. Conform considerentelor expuse în secțiunea 11.1.1.2.2, determinarea formelor de undă ale curenților se realizează prin analiză de regim tranzitoriu la nivel de circuit. În concluzie, pentru a permite calcularea indicatorilor de performanță, programele de simulare trebuie să îndeplinească următoarele *cerințe specifice*:

- analiză:
  - analiză de regim tranzitoriu;
  - algoritm de analiză eficient: conform celor arătate în secțiunea 11.1.1.2.2, simularea sistemelor de acționare presupune un volum mare de calcule;

- algoritm de analiză cu o convergență cât mai bună: utilizarea de modele simplificate pentru dispozitivele de putere din inverter (vezi mai jos) poate cauza probleme de convergență [MRA+97] (astfel de probleme apar, de exemplu, în condițiile utilizării algoritmilor SPICE cu modele de tip comutator ideal [Issp98], p. 163);
- modele:
  - modele exacte pentru:
    - modulatorul PWM: deoarece caracteristicile modulatorului influențează în mod esențial performanțele modulației, se impune modelarea cât mai precisă a modulatorului; de regulă, acesta este un sistem de comandă digital, caz în care este necesară modelarea precisă a cuantizării semnalelor în timp și amplitudine;
    - inverter: atunci când se folosește decalarea comenzii pentru tranzistoarele din același braț de punte, formele de undă ale curenților sunt determinate, pe lângă semnalele de comandă, și de conducția diodelor de recuperare; determinarea exactă a momentelor de comutație a diodelor impune utilizarea unui model exact pentru inverter (modelele simplificate, cum ar fi cele mediate (“*averaged models*”) [AHB91] sau cele care utilizează funcții de comutație [ZWS85], nu satisfac cerința de mai sus);
  - modele simplificate pentru:
    - dispozitivele de putere din inverter: deoarece comutația dispozitivelor de putere influențează mai puțin performanțele modulației, se pot accepta modele simplificate pentru dispozitivele de putere (ca principal mijloc de creștere a eficienței algoritmilor de simulare); se pot utiliza modele de tip comutator ideal [Psim99] sau alte modele simplificate (cu rezistență variabilă, liniarizate pe porțiuni, etc. [Issp98] [MRA+97]);
    - motor, sarcină, sistemul de reglare automată a acționării: dacă se urmărește determinarea prin simulare a regimului staționar mecanic, sunt necesare modele simplificate pentru motor, sarcina mecanică și sistemul de reglare a acționării; dacă regimul staționar se calculează analitic, este suficient un model electric simplificat al motorului, constând din circuitul echivalent R-L al fazelor.

Se impune, de asemenea, ca programele de simulare folosite să îndeplinească într-un grad cât mai ridicat *cerințele generale* pentru programele de simulare a circuitelor electrice [MRA+97]: posibilitatea modelării tuturor tipurilor de componente sau blocuri utilizate (dispozitive de putere, circuite analogice, sisteme de comandă și reglare, analogice și digitale); bibliotecă de modele predefinite; posibilitatea de a defini modele suplimentare; interfață grafică pentru descrierea sistemelor simulate și prezentarea rezultatelor; posibilități de prelucrare a datelor obținute prin simulare; import-export de date, etc.

Observație: Pentru unii indicatori de performanță ai modulației PWM, cum ar fi puterea disipată pe dispozitivele de putere din inverter, se impune simularea inverterului la nivel de dispozitiv, combinată cu calculul analitic sau simularea la nivel de circuit și sistem. Acest tip de indicatori de performanță nu se încadrează însă în subiectul tratat pe parcursul acestui capitol (și anume evaluarea indicatorilor de performanță prin analiză spectrală).

### 11.1.2 Soluții existente pentru simularea sistemelor de acționare electrică

În această secțiune se realizează o analiză comparativă a soluțiilor existente pentru simularea sistemelor din domeniul electronicii de putere și al acționărilor electrice.

### 11.1.2.1 Programe de simulare și limbaje de simulare

Simulatoarele utilizate în electronică și teoria sistemelor pot fi clasificate în două categorii principale, după cum urmează:

- *programe de simulare* (ex.: SPICE, PSIM):
  - sunt, de regulă, programe specializate pentru un anumit domeniu de aplicație (de ex. circuite electronice analogice sau sisteme de reglare automată);
  - utilizează descrierea structurală a sistemului simulat (prin dispozitive sau blocuri interconectate), într-un format de descriere propriu; au, de regulă, editoare grafice pentru introducerea descrierii sistemului;
  - simularea este realizată de către o “mașină de simulare” (“*simulation engine*”), care implementează algoritmi de simulare specializați.
- *limbaje de simulare* (ex.: MATLAB, VHDL):
  - sunt, de regulă, medii de dezvoltare complexe, asemănătoare celor folosite pentru limbajele de programare de uz general, incluzând: compilator, depanator (“*debugger*”), editor de fișiere sursă, biblioteci, interfețe de programare (“*API*”) pentru comunicația cu module implementate în alte limbaje, etc.;
  - domeniul de aplicație este, de cele mai multe ori, mai larg decât în cazul programelor de simulare descrise anterior;
  - descrierea sistemului simulat se realizează prin intermediul unor fișiere sursă, conținând instrucțiuni în limbajul respectiv;
  - simularea se realizează prin execuția programului obținut prin compilarea fișierelor sursă.

Observație: În [MUR89] și [MRA+97] programele de simulare sunt denumite “programe orientate pe circuit” (*circuit-oriented programs*), iar abordările bazate pe limbaje de programare, “programe bazate pe rezolvarea de ecuații” (*equation solver programs*). Această terminologie nu a fost adoptată în prezenta lucrare, deoarece, în opinia autorului, diferența esențială între aceste abordări este utilizarea unui limbaj de programare (care oferă capacități de modelare esențial diferite, după cum se va demonstra în continuare).

### 11.1.2.2 Metode de modelare a sistemelor simulate

Programele utilizate pentru simularea circuitelor electrice și a sistemelor de reglare automată utilizează următoarele metode pentru modelarea sistemelor simulate [DL94]:

1. liste de conexiuni (“*netlists*”)
  - metodă de modelare specifică *programelor de simulare a circuitelor electrice*;
  - modelează interconectarea dispozitivelor (reprezentate, la rândul lor, prin modele);
  - sunt disponibile biblioteci de modele pentru dispozitivele electronice și, în unele cazuri, pentru alte componente (de exemplu, motoare electrice);
  - listele de conexiuni sunt furnizate, de regulă, în format text; unele programe de simulare oferă posibilitatea de editare grafică a schemelor electronice, care sunt apoi convertite automat în liste de conexiuni;
2. scheme bloc
  - metodă de modelare specifică *programelor de simulare a sistemelor de reglare automată*;
  - modelează interconectarea blocurilor (descrise, de regulă, prin ecuații sau funcții de transfer, în timp continuu sau discret);
  - sunt disponibile biblioteci de blocuri, incluzând elementele tipice din componența sistemelor de reglare;



- programele de simulare oferă, de regulă, posibilitatea de editare grafică a schemelor bloc;

### 3. limbaje

- după cum s-a arătat anterior, mediile de dezvoltare pentru limbaje de simulare formează o clasă de sine stătătoare de programe; sunt folosite pentru simularea sistemelor de reglare, a sistemelor de prelucrare digitală a semnalelor, a circuitelor electronice digitale și analogice;
- modelează ecuații și/sau algoritmi care descriu comportarea sistemelor simulate;
- limbajele au caracteristici speciale, pentru a facilita modelarea sistemelor pentru care sunt dedicate; sunt disponibile, de regulă, biblioteci de funcții specializate;
- programele sunt furnizate în format text.

#### 11.1.2.2.1 Descriere structurală și funcțională

Un alt mod de clasificare a metodelor de modelare se bazează pe distincția între descrierea structurală ("*structural description*") și descrierea funcțională (sau comportamentală - "*behavioral description*"). Pentru metodele de modelare de mai sus, se constată următoarele particularități:

- listele de legături oferă o descriere structurală, iar dispozitivele interconectate conțin implicit o descriere funcțională;
- schemele bloc oferă o descriere structurală, iar blocurile interconectate conțin implicit o descriere funcțională;
- limbajele permit, de regulă, implementarea unei descrieri funcționale; limbajele specializate, de tip "HDL analogic" (descrise mai jos) implementează atât o descriere structurală, cât și una funcțională [Vach97].

#### 11.1.2.2.2 Capabilități de modelare

Trebuie remarcat că, în ultimă instanță, toate modelele se bazează pe ecuații și algoritmi. Acestea apar însă la nivele diferite, pentru cele trei metode de modelare introduse anterior, după cum urmează:

##### 1. liste de conexiuni

- fiecare terminal al dispozitivelor din model este caracterizat prin două mărimi; pentru circuitele electronice, acestea sunt tensiunea și curentul (se pot însă modela și sisteme mecanice, la care cele două mărimi sunt cuplul și turația, etc.);
- pentru fiecare nod al circuitului *se modelează implicit un set ecuații*, derivate din Teoremele lui Kirchhoff, care descriu interdependența tensiunilor și curenților, astfel:
  - suma curenților prin terminalele conectate este nulă;
  - potențialele tuturor terminalelor conectate într-un nod sunt egale ( $n-1$  ecuații, pentru  $n$  terminale);
- modelul fiecărui dispozitiv descrie legătura între curenții prin terminale acestuia și tensiunile pe terminale, conform *ecuațiilor modelului dispozitivului*;
- sistemele de ecuații sunt rezolvate de către "mașina de simulare" a programului;

##### 2. scheme bloc

- fiecare terminal al blocurilor din model este caracterizat printr-o unică mărime (care poate reprezenta orice mărime fizică, în timp continuu sau discret); această mărime reprezintă fie o intrare, fie o ieșire;
- pentru fiecare interconexiune din schema bloc (în care o ieșire este conectată la una sau mai multe intrări) *se modelează implicit un set ecuații*, exprimând egalitatea fiecărei mărimi de intrare cu mărimea de ieșire;



- modelul fiecărui bloc descrie legătura între mărimile de intrare și cele de ieșire conform *ecuațiilor modelului blocului*;
- sistemele de ecuații sunt rezolvate de către “mașina de simulare” a programului;

### 3. limbaje

- ecuațiile sau algoritmi modelului se *descriu explicit prin limbaj*;
- dacă se folosesc funcții de bibliotecă, acestea implementează la rândul lor ecuații sau algoritmi;
- dacă se folosesc ecuații, rezolvarea acestora trebuie implementată de asemenea prin program; de regulă, sunt disponibile biblioteci care implementează metodele numerice necesare.

Se observă că descrierea structurală presupune întotdeauna un set implicit de ecuații, pe când descrierea funcțională lasă definirea acestor ecuații la latitudinea utilizatorului. În consecință, se poate afirma că *limbajele de simulare oferă întotdeauna capacități de modelare mai extinse* (în sensul că permit modelarea unei clase mai largi de sisteme), comparativ cu programele de simulare, bazate pe modele sub formă de listă de legături sau schemă bloc.

Pe de altă parte, *programele de simulare reduc semnificativ efortul utilizatorului* (atunci când sunt folosite în domeniul pentru care sunt destinate), deoarece:

- necesită un efort minim pentru descrierea modelului (datorită simplității descrierii și a faptului că majoritatea programelor oferă o interfață grafică);
- implementează rezolvarea sistemelor de ecuații, prin algoritmi optimizați ca precizie și eficiență;

Observație: Unele programe de simulare (de ex. SPICE) prezintă formatul de descriere a sistemului simulat drept “limbaj”; această caracterizare este inexactă, deoarece:

- “limbajele” respective implementează în realitate descrierea sistemului printr-o listă de legături sau o schemă bloc, nu prin ecuații sau algoritmi;
- deși uneori conțin un set de comenzi pentru afișarea rezultatelor, aceste “limbaje” nu oferă unele facilități de bază ale oricărui limbaj de programare - tipuri de date, variabile, instrucțiuni de control a execuției (cum ar fi FOR, WHILE, etc.); tocmai acest fapt împiedică descrierea sistemului simulat prin ecuații sau algoritmi; o consecință a acestei deficiențe este necesitatea de a folosi limbaje externe pentru a defini modele pentru noi dispozitive sau blocuri;

### 11.1.2.3 Analiza comparativă a soluțiilor existente

În această secțiune se va realiza o evaluare comparativă a soluțiilor existente pentru simularea sistemelor de acționare cu invertoare trifazate, din punctul de vedere al aplicabilității la evaluarea performanțelor modulației PWM, conform cerințelor enumerate în secțiunea 11.1.1.3.

#### 11.1.2.3.1 Clasificarea soluțiilor analizate

Soluțiile considerate în prezenta analiză pot fi clasificate după cum urmează:

- programe de simulare:
  - pentru circuite electronice analogice: SPICE, ECAP, ASTAP;
  - pentru electronica de putere: ATOSEC5, CASPOC, PSIM, PETS;
  - pentru sisteme de reglare automată: SIMULINK;
- limbaje de simulare:
  - limbaje de programare de uz general;

- pentru sisteme de reglare automată: **MATLAB**;
- pentru circuite electronice digitale: **VHDL**;
- pentru circuite electronice analogice: limbaje IIDL analogice (**AHDL**).

În continuare se vor prezenta sintetic caracteristicile soluțiilor considerate în analiză.

#### 11.1.2.3.2 SPICE

**SPICE** [QNPS93] [MUR89] [MRA+97], împreună cu diversele sale variante comerciale, [Micr91] [Anac94] [Issp98], reprezintă standardul "de facto" pentru simularea circuitelor electronice analogice. Programul implementează o gamă largă de metode de analiză (tranzitorie, de curent continuu, de semnal mic, de zgomot, de senzitivitate, de integritate electromagnetică, etc.), la nivel dispozitiv.

**SPICE** include modele complexe pentru dispozitivele electronice; acestea presupun însă un volum mare de calcule, ceea ce constituie un impediment pentru simularea la nivel de circuit și sistem. Conform constatărilor practice ale autorului, specificarea de valori extreme (de exemplu, nule), pentru unii parametri, în scopul simplificării modelului, reduce în mică măsură timpul de calcul și poate conduce la probleme de convergență. Modelele existente sunt înglobate în simulator, neputând fi modificate de către utilizator; în unele implementări comerciale este posibilă dezvoltarea de noi modele, utilizând un limbaj de programare, dar această operație este relativ laborioasă. O abordare alternativă, mai simplă, constă în modelarea de noi dispozitive prin circuite echivalente, bazate pe modelele existente [Raja87] [FPRT91] [SJ94]. În același mod se pot dezvolta și modelele simplificate necesare pentru analiza la de nivel circuit și sistem [SJ94].

În varianta originală, **SPICE** oferă capabilități limitate de modelare pentru nivelul sistem (expresii matematice și funcții de transfer); blocuri cum ar fi motorul electric, sarcina mecanică și sistemul de comandă și reglare trebuie modelate prin circuite echivalente, a căror dezvoltare presupune un efort important [Just91] [FPRT91]; în plus, această abordare nu permite modelarea sistemelor de comandă/reglare complexe (de exemplu, modulatori PWM digitale) [SJ94]. Unele variante comerciale, cum ar fi [Issp98], oferă modele predefinite pentru elementele menționate anterior.

Descrierea circuitelor se realizează prin liste de conexiuni. Unele variante comerciale oferă și o interfață grafică. Programul include funcționalitatea de bază necesar pentru analiza spectrală.

Alte programe de simulare pentru circuitele electronice sunt:

- **ECAP** - un program asemănător cu **SPICE**, dar cu capabilități mult mai limitate [Volp94] [SCJ93];
- **ASTAP** (*Advanced Statistical Analysis Program*)- versiune **SPICE** dezvoltată și utilizată de IBM, cu algoritmi de convergență diferiți și incluzând funcții de analiză statistică [KWH91].

#### 11.1.2.3.3 PSIM

**PSIM** [Psim99] este un program comercial, specializat pentru electronica de putere și sistemele de acționare electrică. Include algoritmi de simulare eficienți, o bibliotecă de modele cuprinzătoare și o interfață grafică ușor de utilizat.

**PSIM** oferă modele simplificate pentru dispozitivele electronice de putere, motoare electrice și sarcini mecanice, precum și pentru blocurile frecvent utilizate în sistemele de comandă și reglare analogice și digitale.

Descrierea circuitelor se realizează prin liste de conexiuni, cu ajutorul interfeței grafice.

Programul include funcționalitatea de bază necesară pentru analiza spectrală. Permite interfațarea cu module externe (care implementează modele definite de utilizator) precum și stocarea rezultatelor simulării în fișiere externe (care pot fi preluate în alte programe, pentru prelucrări ulterioare ca, de exemplu, analiza spectrală).

### 11.1.2.3.4 PETS

**PETS** [PM98] este un program de simulare specializat pentru analiza de regim tranzitoriu a convertoarelor de putere în comutație. Include algoritmi de simulare originali, cu eficiență ridicată și fără probleme de convergență. Rezultatele simulării sunt vizualizate folosind procesorul grafic din programul PSpice.

**PETS** oferă modele simplificate, liniare pe porțiuni, pentru dispozitivele electronice de putere. Nu conține însă modele pentru motoare electrice, nici pentru blocurile din componența sistemelor de comandă și reglare.

Descrierea circuitelor se realizează prin liste de conexiuni, cu ajutorul unei sintaxe asemănătoare cu cea din SPICE.

Programul nu permite interfațarea cu module externe. Rezultatele simulării pot fi stocate în fișiere externe de tip text (care pot fi preluate în alte programe, pentru prelucrări ulterioare).

Alte programe de simulare pentru electronica de putere sunt:

- **ATOSEC5** - un program specializat pentru simularea circuitelor de putere, utilizând modele simplificate ale dispozitivelor, pentru a obține o viteză sporită de simulare [Raja87] [SCJ93];
- **EMTP** (*Electromagnetic Transient Program*) - un program specializat pentru analiza regimurilor tranzitorii în electrotehnică; oferă și modele pentru dispozitivele electronice de putere și mașinile electrice [FPRT91] [SCJ93]; permite modelarea circuitelor de comandă analogice și digitale [MUR89]; pasul de simulare constant și metoda de integrare care poate conduce la oscilații numerice îl fac însă mai puțin adecvat pentru simularea circuitelor electronice de putere [MRA+97];
- **CASPOC** - un simulator dedicat pentru electronica de putere, cu algoritmi de simulare optimizați pentru circuitele în comutație; include modele simplificate pentru dispozitivele de putere, permițând crearea unor noi modele, prin scheme bloc sau printr-un limbaj de programare, cu facilități pentru descrierea ecuațiilor diferențiale; circuitele sunt descrise prin liste de conexiuni, iar sistemele de comandă/reglare, prin scheme bloc sau cu ajutorul limbajului de modelare [Casp92] [DL94].

### 11.1.2.3.5 Limbaje de programare de uz general

Această soluție presupune dezvoltarea programelor de simulare utilizând un limbaj de programare de uz general (cele mai frecvent menționate fiind C, Pascal și FORTRAN [KBB91]). Fiind proiectate special pentru fiecare aplicație în parte, programele de simulare pot fi optimizate, oferind maximum de performanță. Pe de altă parte, dezvoltarea lor presupune un efort important, fiind necesară implementarea prin program a următoarelor funcții: generarea și rezolvarea sistemelor de ecuații; algoritm eficient pentru simularea regimului tranzitoriu, cu pas variabil și precizie ajustabilă; preluarea descrierii sistemului simulat din fișiere externe; afișarea grafică a rezultatelor. În plus, domeniul de aplicație al unui astfel de program este, inerent, limitat [FPRT91]. Având în vedere tendințele actuale în proiectarea asistată, această abordare este puțin atractivă.

### 11.1.2.3.6 MATLAB/SIMULINK

**MATLAB** [Math94] [MUR89] [MRA+97], un mediu de simulare bazat pe un limbaj propriu, reprezintă abordarea cea mai frecvent utilizată pentru simularea sistemelor de reglare automată (pe lângă alte domenii de utilizare consacrate, cum ar fi prelucrarea semnalelor). Caracteristicile limbajului în recomandă pentru modelarea sistemelor analogice și digitale. Sunt disponibile biblioteci de funcții specifice diferitelor domenii de aplicație. Permite interfațarea cu module externe, dezvoltate folosind un limbaj de programare de uz general.

**SIMULINK** este o extensie mai recentă a mediului **MATLAB**, dedicată simulării sistemelor dinamice, modelate prin scheme bloc. Sunt disponibile biblioteci de blocuri specifice diferitelor domenii de aplicație.

În domeniul acționărilor electrice, atât **MATLAB** cât și **SIMULINK** oferă posibilități excelente de modelare a sistemelor de comandă și reglare, analogice sau digitale [LJRS91]. În plus, permit modelarea motoarelor electrice și a sarcinilor mecanice, descrise prin limbajul **MATLAB**, prin scheme bloc **SIMULINK** sau prin cod C, scris de utilizator.

Modelarea circuitelor electronice este însă dificilă (presupunând generarea și rezolvarea explicită în **MATLAB** a unor sisteme de ecuații, ca și în cazul folosirii unui limbaj de uz general). În consecință, convertoarele de putere trebuie descrise prin intermediul unor modele simplificate, ceea ce face dificilă analiza la nivel de dispozitiv.

### 11.1.2.3.7 limbaje HDL analogice

În ultimii ani, simulatoarele pentru sisteme digitale (bazate pe limbajele VHDL sau Verilog) au fost extinse și în domeniul sistemelor analogice. În acest scop, au fost dezvoltate limbaje de descriere hardware, derivate din VHDL [Perr91] sau Verilog, denumite, generic, limbajele de tip "HDL analogic" sau **AHDL** [Ohr95] [Chri97] [Ment99]. S-a realizat, de asemenea, includerea a acestui tip de limbaje și în simulatoarele pentru circuite electronice, din categoria **SPICE** [Hymo94] [Ohr95] [Vach97] [Patt98] [Intu99]. Deoarece variantele de limbaje **AHDL** oferite de diverși producători sunt incompatibile, IEEE coordonează o activitate de standardizare, în cadrul grupului de lucru 1076.1 [Ieee95] [Ieee95a] [Vach97a].

Limbajele **AHDL** sunt limbaje de programare *specializate* pentru descrierea și simularea sistemelor hardware care implementează o *funcționalitate în timp continuu* (denumită, oarecum impropriu, și analogică) [Vach97]. Principalul lor atribut este capacitatea de descriere a *ecuațiilor diferențiale și algebrice* cu timpul ca variabilă, de forma  $\underline{F}(\underline{x}, d\underline{x}/dt, t) = 0$ , unde  $\underline{x}$  este vectorul necunoscutelor,  $\underline{F}$  este un vectorul ecuațiilor, iar  $t$  este timpul [Chri97] [Vach97]. Această clasă de ecuații reprezintă un instrument puternic și general de modelare a sistemelor în timp continuu [Anal93] [Anac94a] [Ment99]. Sunt incluse în această categorie atât circuitele electronice, cât și sistemele mecanice, termice, hidraulice, etc. [Vach97b].

Sunt disponibile biblioteci de modele, acoperind o gamă largă de aplicații: sisteme de comandă și reglare analogice și digitale, circuite integrate uzuale, motoare electrice, sisteme mecanice, hidraulice, termice, etc. [Anal94]. Simulatoarele integrează, de regulă, și modelele **SPICE**, împreună cu algoritmi de simulare eficienți. Este posibilă descrierea structurală ierarhică, la nivel de circuit și sistem, unele medii de simulare oferind în acest scop și o interfață grafică. Pe lângă analiza tranzitorie, sunt disponibile și celelalte tipuri uzuale de analiză, precum și facilități de optimizare și de analiză a defectelor [Anac94a] [Vach97a]. Unele simulatoare **AHDL** suportă și modele de tip "event-driven", specifice simulatoarelor digitale, sincronizate cu modelele analogice, făcând astfel posibilă simularea sistemelor mixte, analog-digitale [Vach97b].

În domeniul acționărilor electrice, integrarea limbajelor VHDL, AHDL și eventual SPICE face posibilă *modelarea întregului sistem de acționare*, fiecare bloc fiind descris în modalitatea cea mai adecvată. În acest mod devine posibilă *acoperirea tuturor nivelelor de simulare*, utilizând un mediu unic și o descriere, în principiu, unică (deși creșterea eficienței simulării presupune utilizarea unor modele simplificate la nivelele circuit și sistem, conducând astfel la descrieri diferite).

Experiența proprie a autorului, utilizând limbajul HDL-A dezvoltat de ANACAD [Anac94a] [Anac94], actualmente parte a Mentor Graphics [Ment99], confirmă avantajele expuse mai sus, dar evidențiază și o serie de deficiențe [Neag95]. În capitolul 15 este prezentată simularea unui sistem de acționare complet, cu motor asincron, sarcină mecanică, invertor trifazat (model simplificat) și circuit de comandă digital, implementând comanda cu undă dreptunghiulară. Descrierea tuturor blocurilor din componența sistemului de acționare este realizată în mod unitar, în HDL-A. Pe de altă parte, simularea necesită un timp relativ lung, datorită eficienței reduse a modelelor HDL-A și a puterii de calcul modeste a calculatorului utilizat (pentru o durată de simulare de 800ms este necesar un timp de calcul de 26 min., folosind un calculator Sun IPC, cu procesor SPARC 4 la frecvența de tact de 40MHz).

Utilizarea pe scară largă a limbajelor AHDL este deocamdată limitată de o serie de factori, printre care:

- mediile de simulare cu extensii AHDL sunt programe de mare performanță, cu prețuri ridicate;
- diversele medii de simulare suportă dialecte AHDL diferite, aderarea la un standard unic fiind încă un deziderat, ceea ce afectează portabilitatea proiectelor;
- sinteza analogică bazată pe AHDL este actualmente în stadiul de proiect, neexistând implementări comerciale.

### 11.1.2.3.8 Analiza comparativă

În cele ce urmează se va realiza o evaluare a soluțiilor introduse anterior, din perspectiva *modelării sistemelor de acționare*, reprezentate prin schema bloc din secțiunea 11.1.1.1. Pentru început se vor analiza posibilitățile de modelare pentru blocurile din schemă.

*Dispozitivele de putere* din convertor sunt reprezentate prin modele precise, atunci când se realizează simularea la nivel de dispozitiv și prin modele simplificate, pentru simularea la nivel de circuit și sistem. Modelele simplificate pot fi descrise prin ecuații, algoritmi sau circuite echivalente cu elemente ideale (comutatoare, rezistențe, condensatoare).

*Convertoarele de putere* sunt descrise în mod natural prin liste de conexiuni. Pentru simularea la nivel de sistem este posibilă utilizarea unor modele simplificate (de exemplu, modele cu funcții de comutație sau modele mediate); aceste modele pot fi descrise prin circuite echivalente cu elemente ideale sau prin algoritmi.

*Motoarele electrice* pot fi descrise prin ecuații [Leon85] [Raja87], prin circuite echivalente cu elemente ideale (descrise prin liste de conexiuni) [Just91] sau prin scheme bloc (incluzând sumatoare, multiplicatoare, elemente cu funcții de transfer simple) [Leon85].

*Sarcinile mecanice* au, în multe cazuri, o comportare complicată, dependentă de timp [Youn91]. Modelele sarcinilor mecanice pot fi descrise similar cu modelele motoarelor.

*Sistemele de comandă și reglare automată* conțin, de regulă, o parte analogică și una digitală. Pentru partea analogică, cel mai natural mod de descriere este prin liste de conexiuni, conectând modele ale dispozitivelor din sistemul real; pot fi utilizate, de asemenea, modele simplificate, reprezentate prin scheme bloc sau ecuații. Pentru partea digitală, se pot utiliza algoritmi (implementați, de exemplu, în VHDL) sau scheme bloc (cu blocuri dedicate pentru sistemele în timp discret, cum sunt cele din SIMULINK).



Tabelul următor indică posibilitățile de modelare pentru blocurile din componența sistemelor de acționare, precum și gradul în care aceste posibilități satisfac cerințele de precizie, eficiență și simplitate a descrierii; se folosesc următoarele simboluri:

- +: cerințele sunt satisfăcute într-un grad ridicat;
- 0: cerințele sunt satisfăcute într-un grad mediu;
- -: cerințele sunt satisfăcute într-un grad scăzut.

blocul modelat → simulator ↓	dispozitive de putere, model exact	dispozitive de putere, model simplificat	invertor, model exact	invertor, model simplificat	motor și sarcină mecanică	sistem de comandă analogic	sistem de comandă digital
<b>SPICE</b>	+ modele predefinite	- circuite echivalente cu elemente ideale	+ listă de conexiuni	- circuite echivalente cu elemente ideale	0 circuite echivalente	0 circuite echivalente	-
<b>PSIM</b>	-	+ modele predefinite	+ listă de conexiuni	+ circuite echivalente	+ modele predefinite	+ modele predefinite	+ modele predefinite
<b>PETS</b>	-	+ modele predefinite	+ listă de conexiuni	-	0 circuite echivalente	-	-
<b>CASPOC</b>	-	+ modele predefinite	+ listă de conexiuni	-	+ modele predefinite	+ modele predefinite	-
limbaje de programare	- ecuații	0 ecuații, algoritmi	- ecuații	+ algoritmi	+ ecuații	+ ecuații	+ algoritmi
<b>MATLAB</b>	- ecuații	0 ecuații, algoritmi	- ecuații	+ algoritmi	+ ecuații	+ ecuații	+ algoritmi
<b>SIMULINK</b>	-	-	-	- scheme bloc, algoritmi MATLAB	+ scheme bloc	+ scheme bloc	+ scheme bloc
<b>AHDL <sup>(1)</sup></b>	+ modele predefinite SPICE	+ circuite echivalente, ecuații, algoritmi	+ listă de conexiuni	+ algoritmi	+ scheme bloc, ecuații	+ scheme bloc, ecuații	+ VHDL

<sup>(1)</sup> se consideră un mediu de simulare care integrează VHDL, SPICE și AHDL



Tabelul următor oferă o analiză comparativă soluțiilor introduse anterior, din punctul de vedere al *simulării sistemelor de acționare*, la cele trei nivele introduse în secțiunea 11.1.1.2.3. Se indică principalele caracteristici ale soluției și gradul în care aceasta satisface cerințele de eficiență și precizie, folosind aceleași simboluri ca și în tabelul anterior.

nivel de simulare → simulator ↓	dispozitiv	circuit	sistem
<b>SPICE</b>	+++ algoritmi eficienți; modele exacte, cu precizie foarte ridicată	- timp de simulare lung	--- timp de simulare foarte lung; nu permite simularea sistemelor digitale
<b>PSIM</b>	- algoritmi eficienți; modele aproximative, cu precizie redusă	+++ algoritmi eficienți; pas de simulare constant	++ algoritmi eficienți; limitări la simularea sistemelor digitale
<b>PETS</b>	- algoritmi eficienți; modele aproximative, cu precizie redusă	+++ algoritmi eficienți; pas de simulare constant	--- timp de simulare foarte lung; nu există modele predefinite
<b>CASPOC</b>	- algoritmi eficienți; modele aproximative, cu precizie redusă	+++ algoritmi eficienți	- timp de simulare lung; unele modele predefinite
limbaje de programare	-- implementarea unor modele precise și a unor algoritmi eficienți e dificilă	+ implementarea unor algoritmi eficienți e posibilă	+ implementarea unor algoritmi eficienți e posibilă
<b>MATLAB</b>	-- implementarea unor modele precise și a unor algoritmi eficienți e dificilă	- implementarea unor algoritmi eficienți e posibilă	+ implementarea unor algoritmi eficienți e posibilă
<b>SIMULINK</b>	---	0 implementarea unor algoritmi eficienți e posibilă în <b>MATLAB</b>	+++ algoritmi eficienți; modele predefinite
<b>AHDL <sup>(1)</sup></b>	+++ modele <b>SPICE</b>	+ implementarea unor algoritmi eficienți e posibilă	+++ algoritmi eficienți; modele predefinite; simularea sistemelor digitale în <b>VHDL</b>

<sup>(1)</sup> se consideră un mediu de simulare care integrează **VHDL**, **SPICE** și **AHDL**

## 11.2 Alegerea soluției utilizate pentru evaluarea performanțelor modulației PWM

Pe baza analizei comparative prezentate anterior și a cerințelor expuse în secțiunea 11.1.1.3, se va realiza alegerea soluției celei mai potrivite pentru evaluarea performanțelor modulației PWM.

Analiza comparativă de mai sus arată că majoritatea soluțiilor oferă performanțe ridicate pentru un singur nivel de simulare. Fac excepție limbajele **AHDL** (atunci când sunt integrate cu **VHDL** și **SPICE**) și simulatorul **PSIM** (în special datorită extensiilor dedicate simulării sistemelor de comandă). **MATLAB** și limbajele de programare de uz general permit simularea la nivel de circuit și sistem cu performanțe ridicate, dar punerea la punct a unor modele eficiente necesită un efort important. Pe baza acestor concluzii, au fost investigate în detaliu soluțiile descrise în continuare.

### 1. utilizarea unui limbaj AHDL

Folosirea unui mediu de simulare care integrează VHDL, SPICE și un limbaj AHDL reprezintă, în principiu, alternativa optimă. Această soluție a fost testată practic de autor, prin simularea efectivă a unui sistem de acționare, descrisă în capitolul 15. Utilizarea acestei soluții în prezenta lucrare a fost însă restricționată, din cauza eficienței de calcul reduse și din motive de accesibilitate la software.

O abordare interesantă, de asemenea explorată de autor, o reprezintă *utilizarea unui simulator digital VHDL*. Dacă este folosit ca limbaj de programare procedural, fără descrieri structurale, VHDL permite (e drept, cu oarecare dificultate) implementarea unor modele simplificate pentru convertor, motor și sarcină. Reprezentanțele grafice se pot rezolva prin programe externe specializate. Această alternativă oferă, în schimb, avantaje importante la modelarea circuitelor digitale de comandă, putând fi utilizate atât descrieri funcționale, cât și descrieri structurale. Utilizând VHDL ca limbaj de programare procedurală se pot modela cu mare precizie algoritmi de comandă implementați prin logică programată. Folosind un model al procesorului de comandă, se pot utiliza chiar programele de comandă ale sistemului real, în cod obiect. În plus, modelele VHDL pot fi folosite direct pentru sinteza circuitelor de comandă digitale. Viteza de simulare este relativ ridicată. Această alternativă a fost de asemenea testată practic de autor, fiind folosită cu succes într-o aplicație asemănătoare (simularea unui sistem de reglare fuzzy). Utilizarea în prezenta lucrare a fost restricționată, de asemenea, din motive de accesibilitate la software.

### 2. utilizarea simulatorului PSIM

Simulatorul PSIM permite modelarea simplă și eficientă a tuturor blocurilor sistemului de acționare, cu excepția modulatorului PWM digital. Acesta poate fi modelat cu ajutorul unui program extern, implementat în MATLAB sau într-un limbaj de programare de uz general; transferul datelor între acest modul și PSIM se poate realiza în următoarele moduri:

- prin intermediul unui fișier de date, preluat în PSIM prin intermediul blocurilor PATTCTRL sau GATING1 [Psim99]
- prin implementarea modulului extern sub formă de DLL, cu transfer direct de date spre simulator

În versiunea de evaluare a PSIM, singura avută la dispoziție de autor, transferul de date este restricționat, pentru ambele abordări de mai sus (maxim 20 de valori preluate din fișierul de date; maxim o ieșire pentru funcțiile din DLL). Aceste limitări au împiedicat utilizarea simulatorului PSIM în prezenta lucrare.

A fost avută în vedere, de asemenea, utilizarea simulatorului CASPOC. Acesta nu oferă însă facilitățile necesare pentru modelarea sistemelor digitale. În plus, în ediția "student", avută la dispoziție de autor, numărul de blocuri pentru simularea sistemelor de comandă este restricționat la o valoare insuficientă.

### 3. dezvoltarea unor programe de simulare folosind un limbaj de programare de uz general

Această abordare a fost avută inițial în vedere de către autor. S-a constatat practic că această alternativă impune un efort de programare important, pierzându-se oarecum din vedere aplicația, în favoarea soluționării problemelor de implementare.

### 4. dezvoltarea unor programe de simulare în MATLAB

Pe baza considerentelor expuse anterior, s-a optat în final pentru utilizarea limbajului MATLAB, care, cu prețul lipsei modelelor predefinite și al unei eficiențe mai reduse, oferă facilități importante pentru operațiile specifice aplicației avute în vedere: simplificarea operațiilor cu matrici, afișarea rezultatelor, analiză spectrală, etc. Problema eficienței a fost rezolvată prin implementarea în C a funcțiilor critice din punct de vedere al timpului de calcul.

Deși oferă unele caracteristici avantajoase (interfață grafică, modelare prin scheme bloc), utilizarea mediului SIMULINK nu este eficientă în contextul prezentei aplicații, deoarece algoritmi de simulare ai acestuia ar conduce la timpi de calcul foarte mari. În plus, fiind dedicat simulării sistemelor dinamice (cu evoluție în funcție de timp), SIMULINK nu este adecvat pentru implementarea algoritmilor de simulare utilizați în prezenta lucrare (introduși în capitolul următor), care prelucrează semnalele PWM în maniera "puls cu puls".

### **11.3 Concluzii**

În acest capitol s-a realizat deducerea cerințelor pe care trebuie să le îndeplinească programele de simulare a sistemelor de acționare, evidențiindu-se importanța stabilirii nivelului de simulare și necesitatea calculării mărimilor de regim permanent. S-a introdus o abordare generalizatoare, denumită "simularea ierarhică multi-nivel", care presupune identificarea unei structuri ierarhice a sistemului de acționare și elaborarea de modele simplificate pentru componentele de pe nivelele superior și inferior.

În continuare s-au formulat cerințele specifice pentru programele de simulare și s-a prezentat o analiză comparativă originală a metodelor de modelare utilizabile și a soluțiilor disponibile comercial. În urma analizei comparative, s-a ales metoda de simulare utilizată în lucrare, constând din dezvoltarea unor programe de simulare proprii în limbajul MATLAB.

## Capitolul 12 - Metodă de simulare îmbunătățită pentru sistemele de acționare cu modulație PWM, în scopul evaluării performanțelor modulației, prin analiză spectrală

### 12.1 Introducere

Evaluarea performanțelor modulației PWM presupune calcularea unui set de *indicatori de calitate* (introduși în capitolul 7), în funcție de amplitudinile armonicilor curenților sau tensiunilor prin motor. Determinarea acestor amplitudini impune *analiza spectrală* a respectivelor semnale, subiect detaliat în capitolele 8-10.

În cazul modulației PWM digitale, *calculul analitic* al spectrelor curenților și tensiunilor prin motor este practic imposibil, în primul rând datorită cuantizării în amplitudine și fază a mărimilor din modulator; este de asemenea dificilă luarea în calcul a comutației dispozitivelor de putere din inverter (de exemplu, conducția diodelor de recuperare, atunci când se folosește decalarea comenzilor tranzistoarelor din același braț de punte) [BS88]. În consecință, cea mai eficientă abordare o reprezintă *simularea* [MRA+97].

Conform celor prezentate în capitolul 11, simularea sistemelor de acționare se realizează în mod uzual folosind *programe de simulare pentru circuite electronice*, atât de uz general, cum ar fi SPICE [QNPS93], cât și specializate pentru electronica de putere, ca, de exemplu, ATOSEC5 [Raja87], PSIM [Psim99] sau CASPOC [Casp92].

Algoritmii de simulare implementați în aceste programe operează cu semnale cuantizate în timp. În cele ce urmează se va demonstra că spectrele mărimilor obținute cu aceste simulatoare sunt afectate de fenomenul de *aliere* [AAS89] [PM92]. În consecință, indicatorii de calitate calculați pe baza acestor spectre sunt afectați de erori importante. În continuare, se va propune o metodă de simulare îmbunătățită, care realizează reducerea semnificativă a erorilor de aliere, permițând astfel evaluarea precisă a indicatorilor de calitate.

### 12.2 Modelul de bază al sistemului de acționare

În această secțiune se prezintă un model de bază pentru sistemul de acționare simulat. Acest model va fi ulterior extins prin introducerea metodei de simulare îmbunătățite.

#### 12.2.1 Sistemul modelat

*Sistemul modelat*, reprezentat în Fig. 12.1, este derivat din schema bloc a unui sistem de acționare, din Fig. 11.1. Din cadrul sistemului de comandă este considerat doar modulatorul PWM, deoarece pentru analiza performanțelor modulației este suficientă simularea funcționării sistemului în buclă deschisă, fără sistem de reglare. Modulatorul PWM generează cele 6 semnale de comandă pentru tranzistoarele inverterului trifazat în punte. Sistemul de achiziție preia eșantioane ale tensiunilor și/sau curenților de fază.

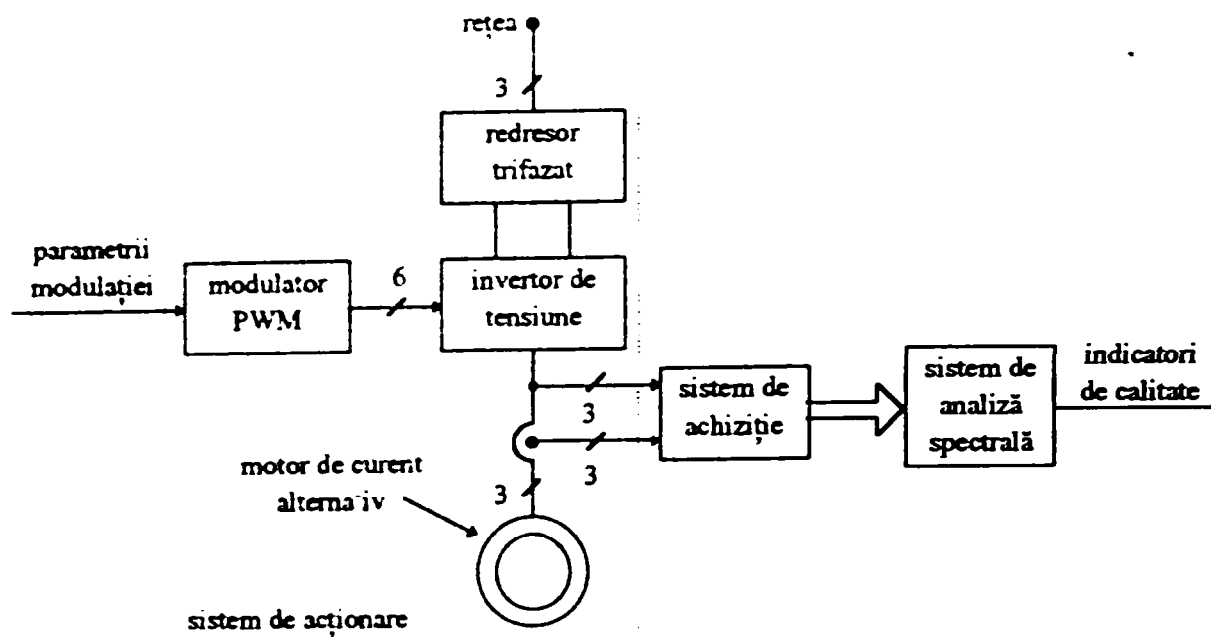


Fig. 12.1 - Sistemul modelat

### 12.2.2 Alegerea mărimilor calculate prin simulare

În această secțiune se studiază posibilitățile de calcul prin simulare a tensiunilor, respectiv curenților de fază.

Deoarece curenții de fază determină în mod direct efectele defavorabile ale modulației PWM, majoritatea indicatorilor de calitate a modulației sunt definiți pe baza armonicilor curenților. Calcularea prin simulare a curenților ridică însă unele probleme, deoarece impune, în principiu, utilizarea unui *model de regim tranzitoriu* al motorului. În acest sens, au fost avute în vedere alternativele descrise în continuare.

Utilizarea *modelului de regim tranzitoriu "standard"*, exprimat prin 6 ecuații diferențiale neliniare [Leon85], ar presupune un volum mare de calcule, datorită complexității modelului și a necesității rezolvării sistemului de ecuații prin metode numerice iterative. Pe de altă parte, descrierea completă a regimului tranzitoriu, oferită de acest model, nu este utilă pentru simularea la nivel de circuit.

*Circuitele echivalente de regim tranzitoriu* propuse în [Yama86] permit reducerea volumului de calcule, prin separarea regimului tranzitoriu electromagnetic de cel mecanic și prin separarea ecuațiilor, pe cele trei faze. Una din ipotezele pe care se bazează metoda de deducere a acestor modele (mai exact, simetria comenzii, din care se deduce simetria condițiilor inițiale) nu este însă satisfăcută, în cazul de față (deoarece analiza prin simulare își propune, printre altele, investigarea efectelor nesimetriei comenzii).

Modelarea motorului cu un volum de calcule rezonabil este posibilă prin utilizarea unui *circuit echivalent R-L* al fazelor. Folosirea în acest scop a circuitului echivalent "standard" de regim permanent, conținând rezistența statorică și inductanța de dispersie statorică [Leon85], ar conduce însă la erori importante, deoarece în realitate impedanțele fazelor motorului, corespunzătoare diferitelor armonici, depind de frecvență într-un mod mai complicat, datorită efectelor curenților turbionari [AH93]. În consecință, armonicile obținute prin analiza spectrală a curenților generați prin simulare ar fi afectate, de asemenea, de erori importante.

În [AH93] se propune compensarea acestor erori prin utilizarea unei *formule de corecție* pentru armonicile de curent:

$$\underline{I}^{(k)} = \underline{I}_{sim}^{(k)} \cdot \frac{\underline{Z}_{sim}^{(k)}}{\underline{Z}^{(k)}} \quad (12.1)$$

cu următoarele notații:

- $\underline{I}^{(k)}$  - fazorul armonicii de ordin  $k$  a curenților de fază, corectat;
- $\underline{I}_{sim}^{(k)}$  - fazorul armonicii de ordin  $k$  a curenților de fază, obținut folosind circuitul echivalent R-L de regim permanent;
- $\underline{Z}_{sim}^{(k)}$  - impedanța unei faze, corespunzătoare armonicii de ordin  $k$ , calculată folosind circuitul echivalent R-L de regim permanent;
- $\underline{Z}^{(k)}$  - impedanța unei faze, corespunzătoare armonicii de ordin  $k$ , calculată folosind un model exact de regim permanent, care ține cont de efectele curenților turbionari.

O *metodă echivalentă*, mai directă, propusă de autor și implementată în programul de analiză spectrală folosit în prezenta lucrare, constă în calcularea armonicilor de curent pe baza armonicilor de tensiune obținute prin simulare, conform formulei:

$$\underline{I}^{(k)} = \frac{\underline{V}_{sim}^{(k)}}{\underline{Z}^{(k)}} \quad (12.2)$$

cu notațiile:

- $\underline{V}_{sim}^{(k)}$  - fazorul armonicii de ordin  $k$  a tensiunilor de fază, obținut prin analiza spectrală a tensiunilor generate prin simulare;
- $\underline{Z}^{(k)}$  - impedanța unei faze, corespunzătoare armonicii de ordin  $k$ , calculată folosind modelul exact de regim permanent, care ține cont de efectele curenților turbionari;
- $\underline{I}^{(k)}$  - fazorul armonicii de ordin  $k$  a curenților de fază, corectat.

În concluzie, algoritmul de simulare trebuie să calculeze eșantioane ale *tensiunilor*, armonicile curenților fiind calculate ulterior, în cadrul algoritmilor de analiză spectrală.

### 12.2.3 Modelul sistemului de acționare

Pe baza schemei bloc din Fig. 12.1 și a considerațiilor din secțiunea anterioară, rezultă *modelul de bază al sistemului de acționare* reprezentat în Fig. 12.2. Se folosesc următoarele notații:

- $T_{Hk}^d$  - durata pusului de comandă cu ordinul  $k$ , pentru tranzistorul superior al fazei A a inverterului;
- $T_{Lk}^d$  - durata pusului de comandă cu ordinul  $k$ , pentru tranzistorul inferior al fazei A a inverterului;
- $v_n^l$  - eșantionul de ordin  $n$  al tensiunii pe faza 1 a motorului.

Observație: Fazele inverterului se notează cu A, B și C, iar cele ale motorului, cu 1, 2 și 3, astfel încât notațiile să fie independente de tipul conexiunii sarcinii (Y sau Δ).



Implementarea modelului modulatorului PWM depinde de tipul modulației utilizate și de particularitățile programului de simulare. În varianta din figură, acest model furnizează duratele pulsurilor semnalelor de comandă (alternativ, poate furniza eșantioane ale acestor pulsuri; alegerea va fi justificată ulterior).

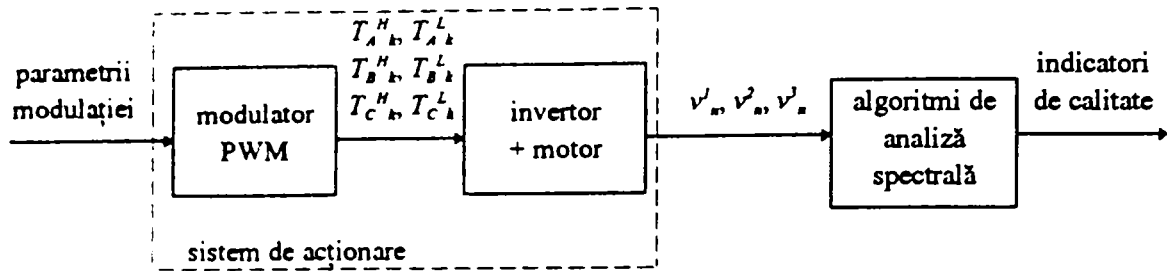


Fig. 12.2 - Modelul de bază al sistemului de acționare

Modelul subsistemului invertor-motor calculează tensiunile prin motor sub formă de semnale eșantionate. Acestea sunt apoi prelucrate cu ajutorul unor algoritmi de analiză spectrală [Harr78] [Cand88] [AS90], incluzând multiplicarea cu o fereastră temporală, calcularea spectrului cu ajutorul Transformării Fourier Discrete, determinarea amplitudinii armonicilor tensiunilor de fază (operații prezentate în detaliu în capitolul 9) și calcularea ulterioară armonicilor curenților de fază (cu formula introdusă în secțiunea anterioară). Amplitudinile armonicilor curenților sunt apoi folosite pentru calcularea indicatorilor de calitate ai modulației PWM.

## 12.3 Prezența erorilor de aliere în cazul folosirii simulatoarelor pentru circuite electronice

### 12.3.1 Analiză teoretică

Modul de calcul al indicatorilor de calitate utilizând un simulator pentru circuite electronice este ilustrat în Fig. 12.3, obținută prin generalizare din Fig. 12.2.

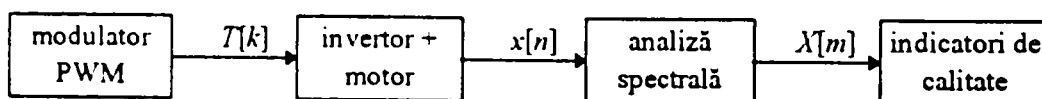


Fig. 12.3 Evaluarea indicatorilor de calitate a modulației, prin utilizarea unui simulator pentru circuite electronice

Modelului modulatorului PWM furnizează duratele pulsurilor semnalelor de comandă,  $T[k]$ . Modelul subsistemului invertor-motor calculează tensiunile de fază sub formă de semnale eșantionate, notate generic  $x[n]$ . Algoritmii de analiză spectrală furnizează amplitudinile armonicilor acestor semnale,  $X[m]$ , pe baza cărora se calculează indicatorii de calitate ai modulației PWM.

Din punctul de vedere al teoriei prelucrării digitale a semnalelor, blocul invertor-motor din figura anterioară constă dintr-un *circuit de eșantionare ideal* (care furnizează eșantioane ale semnalelor de comandă), urmat de un model în timp discret al subsistemului invertor-motor. Deoarece semnale de comandă (care conțin pulsuri dreptunghiulare) au un spectru nelimitat în frecvență, la eșantionare apar *erori de aliere* [PM92]. Aceste erori se propagă prin modelul în timp discret al subsistemului invertor-motor și prin algoritmii de analiză spectrală,

conducând în final la valori inexacte ale indicatorilor de calitate. Acest fenomen va fi ilustrat, în cele ce urmează, prin câteva exemple.

### 12.3.2 Comandă cu semnal dreptunghiular

Algoritmul de analiză prezentat în secțiunea anterioară va fi aplicat, pentru început, în cazul comenzii cu semnal dreptunghiular a unui invertor monofazat. Deși acest exemplu nu are aplicabilitate directă la comanda acționărilor electrice de curent alternativ, el permite confirmarea rezultatelor analizei teoretice, prin obținerea unui spectru caracteristic alierii. Deoarece spectrul poate fi calculat simplu printr-o formulă analitică, exemplul va fi utilizat și pentru validarea metodei de analiză propuse ulterior.

Semnalul de comandă dreptunghiular are următorii parametri: frecvența = 50 Hz; factorul de umplere = 0,5. Se consideră un invertor monofazat ideal, în care comutarea celor două tranzistoare este instantanee și simultană. Eșantionarea este sincronizată cu semnalul modulator, pentru a elimina fenomenul de împrăștiere spectrală (*“spectral leakage”*) [AAS89]. Analiza spectrală se realizează prin intermediul unui algoritm FFT cu 8192 de eșantioane. Fig. 12.4 prezintă densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, calculată cu metoda de simulare din Fig. 12.3.

Pentru comparație, Fig. 12.5 prezintă densitatea spectrală de putere a aceluiași semnal, calculată analitic, folosind formula armonicilor unui semnal dreptunghiular [PM92].

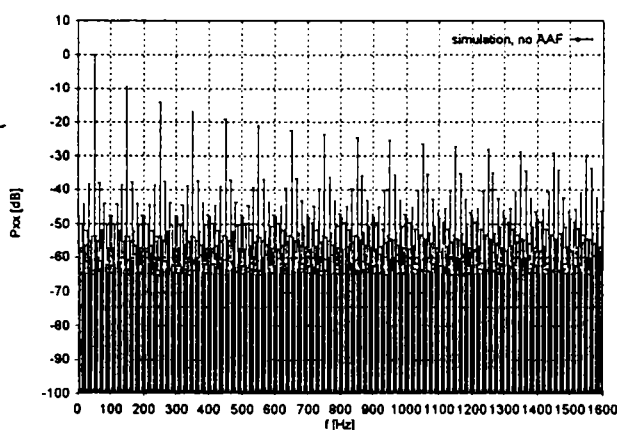


Fig. 12.4 Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă cu semnal dreptunghiular, simulare

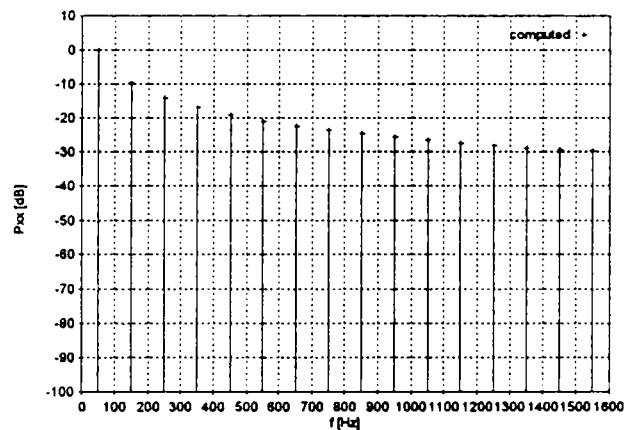


Fig. 12.5 Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă cu semnal dreptunghiular, calcul analitic

Prezența fenomenului de aliere este evidentă în spectrul din Fig. 12.4. Se observă că spectrul tipic al semnalului dreptunghiular (cu armonici descrescătoare în amplitudine) apare “împăturat” în intervalul de frecvență analizat, ca o consecință a alierii. Această caracteristică validează analiza teoretică din secțiunea anterioară.

### 12.3.3 Comandă PWM

Exemplul care urmează ilustrează prezența erorilor de aliere în cazul comenzii PWM, prin comparație cu rezultate obținute experimental.

Se modelează un modulator PWM digital cu modulație uniformă sincronă, cu următorii parametri: modulația unui singur front al semnalului; frecvența purtătoare = 1562 Hz; factorul de modulație în frecvență = 256; factorul de modulație în amplitudine = 0,1; rezoluția temporizatorului digital = 7 biți. Invertorul este identic cu cel descris în secțiunea anterioară. Frecvența de eșantionare este de 8 KHz. Analiza spectrală constă din multiplicarea cu o fereastră temporală Hanning [Cand88], urmată de un algoritm FFT cu 8192 de eșantioane. Fig. 12.6 prezintă densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, calculată cu metoda de simulare din Fig. 12.3.

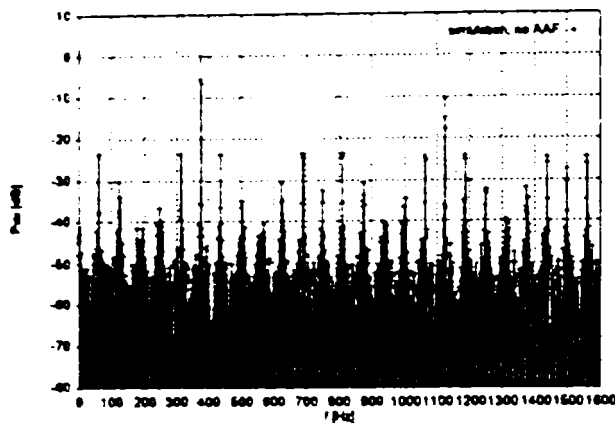


Fig. 12.6 - Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă PWM, simulare

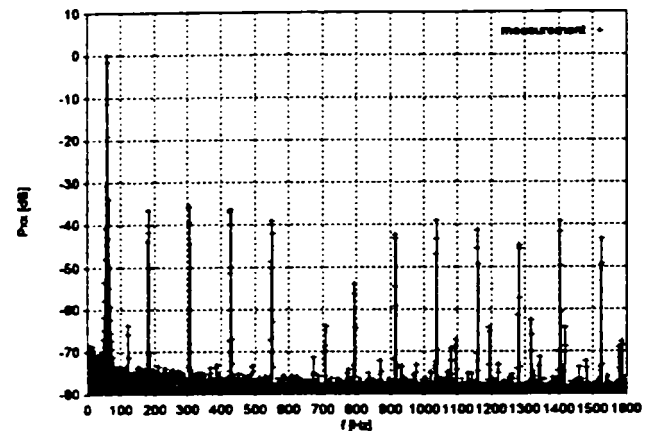


Fig. 12.7 - Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă PWM, rezultat experimental

Pentru comparație, Fig. 12.7 prezintă densitatea spectrală de putere a aceluiași semnal, determinată experimental. Sistemul experimental utilizat este descris în secțiunea 18.1. Parametrii modulației PWM au aceleași valori ca și în cazul simulării. Sistemul de achiziție a datelor folosește o rezoluție de 16 biți și o frecvență de eșantionare de 44100 Hz. Analiza spectrală este implementată cu ajutorul programului SpectraLab [Spec99], folosind o fereastră temporală Hanning și un algoritm FFT cu 32768 eșantioane.

Comparând Fig. 12.6 și Fig. 12.7, se remarcă prezența unor erori semnificative în spectrul determinat prin simulare. Efectele acestor erori constau în modificarea amplitudinilor armonicilor și introducerea unor componente spectrale suplimentare. Utilizarea acestui spectru pentru determinarea indicatorilor de calitate ar conduce la rezultate complet eronate.

Observație: În exemplul anterior, parametrii modulației PWM (în special valoarea mică a factorului de modulație în amplitudine) au fost special aleși pentru a cauza erori importante. S-a constatat însă prezența unor erori semnificative și în cazul unor parametri corespunzători regimurilor de funcționare uzuale.

### 12.3.4 Programe de simulare comerciale

Prezența erorilor de aliere este ilustrată în cele ce urmează prin rezultate obținute cu ajutorul unor programe de simulare comerciale.

### 12.3.4.1 PSIM

Fig. 12.8 prezintă spectrul unei tensiuni de fază, într-un sistem de acționare trifazat compus dintr-un invertor cu comandă PWM cu eșantionare naturală [MUR89] și o sarcină R-L. Simularea este realizată cu PSIM4, un simulator comercial specializat pentru electronică de putere și acționări electrice [Psim99]. Modulația are următorii parametri: frecvența modulatoră = 60 Hz, frecvența purtătoare = 1500 Hz, factorul de modulație în amplitudine = 0,8. Eșantionarea este sincronizată cu semnalul modulator, pentru a elimina fenomenul de împrăștiere spectrală ("leakage") [AAS89]. Analiza spectrală se realizează cu ajutorul funcției FFT a simulatorului; valoarea 1.00 pe axa verticală corespunde unei atenuări de aproximativ -45 dB în raport cu fundamentală. Conform analizei teoretice din secțiunea 2.3.3, spectrul ar trebui să fie format din armonici discrete. Cu toate acestea, în rezultatele obținute prin simulare se observă prezența, între armonici, a unui nivel de aproximativ -45 dB, rezultat al fenomenului de aliere.

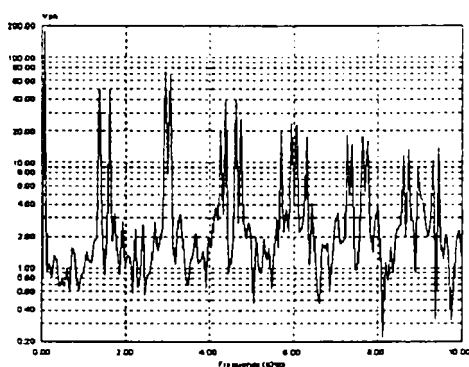


Fig. 12.8 - Spectrul unei tensiunii de fază, invertor trifazat cu comandă PWM, simulator PSIM4

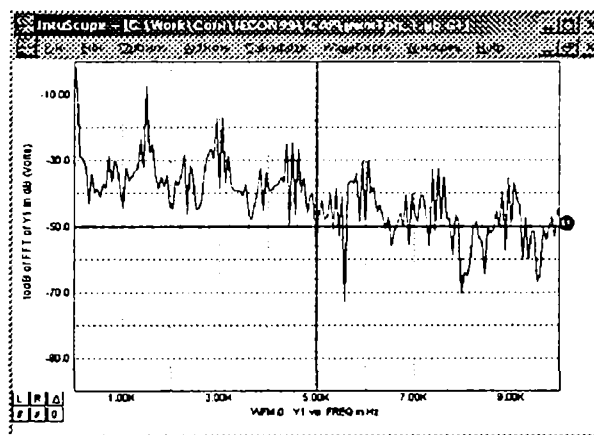


Fig. 12.9 - Spectrul tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă PWM, simulator ICAP-4

### 12.3.4.2 ICAP/4

În Fig. 12.9 se prezintă spectrul tensiunii de ieșire a unui invertor monofazat ideal cu comandă PWM cu eșantionare naturală. Simularea este realizată cu ICAP/4, un simulator SPICE comercial [Issp98]. Modulația are aceiași parametri ca și în exemplul precedent. Analiza spectrală se realizează de asemenea cu ajutorul funcției FFT a simulatorului. Se observă și în acest caz prezența unor erori de aliere semnificative în spectru.

### 12.3.5 Rezultate din literatura de specialitate

Prezența erorilor de aliere se poate observa și în unele rezultate din literatura de specialitate. De exemplu, în Fig. 12.10 se prezintă spectrele curenților de linie într-un sistem de acționare trifazat cu modulație PWM, preluate din [DW92]. Modulația este asincronă, cu raportul între frecvența purtătoare și cea modulatoră = 70,7. Pe axele orizontale este reprezentat ordinul armonicilor.

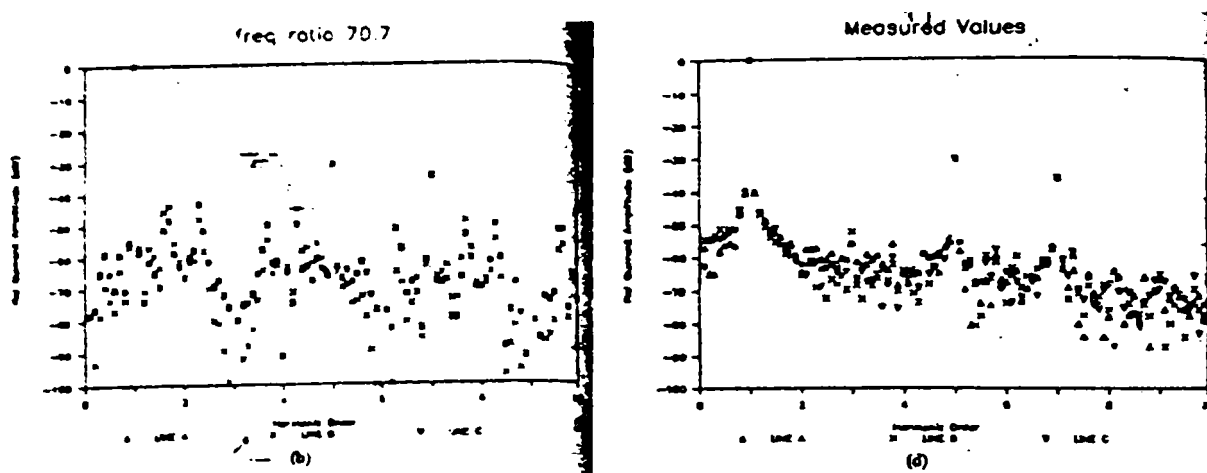


Fig. 12.10 - Spectrele curentilor de linie, simulare (stânga) și experimental (dreapta), conform [DW92]

Conform spectrului experimental, armonicile “adevărate” au ordinele 5 și 7 (componentele spectrale dintre armonici au valori relativ mari datorită fenomenului de împrăștiere spectrală). În spectrul obținut prin simulare se observă apariția unor componente spectrale parazite, cu ordine neîntregi, cauzate de aliere. Una din explicațiile oferite în [DW92], conform căreia discrepanța între cele două spectre se datorează preciziei limitate a raportului frecvențelor, este incorectă, deoarece o valoare diferită a acestui raport ar trebui să conducă la amplitudini diferite ale armonicilor “adevărate”, nu la apariția unor componente spectrale suplimentare, cu ordine neîntregi. Cealaltă explicație, indicând multiplicarea cu ferestre temporale la analiza spectrală drept o posibilă cauză a discrepanței, pare a fi de asemenea greșită; un astfel de fenomen nu este justificat teoretic și nu s-a confirmat în nici una din simulările realizate de autor.

## 12.4 Metoda de simulare îmbunătățită

În cele ce urmează se va introduce o metodă de simulare îmbunătățită, care reduce semnificativ erorile de aliere, permițând calcularea cu precizie a indicatorilor de calitate a modulației.

### 12.4.1 Principiu

#### 12.4.1.1 Filtrarea anti-alierie

Reducerea efectelor alierii se realizează în sistemele reale cu ajutorul unor filtre anti-alierie (FAA), care atenuează componentele spectrale cu frecvențe superioare frecvenței Nyquist (egală cu jumătate din frecvența de eșantionare) [AAS89] [PM92]. O abordare asemănătoare se poate folosi și în cazul simulării.

Utilizarea unui FAA digital pentru a filtra semnalele eșantionate calculate de simulator ( $x[n]$  în Fig. 12.3) nu conduce la rezultatul dorit, deoarece erorile de aliere sunt *deja prezente* în semnalul eșantionat. În consecință, filtrarea anti-alierie trebuie realizată *înainte de eșantionare*; aceasta impune utilizarea modelului unui *FAA analogic*.

Includerea unui astfel de model în schema bloc din Fig. 12.3 ar însemna filtrarea semnalelor de comandă a invertorului, ceea ce este inacceptabil, deoarece ar afecta principal funcționarea acestuia. Rezultă deci necesitatea de a utiliza un *model analogic al subsistemului*

*invertor-motor*, pentru a permite filtrarea semnalelor de la ieșirea acestuia. Prin includerea elementelor de mai sus se obține schema bloc de principiu din Fig. 12.11.

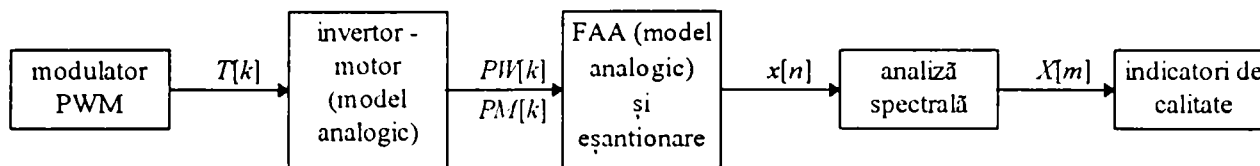


Fig. 12.11 - Metoda de simulare îmbunătățită, schemă de principiu

Subsistemul invertor-motor este reprezentat printr-un model analogic (în timp continuu), care furnizează *duratele pulsurilor din tensiunile de ieșire ale invertorului*,  $PW[k]$  și *amplitudinile acestor pulsuri*,  $PM[k]$ . Duratele pulsurilor sunt calculate cu ajutorul unor formule analitice, pe baza duratelor pulsurilor din semnalele de comandă și ținând cont de comutația dispozitivelor de putere din invertor; aceasta impune utilizarea unui model analitic simplificat al motorului, care poate fi circuitul echivalent R-L al fazelor [Leon85]. Amplitudinile pulsurilor sunt egale cu tensiunea continuă de alimentare a invertorului, cu semn pozitiv sau negativ, în funcție de dispozitivele de putere care sunt în conducție.

**Observație:** Utilizarea modelului analogic de mai sus pentru invertor implică modelarea simplificată a comutației dispozitivelor de putere, presupunând modificarea instantanee a tensiunilor la comutație. Deoarece această aproximație afectează doar componentele spectrale cu frecvențe ridicate, care, conform analizei din capitolul 7, au un efect redus asupra indicatorilor de calitate, ea poate fi acceptată la evaluarea performanțelor modulației.

Blocul “FAA (model analogic) și eșantionare” calculează valoarea semnalului de la ieșirea FAA în momentele de eșantionare, prin evaluarea formulei analitice a răspunsului filtrului la semnal treaptă [PM92]. În consecință,  $x[n]$  conține *eșantioanele tensiunii de ieșire a invertorului*. Celelalte blocuri din schemă au aceeași funcționalitate ca și cele din Fig. 12.3.

**Observație:** Fiind modele în timp continuu, blocurile “invertor-motor (model analogic)” și “FAA (model analogic) și eșantionare” trebuie implementate într-un limbaj de programare, nu cu ajutorul unui simulator pentru circuite electronice.

#### 12.4.1.2 Filtrarea combinată analog-digitală

##### 12.4.1.2.1 Principiu

O filtrare anti-aliere eficientă presupune utilizarea unui filtru cu o atenuare cât mai mare în banda de oprire. De asemenea, este de dorit ca filtrul să prezinte o caracteristică de frecvență cât mai abruptă în jurul frecvenței de tăiere, pentru a evita atenuarea spectrului până la frecvențe cât mai apropiate de frecvența Nyquist, ceea ce permite utilizarea unei frecvențe de eșantionare mai mici la simulare, deci reducerea volumului de calcule. Condițiile anterioare impun folosirea unui filtru de ordin cât mai mare. Pe de altă parte, complexitatea calculelor analitice necesare limitează ordinul filtrului analogic la 2, ordine mai mari putând fi obținute numai cu filtre digitale. În cele ce urmează se propune o *variantă de filtrare combinată*, folosind un FAA analogic și un FAA digital, care permite obținerea performanțelor specificate mai sus. Schema bloc a acestei metode este prezentată în Fig. 12.12.



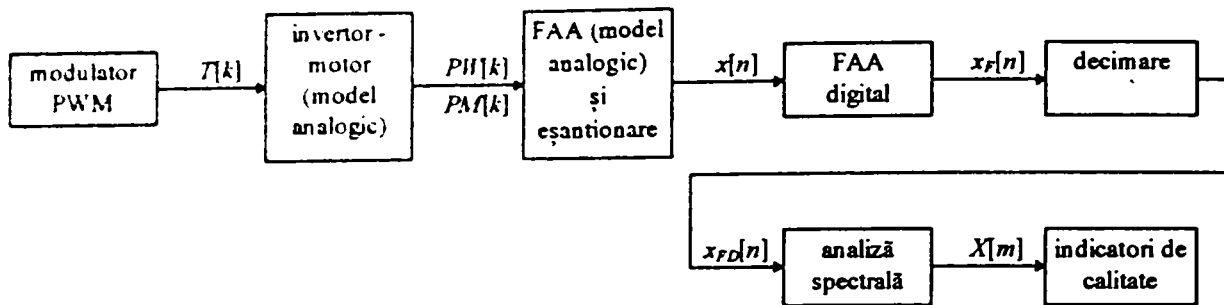


Fig. 12.12 - Metodă de simulare îmbunătățită, varianta combinată

Varianta propusă presupune următoarele:

- utilizarea în blocul “FAA (model analogic) și eșantionare” a unei *frecvențe de eșantionare mai mari decât frecvența de tăiere a FAA analogic*; aceasta asigură atenuarea suficientă a componentelor spectrale generate prin aliere în banda de frecvență de interes (de la zero până la frecvența de tăiere a FAA);
- filtrarea suplimentară a semnalului eșantionat, cu un *FAA digital de ordin mare*, pentru a atenua puternic componentele spectrale din afara benzii de interes;
- *decimarea* semnalului eșantionat, pentru a obține frecvența de eșantionare dorită (care determină numărul de eșantioane folosite în algoritmul FFT).

În Fig. 12.13 se prezintă spectrele semnalelor din schema bloc anterioară (reprezentarea nu este exactă, servind doar la ilustrarea principiului).

Se notează cu  $f_s$  frecvența de eșantionare dorită pentru semnalul asupra căruia se aplică analiza spectrală. Această frecvență se alege în funcție de frecvența maximă de interes în spectru (aspect detaliat ulterior). Notând cu  $K_{OVS}$  factorul de supraeșantionare, frecvența de eșantionare a semnalelor  $x[n]$  și  $x_F[n]$  este:

$$f_s' = f_s \cdot K_{OVS} \quad (12.3)$$

Pentru simplificare, se presupune că semnalul analizat are spectrul  $\underline{X}_r(\omega)$ , cu densitate de putere constantă. Semnalul (neeșantionat) de la ieșirea FAA analogic are spectrul  $\underline{X}_r(\omega)$ , iar secvența  $x[n]$  generată prin eșantionarea acestui semnal are spectrul  $\underline{X}(\omega)$ , obținut prin însumarea spectrului  $\underline{X}_r(\omega)$  cu replica sa inversată și deplasată în dreptul frecvenței de eșantionare  $f_s'$ . În spectrul  $\underline{X}(\omega)$  componentele spectrale din porțiunea hașurată cauzează efecte de aliere în domeniul frecvențelor de interes; aceste componente sunt însumate în graficul spectrului  $\underline{X}_F(\omega)$ , corespunzător secvenței  $x_F[n]$ . Deoarece frecvența de tăiere a FAA analogic este mult mai mică decât frecvența Nyquist, erorile de aliere pot fi reduse semnificativ, chiar cu un filtru de ordin mic.

FAA digital, cu caracteristică abruptă, atenuază puternic componentele spectrale din afara domeniului de interes. Prin decimare se obține, în final, frecvența de eșantionare impusă (“extinderea” domeniului de frecvență prin decimare se reflectă, în figură, prin modificarea scării de reprezentare pe axa frecvențelor).

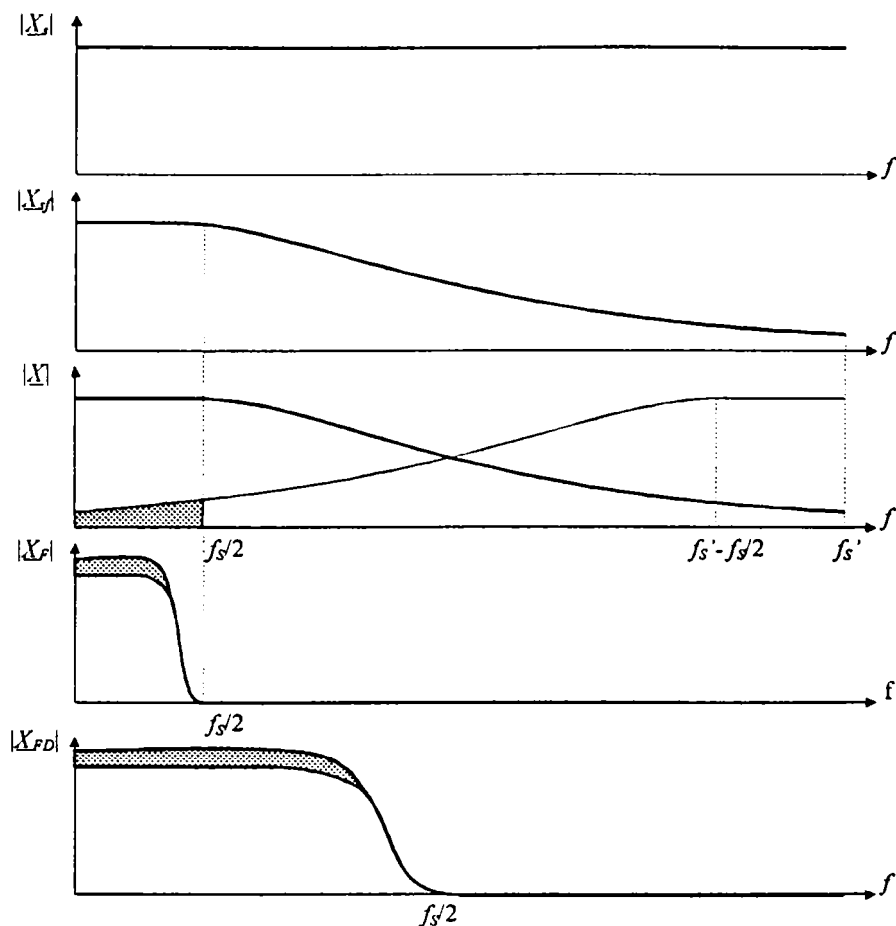


Fig. 12.13 - Spectrele semnalelor din schema bloc a metodei combinate

#### 12.4.1.2.2 Alegerea factorului de supraeșantionare

În metoda de filtrare expusă anterior, reducerea erorilor de aliere impune, în principiu, utilizarea unor valori cât mai mari pentru factorul de supraeșantionare  $K_{OVS}$ ; aceasta conduce însă la creșterea volumului de calcule. În cazul semnalelor generate prin *modulație PWM*, care au o compoziție spectrală specifică, există *posibilități suplimentare de alegere a factorului de supraeșantionare*, astfel încât să rezulte erori de aliere acceptabile, chiar pentru valori  $K_{OVS}$  mici.

Deoarece semnalul  $x[n]$  este generat cu frecvența de eșantionare  $f_s'$ , iar FAA digital are limita inferioară a benzii de oprire  $f_s/2$ , rezultă că pot produce fenomene de aliere componentele spectrale din următoarele intervale de frecvență:

$$I_A = \bigcup_{k=1}^{\infty} \left[ k \cdot f_s' - \frac{f_s}{2}, k \cdot f_s' + \frac{f_s}{2} \right]. \quad (12.4)$$

Intervalele din formula anterioară, reprezentate prin hașură în Fig. 12.14, trebuie să fie cât mai puternic atenuate de către FAA analogic. Datorită creșterii atenuării filtrului la frecvențe mari, intervalele situate la frecvențe mici sunt mai periculoase din punct de vedere al alierii.

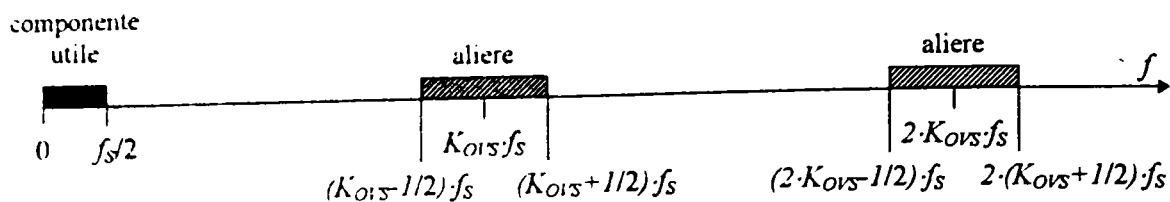


Fig. 12.14 - Intervalele de frecvență ale componentelor care pot produce aliere

Pe de altă parte, conform celor arătate în capitolul 2, spectrele semnalelor generate prin modulație PWM conțin, în mod tipic, armonici ale modulatorii și produși de modulație grupați în jurul multiplilor frecvenței purtătoare. În sistemele de acționare moderne, cu frecvențe purtătoare ridicate, aceste grupe de armonici sunt mult distanțate între ele, existând intervale de frecvență fără componente spectrale semnificative.

Presupunând că ordinul maxim al armonicilor modulatorii care generează produși de modulație semnificativi este  $N_M$ , intervalele de frecvență în care există componente spectrale semnificative sunt următoarele:

$$I_H = \bigcup_{h=1}^{\infty} [h \cdot f_c - N_M \cdot f_m, h \cdot f_c + N_M \cdot f_m]. \quad (12.5)$$

unde s-au folosit notațiile:

- $f_c$  - frecvența purtătoare;
- $f_m$  - frecvența modulatorii.

Deoarece amplitudinile produșilor de modulație scad odată cu creșterea ordinului  $h$ , se va urmări ca grupele de produși de modulație din jurul multiplilor cu ordine mici ai modulatorii să fie în afara intervalelor de frecvență  $I_A$  din formula (12.4), corespunzătoare unor ordine  $k$  mici.

În continuare, se va exemplifica alegerea factorului de supraeșantionare pentru simularea unui sistem de acționare cu modulație PWM cu eșantionare uniformă, cu următorii parametri: frecvența purtătoare  $f_c = 2 \cdot 15111$  Hz; frecvența modulatorii  $f_m = 20$  Hz; ordinul maxim al armonicilor modulatorii care generează produși de modulație semnificativi  $N_M = 15$ . Frecvența de eșantionare utilizată este  $f_s = 1000$  Hz. În Fig. 12.15 s-au reprezentat intervalele de frecvență  $I_A$  și  $I_H$ , pentru diferite valori ale factorului de supraeșantionare; intervalele  $I_A$  sunt indicate prin hașuri, iar intervalele  $I_H$ , prin dreptunghiurile pline (precizia reprezentării este limitată, urmărindu-se doar ilustrarea calitativă a efectului).

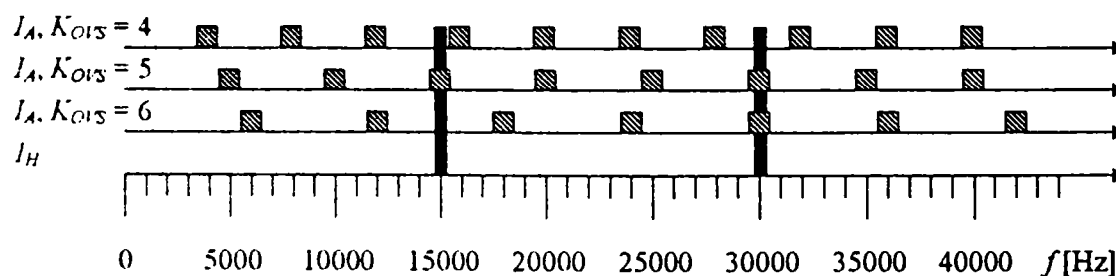


Fig. 12.15 - Alegerea factorului de supraeșantionare (exemplu)

Pentru valoarea  $K_{OVS} = 5$  se observă suprapunerea intervalelor  $I_A$  cu primele două grupe de produși de modulație din  $I_H$ . O situație mai bună se întâlnește pentru  $K_{OVS} = 6$ , când suprapunerea are loc doar pentru a doua grupă de produși de modulație, efectele alierii fiind deci mai reduse. Valoarea  $K_{OVS} = 4$  oferă rezultatele cele mai bune, deși este mai mică,

ambele grupe de produși de modulație fiind în afara intervalelor  $I_A$ . Cazurile  $K_{OVS} = 2$  și  $K_{OVS} = 3$ , omise din figură, conduc la rezultate mai puțin bune. În concluzie, se va adopta valoarea  $K_{OVS} = 4$ .

Observație: Amplitudinile produșilor de modulație scad odată cu depărtarea de frecvența centrală (corespunzătoare multiplului frecvenței purtătoare). În consecință, reprezentarea prin benzi de frecvență strict delimitate și cu amplitudine constantă, utilizată în figura anterioară, constituie o aproximație. În consecință, se recomandă testarea câtorva valori  $K_{OVS}$  diferite, dintre cele considerate favorabile ca urmare a analizei expuse anterior, și alegerea valorii finale pe baza spectrelor densității de putere. Deoarece  $K_{OVS}$  determină aproximativ liniar volumul de calcule necesar, minimizarea acestuia va constitui criteriul de optimizare secundar.

## 12.4.2 Proiectare și implementare

Implementarea *modulatorului PWM*, pentru diferite tipuri de modulație, este prezentată în capitolul 14.

În exemplele introduse pe parcursul acestui capitol se utilizează modelul unui inverter monofazat ideal, pentru care duratele pulsurilor tensiunii de ieșire sunt egale cu duratele pulsurilor din semnalul de comandă, iar amplitudinile pulsurilor tensiunii de ieșire sunt egale cu tensiunea de alimentare a inverterului, cu semn pozitiv sau negativ, în funcție de valoarea logică a semnalului de comandă. Pentru a permite simularea sistemelor de acționare utilizate în practică, a fost elaborat un *model de inverter trifazat*, cu decalarea comenzii; acest model este prezentat în capitolul 13.

Proiectarea și implementarea *filtrelor anti-aliere analogic și digital* sunt prezentate în Anexa 2. Pentru simplificarea utilizării programului de simulare, proiectarea filtrelor a fost automatizată cu ajutorul unor funcții care preiau un set de indicatori de performanță, cum ar fi atenuarea dorită a componentelor spectrale care produc alierea, și calculează parametrii filtrelor. Acești parametri sunt apoi utilizați de funcțiile care implementează filtrarea propriu-zisă.

Blocul de *decimare* se implementează cu ajutorul unei formule simple, care extrage eșantioanele cu ordin multiplu de  $K_{OVS}$ .

Implementarea blocului de *analiză spectrală* este tratată în capitolul 10. Calcularea *indicatorilor de calitate a modulației* face obiectul capitolului 7.

## 12.4.3 Validare analitică și experimentală

În cele ce urmează se vor demonstra eficiența și precizia metodei de simulare introduse în acest capitol, prin comparare cu rezultate analitice și experimentale. Se vor utiliza exemplele introduse în secțiunea 12.3.

**12.4.3.1 Comandă cu semnal dreptunghiular**

În această secțiune se va considera exemplul introdus în secțiunea 12.3.2, în care un invertor monofazat ideal este comandat cu semnal dreptunghiular. În Fig. 12.16 se prezintă densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, calculată cu metoda de simulare îmbunătățită. Comparatia cu Fig. 12.4 ilustrează reducerea considerabilă a erorilor de aliere, componentele spectrale cauzate de aliere fiind atenuate cu peste 55 dB.

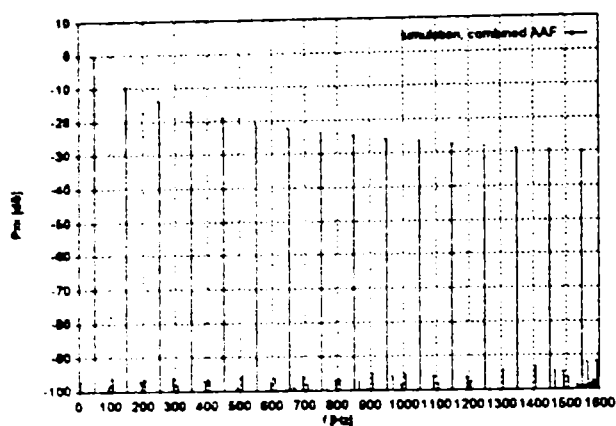


Fig. 12.16 - Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă cu semnal dreptunghiular, metoda de simulare îmbunătățită

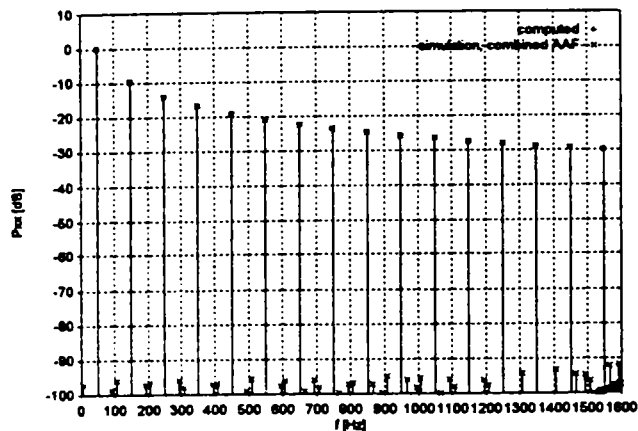


Fig. 12.17 - Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă cu semnal dreptunghiular:

+ - calcul analitic

x - metoda de simulare îmbunătățită

În Fig. 12.17 sunt reprezentate suprapus spectrele obținute prin simulare și prin calcul analitic, iar Tabelul 12.1 conține amplitudinile relative ale câtorva armonici. Se remarcă precizia excelentă cu care algoritmului de simulare calculează amplitudinile componentelor spectrale ale semnalului real.

ordinul armonicii	Putere relativă, simulare [dB]	Putere relativă, calcul analitic [dB]
1	0.0000000	0.0000000
3	-9.5424037	-9.5424251
5	-13.979517	-13.979400
7	-16.902279	-16.901961
9	-19.085325	-19.084850
11	-20.828887	-20.827854

Tabelul 12.1- Puterile (relative la fundamentală) ale armonicilor tensiunii de la ieșirea invertorului, comandă cu semnal dreptunghiular

**12.4.3.2 Comandă PWM**

În această secțiune se va considera exemplul introdus în secțiunea 12.3.3, referitor la un invertor monofazat ideal cu comandă PWM. În Fig. 12.18 se prezintă densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea invertorului, calculată cu metoda de simulare îmbunătățită. Prin comparație cu Fig. 12.6, se remarcă de asemenea reducerea semnificativă a erorilor de aliere.

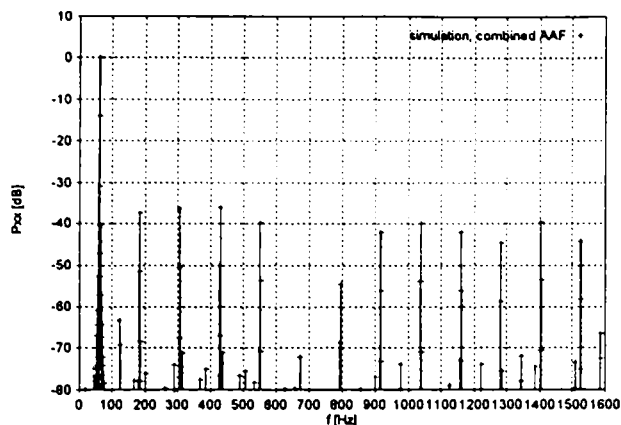


Fig. 12.18 - Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea inverterului, comandă PWM, metoda de simulare îmbunătățită

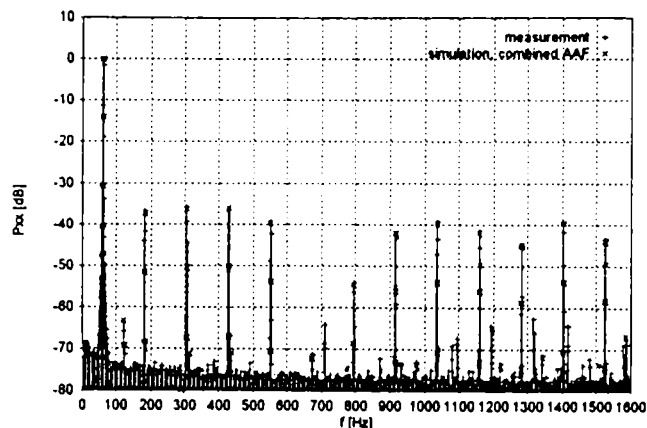


Fig. 12.19 - Densitatea spectrală de putere a tensiunii de la ieșirea inverterului, comandă PWM:  
+ - măsurări experimentale  
x - metoda de simulare îmbunătățită

În Fig. 12.19 sunt reprezentate suprapus spectrele obținute prin simulare și prin experiment. Se remarcă de asemenea precizia excelentă a algoritmului de simulare propus.

## 12.5 Concluzii

După stabilirea modelului sistemului simulat și a mărimilor calculate prin simulare, s-a demonstrat prezența erorilor de aliere în cazul utilizării simulatoarelor de uz general pentru circuite electronice. Această demonstrație se bazează pe o analiză teoretică, pe rezultate obținute prin simulare, pe rezultate obținute cu două simulatoare comerciale și pe alte rezultate din literatura de specialitate.

Se propune o metodă de simulare originală, care permite reducerea substanțială a erorilor de aliere, permițând astfel evaluarea precisă a performanțelor modulației. Metoda se bazează pe utilizarea unui model analogic al sub-sistemului inverter-motor, urmat de un model analogic al unui filtru anti-alierie. Performanțele filtrării sunt îmbunătățite prin utilizarea unei metode de filtrare anti-alierie combinată, combinând un filtru analogic și un filtru digital. Se prezintă de asemenea metodologia de proiectare a acestor filtre. Eficiența și precizia metodei propuse sunt confirmate analitic, prin comparație cu rezultate teoretice, și experimental.



## Capitolul 13 - Modelarea subsistemului inverter-motor

În acest capitol se va prezenta modelul elaborat de autor pentru subsistemul inverter-motor, în scopul implementării metodei de simulare îmbunătățite introduse în capitolul 12. Conform schemei bloc din Fig. 12.12, modelul furnizează duratele și amplitudinile pulsurilor din tensiunile de fază ale sarcinii, pe baza duratelor pulsurilor din semnalele de comandă generate de modulatorul PWM.

Pentru a permite simularea unei clase cât mai largi de sisteme de acționare, modelul implementează și decalarea comenzii tranzistoarelor din același braț de punte (metodă descrisă în secțiunea 1.1.1 și denumită pe scurt, în cele ce urmează, "decalarea comenzii").

**Observație:** Pentru a simplifica implementarea modelelor pentru modulatorul PWM, modelul propus pentru sub-sistemului inverter-motor include și circuitul de decalare a comenzii (care din punct de vedere fizic face parte, de regulă, din blocul modulator PWM); în consecință, semnalele de intrare ale modelului, precizate mai jos, diferă de semnalele din schema bloc din Fig. 12.12.

Pentru un sistem de acționare trifazat, schema bloc a modelului este prezentată în Fig. 13.1. Se utilizează următoarele notații:

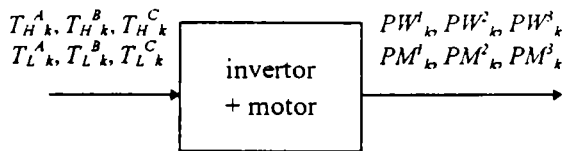


Fig. 13.1 - Schema bloc a modelului subsistemului inverter-motor.

- $T_{Hk}^A, T_{Hk}^B, T_{Hk}^C$  - duratele de conducție pentru tranzistoarele superioare, în perioada purtătoare cu ordinul  $k$ , pentru fazele A, B, C;
- $T_{Lk}^A, T_{Lk}^B, T_{Lk}^C$  - duratele de conducție pentru tranzistoarele inferioare, în perioada purtătoare cu ordinul  $k$ , pentru fazele A, B, C;
- $PW_k^1, PW_k^2, PW_k^3$  - duratele pulsurilor cu ordinul  $k$  din tensiunile de fază ale sarcinii, pentru fazele 1, 2, 3;
- $PM_k^1, PM_k^2, PM_k^3$  - amplitudinile pulsurilor cu ordinul  $k$  din tensiunile de fază ale sarcinii, pentru fazele 1, 2, 3.

**Observație:** Duratele de conducție de mai sus sunt calculate de către algoritmul de modulație PWM, în ipoteza unui inverter ideal.

Modelarea subsistemului inverter-motor se va realiza în două etape:

- modelarea inverterului: calcularea duratelor pulsurilor din tensiunile de ieșire ale inverterului;
- modelarea motorului: calcularea duratelor pulsurilor din tensiunile de fază ale motorului (care depind de tensiunile de ieșire ale inverterului și de conexiunea fazelor motorului).

### 13.1 Modelarea inverterului

#### 13.1.1 Principiu

Modelarea inverterului se bazează pe schema de principiu din Fig. 13.2, unde este reprezentat un singur braț de punte. Se utilizează următoarele notații:

- PWM\_AH - semnalul de comandă pentru tranzistorul superior al fazei A;
- PWM\_AL - semnalul de comandă pentru tranzistorul inferior al fazei A;
- $V_D$  - tensiunea continuă de alimentare a inverterului;

- $v_{AO}$  - tensiunea de ieșire a fazei A a inverterului;
- $i_A$  - curentul de ieșire al fazei A a inverterului.

La elaborarea modelelor pentru inverter se adoptă următoarele *aproximații*:

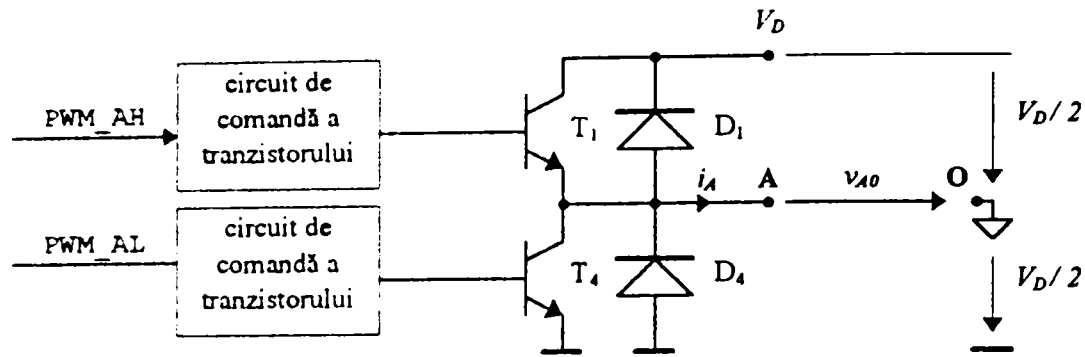


Fig. 13.2 - Schema de principiu a unui braț de punte din inverter

- tensiunea de alimentare a inverterului este constantă; modelarea unei tensiuni de alimentare cu ondulații nu se încadrează în contextul prezentei analize;
- comutațiile dispozitivelor se presupun ideale, astfel încât timpii de comutație sunt nuli, iar formele de undă ale tensiunilor de la ieșirile inverterului, perfect dreptunghiulare; această aproximație este justificată în capitolul 11.

### 13.1.2 Modelarea inverterului, fără decalarea comenzii

Dacă nu se utilizează decalarea comenzii, cele două semnale de comandă ale tranzistoarelor din același braț de punte sunt perfect complementare, deci tensiunea de ieșire se poate calcula în funcție de semnalul de comandă al unui singur tranzistor, cu formula:

$$v_{AO} = \begin{cases} \frac{V_D}{2} & \text{dacă PWM\_AH} = \text{HIGH} \\ -\frac{V_D}{2} & \text{dacă PWM\_AH} = \text{LOW} \end{cases} \quad (13.1)$$

### 13.1.3 Modelarea inverterului, cu metoda aproximativă de modelare a decalării comenzii

#### 13.1.3.1 Algoritm de modelare

Dacă se utilizează decalarea comenzii, algoritmul de calcul devine mai complicat, datorită interacțiunii inverter-sarcină. Astfel, pe durata "timpului mort" al comenzii (când ambele semnale de comandă au valoarea LOW) valoarea tensiunii de ieșire depinde de dioda aflată în conducție, deci de sensul și evoluția curentului de la ieșirea inverterului. O simulare exactă ar presupune calcule relativ complicate, nejustificate în contextul prezentei analize. De aceea, se va utiliza o *metodă aproximativă*, derivată din [DW92] și prezentată în cele ce urmează.

Această metodă presupune următoarele *aproximații*:

1. se neglijează ondulațiile curenților, datorate comutației; astfel, curenții de fază se consideră perfect sinusoidali, calculându-se pe baza modelului de regim permanent, corespunzător sistemului trifazat fundamental;
2. se ignoră blocarea diodelor de recuperare prin anularea curentului, dacă aceasta intervine pe durata "timpului mort"; în consecință, decizia asupra diodei care rămâne deschisă pe durata

“timpului mort” se ia exclusiv pe baza valorii curentului de ieșire al invertorului la începutul “timpului mort”.

Efectul aproximațiilor de mai sus asupra spectrelor semnalelor analizate va fi evaluat în secțiunea următoare.

**Observație:** Datorită neglijării fenomenelor specifice comutației (prin considerarea unor forme de undă ideale pentru tensiuni, pe durata comutațiilor), efectul includerii “timpului mort” în modelul invertorului este oricum aproximativ (acest timp având valori comparabile cu duratele de comutație ale dispozitivelor de putere).

Algoritmul de modelare, ilustrat prin formele de undă din Fig. 13.3 (unde durata de decalare a comenzii s-a notat cu  $T_D$ ), poate fi exprimat prin următoarele *reguli*:

1. dacă  $i_A > 0$  la începutul “timpului mort”, atunci pe durata acestuia  $v_{A0} = -V_D/2$ ;
2. dacă  $i_A < 0$  la începutul “timpului mort”, atunci pe durata acestuia  $v_{A0} = +V_D/2$ ;

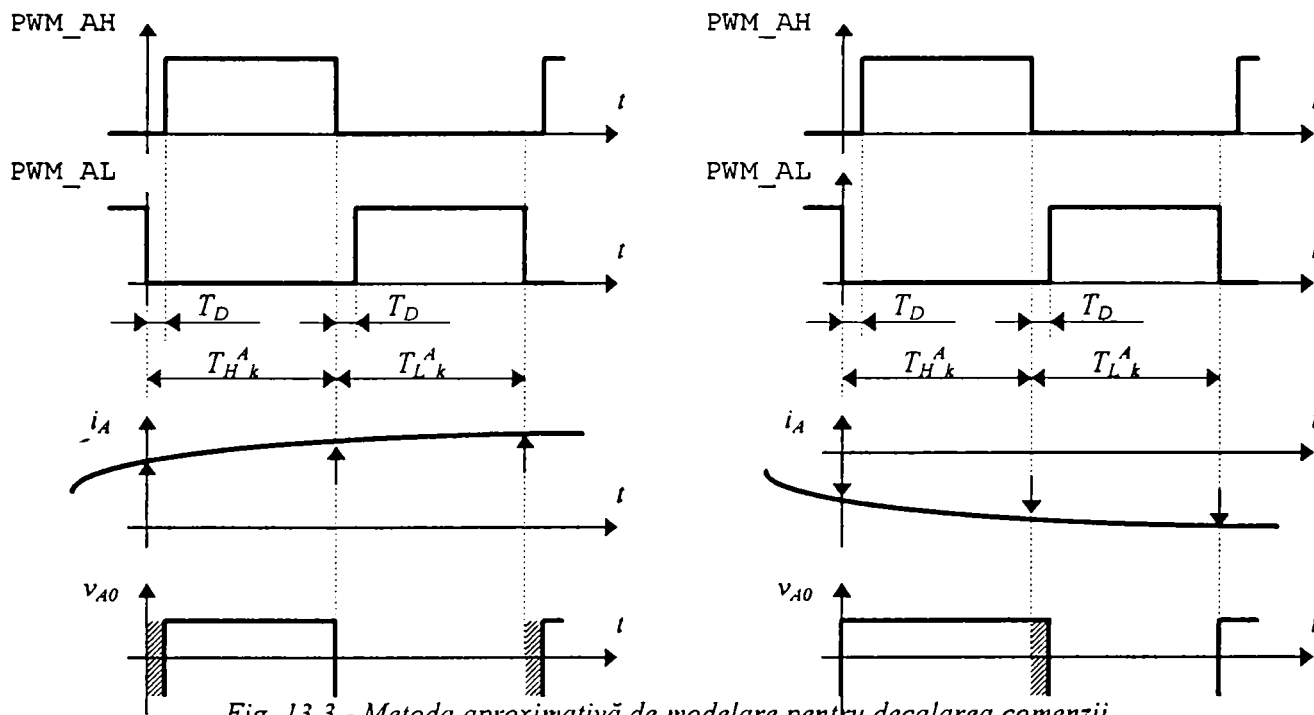


Fig. 13.3 - Metoda aproximativă de modelare pentru decalarea comenzii

În figură, săgețile din graficul curentului de ieșire  $i_A$  specifică momentele de eșantionare a acestuia, pentru a decide valoarea tensiunii pe durata “timpului mort”.

În consecință, tensiunea de ieșire a invertorului se calculează cu formula:

$$v_{A0} = \begin{cases} \frac{V_D}{2} & \text{dacă PWM\_AH = HIGH și PWM\_AL = LOW} \\ -\frac{V_D}{2} & \text{dacă PWM\_AH = LOW și PWM\_AL = HIGH} \\ -\frac{V_D}{2} \cdot \text{sgn}(i_A) & \text{dacă PWM\_AH = LOW și PWM\_AL = LOW} \end{cases} \quad (13.2)$$

cu  $i_A$  eșantionat în momentele specificate anterior; în formula de mai sus,  $\text{sgn}(x)$  este funcția “signum”.

**Observație:** Situația PWM\_AH = HIGH și PWM\_AL = HIGH corespunde conducerii simultane, indicând o eroare în algoritmul de modelare a modulatorului PWM; în acest caz, se afișează un mesaj de eroare și se oprește simularea.

13.1.3.2 Evaluarea efectului aproximațiilor

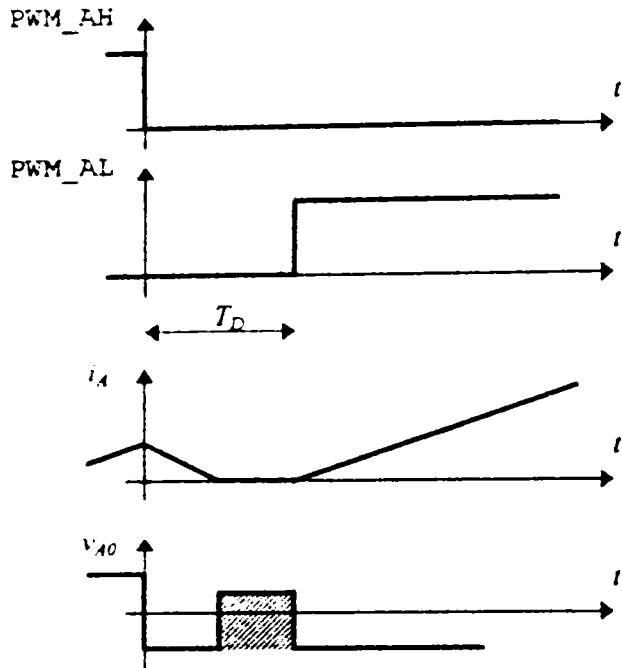


Fig. 13.4 - Efectul blocării diodei de recuperare pe durata "timpului mort"

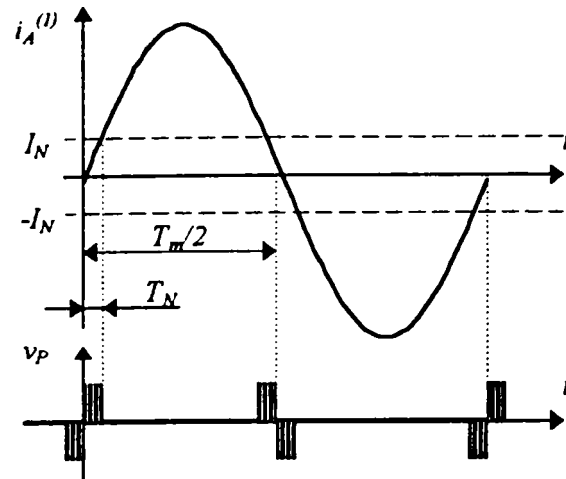


Fig. 13.5 - Pulsurile suplimentare din tensiunea de ieșire, datorate blocării diodei de recuperare pe durata "timpului mort"

În modelul prezentat anterior s-a presupus că una dintre diodele de recuperare conduce pe întreaga durată a "timpului mort", determinând astfel valoarea tensiunii de ieșire. Atunci când curentul de ieșire al brațului de punte are valori apropiate de zero, se poate întâmpla însă ca acest curent să se anuleze pe durata conducției diodei de recuperare; în această situație, dioda se blochează, iar tensiunea de ieșire a brațului de punte este determinată de sarcină și de tensiunile de ieșire ale celorlalte două brațe. Această situație este reprezentată în exemplul din Fig. 13.4. În consecință, blocarea diodelor de recuperare cauzează apariția unor pulsuri suplimentare în tensiunile de ieșire ale inverterului, pulsuri care produc modificări în spectrelor acestor tensiuni și, implicit, în valorile indicatorilor de calitate.

Pentru a evalua importanța acestor modificări, se va calcula cu aproximație spectrul unui *semnal format doar din pulsurile suplimentare*, corespunzătoare uneia dintre tensiunile de ieșire ale inverterului. Acest semnal este notat cu  $v_p$  în Fig. 13.5 (unde pulsurile suplimentare sunt prezentate simbolic, amplitudinile și duratele lor nefiind precis reprezentate). Când fundamentală curentului de ieșire,  $i_A^{(1)}$ , este negativă, se poate întâmpla să se blocheze dioda superioară, ceea ce face ca tensiunea de ieșire  $v_{A0}$  să aibă valori mai mici decât  $V_D/2$ , deci pulsurile suplimentare au amplitudini negative; similar, când fundamentală curentului de ieșire este pozitivă, pulsurile suplimentare au valori pozitive.

În continuare se va estima *numărul de pulsuri* care pot să apară în vecinătatea fiecărei treceri prin zero a fundamentalei curentului de ieșire. În acest scop, se va calcula cu aproximație lărgimea benzii  $[-I_N, I_N]$  din Fig. 13.5, pentru care poate avea loc blocarea unei diode de recuperare.  $I_N$  se definește ca valoarea instantanee maximă a curentului de ieșire, la începutul "timpului mort", pentru care mai poate avea loc blocarea diodei.

Pentru fazele motorului se va considera un circuit echivalent pur inductiv, cu inductanța egală cu inductanța de dispersie statorică,  $L_{\sigma s}$ ; acest model este acoperitor, deoarece includerea unei rezistențe, precum și a celorlalte inductanțe care intervin în realitate, ar conduce la o viteză de variație mai redusă a curentului, deci, în final, la un număr mai mic de pulsuri și la modificări mai mici în spectrul tensiunii de fază. Pe durata conducției diodei de recuperare, viteza de variație a curentului de ieșire se aproximează prin  $|d_{i_A}/dt| \cong V_D/L_{\sigma s}$ .

Se va presupune că fundamentală curentului are valori pozitive, deci pe durata “timpului mort” intră în conducție dioda de recuperare inferioară. Pentru ca blocarea diodei să poată interveni pe parcursul “timpului mort”, care are durata  $T_D$ , este necesar ca valoarea curentului de ieșire la începutul timpului mort să fie mai mică decât  $I_N = T_D \cdot |d_{iA}/dt| = (T_D \cdot V_D)/L_{\sigma}$ . Considerând un exemplu tipic, caracterizat prin valorile:  $T_D = 1 \mu\text{s}$ ,  $V_D = 537 \text{ V}$ ,  $L_{\sigma} = 25 \text{ mH}$ , rezultă  $I_N = 21 \mu\text{A}$ .

Durata intervalului în care pot apărea pulsurile suplimentare, notată cu  $T_N$  în Fig. 13.5, se poate aproxima prin:  $T_N \cong ((T_m/4) \cdot I_N) / I_{A_m}^{(I)}$ , unde  $T_m$  este perioada semnalului modulator PWM; această aproximare este acoperitoare, deoarece un calcul exact ar conduce la valori  $T_N$  mai mici. Pentru valorile tipice  $T_m = 20 \text{ ms}$ ,  $I_{A_m}^{(I)} = 1 \text{ A}$  și  $I_N$  estimat mai sus, rezultă  $T_N = 0,1 \mu\text{s}$ .

Deoarece această valoare este mult mai mică decât perioada purtătoare PWM (care în majoritatea aplicațiilor este mai mică decât  $T_{c_{max}} = 50 \mu\text{s}$ ), rezultă că fenomenul de blocare a diodei de recuperare pe durata “timpului mort” apare cu o frecvență relativ scăzută; deoarece există 4 intervale  $T_N$  în fiecare perioadă modulatorie, se poate aprecia că fenomenul apare în medie odată la  $T_{c_{max}} / (4 \cdot T_N) = 125$  perioade modulatorie.

În continuare, pentru a permite un calcul estimativ simplu, se va presupune că blocarea diodei de recuperare apare, în fiecare perioadă modulatorie, pentru câte un puls PWM de fiecare parte a fiecărei treceri prin zero a curentului; această aproximare este, evident, acoperitoare. În consecință, se va calcula cu aproximație spectrul semnalului  $v_p$  din Fig. 13.5, unde în locul fiecărui tren de pulsuri se va considera un puls unic.

În continuare se vor stabili valori aproximative pentru durata și amplitudinea acestui puls. Durata pulsului poate lua valori între zero și timpul de decalare a comenzii,  $T_D$ ; pentru calculul estimativ se va

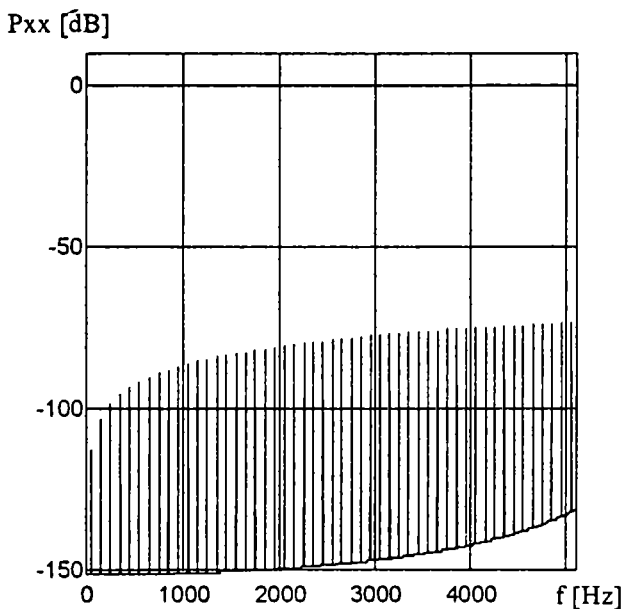


Fig. 13.6 - Spectrul pulsurilor suplimentare din tensiunea de ieșire

considera durata maximă, egală cu  $T_D$ . Pe durata blocării diodei de recuperare, tensiunea de ieșire a brațului de punte este determinată de sarcină și de tensiunile de ieșire ale celorlalte brațe; pentru calculul estimativ se va considera o amplitudine maximă, egală cu  $V_D$ . Ambele aproximări de mai sus sunt acoperitoare, corespunzând cazului cel mai defavorabil. Poziția pulsurilor în raport cu semnalul modulator depinde de sincronizarea între semnalul purtător și cel modulator; pentru calculul estimativ se va considera că pulsurile sunt decalate față de momentele trecerii prin zero ale fundamentalei curentului cu  $\pm T_c/2$ , unde  $T_c$  este perioada purtătoare a modulației PWM.

Spectrul semnalului se calculează prin simulare, pentru un caz tipic, folosind pentru reducerea erorilor de aliere metoda îmbunătățită introdusă în capitolul 12.

La simulare s-au folosit următorii parametri:

- frecvența modulatorie:  $f_m = 50 \text{ Hz}$ ;
- frecvența purtătoare:  $f_c = 20 \text{ kHz}$ ;
- timpul de decalare a comenzii:  $T_D = 1 \mu\text{s}$ .

Rezultatul simulării este prezentat în Fig. 13.6, care conține spectrul densității de putere a semnalului, raportat la puterea fundamentalei, putere corespunzătoare unui factor de modulație în amplitudine unitar; se observă că puterile componentelor spectrale sunt neglijabile față de puterea fundamentalei.

**Observație:** Pentru valori mai mici ale factorului de modulație în amplitudine, puterile relative ale componentelor spectrale cresc. Pe de altă parte, trebuie să se țină cont că, în realitate, puterile relative ale componentelor spectrale sunt semnificativ mai mici decât cele calculate mai sus, datorită ipotezei folosite, conform căreia pulsurile apar regulat, de 4 ori în fiecare perioadă (comparativ cu evaluarea precedentă, conform căreia pulsurile apar, în medie, o dată la 128 de perioade).

**Observație:** În simularea anterioară s-a considerat domeniul frecvențelor de interes pentru evaluarea performanțelor modulației; realizând aceeași simulare pentru un domeniu de frecvență extins între 0 și 25 kHz, se constată că puterea relativă a componentelor spectrale nu depășește nivelul de -70 dB.

În concluzie, blocarea diodelor de recuperare pe durata “timpului mort” al comenzii poate fi neglijată, fără a afecta semnificativ spectrele tensiunilor de ieșire ale inverterului și, implicit, indicatorii de calitate.

### 13.1.4 Calcularea sensului curenților de ieșire ai inverterului

Aplicarea metodei de modelare introduse anterior presupune cunoașterea sensului curenților de ieșire ai inverterului, corespunzătoare fiecărei tranziții HIGH → LOW a semnalelor de comandă. Deoarece curenții de ieșire se consideră a fi perfect sinusoidali, semnul acestora, utilizat în relația anterioară, se poate calcula cu formula:

$$\text{sgn}(i_A(t)) = \begin{cases} +1 & \text{dacă } \text{rem}(\varphi_A(t), 2\pi) < \pi \\ -1 & \text{dacă } \text{rem}(\varphi_A(t), 2\pi) \geq \pi \end{cases} \quad (13.3)$$

unde  $\varphi_A(t)$  este faza curentului  $i_A$  la momentul  $t$ , iar  $\text{rem}(x, y)$  este restul împărțirii lui  $x$  la  $y$  (cu  $x, y$  numere reale pozitive). În consecință, este necesară deducerea unor formule (cel puțin aproximative) pentru variația în timp a fazei curenților de ieșire ai inverterului. Pentru aceasta, curenții de ieșire, considerați sinusoidali, se vor calcula pornind de la componentele fundamentale ale tensiunilor de ieșire. Pentru faza A, fundamentala tensiunii de ieșire este dată de formula:

$$v_{A0}^{(1)}(t) = V_{A_m}^{(1)} \cdot \sin(\omega_m \cdot t + \varphi_0), \quad (13.4)$$

cu următoarele notații:

- $V_{A_m}^{(1)}$  - amplitudinea fundamentalei tensiunii  $v_{A0}$ ;
- $\omega_m$  - pulsația modulator
- $\varphi_0$  - faza inițială a semnalului modulator, corespunzător fazei A.

În cazul motoarelor de curent alternativ, circuitul echivalent de regim staționar pentru o fază are un caracter rezistiv-inductiv, defazajul curentului în urma tensiunii fiind dat de formula [Leon85]:

$$\varphi_L = \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{1}{\sigma} \cdot \frac{s}{s_p}\right) + \arctg\left(\frac{s}{s_p}\right). \quad (13.5)$$

cu



$$\sigma = 1 - \frac{1}{\left(1 + \frac{L_m}{L_{\sigma S}}\right) \cdot \left(1 + \frac{L_m}{L_{\sigma R}}\right)}, \quad (13.6)$$

$$s_p = \frac{R_R}{\sigma \cdot \omega_1 \cdot (L_m + L_{\sigma R})}, \quad (13.7)$$

$$s_p = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1}, \quad (13.8)$$

unde  $\omega_1$  este pulsația sistemului armonic fundamental al tensiunilor de fază,  $\omega_m$  este viteza unghiulară a rotorului, iar celelalte notații au semnificațiile introduse în capitolul 7. Formulele de mai sus au fost obținute în ipoteza  $R_S = 0$ , care afectează neglijabil rezultatele prezentei analize.

Dacă motorul este conectat în Y, cu punctul central flotant, potențialul acestui punct este egal cu potențialul punctului median al sursei de alimentare, notat cu "0" în Fig. 13.2 (presupunând atât sistemul trifazat al tensiunilor, cât și motorul, perfect simetrice). În consecință, unghiul de fază al curentului fazei A, la un moment oarecare  $t$ , este:

$$\varphi_A(t) = \varphi_{A0} + \omega_m \cdot t, \quad (13.9)$$

cu

$$\varphi_{A0} = \varphi_0 - \varphi_L. \quad (13.10)$$

În cazul conexiunii  $\Delta$ , prin aplicarea transformării Y- $\Delta$  se poate obține un circuit echivalent în conexiune Y, ale cărui valori pentru inductanță și rezistență conduc la același defazaj între curentul și tensiunea de ieșire ale inverterului. În consecință, unghiul de fază al curentului de ieșire al fazei A este dat tot de formulele (13.9) și (13.10).

În concluzie, pentru ambele conexiuni semnul curentului de ieșire al fazei A se determină cu formula (13.3), cu  $\varphi_A$  dat de (13.9), (13.10) și (13.5) ÷ (13.8).

Pentru celelalte două faze, se pot utiliza formule similare cu (13.3). Datorită simetriei, fazele curentilor se pot însă calcula mai simplu, cu formulele:

$$\begin{aligned} \varphi_B(t) &= \varphi_A - \frac{2\pi}{3} \\ \varphi_C(t) &= \varphi_A - \frac{4\pi}{3} \end{aligned} \quad (13.11)$$

## 13.2 Modelarea motorului

Modelul motorului furnizează duratele și amplitudinile pulsurilor din tensiunile de fază ale motorului, pe baza duratelor pulsurilor din tensiunile de ieșire ale inverterului.

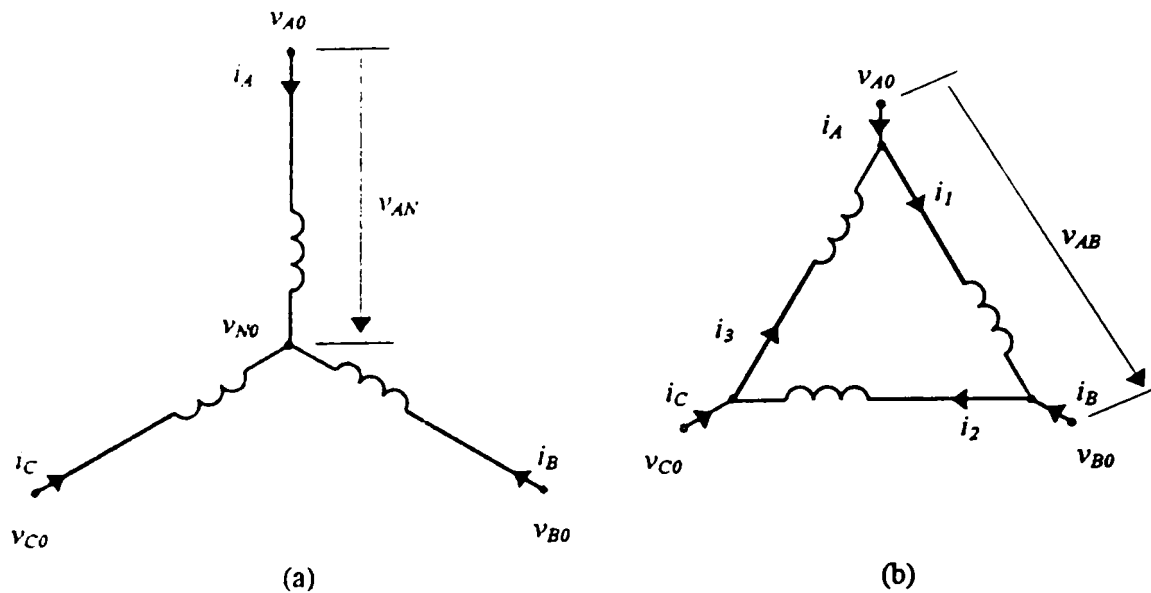


Fig. 13.7 - Conexiunile Y și Δ ale înfășurărilor motoarelor trifazate

### 13.2.1 Calcularea amplitudinilor pulsurilor

În această secțiune se vor deduce formulele pentru tensiunile pe fazele sarcinii, în funcție de tensiunile de ieșire ale inverterului.

#### 1. conexiune Y

În cazul motorului asincron în conexiune Y cu punctul central flotant, reprezentată în Fig. 13.7(a), pe baza formulei (10.28) din [Leon85], valabilă pentru regimul tranzitoriu:

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0. \quad (13.12)$$

rezultă tensiunile pe fazele sarcinii, în funcție de tensiunile de ieșire ale inverterului:

$$\begin{aligned} v_{AN} &= v_{A0} - v_{N0} \\ v_{BN} &= v_{B0} - v_{N0} \\ v_{CN} &= v_{C0} - v_{N0} \end{aligned} \quad (13.13)$$

unde potențialul punctului central se calculează cu formula:

$$v_{N0} = \frac{v_{A0} + v_{B0} + v_{C0}}{3}. \quad (13.14)$$

#### 2. conexiune Δ

În această situație, reprezentată în Fig. 13.7(b), formulele tensiunilor pe fazele sarcinii sunt:

$$\begin{aligned} v_{AB} &= v_{A0} - v_{B0} \\ v_{BC} &= v_{B0} - v_{C0} \\ v_{CC} &= v_{C0} - v_{A0} \end{aligned} \quad (13.15)$$

### 13.2.2 Calcularea duratelor pulsurilor

În această secțiune se va deduce modul de calcul pentru duratele pulsurilor din tensiunile de fază ale motorului, în funcție de duratele pulsurilor din tensiunile de ieșire ale inverterului.

În principiu, algoritmul de calcul determină care tranzistor va comuta primul, din momentul curent al simulării, după care generează, pentru toate cele trei tensiuni de fază, câte un puls de durată egală cu timpul până la această primă comutare (amplitudinile pulsurilor se calculează cu formulele deduse în secțiunea anterioară). În continuare, timpul curent se actualizează la momentul ultimei comutări, iar algoritmul se reia, până la epuizarea duratei de simulare.

Față de varianta de principiu de mai sus, în algoritm vor fi incluse două îmbunătățiri, care pot crește substanțial viteza simulării.

### 13.2.2.1 Comasarea pulsurilor adiacente cu amplitudini egale

În multe cazuri, algoritmul descris anterior generează pulsuri adiacente cu amplitudini identice. Acest fenomen este exemplificat în Fig. 13.8, în cazul modulației cu eșantionare uniformă și ambele fronturi modulate, fără decalarea comenzii.

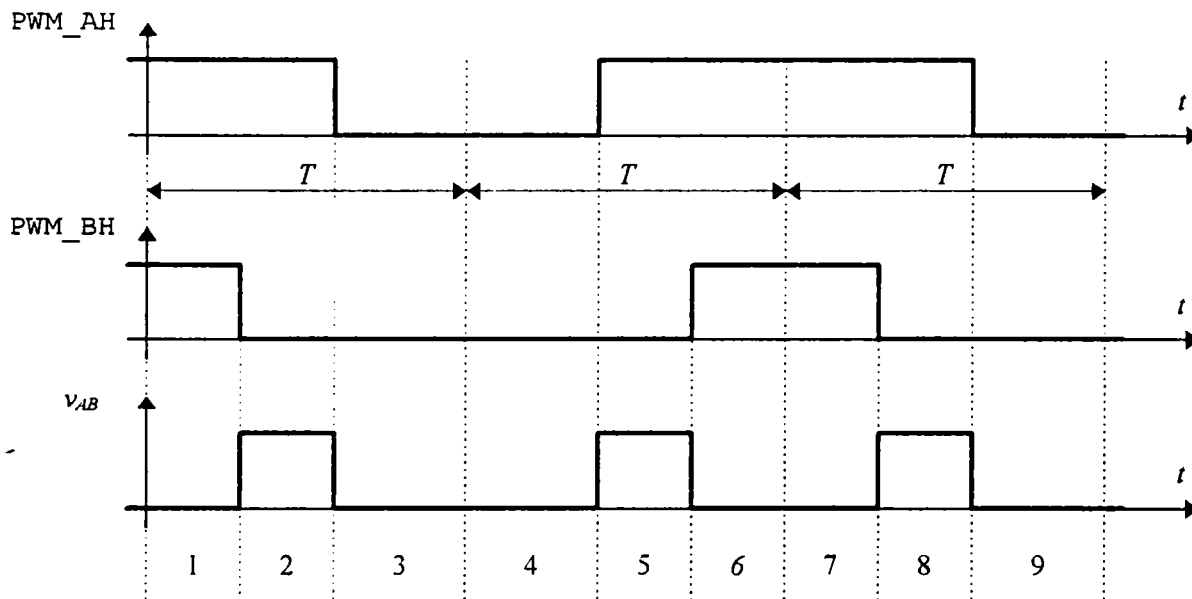


Fig. 13.8 - Generarea unor pulsuri adiacente cu amplitudini egale

Pulsurile 3-4, 6-7, etc., pot fi comasate în câte un singur puls. Astfel, scade numărul total de pulsuri generate de modelul inverterului, reducându-se proporțional volumul de calcule necesare pentru modelarea FAA analogic din sistemului de achiziție. Algoritmul de modelare detaliat, care include și operația de comasare, va fi prezentat ulterior.

### 13.2.2.2 Eliminarea pulsurilor generate prin erori de cuantizare a timpului

Pentru anumite metode de modulație, cele trei faze comută uneori simultan. Teoretic, aceste comutări nu conduc la modificarea tensiunilor pe fazele sarcinii. Totuși, datorită acumulării erorilor de cuantizare a timpului pe parcursul simulării, se poate întâmpla ca momentele comutațiilor pentru cele trei faze să fie puțin diferite, conducând la generarea unor pulsuri foarte scurte. Deși nu afectează semnificativ formele tensiunilor filtrate, aceste pulsuri conduc la creșterea volumului de calcule, în algoritmul de modelare a FAA analogic.

Fenomenul este exemplificat în Fig. 13.9, pentru modulația cu eșantionare uniformă și un singur front modulată, fără decalarea comenzii, cu sarcină în conexiune  $\Delta$ .

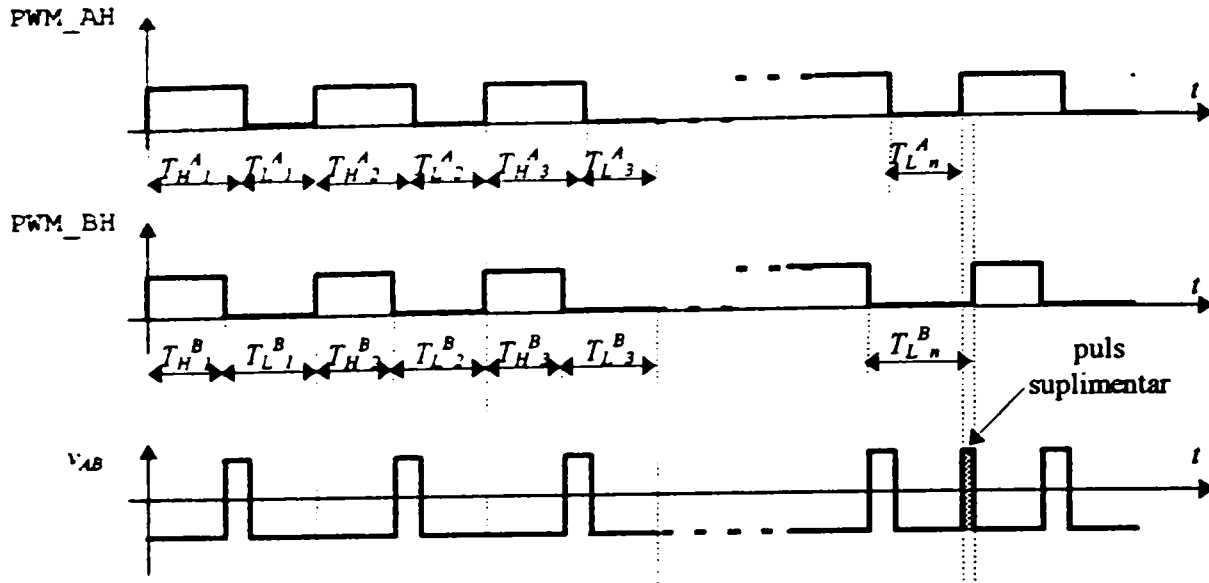


Fig. 13.9 - Generarea unor pulsuri suplimentare, datorită erorilor de cuantizare

Algoritmul de generare a pulsurilor calculează momentele comutărilor, pentru fiecare tranzistor, prin operații de adunare/scădere succesive. În consecință, erorile de cuantizare a timpului se acumulează, crescând odată cu timpul de simulare. După un timp suficient de lung, la pulsul cu ordinul  $n$ , se poate întâmpla ca timpii până la următoarele comutare, care sunt, teoretic, egali, să rezulte, prin calcul, diferiți. Astfel, se generează pulsul suplimentar reprezentat în figură.

Pentru a determina modul de eliminare a acestor pulsuri "false", în cele ce urmează se va estima *durata* acestora, într-o aplicație de simulare uzuală, în condițiile cele mai defavorabile. Calcularea duratei pulsului suplimentar din Fig. 13.9 este echivalentă, din punct de vedere al erorilor de cuantizare, cu calcularea formulei:

$$\sum_{k=1}^n (T_{H_k}^A + T_{L_k}^A) - \sum_{k=1}^n (T_{H_k}^B + T_{L_k}^B), \quad (13.16)$$

unde toate sumele sunt afectate de erorile de cuantizare. Operând cu numere în dublă precizie, eroarea relativă a reprezentării este  $\varepsilon = 2,22 \cdot 10^{-16}$  [Math92]. Pentru o evaluare numerică a erorilor de cuantizare, se vor utiliza următoarele valori tipice: frecvența purtătoare  $f_c = 20\text{kHz}$ ; durata de simulare  $T_T = 1\text{s}$  (durate cu acest ordin de mărime pot fi necesare pentru atingerea regimului permanent; în mod uzual, pentru analiza spectrală se simulează în jur de 5 perioade modulatorie, care acoperă o durată de simulare de 100ms, cărei îi corespund erori de cuantizare mai mici). Considerând situația cea mai defavorabilă, vom presupune că erorile de cuantizare apar la fiecare adunare, cumulându-se, și că toate erorile sunt egale cu  $\varepsilon$  (în realitate, atunci când suma este mai mică, erorile relative, raportate la rezultatul final, sunt de asemenea mai mici). Rezultă eroarea de cuantizare maximă, care afectează una din sume:

$$e = 2 \cdot \frac{T_T}{1/f_c} \cdot \varepsilon = 88,8\text{ps}. \quad (13.17)$$

În situația cea mai defavorabilă, această eroare intervine cu semn opus în cele două sume, deci pulsul suplimentar are durata  $2 \cdot e$ . Se confirmă astfel aprecierea anterioară, conform căreia erorile de cuantizare sunt foarte mici și nu produc erori semnificative în rezultatele simulării.

*Valoarea de prag* pentru eliminarea pulsurilor se poate alege, conform calculelor estimative de mai sus:

$$T_{mn} = 2 \cdot e = 4 \cdot T_T \cdot f_c \cdot \varepsilon. \quad (13.18)$$

Toate pulsurile cu durate mai mici decât  $T_{min}$  se elimină din tensiunile de sarcină.

Observație: Această metodă poate conduce și la eliminarea unor pulsuri “reale” (care se generează atunci când momentele comutațiilor pentru două faze sunt foarte apropiate). Deoarece și aceste pulsuri eliminate sunt foarte scurte, operația nu influențează semnificativ rezultatele simulării.

În cazul modulatorilor PWM digitale, care introduc o cuantizare suplimentară a duratelor, comutările simultane ale tranzistoarelor apar mult mai frecvent. Acest lucru rămâne valabil și atunci când se include în model decalarea comenzii, deoarece “timpii morți” sunt identici, pentru toate fazele. Valoarea de prag se poate alege, în acest caz, egală cu jumătate din cuanta de timp  $T_Q$  (perioada circuitului digital de temporizare), fără pericolul eliminării unor pulsuri “reale”:

$$T_{min} = \frac{T_Q}{2}. \quad (13.19)$$

Algoritmul de modelare detaliat, care include și operația de eliminare a pulsurilor scurte, va fi prezentat în continuare.

### 13.3 Algoritmul de modelare

În această secțiune se va prezenta algoritmul de modelare a sistemului inverter-motor, elaborat pe baza formulelor prezentate în secțiunile anterioare.

Conform schemei bloc din Fig. 13.1, modelul are următoarele *mărimi de intrare*:

- $T_{Hk}^A, T_{Hk}^B, T_{Hk}^C$  - duratele de conducție pentru tranzistoarele superioare, în perioada purtătoare cu ordinul  $k$ , pentru fazele A, B, C;
- $T_{Lk}^A, T_{Lk}^B, T_{Lk}^C$  - duratele de conducție pentru tranzistoarele inferioare, în perioada purtătoare cu ordinul  $k$ , pentru fazele A, B, C;

și următoarele *mărimi de ieșire*:

- $PW^1, PW^2, PW^3$  - duratele pulsurilor cu ordinul  $p$  din tensiunile de fază ale sarcinii, pentru fazele 1, 2, 3;
- $PM^1, PM^2, PM^3$  - amplitudinile pulsurilor cu ordinul  $p$  din tensiunile de fază ale sarcinii, pentru fazele 1, 2, 3.

Pentru *parametrii* algoritmului, se utilizează următoarele notații:

- $T_{min}$  - durata limită pentru eliminarea pulsurilor foarte scurte;
- $T_{st}$  - timpul după care se generează pulsuri de ieșire;
- $T_T$  - timpul total de simulare;
- $T$  - perioada purtătoare;
- $\varphi_L$  - “unghiul de fază” al sarcinii, dat de (13.5).

Pentru variabilele interne se folosesc notațiile:

- $t$  - timpul curent al simulării;
- $k^A, k^B, k^C$  - indicii perioadei purtătoare curente, fazele A, B, C;
- $p^1, p^2, p^3$  - indicii pulsului curent din tensiunilor de fază la ieșire, fazele 1, 2, 3;
- $tns^A, tns^B, tns^C$  - timpii până la următoarea comutare, fazele A, B, C;
- $st^A, st^B, st^C$  - starea de conducție pe durata ultimului puls, fazele A, B, C;
- $\varphi_i^A, \varphi_i^B, \varphi_i^C$  - fazele curenților de ieșire ai inverterului, fazele A, B, C;
- $v_{A0}, v_{B0}, v_{C0}$  - tensiunile de ieșire ale inverterului, în pulsul curent;
- $v_1, v_2, v_3$  - tensiunile de fază ale motorului, în pulsul curent;
- $T_P$  - durata pulsului curent.

Stările de conducție ale fazelor ( $s^{A}$ ,  $s^{B}$ ,  $s^{C}$ ) pot avea următoarele valori:

- ST\_C - conducție
- ST\_B - blocare
- ST\_CD - conducție, prelungită cu  $T_D$
- ST\_BD - blocare, prelungită cu  $T_D$

Pe durata timpului  $T_{tr}$  se realizează execuția algoritmului fără generarea pulsurilor de ieșire, ceea ce permite o execuție mai rapidă. Acest interval se poate utiliza pentru a atinge regimul permanent al curenților de sarcină, înainte de generarea semnalelor folosite în analiza spectrală.

Figurile următoare detaliază schema logică de principiu a algoritmului, implementat în funcția:

`inv_1d3d` - modelarea ansamblului inverter trifazat-motor, cu decalarea comenzii

Datorită specificului algoritmului, cu multe bucle și blocuri de decizie, implementarea în **MATLAB** a funcției de mai sus ar fi foarte ineficientă din punct de vedere al timpului de calcul. În consecință, funcția a fost implementată în C, codul sursă al acesteia fiind inclus în Anexa 3. Operarea corectă a funcției a fost verificată pe mai multe exemple.



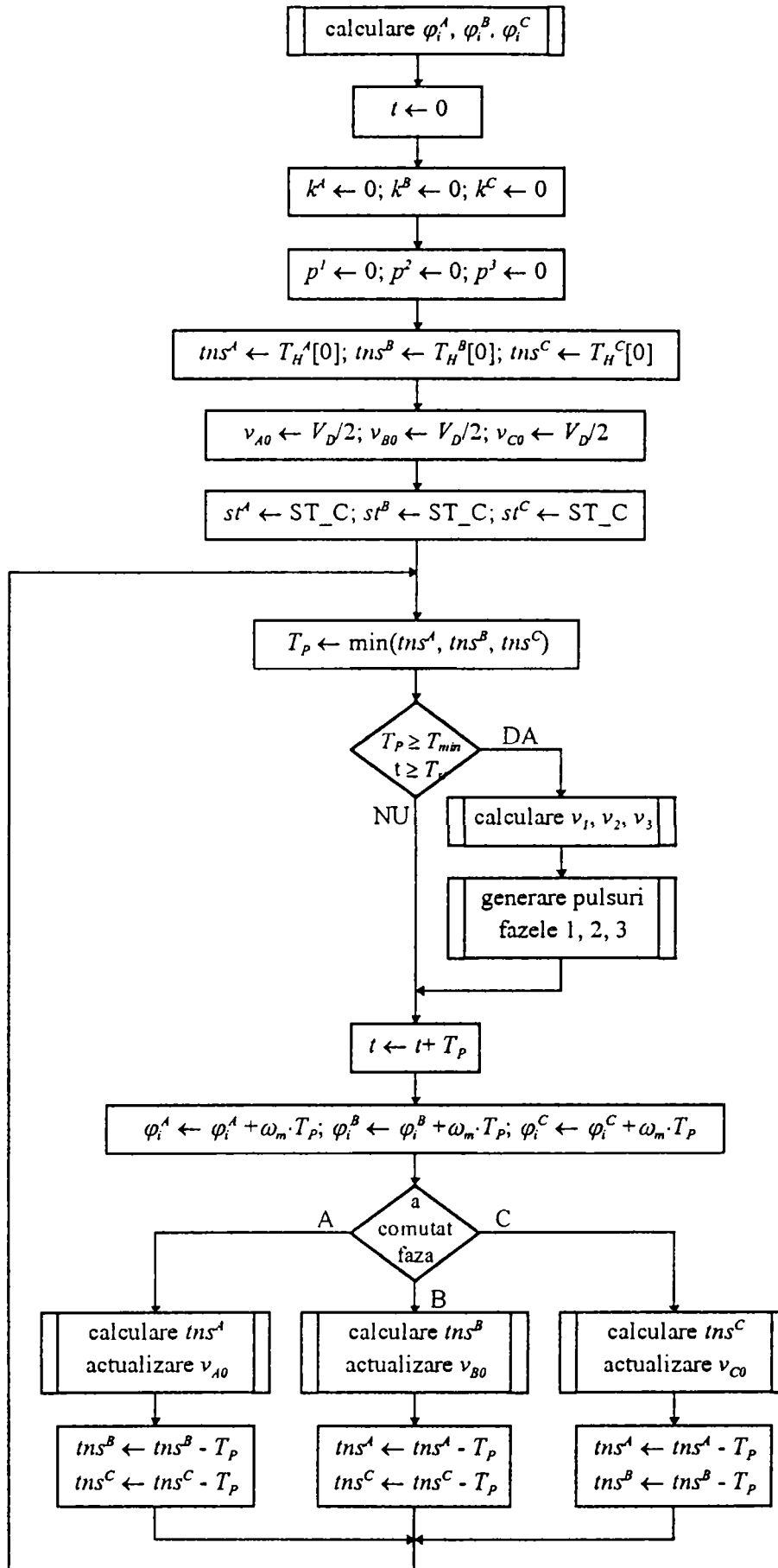


Fig. 13.10 - Algoritm de implementare a modelului inverter-sarcină cu decalarea comenzii - schema logică principală

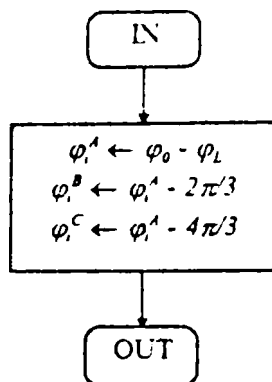


Fig. 13.11 - Blocul "calculare  $\varphi_i^A, \varphi_i^B, \varphi_i^C$ "

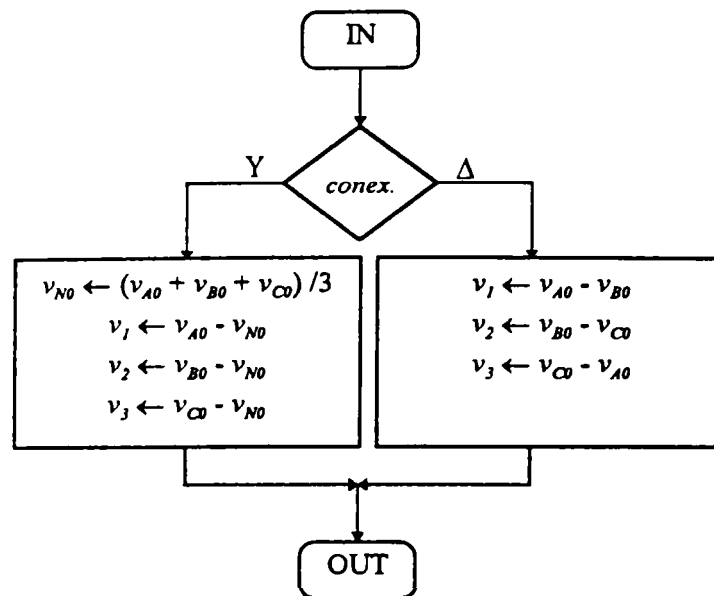


Fig. 13.12 - Blocul "calculare  $v_1, v_2, v_3$ "

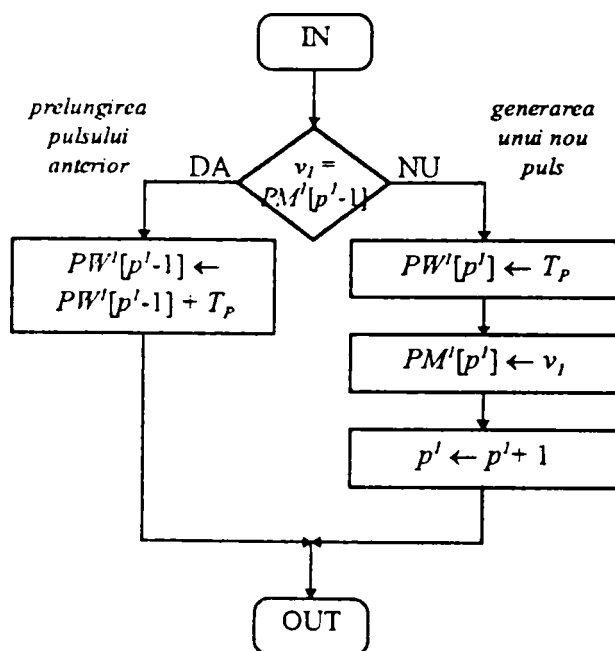


Fig. 13.13 - Blocul "generare pulsuri", pentru faza 1

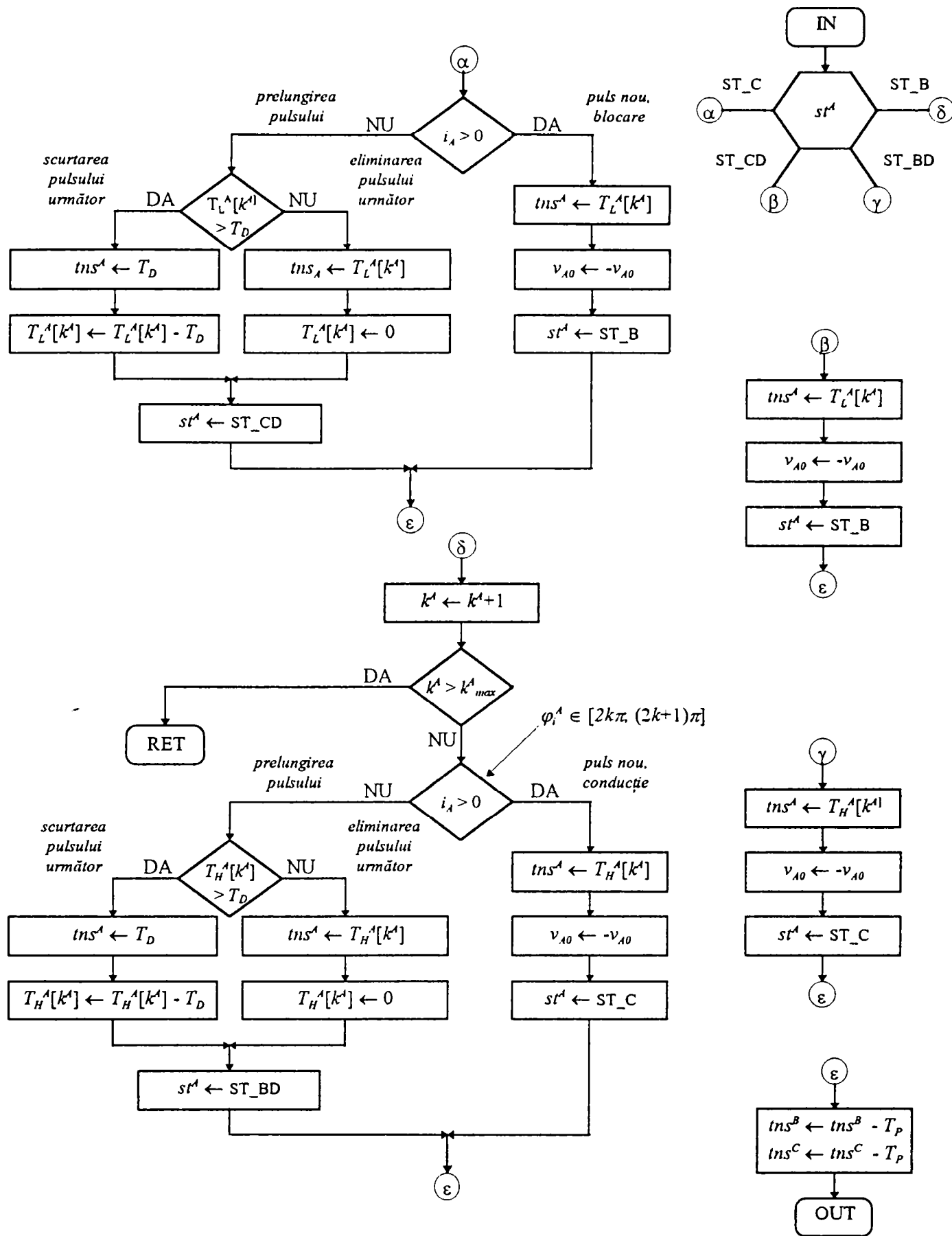


Fig. 13.14 - Blocul "calculare  $tns_A$ , actualizare  $v_{A0}$ "

### 13.4 Concluzii

S-a prezentat un model original elaborat de autor pentru sub-sistemul inverter-motor.

## Modelarea subsistemului inverter-motor

Modelul inverterului include o metodă aproximativă de modelare a efectelor decalării comenzilor tranzistoarelor din același braț de punte; evaluarea aproximativă a efectului aproximațiilor indică faptul că acestea nu afectează semnificativ spectrele obținute pentru tensiunile generate de inverter.

În cadrul modelului motorului se introduc două îmbunătățiri originale, care permit reducerea timpului de calcul prin comasarea pulsurilor adiacente cu amplitudini egale, respectiv eliminarea pulsurilor generate prin erori de cuantizare a timpului.

În final s-a prezentat în detaliu algoritmul de modelare elaborat.

## Capitolul 14 - Modelarea modulatorului PWM

În acest capitol se vor prezenta modelele elaborate de autor pentru blocul modulatorul PWM, modele corespunzătoare mai multor algoritmi de modulație, folosiți în cadrul lucrării.

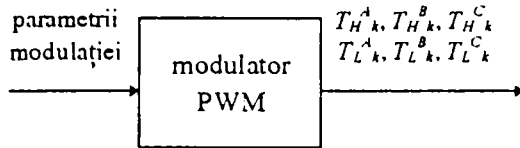


Fig. 14.1 - Schema bloc a modelului modulatorului PWM.

Schema bloc a modelului modulatorului PWM este prezentată în Fig. 14.1. Se utilizează următoarele notații:

- $T_{Hk}^A, T_{Hk}^B, T_{Hk}^C$  - duratele de conducție pentru tranzistoarele superioare, în perioada purtătoare cu ordinul  $k$ , pentru fazele A, B, C;
- $T_{Lk}^A, T_{Lk}^B, T_{Lk}^C$  - duratele de conducție pentru tranzistoarele inferioare, în perioada purtătoare cu ordinul  $k$ , pentru fazele A, B, C;

Observație: Modelul modulatorului PWM nu conține circuitele de decalare a comenzii, acestea fiind incluse în modelul inverterului (vezi capitolul 13).

### 14.1 Modulator PWM ideal cu eșantionare uniformă asincronă

Algoritmul modelat, *modulație PWM cu eșantionare uniformă asincronă*, este prezentat în capitolele 2 (principiul), 3 (sincronismul) și 4 (forma de undă a semnalului modulator). Se modelează o *implementare ideală*, în care duratele pulsurilor se calculează și se generează cu precizie ridicată.

Modelul preia următorii parametri ai modulației:

- $f_c$  - frecvența purtătoare;
- $f_m$  - frecvența modulator;
- $\varphi_m$  - faza inițială a semnalului modulator;
- $m_a$  - factorul de modulație în amplitudine;
- sync - modul de sincronizare a pulsurilor (poate fi SE, DE-S sau DE-A);
- smod - forma de undă a semnalului modulator (poate fi sinusoidală sau una din formele de undă descrise în capitolul 4).

Mărimile de ieșire ale modelului sunt duratele pulsurilor. Pentru modul de sincronizare a pulsurilor SE, acestea sunt calculate cu formulele:

$$\begin{aligned}
 T_{Hk}^A &= \frac{T_c}{2} \cdot \left( 1 + \text{mod} \left( 2\pi \cdot m_f \cdot k + \varphi_m, m_a, \text{smod} \right) \right) \\
 T_{Lk}^A &= T_c - T_{Hk}^A \\
 T_{Hk}^B &= \frac{T_c}{2} \cdot \left( 1 + \text{mod} \left( 2\pi \cdot m_f \cdot k + \varphi_m - \frac{2\pi}{3}, m_a, \text{smod} \right) \right), \\
 T_{Lk}^B &= T_c - T_{Hk}^B \\
 T_{Hk}^C &= \frac{T_c}{2} \cdot \left( 1 + \text{mod} \left( 2\pi \cdot m_f \cdot k + \varphi_m - \frac{4\pi}{3}, m_a, \text{smod} \right) \right) \\
 T_{Lk}^C &= T_c - T_{Hk}^C
 \end{aligned}
 \tag{14.1}$$

cu următoarele notații:

$T_{Hk}^A$  - durata pulsului de comandă în conducție a tranzistorului superior al fazei A, pentru pulsul PWM cu ordinul  $k$ ;

$T_{Lk}^A$  - durata pulsului de comandă în conducție a tranzistorului inferior al fazei A, pentru pulsul PWM cu ordinul  $k$ ;

$T_c = 1/f_c$  - perioada semnalului purtător;

$m_f = f_c/f_m$  - factorul de modulație în frecvență.

Pentru celelalte moduri de sincronizare a pulsurilor se utilizează algoritmi de calcul puțin mai complicați, care comasează duratele pulsurilor din perioadele purtătoare adiacente.

Funcția  $\text{mod}(\varphi, m_a, \text{smod})$  utilizată în formulele (14.1) implementează generarea semnalului modulator, cu ajutorul unei formule dependente de parametrul  $\text{smod}$  (care indică forma semnalului modulator). Pentru semnal modulator sinusoidal, formula utilizată este:

$$\text{mod}(\varphi, m_a, \text{smod}) = m_a \cdot \sin(\varphi). \quad (14.2)$$

Pentru celelalte forme de undă ale semnalului modulator se folosesc formulele specificate în capitolul 4.

Algoritmul de modulație de mai sus a fost implementat cu ajutorul funcțiilor MATLAB:

`pwm3_ram.m` - modulator PWM trifazat cu eșantionare uniformă, asincronă, cu semnal modulator selectabil

`mod.m` - generarea semnalului modulator

al căror cod sursă este inclus în Anexa 3.

## 14.2 Modulator PWM digital cu eșantionare uniformă asincronă și tabel de eșantioane

Modelul prezentat în această secțiune este folosit în lucrare pentru investigarea efectelor erorilor de cuantizare din implementările digitale asupra performanțelor modulației PWM. Modelul este utilizat de asemenea pentru simularea unui modulator PWM trifazat digital, implementat prin software într-un sistem cu un microcontroler 8051 și circuit integrat modulator PWM SLE 4520 [Siem92] [Siem92a] [GN94], sistem descris în secțiunea 18.1.

Schema bloc a modulatorului modelat este prezentată în Fig. 14.2. Modelul algoritmului de modulație software simulează preluarea eșantioanelor semnalului modulator sinusoidal dintr-un tabel stocat în memorie și calcularea constantelor de timp corespunzătoare celor trei faze,  $N_{Tc}^A, N_{Tc}^B, N_{Tc}^C$ . Aceste constante de timp sunt preluate de modelul circuitului de temporizare digital, care generează duratele de conducție ale tranzistoarelor din invertor.

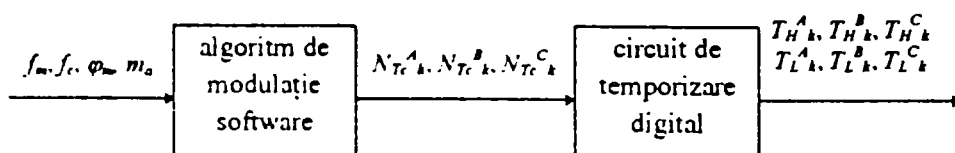


Fig. 14.2 - Schema de principiu modulatorului PWM cu tabel de eșantioane.



Modelul utilizează următorii parametri ai modulației:

- $f_m$  - frecvența modulatorului;
- $f_c$  - frecvența purtătoare;
- $\varphi_m$  - faza inițială a semnalului modulator pentru faza A;
- $m_a$  - factor de modulație în amplitudine.

### 14.2.1 Modelarea algoritmului de modulație software

Algoritmul de modulație modelat se bazează pe metoda de implementare cu tabel de eșantioane descrisă în secțiunea 3.3 și reprezentată schematic în Fig. 14.3.

Poziția eșantionului care trebuie preluat din tabel se calculează, pentru pulsul de ordin  $k$  al fazei A, cu formula:

$$N_{\varphi k}^A = \text{floor} \left( \frac{N_s}{2\pi} \cdot \left( 2\pi \cdot \frac{f_m}{f_c} \cdot (k-1) + \varphi_m \right) \right), \quad (14.3)$$

unde  $N_s$  este numărul total de eșantioane din tabel, iar funcția  $\text{floor}()$  furnizează valoarea întreagă a argumentului calculată prin trunchiere. Pentru fazele B și C se scade  $2\pi/3$ , respectiv  $4\pi/3$  din unghiul de fază. Formula modelează *cuantizarea fazei* la preluarea eșantioanelor din tabel.

Valoarea eșantionului cu ordinul  $n$  se calculează cu formula:

$$S_n = \text{round} \left( 2^{N_b-1} + (2^{N_b-1} - 1) \cdot \sin \left( (n-1) \cdot \frac{2\pi}{N_s} \right) \right), \quad (14.4)$$

unde  $N_b$  este numărul de biți utilizat pentru reprezentarea eșantioanelor în memorie iar funcția  $\text{round}()$  furnizează valoarea întreagă a argumentului calculată prin rotunjire. Formula modelează *cuantizarea valorii eșantioanelor din tabel*.

**Observație:** În implementările practice formula anterioară se calculează “off-line”, eșantioanele stocându-se în memoria procesorului.

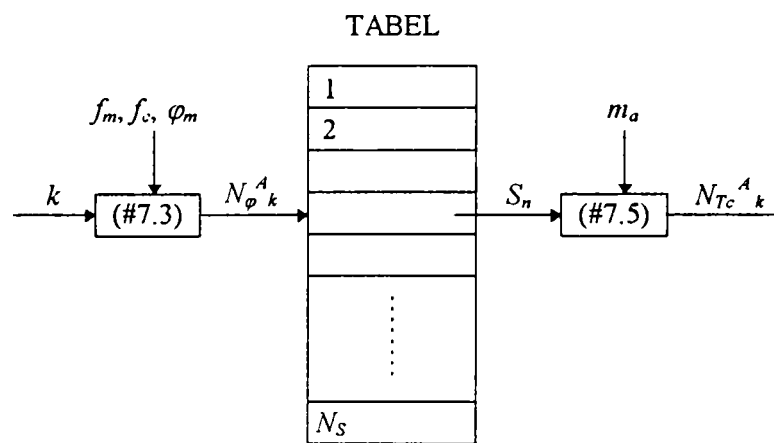


Fig. 14.3 Modelul algoritmului de modulație software cu tabel de eșantioane

Constanta de timp pentru pulsul de ordin  $k$  al fazei A se calculează cu formula:

$$N_{Tc k}^A = \text{round} \left( \frac{T_c}{T_{ck}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left( 1 + m_a \cdot \frac{S_n - 2^{N_b-1}}{2^{N_b-1} - 1} \right) \right), \quad (14.5)$$

## Modelarea modulatorului PWM

unde  $T_c = 1/f_c$  este perioada semnalului purtător iar  $T_{\alpha k}$  este perioada semnalului de tact a temporizatorului digital.  $S_n$  este eșantionul cu ordinul  $n = N_{\varphi k}^A$  (cu  $N_{\varphi k}^A$  dat de (14.3)), eantion calculat cu (14.4). Fomrula de mai sus modelează *cuantizarea duratelor pulsurilor*.

Modelul descris mai sus a fost implementat cu ajutorul funcției MATLAB:

`rpwm3_t.m` - algoritm de modulație PWM trifazată cu eșantionare uniformă, asincronă, cu tabel de eșantioane

al cărei cod sursă este inclus în Anexa 3.

### 14.2.2 Modelarea circuitului de temporizare digital

Modelul circuitului de temporizare digital furnizează duratele pulsurilor PWM. Pentru modul de sincronizare a pulsurilor SE, acestea sunt calculate cu formulele:

$$\begin{aligned}T_{Hk}^A &= T_{\alpha k} \cdot N_{Tc k}^A \\T_{Lk}^A &= T_c - T_{Hk}^A \\T_{Hk}^B &= T_{\alpha k} \cdot N_{Tc k}^B \\T_{Lk}^B &= T_c - T_{Hk}^B \\T_{Hk}^C &= T_{\alpha k} \cdot N_{Tc k}^C \\T_{Lk}^C &= T_c - T_{Hk}^C\end{aligned}\tag{14.6}$$

Pentru celelalte moduri de sincronizare a pulsurilor se utilizează algoritmi de calcul puțin mai complicați, care comasează duratele pulsurilor din perioadele purtătoare adiacente.

Algoritmul prezentat mai sus a fost implementat cu ajutorul funcției MATLAB:

`dpwm3.m` - modulator PWM trifazat digital

al cărei cod sursă este inclus în Anexa 3.

## Capitolul 15 - Simularea sistemelor de acționare în HDL-A

În acest capitol sunt prezentate modelele dezvoltate de autor în cadrul unei investigații referitoare la posibilitatea utilizării unui limbaj de tip “HDL analogic” (AHDL) pentru modelarea sistemelor de acționare electrică [Neag94], [Neag95]. Avantajele și problemele unei astfel de abordări sunt prezentate în capitolul 13. S-a utilizat simulatorul HDL-A dezvoltat de ANACAD [Anac94a] [Anac94], actualmente parte a Mentor Graphics [Ment99].

### 15.1 Modelarea în HDL-A

În această secțiune se va descrie pe scurt principiul de modelare folosit în simulatoarele AHDL, precum și unele particularități ale simulatorului ANACAD HDL-A.

#### 15.1.1 Modelarea cu ajutorul limbajelor AHDL

Modelele AHDL se pot interfața cu alte modele prin următoarele tipuri de mărimi [BCV97]:

- mărimi de tip “terminal”, caracterizate prin două valori de tip analogic, denumite *through* (reprezentând mărimea de tip “efort”) și *across* (reprezentând mărimea de tip “flux”);
- mărimi de tip “cantitate”, caracterizate printr-o valoare unică, de tip analogic.

Interfețele de tip “terminal” reprezintă conexiunile (bidirecționale) între blocuri analogice interconectate prin liste de conexiuni; astfel de conexiuni sunt întotdeauna caracterizate prin două mărimi complementare, după cum se observă în următoarele exemple:

- în cazul circuitelor electrice, un conductor este caracterizat prin potențial electric (*across*) și curent (*through*);
- în cazul sistemelor mecanice, un arbore este caracterizat prin cuplu mecanic (*across*) și turație (*through*);
- în cazul sistemelor hidraulice, o conexiune este caracterizată prin presiune hidraulică (*across*) și debit (*through*).

Interfețele de tip “cantitate” reprezintă conexiunile (unidirecționale) între blocurile analogice interconectate în scheme bloc, prin intermediul unor semnale (care au inerent un caracter unidirecțional); în consecință, o astfel de interfață modelează fie o intrare, fie o ieșire.

Pe lângă mărimile de interfațare de mai sus, se folosesc și mărimi de tip “generic”, utilizate pentru a specifica parametrii modelului. Deoarece limbajele AHDL sunt definite ca extensii ale limbajului VHDL, ele permit și modelarea interfețelor digitale, de tip “port”.

Modelele AHDL sunt descrise prin intermediul sistemelor de ecuații diferențiale având timpul ca variabilă, ecuații care leagă mărimile de interfațare și eventuale variabile interne ale modelului. Ecuațiile diferențiale sunt specificate în limbajul AHDL prin formule, care pot conține, pe lângă operatorii uzuali reprezentând operații și funcții matematice, un operator special, reprezentând derivarea în raport cu timpul.

#### 15.1.2 Elemente specifice în HDL-A

Simulatorul HDL-A funcționează împreună cu Eldo (un simulator SPICE) [Anac94]. Sistemele simulate sunt descrise prin circuite electronice, modelate prin liste de conexiuni SPICE. În aceste circuite se pot folosi modelele predefinite din SPICE și modele adiționale, descrise în limbajul HDL-A [Anac94a].

În HDL-A, mărimile de interfațare sunt definite în secțiunea ENTITY a modelului, fiind descrise prin următoarele tipuri de date:

- PIN, pentru mărimile de tip "terminal";
- COUPLING, pentru mărimile de tip "cantitate";
- GENERIC, pentru mărimile de tip "generic";
- PORT, pentru mărimile de tip "port".

HDL-A conține o serie de tipuri predefinite pentru mărimile de tip PIN, printre care se numără:

- electrical, pentru conexiuni electrice (conductoare);
- rotational, pentru conexiuni mecanice de rotație (arbori).

Operatorul de derivare este modelat prin funcția ddt () .

## 15.2 Modelarea sistemului de acționare

### 15.2.1 Sistemul simulat

Schema bloc de ansamblu a sistemului simulat este prezentată în Fig. 15.1. Sistemul conține o sarcină mecanică, un motor electric asincron trifazat, un invertor în punte și un circuit de comandă digital care implementează comanda cu undă dreptunghiulară.

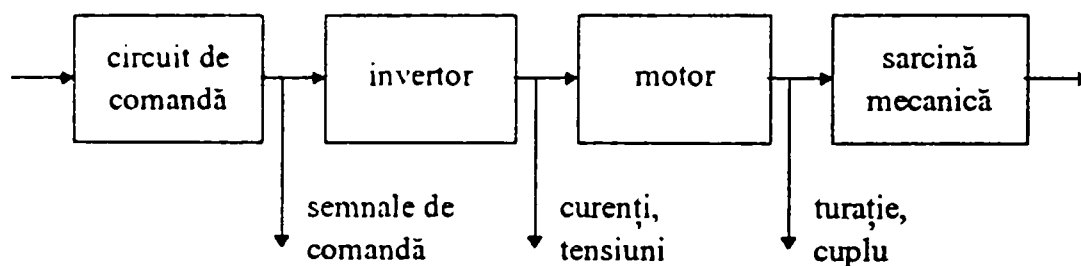


Fig. 15.1- Schema bloc a sistemului de acționare electrică simulat

**Observație:** Comanda PWM a invertorului nu a fost implementată, deoarece ar fi necesitat un timp de simulare extrem de lung, în condițiile în care performanțele de viteză ale simulatorului HDL-A și ale calculatorului folosit au fost relativ modeste.

Ansamblul sistemului de acționare este modelat printr-un circuit electronic, descris în fișierul SPICE mot3.cir, inclus în Anexa 4. În secțiunile care urmează se vor descrie modelele HDL-A utilizate în cadrul acestui circuit. În schemele bloc ale modelelor se folosesc următoarele notații:

- interfețele de tip PIN sunt reprezentate prin line continuă groasă;
- interfețele de tip COUPLING sunt reprezentate prin line continuă subțire;
- interfețele de tip PORT sunt reprezentate prin line întreruptă subțire;
- mărimile de tip GENERIC nu sunt reprezentate grafic.

Elementele limbajului HDL-A și variabilele din programele de simulare în sunt reprezentate cu corp de literă Courier.

### 15.2.2 Modelul sarcinii mecanice

Modelul sarcinii mecanice include efectul inerției, al frecării vâscoase și un cuplu adițional controlabil. Schema bloc a modelului este prezentată în Fig. 15.2.

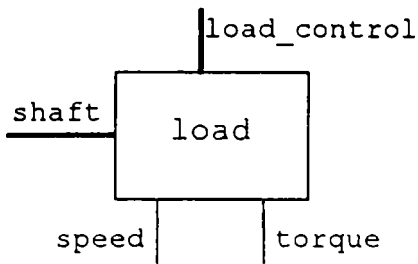


Fig. 15.2- Modelul sarcinii mecanice

Modelul are următoarele mărimi de interfațare:

- de tip PIN:
  - shaft - axul de cuplare cu motorul; mărime de tip rotational, cu următoarele componente:
    - shaft.rv - viteza unghiulară  $\Omega$
    - shaft.t - cuplul mecanic  $m_d$
  - load\_control - semnalul de comandă pentru componenta adițională a cuplului; mărime de tip any (generică), având următoarele componente:
    - load\_control.a - componenta adițională a cuplului,  $m_0$
    - load\_control.t - nefolosită
- de tip COUPLING:
  - speed - "punct de măsură" pentru viteza unghiulară,  $\Omega$
  - torque - "punct de măsură" pentru cuplul mecanic,  $m_d$
- de tip GENERIC (parametrii modelului):
  - j - momentul de inerție al sarcinii  $J$
  - b - coeficientul de frecare vâscoasă  $b$

Modelul implementează următoarea ecuație pentru regimul tranzitoriu:

$$m_d = -J \cdot \frac{d\Omega}{dt} - b \cdot \Omega + m_0 \quad (15.1)$$

Modelul este implementat în fișierul load.hdl, inclus în Anexa 4.

### 15.2.3 Modelul motorului electric

Se modelează un motor electric trifazat cu rotorul în scurtcircuit. Schema bloc a modelului este prezentată în Fig. 15.3.

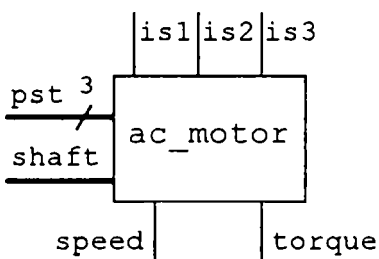


Fig. 15.3- Modelul motorului electric

Modelul are următoarele mărimi de interfațare:

- de tip PIN:
  - pst - conexiunile electrice ale înfășurării statorice; vector cu 3 elemente, mărimi de tip electrical, cu următoarele componente:
    - pst(k).i - curentul de fază pentru faza k,  $i_b$ , cu  $k = 1 \dots 3$
    - pst(k).v - tensiunea de fază pentru faza k,  $v_b$ , cu  $k = 1 \dots 3$
  - shaft - axul de cuplare cu motorul; mărime de tip rotational, cu următoarele componente:
    - shaft.rv - viteza unghiulară  $\Omega$
    - shaft.t - cuplul mecanic  $m_d$
- de tip COUPLING:
  - is1 - "punct de măsură" pentru curentul prin faza 1,  $i_{s1}$
  - is2 - "punct de măsură" pentru curentul prin faza 2,  $i_{s2}$
  - is3 - "punct de măsură" pentru curentul prin faza 3,  $i_{s3}$
  - speed - "punct de măsură" pentru viteza unghiulară,  $\Omega$
  - torque - "punct de măsură" pentru cuplul mecanic,  $m_d$
- de tip GENERIC (parametrii modelului):
  - rs - rezistența statorică  $R_r$
  - rr - rezistența rotorică  $R_s$
  - lm - inductanța de magnetizare  $L_m$
  - lss - inductanța de dispersie statorică  $L_{\sigma s}$
  - lsr - inductanța de dispersie rotorică  $L_{\sigma r}$
  - j - momentul de inerție al rotorului  $J$
  - zp - numărul de poli  $z_p$

Modelul implementează ecuațiile modelului de regim tranzitoriu al motorului asincron, exprimate în sistemul de coordonate statoric [Leon85]:

$$\begin{aligned}
 v_k &= R_s \cdot i_{sk} + \frac{d\Phi_{sk}}{dt}; \quad \Phi_{sk} = L_{\sigma s} \cdot i_{sk} + L_m \cdot i_{rk}; \quad k = \overline{1..3} \\
 0 &= R_r \cdot i_{rk} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot z_p \cdot \Omega \cdot (-\Phi_{R(k-1)} + \Phi_{R(k+2)}) \quad \Phi_{rk} = L_m \cdot i_{sk} + L_{\sigma r} \cdot i_{rk}; \quad k = \overline{1..3} \quad (15.2) \\
 m_d &= \sum_{k=1}^3 (i_{sk} \cdot (-i_{R(k-1)} + i_{R(k+2)})) - J \cdot \frac{d\Omega}{dt}
 \end{aligned}$$

unde sumele  $(k+1)$  și  $(k+2)$  de la indici sunt modulo 3.

Modelul este implementat în fișierul ac\_motor.hdl, inclus în Anexa 4.

### 15.2.4 Modelul inverterului

Se modelează un inverter trifazat în punte, în care tranzistoarele de putere se aproximează prin comutatoare ideale, cu comutație instantanee și rezistență nulă în conducție. Se presupune că tranzistoarele din același braț de punte comută în contratimp, inverterul fiind comandat cu doar trei semnale digitale. Schema bloc a modelului este prezentată în Fig. 15.4.



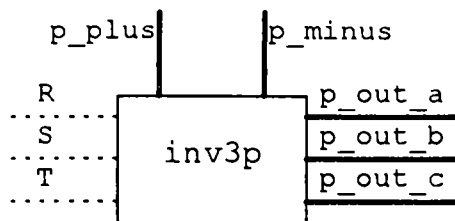


Fig. 15.4- Modelul inverterului

Modelul are următoarele mărimi de interfațare:

- de tip PIN:
  - p\_out\_a - ieșirea pentru faza A, cu două componente (v - tensiune, i - curent)
  - p\_out\_b - ieșirea pentru faza B, cu două componente (v - tensiune, i - curent)
  - p\_out\_c - ieșirea pentru faza C, cu două componente (v - tensiune, i - curent)
  - p\_plus - polul pozitiv al sursei de alimentare, cu două componente (v - tensiune, i - curent)
  - p\_minus - polul negativ al sursei de alimentare, cu două componente (v - tensiune, i - curent)
- de tip PORT:
  - R - semnalul digital de comandă pentru faza A
  - S - semnalul digital de comandă pentru faza B
  - T - semnalul digital de comandă pentru faza C

Modelul implementează un algoritm simplu, descris, pentru faza A, prin formula:

$$v^A = \begin{cases} V^+ & \text{daca } R = '1' \\ V^- & \text{daca } R = '0' \end{cases} \quad (15.3)$$

unde s-au folosit următoarele notații:

- $v^A$  - potențialul ieșirii A
- $V^+$  - potențialul polului pozitiv al sursei de alimentare
- $V^-$  - potențialul polului negativ al sursei de alimentare

Modelul este implementat în fișierul `inv3p.hdl`, inclus în Anexa 4.

Pe lângă modelul de inverter prezentat mai sus, au fost elaborate de asemenea și modele simplificate pentru dispozitivele electronice de putere (tranzistor MOSFET și diodă). Prezentarea acestora nu se încadrează însă în contextul prezentei lucrări.

### 15.2.5 Modelul circuitului de comandă

Se modelează un circuit de comandă digital, implementând comanda cu undă dreptunghiulară. Schema bloc a modelului este prezentată în Fig. 15.5.

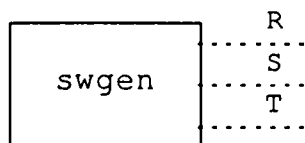


Fig. 15.5- Modelul circuitului de comandă

Modelul are următoarele mărimi de interfațare:

- de tip PORT:
  - R - semnalul de comandă pentru faza A

- S - semnalul de comandă pentru faza B
- T - semnalul de comandă pentru faza C

Deoarece descrie un circuit pur digital, modelul este scris în întregime VHDL. Se definește o memorie de  $6 \times 3$  biți, care stochează valorile celor 3 semnale de comandă, pentru cele 6 sectoare ale unghiului de fază, corespunzătoare celor 6 pulsuri ale unei perioade. Se folosește un registru care adresează memoria, registru incrementat circular (în succesiunea 0-1-2-3-4-5-0-1-...); după fiecare incrementare, biții citiți din memorie sunt asigurați semnalelor de comandă.

Modelul este implementat în fișierul `swgen.hdl`, inclus în Anexa 4.

### 15.3 Rezultatele simulării sistemului de acționare

Simularea realizată presupune accelerarea motorului din repaus, urmată de aplicarea unei trepte suplimentare de cuplu prin intermediul sarcinii mecanice. Se folosesc următorii parametri:

- sarcină:  $J = 0.01 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ;  $b = 0.0 \text{ kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$
- motor:  $R_s = 12.4 \text{ }\Omega$ ;  $R_r = 12.4 \text{ }\Omega$ ;  $L_m = 0.8 \text{ H}$ ;  $L_{\sigma s} = 0.06 \text{ H}$ ;  $L_{\sigma r} = 0.06 \text{ H}$ ;  $J = 0.0 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ;  $z_p = 1$

Se observă că sarcina mecanică nu are frecare vâscoasă, iar inerția motorului se neglijează, în raport cu inerția sarcinii.

În urma simulării, se obțin formele de undă din Fig. 15.6, unde sunt reprezentate următoarele grafice (de sus în jos):

- tensiunile de fază ale motorului
- curenții de fază ai motorului
- turația motorului
- cuplul activ al motorului și cuplul rezistent al sarcinii

Se evidențiază pulsațiile de cuplu pe durata regimului tranzitoriu la accelerare, care se traduc în oscilații ale turației. Se observă de asemenea reducerea turației și creșterea amplitudinii curenților de fază, la creșterea cuplului rezistent al sarcinii.

În Fig. 15.7 se detaliază pulsațiile cuplului și turației, cauzate de alimentarea motorului cu pulsuri dreptunghiulare de tensiune.

Simularea acoperă un timp de funcționare de 0,8 s și a necesitat un timp procesor de 4'36", pe un procesor SPARC4/40.

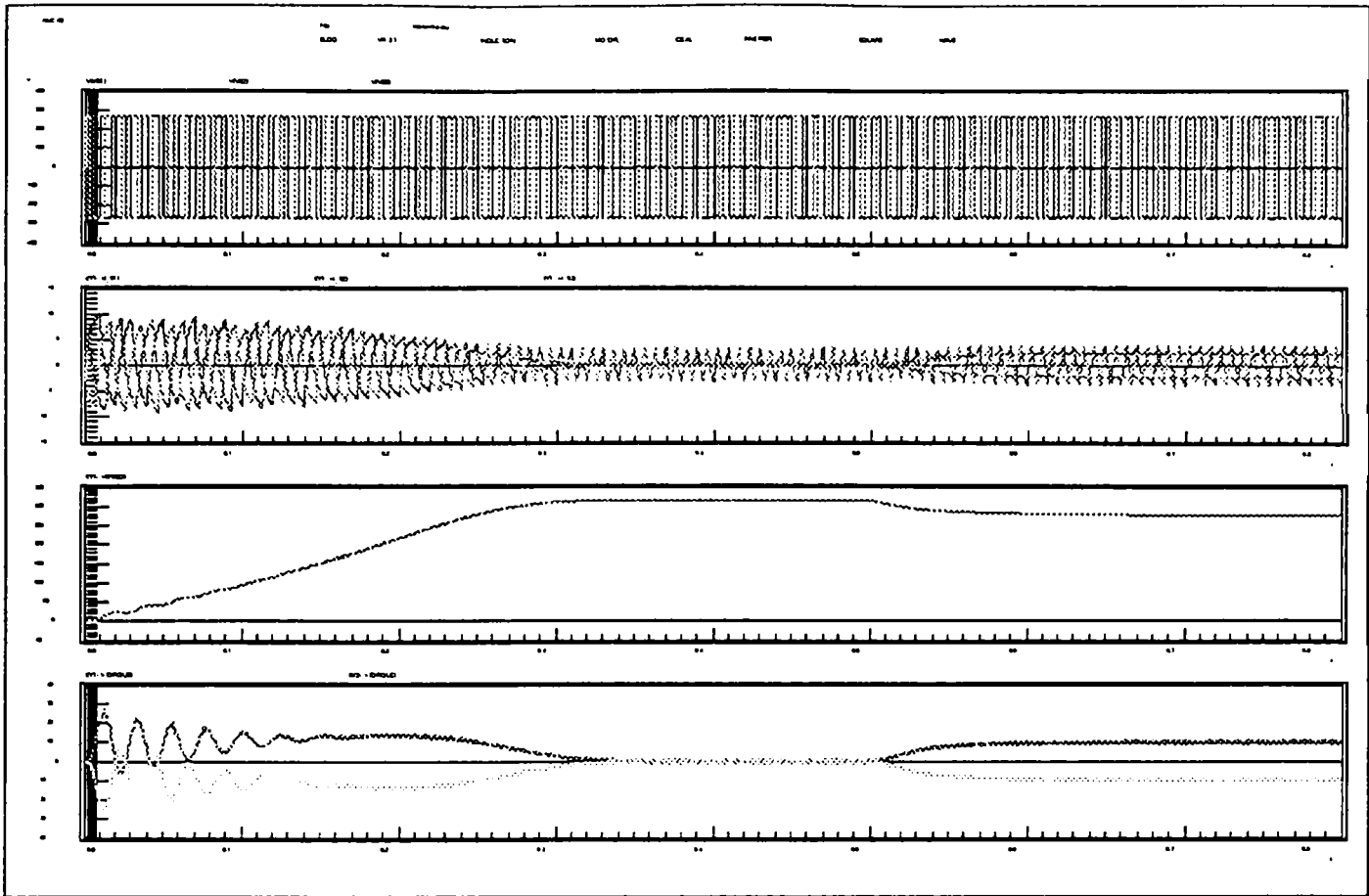


Fig. 15.6 - Simularea sistemului de acționare, alimentare de la un inverter comandat cu undă dreptunghiulară

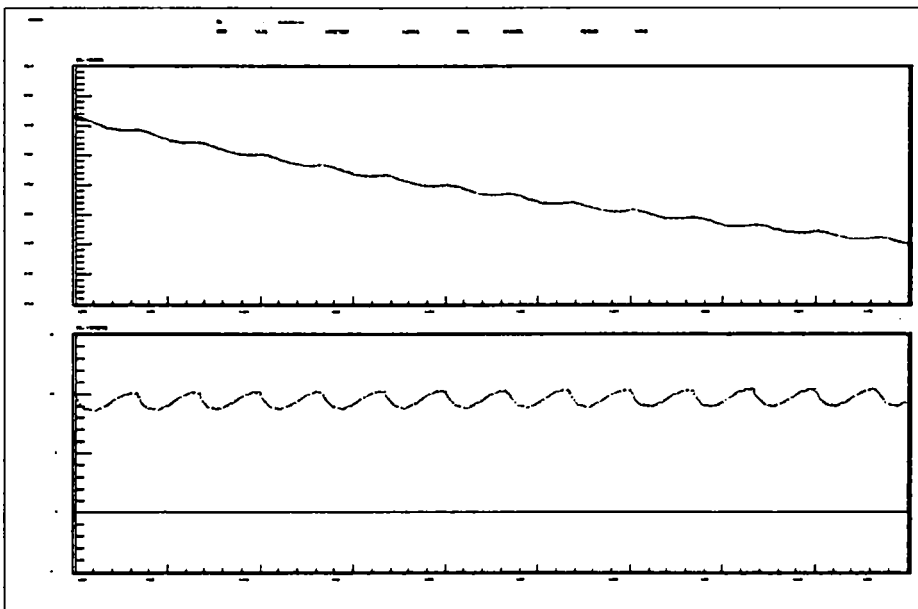


Fig. 15.7 - Simularea sistemului de acționare, alimentare de la un inverter comandat cu undă dreptunghiulară, pulsațiile de cuplu și turație

## 15.4 Concluzii

Simularea sistemului de acționare presupune elaborarea de modele în SPICE, HDL-A și VHDL. Deoarece fiecare bloc poate fi modelat în limbajul cel mai potrivit, modelele sunt foarte simple (a se compara, de exemplu cu modelele MATLAB descrise în capitolele anterioare). Limbajul HDL-A permite modelarea simplă și precisă a sarcinii mecanice și a motorului. Circuitele de comandă digitale se

pot modela relativ simplu și cu foarte mare fidelitate în VHDL; aceste modele pot fi dezvoltate ulterior pentru sinteza unor circuite integrate și/sau programe de comandă. Pentru inverter se pot folosi fie modele exacte SPICE, fie modele simplificate descrise în HDL-A.

Abordarea prezentată se caracterizează printr-o mare *flexibilitate*. De exemplu, atunci când se dorește verificarea modelelor pentru motor și sarcină, inverterul se poate înlocui direct cu surse de tensiune sinusoidale, în circuitul SPICE. Dacă se dorește determinarea precisă a pierderilor de putere în inverter, modelul ideal al acestuia se poate înlocui cu modelele SPICE ale dispozitivelor electronice de putere și ale circuitelor de comandă folosite în sistemul real.

Datorită performanțelor de viteză relativ modeste ale simulatorului HDL-A și ale calculatorului folosit, precum și datorită accesului limitat la software, abordarea descrisă mai sus nu a putut fi utilizată extensiv pe parcursul lucrării. Rezultatele obținute pentru exemplul simplu prezentat în acest capitol sunt însă încurajatoare, din punct de vedere al facilităților de modelare. Este de așteptat ca, odată cu finalizarea procesului de standardizare a limbajului AHDL, să crească și numărul simulatoarelor disponibile, ceea ce va conduce la optimizarea performanțelor și la reducerea prețurilor. În aceste condiții, este probabil ca utilizarea simulatoarelor AHDL să se extindă și în domeniul acționărilor electrice.

## Capitolul 16 - Studiul efectelor cuantizării în modulatele PWM digitale

### 16.1 Introducere

#### 16.1.1 Factorii care cauzează degradarea performanțelor modulației

În implementările practice, performanțele modulației PWM pot fi afectate negativ de următorii factori [Pite81]:

- ondulații ale tensiunii de alimentare a invertorului;
- comutația neideală a dispozitivelor de putere din invertor și necesitatea utilizării decalării comenzii;
- erori la generarea duratelor pulsurilor.

În acest capitol se analizează *efectele erorilor de generare a duratelor pulsurilor, în implementarea digitală cu tabel de eșantioane* descrisă în secțiunea 3.3. Aceste erori sunt cauzate de *cuantizarea* diferitelor mărimi ale algoritmului de modulație, după cum urmează [GSH85]:

- cuantizarea *amplitudinii semnalului modulator de referință*, datorată cuantizării eșantioanelor din tabel;
- cuantizarea *fazei semnalului modulator de referință*, datorată numărului finit de eșantioane din tabel;
- cuantizarea mărimii numerice care reprezintă *factorul de modulație în amplitudine*;
- cuantizarea *duratelor de conducție*, datorită utilizării unor circuite de temporizare digitale.

Observație: Cuantizarea factorului de modulație în amplitudine conduce la erori de neliniaritate la controlul amplitudinii componentelor fundamentale ale sistemelor trifazate, dar nu afectează direct funcționarea motorului. Reducerea acestui tip de cuantizare presupune doar utilizarea unei lungimi de reprezentare suficiente, fiind deci o problemă de implementare, fără legătură cu metoda de modulație propriu-zisă. În consecință, efectele cuantizării factorului de modulație în amplitudine nu vor fi analizate în prezentul capitol.

#### 16.1.2 Rezultate din literatură

În continuare se vor trece în revistă metodele de analiză a efectelor cuantizării, menționate în literatura de specialitate.

În [Pite81] efectele erorilor de generare a duratelor pulsurilor sunt determinate prin calcul analitic. Deoarece se consideră erori identice la toate momentele de comutare, metoda respectivă nu poate fi aplicată pentru analiza erorilor de cuantizare.

Studiul din [GSH85], realizat tot prin calcul analitic, conduce la concluzia că obținerea unor *distorsiuni armonice* acceptabile impune utilizarea unei rezoluții minime de 6 biți pentru circuitele de temporizare digitale și a unei rezoluții de 8 biți pentru eșantioanele din tabel și pentru adresarea tabelului. Pe de altă parte, o analiză similară prezentată în [HB92] concluzionează că este necesară o rezoluție de cel puțin 10 biți pentru eșantioanele din tabel și pentru adresarea tabelului. Nici una din analizele anterioare nu se bazează pe indicatori de calitate care să exprime sintetic performanțele modulației.

În [VS95] se afirmă că efectele cuantizării includ generarea unor *componente continue* și a unor *componente spectrale cu frecvențe mai mici decât fundamentala*.

Nu a fost găsită nici o analiză a influenței numărului de eșantioane din tabel asupra *simetriei* sistemului trifazat generat de inverter (se poate presupune că această simetrie este deteriorată în condițiile în care acest număr nu este multiplu de 3).

Deoarece rezultatele prezentate mai sus sunt incomplete și uneori inconsistente, s-a impus realizarea unei noi analize comparative, bazată pe un set coerent de indicatori de calitate, incluzând toate cauzele și efectele semnificative. Această analiză, realizată prin simulare, este prezentată în cele ce urmează.

## 16.2 Analiza efectelor cuantizării

### 16.2.1 Corelația cu alți factori care cauzează degradarea performanțelor modulației

În analiza efectelor cuantizării se va presupune că se folosesc metode de compensare adecvate pentru ceilalți factori care afectează performanțele modulației. Deoarece aceste metode realizează în mod inevitabil compensări imperfecte, ar fi de dorit să se cunoască gradul în care sunt afectate performanțele modulației. Astfel, proiectarea modulatorilor digitale ar putea urmări reducerea erorilor de cuantizare într-o astfel de măsură, încât să nu introducă o degradare suplimentară semnificativă a performanțelor.

Metodele de compensare pentru *ondulațiile tensiunii de alimentare* sunt descrise în [LS88] și [ES92]. Rezultatele numerice prezentate în [ES92] indică posibilitatea unei compensări foarte bune. Pentru *decalarea comenzii* sunt prezentate diverse metode de compensare în [MWI87], [SKMM91], [SL94] și [CS95]. În [CS95] se realizează și compensarea aproximativă a efectelor *comutației dispozitivelor de putere*. Din păcate, nici unul din articolele menționate nu conține date cantitative care să indice calitatea compensării. Nici metoda de simulare dezvoltată în prezenta lucrare nu poate fi utilizată în acest scop, deoarece, pe de o parte, presupune o comutație ideală, iar pe de altă parte modelează doar aproximativ efectele decalării comenzii.

Comutația imperfectă a dispozitivelor de putere, cauzată de capacitățile acestora, determină reducerea vitezei de variație a tensiunilor de ieșire în momentele de comutație [CS95]. Este de așteptat ca acest fenomen să cauzeze apariția unor componente spectrale cu frecvențe ridicate, care nu influențează semnificativ funcționarea motorului din punct de vedere al pierderilor de putere și al oscilațiilor de cuplu. Pe de altă parte, efectul decalării comenzii depinde de sensul curenților de ieșire în momentele comutărilor, cauzând deci apariția unor armonici ale fundamentalei, cu frecvențe relativ joase, care pot afecta semnificativ funcționarea motorului [CS95]. În concluzie, se impune în primul rând *analiza efectelor decalării comenzii* asupra indicatorilor de calitate a modulației.

Rezultatele acestei analize sunt prezentate în Fig. 16.1. S-au utilizat metoda de simulare descrisă în capitolele 11 - 14 cu modelul de modulator PWM digital din secțiunea 14.2. și algoritmi de analiză spectrală prezentați în capitolul 11. Indicatorii de calitate s-au calculat cu formulele introduse în capitolul 7. Parametrii modulației au următoarele valori:  $f_m = 50\text{Hz}$ ,  $f_c = 15,6\text{kHz}$ ,  $m_a = 0,8$ , modul de sincronizare a pulsurilor DE-S. Parametrii modulatorului PWM digital s-au ales astfel încât efectele cuantizărilor să fie foarte reduse: numărul de eșantioane din tabel  $N_s = 4096$ , numărul de biți al eșantioanelor din tabel  $N_b = 16$ , numărul de biți al circuitului de temporizare  $N_t = 16$ .

Pentru a păstra concizia prezentării s-a ales un subset reprezentativ de indicatori de calitate, care acoperă însă toate efectele avute în vedere:

- $VDF_2$ , reprezentând pierderile de putere în circuitul rotor, cu considerarea efectului pelicular;
- $VDF_4$ , reprezentând pierderile de putere în miezul magnetic, pentru un motor cu rotor cu bare înclinate;
- $VDF_6$ , reprezentând cu aproximație pierderile totale de putere;



- $TPF$ , reprezentând pulsația de cuplu cu amplitudine maximă;
- $VUD$ , reprezentând asimetria sistemului trifazat;
- $VDC$ , reprezentând componentele continue ale sistemului trifazat.

Observație: Ceilalți indicatori de calitate definiți în capitolul 7 au forme de variație asemănătoare ( $VDF_1$  și  $VDF_3$  cu  $VDF_2$ ,  $VDF_5$  cu  $TPF$ ).

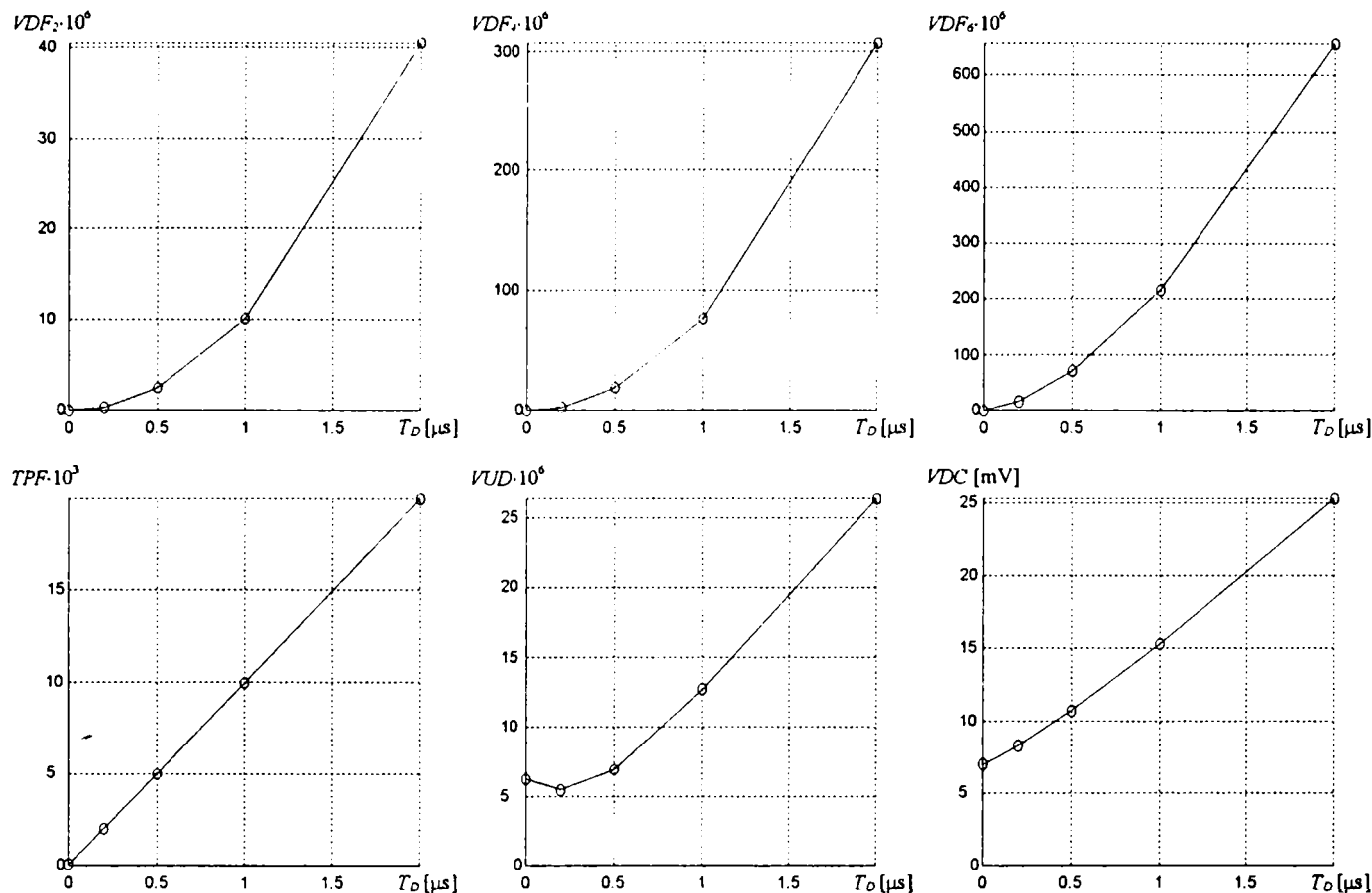


Fig. 16.1 - Variația indicatorilor de calitate cu durata decalării comenzii

Graficele din Fig. 16.1 furnizează valorile tipice ale indicatorilor de calitate, în condițiile decalării comenzii, fără utilizarea unor metode de compensare. Considerând o eficiență rezonabilă a metodei de compensare, se va presupune că valorile indicatorilor de calitate pot fi reduse cu un factor de 10. În aceste condiții și în cazul utilizării unor dispozitive de putere rapide, când timpul de decalare a comenzii are valoarea tipică  $T_D = 1 \mu s$ , indicatorii de calitate ar avea următoarele valori aproximative:  $VDF_2 = 1 \cdot 10^{-6}$ ;  $VDF_4 = 7,6 \cdot 10^{-6}$ ;  $VDF_6 = 21 \cdot 10^{-6}$ ;  $TPF = 1 \cdot 10^{-3}$ ;  $VUD = 1,3 \cdot 10^{-6}$ ;  $VDC = 1,5 mV$ . Valorile de mai sus vor fi utilizate ca referință la evaluarea efectelor cuantizării.

## 16.2.2 Pierderi de putere în motor și pulsații de cuplu

### 16.2.2.1 Cuantizarea duratelor pulsurilor

Efectele cuantizării duratelor pulsurilor sunt determinate de numărul de biți al circuitelor de temporizare digitale,  $N_t$ . Aceste efecte sunt mult mai pronunțate la valori mici ale factorului de modulație în amplitudine  $m_a$ , deoarece în aceste condiții constantele de timp variază într-un interval de valori mai restrâns, erorile de cuantizare relative fiind mai mari. În consecință, variația indicatorilor de calitate în funcție de  $N_t$  va fi analizată pentru o valoare mică a  $m_a$ .

În Fig. 16.2 se prezintă variația indicatorilor de calitate în funcție de  $N_r$ . Ceilalți parametri ai modulatorului digital s-au ales astfel încât efectele cuantizărilor să fie foarte reduse: numărul de eșantioane din tabel  $N_s = 4096$ , numărul de biți al eșantioanelor din tabel  $N_b = 16$ . Parametrii modulației au următoarele valori:  $f_m = 50\text{Hz}$ ,  $m_a = 0,1$ , modul de sincronizare a pulsurilor DE-S. Pentru fiecare valoare  $N_r$ , perioada de tact a circuitelor de temporizare s-a ales astfel încât să conducă la obținerea unei frecvențe purtătoare  $f_c$  în jur de  $15\text{kHz}$ .

Valorile de referință introduse în secțiunea 16.2, reprezentând valorile indicatorilor de calitate în condițiile utilizării decalării comenzii împreună cu o metodă de compensare a efectelor acesteia, sunt reprezentate în grafice printr-o linie groasă orizontală.

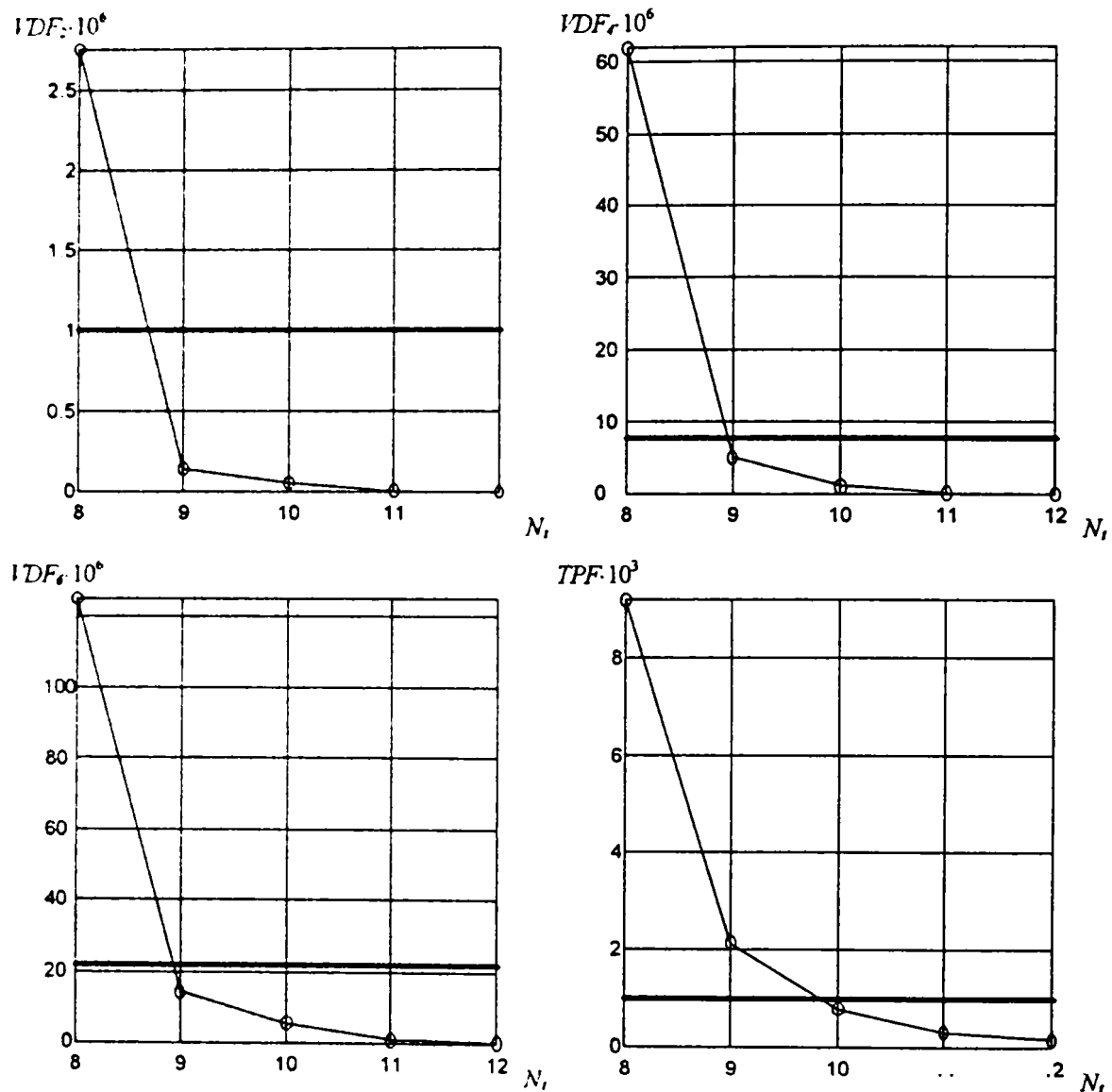


Fig. 16.2 - Variația indicatorilor de calitate cu numărul de biți ai circuitelor de temporizare

Se observă influența foarte mare a rezoluției circuitelor de temporizare asupra pierderilor de putere, indicate de  $VDF_2$ ,  $VDF_6$ , și  $VDF_r$ , și a pulsațiilor de cuplu, indicate de  $TPF$ . Reducerea pierderilor de putere sub nivelurile de referință impune utilizarea unei rezoluții de cel puțin 9 biți, în timp ce reducerea pulsațiilor de cuplu sub nivelul de referință necesită o rezoluție de minim 10 biți. Creșterea rezoluției până la 12 biți conduce la îmbunătățirea suplimentară a indicatorilor de calitate.

### 16.2.2.2 Cuantizarea amplitudinii semnalului modulator de referință

Efectele cuantizării amplitudinii semnalului modulator de referință sunt determinate de numărul de biți al eșantioanelor din tabel,  $N_b$ . Deoarece s-a constatat că aceste efecte sunt mai pronunțate la valori mici ale factorului de modulație în amplitudine  $m_a$ , în analiza care urmează s-a utilizat valoarea  $m_a = 0,1$ .

În Fig. 16.3 se prezintă variația indicatorilor de calitate în funcție de  $N_b$ . Numărul de eșantioane din tabel s-a ales astfel încât efectele cuantizărilor să fie foarte reduse:  $N_s = 4096$ . Numărul de biți ai modulatorilor digitale are valoarea minim acceptabilă determinată în secțiunea anterioară:  $N_r = 10$ .

Observație: Se va arăta ulterior că utilizarea unor valori mari pentru  $N_r$  este restricționată de perioada de tact a circuitelor de temporizare. În consecință, analizele care urmează se vor realiza pentru o valoare  $N_s = 10$ , obținabilă practic cu componente uzuale.

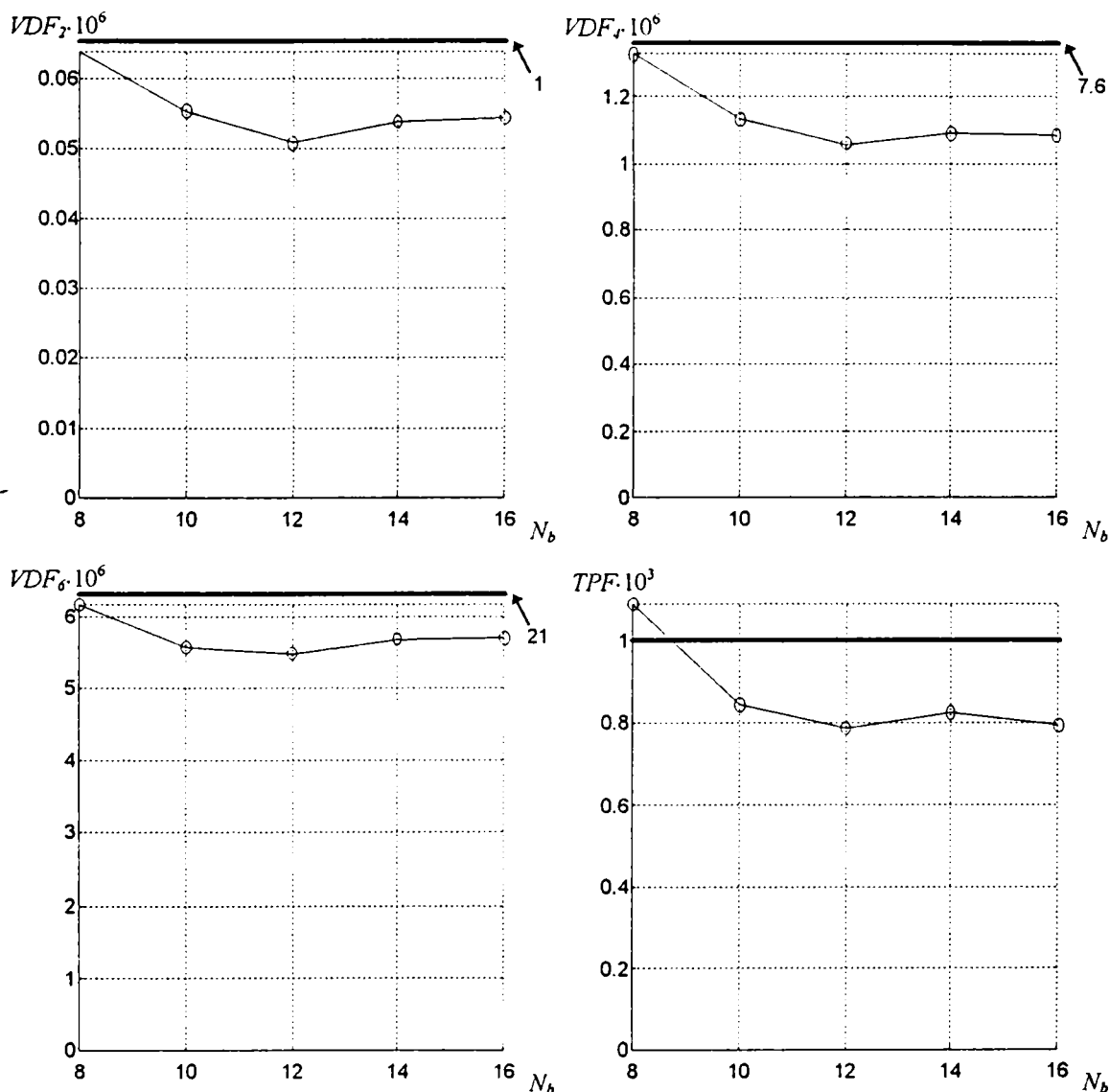


Fig. 16.3 - Variația indicatorilor de calitate cu numărul de biți ai eșantioanelor din tabel

Parametrii modulației au valorile specificate pentru analiza din secțiunea precedentă. Valorile de referință introduse în secțiunea 16.2 sunt reprezentate în grafice printr-o linie groasă orizontală; acolo unde valoarea de referință depășește domeniul de valori al axei ordonate, linia s-a reprezentat deasupra graficului, fără a ține cont de scară, cu valoarea numerică indicată printr-o săgeată.

Se observă că influența rezoluției eșantioanelor din tabel asupra pierderilor de putere este relativ redusă, pentru  $N_b > 10$ . Toți indicatorii de calitate reprezentând pierderi de putere au valori mult mai mici decât cele de referință, pentru valori  $N_b > 8$ .

Pe de altă parte, reducerea indicatorului  $TPF$  (care indică pulsațiile de cuplu) sub valoarea de referință impune utilizarea unei rezoluții de cel puțin 9 biți. Creșterea rezoluției până la 10 biți conduce la îmbunătățiri semnificative. Peste această valoare, pulsațiile de cuplu sunt determinate în principal de erorile de cuantizare a duratelor pulsurilor.

### 16.2.2.3 Cuantizarea fazei semnalului modulator de referință

Efectele cuantizării fazei semnalului modulator de referință sunt determinate de numărul de eșantioane din tabel,  $N_s$ . Deoarece s-a constatat că aceste efecte sunt mai pronunțate la valori mici ale factorului de modulație în amplitudine  $m_a$ , în analiza care urmează s-a utilizat valoarea  $m_a = 0,1$ .

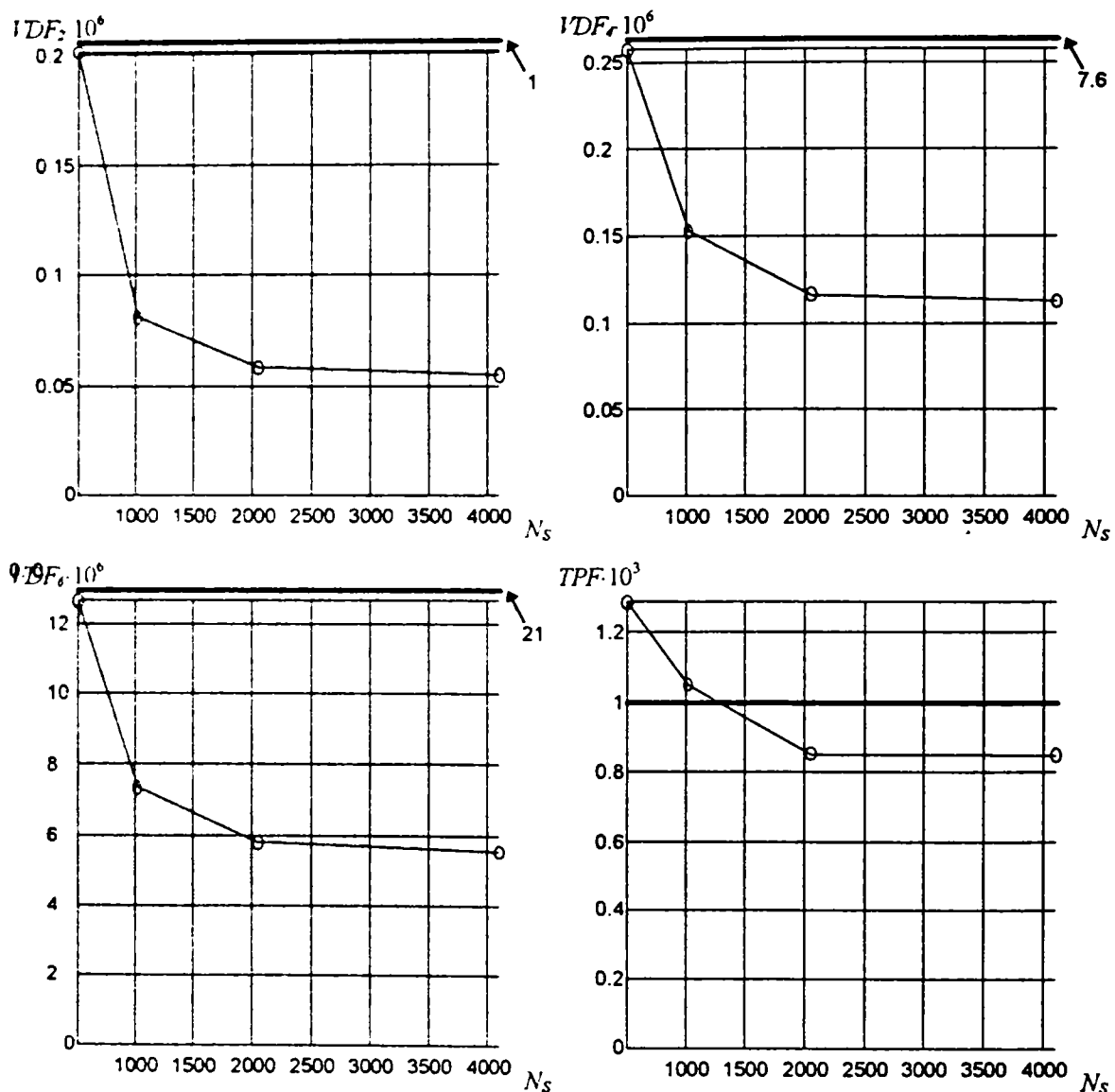


Fig. 16.4 - Variația indicatorilor de calitate cu numărul de eșantioane din tabel

În Fig. 16.4 se prezintă variația indicatorilor de calitate în funcție de  $N_s$ . Conform considerentelor expuse în secțiunea precedentă, numărul de biți ai modulatorilor digitale are valoarea minim acceptabilă:  $N_b = 10$ . Pentru lungimea de reprezentare a eșantioanelor din tabel se utilizează valoarea  $N_b = 10$ , peste care nu se mai constată îmbunătățiri semnificative ale indicatorilor de calitate. Pentru  $N_s$  s-au folosit

valori reprezentând puteri ale lui 2, care simplifică implementarea parcurgerii circulare a tabelului. Parametrii modulației au valorile specificate pentru analiza din secțiunea precedentă.

Se observă influența semnificativă a lungimii tabelului asupra pierderilor de putere, indicate de  $VDF_2$ ,  $VDF_4$  și  $VDF_6$ . Deși în condițiile analizei acești indicatori au valori mult sub cele de referință, creșterea valorii  $N_s$  până la 2048 poate conduce totuși la reducerea pierderilor de putere.

Lungimea tabelului de eșantioane influențează semnificativ și pulsațiile de cuplu, indicate de  $TPF$ . Reducerea acestora sub nivelul de referință impune utilizarea unei lungimi de cel puțin 2048.

Utilizarea unor valori  $N_s$  mai mari decât 2048 nu conduce la îmbunătățiri semnificative ale indicatorilor de calitate. Prin simulări adiționale s-a constatat că această concluzie este valabilă și în cazul folosirii unor eșantioane de 16 biți. În consecință, limitarea valorii indicatorilor de calitate se datorează cuantizării duratelor de conducție.

### 16.2.3 Simetria sistemului trifazat

Toate simulările dedicate studiului efectelor cuantizării au furnizat pentru gradul de nesimetrie  $VUD$  valori foarte mici, indicând absența unor efecte negative semnificative asupra motorului. De exemplu, pentru valorile parametrilor  $N_l = 10$ ,  $N_b = 10$  și  $N_s = 2048$  se obține  $VUD = 0,003\%$ . Valori de același ordin de mărime au fost înregistrate în toată gama de variație a parametrilor  $N_l$ ,  $N_b$  și  $N_s$ . Nu s-a înregistrat o dependență sistematică a  $VUD$  în funcție de acești parametri.

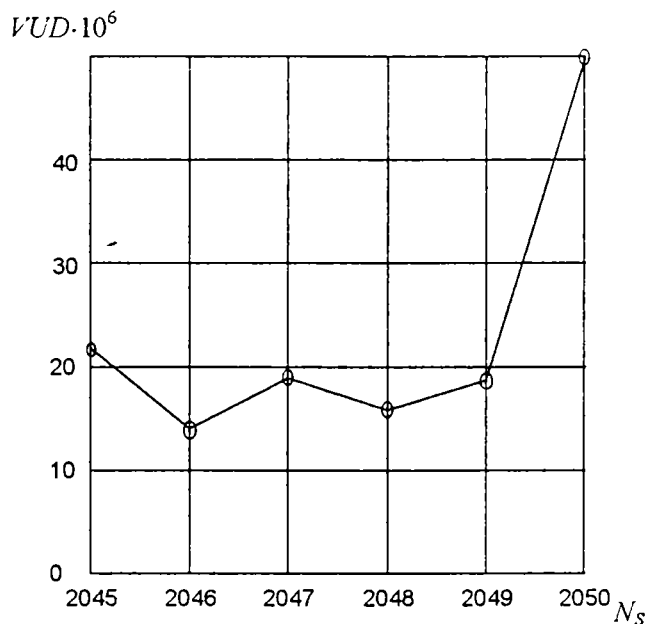


Fig. 16.5 - Variația indicatorului de calitate  $VUD$  cu numărul de eșantioane din tabel

#### 16.2.3.1 Influența lungimii tabelului de eșantioane

Analizând principiul de funcționare al modulatorului PWM trifazat, prezentat în secțiunea 3.3, se poate formula ipoteza că utilizarea unei lungimi a tabelului de eșantioane care nu este multiplu de 3 cauzează o nesimetrie suplimentară a sistemului trifazat. Pentru a verifica această ipoteză, s-a repetat simularea anterioară pentru valori  $N_s$  succesive, în jur de 2048. Variația indicatorului de calitate  $VUD$ , reprezentând nesimetria sistemului trifazat generat, este prezentată în Fig. 16.5. Se observă că utilizarea unei valori  $N_s$  multiplu de 3 (2046, 2049) nu conduce la o simetrie mai bună. Un rezultat similar s-a obținut prin simularea unor valori succesive în jur de 1024.

### 16.2.4 Componentele continue ale tensiunilor de fază

Simulările anterioare au furnizat pentru indicatorul de calitate  $VDC$  (reprezentând efectele componentelor continue ale tensiunilor generate de inverter) valori foarte mici, indicând absența unor efecte negative semnificative asupra motorului. De exemplu, pentru  $N_l = 10$ ,  $N_b = 10$  și  $N_s = 2048$  se obține  $VDC = 0,62mV$ . Valori de același ordin de mărime au fost înregistrate în toată gama de variație a parametrilor  $N_l$ ,  $N_b$  și  $N_s$ , neînregistrându-se o dependență sistematică a  $VDC$  în funcție de acești parametri.

### 16.2.5 Componente spectrale cu frecvențe mai mici decât fundamentala

În [VS95] se afirmă că erorile de cuantizare conduc la apariția unor componente spectrale cu frecvențe foarte joase, mai mici decât frecvența fundamentală, cu efecte nefavorabile pronunțate asupra motorului. Această afirmație a fost verificată de autor prin simulare.

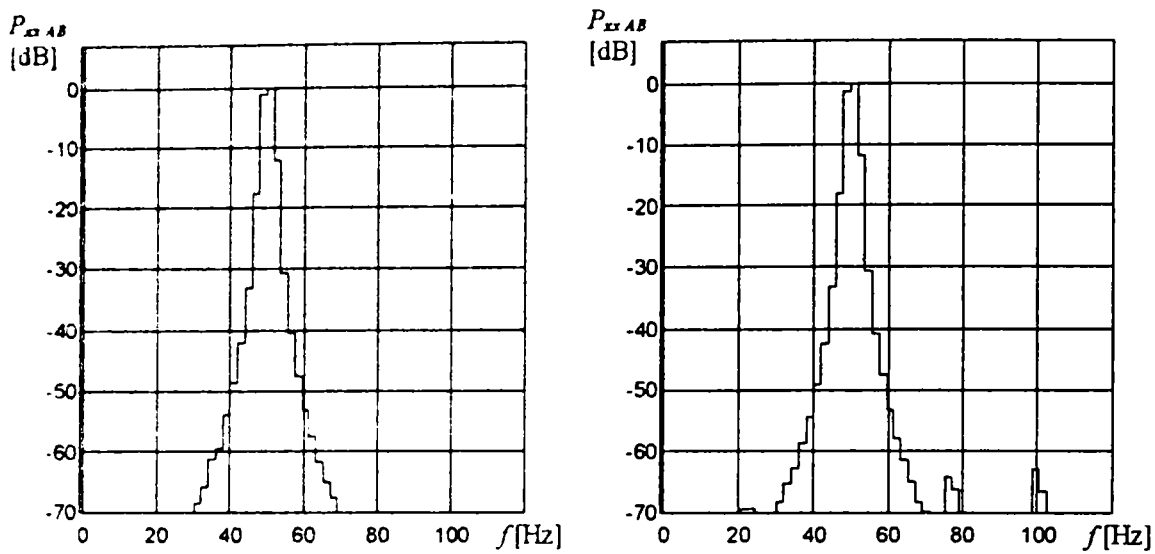


Fig. 16.6 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru  $N_t = 6$  (stânga) și  $N_t = 6$  (dreapta)

În graficul din partea stângă a Fig. 16.6 este reprezentată densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru următoarele valori ale parametrilor care determină erorile de cuantizare:  $N_t = 8$ ,  $N_b = 8$ ,  $N_s = 1024$ . Deși aceste valori sunt mai mici decât cele minim acceptabile pentru a limita pierderile de putere și pulsațiile de cuplu, nu se constată prezența unor componente spectrale la stânga fundamentalei. Pentru a obține o astfel de componentă spectrală, este necesară reducerea rezoluției circuitelor de temporizare la  $N_t = 6$ , obținându-se graficul reprezentat în partea dreaptă a Fig. 16.6.

În concluzie, pentru nivelurile erorilor de cuantizare acceptabile din punctul de vedere al celorlalte efecte asupra motorului, nu se înregistrează apariția unor componente spectrale cu amplitudini semnificative la frecvențe mai mici decât frecvența fundamentală.

## 16.3 Concluzii

Pierderile de putere în motor și pulsațiile de cuplu sunt influențate semnificativ de erorile de cuantizare din modulatorile PWM digitale.

Rezoluția circuitelor de temporizare digitale are cea mai mare influență, în special la valori mici ale factorului de modulație în amplitudine. Reducerea pierderilor de putere și a pulsațiilor de cuplu cauzate de cuantizare sub valorile de referință, calculate în condițiile utilizării decalării comenzii împreună cu un algoritm eficient de compensare, impune utilizarea unei rezoluții de cel puțin 10 biți. O rezoluție de 9 biți conduce la pierderi de putere mai mici decât cele de referință, dar la pulsații de cuplu mai mari. În condițiile unei compensări foarte bune a efectelor decalării comenzii, creșterea rezoluției până la 12 biți poate conduce la îmbunătățiri sesizabile ale calității modulației.

Rezoluția eșantioanelor din tabel influențează semnificativ doar pulsațiile de cuplu. Reducerea acestora sub valoarea de referință impune utilizarea unei rezoluții de cel puțin 9 biți. Creșterea rezoluției peste 10 biți nu aduce un câștig semnificativ, în condițiile utilizării unor circuite de temporizare cu 10 biți.



*Lungimea tabelului de eşantioane* influențează semnificativ atât pierderile de putere, cât și pulsațiile de cuplu. Reducerea acestora sub nivelurile de referință impune utilizarea unei lungimi de cel puțin 2048. Creșterea suplimentară a acestei lungimi nu conduce la îmbunătățirea suplimentară a calității modulației, în condițiile utilizării unor circuite de temporizare cu 10 biți.

Erorile de cuantizare nu cauzează o *nesimetrie* semnificativă a sistemului trifazat, nici *componente continue importante*. Utilizarea unei lungimi a tabelului de eşantioane care nu este multiplu de 3 nu afectează semnificativ simetria sistemului trifazat generat.

Pentru nivelurile erorilor de cuantizare care furnizează performanțe acceptabile din punctul de vedere al pierderilor de putere și pulsațiilor de cuplu, nu se înregistrează apariția unor *componente spectrale* cu amplitudini semnificative *la frecvențe mai mici decât frecvența fundamentală*.

Pentru ca erorile de cuantizare să nu cauzeze efecte semnificative în motor, comparativ cu decalarea comenzii (compensată adecvat), modulatorile PWM digitale trebuie să utilizeze circuite de temporizare cu cel puțin 10 biți și un tabel de eşantioane cu o lungime de minim 2048, cu rezoluția eşantioanelor de minim 9 biți. Creșterea rezoluției circuitelor de temporizare până la 12 biți și a rezoluției eşantioanelor din tabel până la 10 biți conduce la îmbunătățirea suplimentară a calității modulației.

Consecințele referitoare la implementare, decurgând din cerințele de mai sus, vor fi analizate în detaliu în capitolul următor.

## Capitolul 17 - Corecția erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor în modulatorile PWM digitale

### 17.1 Introducere

#### 17.1.1 Problema erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor

Conform analizei din capitolul anterior, cuantizarea duratelor pulsurilor poate cauza pierderi suplimentare de putere în motor și pulsații de cuplu. Pentru a limita aceste efecte nefavorabile la valori comparabile cu cele cauzate de decalarea comenzii se impune utilizarea unor circuite de temporizare digitale cu o rezoluție de cel puțin 10 biți, fiind de dorit creșterea acesteia până la 12 biți.

Între rezoluția circuitelor de temporizare (exprimată prin numărul de biți  $N_t$  al numărătoarelor), frecvența de tact  $f_{CK}$  a acestora și frecvența purtătoare  $f_c$  există relația:

$$\frac{f_{CK}}{f_c} = 2^{N_t} - 1, \quad (17.1)$$

obținută din condiția ca o incrementare sau decrementare completă a unui numărător să se realizeze exact pe durata unei perioade purtătoare (astfel încât să se folosească efectiv întreaga gamă de valori a acestuia).

Frecvența purtătoare  $f_c$  este un parametru esențial al modulației, utilizarea unor valori cât mai ridicate (în limita impusă de dispozitivele de putere din inverter) reprezentând principala condiție pentru reducerea efectelor nefavorabile. Invertoarele moderne de puteri mici și medii, analizate în prezenta lucrare, operează cu frecvențe  $f_c$  între 15kHz și 20kHz.

În consecință, valorile pentru  $f_c$  și  $N_t$  sunt impuse exclusiv din condițiile de proiectare a algoritmului de modulație; sistemul digital folosit la implementare trebuie să asigure frecvența de tact  $f_{CK}$  dată de (17.1). Tabelul alăturat prezintă valorile  $f_{CK}$  necesare pentru diverse rezoluții  $N_t$ , în condițiile unei frecvențe purtătoare  $f_c = 20\text{kHz}$ . Dacă frecvența de tact disponibilă este mai mică decât cea necesară, decrementarea/incrementarea numărătoarelor se va face într-un domeniu de valori mai restrâns, rezoluția obținută efectiv fiind corespunzător mai mică.

$N_t$	$f_{CK}$ [MHz]
7	2,54
8	5,1
10	20,46
12	81,9

În concluzie, în condițiile unei frecvențe purtătoare impuse, rezoluția efectivă a circuitelor de temporizare este determinată atât de lungimea numărătoarelor cât și de frecvența de tact. În tabelul următor sunt prezentate valorile acestor parametri, pentru un număr de circuite integrate utilizabile pentru implementarea ale modulației PWM.

circuit	descriere	lungimea numărătorului	frecvența de tact maximă
Intel 80C552	microcontroler de 8 biți, include circuite de comparare care permit implementarea modulației PWM	16 biți	1,5MHz
Intel 80C196xx	microcontroler de 16 biți, include un modul specializat pentru temporizări (EPA)	16 biți	4 ... 12,5MHz
Intel 80C196MC	microcontroler specializat pentru comanda acționărilor electrice, include un modul PWM trifazat integrat (WFG)	16 biți	4 ... 8MHz
Motorola 68HC705MC4	microcontroler specializat pentru comanda acționărilor trifazate cu motoare de curent continuu cu magnet permanent	8 biți	6MHz
Motorola MC68HC16Y1, MC68332G	microcontrolere, includ un "coprocesor semi-autonom" cu funcții de temporizare (TPU) adecvat pentru implementarea modulației PWM	16 biți	4MHz
Motorola 68HC708MP16	microcontroler specializat pentru comanda în buclă deschisă a motoarelor asincrone, include un modulator PWM trifazat integrat (PWMMC08)	12 biți	8MHz
Siemens 80C515	microcontroler de 8 biți, include circuite de comparare care permit implementarea modulației PWM	16 biți	1,5MHz
Siemens 80C167	microcontroler de 16 biți, include un modulator PWM integrat	16 biți	20MHz
Siemens SEC51C803N	microcontroler de 8 biți specializat pentru comanda acționărilor electrice, include un modulator PWM trifazat integrat	16 biți	20MHz
Siemens SLE4520	modulator PWM trifazat integrat [Siem92]	8 biți	3MHz
Texas Instruments TMS320E14	procesor de semnal din familia 320C10, cu periferice integrate	16 bit	6,25MHz
Texas Instruments TMS320E240	procesor de semnal din familia 320C20 specializat pentru comanda acționărilor trifazate	16 bit	20 MHz

Se constată că majoritatea circuitelor de temporizare nu satisfac nici măcar cerințele minime de rezoluție pentru implementarea modulației PWM. În consecință, se impune investigarea unor metode de corecție prin software, care să reducă distorsiunile armonice la un nivel acceptabil, chiar în condițiile utilizării unor circuite de temporizare cu rezoluție scăzută.

### 17.1.2 Metode de corecție descrise în literatură

În [HB92] se propune o metodă de corecție denumită "resolution corrected modulation", aplicată pentru îmbunătățirea modulației vectorului spațial. Metoda presupune calcularea, în fiecare perioadă purtătoare, a erorilor de trunchiere a duratelor  $T_1$  și  $T_2$  (vezi Fig. 6.4) și acumularea acestor erori de la o perioadă purtătoare la alta; atunci când eroarea acumulată pentru una din durate depășește durata unei cuante de timp (egală cu perioada de tact a circuitului de temporizare), constanta de timp respectivă se incrementează cu o unitate, iar eroarea acumulată se decrementează cu valoarea unei cuante de timp. La trecerea vectorului spațial dintr-un interval de fază de  $60^\circ$  în altul, erorile acumulate curente trebuie "ajustate" corespunzător; aceasta presupune interschimbarea valorilor celor două erori și schimbări de semn, în funcție de unghiul de fază la care are loc "ajustarea".

O altă metodă de corecție, descrisă în [VS95], include un algoritm de rotunjire optimizat pentru modulația trifazată, care asigură minimizarea efectelor rotunjirii asupra vectorului spațial al tensiunilor de ieșire și asupra tensiunilor de linie. Metoda presupune de asemenea utilizarea unei metode de corecție a erorilor de rotunjire, asemănătoare cu cea din [HB92], dar aplicată asupra duratelor pulsurilor de comandă ale celor trei faze.

Conform [HB92], erorile de cuantizare pot fi de asemenea corectate prin utilizarea unor sisteme cu reacție, care măsoară valorile tensiunilor sau curenților la ieșirea invertoare și ajustează comanda, pentru a obține formele de undă dorite. Astfel de sisteme, propuse pentru compensarea efectelor decalării comenzii dar realizând implicit și corecția erorilor de cuantizare, sunt descrise în [MWI87] și [SL94]. Datorită implementării relativ complicate, metodele de corecție cu reacție nu vor fi considerate în analiza care urmează.

## 17.2 Metoda de corecție propusă

### 17.2.1 Principiu

Un studiu realizat în colaborare de autor, descris în [NG94], conduce la concluzia că metoda propusă în [HB92] pentru îmbunătățirea modulației vectorului spațial reprezintă o particularizare a unui *principiu de corecție mai general, cu aplicabilitate mai largă*, denumit “corecția erorilor de cuantizare prin acumularea erorii”. Acest principiu poate fi aplicat *direct asupra mărimilor de fază*, eliminând complicațiile legate de utilizarea vectorului spațial. Metoda de corecție obținută astfel este descrisă în cele ce urmează.

Observație: Aplicabilitatea mai generală a metodei de corecție prin acumularea erorii este demonstrată în [HB92] prin utilizare la comanda digitală a chopperelor, unde permite îmbunătățirea preciziei cu care se controlează valoarea medie a tensiunii generate.

Observație: Posibilitatea de aplicare a metodei de corecție asupra mărimilor de fază confirmă concluzia formulată în capitolul 6, conform căreia “modulația vectorului spațial” reprezintă doar o metodă alternativă de analiză a modulației PWM.

În algoritmul de modulație digital descris în secțiunea 3.3, durata de conducție a unei faze pentru pulsul  $k$ ,  $\tau_k$ , se calculează în funcție de valoarea unui eșantion din tabel și de factorul de modulație în amplitudine  $m_a$ , cu formula (3.1). În sistemele digitale, acest calcul poate fi realizat cu o precizie foarte ridicată. Constanta de timp  $N_{T_{ck}}$  (valoarea întreagă care se transmite circuitului de temporizare) se calculează prin împărțirea duratei de conducție  $\tau_k$  la perioada de tact a circuitului de temporizare  $T_{CK}$ , urmată de trunchiere la valoarea întreagă imediat inferioară, conform formulei:

$$N_{T_{ck}} = \text{floor}\left(\frac{\tau_k}{T_{CK}}\right) \quad (17.2)$$

Trunchierea cauzează o eroare de temporizare dată de formula:

$$e = N_{T_{ck}} \cdot T_{CK} - \tau_k. \quad (17.3)$$

Metoda propusă presupune *acumularea erorilor de trunchiere* pentru pulsurile PWM succesive. De fiecare dată când eroarea acumulată depășește durata unei perioadă de tact  $T_{CK}$ , această durată se “transferă” din eroarea acumulată în pulsul curent, prin incrementarea cu o unitate a constatei de timp și decrementarea cu  $T_{CK}$  a erorii acumulate [NG94]. Principiul expus mai sus este ilustrat prin schema logică din partea stângă a Fig. 17.1, unde cu  $\int e$  s-a notat eroarea acumulată.

**Observație:** În metoda prezentată anterior, în locul trunchierii din (17.2) se poate utiliza rotunjirea, îmbunătățindu-se astfel calitatea corecției. Această variantă conduce însă la o implementare mai puțin eficientă. În plus, după cum se afirmă în [HB92], îmbunătățirea obținută este relativ redusă; acest fapt a fost verificat și de către autor, prin simulare, rezultate numerice în acest sens fiind prezentate în tabelul din secțiunea 17.4.

**Observație:** Conform [HB92], metoda de corecție descrisă mai sus poate fi utilizată și pentru compensarea eliminării pulsurilor scurte din semnalele de comandă, prin includerea duratelor pulsurilor eliminate în eroarea acumulată.

### 17.2.2 Implementare

Metoda de corecție descrisă în secțiunea anterioară permite o *implementare digitală foarte eficientă*, necesitând doar două operații de adunare pentru fiecare fază. Această implementare este descrisă în principiu prin schema din partea dreaptă a Fig. 17.1.

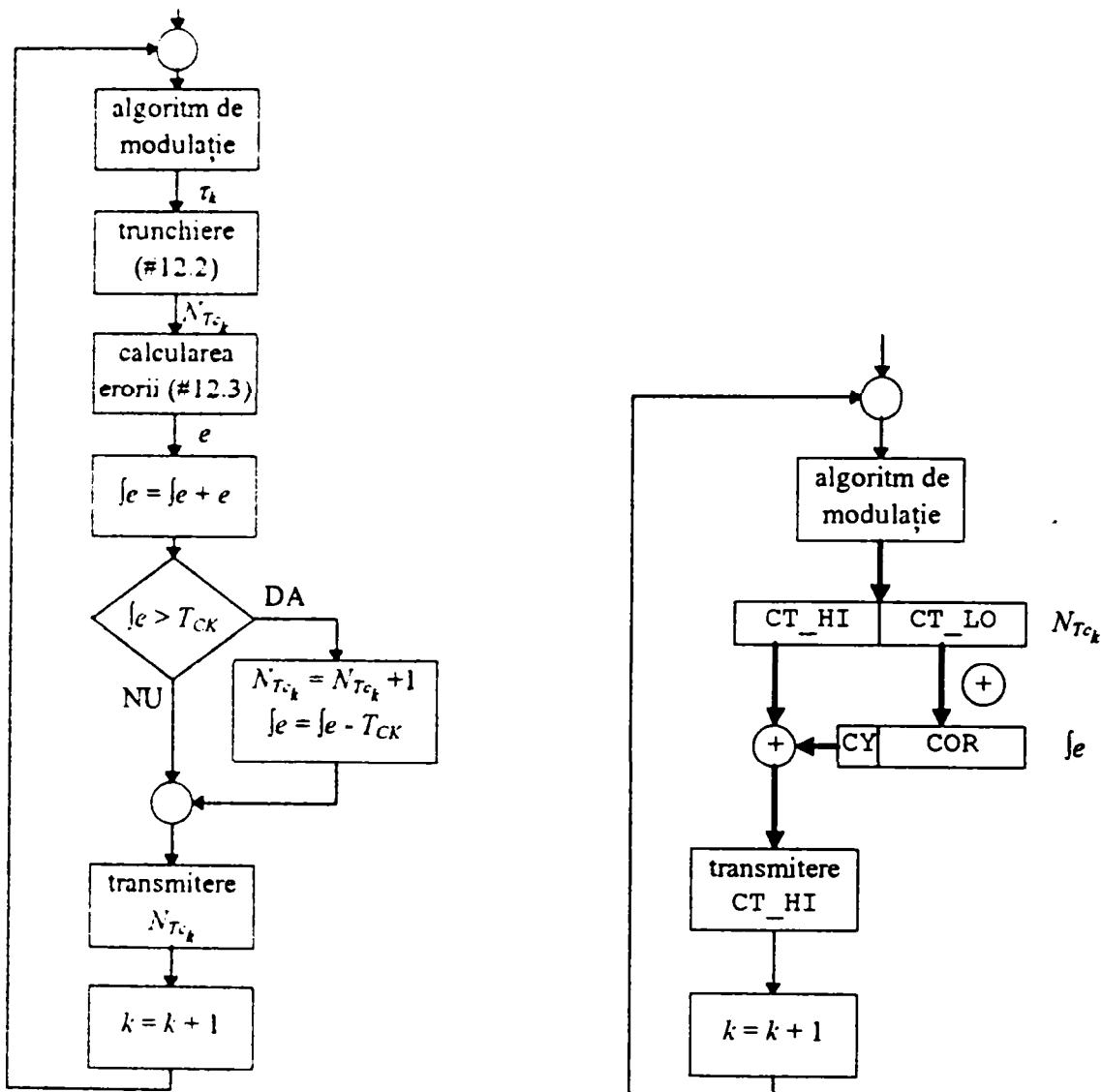


Fig. 17.1 - Metoda de corecție cu acumularea erorii: principiu (stânga) și implementare digitală (dreapta)

Blocul algoritmului de modulație se modifică, față de schema logică din partea stângă a figurii, pentru a include divizarea cu  $T_{ck}$  din (17.2), fără a include însă și trunchierea. Constanta de timp  $N_{T_{ck}}$  se calculează deci ca fracție zecimală, conținând o parte întregă, stocată în partea superioară a variabilei CT, notată  $CT\_HI$ , și o parte fracționară, stocată în partea inferioară a variabilei CT,  $CT\_LO$ . Numărul de biți pe

care se reprezintă partea întreagă este egal cu rezoluția circuitului de temporizare (numărul de biți ai numărătorului sau rezoluția efectivă, atunci când aceasta este limitată de perioada de tact - vezi secțiunea 17.1.1). Numărul de biți ai părții zecimale se alege suficient de mare pentru a permite calculul precis al erorii acumulate (vezi mai jos), dar nu prea mare, pentru a păstra eficiența calculelor numerice; se apreciază că o lungime de 8 biți este suficientă. Calcularea constantei de timp sub forma (parte întreagă + parte fracționară) și transmiterea părții întregi la circuitul de temporizare modelează trunchierea din formula (17.2).

Eroarea acumulată  $J_e$ , stocată în variabila COR, se actualizează în fiecare perioadă purtătoare prin însumarea la valoarea ei curentă a părții fracționare a constantei de timp, CT\_LO. Operația de mai sus corespunde formulei (17.3), toți termenii fiind însă scalați cu  $T_{CK}$ .

Atunci când rezultatul adunării CT\_LO la COR depășește lungimea de reprezentare, apare o depășire, bitul de transport CY fiind poziționat pe 1. Această situație corespunde, în schema logică din partea stângă a Fig. 17.1, ramurii afirmative a blocului de decizie. În această situație, incrementarea constantei de timp transmise la circuitul de temporizare se realizează prin adunarea la CT\_HI a bitului de transport generat de operația de însumare de mai sus. Deoarece atunci când nu se înregistrează depășire la însumare bitul de transport are valoarea 0, rezultă că acesta poate fi adunat la CT\_HI în fiecare perioadă purtătoare, indiferent de prezența transportului, evitându-se astfel o operație suplimentară de comparare.

Observatie: În implementările digitale ale modulației PWM se urmărește minimizarea duratei maxime de execuție a algoritmului, corespunzătoare cazului celui mai defavorabil (durată care trebuie să fie mai mică decât perioada purtătoare, pentru a asigura terminarea calculelor). În acest context, însumarea bitului de transport în fiecare perioadă purtătoare este preferabilă unei comparații, efectuate în fiecare perioadă, urmate de incrementarea constantei de timp, efectuate numai în cazul unui rezultat pozitiv al comparației. Deși ultima variantă poate conduce la reducerea duratei medii de execuție (deoarece incrementarea nu se face în fiecare perioadă purtătoare), ea cauzează creșterea duratei maxime (necesitând o comparare și o incrementare, comparativ cu adunarea bitului de transport).

Operația de ajustare a erorii acumulate în cazul unei depășiri se realizează implicit de către instrucțiunea de adunare, prin păstrarea în variabila COR a părții fracționare a rezultatului adunării.

Exemplu: În cazul unui modulator PWM digital cu microcontroler din familia 8051, algoritmul descris mai sus se implementează, pentru una din faze, prin următoarea secvență de instrucțiuni:

```
CT:   DS    2           ; constanta de timp (HI, LO)
COR:  DS    1           ; corectie

      MOV   A, COR      ;COR <- COR + CT_LO
      ADD  A, CT+1
      MOV  COR, A
      MOV  A, CT        ;PWM0 <- CT_HI + CY
      ADDC A, #0
      MOV  PWM0, A
```

## 17.3 Analiza performanțelor

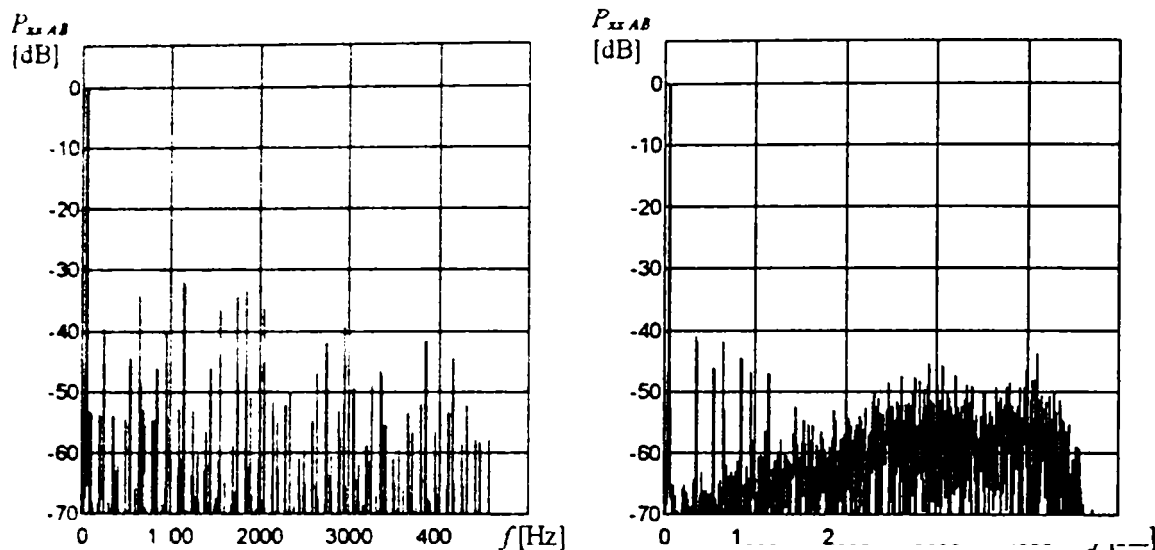
### 17.3.1 Analiză prin simulare

Performanțele metodei de corecție propuse anterior au fost examinate prin simulare, utilizând metoda descrisă în capitolele 11 - 14 și algoritmi de analiză spectrală prezentați în capitolul 10. În modelul de modulator PWM digital descris în secțiunea 14.2, rotunjirea din formula (14.5) a fost înlocuită prin trunchiere, urmată de aplicarea metodei de corecție descrise în secțiunea 17.2.1.



### 17.3.1.1 Spectrele tensiunilor

În Fig. 17.2 se prezintă comparativ densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie-obținută, fără, respectiv cu utilizarea metodei de corecție. S-a simulat un modulator PWM digital cu următorii parametri: numărul de biți ai circuitelor de temporizare:  $N_t = 7$ ; numărul de eșantioane din tabel:  $N_s = 4096$ ; numărul de biți ai acestor eșantioane:  $N_b = 16$ . Modulația PWM are următorii parametri:  $f_m = 50\text{Hz}$ ;  $m_a = 0,1$ ;  $f_c = 15,75\text{kHz}$ .



*Fig. 17.2 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, fără (stânga) și cu (dreapta) utilizarea metodei de corecție a erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor*

Rezultatele obținute sunt similare cu cele prezentat în [HB92], demonstrând corectitudinea abordării propuse de autor, în care corecția se aplică direct asupra mărimilor de fază. Se observă că utilizarea metodei de corecție conduce la reducerea semnificativă a amplitudinii componentelor spectrale cu frecvențe joase, care cauzează efectele cele mai importante asupra motorului. Se remarcă de asemenea o distribuție spectrală continuă a puterii, indicând reducerea zgomotului acustic “armonic” generat de motor [HB92].

Observație: Distribuție spectrală continuă a puterii este cauzată de distribuția cvasi-aleatoare în timp a momentelor în care se realizează aplicarea corecției, datorită acumulării unei erori supraunitare.

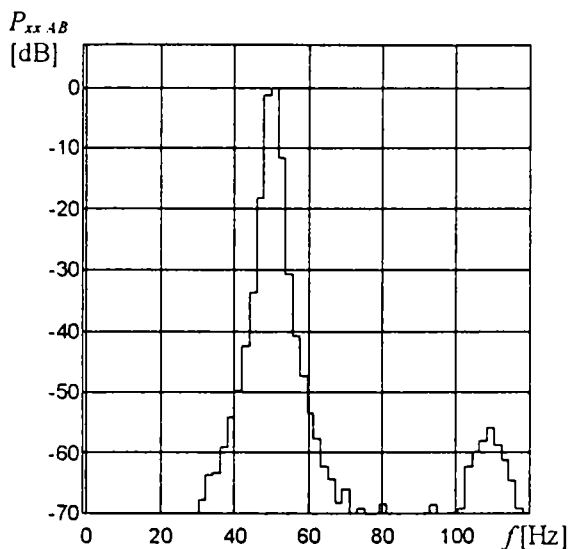


Fig. 17.3 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, cu utilizarea metodei de corecție

### 17.3.1.2 Indicatorii de calitate

Eficiența metodei de corecție propuse va fi evaluată cu ajutorul indicatorii de calitate introduși în capitolul 7. Pentru a permite o analiză comparativă, se va repeta în condiții identice simularea din secțiunea 16.2.2. a capitolului anterior, folosind de această dată metoda de corecție a erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor.

Observație: Indicatorii de calitate referitori la distorsiunile armonice se calculează pe baza amplitudinilor armonicilor, determinate cu metoda expusă în capitolul 9. Conform graficului din partea dreaptă a Fig. 17.2, în cazul utilizării metodei de corecție spectrele tensiunilor de linie nu mai sunt formate din armonici discrete, ele având o distribuție de putere continuă. Din această cauză, evaluarea efectelor modulației prin intermediul indicatorilor de calitate poate conduce la erori. Pe de altă parte, tot graficul din partea dreaptă a Fig. 17.2 arată că în zona frecvențelor joase, apropiate de frecvența fundamentală, predomină componentele spectrale discrete. Deoarece componentele spectrale din acest interval de frecvențe sunt cele care determină în mod esențial efectele asupra motorului, este de așteptat ca erorile de evaluare cauzate de utilizarea indicatorilor de calitate să nu fie foarte mari. În consecință, în cele ce urmează se va realiza o astfel de analiză, cu observația că rezultatele numerice trebuie utilizate doar orientativ.

În Fig. 17.4 se prezintă variația indicatorilor de calitate în funcție de numărul de biți ai circuitelor de temporizare  $N_t$ . Pentru parametrii modulatorului digital și parametrii modulației s-au utilizat aceleași valori ca și în cazul simulării din secțiunea 16.2.2, pentru a permite compararea directă a Fig. 17.4 cu Fig. 16.2.

Se observă că utilizarea metodei de corecție conduce la reducerea de câteva ori a pierderilor de putere (reprezentate prin  $VDF_2$ ,  $VDF_4$  și  $VDF_6$ ) și a pulsațiilor de cuplu (reprezentate prin  $TPF$ ). O îmbunătățire similară se observă și pentru indicatorii de calitate  $VDF_1$ ,  $VDF_3$  și  $VDF_5$ , nereprezențați grafic.

Observație: Conform unei observații anterioare, valorile numerice obținute pentru indicatorii de mai sus trebuie utilizate doar orientativ, ele nereprezentând exact distorsiunile armonice din spectru. Chiar și în aceste condiții, reducerea pronunțată a valorilor indicatorilor de calitate demonstrează eficiența corecției. De exemplu, pentru  $N_t = 8$  se observă o reducere de aproximativ 10 ori pentru  $VDF_2$  și  $VDF_4$  și de 6 ori pentru  $VDF_6$  și  $TPF$ .

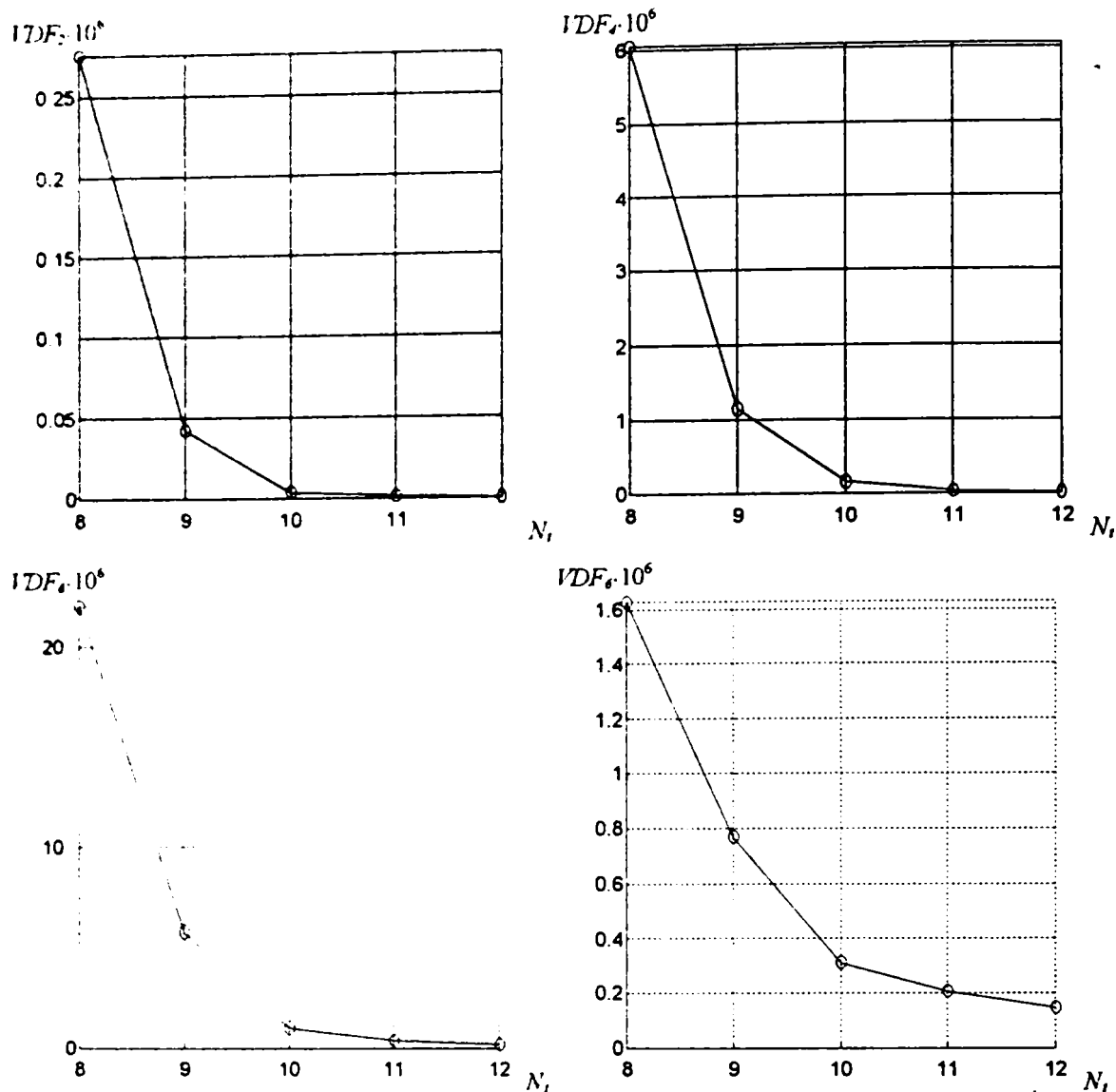


Fig. 17.4 - Variația indicatorilor de calitate cu numărul de biți ai circuitelor de temporizare, în cazul utilizării metodei de corecție a erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor

Indicatorul  $VUD$ , reprezentând nesimetria sistemului trifazat generat, are valori foarte mici, sub 0,001%, pentru toate valorile  $N_t$  simulate. Metoda de corecție propusă conduce la o ușoară reducere a gradului de nesimetrie.

Indicatorul  $VDC$ , care reprezintă componentele continue ale tensiunilor, are valori sub 1,5mV pentru toate valorile  $N_t$  simulate. Utilizarea metodei de corecție conduce de asemenea la o reducere a acestui indicator.

Observație: Deoarece indicatorii  $VUD$  și  $VDC$  au valori foarte mici, obținute prin simularea unor condiții de implementare ideale, rezultatele referitoare la acești indicatori sunt mai puțin relevante.

Spre deosebire de rezultatele din [HB92], nu se observă o degradare a performanțelor corecției pentru valori apropiate de 1 ale factorului de modulație în amplitudine.

### 17.3.2 Analiză experimentală

În [NG94] se descrie implementarea experimentală a metodei de corecție propuse de autor, cu ajutorul unui sistem cu microcontroler 80C552. Modulația PWM are următorii parametri:  $f_c = 23,3\text{KHz}$ ,

$f_m = 6,13\text{Hz}$ ; se implementează algoritmul de modulație digital cu tabel de eșantioane, cu următorii parametri;  $N_s = 3840$ ,  $N_b = 16$ ,  $N_r = 8$ . În cele ce urmează se vor prezenta câteva dintre rezultatele obținute.

În Fig. 17.5 se prezintă valoarea medie pe puls a unei tensiuni de ieșire, obținută prin filtrarea acestei tensiuni cu un filtru trece-jos de ordinul I cu constanta de timp de 0,5ms. Formele de undă din partea de jos corespund algoritmului fără corecție, iar cele din partea de sus corespund utilizării metodei de corecție prezentate anterior. Măsurările au fost realizate pentru valori mici ale factorului de modulație în amplitudine  $m_a$ , când efectele cuantizării sunt mai pronunțate.

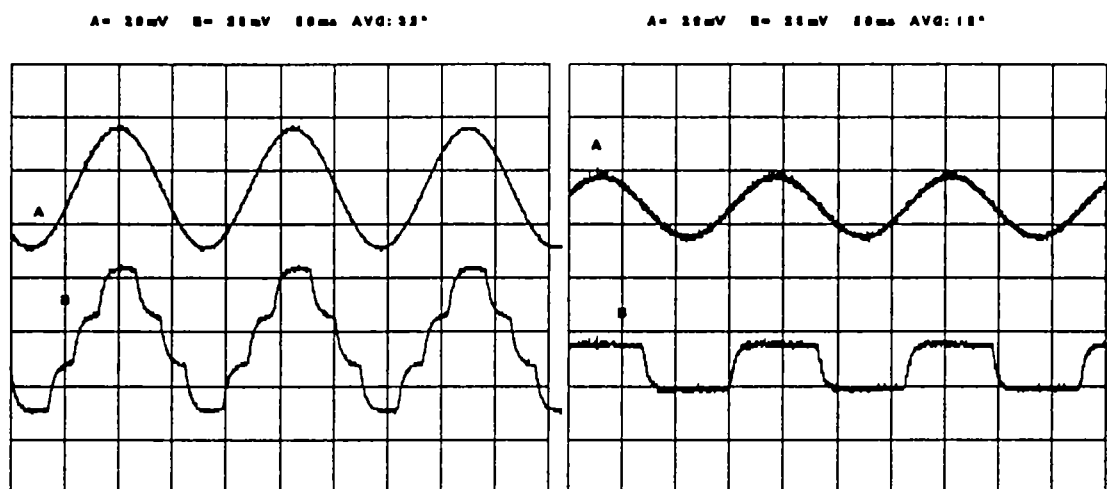


Fig. 17.5 - Valoarea medie pe puls a unei tensiunii de ieșire, pentru  $m_a = 0,1$  (stânga) și  $m_a = 0,05$  (dreapta); formele de undă din partea de sus corespund aplicării metodei de corecție, iar cele din partea de jos, absenței corecției

Se remarcă eficiența deosebit de bună a metodei de corecție, chiar la valori foarte mici ale  $m_a$ . Astfel, pentru formele de undă din partea dreaptă rezoluția echivalentă a temporizatorului este de un singur bit (constanta de timp luând doar două valori întregi). În aceste condiții, metoda de corecție a erorilor de cuantizare operează ca o modulație de tip delta, permițând obținerea unor valori medii pe puls care aproximează satisfăcător semnalul de referință sinusoidal și, implicit, a unor curenți de fază cu distorsiuni mult reduse.

În Fig. 17.6 sunt prezentate spectrele curenților de fază printr-o sarcină cu constanta de timp de 5ms, pentru o valoare  $m_a = 0,01$ . Achiziția și analiza spectrală au fost realizate cu ajutorul unui sistem dezvoltat în colaborare de autor și descris în [NGSG94]. Afișarea utilizează o scară de amplitudine liniară, iar domeniul frecvențelor afișate este cuprins între 0 și 5000Hz.

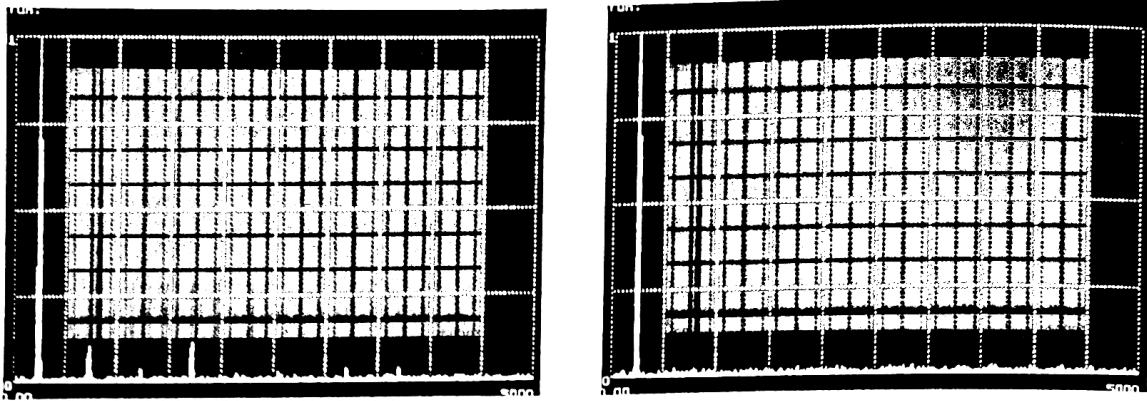


Fig. 17.6 - Compoziția spectrală a curentului de fază, fără (stânga), respectiv cu aplicarea metodei de corecție (dreapta)

Se observă că utilizarea metodei de corecție conduce practic la eliminarea armonicilor cauzate de cuantizare (în limitele de vizibilitate impuse de scara liniară folosită).

#### 17.4 Comparație cu alte metode de corecție

Comparativ cu metoda din [HB92], varianta propusă de autor conduce la o implementare mai simplă, nemaifiind necesară “translația” erorilor la schimbarea unghiului de fază. Prin examinarea spectrelor tensiunilor se constată că performanțele obținute sunt similare; o comparare exactă nu este posibilă, deoarece în [HB92] se utilizează, ca indicator de calitate, abaterea maximă a curenților de fază de la forma sinusoidală ideală (în locul distorsiunilor armonice, care reflectă mai direct eficiența corecției).

Algoritmul propus în [VS95] conține o variantă diferită a metodei de corecție a erorilor, în care acumularea erorii se face prin însumarea acesteia la durata de conducție  $\tau_{k+1}$  din perioada purtătoare următoare. Astfel, ajustarea constantei de timp se realizează automat prin operația de trunchiere/rotunjire din perioada purtătoare următoare. Față de metoda propusă de autor, varianta de mai sus prezintă un oarecare dezavantaj, deoarece în cazul în care eroarea acumulată în perioada purtătoare curentă depășește durata unei perioade de tact, corecția constantei de timp se realizează abia pentru pulsul din perioada purtătoare următoare. Datorită frecvenței purtătoare ridicate, acest aspect nu afectează semnificativ eficiența globală a metodei de corecție. O analiză realizată de autor prin simulare a condus la obținerea unor rezultate identice, pentru ambele variante. Sub aspectul implementării, se constată că varianta din [VS95] necesită două operații de adunare/scădere, la fel ca și metoda propusă de autor.

Observație: Metoda propusă de autor a fost publicată în [NG94], înaintea [VS95].

În [VS95] se propune de asemenea o metodă mai perfecționată de rotunjire, care ia în considerare simultan constantele de timp ale celor trei faze, rotunjindu-le astfel încât să se minimizeze erorile care afectează tensiunile de linie. Comparativ, rotunjirea aplicată direct în (17.2) minimizează erorile care afectează tensiunile de ieșire ale inverterului. După cum s-a arătat în secțiunea 17.2.1, metoda utilizată pentru obținerea valorii întregi a constantei de timp (trunchiere sau rotunjire) are un efect relativ redus, în condițiile utilizării unei metode de corecție. În acest context, nu este de așteptat ca metoda perfecționată propusă în [VS95] să conducă la îmbunătățiri substanțiale. Mai mult, o analiză realizată prin simulare, pentru un set de condiții tipice, arată că metoda din [VS95] produce distorsiuni armonice mai ridicate decât rotunjirea aplicată direct în (17.2). Rezultatele analizei sunt prezentate în tabelul de mai jos; pentru parametrii modulatorului digital și parametrii modulației s-au utilizat aceleași valori ca și în cazul simulării din secțiunea 17.3.1.1.



metoda de obținere a constantei de timp	$VDF_2$	$VDF_4$	$VDF_6$	$TPF$
trunchiere	$33,3 \cdot 10^{-6}$	$415 \cdot 10^{-6}$	$722 \cdot 10^{-6}$	$17,4 \cdot 10^{-3}$
rotunjire	$23,4 \cdot 10^{-6}$	$426 \cdot 10^{-6}$	$628 \cdot 10^{-6}$	$21,9 \cdot 10^{-3}$
corecția erorilor cu trunchiere [NG94]	$5,40 \cdot 10^{-6}$	$67,2 \cdot 10^{-6}$	$170 \cdot 10^{-6}$	$8,24 \cdot 10^{-3}$
corecția erorilor cu rotunjire în (17.2)	$5,05 \cdot 10^{-6}$	$64,7 \cdot 10^{-6}$	$163 \cdot 10^{-6}$	$7,88 \cdot 10^{-3}$
corecția erorilor cu metoda de rotunjire din [VS95]	$5,21 \cdot 10^{-6}$	$68,2 \cdot 10^{-6}$	$172 \cdot 10^{-6}$	$8,09 \cdot 10^{-3}$

Conform observației din secțiunea 17.3.1.2, utilizarea indicatorilor de calitate pentru evaluarea efectelor modulației asupra motorului poate conduce la erori, în condițiile unei distribuții spectrale continue de putere. Pentru a verifica suplimentar valabilitatea concluziilor anterioare, în Fig. 17.7 s-au reprezentat densitățile spectrale de putere pentru cele trei metode de corecție.

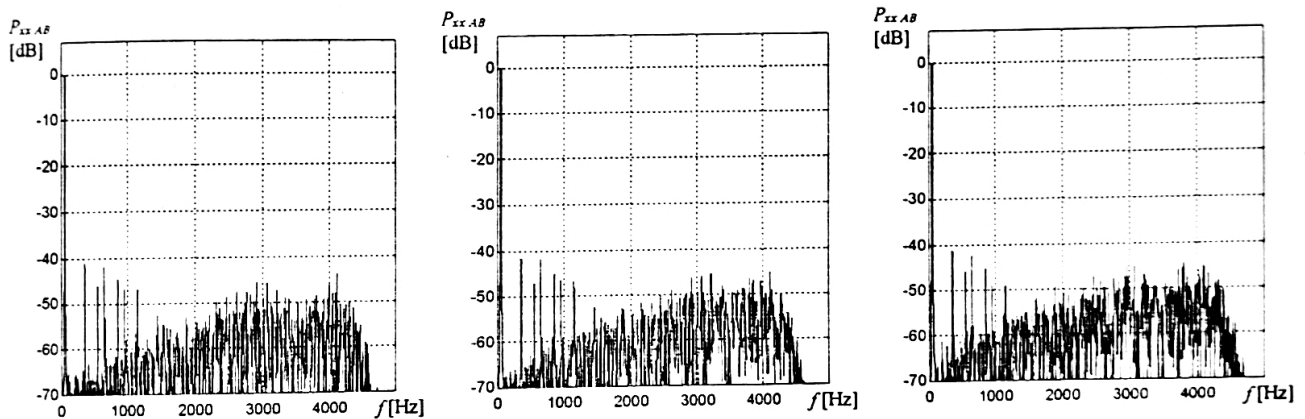


Fig. 17.7 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru diferite metode de corecție: corecție cu trunchiere (stânga), corecție cu rotunjire aplicată în (17.2) (mijloc), corecție cu rotunjire conform [VS95]

Și în aceste grafice se observă că nivelul componentelor spectrale în cazul metodei propuse în [VS95] este ușor mai ridicat decât în cazul aplicării directe a rotunjirii în (17.2).

## 17.5 Concluzii

Rezoluția efectivă a circuitelor de temporizare digitale utilizate pentru generarea duratelor pulsurilor este determinată atât de numărul de biți al numărătoarelor, cât și de frecvența de tact. Majoritatea circuitelor de temporizare disponibile nu satisfac cerințele de rezoluție pentru implementarea modulației PWM.

În acest capitol s-a prezentat o metodă de corecție a erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor, care permite obținerea unor distorsiuni armonice acceptabile chiar în condițiile utilizării unor circuite de temporizare cu rezoluție scăzută. Metoda propusă se bazează pe acumularea erorilor de cuantizare, reprezentând o *generalizare originală* a metodei descrise în [HB92]. O variantă asemănătoare celei propuse, cu funcționalitate echivalentă, a fost publicată ulterior în [VS95].

Metoda propusă permite o *implementare digitală foarte eficientă*, bazată pe proprietățile operației de adunare în virgulă fixă, necesitând doar două operații de adunare pentru fiecare fază.

Aplicarea metodei de corecție conduce la reducerea semnificativă a distorsiunilor armonice cauzate de cuantizare. Analiza spectrală a tensiunilor generate demonstrează reducerea amplitudinii componentelor



spectrale cu frecvențe joase, însoțită de apariția la frecvențe mai ridicate a unei distribuții spectrale continue a puterii. Calcularea indicatorilor de calitate, deși potențial afectată de erori datorită structurii continue a spectrelor, indică *reducerea substanțială a efectelor nefavorabile* asupra motorului. S-a verificat că pentru o rezoluție a circuitelor de temporizare mai mare sau egală cu 7 metoda de corecție propusă nu cauzează nesimetrii ale sistemului trifazat, nici apariția unor componente continue sau a unor componente spectrale cu frecvențe mai mici decât fundamentala.

Comparativ cu celelalte variante descrise în bibliografie, metoda propusă permite o implementare mai simplă, conducând la performanțe similare.

## Capitolul 18 - Proiectarea unor modulatatoare PWM digitale

În acest capitol vor fi descrise două aplicații proiectate de autor:

- un modulator PWM software, optimizat pentru implementare pe microcontrolere de cost redus din familia 8051;
- un modul modulator PWM hardware pentru magistrala STEbus, cu îmbunătățirea performanțelor circuitului integrat modulator PWM SLE4520.

### 18.1 Modulator PWM software pentru microcontrolere de cost redus

Odată cu reducerea costurilor dispozitivelor de putere, utilizarea invertoarelor cu comandă PWM s-a extins din domeniul acționărilor electrice cu performanțe dinamice ridicate în cel al acționărilor cu turație variabilă, de uz general. În acest context, *optimizarea implementării digitale a modulatatoarelor PWM pentru a permite utilizarea unor sisteme de comandă cu cost redus* poate conduce la o scădere suplimentară a costului total al sistemelor de acționare.

În continuare se va prezenta o astfel de implementare digitală, utilizând un microcontroler de 8 biți de uz general din familia 8051 și un circuit integrat modulator PWM specializat de tip Siemens SLE4520. Implementarea a fost dezvoltată în colaborare de autor, o primă variantă fiind descrisă în [GN94]. Proiectarea a urmărit *menținerea în limite acceptabile a performanțelor modulației*, conform concluziilor formulate în analiza din capitolele anterioare, în condițiile *optimizării utilizării resurselor hardware* ale sistemului digital de comandă.

#### 18.1.1 Proiectarea sistemului digital de comandă

Comanda PWM a invertoarelor cu frecvență mare de comutație presupune generarea cu precizie ridicată a duratelor pulsurilor. Deoarece aceste durate au valori relativ reduse comparativ cu perioada de tact a microcontrolerelor uzuale, folosirea unor circuite de temporizare care generează întreruperi software ar conduce la erori importante, datorate intervalelor de timp necesare pentru tratarea întreruperilor. În consecință, se impune *utilizarea unor circuite de temporizare care controlează direct, prin hardware, semnalele de comandă*. În urma analizei componentelor disponibile comercial au fost identificate următoarele posibilități:

- utilizarea unor microcontrolere de uz general și a unor circuite integrate modulatatoare PWM (Siemens SLE4520);
- utilizarea unor microcontrolere cu modulator PWM trifazat integrat (Intel 80C196MC, Motorola MC68HC708MP16, Siemens 80C167, Siemens SEC51C803N);
- utilizarea unor microcontrolere cu circuite de temporizare evolute, adecvate implementării modulației PWM (Intel 80C196xx, Motorola MC68HC16Y1, Motorola MC68332G, Siemens 80C515).

În momentul proiectării inițiale a aplicației prezentate (1994), prima variantă prezenta cele mai mari avantaje, din punctul de vedere al costului și al disponibilității componentelor.

Sistemul de comandă utilizat constă dintr-un sistem cu microcontroler 8051, dezvoltat în colaborare de autor [GN93], extins prin conectarea ca periferic a unui circuit integrat modulator PWM de tip SLE4520 [Siem92] [Siem92a]. Acest circuit realizează implementarea hardware a următoarelor funcții:

- generarea duratelor pulsurilor, folosind numărătoare de 8 biți cu o frecvență de tact de maxim 3 MHz;
- decalarea comenzii, cu durată de decalare programabilă;

- generarea semnalelor de comandă pentru un inverter trifazat în punte, folosind modul de sincronizare a pulsurilor cu un singur front modulată;
- blocarea dispozitivelor de putere, cu comandă software și hardware (în scopul protecției inverterului).

Structura sistemului digital și modul de conectare a circuitului integrat SLE4520 sunt prezentate în Anexa 5.

### 18.1.2 Proiectarea algoritmului de modulație

#### 18.1.2.1 Selectia algoritmului de modulație

Optimizarea algoritmilor de modulație PWM în scopul facilitării implementării lor digitale constituie un subiect frecvent abordat în literatura de specialitate din anii 1985 ... 1990, perioadă în care s-a extins utilizarea microprocesoarelor de uz general și cost redus [Bogd89].

Observație: Deși actualmente sunt disponibile procesoare mult mai puternice, optimizarea costului implementărilor presupune utilizarea unor microcontrolere de cost redus, similare în multe privințe cu microprocesoarele din perioada amintită (principalele deosebiri constau în includerea unor instrucțiuni de multiplicare, integrarea unor circuite periferice și creșterea frecvenței de tact). În consecință, analiza variantelor de implementare digitală descrise în literatură, chiar în articole mai puțin recente, prezintă în continuare o anumită relevanță.

În literatura consultată au fost întâlnite următoarele *variante de algoritmi de modulație cu implementare digitală*:

1. calcularea "off-line" a duratelor de conducție în funcție de parametrii modulației și memorarea lor în tabele; parcurgerea tabelor este controlată de regulă prin întreruperile generate de un circuit de temporizare [RXHG86] [Bowe88] [ASM89] [VBR91];
2. calcularea "on-line" a duratelor de conducție:
  - 2.1. calcularea "on-line" a semnalului modulator:
    - 2.1.1. semnal modulator simplificat (trapezoidal, în trepte, etc.), pentru reducerea volumului de calcule [SOD91];
    - 2.1.2. semnal modulator sinusoidal și evaluarea funcțiilor trigonometrice cu ajutorul unor formule aproximative [JWD83];
  - 2.2. utilizarea unui tabel de eșantioane ale semnalului modulator:
    - 2.2.1. modulație sincronă: parcurgerea tabelului de eșantioane se face sincron cu frecvența purtătoare, de regulă sub controlul aceluiași circuit de temporizare [TA85] [AH89] [RK91];
    - 2.2.2. modulație asincronă:
      - 2.2.2.1. parcurgerea tabelului este controlată de întreruperile generate asincron față de frecvența purtătoare, cu un circuit de temporizare distinct [BS83];
      - 2.2.2.2. parcurgerea tabelului este controlată de un numărător hardware, incrementat asincron față de frecvența purtătoare, de către semnalul de tact generat de un circuit de temporizare distinct [KWOK85] sau un convertor tensiune-frecvență [HG84].

În varianta 1 de mai sus, calcularea "off-line" a duratelor de conducție în funcție de parametrii modulației ( $m_o$ ,  $f_m$ ) împiedică modificarea acestor parametri în timpul funcționării; chiar dacă această calculare s-ar realiza pe durata funcționării (multiplexat în timp), ar rezulta o întârziere semnificativă între momentul recepționării noilor parametri ai modulației și momentul utilizării efective a acestora (datorită timpului necesar pentru calcularea tuturor duratelor de conducție din noul tabel).

Varianta 2.1 conduce la distorsiuni armonice ridicate, datorită aproximării relativ imprecise a formei de undă a semnalului modulator.

Conform celor arătate în capitolul 3, în cazul variantei 2.2.1. (modulație sincronă), utilizarea unui raport  $f/f_m$  fix cauzează limitarea gamei dinamice a frecvenței modulate, iar utilizarea unui raport variabil în trepte conduce la complicații de implementare.

În concluzie, varianta 2.2.2., *modulație asincronă cu tabel de eșantioane ale semnalului purtător, este cea mai indicată pentru implementările digitale software*, fiind adoptată pentru modulatorul PWM a cărui proiectare este prezentată în acest capitol. Principiul algoritmului de modulație corespunzător a fost descris anterior, în secțiunea 3.3.2.

Observație: Conform concluziilor capitolului 3, în cazul utilizării invertoarelor cu frecvență de comutație ridicată și în condiții normale de funcționare modulația asincronă nu are efecte negative mai pronunțate asupra funcționării motorului, comparativ cu modulația sincronă.

### **18.1.2.2 Forma de undă a semnalului modulator**

Conform celor arătate în capitolul 4, folosirea unor semnale modulate formate din segmente de sinusoidă permite creșterea gradului de utilizare a tensiunii de alimentare a invertoarelor. Dintre formele de undă utilizabile, cele descrise în secțiunile 4.2.2.2. și 4.3.5. nu cauzează o creștere semnificativă a distorsiunilor armonice.

Semnalul modulator descris în secțiunea 4.3.5. conduce la o putere disipată mai mică în inverter, dar, conform analizei din capitolul 5, cauzează distorsiuni armonice mai pronunțate în regim de supramodulație și în situația eliminării pulsurilor scurte din semnalele de comandă.

Deoarece reducerea distorsiunilor armonice a constituit criteriul prioritar de optimizare la proiectare, au fost selectate *semnalul modulator sinusoidal* și semnalul modulator descris în secțiunea 4.2.2.2., *semnal generat prin "modulația vectorului spațial"*.

Observație: Deoarece în implementarea propusă forma de undă a semnalului modulator este calculată "off-line" și transferată în memoria microcontrolerului, schimbarea acesteia (pentru a satisface alte criterii de optimizare) se poate realiza foarte simplu.

### **18.1.2.3 Supramodulație**

Conform analizei din capitolul 5, *metoda de supramodulație prin creșterea amplitudinii semnalului modulator* permite implementarea software cea mai simplă, fiind deci selectată pentru modulatorul PWM descris în acest capitol. Realizarea unui control liniar al amplitudinii componentelor fundamentale ale tensiunilor generate impune o compensare prin software a caracteristicii neliniare din Fig. 5.4.

## **18.1.3 Proiectarea implementării software**

### **18.1.3.1 Tabelul de eșantioane ale semnalului modulator**

Conform analizei din capitolul 16, pentru a limita efectele nefavorabile asupra motorului cauzate de cuantizarea fazei și amplitudinii semnalului modulator de referință, lungimea tabelului de eșantioane trebuie să fie de minim 2048, iar lungimea de reprezentare a eșantioanelor, de cel puțin 9 biți.

Datorită simetriei semnalelor modulate considerate, este suficientă stocarea în tabel a eșantioanelor corespunzătoare unei semiperioade, eșantioanele corespunzătoare celeilalte semiperioade fiind obținute printr-un calcul relativ simplu. În aceste condiții, este suficientă utilizarea a 1024 eșantioane, reducându-se astfel volumul de memorie necesar. Mai mult, prin considerarea unei semiperioade în care

eșantioanele au același semn, această abordare permite obținerea unei rezoluții efective de 9 biți pentru eșantioanele semnalului modulator, în condițiile utilizării unei lungimi de reprezentare de 8 biți pentru valorile din tabel (deoarece cei 8 biți trebuie să acopere numai jumătate din gama dinamică a semnalului modulator); acest fapt reduce semnificativ timpul de calcul necesar pentru procesoarele cu instrucțiuni de adunare și înmulțire pe 8 biți.

**Observație:** Simetria semnalelor modulatatoare ar permite stocarea eșantioanelor corespunzătoare unui sfert de perioadă, reducându-se suplimentar volumul de memorie necesar. Această abordare ar presupune însă calcule suplimentare, iar reducerea de la 1024 la 512 octeți a lungimii tabelului ar fi puțin importantă, în condițiile în care circuitele de memorie utilizate au capacități peste 2K.

În concluzie, se va utiliza un *tabel de 1024 de eșantioane a câte un octet, reprezentând semiperioada pozitivă a semnalului modulator* din Fig. 4.1, eșantioane calculate cu formula (4.2), pentru  $\omega_m t \in [0, \pi)$ . Eșantioanele sunt calculate off-line cu ajutorul unui program simplu, care generează un fișier în limbajul de asamblare al microcontrolerului, fișier inclus apoi în programul de modulație. Codul sursă al programului de generare a eșantioanelor semnalului modulator, `gen_tab.m`, este prezentat în Anexa 5.

### 18.1.3.2 Controlul parcurgerii tabelului de eșantioane

Pentru a implementa modulația PWM cu eșantionare uniformă asincronă, parcurgerea tabelului de eșantioane trebuie realizată asincron față de semnalul purtător.

În implementările menționate anterior [BS83] [KWOK85] parcurgerea tabelului este controlată cu ajutorul unui circuit de temporizare distinct de cel folosit pentru generarea perioadei purtătoare. Fiecare întrerupere generată de acest circuit conduce la incrementarea unui pointer care stochează adresa curentă din tabel. Când se atinge sfârșitul tabelului, valoarea pointerului este resetată prin software la adresa de început a tabelului. Constanta de timp a circuitului de temporizare se calculează în funcție de frecvența modulatatoare, astfel încât să asigure parcurgerea completă a tabelului într-o perioadă modulatatoare. Această abordare este ilustrată în Fig. 3.5.

În sistemul digital de comandă utilizat de autor unul din cele două circuite de temporizare ale microcontrolerului este utilizat pentru generarea frecvenței de tact a portului serial. În consecință, a fost necesară punerea la punct a unei *variante de implementare a algoritmului de modulație care să utilizeze un singur circuit de temporizare*, atât pentru generarea perioadei purtătoare, cât și pentru controlul parcurgerii tabelului de eșantioane. Principiul acestei variante este descris în Fig. 18.1, unde unele notații sunt comune cu Fig. 3.5.

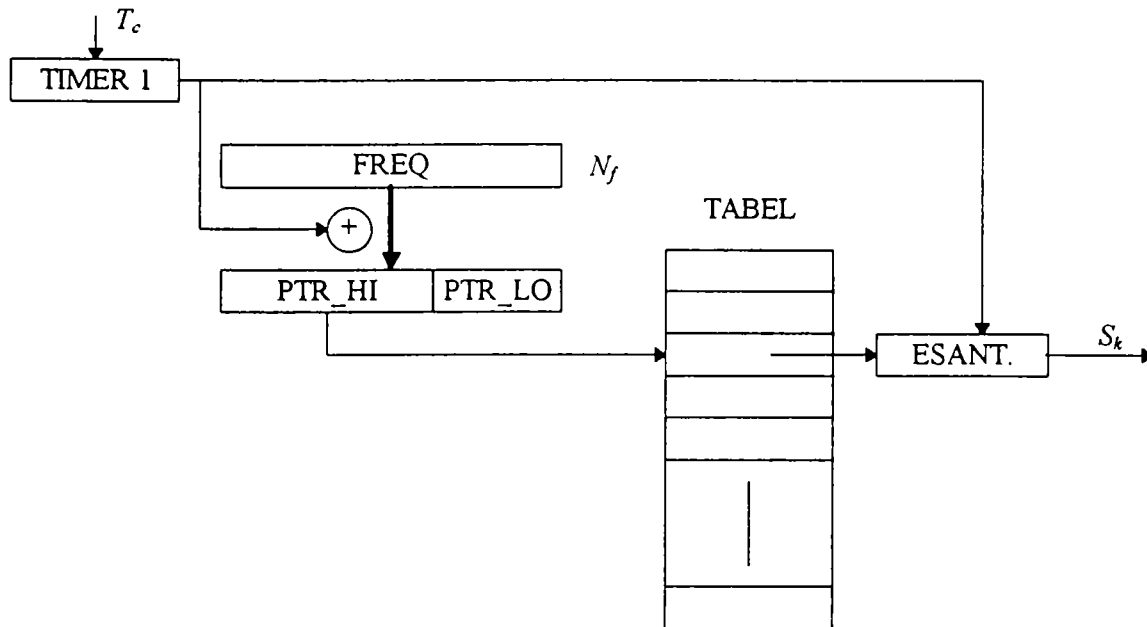


Fig. 18.1 - Implementarea modulației asincrone cu ajutorul unui singur circuit de temporizare

Controlul parcurgerii tabelului cu ajutorul circuitului de temporizare folosit pentru generarea perioadei purtătoare impune ca modificarea pointerului tabelului să se realizeze în fiecare perioadă purtătoare. Pentru a realiza parcurgerea completă a celor  $N_s$  eșantioane din tabel pe durata unei perioade modulare  $T_m = 1/f_m$ , valoarea cu care ar trebui incrementat pointerul este dată de formula:

$$N_f = N_s \cdot \frac{f_m}{f_c}, \quad (18.1)$$

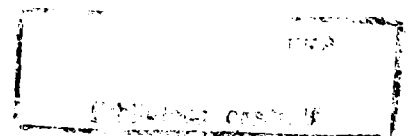
unde  $N_s$  este numărul de eșantioane din tabel, iar  $f_c$  frecvența purtătoare.

Deoarece valoarea  $N_f$  dată de formula anterioară este în general neîntreagă, ea nu poate fi utilizată direct. Simpla trunchiere sau rotunjire ar conduce la erori importante, care s-ar acumula în timp și ar avea efecte semnificative asupra cuplului și turației motorului.

În cadrul soluției propuse de autor, se utilizează o valoare neîntreagă a pointerului, în care partea întreagă, folosită pentru adresarea tabelului (notată PTR\_HI în Fig. 18.1) este reprezentată pe 2 octeți, iar partea fracționară (PTR\_LO) este reprezentată pe un octet (lungime considerată suficientă pentru reprezentarea erorilor de cuantizare). Valoarea  $N_f$  calculată cu (18.1) este stocată în variabila FREQ și reprezentată tot pe 3 octeți, în același format ca și (PTR\_HI, PTR\_LO). La fiecare întrerupere generată de circuitul de temporizare, FREQ se adună la (PTR\_HI, PTR\_LO), după care PTR\_HI se utilizează pentru adresarea tabelului de eșantioane.

**Observație:** Utilizarea PTR\_HI pentru adresare implementează trunchierea, iar prin păstrarea părții zecimale în PTR\_LO se realizează acumularea erorilor de trunchiere și transmiterea lor în perioada de eșantionare următoare. Cele arătate mai sus demonstrează că varianta de implementare propusă constituie o aplicație a metodei de corecție prin acumularea erorii, utilizată în capitolul 17 pentru corecția erorilor de cuantizare la generarea duratelor pulsurilor.

Atunci când, în urma unei adunări, pointerul depășește sfârșitul tabelului, parcurgerea acestuia trebuie reluată de la început; în principiu, ajustarea valorii pointerului ar trebui realizată prin scăderea din acesta a numărului de eșantioane din tabel,  $N_s$ . Deoarece această abordare ar necesita o operație de comparare și una de scădere, ambele pe doi octeți, a fost pusă la punct o metodă mai eficientă, care necesită doar două operații logice pe 1 octet.





Astfel, lungimea tabelului de eşantioane se alege egală cu o putere a lui 2 (în acest caz, 1024). În consecință, incrementarea/decrementarea continuă a pointerului și utilizarea pentru adresare doar a celor mai puțin semnificativi 10 biți din PTR\_HI realizează reluarea automată a parcurgerii tabelului în cazul depășirii limitelor acestuia. În varianta de mai sus, adresa de început a tabelului ar trebui să fie 0; în cazul microcontrolerului 8051, adresele din apropierea valorii 0 sunt rezervate pentru alte utilizări. În consecință, s-a utilizat o variantă modificată, în care tabelul începe la adresa 400H, iar calcularea adresei de la care se preia eşantionul include o translație suplimentară. În consecință, preluarea eşantionului se realizează cu ajutorul următoarei secvențe de instrucțiuni:

```
MOV    A, PTR_HIGH_HI      ; octetul superior al PTR_HIGH
ANL    A, #03H             ; extragerea a 10 biți din PTR_HIGH
ORL    A, #04H             ; decalarea adresei de baza
MOV    DPH, A
MOV    DPL, PHI_HIGH_LO    ; octetul inferior al PTR_HIGH
CLR    A
MOVC   A, @A+DPTR          ; preluarea eşantionului din tabel
```

Pentru comanda invertoarelor trifazate se utilizează trei pointeri, incrementați sincron și cu aceeași cantitate. Valorile inițiale ale acestor trei pointeri sunt decalate cu aproximativ o treime din lungimea tabelului, pentru a asigura o simetrie satisfăcătoare a sistemului trifazat generat. Deoarece valoarea aleasă în prealabil pentru lungimea tabelului nu este multiplu de 3, decalajul de mai sus trebuie calculat prin rotunjire. Conform analizei din secțiunea 16.2.3.1, acest fapt nu afectează semnificativ simetria sistemului trifazat generat.

Schimbarea succesiunii fazelor se realizează prin decrementarea pointerilor, deci prin scăderea cantității  $N_k$  din valoarea pointerului, în locul adunării.

### 18.1.3.3 Calcularea constantelor de timp

Calcularea constantelor de timp se realizează cu o formulă derivată din (3.1), care ia în considerare faptul că eşantioanele din tabel corespund semiperioadei pozitive a semnalului modulator:

$$N_k = \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{S_k \cdot m_a}{2} \pm 128 \right). \quad (18.2)$$

cu următoarele notații:

$N_k$  - constanta de timp pentru pulsul cu ordinul  $k$  (7 biți);

$S_k$  - eşantionul preluat din tabel (8 biți);

$m_a$  - factor de modulație în amplitudine (8 biți).

Semnul + se folosește pentru semiperioada pozitivă a semnalului modulator, iar semnul -, pentru semiperioada negativă. Valoarea 128 este constanta de timp corespunzătoare unei jumătăți a perioadei purtătoare (în cazul unei rezoluții de 8 biți), iar multiplicarea cu 1/2 este necesară pentru obținerea unei rezoluții de 7 biți a constantei de timp (vezi secțiunea 18.1.3.4). Implementarea formulei de mai sus în limbaj de asamblare poate fi examinată în programul `pwm11_cm.asm` din Anexa 5.

Deoarece viteza de calcul a microcontrolerului utilizat (80C51, la o frecvență de tact de 12MHz) nu permite efectuarea tuturor calculelor pe durata unei singure perioade purtătoare, a fost necesară distribuirea acestora în câte 4 perioade purtătoare adiacente. În consecință, atât preluarea eşantioanelor din tabel cât și actualizarea constantelor de timp ale modulatorului PWM se realizează din 4 în 4 perioade purtătoare. Efectele acestei particularități de implementare asupra performanțelor modulației sunt relativ reduse, după cum se va arăta în secțiunea 18.1.3.7.

Actualizarea constantelor de timp în fiecare perioadă purtătoare devine posibilă dacă se folosește o versiune mai rapidă a microcontrolerului 8051 (de exemplu, în familia Intel MCS-51 sunt disponibile versiuni cu frecvențe de tact până la 33 MHz, precum și modele derivate, care execută instrucțiunile într-un număr mai mic de perioade de tact: 80C151, 80C251).

#### 18.1.3.4 Generarea intervalelor de timp

Generarea intervalelor de timp corespunzătoare duratelor pulsurilor este realizată prin hardware, cu ajutorul circuitului integrat modulator PWM SLE4520. Utilizarea acestuia presupune o programare inițială (prin setarea valorilor pentru factorul de prescalare a frecvenței de tact și pentru durata decalării comenzii) și transferarea periodică a constantelor de timp.

Generarea unei frecvențe purtătoare de peste 15kHz impune utilizarea unei rezoluții de 7 biți pentru constantele de timp [Siem92]. În aceste condiții, pentru o frecvență de tact de 12 MHz și un factor de prescalare de 1:6 se obține o frecvență purtătoare de 15,625kHz [Siem92].

#### 18.1.3.5 Corecția erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor

Conform analizei din capitolul 16, pentru a limita efectele nefavorabile asupra motorului cauzate de cuantizarea duratelor pulsurilor, rezoluția circuitelor de temporizare trebuie să fie de minim 9...10 biți. Deoarece limitările modulatorului PWM utilizat impun adoptarea unei rezoluții de numai 7 biți, este necesară utilizarea metodei de corecție a erorilor de cuantizare descrise în secțiunea 17.2. Implementarea metodei este asemănătoare celei descrise în secțiunea 18.1.3.2, putând fi examinată în fișierul sursă `pwm11_cm.asm` din Anexa 5.

**Observație:** Viteza de calcul a microcontrolerului utilizat nu permite efectuarea tuturor calculelor algoritmului de modulație, incluzând corecția erorilor de cuantizare, pe durata a 4 perioade purtătoare succesive, la frecvența purtătoare de 15,625kHz. În consecință, testarea eficienței metodei de corecție a fost realizată cu o variantă modificată a programului de modulație, care utilizează o frecvență purtătoare de 7,8125kHz; în aceste condiții, rezoluția echivalentă a circuitelor de temporizare ale modulatorului SLE4520 este de 8 biți [Siem92]. Implementarea algoritmului de corecție la frecvența purtătoare de 15,625kHz devine posibilă dacă se folosește o versiune mai rapidă a microcontrolerului 8051.

#### 18.1.3.6 Supramodulație

##### 18.1.3.6.1 Implementarea supramodulației

Implementarea metodei de supramodulație prin creșterea amplitudinii semnalului modulator se realizează, în principiu, prin extinderea la 16 de biți a lungimii de reprezentare pentru rezultatul înmulțirii  $S_k \cdot m_a$  din (18.2) și limitarea în intervalul  $[0, 255]$  a valorii constantei de timp  $N_k$ . În condițiile utilizării metodei de corecție a erorilor de cuantizare descrise anterior, liniarizarea se aplică asupra părții întregi a constantei de timp. Implementarea metodei de mai sus în limbaj de asamblare poate fi examinată în fișierul sursă `pwm11_cm.asm` din Anexa 5.

##### 18.1.3.6.2 Liniarizarea caracteristicii

Conform analizei din capitolul 5, utilizarea regimului de supramodulație conduce la o dependență neliniară între valoarea prescrisă pentru  $m_a$  și amplitudinea componentelor fundamentale din tensiunile generate de inverter, cu consecințe nefavorabile asupra algoritmilor de reglare a sistemului de acționare. În consecință, s-a implementat liniarizarea prin software a dependenței respective în cadrul programului

de modulație (operație denumită în cele ce urmează "liniarizarea caracteristicii"). Principiul metodei de liniarizare este ilustrat în Fig. 18.2.

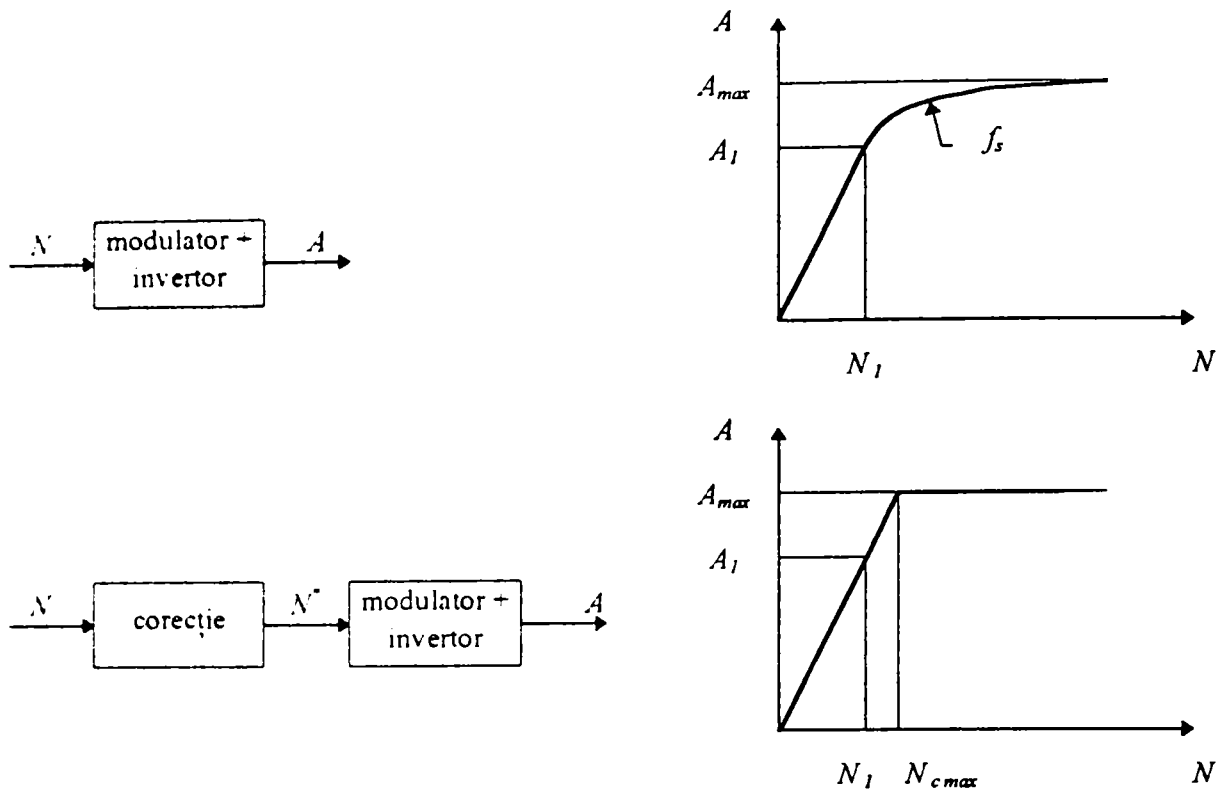


Fig. 18.2 - Principiul liniarizării caracteristicii în regim de supramodulație

În partea de sus a figurii s-a reprezentat sistemul modulator-invertor fără liniarizarea caracteristicii, precum și dependența neliniară între valoarea numerică prescrisă pentru  $m_a$ , notată cu  $N$ , și amplitudinea componentelor fundamentale ale tensiunilor de ieșire ale invertorului, notată cu  $A$ . Se mai utilizează următoarele notații:

- $N_1$  - valoarea  $N$  corespunzătoare pentru  $m_a = 1$ ; deoarece programul de modulație utilizează o rezoluție de 8 biți pentru valorile  $m_a < 1$ , rezultă  $N_1 = 255$ ;
- $A_1$  - valoarea  $A$  corespunzătoare pentru  $m_a = 1$  (depinde de tensiunea de alimentare a invertorului);
- $A_{max}$  - valoarea maxim obținabilă pentru  $A$ ; conform analizei din secțiunea 5.2.1,  $A_{max} = (4/\pi) \cdot A_1$ ;

În partea de jos a Fig. 18.2 este reprezentat modul de aplicare a corecției. Blocul de corecție calculează valoarea corectată  $N'$ , care, aplicată sistemului modulator-invertor, conduce la obținerea unei dependențe  $A(N)$  liniare. Amplitudinile componentelor fundamentale ale tensiunilor de ieșire ale invertorului sunt limitate de tensiunea de alimentare a acestuia la valoarea  $A_{max}$ ; în consecință dependența liniară  $A(N)$  poate fi obținută numai pentru valori  $N < N_{c\ max}$ , unde  $N_{c\ max} = N_1 \cdot A_{max} / A_1 = 324$ . Pentru valori mai mari ale lui  $N$  se implementează o caracteristică de saturație.

Caracteristica de corecție  $N'(N)$  se calculează "off-line", cu ajutorul programului MATLAB `comp_sm.m`, inclus în Anexa 5; acest program folosește interpolarea cu funcții "spline", pornind de la o serie de eșantioane ale caracteristicii neliniare  $A = f_s(N)$  reprezentate în partea de sus a Fig. 18.2, corespunzătoare ansamblului modulator-invertor fără liniarizare. Eșantioanele caracteristicii  $f_s$  s-au determinat prin simulare, cu ajutorul programului MATLAB `exp.m`, inclus în Anexa 5; acest program folosește algoritmi de simulare descriși în capitolele 11 - 14 și algoritmi de analiză spectrală prezentați în capitolul 10, reproducând cu aproximație funcționarea programului de modulație descris în acest capitol. Forma obținută pentru caracteristica de corecție este reprezentată în Fig. 18.3.

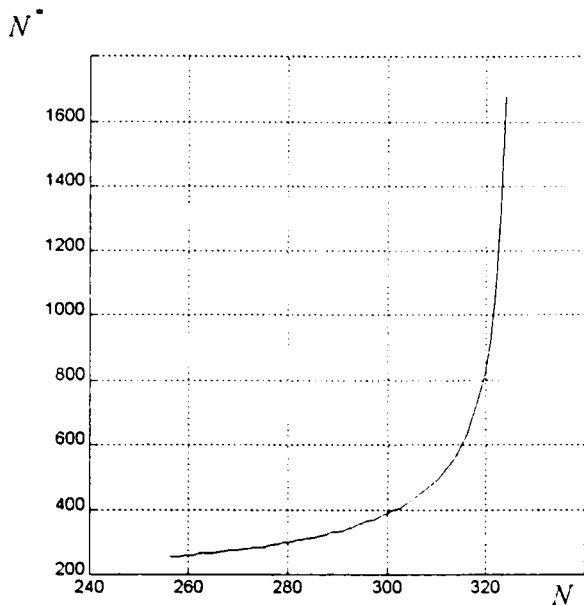


Fig. 18.3 - Caracteristica de corecție  $N^*(N)$

Implementarea în limbaj de asamblare a algoritmului de corecție poate fi examinată în fișierul sursă `pwm11_cm.asm` din Anexa 5. Eșantioanele caracteristicii de corecție  $N^*(N)$ , pentru valori  $N \in [N_l + 1, N_{c\_max}]$ , sunt stocate în fișierul `sm_cor.inc` (generat cu ajutorul programului `comp_sm.m`), fișier inclus în programul de modulație `pwm11_sm.asm`. În acest mod, eșantioanele sunt transferate în memoria microcontrolerului odată cu programul de modulație. La fiecare modificare a valorii prescrise pentru  $N$  se implementează următoarele operații:

- dacă  $N \leq N_l$ ,  $N^* = N$ ;
- dacă  $N_l < N \leq N_{c\_max}$ ,  $N^*$  se preia din tabelul de eșantioane ale caracteristicii de corecție, folosind valoarea  $N - (N_l + 1)$  ca offset;
- dacă  $N > N_{c\_max}$ ,  $N^* = 1682$  (valoarea corectată corespunzătoare lui  $N_{c\_max}$ ).

Observație: Ca și în cazul corecției erorilor de cuantizare, testarea eficienței algoritmului de supramodulație a impus utilizarea unei variante modificate a programului de modulație, cu o frecvență purtătoare mai joasă.

### 18.1.3.7 Programele de modulație

Implementarea software a modulatorului proiectat anterior s-a realizat în limbaj de asamblare; deoarece implementarea algoritmilor de corecție a erorilor de cuantizare și de supramodulație necesită reducerea frecvenței purtătoare, pentru experimentare s-au utilizat două variante ale programului de modulație:

- `pwm11_c.asm` - fără corecția erorilor de cuantizare și supramodulație, frecvență purtătoare de 15,625kHz;
- `pwm11_cm.asm` - cu corecția erorilor de cuantizare și supramodulație, frecvență purtătoare de 7,8125kHz.

În Anexa 5 sunt prezentate fișierele sursă corespunzătoare celei de-a doua variante. În Anexă s-a inclus doar fișierul de date corespunzător semnalului modulator generat prin "modulația vectorului spațial" (`tab_svm.inc`), cel corespunzător semnalului modulator sinusoidal (`tab_sin.inc`) având o formă similară, dar cu valori diferite.

### 18.1.4 Rezultate experimentale

Rezultatele prezentate în cele ce urmează au fost obținute utilizând sistemul de comandă descris în secțiunea 18.1.1, un model experimental de joasă tensiune al inverterului și o sarcină rezistivă. Achiziția datelor s-a realizat cu ajutorul unei plăci de sunet pentru calculatoare PC, de tip SoundBlaster PCI128, și a programului **SpectraLab** [Spec99]. S-a folosit o frecvență de achiziție de 44100Hz și o rezoluție de 16 biți. Analiza spectrală a eșantioanelor achiziționate a fost implementată cu ajutorul programelor descrise în capitolul 10.

Observație: Prin utilizarea unui model de joasă tensiune al inverterului se neglijează efectele comutațiilor dispozitivelor de putere asupra compoziției spectrale a tensiunilor generate. Această aproximare este acceptabilă, în condițiile în care se urmărește în special evaluarea performanțelor implementării digitale a algoritmului de modulație.

**Observație:** Implementarea unei metode de compensare a efectelor decalării comenzii este în afara domeniului de studiu al prezentei lucrări. Utilizarea decalării comenzii fără o metodă de compensare adecvată ar cauza distorsiuni armonice ridicate, împiedicând evaluarea performanțelor implementării proiectate. Din această cauză, în varianta utilizată pentru măsurări experimentale nu se utilizează decalarea comenzii; această particularitate permite folosirea unei sarcini rezistive.

#### 18.1.4.1 Efectul distribuirii calculelor în mai multe perioade purtătoare

În partea stângă a Fig. 18.4 se prezintă densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de ieșire a inverterului, atunci când se utilizează implementarea descrisă în secțiunea 18.1.3.3. Modulația are următorii parametri:  $f_c = 15,625\text{KHz}$ ,  $f_m = 38,15\text{Hz}$ ,  $m_a = 0,96$ , semnal modulator sinusoidal; nu se utilizează corecția erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor. Se observă prezența unor componente spectrale cu amplitudini semnificative la frecvențe multiplu de  $f_c/4$ . Aceste componente sunt cauzate de actualizarea constantelor de timp ale circuitelor de temporizare din 4 în 4 perioade purtătoare. Afirmția precedentă este confirmată de graficul din partea dreaptă a Fig. 18.4, care conține se aceeași densitate spectrală de putere, în condițiile în care actualizarea constantelor de timp se realizează din 2 în 2 perioade purtătoare; de data aceasta, se remarcă prezența componentelor spectrale la frecvențe multiplu de  $f_c/2$ .

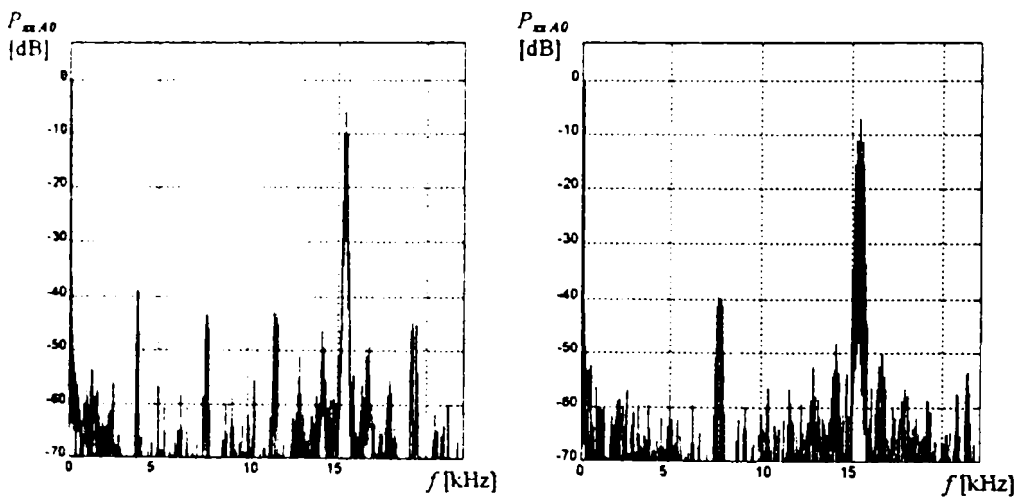


Fig. 18.4 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de ieșire a inverterului; actualizarea constantelor de timp la fiecare 4 (stânga), respectiv 2 perioade purtătoare (dreapta)

**Observație:** Pentru a permite actualizarea constantelor de timp din 2 în 2 perioade purtătoare s-a utilizat o variantă programului a algoritmului de modulație, implementând modulația monofazată.

Deoarece componentele spectrale cauzate de actualizarea mai puțin frecventă a constantelor de timp intervin la frecvențe relativ ridicate, efectul lor asupra performanțelor modulației este redus. De exemplu, pentru parametrii specificați mai sus indicatorii de calitate au valori mai mari în cazul în care actualizarea constantelor de timp se realizează din 2 în 2 perioade purtătoare, decât în cazul în care actualizarea se face din 4 în 4 perioade. Acest rezultat nu poate fi generalizat, dar el indică faptul că actualizarea mai puțin frecventă a constantelor de timp nu cauzează o degradare sistematică a performanțele modulației.

#### 18.1.4.2 Influența formei de undă a semnalului modulator

În urma analizei spectrale, s-au obținut următoarele valori pentru amplitudinea componentelor fundamentale ale tensiunilor de linie (unitatea de măsură este valoarea unei cuante utilizate la achiziție):

- cu semnal modulator sinusoidal:  $V_{AB_m}^{(1)} = 37131$
- cu semnal modulator generat prin “modulația vectorului spațial”:  $V_{AB_m}^{(1)} = 42917$

Raportul celor două valori de mai sus este 1,156, egală cu valoarea dedusă teoretic în secțiunea 4.2.2.1.



În Fig. 18.5 se prezintă densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie, pentru cele două semnale modulatatoare menționate mai sus. Modulația are următorii parametri:  $f_c = 15,625\text{KHz}$ ,  $f_m = 50\text{Hz}$ ,  $m_a = 0,95$ ; nu se utilizează corecția erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor.

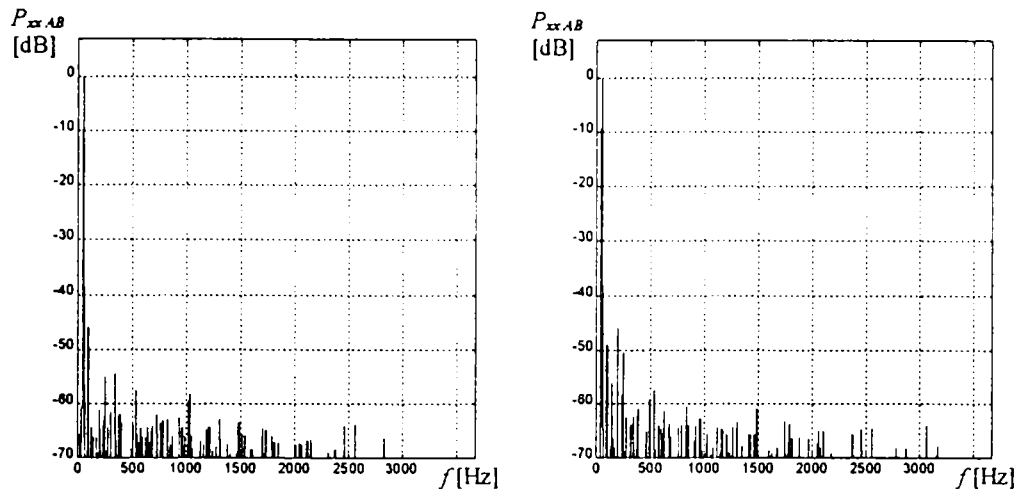


Fig. 18.5 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de linie; semnal modulator sinusoidal (stânga), respectiv semnal modulator generat prin "modulația vectorului spațial" (dreapta)

Se observă că în condițiile specifice de implementare (afectate în primul rând de cuantizare) cele două forme de undă conduc la distorsiunile armonice asemănătoare. Indicatorii de calitate au valori ușor mai ridicate în cazul semnalului modulator sinusoidal, datorită amplitudinii mai mici a fundamentalei.

**Observație:** În graficele din figură valorile eșantioanelor spectrale sunt raportate la eșantionul cu valoare maximă; în consecință, nu se poate observa diferența între amplitudinile fundamentalelor pentru cele două semnale modulatatoare.

#### 18.1.4.3 Efectul corecției erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor

În Fig. 18.6 se prezintă valorile câtorva indicatori de calitate, calculate pe baza compoziției spectrale a tensiunilor de ieșire ale inverterului, pentru diferite valori ale factorului de modulație în amplitudine  $m_a$ , fără, respectiv cu utilizarea metodei de corecție a erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor descrise în secțiunea 18.1.3.5). Modulația are următorii parametri:  $f_c = 7,8125\text{KHz}$ ,  $f_m = 50\text{Hz}$ , semnal modulator sinusoidal.

**Observație:** Experimentarea s-a realizat cu semnal modulator sinusoidal datorită imposibilității echilibrării precise a câștigului canalelor sistemului de achiziție; aceasta face imposibilă calcularea precisă a tensiunilor de linie ca diferențe ale tensiunilor de ieșire ale inverterului; utilizarea semnalului modulator generat prin "modulația vectorului spațial" impune însă analiza spectrală a tensiunilor de linie. Modificarea de mai sus este acceptabilă, deoarece eficiența metodei de corecție analizate nu este condiționată de forma de undă a semnalului modulator.

Examinând graficele din Fig. 18.6, se observă că utilizarea metodei de corecție a erorilor de cuantizare conduce la îmbunătățirea semnificativă a performanțelor modulației, în special pentru valori mici ale  $m_a$ ; această constatare este în acord cu rezultatele obținute prin simulare și prezentate în secțiunea 17.3.1.2.



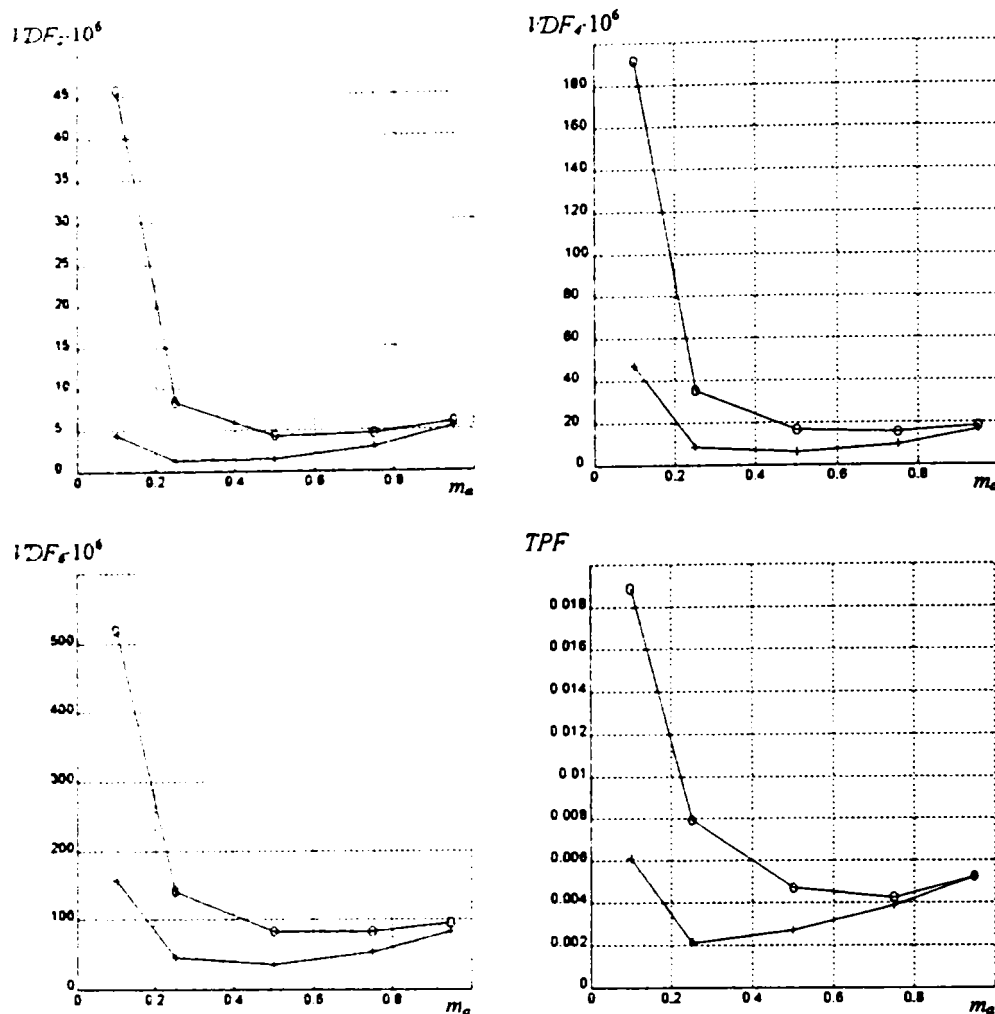


Fig. 18.6 - Dependența indicatorilor de calitate în funcție de  $m_a$ , fără (simbol "o"), respectiv cu corecția erorilor de cuantizare (simbol "x")

În toate condițiile utilizate la experimentare valorile obținute pentru indicatorul  $VDC$ , reprezentând componentele continue ale tensiunilor, au valori extrem de mici (sub valoarea unei cuante a sistemului de achiziție). În consecință, acest indicator nu a fost reprezentat grafic. Pentru indicatorul  $VUD$ , reprezentând asimetria sistemului trifazat, nu a fost posibilă obținerea unor rezultate concludente, datorită dificultății calibrării precise a câștigului canalelor sistemului de achiziție. Această limitare nu este critică deoarece, conform rezultatelor obținute prin simulare și prezentate în secțiunile 16.2.2, 16.2.4 și 16.2.3, implementarea digitală a modulației PWM nu afectează semnificativ simetria sistemului trifazat generat.

**Observație:** Valorile obținute pentru indicatorii de calitate sunt în general mai mari decât valorile de referință introduse în secțiunea 16.2.1 și utilizate în capitolul 16 pentru determinarea parametrilor recomandați pentru implementările digitale, parametri folosiți pentru proiectare în acest capitol. Aceasta se explică prin faptul că analiza din capitolul 16 s-a realizat pentru modul de sincronizare a pulsurilor DE-S, în timp ce implementarea din acest capitol utilizează modul de sincronizare SE, care produce distorsiuni armonice mai ridicate. Utilizarea la proiectare a unor parametri determinați pentru modul de sincronizare SE ar impune utilizarea unui microcontroler și a unui circuit modulator PWM cu performanțe superioare, deci cu cost mai ridicat, în contradicție cu obiectivul principal al proiectării. Îmbunătățirea performanțelor modulației, astfel încât indicatorii de calitate să coboare sub valorile de referință, poate fi însă obținută prin intermediul unei soluții hardware, care permite implementarea modului de sincronizare DE-S prin modificarea semnalelor de comandă generate de circuitul SLE4520. Această soluție este descrisă mai jos, în secțiunea 0.

#### 18.1.4.4 Efectele supramodulației

În Fig. 18.7 se prezintă densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de ieșire a inverterului, pentru diverse valori ale factorului de modulație în amplitudine  $m_a$ , acoperind și regimul de supramodulație. Modulația PWM are următorii parametri:  $f_c = 7,8125\text{KHz}$ ,  $f_m = 50\text{Hz}$ , semnal modulator sinusoidal. Se observă creșterea amplitudinii armonicilor cu ordine mici, odată cu creșterea  $m_a$ ; pentru valori mari ale  $m_a$ , spectrul tinde spre cel al unui semnal dreptunghiular.

**Observație:** Componentele spectrale din jurul frecvenței de 2kHz se datorează actualizării constantelor de timp din 4 în 4 perioade purtătoare, în condițiile în care frecvența purtătoare este de aproximativ 8kHz (vezi secțiunea 18.1.4.1).

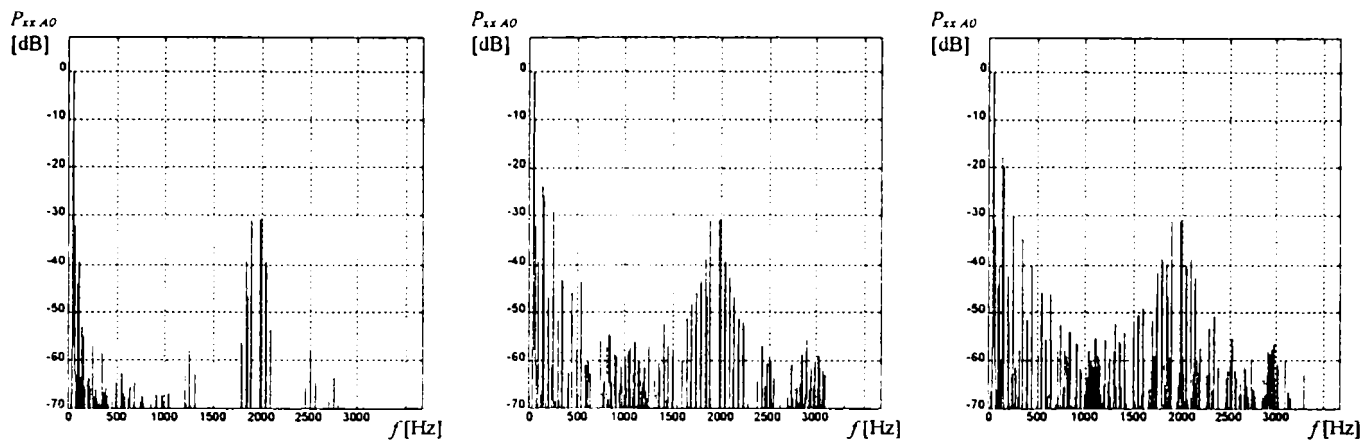


Fig. 18.7 - Densitatea spectrală de putere a unei tensiuni de ieșire a inverterului;  $m_a = 0,95$  (stânga),  $m_a = 1,2$  (mijloc),  $m_a = 1,4$  (dreapta)

În partea stângă Fig. 18.8 s-a reprezentat dependența amplitudinii componentei fundamentale a unei tensiuni de ieșire a inverterului în funcție de factorul de modulație în amplitudine, în absența liniarizării caracteristicii. Se remarcă dependența liniară pentru  $m_a < 1$  și dependența neliniară în regim de supramodulație, în acord cu rezultatele analizei teoretice din capitolul 5.

În partea dreaptă a figurii s-a reprezentat aceeași caracteristică, obținută în condițiile utilizării metodei de liniarizare a caracteristicii descrise în secțiunea 18.1.3.6.2. Se constată obținerea unei liniarități foarte bune, care permite utilizarea modulatorului în cadrul sistemelor de reglare automată, confirmând în același timp precizia algoritmilor de simulare și analiză spectrală utilizați la determinarea caracteristicii de corecție.

**Observație:** Valoarea maximă obținabilă a amplitudinii este puțin diferită în cele două grafice din Fig. 18.8, datorită unei limitări a sistemului de achiziție utilizat, care nu permite etalonarea precisă a amplificării canalelor.

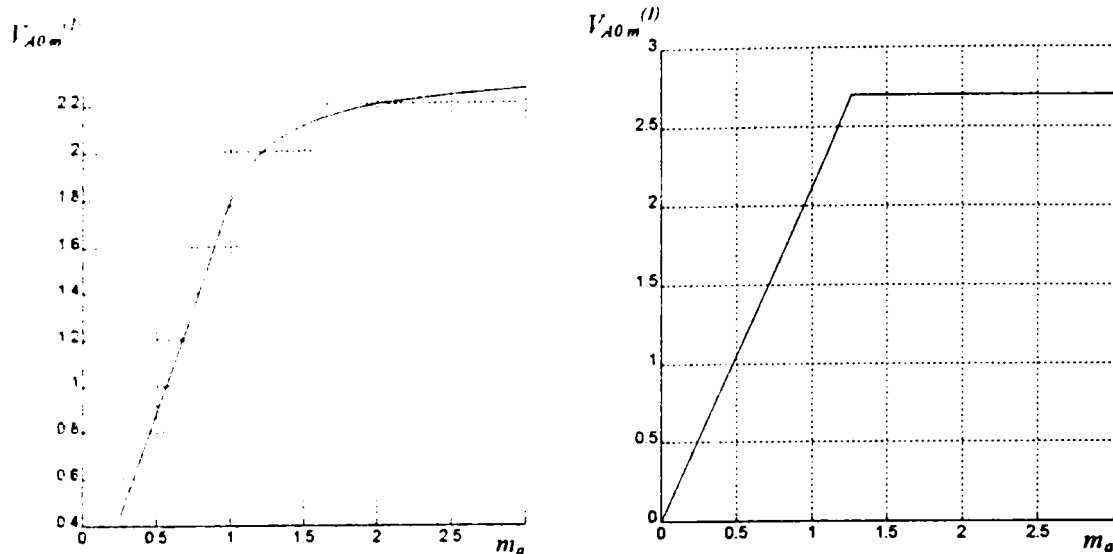


Fig. 18.8 - Amplitudinea componentei fundamentale a unei tensiuni de ieșire a invertorului, în funcție de  $m_a$ , în regim de supramodulație, fără (stânga) și cu liniarizarea caracteristicii (dreapta)

## 18.2 Modul modulator PWM pentru magistrala STE

Conform analizei din secțiunea 2.3.3.3, modurile de sincronizare a pulsurilor cu ambele fronturi modulate (DE-S și DE-A) cauzează distorsiuni armonice mai reduse decât modul de sincronizare cu un singur front modulat (SE). După cum se demonstrează în secțiunea 4.5.2.1, diferențele între cele două tipuri de sincronizare sunt și mai pronunțate în cazul semnalelor modatoare nesinusoidale. Același lucru este valabil și în regimul de supramodulație, așa cum se arată în secțiunea 5.2.2.1.

Circuitul integrat modulator PWM SLE4520 [Siem92] implementează modul de sincronizare a pulsurilor cu un singur front modulat. În acest capitol este descrisă o soluție hardware care modifică semnalele de comandă generate de circuit, în scopul implementării modurilor de sincronizare cu ambele fronturi modulate.

Soluția a fost implementată în cadrul proiectării unui modul modulator PWM pentru magistrala STEbus, integrat în cadrul unui sistem de comandă digitală produs de firma Arcom. Schema electronică a modului modulator PWM este prezentată în Anexa 6.

### 18.2.1 Interfațarea circuitului integrate SLE4520 cu magistrala STE

Pentru implementarea modulatorului hardware s-a utilizat un modul de dezvoltare produs de firma Arcom, modul care conține o parte a logicii de adresare. Secțiunea din schemă încercuită cu linie întreruptă reprezintă simplificat circuitele existente în modulul de dezvoltare. Semnalele SHFT1 ... SHFT8 se generează în fiecare ciclu al magistralei, sincron cu semnalul de sincronizare STB, dar sunt decalate succesiv față de acesta în incremente de câte 60ns.

Circuitele IC3 și IC4 împreună cu o parte din circuitul programabil IC2 realizează interfațarea circuitului SLE4520 (IC5) cu magistrala STEbus. Se realizează simularea semnalelor nWR și ALE ale magistralei microcontrolerului 8051, conform ecuațiilor logice ale circuitului programabil, prezentate în fișierul `sle_dcd.dcb` din Anexa 6. Circuitele IC6 și IC8 implementează un port de ieșire și unul de intrare, utilizate pentru generarea și preluarea diverselor semnale digitale din schemă.

### 18.2.2 Generarea semnalelor de comandă modificate

Circuitele integrate IC10 ... IC15 realizează modificarea semnalelor de comandă generate de IC5, în scopul implementării modurilor de sincronizare cu ambele fronturi modulate. Semnalul de tact al IC5, disponibil la pinul CLK OUT, este divizat de către IC13 ... IC15 cu un factor de 128 sau 256, selectabil cu ajutorul comutatorului SW2. Frecvența acestui semnal determină frecvența purtătoare a modulației PWM; în consecință, factorul de divizare se va selecta în funcție de rezoluția dorită pentru generarea pulsurilor (128 pentru 7 biți, 256 pentru 8 biți). Bistabilul IC12A generează semnalul de sincronizare SYNC, sincron cu DIV dar format din pulsuri scurte, semnal necesar circuitului IC5 pentru sincronizarea pulsurilor de ieșire cu frecvența purtătoare. Semnalul SYNC este de asemenea conectat la linia ATNRQ a magistralei STEbus, generând întreruperi pentru microprocesorul de comandă.

**Observație:** În implementarea cu microcontroler 8051 descrisă anterior, semnalul SYNC este generat prin software, în rutina de tratare a întreruperii de la circuitul de temporizare care generează frecvența purtătoare. În varianta propusă, acest semnal se generează prin hardware, pornind de la tactul circuitului SLE4520, eliminându-se astfel necesitatea utilizării unui circuit de temporizare pentru generarea frecvenței purtătoare.

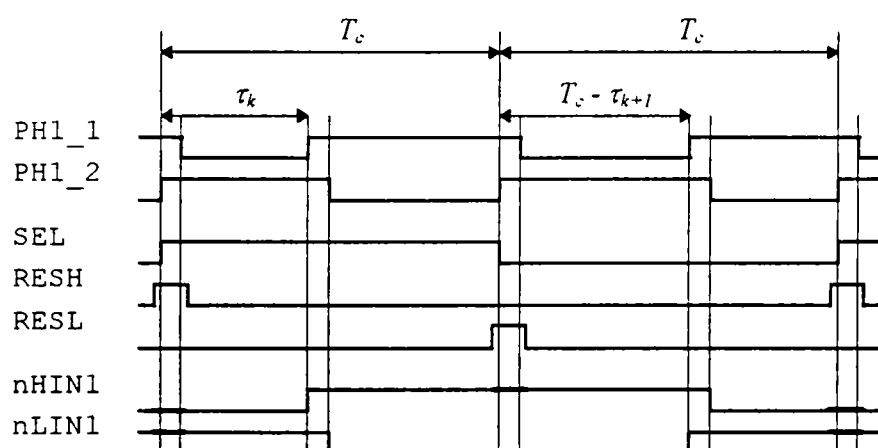


Fig. 18.9 - Generarea semnalelor de comandă modificate

Circuitul programabil IC10 realizează generarea propriu-zisă a pulsurilor de comandă, prin inversarea comandată a semnalelor de comandă generate de modulatorul PWM IC5, conform formelor de undă din Fig. 18.9 (corespunzătoare semnalelor de comandă pentru un singur braț de punte). În figură, PH1\_1 și PH1\_2 sunt semnalele generate de circuitul SLE4520, iar nHIN1A și nHIN1L sunt semnalele modificate generate de IC10.

Semnalul SEL își schimbă valoarea logică în fiecare perioadă purtătoare; în principiu, când SEL are valoarea 1, nHIN1A și nHIN1L sunt identice cu PH1\_1 și PH1\_2, iar când SEL are valoarea 0, sunt obținute prin inversarea acestor semnale. Se observă că, dacă circuitul SLE4520 este programat să genereze duratele de conducție  $\tau_k$  în perioadele purtătoare când SEL = 1 și duratele  $T_c - \tau_k$  (unde  $T_c$  este perioada purtătoare) în perioadele când SEL = 0, atunci nHIN1A și nHIN1L au formele de undă specifice modurilor de sincronizare cu ambele fronturi modulate. Dacă valoarea  $\tau_k$  se calculează în fiecare perioadă  $T_c$ , se obține modul de sincronizare DE-A, iar dacă  $\tau_k$  se calculează doar în perioadele  $T_c$  impare (reprezentate prin prima perioadă, în formele de undă din Fig. 18.9), valoarea calculată utilizându-se și în perioada  $T_c$  pară care urmează, se obține modul de sincronizare DE-S.

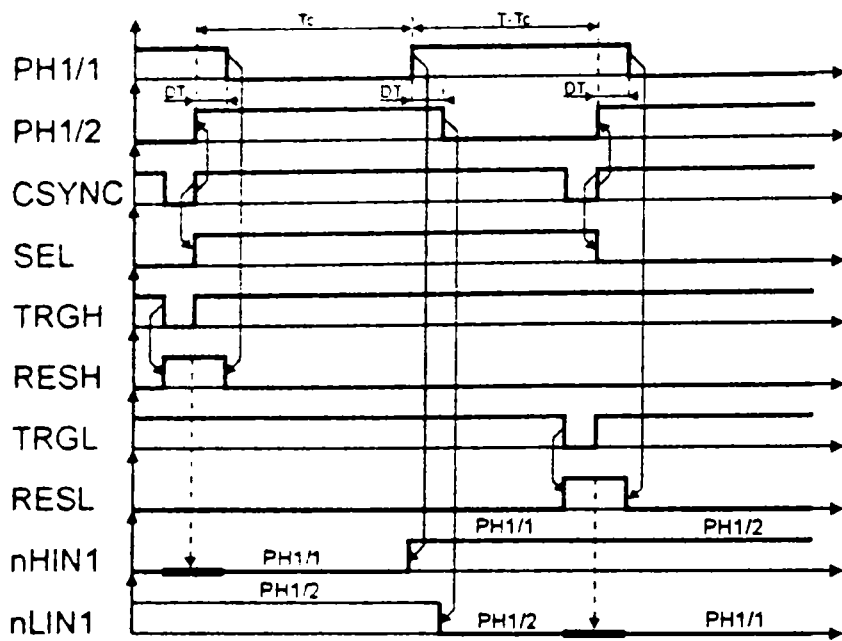


Fig. 18.10 - Generarea semnalelor RESH și RESL

Deoarece circuitul SLE4520 implementează decalarea comenzii, semnalele de comandă pentru cele două tranzistoare ale unui braț de punte nu își schimbă valoarea simultan, la începutul unei perioade purtătoare (marcată în Fig. 18.9 de fronturile crescătoare ale semnalului SYNC). În consecință, metoda de principiu descrisă mai sus trebuie modificată, prin "forțarea" pe 0 sau 1 semnalelor de comandă nHIN1A și nHIN1L pe durata decalării comenzii, cu ajutorul semnalelor RESH și RESL. Porțiunile din semnalele de comandă unde valoarea este "forțată" sunt reprezentate în figură cu linie îngroșată.

Semnalele RESH și RESL sunt generate cu ajutorul circuitelor bistabile IC14A și IC12B și a circuitului programabil IC10, conform formelor de undă din Fig. 18.10 și a ecuațiilor logice din fișierul sle\_as.dcb, inclus în Anexa 6.

**Observație:** Deoarece pulsurile din RESH și RESL se extind și înaintea fronturilor crescătoare ale PH1\_2, se evită generarea unor impulsuri scurte datorită nesincronizării perfecte a fronturilor semnalelor PH1\_2 și SEL.

Comutatorul SW1 permite selecția semnalelor de comandă cu un singur front modulat sau cu ambele fronturi modulate. Circuitele buffer IC9 realizează comanda directă a optocuploarelor din invertor.

### 18.2.3 Logica de protecție

Logica de protecție este implementată cu ajutorul circuitului programabil IC7, care realizează activarea semnalului de protecție SET STA al circuitului IC5 la primirea unui semnal de avarie nFAULT de la circuitele de protecție ale invertorului, precum și la resetarea microprocesorului care controlează magistrala STEbus. În aceste condiții, IC5 comandă blocarea tuturor tranzistoarelor din invertor. Starea protecției poate fi detectată de microprocesor prin citirea semnalului STATUS de la portul de intrare implementat cu IC8. Microprocesorul poate reseta protecția cu ajutorul semnalului CLRSTA generat la portul de ieșire implementat cu IC6.

### 18.2.4 Implementarea logicii programabile

Circuitele logice programabile utilizate sunt de tip GAL. Fișierele sursă conținând ecuațiile logice implementate sunt prezentate în Anexa 6. Compilarea acestora s-a realizat cu ajutorul programului ISDATA LOG/iC [Isda94].

### 18.2.5 Programul de comandă

Testarea modulului modulator PWM prezentat mai sus s-a realizat cu ajutorul unui program de comandă asemănător celui pentru microcontrolerul 8051, dar destinat execuției pe un modul STEbus cu microprocesor 80C188, de tip Arcom SCIM88 [Arco94]. Programul a fost scris în C, cu rutina de tratare a întreruperii generate de semnalul SYNC în limbaj de asamblare. Codul sursă al programului de comandă este prezentat în fișierul pwm3.c, inclus în Anexa 6.

Programarea în C permite calcularea "on-line" a tabelii de eşantioane, cu ajutorul microprocesorului de comandă, înainte de execuția programului de modulație propriu-zis.

Spre deosebire de implementarea cu microcontroler 8051, puterea de calcul mai mare a microprocesorului folosit permite efectuarea calculelor în două perioade purtătoare adiacente. Datorită modificării formelor de undă ale semnalelor de comandă generate de modulatorul SLE4520, cele două perioade purtătoare corespund unui unic puls PWM, evitându-se astfel apariția componentelor armonice suplimentare menționate în secțiunea 18.1.4.1. Conform precizărilor din secțiunea 18.2.2, în acest mod rezultă modul de sincronizare a pulsurilor DE-S.

### 18.3 Concluzii

În acest capitol s-a prezentat proiectarea și implementarea unui modulator PWM software folosind un microcontroler 8051 și un circuit modulator PWM specializat de tip SLE4520. S-a urmărit *menținerea în limite acceptabile a performanțelor modulației, în condițiile optimizării utilizării resurselor hardware*. Rezultatele obținute demonstrează eficiența soluțiilor propuse, precum și posibilitatea obținerii unui modulator PWM cu performanțe acceptabile, folosind un microcontroler de cost redus. Alternativ, implementarea soluțiilor propuse cu ajutorul unui microcontroler mai performant sau a unor circuite logice programabile poate conduce la obținerea unor performanțe ridicate.

La proiectarea modulatorului s-au folosit extensiv rezultatele analizelor teoretice și prin simulare din părțile I și a IV-a ale lucrării, precum și algoritmi de simulare și analiză spectrală din părțile a II-a și a III-a. În acest mod, *este ilustrată aplicabilitatea practică a rezultatelor din lucrare*. În plus, rezultatele experimentale obținute reconfirmă următoarele:

- *caracterul general al metodei de corecție a erorilor de cuantizare prin acumularea erorii, metodă introdusă în capitolul 17;*
- *eficiența algoritmului de corecție a erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor propus în capitolul 17;*
- *precizia algoritmilor de simulare și analiză spectrală din părțile a II-a și a III-a ale lucrării.*

A fost prezentată de asemenea proiectarea unui modul modulator PWM pentru magistrala STEbus, utilizând o *soluție hardware* pentru modificarea semnalelor de comandă generate de circuitul SLE4520, în scopul *obținerii modurilor de sincronizare a pulsurilor cu ambele fronturi modulate*. Utilizarea acestei soluții hardware împreună cu implementarea software menționată mai sus poate conduce la îmbunătățirea semnificativă a performanțelor modulației.





## Concluzii

Lucrarea tratează comanda cu modulație PWM a invertoarelor trifazate de tensiune, în particular modulația PWM cu eşantionare uniformă implementată în sisteme digitale de comandă. Se prezintă o analiză a diferitelor aspecte ale modulației, un set de algoritmi de analiză spectrală și simulare pentru analiza performanțelor modulației, precum și unele optimizări ale implementării digitale a modulației.

### Comanda cu modulație PWM a invertoarelor din sistemele de acționare electrică trifazate.

În prima parte a lucrării se analizează teoretic și prin simulare diverse aspecte ale modulației PWM cu eşantionare uniformă, prin prisma unor criterii de performanță referitoare la efectele nefavorabile ale modulației asupra motoarelor electrice.

#### Criterii de performanță

În urma analizei efectelor nefavorabile ale modulației asupra motoarelor electrice, se stabilește un set de criterii de performanță, referitoare la: controlul componentelor fundamentale din tensiunile generate; distorsiunile armonice cauzate de produșii de modulație; valorile componentelor continue din tensiunile generate.

#### Sincronizarea pulsurilor din tensiunile de ieșire

După specificarea cadrului de analiză și prezentarea unei clasificări cuprinzătoare a metodelor de modulație PWM, se realizează o analiză detaliată a modulației PWM cu eşantionare uniformă, incluzând problema sincronizării pulsurilor din tensiunile de ieșire; se definesc modurile de sincronizare SE, DE-S și DE-A (vezi secțiunea 2.2.1).

Analiza teoretică a performanțelor corespunzătoare celor trei moduri de sincronizare a pulsurilor conduce la concluzia că modul DE-A produce distorsiunile armonice cele mai mici, urmat de DE-S și SE. Analiza cantitativă prin simulare confirmă diferențele între modurile DE-S și SE, dar nu evidențiază diferențe semnificative între modurile DE-S și DE-A.

#### Sincronismul între semnalele modulatoare și semnalul purtător

Se prezintă o analiză comparativă originală a celor două tipuri de modulație, sincronă și asincronă, din perspectiva implementării digitale, evidențiindu-se faptul că modulația asincronă permite implementări mai simple.

Conform informațiilor din literatura de specialitate, modulația asincronă cauzează, de regulă, efecte negative importante la valori mici ale factorului de modulație în frecvență. Analiza cantitativă prin simulare realizată de autor demonstrează însă că efectele negative cauzate direct de modulația asincronă nu apar în condițiile normale de funcționare ale sistemele de acționare moderne, cu frecvențe de comutație ridicate. Aceasta reprezintă o concluzie originală, cu aplicabilitate practică.

În concluzie, utilizarea modulației asincrone este mai avantajoasă, în sistemele de comandă digitale și în condiții normale de funcționare, deoarece permite implementări mai simple, fără a afecta negativ performanțele modulației.

### **Semnale modulator**

Se realizează o prezentare sintetică a formelor de undă utilizabile pentru semnalul modulator, care permit creșterea gradului de utilizare a tensiunii de alimentare și reducerea numărului de comutări ale dispozitivelor de putere din inverter.

Analiză comparativă a acestor forme de undă, din punctul de vedere al reducerii puterii totale disipate în inverter, extinde analizele similare din bibliografie și oferă un criteriu de selecție a formei de undă optime, în funcție de factorul de putere al sarcinii.

Analiză comparativă a formelor de undă din punctul de vedere al distorsiunilor armonice ale tensiunilor generate evidențiază faptul că aceste distorsiuni sunt cauzate de discontinuități în poziția pulsurilor PWM din tensiunile de linie generate de inverter; aceasta concluzie originală este confirmată prin simulare. Pe baza concluziei de mai sus, se realizează o clasificare a formelor de undă, confirmată de asemenea prin simulare.

Se deduce teoretic și se confirmă prin simulare faptul că distorsiunile armonice cauzate de forma de undă a semnalului modulator pot fi reduse în mod semnificativ prin utilizarea modurilor de sincronizare a pulsurilor cu ambele fronturi modulate. Aceasta reprezintă de asemenea o concluzie originală, cu valoare practică.

O altă concluzie originală, obținută cu ajutorul simulării, este aceea că decalarea comenzii tranzistoarelor din același braț de punte nu influențează semnificativ distorsiunile cauzate de forma de undă a semnalului modulator și că, în condiții de funcționare tipice, aceste distorsiuni sunt neglijabile, în raport cu cele cauzate de decalarea comenzii.

### **Regimul de supramodulație**

În urma unei analize comparative, se concluzionează că metoda de supramodulație cea mai avantajoasă în implementările digitale este cea bazată pe creșterea amplitudinii semnalului modulator.

În urma unei analize realizate prin calcul analitic și simulare, se confirmă faptul că regimul de supramodulație cauzează distorsiuni armonice importante ale tensiunilor generate de inverter. Se obține o concluzie originală, conform căreia distorsiunile armonice în regim de supramodulație depind puternic de forma de undă a semnalului modulator, fiind minime pentru semnalul sinusoidal.

Eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă, necesară în condițiile decalării comenzii tranzistoarelor din același braț de punte, cauzează distorsiuni armonice suplimentare în regim de supramodulație. Se formulează o concluzie originală, obținută prin simulare, conform căreia aceste distorsiuni suplimentare sunt neglijabile, în raport cu distorsiunile introduse de regimul de supramodulație în sine. În schimb, se constată că eliminarea pulsurilor scurte introduce distorsiuni semnificative la valori subunitare, dar apropiate de 1 ale factorului de modulație în amplitudine; mai mult, în cazul unor semnale modulator nesinusoidale, eliminarea pulsurilor scurte introduce distorsiuni armonice la orice valoare a factorului de modulație în amplitudine.

Eliminarea pulsurilor scurte din semnalele de comandă modifică forma dependenței între valoarea prescrisă a factorului de modulație în amplitudine și amplitudinile componentelor fundamentale din tensiunile generate de inverter. Se prezintă o concluzie originală, conform căreia, în condițiile de funcționare normale, această modificare este relativ redusă, nefiind necesară considerarea ei la liniarizarea software a dependenței de mai sus. Concluzia anterioară este valabilă și pentru semnalele modulator nesinusoidale.

## Modulația vectorului spațial

După o prezentare sistematică a principiului modulației vectorului spațial, se demonstrează echivalența între aceasta și modulația PWM cu eșantionare uniformă și semnale modulatorie formate din segmente de sinusoidă. Echivalențe se referă la principiile pe baza cărora se obțin metodele de modulație, la formele de undă generate la ieșirea invertoarelor și la variantele de implementare. Demonstrația echivalenței de mai sus reprezintă o contribuție originală a autorului.

Pe baza echivalenței demonstrate, se susține punctul de vedere original conform căruia modulația vectorului spațial nu ar trebui considerată o metodă de modulație distinctă, ci doar o metodă alternativă de sinteză și analiză a modulației PWM trifazate.

## Indicatori de calitate pentru modulația PWM

În urma analizei cantitative a efectele distorsiunilor și nesimetriei sistemelor de tensiuni generate de invertoarele PWM asupra motoarelor asincrone, se propune un set de formule pentru evaluarea cantitativă a performanțelor modulației PWM, independent de regimul de funcționare și de parametrii motorului alimentat. Pe baza formulelor de mai sus se introduce un set coerent de indicatori de calitate, utilizabili pentru optimizarea performanțelor modulației.

## Analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM

### Analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele PWM

Pornind de la observația că tensiunile și curenții din fazele motorului formează, în cazul general, sisteme trifazate periodice, distorsionate și nesimetrice, se demonstrează că, în cazul modulației PWM cu eșantionare uniformă asincronă și în regim normal de funcționare, aceste mărimi pot fi prelucrate cu algoritmi de analiză spectrală specifici semnalelor periodice. Se demonstrează de asemenea că analiza spectrală trebuie să furnizeze următoarele mărimi: frecvența fundamentală, amplitudinea sistemului fundamental direct, amplitudinile sistemelor armonice directe, amplitudinea sistemului fundamental invers, componentele continue ale mărimilor de fază.

În urma unei analize comparative a echipamentelor de analiză spectrală disponibile comercial, se concluzionează că o abordare eficientă pentru analiza spectrală a semnalelor din electronica de putere o constituie utilizarea unui calculator personal, prevăzut cu un modul de achiziție a datelor și un program de analiză specializat.

### Algoritmi de analiză spectrală

Pentru a realiza analiza spectrală a tensiunilor și curenților din invertoarele trifazate cu comandă PWM, autorul a realizat selecția, adaptarea și generalizarea unor algoritmi din literatura de specialitate.

Specificul semnalelor analizate impune utilizarea unor anumite tipuri de ferestre temporale, în funcție de scopul analizei spectrale; în acest sens, a fost elaborat un set de criterii de selecție. În diverse lucrări de specialitate apar formule diferite pentru unele ferestre temporale în timp discret. Pentru a determina formulele corecte, autorul a realizat o verificare independentă prin simulare, reprezentând o contribuție originală.

Pentru determinarea amplitudinilor armonicilor și a frecvenței fundamentale în cazul semnalelor eșantionate asincron au fost elaborați doi algoritmi originali, care generalizează metode din literatura de specialitate. Algoritmii au fost validați prin analiza unor semnale generate prin software.

## Concluzii

Se prezintă de asemenea o metodă alternativă de analiză a sistemelor trifazate, dezvoltată de autor pe unei abordări din literatură, permițând reducerea volumului de calcule.

### **Implementarea algoritmilor de analiză spectrală**

Se prezintă o bibliotecă software pentru analiza spectrală a semnalelor din electronica de putere și acționările electrice, elaborată de autor prin implementarea algoritmilor menționați anterior. Această bibliotecă a fost utilizată pe parcursul lucrării, permițând obținerea unor rezultate originale, cu valoare practică.

Se descrie de asemenea un program original de analiză spectrală a sistemelor trifazate, proiectat și implementat de autor.

## **Simularea sistemelor de acționare trifazate cu invertoare comandate PWM, în scopul determinării performanțelor modulației**

### **Simularea sistemelor de acționare cu modulație PWM**

Se realizează deducerea sistematică a cerințelor pe care trebuie să le îndeplinească programele de simulare a sistemelor de acționare electrică. În acest context, se evidențiază importanța stabilirii nivelului de simulare și necesitatea calculării mărimilor de regim permanent. Se introduce o abordare generalizatoare, denumită "simularea ierarhică multi-nivel", care presupune identificarea unei structuri ierarhice a sistemului de acționare și elaborarea de modele simplificate pentru componentele de pe nivelele superior și inferior.

În continuare se formulează cerințele specifice pentru programele de simulare utilizabile în domeniul acționărilor electrice și se prezintă o analiză comparativă originală a metodelor de modelare utilizabile și a programelor disponibile comercial. În urma analizei comparative, se alege metoda de simulare utilizată în lucrare, constând din dezvoltarea unor programe de simulare proprii în limbajul MATLAB.

### **Metoda de simulare îmbunătățită**

După stabilirea modelului sistemului simulat și a mărimilor calculate prin simulare, se demonstrează prezența erorilor de aliere în cazul utilizării simulatoarelor de uz general pentru circuite electronice. Această demonstrație originală se bazează pe o analiză teoretică, pe rezultate obținute prin simulare, pe rezultate obținute cu două simulatoare comerciale și pe alte date din literatura de specialitate.

Se propune o metodă de simulare originală, care conduce la reducerea substanțială a erorilor de aliere, permițând astfel evaluarea precisă a performanțelor modulației. Metoda se bazează pe utilizarea unui model analogic al sub-sistemului inverter-motor, urmat de un model analogic al unui filtru anti-aliere în timp continuu. Performanțele filtrării sunt îmbunătățite prin utilizarea unei metode de filtrare anti-aliere combinată, combinând un filtru analogic și un filtru digital. Se prezintă de asemenea metodologia de proiectare a acestor filtre. Eficiența și precizia metodei propuse sunt confirmate atât analitic, prin comparație cu rezultate teoretice, cât și experimental.

Se descrie un model original în timp continuu pentru sub-sistemul inverter-motor. Modelul inverterului include o metodă aproximativă de modelare a efectelor decalării comenzilor tranzistoarelor din același braț de punte; evaluarea efectului aproximațiilor indică faptul că acestea nu afectează semnificativ spectrele obținute pentru tensiunile generate de inverter. În cadrul modelului motorului se introduc două optimizări originale, care permit reducerea timpului de calcul prin comasarea pulsurilor adiacente cu amplitudini egale, respectiv eliminarea pulsurilor generate prin erori de cuantizare a timpului. Se prezintă în detaliu algoritmul de modelare elaborat.

Se prezintă de asemenea algoritmi de modelare pentru două variante de modulator utilizate în lucrare: un modulator PWM cu eşantionare uniformă asincronă ideal, respectiv un modulator PWM digital cu eşantionare uniformă asincronă și tabel de eşantioane.

### **Simularea sistemelor de acționare în HDL-A**

Se prezintă o serie de rezultate originale obținute de autor în urma investigării posibilităților de utilizare a unui limbaj de tip “HDL analogic” pentru simularea sistemelor de acționare cu invertoare trifazate.

Se demonstrează că folosirea unui astfel de limbaj, împreună cu SPICE și VHDL permite utilizarea de modele foarte simple, fiecare bloc al sistemului de acționare putând fi simulat în limbajul cel mai adecvat. Pentru ilustrare, se prezintă modelele elaborate de autor pentru circuitul de comandă, inverter, motor și sarcina mecanică.

Această abordare nu a fost utilizată pe larg în cadrul lucrării, datorită performanțelor modeste ale simulatorului disponibil. Se concluzionează însă că utilizarea limbajelor “HDL analogic” pentru simularea sistemelor de acționare prezintă perspective favorabile, care vor putea valorificate odată cu creșterea performanțelor și accesibilității simulatoarelor comerciale.

## **Optimizarea performanțelor unor metode de modulație PWM**

### **Efectele erorilor de cuantizare**

Pierderile de putere în motor și pulsațiile de cuplu sunt influențate semnificativ de erorile de cuantizare din modulatorii PWM digitale. Dependența între aceste efecte și parametrii modulatorului este relativ complicată, neputând fi modelată prin formule matematice simple. În acest context, prin utilizarea programelor de analiză spectrală și simulare descrise anterior au fost obținute o serie de rezultate originale, cu aplicabilitate practică la proiectarea implementărilor digitale ale modulatorilor PWM

Astfel, reducerea pierderilor de putere și a pulsațiilor de cuplu cauzate de cuantizare sub valorile de referință (calculate în condițiile utilizării decalării comenzii împreună cu un algoritm eficient de compensare) impune utilizarea unei rezoluții de cel puțin 10 biți pentru circuitele de temporizare, a unei rezoluții de cel puțin 9 biți pentru eşantioanele din tabel, și a unei lungimi a tabelului de eşantioane de minim 2048. Creșterea rezoluției circuitelor de temporizare până la 12 biți și a rezoluției eşantioanelor din tabel până la 10 biți conduce la îmbunătățirea suplimentară a performanțelor modulației. Se constată că erorile de cuantizare nu cauzează o nesimetrie semnificativă a sistemului trifazat, nici componente continue importante.

### **Corecția erorilor de cuantizare**

Se demonstrează că rezoluția efectivă a circuitelor de temporizare digitale utilizate pentru generarea duratelor pulsurilor este determinată atât de numărul de biți al numărătoarelor, cât și de frecvența de tact. În urma unei analize comparative originale, se constată că majoritatea circuitelor de temporizare disponibile comercial nu satisfac cerințele de rezoluție pentru implementarea modulației PWM, la frecvențele de comutație ale invertoarelor moderne.

Se prezintă o metodă de corecție a erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor bazată pe acumularea erorilor de cuantizare, metodă care permite obținerea unor distorsiuni armonice acceptabile chiar în condițiile utilizării unor circuite de temporizare cu rezoluție scăzută. Calcularea indicatorilor de calitate, deși potențial afectată de erori datorită structurii continue a spectrelor, indică reducerea substanțială a efectelor nefavorabile asupra motorului.



## Concluzii

Metoda propusă permite o implementare digitală foarte eficientă, bazată pe proprietățile operației de adunare în virgulă fixă. Comparativ cu celelalte variante descrise în bibliografie, implementarea este mai simplă, conducând însă la performanțe similare.

Metoda propusă reprezintă o generalizare originală a unei metode descrise în literatura de specialitate. O variantă asemănătoare celei propuse, cu funcționalitate echivalentă, a fost publicată ulterior.

### **Proiectarea unor modulatori PWM digitale**

Se prezintă proiectarea și implementarea unui modulator PWM software folosind un microcontroler 8051 și un circuit modulator PWM specializat de tip SLE4520. La proiectare s-au folosit extensiv rezultatele analizelor teoretice și prin simulare, precum și algoritmi de simulare și analiză spectrală prezentați în lucrare, ilustrându-se în acest mod aplicabilitatea practică a acestora. Rezultatele obținute demonstrează eficiența soluțiilor propuse, precum și posibilitatea obținerii unui modulator PWM cu performanțe acceptabile, folosind un microcontroler de cost redus.

Se descrie de asemenea proiectarea unui modul modulator PWM hardware pentru magistrala STEbus, utilizând o soluție originală pentru modificarea semnalelor de comandă generate de circuitul SLE4520, în scopul obținerii modurilor de sincronizare a pulsurilor cu ambele fronturi modulate. Utilizarea acestei soluții hardware împreună cu implementarea software menționată mai sus pot conduce la îmbunătățirea semnificativă a performanțelor modulației.

## Bibliografie

- [AAS89] Andria, G., dell'Aquila, A., Salvatore, L., "Analysis of Distorted Unbalanced Waveforms in Inverter Drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-4, no.2, pp. 298-310, Apr. 1989
- [Agbi87] Agbinya, J. I., "Microprocessor Determination of PWM Signals Using Second-Order Difference Equations", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-34, no.4, pp. 494-496, Nov. 1987
- [AH89] Alexa, D., Hrubaru, O., "Aplicații ale convertoarelor statice de putere", Editura Tehnică, București, 1989
- [AH89a] Asumadu, J.A., Hoft, R.G., "Microprocessor-Based Sinusoidal Waveform Synthesis Using Walsh and Related Orthogonal Functions", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-4, no.2, pp. 234-241, Apr. 1989
- [AH93] Andresen, E. Ch., Haun, A., "Influence of the Pulse-Width Modulation Control Method on the Performance of Frequency Inverter Induction Motor Drives", *ETEP*, Vol. 3, no. 2, Match/April 1993, pp. 151 - 161
- [AHB91] Amran, Y, Huliehel, F., Ben-Yaakov, S., "A Unified SPICE Compatible Average Model of PWM Converters", *IEEE Trans. Power El.*, Vol. 6, no. 4, Oct. 1991, pp. 585 - 594
- [Anac94] \*\*\* "Eldo User's Manual", Issue 4.3.x, ANACAD Electrical Engineering Software, June 1994
- [Anac94a] \*\*\* "HDL-A User's Manual", Issue 1.0, ANACAD Electrical Engineering Software, June 1994
- [Anal93] \*\*\* "SABER - Simulation For Circuits Through Systems", Analogy, Inc., Beaverton, OR, 1993
- [Anal94] \*\*\* "Template and Components Library", Analogy, Inc., Beaverton, OR, 1994
- [Arco94] \*\*\* "SCIM88 User's Manual", ARCOM Ltd., 994
- [AS90] Andria, G., Salvatore, L., "Inverter Drive Signal Processing via DFT and EKF", *IEE Proc.*, vol. 137, pt.B, no.2, pp. 111-119, March 1990
- [ASM89] Addoweesh, K.E., Shepherd, W., Mulley, L.N., "Induction Motor Speed Control using a Microprocessor-Based PWM Inverter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no.4, pp. 516-522, Nov. 1989
- [BCV97] Bakalar, K., Christen, E., Vachoux, A., "Analog and Mixed-Signal Extensions to VHDL Through Examples", IEEE1076.1 Tutorial, May 1997
- [BH90] Boys, J.T., Handley, P.G., "Harmonic Analysis of Space Vector Modulated PWM Waveforms", *IEE Proc.*, Vol. 137, Pt. B, No.4, pp. 197-204, July 1990
- [BI77] Buja, G.S., Indri, G.B., "Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-13, no.1, pp. 38-44, Jan./Feb. 1977

## Bibliografie

- [BMNG89] Bogdanov, I., Mihăilescu, M., Neag, I.-A., Gal, S., "Sistem de acționare cu motor asincron pentru o axă a unui robot industrial", *Al 9-lea Simpozion Național de Roboți Industriali*, Baia Mare, 1989, vol. 2, pp. 134-139
- [BN88] Bogdanov, I., Neag, I.-A., "Single Microprocessor Digital Speed Control for Three DC Motors", *The 6-th National Conference on Electrical Drives*, Timișoara, 1988, pp. 2.7-2.12
- [BNLP89] Bogdanov, I., Neag, I.-A., Literatti, J., Precup, R., "Implementarea software a unor algoritme numerice de reglare modală alunecătoare a poziției", *Al 9-lea Simpozion Național de Roboți Industriali*, Baia Mare, 1989, vol. 2, pp. 140-149
- [Bogd89] Bogdanov, I., "Microprocesorul în comanda acționărilor electrice", Ed. Facla, Timișoara, 1989
- [Bose86] Bose, B.K., "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986
- [Bowe88] Bowes, S.R., Discussion of "An Algebraic Algorithm for Microcomputer-Based (Direct) Inverter Pulsewidth Modulation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-24, no.6, pp. 998-1004, Nov./Dec.1988
- [BS83] Bose, B.K., Sutherland, H.A., "A High-Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, no.2, pp. 235-243, Mar./Apr.1983
- [BS88] van der Broeck, H.W., Skudenly, H.-C., "Analytical Analysis of the Harmonic Effects of a PWM AC Drive", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-3, no.2, pp. 216-223, April 1988
- [Buja80] Buja, S.R., "Optimum Output Waveforms in PWM Inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-16, no.6, pp. 830-836, Nov./Dec. 1980
- [BV92] Bedrosian, B.G., Vlach, J., "Time-Domain Analysis of Networks with Internally Controlled Switches", *IEEE Trans. Circ. Syst. I*, Vol. 39, no. 3, March 1992, pp. 199 - 212
- [BV92a] Bedrosian, B.G., Vlach, J., "An Accelerated Steady-State Method for Networks with Internally Controlled Switches", *IEEE Trans. Circ. Syst. I*, Vol. 39, no. 7, July 1992, pp. 520 - 530
- [BZ83] Buja, G.S., Zoccarato, W., "Signal Processor Controller for a Three-Phase PWM Inverter", *Proc. 3rd IFAC Symp.*, pp. 239-245, Lausanne, Switzerland, 1983
- [Cand88] Candy, J.V., "Signal Processing. The Modern Approach", McGraw-Hill, New York, 1988
- [Casp92] \*\*\* "CASPOC Version 1.2", Simulation Research, Delft, 1992
- [Chri97] Christen, E., "VHDL1076.1: Analog Extensions to VHDL", Analogy, Inc., 1997
- [Chri97] Christen, E., "VHDL1076.1: Analog Extensions to VHDL", Analogy, Inc., 1997
- [CI94] Chung, H.S., Ioinovici, A., "Fast Computer-Aided Simulation of Switching Power Regulators Based on Progressive Analysis of the Switches' State", *IEEE Trans. Power EL.*, Vol. 9, no. 2, March 1994, pp. 206 - 212
- [Cool86] Cooling, J.E., "Real-time interfacing: Engineering aspects of microprocessor peripheral systems", Van Nostrand Reinhold (UK), Berkshire, England, 1986

- [CS95] Choi, J.-W., Sul, S.-K., "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-31, no.5, pp. 1001-1008, Sept./Oct. 1995
- [DBN+89] Dragomir, T.L., Bogdanov, I., Neag, I.-A., Precup, R., Minoiu, D., "Asupra unor algoritme numerice de reglare modală alunecătoare a poziției pentru acționarea unei axe a unui robot industrial", *Al 9-lea Simpozion Național de Roboți Industriali*, Baia Mare, 1989, vol. 2, pp. 150-159
- [Diva85] Divan, D.M., "Optimal PWM Waveform Synthesis - A Filtering Approach", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no.5, pp. 1199-1205, Sept./Oct. 1985
- [Dixo91] Dixon, L., "Spice Simulation of Switching Power Supply Performance", UNITRODE Corp., 1991
- [DL94] van Duijsen, P.D., Lascu, D.F., "Simulation of Power Electronics and Drive Systems", *Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications*, Vol. 1, pp. 201 - 206, Faculty of Electronics and Telecommunications, Timisoara, 1994
- [DV92] De Doncker, R.W., Vandenput, A.J.A., "A Two-Dimensional FFT Algorithm for Three-Phase Inverter-Fed Systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-7, no.1, pp. 181-188, Jan. 1992
- [DW92] Dunford, W.G., van Wyk, J.D., "Harmonic Imbalance in Asynchronous PWM Schemes", *IEEE Trans. Power El.*, vol. PE-7, no. 2, pp. 480 - 486, July 1992
- [EK91] Embree, P.M., Kimble, B., "C Language Algorithms for Digital Signal Processing", Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991
- [ER82] Elliott, D.F., Rao, K.R., "Fast Transforms. Algorithms, Analyses, Applications", Academic Press, Orlando, FL, 1982
- [ES92] Enjeti, P.N., Shireen, W., "A New Technique to Reject DC-Link Voltage Ripple for Inverters Operating on Programmed PWM Waveforms", *IEEE Trans. Power El.*, vol. PE-7, no. 1, pp. 171 - 180, Jan 1992
- [EZL90] Enjeti, P.N., Ziogas, P.D., Lindsay, J.F., "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-26, no.2, pp. 302-311, March/Apr. 1990
- [FG97] Fiedler, A., Grotstollen, H., "Simulation of Power Electronics Circuits with Principles Used in Wave Digital Filters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 1, Jan./Feb. 1997, pp. 49 - 57
- [FIH90] Fukuda, S., Iwaji, Y., Hasegawa, H., "PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-5, no.1, pp. 54-61, Jan. 1990
- [FMPS85] Franzo, G., Mazzucchelli, M., Puglisi, L., Sciutto, G., "Analysis of PWM Techniques Using Uniform Sampling in Variable-Speed Electrical Drives with Large Speed Range", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no.4, pp. 966-974, July/Aug. 1985
- [FPRT91] Franceschini, G., Pirani, S., Rinaldi, M., Tassoni, C., "Spice-Assisted Simulation of Controlled Electric Drives: An Application to Switched Reluctance Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-27, no. 6, pp. 1103 - 1110, Nov/Dec 1991
- [FS92] Fosdick, L.D., Schlauble, Carolyn J.C., "Elements of Matlab", 1992

## Bibliografie

- [GD94] Garcia-Otero, S., Dewaney, M., "Minimization of Acoustic Noise in Variable Speed Induction Motors Using a Modified PWM Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-30, no.1, pp. 111-115, Jan./Feb. 1994
- [GM90] Gallanti, G., Marola, G., "Novel Technique for the Optimal Online Control of a PWM Voltage/Source Inverter", *IEE Proc.*, vol. 137, Pt. B, No.4, pp. 248-252, July 1990
- [GN92] Gabrea, M., Neag, I.-A., "Utilizarea calculatoarelor personale în analiza spectrală a semnalelor", *Analele Universității din Oradea*, Fasc. Electrotehnică - Energetică, 1992, pp. 164-171
- [GN93] Gal, S., Neag, I.-A., "ADS-51 Application Development System", 1993
- [GN94] Gal, Șt., Neag, I.-A., "A High-Performance Pulsewidth Modulator for AC Drives", *Proc. 4th Intl. Conf. on Optimization of Electric and Electronic Equipments*, vol. 1, pp. 323-328, Brașov, Mai 1994
- [GSH85] Grant, D.A., Stevens, M., Houldsworth, J.A., "The Effect of Word Length on the Harmonic Content of Microprocessor-Based PWM Waveform Generators", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no.1, pp. 218-225, Jan./Feb. 1985
- [Harr78] Harris, F.J., "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", *Proc. IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51-83, Jan. 1978
- [HB92] Handley, P.G., Boys, J.T., "Practical Real-Time PWM Modulators: an Assessment", *IEE Proc.-B*, vol. 139, no.2, pp. 96-102, March 1992
- [HB94] Holtz, J., Beyer, B., "Optimal Pulsewidth Modulation for AC Servos and Low-Cost Industrial Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-30, no.4, pp. 1039-1047, July/Aug. 1994
- [HG84] Houldsworth, J.A., Grant, D.A., "The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no.5, pp. 1224-1228, Sept./Oct. 1984
- [Hymo94] Hymowitz, C.E., "SPICE as an AHDL", Intusoft, CA, 1994
- [Ieee95] \*\*\* IEEE PAR 1076.1 VHDL Analog Extensions, "VHDL-A Design Objective Document", Version: 2.3, Sep 1995
- [Ieee95a] \*\*\* IEEE PAR 1076.1 VHDL Analog Extensions, "VHDL-A Design Objective Rationale", Version: 1.3, Sep 1995
- [IF92] Iwashi, Y., Fukuda, S., "A Pulse Frequency Modulated PWM Inverter for Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-7, no.2, pp. 404-410, April 1992
- [Intu99] \*\*\* "New AHDL based on C", Data Sheet, Intusoft, 1999
- [ISDA94] \*\*\* "LOG/iC 4.0 Evaluation Kit, Help System", ISDATA GmbH, 1999
- [Isda94] \*\*\* "ISDATA LOG/iC Help System", ISDATA GmbH, 1994
- [Issp98] \*\*\* "IsSpice4 User's Guide", intusoft, San Pedro, CA, 1998
- [Jack91] Jackson, L.B., "Signals, Systems and Transforms", Addison-Wesley, Reading, MA, 1991
- [JK83] Jackson, R.D., Karamanzanis, G., "Output Waveforms from Controlled Switched-Mode DC to AC Converters", *Proc. 3rd IFAC Symp.*, pp. 181-186, Lausanne, Switzerland, 1983

- [Just91] Justus, O., "*Dynamisches Verhalten elektrischer Maschinen*", Viewig, Braunschweig, 1991
- [JWD83] Jayne, M.G., Williams, A.B., Davies, P.D., "A Microprocessor-Based Control Strategy for PWM Inverters", *Proc. 3rd IFAC Symp.*, pp. 453-459, Lausanne, Switzerland, 1983
- [KBB91] Krishnan, R., Biharadwaj, A.S., Bedingfield, R.A., "Computer Aided Simulation for the Dynamic Analysis of Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive Systems", "*Computer Aided Design in Control Systems*", *Selected papers from the IFAC Symposium, Swansea, U.K.*, pp. 417 - 422, Pergamon Press, Oxford, July 1991
- [KP79] Kliman, G.R., Plunkett, A.B., "Development of a Modulation Strategy for a PWM Inverter Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-15, no.1, pp. 72-79, Jan./Feb.1979
- [KSB+91] Kerkman, R.J., Seibel, B.J., Brod, D.M., Rowan, T.M., Leggate, D., "A Simplified Inverter Model for On-Line Control and Simulation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 3, May/June 1991, pp. 567 - 572
- [KWH91] Kelkar, R., Wunderlich, R.A., Hitchcock, L.J., "Software Breadboards for Power Electronic Circuits", *IEEE Trans. Power El.*, vol. PE-6, no. 2, pp. 170 - 177, April 1991
- [KWOK85] Kubo, K., Watanabe, M., Ohmae, T., Kamiyama, K., "A Fully Digitalized Speed Regulator using Multimicroprocessor System for Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no.4, pp. 1001-1008, July/Aug. 1991
- [Lasc98] Lascu, D., "*Transferul controlat al energiei prin convertoare PWM și rezonante*", Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" Timișoara, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, 1998
- [LC90] Lorenz, R.D., Cook, R.A., "Exact Inverter Waveform Analysis Using z-Transform Estimation Techniques", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-5, no.3, pp. 284-292, July 1990
- [LEM95] \*\*\* *LEM S.A, Products Catalogue*, Geneva, Switzerland, 1995
- [Leon85] Leonhard, W., "*Control of Electrical Drives*", Springer-Verlag, Berlin, 1985
- [LJRS91] Luk, C.K.P., Jayne, M.G., Rees, D., Schaper, D.W., "A Digital Model for a Three-Phase Induction Drive Using a Personal Computer Software Package", "*Computer Aided Design in Control Systems*", *Selected papers from the IFAC Symposium, Swansea, U.K.*, pp. 411 - 416, Pergamon Press, Oxford, July 1991
- [LS88] Lee, J.-Y., Sun, Y.-Y., "Novel Sinusoidal Pulsewidth Modulation Schemes for Voltage-Source Inverters with Fluctuating Input Voltage", *IEEE Trans. Ind. El.*, vol. IE-35, no.2, pp. 284-294, May 1988
- [LS90] Luciano, A.M., Strollo, A.G.M., "A Fast Time Domain Algorithm for the Simulaton of Switching Power Converters", *IEEE Trans. Power El.*, vol. 5, no. 3, July 1990, pp. 345 - 370
- [LVK83] Lataire, P., Venlet, N., Kaczmareck, B., "Pulse Width Modulation with Hybrid Sampling Techniques", *Proc. 3rd IFAC Symp.*, pp. 239-245, Lausanne, Switzerland, 1983
- [Maks97] Maksimović, D., "Automated Steady-State Analysis of Switching Power Converters Using a General-Purpose Simulation Tool", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, St. Louis, MI, USA, June 1997



## Bibliografie

- [Mate84] Mateescu, A., "Semnale, circuite și sisteme", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1984
- [MBN95] Mureșan, T., Bogdanov, I., Neag, I.-A., "Contribuții în optimizarea sistemelor de conducere a acționărilor electrice la Catedra de Electronică Aplicată a Facultății de Electronică și Telecomunicații din cadrul Universității Tehnice din Timișoara", *Buletinul Științific al Universității Tehnice din Timișoara*, vol. 1, pp. 85-92, 1995
- [ME83] Murphy, J.D.M., Egan, M.G., "A Comparison of PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, no.3, pp. 363-369, May/June 1983
- [Ment99] "HDL-A Analog Hardware Description Language", Data Sheet, Mentor Graphics, 1999
- [Ment99a] \*\*\* "Subway Door Opening Automotive System Simulation", Application Note, Mentor Graphics, 1999
- [MGMH92] Murai, Y., Gohshim Y., Matsui, K., Hosono, I., "High-Frequency Split Zero-Vector PWM with Harmonic Reduction for Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-28, no.1, pp. 105-112, Jan./Feb. 1992
- [MGS87] Mishriky, A.H., Girgis, G.A., Selim, H., "Microcomputer Implemented PWM Inverter Using a Unique Pattern of Switching Angles", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no.1, pp. 85-89, Jan./Feb. 1987
- [MGW93] Mirkazemi-Moud, M., Green, T.C., Williams, B.W., "Analysis and Comparison of Real-Time Sine-Wave Generation for PWM Circuits", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-8, no.1, pp. 46-54, Jan. 1993
- [Micr91] \*\*\* "PSPICE 5.0 User's Guide", Microsim Corp., 1991
- [MN94] Mureșan, T., Neag, I.-A., "High Resolution Microcontroller-Based Speed Measurement System", *Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications*, Timișoara, 1994, Vol.3, pp. 271-276
- [MRA+97] Mohan, N., Robbins, W.P., Aga, L.A., Rastogi, M., Naik, R., "Simulation of Power Electronic and Motion Control Systems", în "*Power Electronics and Variable Frequency Drives. Technology and Applications*", Bose B.K. (ed.), IEEE Press, Piscataway, NJ, 1997
- [MUR89] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., "*Power Electronics: Converters, Applications and Design*". John Wiley & Sons, 1989
- [MWI87] Murai, Y., Watanabe, T., Iwasaki, H., "Waveform Distorsion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no.5, pp. 881-885, Sept./Oct. 1987
- [Naka97] Nakahara, M., "A Fast Computer Algorithm for Switching Converters", *IEEE Trans. Power El.*, vol. 12, no. 1, Jan. 1997, pp. 180 - 186
- [Neag94] Neag, I.-A., "Simulation of Electrical Drives with HDL-A, Technical Report", Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Timișoara, 1994
- [Neag94] Neag, I.-A., "Sisteme de comandă și reglare a acționărilor cu motoare asincrone", Referat în cadrul pregătirii la doctorat, Universitatea Tehnică Timișoara, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, 1994

- [Neag95] Neag, I.-A., "Simulation of Electrical Drives with HDL-A", *Proceedings of the International Symposium on Signals, Circuits and Systems*, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Iași, Oct. 1995, pp. 391 - 394
- [Neag96] Neag, I.-A., "Metode și echipamente de comandă a invertoarelor cu modulația pulsurilor în durată", Referat în cadrul pregătirii la doctorat, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, 1996
- [Neag96] Neag, I.-A., "Some Equivalence Aspects between Space Vector Modulation and Pulsewidth Modulation with Regular Asymmetrical Sampling and Modified Modulating Waveform", lucrare acceptată la *International Conference on Electric Drives and Power Electronics - EDPE96*, High Tatras, Slovacia, Oct. 1996 (nepublicată)
- [Neag96a] Neag, I.-A., "A Spectrum Analysis Program for for Three-Phase Power Electronic Converters", lucrare acceptată la *Third IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems - ICECS96*, Rhodos, Grecia, Oct. 1996 (nepublicată)
- [NG94] Neag, I.-A., Gal, Șt., "Correction of Pulse Width Quantization Errors in Digital Pulse Width Modulators", *Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications*, Timișoara, 1994, Vol.1, pp. 229-234
- [NGSG94] Neag, I.-A., Gal, Șt., Simon, J., Gabrea, M., "A Multifunctional Signal Analyzer for Power Electronics", *Proc. 4th Intl. Conf. on Optimization of Electric and Electronic Equipments*, vol. 2, pp. 109-114, Brașov, May 1994
- [Oate84] Oates, C.D.M., "Optimal PWM on a Microcomputer", *Intl. Conf. on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, pp. 341-344, London, UK, May 1984
- [Ohr95] Ohr, S., "AHDL tools emerge before standards are realized", *Computer Design*, May 1995
- [OS89] Oppenheim, A.V., Schaffer, R.W., "Discrete-Time Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1989
- [Patt98] Patterson, A., "Simulation of HDL-Based Mixed-Signal Designs", Analogy, Inc., Beaverton, OR, 1998
- [Perr91] Perry, D.L., "VHDL", McGraw-Hill, New York, 1991
- [PFTV88] Press, W.H., Flannery, B.P., Teukolsky, S.A., Vetterling, W.T., "Numerical Recipes in C", Cambridge University Press, Cambridge, 1988
- [Pite81] Pitel, I.J., "Spectral Errors in the Application of Pulsewidth Modulated Waveforms", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no.3, pp. 289-295, May/June 1981
- [PM92] Proakis, J.G., Manolakis, D.G., "Digital Signal Processing. Principles, Algorithms and Applications", 2<sup>nd</sup> edition, Macmillan Publishing Company, New York, 1992
- [PM94] Pejović, P, Maksimović, D., "A Method for Fast Time-Domain Simulation of Networks with Switches", *IEEE Trans. Power El.*, vol. 9, no. 4, July 1994, pp. 449 - 456
- [PM95] Pejović, P, Maksimović, D., "A New Algorithm for Simulation of Power Electronic Systems Using Piecewise-Linear Device Models", *IEEE Trans. Power El.*, vol. 10, no. 3, May 1995, pp. 340 - 348
- [PM98] Pejovic, P., Maksimović, D., "PETS Power Electronic Transient Simulator, Reference Manual", University of Colorado, Boulder, 1998

## Bibliografie

- [PNTM86] Pop, E., Nafornită, I., Tiponuț, V., Mihăescu, A., Toma, L., "Metode în prelucrarea numerică a semnalelor", Ed. Facla, Timișoara, 1986
- [PPM85] Penalver, C.M., Peire, J., Martinez, P.M., "Microprocessor Control of DC/AC Static Converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-32, no.3, pp. 186-191, Aug. 1985
- [Psim99] \*\*\* "PSIM Demo Version 4.0 Help System", Powersim Technologies, 1999
- [QNPS93] Quarles, T., Newton, A.R., Pederson, D.O., Sangiovanni-Vincentelli, A., "SPICE3 Version 3f3 User's Manual", University of California, Berkeley, May 1993
- [Raja87] Rajagopalan, V., "Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems", Marcel Dekker, New York, 1987
- [RG75] Rabiner, L.R., Gold, B., "Theory and Application of Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1975
- [RK91] Richardson, J., Kukrer, O.T., "Implementation of a PWM Regular Sampling Strategy", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-6, no.4, pp. 645-655, Oct. 1991
- [RQC87] Rahman, R.A., Quaiocoe, J.E., Choudhury, M.A., "Performance Analysis of Delta Modulated PWM Inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-2, no.3, pp. 227-233, July 1987
- [RT77] Randall, R.B., Techn, B., "Application of B&K Equipment to Frequency Analysis", Bruel & Kjaer, 1977
- [RXHG86] ramshaw, R.S., Xie, G., henderson, B.W., de Groot, J.H., "A PWM Inverter Algorithm for Adjustable Speed AC Drives Using a Nonconstant Voltage Source", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no.4, pp. 673-1004, July/Aug. 1986
- [SCJ93] Sudha, S.A., Chandrasekaran, A., Rajagopalan, V., "New approach to switch modelling in the analysis of power electronic systems", *IEE Proceedings-B*, vol. 140, no. 2, pp. 115 - 123, March 1993
- [Shei86] Sheingold, D.H. (editor), "Analog-Digital Conversion Handbook", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986
- [Siem92] \*\*\* Pulse Width Modulator IC SLE 4520, Application Note, Siemens, 1992
- [Siem92a] \*\*\* Frequency Converter For Driving Asynchronous Three-Phase Motors, Designed With New Micro and Power Electronic Components, Application Note, Siemens, 1992
- [SJ94] Salazar, L., Joos, G., "PSPICE Simulation of Three-Phase Inverters by Means of Switching Functions", *IEEE Trans. Power El.*, vol. PE-9, no. 1, pp. 35 - 42, Jan. 1994
- [SKMM91] Sukegawa, T., Kamizama, K., Mizumo, K., Matsui, T., "Fully Digital, Vector/Controlled VSI/Fed AC Drives with an Inverter Dead/Time Compensation Strategy", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-27, no.3, pp. 552-559, May/June 1991
- [SL94] Sepe, R.B., Lang, J.H., "Inverter Nonlinearities And Discrete/Time Vector Current Control", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-30, no.1, pp. 62-69, Jan./Feb. 1994
- [SM90] Subjak, J.S., Mcquilkin, J.S., "Harmonics - Causes, Effects, Measurements and Analysis: An Update", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-26, no.6, pp. 1035-1042, Nov./Dec. 1990

- [SOD91] Salmon, J.C., Olsen, S., Durdle, N., "A Three-Phase PWM Strategy Using a Stepped Reference Waveform", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-27, no.5, pp. 914-920, Sept./Oct. 1991
- [Spec99] \*\*\* *SpectraLab, Help System*, Sound Technology, Inc., Campbell CA, 1999
- [Suth95] Sutherland, P.E., "Harmonic Measurements in Industrial Power Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-31, no.1, pp. 175-183, Jan./Feb. 1995
- [TA85] Tez, A.S., Akhrib, D., "A Microprocessor-Based Implementation of Regular Sampled PWM Switching Strategy", *Proc. 1985 European Conf. on Power Electronics and Applications*, pp. 2.99-2.103, 1985
- [TL84] Thomas, G., Lim, K.M., "Recent Developments in Microprocessor Control of Variable-Speed Inverter-Feed AC Motors", *Intl. Conf. on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, pp. 241-244, London, UK, May 1984
- [TL94] Trzynadlowski, A.M., Legowski, S., "Application of Neural Networks to the Optimal Control of Three-Phase Voltage-Controlled Inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-9, no.4, pp. 397-404, July 1994
- [TM85] Takahashi, I., Mochikawa, H., "A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no.4, pp. 580-587, May/June 1985
- [TM86] Takahashi, I., Mochikawa, H., "Optimum PWM Waveforms for an Inverter for Decreasing Acoustic Noise of an Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no.5, pp. 828-835, Sept./Oct. 1986
- [TM86] Takahashi, I., Mochikawa, H., "Optimum PWM Waveforms for an Inverter for Decreasing Acoustic Noise of an Induction Motor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no.5, pp. 828-835, Sept./Oct. 1986
- [TOI88] Taniguchi, K., Ogino, Y., Irie, H., "PWM Technique for Power MOSFET Inverter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-3, no.3, pp. 328-334, July 1988
- [TV86] Toth, J.J., Velasquez, D.J., "Benefits of an Automated On-Line Harmonic Measurement System", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no.5, pp. 952-963, Sept./Oct. 1986
- [Vach97] Vachoux, A., "Analog and Mixed-Signal Hardware Description Languages", EARNEST Executive Digest, *ESPRIT Project 21.975*, 1997
- [Vach97a] Vachoux, A., "IEEE VHDL 1076.1 Analog and Mixed-Signal Extensions to VHDL", EARNEST Executive Digest, *ESPRIT Project 21.975*, 1997
- [Vach97b] Vachoux, A., "Highlights of Analog and Mixed-Signal Hardware Description Languages (AHDLS)", EARNEST Executive Digest, *ESPRIT Project 21.975*, 1997
- [VBR91] Vadivel, S., Bhuvanewari, G., Rao, G.S., "A Unified Approach to the Real-Time Implementation of Microprocessor-Based PWM Waveforms", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-6, no.4, pp. 565-575, Oct. 1991
- [Volp94] Volpa, P., "PC-ECAP Version 3.10 - Program Reference Manual", Circuit Systems, NJ, USA, 1994

## Bibliografie

- [VS95] Vukosavić, S.N., Stojić, M.R., "Reduction of Parasitic Spectral Components of Digital Space Vector Modulation by Real-Time Numerical Methods", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. PE-10, no.1, pp. 94-101, Jan. 1995
- [WSM90] Wallace, A.K., Spee, R., Martin, L.G., "Current Harmonics and Acoustic Noise in AC Adjustable-Speed Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-26, no.2, pp. 267-273, March/Apr. 1990
- [Youn91] Younkin, G.W. "Modeling Machine Tool Feed Servo Drives Using Simulation Techniques to Predict Performance", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-27, no. 2, pp. 268 - 274, March/Apr. 1991
- [ZA86] Zuckerberger, A., Alexandrowitz, A., "Determination of Commutation Sequence with a View to Eliminating Harmonics in Microprocessor-Controlled PWM Voltage Inverter", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. IE-33, no.3, pp. 262-270, Aug. 1986
- [ZAN75] Zubek, J., Abbondanti, A., Nordby, C., "Pulsewidth Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-11, no.6, pp. 695-703, Nov./Dec. 1975
- [Ziog81] Ziogas, P.D., "The Delta Modulation Technique in Static PWM Inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, no.2, pp. 199-204, March/Apr. 1981
- [ZT83] Zach, F.C., Thiel, F.A., "Pulse Width Modulated (PWM) Inverters for Efficiency Optimal Control of AC Drives - Switching Angles and Efficiency/Loss Profiles", *Proc. 3rd IFAC Symp.*, pp. 231-238, Lausanne, Switzerland, 1983
- [ZWS85] Ziogas, P.D., Wiechmann, E.P., Stefanović, V.R., "A Computer-Aided Analysis and Design Approach for Static Voltage Source Inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 5, pp. 1234 - 1241, Sept./Oct. 1985

## Anexa 1 - Sisteme trifazate distorsionate și nesimetrice

În această Anexă se va prezenta caracterizarea compoziției spectrale a sistemelor trifazate distorsionate și nesimetrice.

### A1.1 Reprezentări pentru sistemele trifazate sinusoidale simetrice

*Sistemele trifazate sinusoidale simetrice* sunt formate din 3 mărimi sinusoidale, cu aceeași pulsație, cu amplitudini egale și cu defazaje relative egale cu  $2\pi/3$ .

Fie sistemul trifazat sinusoidal simetric ( $v_A, v_B, v_C$ ), ale cărui mărimi de fază sunt date de formulele:

$$\begin{aligned} v_A &= V_m \cos(\omega t) \\ v_B &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ v_C &= V_m \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (A1.1)$$

unde s-au folosit următoarele notații:

$V_m$  - amplitudinea sistemului trifazat;

$\omega$  - pulsația sistemului trifazat.

*Reprezentarea fazorială* a sistemului trifazat sinusoidal simetric de mai sus este definită prin următoarele mărimi:

$$\begin{aligned} \underline{V}_A &= V_m \\ \underline{V}_B &= V_m \cdot \underline{a}^2; \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ \underline{V}_C &= V_m \cdot \underline{a} \end{aligned} \quad (A1.2)$$

*Vectorul spațial* al unui sistem trifazat oarecare ( $v_A, v_B, v_C$ ) este definit prin formula [Poll86] [FIH90]:

$$\underline{v} = \frac{2}{3} (v_A + \underline{a} \cdot v_B + \underline{a}^2 \cdot v_C). \quad (A1.3)$$

*Reprezentarea prin vector spațial* a sistemului trifazat sinusoidal simetric de mai sus este dată de relația:

$$\underline{v} = V_m \cdot e^{j\omega t}. \quad (A1.4)$$

Cunoscând vectorul spațial, valorile instantanee ale mărimilor sistemului trifazat se pot calcula cu formulele:

$$\begin{aligned} v_A &= \operatorname{Re}\{\underline{v}\} \\ v_B &= \operatorname{Re}\{\underline{a}^2 \cdot \underline{v}\} \\ v_C &= \operatorname{Re}\{\underline{a} \cdot \underline{v}\} \end{aligned} \quad (A1.5)$$



## A1.2 Descompunerea sistemelor trifazate sinusoidale nesimetrice

*Sistemele trifazate sinusoidale nesimetrice* sunt formate din 3 mărimi sinusoidale, cu aceeași pulsație; amplitudinile acestora sunt, în general, diferite între ele, iar defazajele relative, diferite de  $2\pi/3$ . Conform Teoremei lui Fortescue, un astfel de sistem poate fi exprimat ca sumă a trei sisteme trifazate sinusoidale simetrice:

- un sistem cu succesiune directă;
- un sistem cu succesiune inversă;
- un sistem omopolar.

Astfel, sistemul trifazat sinusoidal nesimetric

$$\begin{aligned} v_A &= V_{mA} \cdot \cos(\omega t + \gamma_A) \\ v_B &= V_{mB} \cdot \cos(\omega t + \gamma_B) \\ v_C &= V_{mC} \cdot \cos(\omega t + \gamma_C) \end{aligned} \quad (A1.6)$$

cu reprezentarea fazorială

$$\begin{aligned} \underline{V}_A &= V_{mA} \cdot e^{j\gamma_A} \\ \underline{V}_B &= V_{mB} \cdot e^{j\gamma_B} \\ \underline{V}_C &= V_{mC} \cdot e^{j\gamma_C} \end{aligned} \quad (A1.7)$$

admite *descompunerea*:

$$\begin{aligned} \underline{V}_A &= \underline{V}_{DA} + \underline{V}_{IA} + \underline{V}_{OA} \\ \underline{V}_B &= \underline{V}_{DB} + \underline{V}_{IB} + \underline{V}_{OB} \\ \underline{V}_C &= \underline{V}_{DC} + \underline{V}_{IC} + \underline{V}_{OC} \end{aligned} \quad (A1.8)$$

unde *sistemul direct*, *sistemul invers* și *sistemul omopolar* sunt definite, în această ordine, prin formulele:

$$\begin{aligned} \underline{V}_{DA} = \underline{V}_D & \quad \underline{V}_{IA} = \underline{V}_I & \quad \underline{V}_{OA} = \underline{V}_O \\ \underline{V}_{DB} = \underline{a}^2 \cdot \underline{V}_D & \quad \underline{V}_{IB} = \underline{a} \cdot \underline{V}_I & \quad \underline{V}_{OB} = \underline{V}_O \\ \underline{V}_{DC} = \underline{a} \cdot \underline{V}_D & \quad \underline{V}_{IC} = \underline{a}^2 \cdot \underline{V}_I & \quad \underline{V}_{OC} = \underline{V}_O \end{aligned} \quad (A1.9)$$

în care fazorii componentelor directă, inversă și omopolară se calculează pe baza fazorilor mărimilor de fază, cu formulele:

$$\begin{aligned} \underline{V}_D &= \frac{1}{3} (\underline{V}_A + \underline{a} \cdot \underline{V}_B + \underline{a}^2 \cdot \underline{V}_C) \\ \underline{V}_I &= \frac{1}{3} (\underline{V}_A + \underline{a}^2 \cdot \underline{V}_B + \underline{a} \cdot \underline{V}_C) \\ \underline{V}_O &= \frac{1}{3} (\underline{V}_A + \underline{V}_B + \underline{V}_C) \end{aligned} \quad (A1.10)$$

### A1.3 Descompunerea sistemelor trifazate distorsionate și nesimetrice

Sistemele de mărimi trifazate distorsionate și nesimetrice sunt formate din 3 mărimi nesinusoidale, dar periodice, cu perioade identice. Cele trei mărimi nesinusoidale pot fi descompuse în serii Fourier, conform formulelor:

$$\begin{aligned} v_A(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} V_{A_m}^{(k)} \cdot \sin(k \cdot \omega t + \varphi_A^{(k)}) \\ v_B(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} V_{B_m}^{(k)} \cdot \sin(k \cdot \omega t + \varphi_B^{(k)}), \\ v_C(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} V_{C_m}^{(k)} \cdot \sin(k \cdot \omega t + \varphi_C^{(k)}) \end{aligned} \quad (A1.11)$$

cu următoarele notații:

$V_{A_m}^{(k)}$  - amplitudinea componentei armonice de ordin  $k$  a fazei A;

$\varphi_A^{(k)}$  - defazajul componentei armonice de ordin  $k$  a fazei B;

$\omega$  - pulsația celor trei mărimi de fază.

Armonicile de același ordin ale celor trei mărimi de fază formează un sistem trifazat sinusoidal (și, în general, nesimetric), care, conform analizei din secțiunea anterioară, se descompune în trei sisteme sinusoidale simetrice (direct, invers, omopolar). În consecință, un sistem trifazat distorsionat și nesimetric se descompune în următoarele sisteme sinusoidale simetrice:

- sisteme fundamentale:
  - direct;
  - invers;
  - omopolar;
- sisteme armonice (de ordin  $k > 1$ ):
  - directe;
  - inverse;
  - omopolare.

### A1.4 Proprietăți ale sistemelor trifazate distorsionate și simetrice

Sistemele de mărimi trifazate distorsionate și simetrice sunt formate din trei mărimi de fază identice și identic decalate în timp una față de alta.

**Proprietatea 1:** În cazul unui sistem distorsionat și simetric, defazajul între armonicile de ordin  $k$  a două mărimi de fază este dat de formula;

$$\Delta\varphi^{(k)} = k \cdot \Delta\varphi^{(1)}, \quad (A1.12)$$

unde  $\Delta\varphi^{(1)}$  este defazajul între componentele fundamentale ale mărimilor de fază respective.

**Demonstrație:** Unui defazaj  $\Delta\varphi^{(1)}$  între componentele fundamentale îi corespunde un decalaj temporal  $\Delta t = \Delta\varphi^{(1)} / \omega$ . Deoarece mărimile de fază au forme de undă identice și sunt identic decalate, același decalaj temporal  $\Delta t$  corespunde și armonicilor de ordin  $k$ . Pulsația acestor armonici fiind  $k \cdot \omega$ , decalajul temporal  $\Delta t$  corespunde unui defazaj  $\Delta\varphi^{(k)} = \Delta t \cdot k \cdot \omega = k \cdot \Delta\varphi^{(1)}$ .

**Proprietatea 2:** În cazul unui sistem distorsionat și simetric sunt valabile următoarele proprietăți:

- armonicile de ordin  $3m$  formează un sistem omopolar;
- armonicile de ordin  $3m+1$  formează un sistem direct;
- armonicile de ordin  $3m+2$  formează un sistem invers.

**Demonstrație:** Conform proprietății enunțate anterior, defazajele între armonicile de ordin  $k$  ale mărimilor de fază sunt date de formulele:

$$\Delta\varphi_{AB}^{(1)} = \varphi_A^{(1)} - \varphi_B^{(1)} = 120^\circ \Rightarrow \Delta\varphi_{AB}^{(k)} = \varphi_A^{(k)} - \varphi_B^{(k)} = k \cdot 120^\circ;$$

$$\Delta\varphi_{AC}^{(1)} = \varphi_A^{(1)} - \varphi_C^{(1)} = 240^\circ \Rightarrow \Delta\varphi_{AC}^{(k)} = \varphi_A^{(k)} - \varphi_C^{(k)} = k \cdot 240^\circ.$$

Particularizând pentru ordinele  $3m$ ,  $3m+1$  și  $3m+2$  rezultă defazajele:

$$\Delta\varphi_{AB}^{(3m)} = 0; \Delta\varphi_{AC}^{(3m)} = 0, \text{ corespunzând unui sistem omopolar};$$

$$\Delta\varphi_{AB}^{(3m+1)} = 120^\circ; \Delta\varphi_{AC}^{(3m+1)} = 240^\circ, \text{ corespunzând unui sistem direct};$$

$$\Delta\varphi_{AB}^{(3m+2)} = 240^\circ; \Delta\varphi_{AC}^{(3m+2)} = 120^\circ, \text{ corespunzând unui sistem invers}.$$

## Anexa 2 - Proiectarea și implementarea filtrelor anti-aliere folosite în cadrul metodei îmbunătățite de analiză spectrală

În această secțiune se vor prezenta formulele utilizate de autor la implementarea filtrelor anti-aliere din cadrul metodei îmbunătățite de analiză spectrală, metodă descrise în principiu în Capitolul 12, împreună cu unele detalii de implementare.

### A2.1 FAA analogic

#### A2.1.1 Proiectare

Conform schemei bloc din Fig. 12.12, modelul FAA analogic preia duratele  $PW[k]$  și amplitudinile  $PM[k]$  ale pulsurilor tensiunilor de ieșire ale inverterului, calculând valorile tensiunilor filtrate, la momentele de eșantionare, prin evaluarea formulei analitice a răspunsului tranzitoriu al filtrului; deoarece tensiunile pe fazele motorului sunt formate din pulsuri cu durate și amplitudini cunoscute, se utilizează formula răspunsului FAA la semnal treaptă. Aceasta poate fi calculată analitic relativ simplu și evaluată numeric cu un volum rezonabil de calcule, dacă ordinul filtrului este cel mult egal cu 2. În consecință, pentru filtrarea tensiunilor se va utiliza un FTJ de ordinul 2.

Se alege un filtru de tip Butterworth [PM92], deoarece nu prezintă riplu în banda de trecere, iar funcția de transfer are numărul minim de poli și zerouri.

##### A2.1.1.1 Specificarea performanțelor

Specificarea performanțelor filtrului se referă la următorii parametri de gabarit [Mate84]:

- $A_p$  - atenuarea maximă în banda de trecere;
- $A_s$  - atenuarea minimă în banda de oprire;
- $\omega_p = 2\pi \cdot f_p$  - limita superioară a benzii de trecere;
- $\omega_{st} = 2\pi \cdot f_{st}$  - limita inferioară a benzii de oprire.

Datorită caracteristicii neideale a FAA, eșantioanele spectrale din apropierea frecvenței Nyquist sunt, inevitabil, atenuate. Notând cu  $\gamma$  fracțiunea din eșantioanele spectrale, calculate prin aplicarea DFT asupra semnalului  $x_{FD}[n]$  (Fig. 12.12), care să nu fie afectate semnificativ de atenuarea filtrelor în banda de trecere, limita superioară a benzii de trecere a FAA analogic,  $\omega_p$ , este:

$$\omega_p = \gamma \cdot \frac{\omega_s}{2}; \omega_s = 2\pi \cdot f_s. \quad (A2.1)$$

Atenuarea maximă în banda de trecere,  $A_p$ , se va specifica prin eroarea relativă maximă care afectează amplitudinile componentelor spectrale din banda de trecere,  $\varepsilon_p$ , conform formulei:

$$A_p = \frac{1}{1 - \varepsilon_p}. \quad (A2.2)$$

unde pentru  $\varepsilon_p$  se alege o valoare convenabilă, de exemplu  $\varepsilon_p = 0,01$ .

## Proiectarea și implementarea filtrelor anti-aliere

Deoarece FAA trebuie să realizeze atenuarea componentelor spectrale din intervalele de pulsație  $[k \cdot \omega_s' - \omega_s'/2, k \cdot \omega_s' + \omega_s'/2]$ , cu  $k = 1, 2, \dots$  și  $\omega_s' = 2\pi \cdot f_s'$ , rezultă că limita inferioară a benzii de oprire,  $\omega_{st}$ , se poate aproxima prin:

$$\omega_{st} = \omega_s \quad (A2.3)$$

Conform formulei (12.3), rezultă:

$$\omega_{st} = K_{OVS} \cdot \omega_s \quad (A2.4)$$

Atenuarea minimă în banda de oprire,  $A_s$ , nu poate fi specificată independent (deoarece ordinul filtrului este impus), ea rezultând din  $\varepsilon_p$  și  $K_{OVS}$ . Această dependență va fi analizată ulterior.

În concluzie, specificarea performanțelor filtrului se bazează pe următorii parametri:  $\omega_s$ ,  $\gamma$ ,  $\varepsilon_p$  și  $K_{OVS}$ .

### A2.1.1.2 Calcularea formulei de filtrare

Conform formulelor introduse anterior, rezultă valoarea pulsației de tăiere a filtrului [PM92]:

$$\omega_c = \gamma \cdot \frac{\omega_s}{2} \cdot \sqrt{\frac{1 - \varepsilon_p}{\varepsilon_p \cdot (2 - \varepsilon_p)}} \quad (A2.5)$$

pe baza căreia se poate calcula funcția de transfer [PM92]:

$$H(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2} \cdot \omega_c \cdot s + \omega_c^2} \quad (A2.6)$$

Formula de filtrare reprezintă expresia analitică a semnalului de ieșire, în condițiile aplicării la intrare a unui puls dreptunghiular cu amplitudinea  $PM_k$  și durata  $PW_k$  (indicele  $k$  specifică ordinul pulsului). Se presupune că la momentul  $t = 0$ , care coincide cu sfârșitul pulsului anterior, semnalul  $x(t)$  de la ieșirea filtrului are valoarea  $x_{k-1}$  și derivata  $x'_{k-1}$ .

Pentru determinarea formulei analitice a ieșirii, se scrie ecuația diferențială corespunzătoare funcției de transfer, se determină soluția generală a ecuației, apoi se calculează constantele de integrare din condițiile inițiale:

$$x(0) = x_{k-1}; \quad x'(0) = x'_{k-1},$$

obținându-se formula:

$$x(t) = PM_k + (x_k - PM_k) \cdot e^{-\frac{\omega_c}{\sqrt{2}} \cdot t} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin\left(\frac{\omega_c}{\sqrt{2}} \cdot t + \frac{\pi}{4}\right) + x'_{k-1} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\omega_c} \cdot e^{-\frac{\omega_c}{\sqrt{2}} \cdot t} \cdot \sin\left(\frac{\omega_c}{\sqrt{2}} \cdot t\right) \quad (A2.7)$$

Pentru calculele aferente pulsului următor, se calculează de asemenea semnalul de ieșire și derivata acestuia la sfârșitul pulsului curent:

$$x_k = x(PW_k); \tag{A2.8}$$

$$x'_k = x'(PW_k); \tag{A2.9}$$

unde  $x'(t)$  se obține prin derivarea (A2.7).

Pentru primul puls, condițiile inițiale trebuie alese astfel încât să reducă durata regimului tranzitoriu al filtrului. De exemplu, se pot utiliza valorile:

$$\begin{aligned} x_0 &= PM_1 \\ x'_0 &= 0 \end{aligned} \tag{A2.10}$$

care specifică regimul staționar, pentru pulsul cu ordinul  $k = 1$ .

Observație: Deoarece FAA analogic are constante de timp mai mici decât FAA digital, regimul său tranzitoriu durează mai puțin, deci eșantioanele eliminate la filtrarea digitală (vezi mai jos) asigură și depășirea regimului tranzitoriu al filtrului analogic.

### A2.1.1.3 Estimarea factorului de suprașantionare necesar

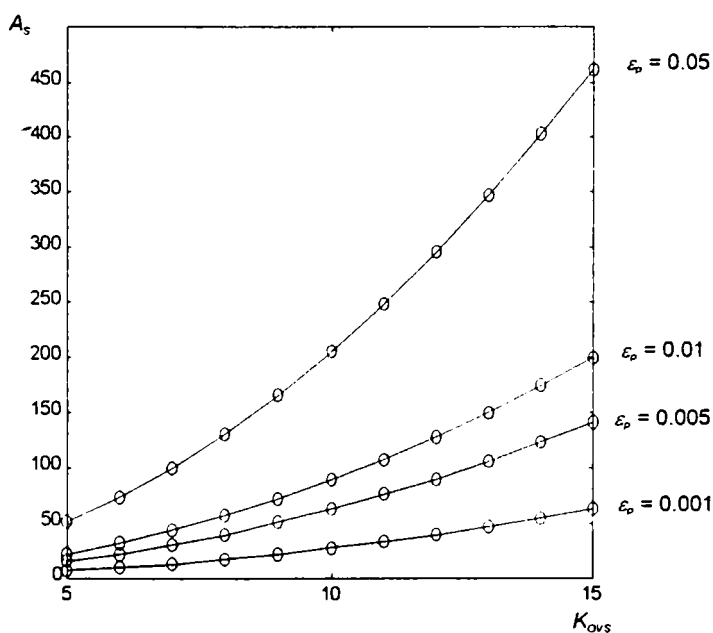


Fig. A2.1 - Dependența  $A_s(K_{OVS}, \epsilon_p)$  la FAA analogic de ordinul 2

Atenuarea minimă în banda de oprire,  $A_s$ , determină gradul în care filtrul reduce erorile de aliere, fiind deci un parametru esențial în proiectare. Așa cum s-a arătat mai sus, această atenuare nu poate fi specificată ca parametru independent, ea depinzând de ceilalți parametri de proiectare. În consecință, valoarea atenuării  $A_s$  va fi controlată prin intermediul factorului de suprașantionare  $K_{OVS}$ . Deoarece calcularea analitică a acestei dependențe este dificilă, în cele ce urmează se va introduce o metodă de determinare grafică.

Conform relației (8.2.50) din [PM92] și folosind notațiile definite anterior, rezultă formula:

$$A_s = \sqrt{1 + \left( K_{OVS} \frac{\omega_s}{\omega_c} \right)^4} \tag{A2.11}$$



## Proiectarea și implementarea filtrelor anti-alierie

Pe baza ecuațiilor de mai sus, se poate calcula modul în care  $A_S$  depinde de  $\varepsilon_p$  și  $K_{OVS}$ :

$$A_S = \sqrt{1 + K_{OVS}^4 \cdot \frac{16 \cdot \varepsilon_p \cdot (2 - \varepsilon_p)}{\gamma^4 \cdot (1 - \varepsilon_p)^2}}. \quad (A2.12)$$

Fig. A2.1 conține reprezentarea grafică a acestei formule, pentru  $\gamma = 0,8$ . Se observă că pentru  $K_{OVS} > 5$  atenuarea crește aproximativ liniar cu  $K_{OVS}$ . Pe de altă parte, atenuarea este mai mare dacă se acceptă pentru  $\varepsilon_p$  valori mai mari. De exemplu, pentru  $\varepsilon_p = 0,01$ , obținerea unei atenuări mai bune de 100 în banda de oprire impune utilizarea unui factor de supraeșantionare  $K_{OVS} \geq 9$ . Această valoare este acceptabilă în practică, din punct de vedere al volumului de calcule necesar.

Observație: Concluziile analizei de mai sus sunt aplicabile în cazul general, când structura spectrului nu este cunoscută. Pentru modulația PWM cu eșantionare uniformă se pot utiliza criteriile de alegere a  $K_{OVS}$  deduse în Capitolul 12, rezultând astfel un volum mai mic de calcule și/sau o reducere mai accentuată a efectelor alierii.

### **A2.1.2 Implementare în program**

În această secțiune se va descrie modul de transpunere a algoritmilor de mai sus în programul de simulare implementat în MATLAB. Fișierele sursă ale acestui program sunt incluse în Anexa 3.

#### A2.1.2.1 Proiectarea automată a filtrului

Pentru simplificarea utilizării programului de simulare, proiectarea FAA analogic a fost automatizată cu ajutorul funcției MATLAB `af2_des.m`, prezentate în Anexa 3, care implementează calcularea pulsației de tăiere, pe baza specificațiilor introduse în secțiunea anterioară și a formulei (A2.5).

#### A2.1.2.2 Filtrare

Schema logică a algoritmului de filtrare este prezentată în Fig. A2.2. Se utilizează următoarele simboluri:

- mărimi de intrare:
  - $PM[]$  - vectorul amplitudinilor pulsurilor;
  - $PW[]$  - vectorul duratelor pulsurilor;
  - $N_p$  - numărul de pulsuri din vectorii de mai sus;
  - $N_{SO} + K_{OVS} \cdot N_S$  - numărul de eșantioane care trebuie calculate de către FAA;
  - $\omega_c$  - pulsația de tăiere a FAA;
  - $T_s$  - perioada de eșantionare a semnalului de ieșire al FAA;
- mărimi de ieșire:
  - $x[]$  - vectorul eșantioanelor mărimii de ieșire a FAA;
- variabile interne:
  - $xf$  - valoarea mărimii de ieșire a FAA la sfârșitul pulsului anterior;
  - $\dot{xf}$  - derivata mărimii de ieșire a FAA la sfârșitul pulsului anterior;
  - $t$  - momentul eșantionului curent (măsurat de la începutul simulării);
  - $tlp$  - momentul sfârșitului pulsului anterior (măsurat de la începutul simulării);
  - $p$  - indicele pulsurilor;
  - $s$  - indicele eșantioanelor.

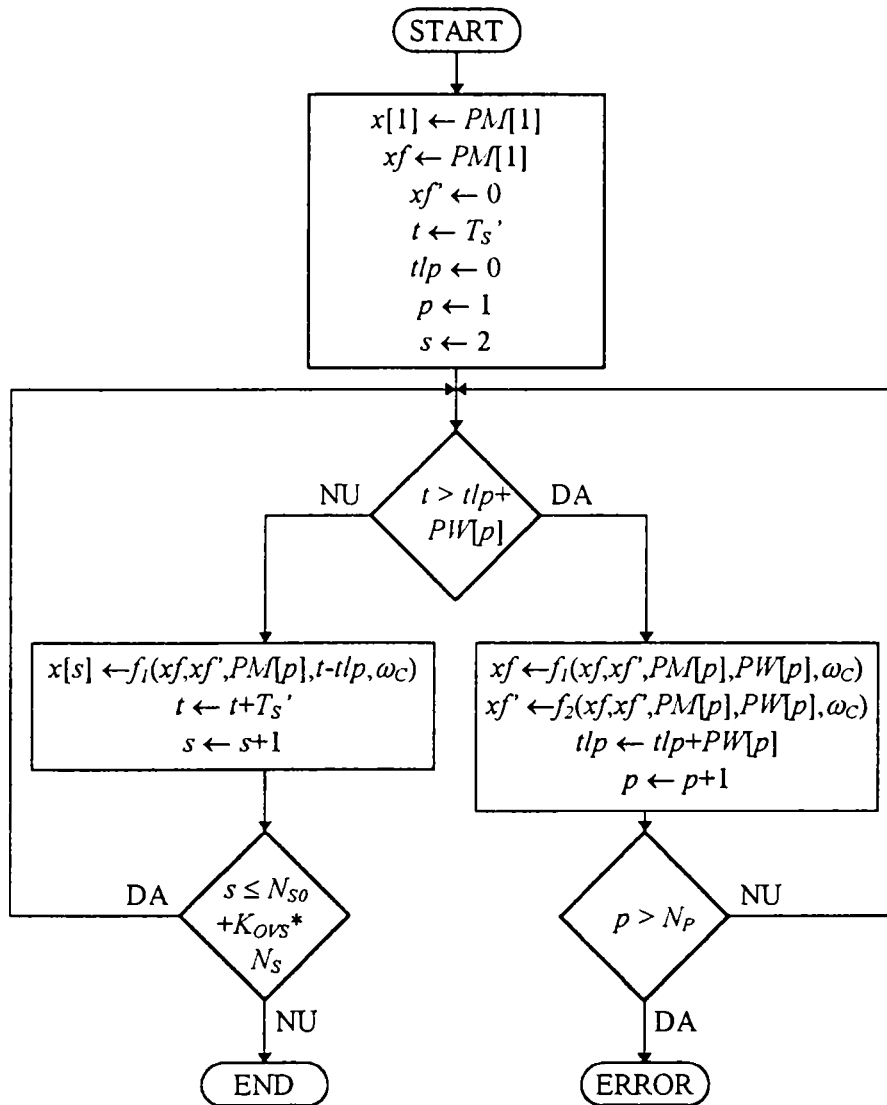


Fig. A2.2- Schema logică de implementare a modelului FAA analogic

Funcția  $f_1()$  corespunde formulei analitice a răspunsului FAA la un puls dreptunghiular, iar funcția  $f_2()$ , derivatei răspunsului; parametrii ambelor funcții sunt, în ordinea din schema logică și cu notațiile din (A2.7), următorii:

- valoarea ieșirii la sfârșitul pulsului anterior,  $x_{k-1}$ ;
- derivata ieșirii la sfârșitul pulsului anterior,  $x'_{k-1}$ ;
- amplitudinea pulsului curent,  $PM_k$ ;
- momentul de timp pentru care se calculează ieșirea,  $t$ ;
- pulsația de tăiere,  $\omega_c$ .

Numărul de pulsuri necesare la intrare este calculat cu formula:

$$N_p = 2 \cdot f_c \cdot (N_{s0} + N_s \cdot K_{ovs}) \cdot T_s' + 1, \quad (A2.13)$$

unde  $f_c$  este frecvența purtătoare a modulației PWM, celelalte notații fiind introduse anterior.

Ramura deciziei afirmative pentru inegalitatea  $t > tlp + PW[p]$  se parcurge atunci când se trece la pulsul următor, iar ramura deciziei negative, atunci când se calculează un eșantion din pulsul curent. Mesajul de eroare generat prin îndeplinirea inegalității  $p > N_p$  semnifică inexistența unui număr suficient de pulsuri în vectorii  $PM[]$  și  $PW[]$ .

Implementarea algoritmului de filtrare este realizată prin funcția `af2_run`, prezentate în Anexa 3. Pentru reducerea timpului de execuție, funcția de implementare a fost scrisă în C,

fiind apelată din mediul MATLAB sub forma unui fișier binar executabil. Operarea corectă a modelului FAA analogic a fost verificată atât cu ajutorul unor semnale de test, cât și în cadrul algoritmului de simulare.

## **A2.2 FAA digital**

### **A2.2.1 Proiectare**

Pentru FAA digital se utilizează un FTJ Cebîșev, de tip II [PM92] [Mate84], deoarece prezintă următoarele caracteristici favorabile: absența riplului în banda de trecere; atenuarea minimă garantată în banda de oprire; banda de tranziție mai îngustă, comparativ cu filtrele Butterworth de același ordin; algoritmul de proiectare este relativ simplu, putând fi ușor automatizat.

#### A2.2.1.1 Specificarea performanțelor

Specificarea performanțelor filtrului se referă la aceiași parametri de gabarit ca și în cazul FAA analogic analizat în secțiunea A2.1.1.1.

Atenuarea maximă în banda de trecere,  $A_p$ , se va specifica tot prin eroarea relativă maximă care afectează amplitudinile componentelor spectrale din banda de trecere,  $\varepsilon_p$ , conform formulei (A2.2).

Notând cu  $\gamma$  fracțiunea din eșantioanele spectrale, calculate prin aplicarea DFT asupra semnalului  $x_{FD}[n]$ , care să nu fie afectate semnificativ de atenuarea filtrelor în banda de trecere, limita superioară a benzii de trecere a FAA digital,  $\omega_p$ , se alege conform formulei:

$$\omega_p = \gamma \cdot \frac{\omega_s}{2}. \quad (A2.14)$$

Atenuarea minimă în banda de oprire,  $A_s$ , determină gradul în care sunt eliminate componentele spectrale nedorite, care cauzează erorile de aliere; se alege o valoare convenabilă, de exemplu  $A_s = 1000$ , corespunzătoare unei atenuări de 60dB în banda de oprire.

Limita inferioară a benzii de oprire,  $\omega_{st}$ , se alege conform principiului metodei de filtrare introduse în Capitolul 12:

$$\omega_{st} = \frac{\omega_s}{2}. \quad (A2.15)$$

Frecvența de tăiere a filtrului se aproximează prin limita superioară a benzii de trecere:

$$f_F = 2\pi \cdot \omega_{st}. \quad (A2.16)$$

La proiectarea FTJ digital se utilizează frecvența de tăiere normată [Math92a]:

$$W_F = \frac{f_F}{f_s/2}. \quad (A2.17)$$

pentru care, pe baza formulelor anterioare, rezultă valoarea:

$$W_F = \frac{1}{K_{OVS}}. \quad (A2.18)$$

În concluzie, specificarea performanțelor se bazează pe următorii parametri:  $K_{OVS}$ ,  $\gamma$ ,  $\varepsilon_p$ ,  $A_S$ .

### A2.2.1.2 Calcularea formulei de filtrare

Conform formulelor introduse anterior, rezultă ordinul filtrului digital (unde valoarea fracționară obținută se rotunjește superior) [PM92]:

$$N_F = \frac{\lg\left(\frac{\sqrt{A_S^2 - 1} + \sqrt{A_S^2 + A_P^2 - 2}}{\sqrt{A_P^2 - 1}}\right)}{\lg\left(\frac{1}{\gamma} + \sqrt{\frac{1}{\gamma^2} - 1}\right)}. \quad (A2.19)$$

Calcularea coeficienților filtrului se va specifica în secțiunea A2.2.2.1.

### A2.2.1.3 Determinarea domeniului de variație acceptabil pentru parametrii de proiectare

În această secțiune se va analiza modul în care ordinul filtrului depinde de parametrii de proiectare  $\gamma$ ,  $\varepsilon_p$ ,  $A_S$  și  $K_{OVS}$ , astfel încât să se evite ordinele foarte mari, care necesită un volum mare de calcul și pot conduce la instabilitate numerică. Deoarece determinarea analitică a dependențelor este dificilă, se va folosi o metodă grafică aproximativă.

Conform (A2.19), ordinul filtrului nu depinde de  $K_{OVS}$ .

În Fig. A2.3 este reprezentată caracteristica liniarizată  $N_F(\gamma)$ , ceilalți parametri având valorile:  $A_S = 1000$ ;  $\varepsilon_p = 0,01$ . Se observă că ordinul filtrului crește rapid pentru valori  $\gamma$  apropiate de 1; pentru a rezulta filtre cu ordine rezonabile, se va utiliza valoarea  $\gamma = 0,8$ .

În Fig. A2.4 este reprezentată caracteristica liniarizată  $N_F(A_S)$ , ceilalți parametri având valorile:  $\gamma = 0,8$ ;  $\varepsilon_p = 0,01$ . Deoarece  $A_S$  nu influențează foarte puternic ordinul filtrului, se vor utiliza valori în jur de 1000, corespunzătoare unei atenuări de 60dB în banda de oprire.

## Proiectarea și implementarea filtrelor anti-aliere

În Fig. A2.5 este reprezentată caracteristica liniarizată  $N_F(\varepsilon_p)$ , ceilalți parametri având valorile:  $A_s = 1000$ ;  $\gamma = 0,8$ . Parametrul  $\varepsilon_p$  nu influențează foarte puternic ordinul filtrului, putându-se utiliza valori între 0,001 și 0,01; valoarea  $\varepsilon_p = 0,01$  oferă o precizie suficientă pentru scopul urmărit.

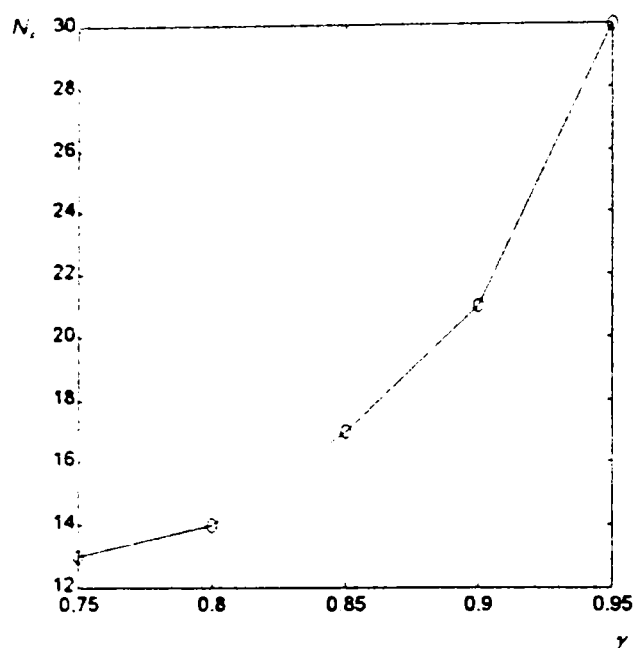


Fig. A2.3 - FAA digital, dependența  $N_f(\gamma)$

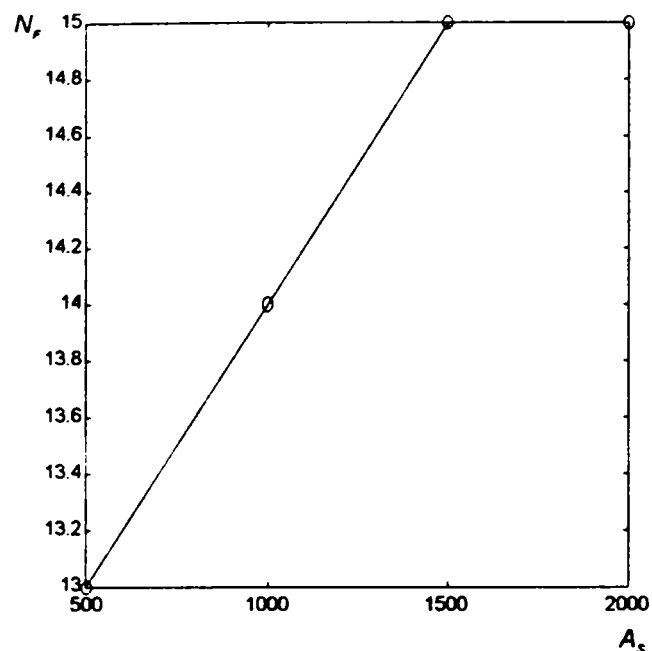


Fig. A2.4 - FAA digital, dependența  $N_f(A_s)$

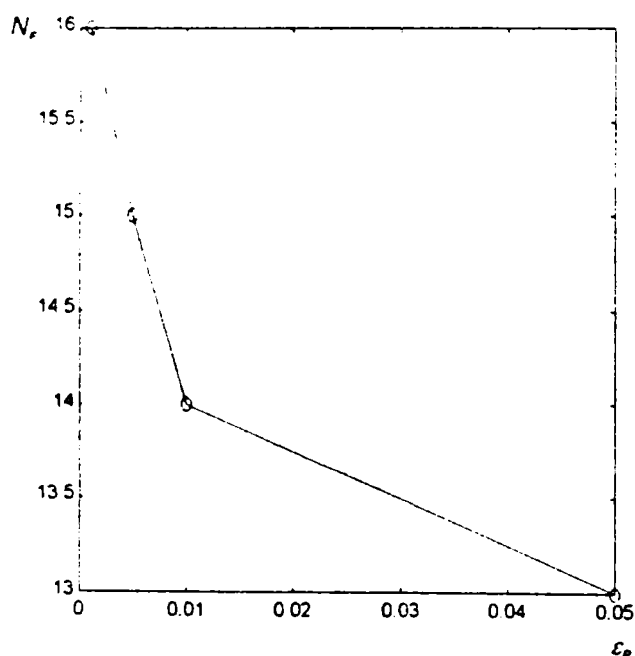


Fig. A2.5 - FAA digital, dependența  $N_f(\varepsilon_p)$

### A2.2.1.4 Eliminarea eșantioanelor inițiale

Pentru depășirea regimului tranzitoriu al filtrului, se impune eliminarea unui număr de eșantioane inițiale din semnalului de la ieșirea acestuia. Deoarece semnalele generate prin simulare sunt utilizate pentru analiza spectrală, se va considera că numărul de eșantioane eliminate este suficient atunci când amplitudinile armonicilor semnalului analizat, calculate pe baza secvenței de ieșire trunchiate, nu diferă semnificativ față de amplitudinile aceluiași

armonici, corespunzătoare regimului permanent al filtrului. În continuare se prezintă o metodă de calcul pentru numărul eșantioanelor care trebuie eliminate.

Regimul tranzitoriu al filtrului depinde de parametrii variabili  $W_F$ ,  $N_F$  și  $A_S$ , definiți anterior. Pentru simplificarea analizei, se va determina mai întâi modul în care acești parametri influențează durata regimului tranzitoriu. Concluziile obținute permit ca erorile care afectează armonicele să fie studiate ulterior pentru un filtru particular, urmând ca rezultatele să fie generalizate pentru un filtru cu parametri oarecare.

#### A2.2.1.4.1 Influența parametrilor FAA digital asupra duratei regimului tranzitoriu

În această secțiune se analizează influența parametrilor FTJ digital Cebîșev de tipul II asupra duratei regimului tranzitoriu al filtrului. Deoarece în literatura consultată [Mate84] [PM92] nu se prezintă în legătură acest subiect decât exemple și considerații generale, a fost necesar un *studiu prin simulare*.

Scopul analizei este determinarea duratei regimului nepermanent, pentru un semnal de intrare sinusoidal. Se propune înlocuirea duratei de mai sus cu *durata regimului tranzitoriu al răspunsului la semnal treaptă*, mărime care se poate determina mai riguros la simulare. Egalitatea aproximativă a celor două durate, presupusă empiric și apoi verificată prin simulare pentru diverse combinații ale parametrilor filtrului, este ilustrată prin exemplul din Fig. #1.6, pentru care parametrii au valorile:  $W_F = 1/5$ ,  $N_S = 40\text{dB}$ ,  $N_F = 12$ .

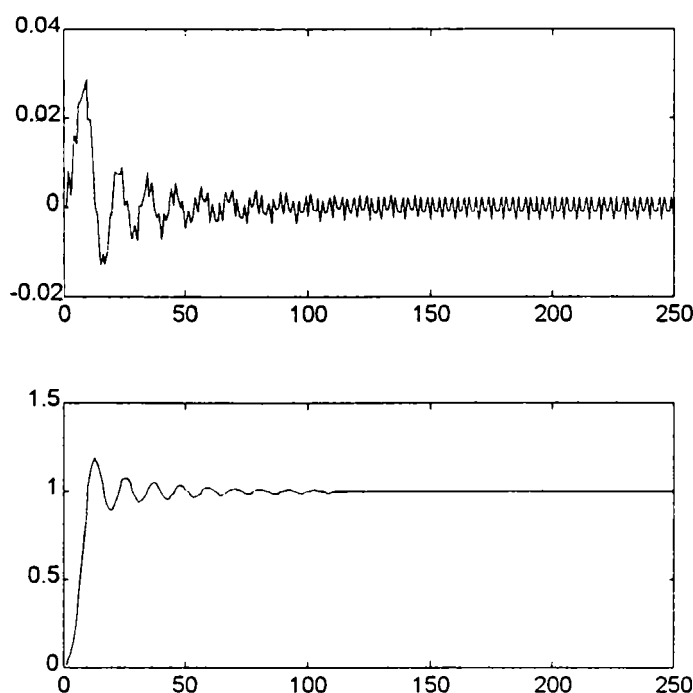


Fig. #1.6 - Răspunsul la semnal sinusoidal (sus) și la semnal treaptă (jos) al unui FTJ Cebîșev digital de tip II

Durata regimului tranzitoriu al răspunsului la semnal treaptă se măsoară de la începutul treptei până la ultima intrare a semnalului de ieșire în banda de eroare din jurul valorii de regim staționar, definită prin intervalul  $[1-\varepsilon, 1+\varepsilon]$ . Pentru analiza următoare, se va utiliza valoarea  $\varepsilon = 0,01$  (alegerea ..u este foarte importantă, în contextul prezentei analize).

##### 1. frecvența de tăiere

Conform [RT77], durata regimului tranzitoriu al unui FTJ analogic este invers proporțională cu frecvența de tăiere,  $f_F$ . Pentru un filtru digital cu frecvența de eșantionare  $f_s' = 1/T_s'$ , proporționalitatea se rescrie sub forma:

$$N_{s0} \cdot T_s' \sim \frac{1}{f_F}. \quad (A2.20)$$

Pentru FTJ digital proiectat, înlocuind  $f_s'$  din (12.3) și  $f_F$  din (A2.16) și (A2.15), rezultă relația:

$$N_{s0} \sim 2 \cdot K_{OVS}. \quad (A2.21)$$



## Proiectarea și implementarea filtrelor anti-aliere

Conform (A2.18),  $K_{OVS}$  este inversa frecvenței de tăiere normale  $W_F$ , deci reprezintă “constanta de timp” a FTJ; se introduce mărimea

$$N_{T0} = \frac{N_{S0}}{K_{OVS}} \quad (A2.22)$$

reprezentând numărul de “constante de timp” ale FTJ după care se atinge regimul staționar.

Din cele două formule anterioare se observă că  $N_{T0}$  nu depinde de  $K_{OVS}$ , deci nici de frecvența de tăiere normală a filtrului,  $W_F$ . Această proprietate a fost verificată pentru parametrii  $N_F = 12$  și  $A_S = 40\text{dB}$ , rezultatul fiind prezentat în Fig. A2.7.

În concluzie, este necesară determinarea numărului de eșantioane  $N_{S0}^*$  pentru o valoare particulară  $K_{OVS}^*$  pentru celelalte valori  $K_{OVS}$ , numărul de eșantioane  $N_{S0}$  se calculează cu formula:

$$N_{S0} = N_{S0}^* \cdot \frac{K_{OVS}}{K_{OVS}^*} \quad (A2.23)$$

Deoarece depinde neglijabil de  $K_{OVS}$ , numărul de “constante de timp”  $N_{T0}$  se va folosi în locul numărului de eșantioane  $N_{S0}$  în cele ce urmează.

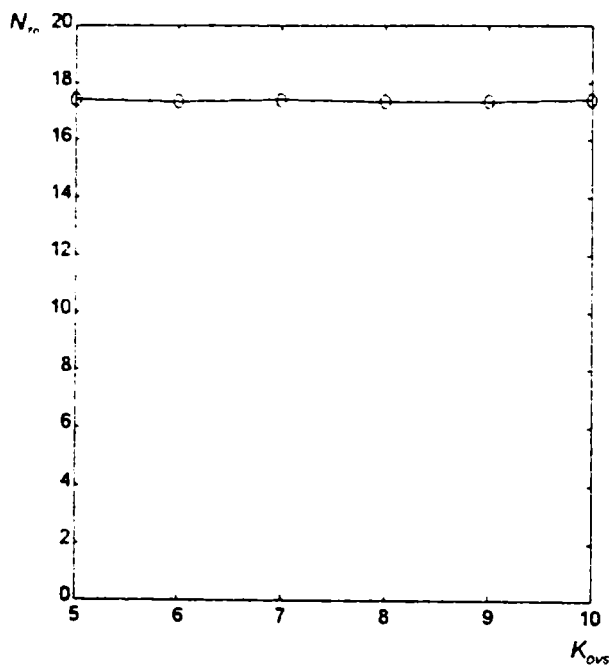


Fig. A2.7 - Dependenta  $N_{T0}(K_{OVS})$

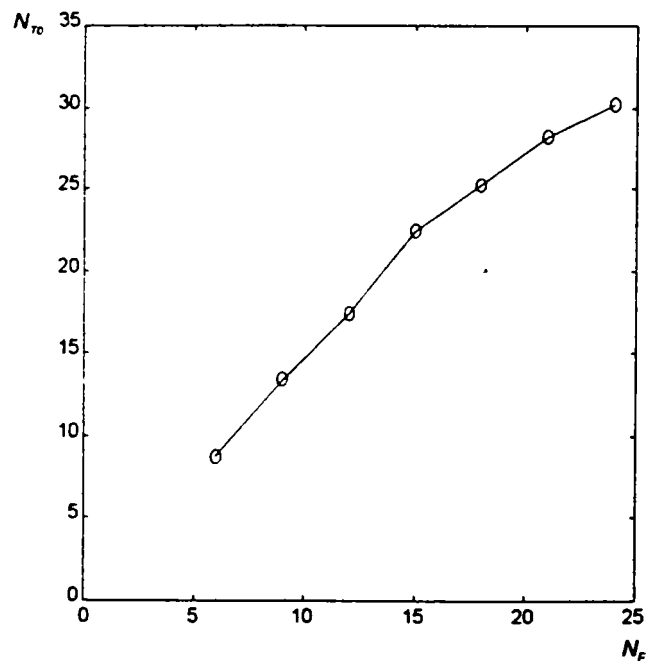


Fig. A2.8 - Dependenta  $N_{T0}(N_F)$

### 2. ordinul filtrului

În Fig. A2.8 se prezintă dependența  $N_{T0}(N_F)$ , pentru parametrii  $W_F = 1/5$  și  $A_S = 40\text{dB}$ . Se observă că durata regimului tranzitoriu crește cu ordinul filtrului. Pentru simplificare, această dependență va fi liniarizată. În consecință, este necesară determinarea numărului de “constante de timp”  $N_{T0}^*$  pentru o valoare particulară  $N_F^*$ ; pentru celelalte valori  $N_F$ , “constante de timp”  $N_{T0}$  se calculează cu formula:

$$N_{T0} = N_{T0}^* \cdot \frac{N_F}{N_F^*} \quad (A2.24)$$

Observație: Pentru  $N_F$  între 6 și 24, liniarizarea de mai sus conduce la valori  $N_{T0}$  mai mari decât cele reprezentate în grafic, astfel încât nu este afectată negativ precizia analizei spectrale.

### 3. atenuarea în banda de oprire

În Fig. A2.9 se prezintă dependența  $N_{T0}(A_S)$ , pentru parametrii  $W_F = 1/5$  și  $N_F = 12$ . Se observă că durata regimului tranzitoriu depinde foarte puțin de  $A_S$  în domeniul [40dB ... 80dB]. Deoarece  $N_{T0}$  scade la creșterea  $A_S$ , determinarea  $N_{T0}$  se va face pentru  $A_S = 40$ dB, astfel încât pentru valori mai mari ale  $A_S$  să nu fie afectată negativ precizia analizei spectrale.

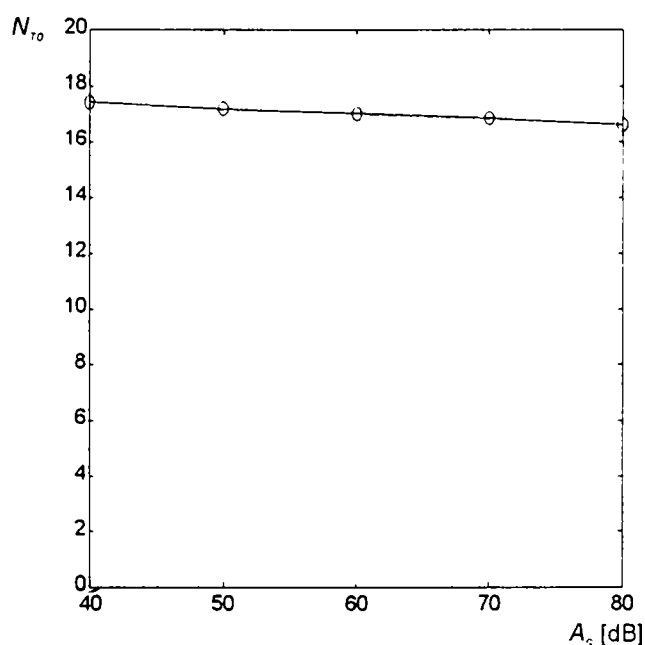


Fig. A2.9 - Dependența  $N_{T0}(A_S)$

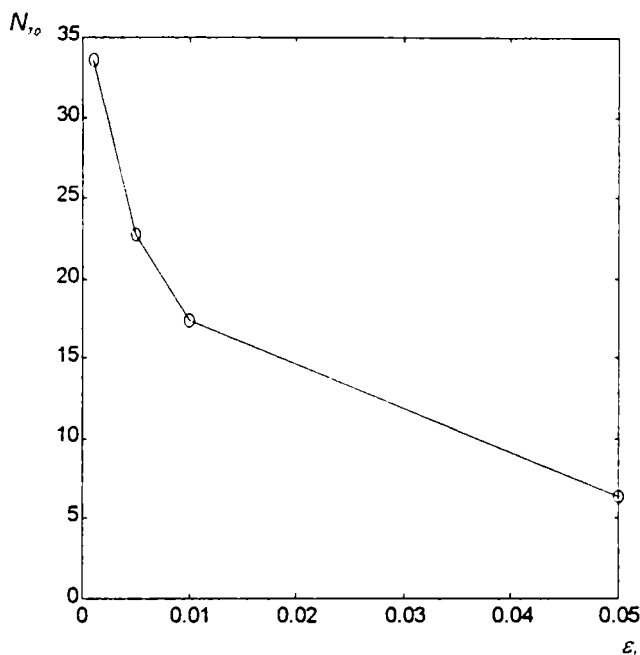


Fig. A2.10 - Dependența  $N_{T0}^*(\epsilon_i)$

În concluzie, cunoscând numărul de “constante de timp” corespunzătoare regimului tranzitoriu,  $N_{T0}^*$ , pentru un filtru particular cu parametrii  $N_F^* = 12$ ,  $W_F^* = 1/5$  și  $A_S^* = 40$ dB, numărul eșantioanelor corespunzătoare regimului tranzitoriu,  $N_{S0}$ , al unui filtru cu parametri diferiți se calculează cu formula:

$$N_{S0} = N_{T0}^* \cdot K_{OVS} \cdot \frac{N_F}{12} \quad (A2.25)$$

valabilă pentru parametri în limitele:

$$A_S \in [40\text{dB} \dots 80\text{dB}];$$

$$N_F \in [6 \dots 24];$$

$$K_{OVS} \in [5 \dots 10].$$

#### A2.2.1.4.2 Influența numărului de eșantioane eliminate asupra erorilor care afectează amplitudinile armonicilor

Deoarece stabilirea unei relații analitice între numărul de eșantioane eliminate,  $N_{S0}$ , și erorile care afectează amplitudinile armonicilor este practic imposibilă, se va recurge tot la studiul prin simulare. Concluziile analizei din secțiunea anterioară fac posibilă desfășurarea acestui studiu pentru un singur filtru, cu parametrii particulari  $N_F^* = 12$ ,  $W_F^* = 1/5$  și  $A_S^* = 40$ dB. Conform considerentelor din secțiunea anterioară, în locul numărului de eșantioane se va utiliza numărul de “constante de timp”  $N_{T0}^*$ .

Analiza care urmează presupune filtrarea unui semnal dreptunghiular cu ajutorul modelului FAA digital, analiza spectrală a rezultatelor și compararea acestora cu valorile calculate analitic, în scopul evaluării erorilor introduse de filtru.

Pentru simulare, se implementează generarea unui semnal dreptunghiular monofazat, conform schemei bloc din Fig. 12.12, dar fără blocurile de FAA analogic și decimare. Semnalul eșantionat are următorii parametri: numărul de eșantioane:  $N_s = 256$ ; frecvența de eșantionare:  $f_s = 1\text{kHz}$ ; amplitudinea = 1; frecvența fundamentală:  $f_1 = n_T f_s / N_s$ , cu  $n_T = 5$  (eșantionarea sincronă asigură evitarea erorilor de împrăștiere spectrală). Analiza spectrală se realizează prin DFT, utilizând fereastra temporală dreptunghiulară, conform algoritmului descris în Capitolul 9. Amplitudini armonice, determinate cu metoda prezentată în Capitolul 9, se notează cu  $A_m^{(k)}$  (unde  $k$  este ordinul armonicii); se vor considera amplitudinile armonice cu ordinele 1, 7 și 15.

Amplitudinile aceluiași armonici se calculează și analitic, cu formula:

$$A_{m_A}^{(k)} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{2k-1}; \quad k = 1, 7, 15. \quad (A2.26)$$

Erorile care afectează amplitudinile armonice sunt evaluate cu formula:

$$e^{(k)} = A_{m_A}^{(k)} - A_m^{(k)}; \quad k = 1, 7, 15. \quad (A2.27)$$

Modul în care aceste erori depind de numărul de “constante de timp” eliminate,  $N_{T0}^*$ , este prezentat în Fig. A2.11. Se observă că pentru valori mari ale  $N_{T0}$  erorile tind spre valori nenule, fapt explicabil prin absența FAA analogic. Erorile cresc pentru ordine mai mari ale filtrului, fiind situate totuși în limite acceptabile (mai mici decât  $10^{-4}$ , pentru ordinul  $k = 15$ ). Pe baza graficelor din figură, se alege pentru numărul “constantelor de timp” eliminate valoarea:

$$N_{T0}^* = 40. \quad (A2.28)$$

Observație: Valoarea de mai sus asigură, de asemenea, eliminarea componentelor spectrale cu frecvențe ridicate, datorate răspunsului tranzitoriu al filtrelor. Acest aspect a fost verificat pe mai multe exemple, printre care și cele prezentate în Capitolul 12.

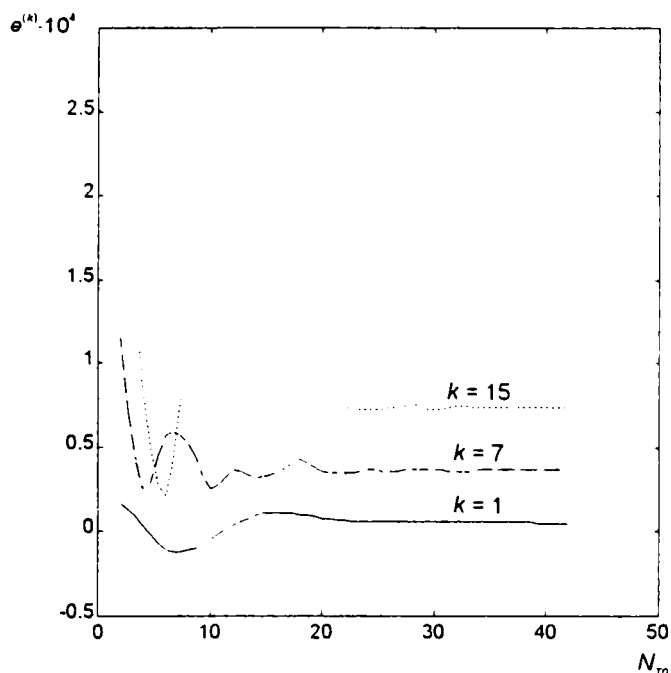


Fig. A2.11 - Erorile de determinare a amplitudinilor armonice, în funcție de numărul de "constante de timp" eliminate

#### A2.2.1.4.3 Formula numărului de eșantioane eliminate

Din (A2.25) și (A2.28) rezultă formula pentru numărul eșantioanelor care trebuie eliminate din secvența de la ieșirea FAA digital, pentru depășirea regimului tranzitoriu:

$$N_{S0} = 3,33 \cdot K_{OVS} \cdot N_F \quad (A2.29)$$

### **A2.2.2 Implementare în program**

În această secțiune se descrie modul de transpunere a algoritmilor de mai sus în programul de simulare implementat în MATLAB.

#### A2.2.2.1 Proiectarea automată a filtrului

Pentru simplificarea utilizării programului de simulare, proiectarea FAA digital a fost automatizată cu ajutorul funcției MATLAB `df_des.m`, prezentate în Anexa 3, care implementează calcularea coeficienților filtrului și a numărului de eșantioane care trebuie eliminate. Coeficienții se calculează cu ajutorul formulei (A2.19) și al funcției `cheby2.m` din *MATLAB Signal Processing Toolbox* [Math92a]. Pentru numărul eșantioanelor eliminate, se utilizează (A2.23).

#### A2.2.2.2 Filtrare

FAA digitală se realizează cu ajutorul funcției `filter.m` din *MATLAB Signal Processing Toolbox* [Math92a].

## Anexa 3 - Fișierele sursă pentru simularea sistemului de acționare cu modulație PWM , în scopul evaluării calității spectrale a modulației

### A3.1 Metoda de simulare îmbunătățită - proiectarea și implementarea filtrelor anti-aliere

**af2\_des.m** - proiectarea automată a FAA analogic de ordinul 2

```
function omc = af2_des(gamma, fs, eps_p);

% af2_des - proiectarea FAA analogic de ordinul II
%
% omc = af2_des(gamma, fs, eps_p);
%
% omc - pulsatia de taiere a FAA
% gamma - fractiune de esantioane cu valori neafectate
%       de caracteristica filtrului anti-aliere
% fs - frecventa de esantionare
% eps_p - eroarea relativa maxima cauzata de atenuarea in banda de trecere

omc = gamma*pi*fs*sqrt((1-eps_p)/(sqrt(eps_p*(2-eps_p))));

end;
```

**af2\_run.c** - implementarea algoritmului FAA analogic de ordinul 2

```
// af2_run - FAA analogic de ordinul II (calcularea esantioanelor tensiunii)
//
// x = af2_run(PW, PM, Ts, Ns, omc);
//
// x - vectorul esantioanelor
// PW - duratele pusurilor
// PM - amplitudinile pulsurilor
// Ts - perioada de esantionare
// Ns - numarul de esantioane
// omc - pulsatia de taiere a FAA analogic

#include <math.h>

//*****
//**
//** implementarea algoritmului FAA
//**
//*****

void af2_run(
    double __huge *xp, // pointer la vectorul esantioanelor, x
    double __huge *PW, // duratele pulsurilor
    double __huge *PM, // amplitudinile pulsurilor
    long p_max, // numarul de pulsuri din PM si PW
    long Ns_i, // numarul de esantioane alocate
    double Ts, // perioada de esantionare
    double omc) // pulsatia de taiere a FAA analogic

{
    double xf; // iesirea FTJ la sfirsitul pulsului anterior
    double xf_o; // xf pentru pasul anterior (necesar la calcularea xf1)
    double xfl; // derivata iesirii FTJ la sfirsitul pulsului anterior
    long p; // index pulsuri
    long s; // index esantioane
    double t; // timpul esantionului curent
    double tlp; // timpul la sfirsitul pulsului anterior
    double Ak; // Ak
    double ph; // faza
    double eph; // exp(-ph)
    const double sqrt_2 = sqrt((double)2.0);
    const double pi = 3.14159265358979;
    const double pi_4 = pi/(double)4.0;

    xf = EM[0];
    xfl = (PM[1]-EM[0])/PW[0];
```

## Fisierele sursă pentru simularea sistemului de acționare cu modulație PWM

```
p = 0;
t = 0;
tlf = 0.0;

for(s=0; s<Ns_1; s++)
{
    while(t < tlf+PW[p])
    {
        Ak = FM[p];
        ph = omc*PW[p]/sqrt_2;
        eph = exp(-ph);
        xf_o = xf;
        xf = Ak+sqrt_2*eph*((xf-Ak)*sin(ph+pi_4)+(xf1/omc)*sin(ph));
        xf1 = sqrt_2*eph*(-(xf_o-Ak)*omc*sin(ph)+xf1*cos(ph+pi_4));
        tlf += PW[p];
        p++;
        if (p == p_max)
        {
            printf("af2_run: pulsuri insuficiente\n");
            return;
        }
    }
    Ak = FM[p];
    ph = omc*(t-tlf)/sqrt_2;
    eph = exp(-ph);
    xp[s] = Ak+sqrt_2*eph*((xf-Ak)*sin(ph+pi_4)+(xf1/omc)*sin(ph));
    t += Ts;
}
```

### **df\_des.m - proiectarea automată a FAA digital**

```
function [b, a, Ns0] = df_des(gamma, Kofs, As, eps_p);

% df_des - proiectarea FAA digital
%
% [b, a, Ns0] = df_des(gamma, Kofs, As, eps_p);
%
% b, a - vectorii coeficientilor FAA digital (vezi filter.m)
% Ns0 - numarul de esantioane eliminate
% gamma - fractiune de esantioane cu valori neafectate
%         de caracteristica filtrului anti-aliere
% Kofs - factor de supraesantionare
% As - atenuarea FAA digital in banda de oprire
% eps_p - eroarea relativa maxima cauzata de atenuarea in banda de trecere
%
% necesita Signal Processing Toolbox; s-a utilizat V2.0B

WF = 1/Kofs; % frecventa de taiere (normalizata la fs/2) a FAA
Wp = gamma*WF; % limita sup. a benzii de trecere
Ap = 1/(1-eps_p); % atenuarea maxima in banda de trecere

N_F = ceil(log10((sqrt(As^2-1)+sqrt(As^2+Ap^2-2))/sqrt(Ap^2-1))/...
    log10(1/gamma+sqrt((1/gamma)^2-1))); % ordinul FAA digital

[b, a] = cheby2(N_F, 20*log10(As), WF); % coeficientii FAA digital

Ns0 = ceil((5/6)*Kofs*N_F); % numarul de esantioane eliminate

end;
```

## **A3.2 Modelarea subsistemului inverter-motor**

### **inv\_ld3d.c - modelul ansamblului inverter trifazat-motor, incluzând decalarea comenzii**

```
// inv_ld3d - modelarea ansamblului inverter-sarcina trifazata
//          fara decalarea comenzii
//
// [PW_1, FM_1, PW_2, FM_2, PW_3, FM_3] = ...
// inv_ld3d(TH_A, TL_A, TH_B, TL_B, TH_C, TL_C,...
//          V_D, ph_L, Y_D, fm, ph_0, T_D, Tmin, Tst);
//
// PW_1 - duratele pulsurilor, faza 1
// FM_1 - amplitudinile pulsurilor, faza 1
// PW_2 - duratele pulsurilor, faza 2
// FM_2 - amplitudinile pulsurilor, faza 2
// PW_3 - duratele pulsurilor, faza 3
// FM_3 - amplitudinile pulsurilor, faza 3
```



```

//
// TH_A - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza A
// TL_A - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza A
// TH_B - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza B
// TL_B - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza B
// TH_C - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza C
// TL_C - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza C
//
// V_D - tensiunea de alimentare a invertorului
// ph_L - unghiul de faza al sarcinii:  $ph_L = \text{atan}(2\pi \cdot fm \cdot L/R)$ 
// Y_D - tipul conexiunii sarcinii (1:Y; 0:D)
// fm - frecventa modulatoare
// ph_0 - faza initiala a modulatorului pt. faza A
// T_D - timpul de decalare a comenzii
// Tmin - durata minima a pulsurilor (limita sub care se elimina)
// Tst - timpul dupa care se genereaza pulsuri
//
// ATENTIE: modifica TH_A, TL_A, TH_B, TL_B, TH_C, TL_C
//

#include <stdlib.h>
#include <math.h>

//*****
//**
//** modelarea invertorului
//**
//*****

void inv_ld3d(
    double __huge *PW_1p, // pointer la vect. elem. PW_1 -> duratele pulsurilor, faza 1
    double __huge *PM_1p, // pointer la vect. elem. PM_1 -> ampl. pulsurilor, faza 1
    long p_max_1, // numarul de pulsuri alocate, faza 1
    double __huge *PW_2p, // pointer la vect. elem. PW_2 -> duratele pulsurilor, faza 2
    double __huge *PM_2p, // pointer la vect. elem. PM_2 -> ampl. pulsurilor, faza 2
    long p_max_2, // numarul de pulsuri alocate, faza 2
    double __huge *PW_3p, // pointer la vect. elem. PW_3 -> duratele pulsurilor, faza 3
    double __huge *PM_3p, // pointer la vect. elem. PM_3 -> ampl. pulsurilor, faza 3
    long p_max_3, // numarul de pulsuri alocate, faza 3
    double __huge *TH_A, // duratele de conductie a trz. superior, faza A
    double __huge *TL_A, // duratele de de conductie a trz. inferior, faza A
    long p_A, // numarul de perioade de comutatie, faza A
    double __huge *TH_B, // duratele de conductie a trz. superior, faza B
    double __huge *TL_B, // duratele de de conductie a trz. inferior, faza B
    long p_B, // numarul de perioade de comutatie, faza B
    double __huge *TH_C, // duratele de conductie a trz. superior, faza C
    double __huge *TL_C, // duratele de de conductie a trz. inferior, faza C
    long p_C, // numarul de perioade de comutatie, faza C
    double V_D, // tensiunea de alimentare a invertorului
    double ph_L, // unghiul de faza al sarcinii:  $ph_L = \text{atan}(2\pi \cdot fm \cdot L/R)$ 
    double Y_D, // tipul conexiunii sarcinii (1:Y; 0:D)
    double fm, // frecventa modulatoare
    double ph_0, // faza initiala a modulatorului pt. faza A
    double T_D, // timpul de decalare a comenzii
    double Tmin, // durata minima a pulsurilor (limita sub care se elimina)
    double Tst){ // timpul dupa care se genereaza pulsuri

    // constante
    #define PI 3.14159265358979

    #define ST_C 1 // conductie
    #define ST_B 2 // blocare
    #define ST_CD 3 // conductie, prelungita cu T_D
    #define ST_BD 4 // prelungita cu T_D

    #define SW_A 1 // a comutat faza A
    #define SW_B 2 // a comutat faza B
    #define SW_C 3 // a comutat faza C

    // variabile
    double wm = 2.0*PI*fm; // pulsatie modulatoare
    double ph_i_A, ph_i_B, ph_i_C; // fazele curentilor
    long k_A, k_B, k_C; // indicii perioadelor purtatoare
    long p_1, p_2, p_3; // indicii pulsurilor
    double tns_A, tns_B, tns_C; // timpii pina la urmatoarea comutare
    double v_A0, v_B0, v_C0; // tens. la ies. inv. in pulsul curent
    double v_1, v_2, v_3; // tens. pe fazele sarc. in pulsul curent
    double v_N0; // tens. in punctul central al sarc.
    char Ps; // indicele fazei care va comuta prima
    double Tp; // durata pina la prima comutare

```

## Fişierele sursă pentru simularea sistemului de acţionare cu modulaţie PWM

```
double t; // timpul total de simulare
char st_A, st_B, st_C; // starea fazei pe durata ultimului puls
char i_A_pos, i_B_pos, i_C_pos; // semnul cr. la sf. pulsului anter. (1 -> poz.)

// calcularea fazelor initiale ale curentilor
ph_i_A = ph_0-ph_L;
ph_i_B = ph_i_A-2*PI/3;
ph_i_C = ph_i_A-4*PI/3;

// initializari
t = (double)0.0;

k_A = 0; k_B = 0; k_C = 0;
p_1 = 0; p_2 = 0; p_3 = 0;

tns_A = TH_A[0];
tns_B = TH_B[0];
tns_C = TH_C[0];

v_A0 = V_D/2.0;
v_B0 = V_D/2.0;
v_C0 = V_D/2.0;

st_A = ST_C;
st_B = ST_C;
st_C = ST_C;

while(1) {
    // determina care faza va comuta prima
    Tp = __min(tns_A, __min(tns_B, tns_C));
    if(Tp == tns_A)
        Ps = SW_A;
    else
        if(Tp == tns_B)
            Ps = SW_B;
        else
            Ps = SW_C;

    if ((Tp >= Tmin) & (t >= Tst)) { // secventa se executa doar daca pulsul
        // nu trebuie eliminat si daca s-a depasit Tst
        // calculeaza tensiunile de faza ale sarcinii pt. pulsul curent

        if (Y_D == 1.0) // conexiune Y
        {
            v_N0 = (v_A0+v_B0+v_C0)/3.0;
            v_1 = v_A0-v_N0; // v_1 este v_AN
            v_2 = v_B0-v_N0; // v_2 este v_BN
            v_3 = v_C0-v_N0; // v_3 este v_CN
        }
        else // conexiune D
        {
            v_1 = v_A0-v_B0; // v_1 este v_AB
            v_2 = v_B0-v_C0; // v_2 este v_BC
            v_3 = v_C0-v_A0; // v_3 este v_CA
        }

        // genereaza pulsul curent, faza 1
        if (p_1 == 0)
        {
            PW_lp[0] = Tp; //initializeaza, cu un puls nou
            PM_lp[0] = v_1;
            p_1++;
        }
        else
        {
            if (v_1 == PM_lp[p_1-1]) // comasare
                PW_lp[p_1-1] += Tp;
            else
            {
                PM_lp[p_1] = v_1; // adaugare puls nou
                PW_lp[p_1] = Tp;
                p_1++;
                if(p_1 > p_max_1)
                {
                    printf("depasirea numarului de pulsuri alocate, faza 1\n");
                    return;
                }
            }
        }
    }
}
```

```

// genereaza pulsul curent, faza 2
if (p_2 == 0)
{
    PW_2p[0] = Tp;           //initializeaza, cu un puls nou
    PM_2p[0] = v_2;
    p_2++;
}
else
{
    if (v_2 == PM_2p[p_2-1]) // comasare
        PW_2p[p_2-1] += Tp;
    else
    {
        PM_2p[p_2] = v_2;    // adaugare puls nou
        PW_2p[p_2] = Tp;
        p_2++;
        if(p_2 > p_max_2)
        {
            printf("depasirea numarului de pulsuri alocate, faza 2\n");
            return;
        }
    }
}

// genereaza pulsul curent, faza 3
if (p_3 == 0)
{
    PW_3p[0] = Tp;           //initializeaza, cu un puls nou
    PM_3p[0] = v_3;
    p_3++;
}
else
{
    if (v_3 == PM_3p[p_3-1]) // comasare
        PW_3p[p_3-1] += Tp;
    else
    {
        PM_3p[p_3] = v_3;    // adaugare puls nou
        PW_3p[p_3] = Tp;
        p_3++;
        if(p_3 > p_max_3)
        {
            printf("depasirea numarului de pulsuri alocate, faza 3\n");
            return;
        }
    }
}
}

// secventa urmatoare se executa si daca pulsul a fost eliminat

// actualizeaza timpul total de simulare
t += Tp;

// actualizeaza fazele curentilor
ph_i_A += wm*Tp;
ph_i_B += wm*Tp;
ph_i_C += wm*Tp;

// calculeaza timpii pina la urmatoarea comutare
switch(Ps)
{
    case SW_A:           // a comutat faza A
        i_A_pos = (ph_i_A-(2*PI)*floor(ph_i_A/(2*PI)) < PI);
        // semnul i_A la sf. pulsului anter.
        switch(st_A)
        {
            case ST_C:   // pe durata ultimului puls, faza a fost in conductie
                if (!i_A_pos) // cr. negativ -> prelung. pulsului anterior cu T_D
                {
                    if (TL_A[k_A] > T_D) // T_D < Tb din perioada curenta
                    {
                        tns_A = T_D; // gen. un puls de durata T_D, aceiasi tens.
                        TL_A[k_A] -= T_D; // reduce durata pulsului Tb din per.curenta
                    }
                    else // T_D > Tb din perioada curenta
                    {
                        tns_A = TL_A[k_A]; // gen. un puls de durata Tb, aceiasi tens.
                        TL_A[k_A] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tb
                    }
                }
            }
        }
}

```

## Fişierele sursă pentru simularea sistemului de acţionare cu modulaţie PWM

```
        st_A = ST_CD;           // "conductie prelungita cu T_D"
    }
    else
        // curent pozitiv -> un nou puls
    {
        tns_A = TL_A[k_A];      // se preia Tb din perioada curenta
        v_A0 = -v_A0;           // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
        st_A = ST_B;           // "blocare"
    }
    break;

case ST_B:                     // pe durata ultimului puls, faza a fost in blocare
    k_A++;                     // se trece la o noua perioada
    if (k_A == p_A)            // se testeaza daca mai exista perioade disponibile
        return;                // daca nu, se incheie executia functiei
    if (i_A_pos)                // curent pozitiv -> prelung. pulsului anter. cu T_D
    {
        if (TH_A[k_A] > T_D)    // T_D < Tc din perioada curenta
        {
            tns_A = T_D;        // gen. un puls de durata T_D, aceiasi tens.
            TH_A[k_A] -= T_D;    // reduce durata pulsului Tc din per. curenta
        }
        else                    // T_D > Tc din perioada curenta
        {
            tns_A = TH_A[k_A];  // gen. un puls de durata Tc, aceiasi tens.
            TH_A[k_A] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tc
        }
        st_A = ST_BD;           // "blocare prelungita cu T_D"
    }
    else                        // curent negativ -> un nou puls
    {
        tns_A = TH_A[k_A];      // se preia Tc din perioada curenta
        v_A0 = -v_A0;           // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
        st_A = ST_C;           // "conductie"
    }
    break;

case ST_CD:
    tns_A = TL_A[k_A];         // se preia Tb din perioada curenta
    v_A0 = -v_A0;             // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
    st_A = ST_B;               // "blocare"
    break;

case ST_BD:
    tns_A = TH_A[k_A];         // se preia Tc din perioada curenta
    v_A0 = -v_A0;             // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
    st_A = ST_C;               // "conductie"
    break;
}
tns_B -= Tp;
tns_C -= Tp;
break;

case SW_B:                     // a comutat faza B
    i_B_pos = (ph_i_B - (2*PI)*floor(ph_i_B/(2*PI)) < PI);
    // semnul i_B la sf. pulsului anter.
    switch(st_E)
    {
        case ST_C:             // pe durata ultimului puls, faza a fost in conductie
            if (!i_B_pos)      // curent negativ -> prelung. pulsului anter. cu T_D
            {
                if (TL_B[k_B] > T_D) // T_D < Tb din perioada curenta
                {
                    tns_B = T_D;    // gen. un puls de durata T_D, aceiasi tensiune
                    TL_B[k_B] -= T_D; // reduce durata pulsului Tb din per. curenta
                }
                else                // T_D > Tb din perioada curenta
                {
                    tns_B = TL_B[k_B]; // gen. un puls de durata Tb, aceiasi tensiune
                    TL_B[k_B] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tb
                }
                st_B = ST_CD;        // "conductie prelungita cu T_D"
            }
            else                    // curent pozitiv -> un nou puls
            {
                tns_B = TL_B[k_B];  // se preia Tb din perioada curenta
                v_B0 = -v_B0;        // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
                st_B = ST_B;         // "blocare"
            }
        }
    }
    break;
```

```

case ST_B:           // pe durata ultimului puls, faza a fost in blocare
    k_B++;           // se trece la o noua perioada
    if (k_B == p_B)  // se testeaza daca mai exista perioade disponibile
        return;     // daca nu, se incheie executia functiei
    if (i_B_pos)     // curent pozitiv -> prelung. pulsului anter. cu T_D
    {
        if (TH_B[k_B] > T_D) // T_D < Tc din perioada curenta
        {
            tns_B = T_D;     // gen. un puls de durata T_D, aceeasi tensiune
            TH_B[k_B] -= T_D; // reduce durata pulsului Tc din per. curenta
        }
        else           // T_D > Tc din perioada curenta
        {
            tns_B = TH_B[k_B]; // gen. un puls de durata Tc, aceeasi tensiune
            TH_B[k_B] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tc
        }
        st_B = ST_BD;     // "blocare prelungita cu T_D"
    }
    else             // curent negativ -> un nou puls
    {
        tns_B = TH_B[k_B]; // se preia Tc din perioada curenta
        v_B0 = -v_B0;     // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
        st_B = ST_C;     // "conductie"
    }
    break;

case ST_CD:
    tns_B = TL_B[k_B]; // se preia Tb din perioada curenta
    v_B0 = -v_B0;     // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
    st_B = ST_B;     // "blocare"
    break;

case ST_BD:
    tns_B = TH_B[k_B]; // se preia Tc din perioada curenta
    v_B0 = -v_B0;     // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
    st_B = ST_C;     // "conductie"
    break;
}
tns_A -= Tp;
tns_C -= Tp;
break;

case SW_C:           // a comutat faza C
    i_C_pos = (ph_i_C - (2*PI)*floor(ph_i_C/(2*PI)) < PI);
    // semnul i_C la sf. pulsului anter.
    switch(st_C)
    {
        case ST_C:   // pe durata ultimului puls, faza a fost in conductie
            if (!i_C_pos) // curent negativ -> prelungirea pulsului anterior cu T_D
            {
                if (TL_C[k_C] > T_D) // T_D < Tb din perioada curenta
                {
                    tns_C = T_D;     // gen. un puls de durata T_D, aceeasi tensiune
                    TL_C[k_C] -= T_D; // reduce durata pulsului Tb din per. curenta
                }
                else           // T_D > Tb din perioada curenta
                {
                    tns_C = TL_C[k_C]; // gen. un puls de durata Tb, aceeasi tensiune
                    TL_C[k_C] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tb
                }
                st_C = ST_CD;     // "conductie prelungita cu T_D"
            }
            else             // curent pozitiv -> un nou puls
            {
                tns_C = TL_C[k_C]; // se preia Tb din perioada curenta
                v_C0 = -v_C0;     // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
                st_C = ST_B;     // "blocare"
            }
            break;

        case ST_B:     // pe durata ultimului puls, faza a fost in blocare
            k_C++;     // se trece la o noua perioada
            if (k_C == p_C) // se testeaza daca mai exista perioade disponibile
                return; // daca nu, se incheie executia functiei
            if (i_C_pos) // curent pozitiv -> prelung. pulsului anter. cu T_D
            {
                if (TH_C[k_C] > T_D) // T_D < Tc din perioada curenta
                {
                    tns_C = T_D;     // gen. un puls de durata T_D, aceeasi tensiune
                    TH_C[k_C] -= T_D; // reduce durata pulsului Tc din per. curenta
                }
            }
    }

```

## Fişierele sursă pentru simularea sistemului de acţionare cu modulaţie PWM

```
        }
        else // T_D > Tc din perioada curenta
        {
            tns_C = TH_C[k_C]; // gen. un puls de durata Tc, aceeaşi tensiune
            TH_C[k_C] = (double)0.0; // anulează pulsul Tc
        }
        st_C = ST_BD; // "blocare prelungită cu T_D"
    }
    else // curent negativ -> un nou puls
    {
        tns_C = TH_C[k_C]; // se preia Tc din perioada curenta
        v_C0 = -v_C0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
        st_C = ST_C; // "conductie"
    }
    break;

case ST_CD:
    tns_C = TL_C[k_C]; // se preia Tb din perioada curenta
    v_C0 = -v_C0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
    st_C = ST_B; // "blocare"
    break;

case ST_BD:
    tns_C = TH_C[k_C]; // se preia Tc din perioada curenta
    v_C0 = -v_C0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
    st_C = ST_C; // "conductie"
    break;
}
tns_A -= Tp;
tns_B -= Tp;
break;
}
}

//*****
//**
//** numărarea pulsurilor din tensiunile pe fazele sarcinii
//**
//*****

void cnt_p3d(
    long *p_1, // numărul de pulsuri alocate, faza 1
    long *p_2, // numărul de pulsuri alocate, faza 2
    long *p_3, // numărul de pulsuri alocate, faza 3
    double __huge *TH_A, // duratele de conductie a tranzistorului superior, faza A
    double __huge *TL_A, // duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza A
    long p_A, // numărul de perioade de comutaţie, faza A
    double __huge *TH_B, // duratele de conductie a tranzistorului superior, faza B
    double __huge *TL_B, // duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza B
    long p_B, // numărul de perioade de comutaţie, faza B
    double __huge *TH_C, // duratele de conductie a tranzistorului superior, faza C
    double __huge *TL_C, // duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza C
    long p_C, // numărul de perioade de comutaţie, faza C
    double V_D, // tensiunea de alimentare a invertorului
    double ph_L, // unghiul de faza al sarcinii: ph_L = atan(2*pi*fm*L/R)
    double Y_D, // tipul conexiunii sarcinii (1:Y; 0:D)
    double fm, // frecvenţa modulatorie
    double ph_0, // faza iniţială a modulatoriei pt. faza A
    double T_D, // timpul de decalare a comenzii
    double Tmin, // durata minimă a pulsurilor (limita sub care se elimină)
    double Tst){ // timpul după care se generează pulsuri

// constante
#define PI 3.14159265358979

#define ST_C 1 // conductie
#define ST_B 2 // blocare
#define ST_CD 3 // conductie, prelungită cu T_D
#define ST_BD 4 // prelungită cu T_D

#define SW_A 1 // a comutat faza A
#define SW_B 2 // a comutat faza B
#define SW_C 3 // a comutat faza C

// variabile
double wm = 2.0*PI*fm; // pulsaţia modulatorie
double ph_i_A, ph_i_B, ph_i_C; // fazele curenţilor
long k_A, k_B, k_C; // indicii perioadelor purtătoare
double tns_A, tns_B, tns_C; // timpii pînă la următoarea comutare
```



```

double v_A0, v_B0, v_C0;           // tens. la ies. inv. in pulsul curent
double v_1, v_2, v_3;             // tens. pe fazele sarc. in pulsul curent
double v_11, v_21, v_31;         // tens. pe fazele sarc. in pulsul anterior
double v_N0;                       // tens. in punctul central al sarc.
char Ps;                             // indicele fazei care va comuta prima
double Tp;                           // durata pina la prima comutare
double t;                             // timpul total de simulare
char st_A, st_B, st_C;             // starea fazei pe durata ultimului puls
char i_A_pos, i_B_pos, i_C_pos;     // semnul cr. la sf. pulsului anter. (1 -> poz.)

// calcularea fazelor initiale ale curentilor
ph_i_A = ph_0-ph_L;
ph_i_B = ph_i_A-2*PI/3;
ph_i_C = ph_i_A-4*PI/3;

// initializari
t = (double)0.0;

k_A = 0; k_B = 0; k_C = 0;
*p_1 = 0; *p_2 = 0; *p_3 = 0;

tns_A = TH_A[0];
tns_B = TH_B[0];
tns_C = TH_C[0];

v_A0 = V_D/2.0;
v_B0 = V_D/2.0;
v_C0 = V_D/2.0;

st_A = ST_C;
st_B = ST_C;
st_C = ST_C;

while(1) {
    // determina care faza va comuta prima
    Tp = __min(tns_A, __min(tns_B, tns_C));
    if(Tp == tns_A)
        Ps = SW_A;
    else
        if(Tp == tns_B)
            Ps = SW_B;
        else
            Ps = SW_C;

    if ((Tp >= Tmin)&(t >= Tst)){ // secventa se executa doar daca pulsul
        // nu trebuie eliminat si daca s-a depasit Tst
        // calculeaza tensiunile de faza ale sarcinii pt. pulsul curent

        if (Y_D == 1.0) // conexiune Y
        {
            v_N0 = (v_A0+v_B0+v_C0)/3.0;
            v_1 = v_A0-v_N0; // v_1 este v_AN
            v_2 = v_B0-v_N0; // v_2 este v_BN
            v_3 = v_C0-v_N0; // v_3 este v_CN
        }
        else // conexiune D
        {
            v_1 = v_A0-v_B0; // v_1 este v_AB
            v_2 = v_B0-v_C0; // v_2 este v_BC
            v_3 = v_C0-v_A0; // v_3 este v_CA
        }

        // genereaza pulsul curent, faza 1
        if (*p_1 == 0)
        {
            v_11 = v_1; //initializeaza, cu un puls nou
            (*p_1)++;
        }
        else
        {
            if (v_1 != v_11)
            {
                v_11 = v_1; // adaugare puls nou
                (*p_1)++;
            }
        }

        // genereaza pulsul curent, faza 2
        if (*p_2 == 0)
        {

```

## Fisierele sursă pentru simularea sistemului de acționare cu modulație PWM

```
v_21 = v_2; //initializeaza, cu un puls nou
(*p_2)++;

else
{
    if (v_2 != v_21)
    {
        v_21 = v_2; // adaugare puls nou
        (*p_2)++;
    }
}

// genereaza pulsul curent, faza 3
if (*p_3 == 0)
{
    v_31 = v_3; //initializeaza, cu un puls nou
    (*p_3)++;
}
else
{
    if (v_3 != v_31)
    {
        v_31 = v_3; // adaugare puls nou
        (*p_3)++;
    }
}

// secventa urmatoare se executa si daca pulsul a fost eliminat

// actualizeaza timpul total de simulare
t += Tp;

// actualizeaza fazele curenților
ph_i_A += wm*Tp;
ph_i_B += wm*Tp;
ph_i_C += wm*Tp;

// calculeaza timpii pina la urmatoarea comutare
switch(Ps)
{
    case SW_A: // a comutat faza A
        i_A_pos = (ph_i_A - (2*PI)*floor(ph_i_A/(2*PI))) < PI;
        // semnul i_A la sf. pulsului anter.
        switch(st_A)
        {
            case ST_C: // pe durata ultimului puls, faza a fost in conductie
                if (!i_A_pos) // curent negativ -> prelung. pulsului anterior cu T_D
                {
                    if (TL_A[k_A] > T_D) // T_D < Tb din perioada curenta
                    {
                        tns_A = T_D; // gen. un puls de durata T_D, aceiasi tensiune
                        TL_A[k_A] -= T_D; // reduce durata pulsului Tb din per. curenta
                    }
                    else // T_D > Tb din perioada curenta
                    {
                        tns_A = TL_A[k_A]; // gen. un puls de durata Tb, aceiasi tensiune
                        TL_A[k_A] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tb
                    }
                    st_A = ST_CD; // "conductie prelungita cu T_D"
                }
            else // curent pozitiv -> un nou puls
            {
                tns_A = TL_A[k_A]; // se preia Tb din perioada curenta
                v_AG = -v_A0; // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
                st_A = ST_E; // "blocare"
            }
        }
        break;

    case ST_E: // pe durata ultimului puls, faza a fost in blocare
        k_A++; // se trece la o noua perioada
        if (k_A == p_A) // se testeaza daca mai exista perioade disponibile
            return; // daca nu, se incheie executia functiei
        if (i_A_pos) // curent pozitiv -> prelung. pulsului anter. cu T_D
        {
            if (TH_A[k_A] > T_D) // T_D < Tc din perioada curenta
            {
                tns_A = T_D; // gen. un puls de durata T_D, aceiasi tens.
                TH_A[k_A] -= T_D; // reduce durata pulsului Tc din per. curenta
            }
            else // T_D > Tc din perioada curenta
        }
    }
}
```

```

        {
            tns_A = TH_A[k_A]; // gen. un puls de durata Tc, aceeași tens.
            TH_A[k_A] = (double)0.0; // anulează pulsul Tc
        }
        st_A = ST_BD; // "blocare prelungită cu T_D"
    }
    else // curent negativ -> un nou puls
    {
        tns_A = TH_A[k_A]; // se preia Tc din perioada curentă
        v_A0 = -v_A0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
        st_A = ST_C; // "conductie"
    }
    break;

case ST_CD:
    tns_A = TL_A[k_A]; // se preia Tb din perioada curentă
    v_A0 = -v_A0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
    st_A = ST_B; // "blocare"
    break;

case ST_BD:
    tns_A = TH_A[k_A]; // se preia Tc din perioada curentă
    v_A0 = -v_A0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
    st_A = ST_C; // "conductie"
    break;
}
tns_B -= Tp;
tns_C -= Tp;
break;

case SW_B: // a comutat faza B
    i_B_pos = (ph_i_B - (2*PI)*floor(ph_i_B/(2*PI)) < PI);
    // semnul i_B la sf. pulsului anter.
    switch(st_B)
    {
        case ST_C: // pe durata ultimului puls, faza a fost în conductie
            if (!i_B_pos) // curent negativ -> prelungirea pulsului anterior cu T_D
            {
                if (TL_B[k_B] > T_D) // T_D < Tb din perioada curentă
                {
                    tns_B = T_D; // gen. un puls de durata T_D, aceeași tens.
                    TL_B[k_B] -= T_D; // reduce durata pulsului T_D din per. curentă
                }
                else // T_D > Tb din perioada curentă
                {
                    tns_B = TL_B[k_B]; // gen. un puls de durata Tb, aceeași tensiune
                    TL_B[k_B] = (double)0.0; // anulează pulsul Tb
                }
                st_B = ST_CD; // "conductie prelungită cu T_D"
            }
            else // curent pozitiv -> un nou puls
            {
                tns_B = TL_B[k_B]; // se preia Tb din perioada curentă
                v_B0 = -v_B0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
                st_B = ST_B; // "blocare"
            }
        }
        break;

case ST_B: // pe durata ultimului puls, faza a fost în blocare
    k_B++; // se trece la o nouă perioadă
    if (k_B == p_B) // se testează dacă mai există perioade disponibile
        return; // dacă nu, se încheie executia funcției
    if (i_B_pos) // curent pozitiv -> prelung. pulsului anter. cu T_D
    {
        if (TH_B[k_B] > T_D) // T_D < Tc din perioada curentă
        {
            tns_B = T_D; // gen. un puls de durata T_D, aceeași tens.
            TH_B[k_B] -= T_D; // reduce durata pulsului Tc din per. curentă
        }
        else // T_D > Tc din perioada curentă
        {
            tns_B = TH_B[k_B]; // gen. un puls de durata Tc, aceeași tensiune
            TH_B[k_B] = (double)0.0; // anulează pulsul Tc
        }
        st_B = ST_BD; // "blocare prelungită cu T_D"
    }
    else // curent negativ -> un nou puls
    {
        tns_B = TH_B[k_B]; // se preia Tc din perioada curentă
        v_B0 = -v_B0; // se schimbă polarit. tens. la ies. inv.
    }
}

```

## Fişierele sursă pentru simularea sistemului de acţionare cu modulaţie PWM

```
        st_B = ST_C;          // "conductie"
    }
    break;

case ST_CD:
    tns_B = TL_B[k_B]; // se preia Tb din perioada curenta
    v_B0 = -v_B0;      // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
    st_B = ST_E;       // "blocare"
    break;

case ST_BD:
    tns_B = TH_B[k_B]; // se preia Tc din perioada curenta
    v_B0 = -v_B0;      // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
    st_B = ST_C;       // "conductie"
    break;
}
tns_A -= Tp;
tns_C -= Tp;
break;

case SW_C: // a comutat faza C
    i_C_pos = (ph_i_C - (2*PI)*floor(ph_i_C/(2*PI)) < PI);
    // semnul i_C la sf. pulsului anter.
    switch(st_C)
    {
        case ST_C: // pe durata ultimului puls, faza a fost in conductie
            if (!i_C_pos) // curent negativ -> prelungirea pulsului anterior cu T_D
            {
                if (TL_C[k_C] > T_D) // T_D < Tb din perioada curenta
                {
                    tns_C = T_D; // gen. un puls de durata T_D, aceiasi tens.
                    TL_C[k_C] -= T_D; // reduce durata pulsului Tb din per.curenta
                }
                else // T_D > Tb din perioada curenta
                {
                    tns_C = TL_C[k_C]; // gen. un puls de durata Tb, aceiasi tens.
                    TL_C[k_C] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tb
                }
                st_C = ST_CD; // "conductie prelungita cu T_D"
            }
            else // curent pozitiv -> un nou puls
            {
                tns_C = TL_C[k_C]; // se preia Tb din perioada curenta
                v_C0 = -v_C0; // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
                st_C = ST_B; // "blocare"
            }
            break;

        case ST_B: // pe durata ultimului puls, faza a fost in blocare
            k_C++; // se trece la o noua perioada
            if (k_C == p_C) // se testeaza daca mai exista perioade disponibile
                return; // daca nu, se incheie executia functiei
            if (i_C_pos) // curent pozitiv -> prelung. pulsului anter. cu T_D
            {
                if (TH_C[k_C] > T_D) // T_D < Tc din perioada curenta
                {
                    tns_C = T_D; // gen. un puls de durata T_D, aceiasi tensiune
                    TH_C[k_C] -= T_D; // reduce durata pulsului Tc din per.curenta
                }
                else // T_D > Tc din perioada curenta
                {
                    tns_C = TH_C[k_C]; // gen. un puls de durata Tc, aceiasi tensiune
                    TH_C[k_C] = (double)0.0; // anuleaza pulsul Tc
                }
                st_C = ST_BD; // "blocare prelungita cu T_D"
            }
            else // curent negativ -> un nou puls
            {
                tns_C = TH_C[k_C]; // se preia Tc din perioada curenta
                v_C0 = -v_C0; // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
                st_C = ST_C; // "conductie"
            }
            break;

        case ST_CD:
            tns_C = TL_C[k_C]; // se preia Tb din perioada curenta
            v_C0 = -v_C0; // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
            st_C = ST_B; // "blocare"
            break;
    }
}
```

```

        case ST_BD:
            tns_C = TH_C[k_C]; // se preia Tc din perioada curenta
            v_C0 = -v_C0;      // se schimba polarit. tens. la ies. inv.
            st_C = ST_C;      // "conductie"
            break;
    }
    tns_A -= Tp;
    tns_B -= Tp;
    break;
}
}

//*****
//**
//** duplicarea unui vector
//**
//*****

void vect_dup(
    double __huge *Tb,      // pointer la original
    double __huge *TL_Cpy, // pointer la copie
    long N){               // numarul de elemente

    long k;

    for(k = 0; k < N; k++)
    {
        TL_Cpy[k] = Tb[k];
    }
}

```

### A3.3 Modelarea modulatorului PWM

**pwm3\_ras.m** - modulator PWM trifazat cu eșantionare uniformă, asincronă, cu un singur front modulată

```

function [TH_A, TL_A, TH_B, TL_B, TH_C, TL_C] = pwm3_ras(fc, fm, phm, ma, Np);

% pwm3_ras - modulație PWM 3ph cu esantionare uniforma, SE, asincrona
%           (variantea provizorie, de test)
%
% [TH_A, TL_A, TH_B, TL_B, TH_C, TL_C] = pwm3_ras(fc, fm, phm, ma, Np);
%
% TH_A - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza A
% TL_A - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza A
% TH_B - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza B
% TL_B - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza B
% TH_C - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza C
% TL_C - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza C
%
% fc - frecventa purtatoare
% fm - frecventa modulatoroare
% phm - faza modulatoroare
% ma - factor de modulație in amplitudine
% Np - numarul de pulsuri

mf = fc/fm;      % "factor de modulație in frecventa"
T = 1/fc;       % perioada purtatoare
T_2 = T/2;
mf_2_pi = 2*pi/mf;
TH_A = zeros(1,Np);
TL_A = zeros(1,Np);
TH_B = zeros(1,Np);
TL_B = zeros(1,Np);
TH_C = zeros(1,Np);
TL_C = zeros(1,Np);
for k = 1:ceil(Np) % indicele pulsurilor PWM
    TH_A(k) = T_2*(1+ma*sin(mf_2_pi*k+phm));
    TL_A(k) = T-TH_A(k);
    TH_B(k) = T_2*(1+ma*sin(mf_2_pi*k+phm-2*pi/3));
    TL_B(k) = T-TH_B(k);
    TH_C(k) = T_2*(1+ma*sin(mf_2_pi*k+phm-4*pi/3));
    TL_C(k) = T-TH_C(k);
end;

end;

```

## Fișierele sursă pentru simularea sistemului de acționare cu modulație PWM

**rpwm3\_t.m** - algoritm de modulație PWM trifazată cu eșantionare uniformă, asincronă, cu un tabel de eșantioane

```
function [NTc_A, NTc_B, NTc_C] = rpwm3_t(Ns, Nb, Tck, fc, fm, phm, ma, Np);

% rpwm3_t - algoritm de modulație PWM 3ph cu esantionare uniforma,
%          cu tabel de esantioane
%
% [NTc_A, NTc_B, NTc_C] = rpwm3_t(Ns, Nb, Tck, fc, fm, phm, ma, Np);
%
% NTc_A - constantele de timp pentru faza A
% NTc_B - constantele de timp pentru faza B
% NTc_C - constantele de timp pentru faza C
%
% Ns - lungimea tabelului de esantioane
% Nb - rezolutia esantioanelor din tabel (biti)
% Tck - perioada de tact a modulatorului PWM digital
% fc - frecventa purtatoare
% fm - frecventa modulatora
% phm - faza modulatora initiala, pentru faza A
% ma - factor de modulație in amplitudine
% Np - numarul de pulsuri

mf = fc/fm; % "factor de modulație in frecventa"
mf_2_pi = 2*pi/mf;
K = 1/(Tck*2*fc);
Offs = 2^(Nb-1); % offset-ul tabelului
Ampl = Offs-1; % amplitudinea tabelului
K1 = 2*pi/Ns;
K2 = Ns/(2*pi);
% calculare NTc
NTc_A = zeros(1,ceil(Np));
NTc_B = zeros(1,ceil(Np));
NTc_C = zeros(1,ceil(Np));
for k = 1:ceil(Np) % indicele pulsurilor PWM
    Nph_A = rem(ceil(K2*(2*pi*(k-1)/mf+phm)), Ns);
    S_A = round(Offs + Ampl*sin((Nph_A-1)*K1));
    NTc_A(k) = round(K*(1+ma*(S_A-Offs)/Ampl));

    Nph_B = rem(ceil(K2*(2*pi*(k-1)/mf+phm+4*pi/3)), Ns);
    S_B = round(Offs + Ampl*sin((Nph_B-1)*K1));
    NTc_B(k) = round(K*(1+ma*(S_B-Offs)/Ampl));

    Nph_C = rem(ceil(K2*(2*pi*(k-1)/mf+phm+2*pi/3)), Ns);
    S_C = round(Offs + Ampl*sin((Nph_C-1)*K1));
    NTc_C(k) = round(K*(1+ma*(S_C-Offs)/Ampl));
end;

% limitare NTc
NTv = (1/(fc*Tck))*ones(1, Np); % vector de Np esantioane egale cu NT
NTc_A = min(max(NTc_A, zeros(1, Np)), NTv);
NTc_B = min(max(NTc_B, zeros(1, Np)), NTv);
NTc_C = min(max(NTc_C, zeros(1, Np)), NTv);

end;
```



**dpwms3.m - modulator PWM trifazat digital cu un singur front modulat**

```

function [TH_A, TL_A, TH_B, TL_B, TH_C, TL_C] = dpwms3(NTc_A, NTc_B, NTc_C, Tck, NT);

% dpwms3.m - modulator PWM trifazat digital cu un sigur front modulat
%
% [TH_A, TL_A, TH_B, TL_B, TH_C, TL_C] = dpwms3(NTc_A, NTc_B, NTc_C, Tck, NT);
%
% TH_A - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza A
% TL_A - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza A
% TH_B - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza B
% TL_B - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza B
% TH_C - duratele de conductie a tranzistorului superior, faza C
% TL_C - duratele de conductie a tranzistorului inferior, faza C
%
% NTc_A - constantele de timp pentru faza A (calculate de Rpwm3_t.m)
% NTc_B - constantele de timp pentru faza B (calculate de Rpwm3_t.m)
% NTc_C - constantele de timp pentru faza C (calculate de Rpwm3_t.m)
%
% Tck - perioada tactului numaratoarelor digitale
% NT = constanta de timp corespunzatoare perioadei T

T = NT*Tck;
Np = size(NTc_A, 2); % numarul de pulsuri
Tv = T*ones(1, Np); % vector de Np esantioane egale cu T

% limitare NTc
NTv = NT*ones(1, Np); % vector de Np esantioane egale cu NT
NTc_A = min(max(NTc_A, zeros(1, Np)), NTv);
NTc_B = min(max(NTc_B, zeros(1, Np)), NTv);
NTc_C = min(max(NTc_C, zeros(1, Np)), NTv);

% calculare Tc, Tb
TH_A = Tck*NTc_A;
TL_A = Tv-TH_A;
TH_B = Tck*NTc_B;
TL_B = Tv-TH_B;
TH_C = Tck*NTc_C;
TL_C = Tv-TH_C;

end;

```

## Anexa 4 - Fişierele sursă pentru simularea unui sistem de acţionare în HDL-A

### mot3.cir - modelul SPICE al sistemului de acţionare

```

IM & LOAD, IDEAL INVERTER, S.W. GENERATOR

.hdlalib /home/tempus/electronics/in/Anacad/drives/drives.lib
.model inv3p(a) macro lang=hdlA
.model ac_motor(a) macro lang=hdlA
.model load(a) macro lang=hdlA
.model swgen(a) macro lang=hdlA

VDD      vp1      0      DC 269V
VSS      0      vp2      DC 269V

Y3 inv3p(a)
+   pin: vp1 vp2 vs1 vs2 vs3
+   port: c1 c2 c3

Y4 swgen(a)
+   port: c1 c2 c3

Y1 ac_motor(a)
+   generic: rs=12.4 rr=12.4 lm=0.8 lss=0.06 lsr=0.06
+   j=0.0 zp=1
+   coupling: y1->i_s1 y1->i_s2 y1->i_s3
+   y1->speed y1->torque
+   pin: vs1 vs2 vs3 sha

Y2 load(a)
+   generic: j=0.01 b=0.0
+   coupling: y2->speed y2->torque
+   pin: sha load_control

VLOAD_CON load_control 0 pulse(0 -10V 500m 1u)

.TRAN 1m 800ms

.PLOT TRAN V(vs1) V(vs2) V(vs3)
.PLOT TRAN i(y1->i_s1) i(y1->i_s2) i(y1->i_s3)
.PLOT TRAN i(y1->speed)
.PLOT TRAN i(y1->torque) i(y2->torque)
.OPTION eps=1e-1 vntol=1 itol=1e-2 reltol=10e-2 noascii
.END

```

### load.hdl - modelul HDL-A al sarcinii mecanice

```

-- mechanical load model
-- Rev 1.0
-- Ion-Alexandru Neag, Nov. 4, 1994

ENTITY load IS
  GENERIC (j, b: analog);
  COUPLING (speed, torque: analog);
  PIN (shaft: rotational; load_control: any);
END;

ARCHITECTURE a OF load IS
  STATE ii, flux, moment : analog;
BEGIN
  RELATION
    PROCEDURAL FOR dc =>
      shaft.t %= 0.0;
    PROCEDURAL FOR ac, transient =
      shaft.t %= - j * ddt (shaft.rv) - b *
        shaft.rv + load_control.a;
      speed := shaft.rv;
      torque := shaft.t;
    END RELATION;
END;

```

**ac\_motor.hdl - modelul HDL-A al motorului asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit**

```
-- AC motor model, statoric frame
-- Rev 1.0
-- Ion-Alexandru Neag, Nov. 4, 1994

ENTITY ac_motor IS
  GENERIC (rs, rr, lm, lss, lsr, j, zp: real);
  COUPLING (i_s1, i_s2, i_s3, speed, torque: analog);
  PIN (pst: electrical_vector(1 TO 3); shaft: rotational);
END;

ARCHITECTURE a OF ac_motor IS
  STATE i_r: analog_vector(1 TO 3);
  STATE i_s: analog_vector(1 TO 3);
  STATE f_s: analog_vector(1 TO 3);
  STATE f_r: analog_vector(1 TO 3);

  VARIABLE ls, lr: real;

BEGIN
  RELATION
  PROCEDURAL FOR INIT =>
    ls := lm + lss;
    lr := lm + lsr;

  PROCEDURAL FOR dc =>
    shaft.t := 0.0;
    pst(1).i := 0.0;
    pst(2).i := 0.0;
    pst(3).i := 0.0;

  PROCEDURAL FOR ac, transient =>
    f_s(1) := ls*i_s(1) + lm*i_r(1);
    f_s(2) := ls*i_s(2) + lm*i_r(2);
    f_s(3) := ls*i_s(3) + lm*i_r(3);

    f_r(1) := lm*i_s(1) + lr*i_r(1);
    f_r(2) := lm*i_s(2) + lr*i_r(2);
    f_r(3) := lm*i_s(3) + lr*i_r(3);

    shaft.t := 1.30*zp*
      (-i_s(1)*i_r(2) + i_s(1)*i_r(3)
      + i_s(2)*i_r(1) - i_s(2)*i_r(3)
      - i_s(3)*i_r(1) + i_s(3)*i_r(2))
      - j*ddt(shaft.rv);

    pst(1).i := i_s(1);
    pst(2).i := i_s(2);
    pst(3).i := i_s(3);

    i_s1 := i_s(1);
    i_s2 := i_s(2);
    i_s3 := i_s(3);
    speed := shaft.rv;
    torque := shaft.t;

  EQUATION (i_s, i_r) FOR dc, ac, transient =>
    pst(1).v == rs*i_s(1) + ddt(f_s(1));
    pst(2).v == rs*i_s(2) + ddt(f_s(2));
    pst(3).v == rs*i_s(3) + ddt(f_s(3));

    0.0 == rr*i_r(1) + ddt(f_r(1))
      - 0.577*zp*shaft.rv*(-f_r(2)+f_r(3));
    0.0 == rr*i_r(2) + ddt(f_r(2))
      - 0.577*zp*shaft.rv*(+f_r(1)-f_r(3));
    0.0 == rr*i_r(3) + ddt(f_r(3))
      - 0.577*zp*shaft.rv*(-f_r(1)+f_r(2));

  END RELATION;
END;
```

**inv3p.hdl - modelul HDL-A al invertorului trifazat ideal**

```

-- 3-phase ideal inverter with digital control
-- Rev 1.0
-- Ion-Alexandru Neag, Dec. 18, 1994

ENTITY inv3p IS
  PORT (R, S, T: IN bit);
  PIN (p_plus, p_minus, p_out_a, p_out_b, p_out_c : electrical);
END;

ARCHITECTURE a OF inv3p IS
BEGIN
  RELATION
    PROCEDURAL FOR dc =>
      p_out_a.v %= 0.0;
      p_out_b.v %= 0.0;
      p_out_c.v %= 0.0;

    PROCEDURAL FOR ac, transient =
      IF R = '1' THEN
        p_out_a.v %= p_plus.v;
      ELSE
        p_out_a.v %= p_minus.v;
      END IF;

      IF S = '1' THEN
        p_out_b.v %= p_plus.v;
      ELSE
        p_out_b.v %= p_minus.v;
      END IF;

      IF T = '1' THEN
        p_out_c.v %= p_plus.v;
      ELSE
        p_out_c.v %= p_minus.v;
      END IF;

  END RELATION;
END;

```

## Fisierul sursă pentru simularea unui sistem de acționare în HDL-A

### **swgen.hdl - modelul HDL-A al circuitului de comandă cu undă dreptunghiară**

```
-- 3-phase square wave generator
-- Rev 1.0
-- Ion-Alexandru Neag, Dec. 18, 1994

ENTITY swgen IS
    PORT(R, S, T: INOUT bit);
END;

ARCHITECTURE a OF swgen IS
    VARIABLE
        table_cnt, time_cnt:integer;
    VARIABLE
        sw_table: bit_matrix (0 to 2, 0 to 5);
BEGIN
    PROCESS
    BEGIN
        R <= '1';
        S <= '0';
        T <= '1';

        sw_table (0,0) := '1';
        sw_table (0,1) := '1';
        sw_table (0,2) := '1';
        sw_table (0,3) := '0';
        sw_table (0,4) := '0';
        sw_table (0,5) := '0';
        sw_table (1,0) := '0';
        sw_table (1,1) := '0';
        sw_table (1,2) := '1';
        sw_table (1,3) := '1';
        sw_table (1,4) := '1';
        sw_table (1,5) := '0';
        sw_table (2,0) := '1';
        sw_table (2,1) := '0';
        sw_table (2,2) := '0';
        sw_table (2,3) := '0';
        sw_table (2,4) := '1';
        sw_table (2,5) := '1';

        table_cnt := 0;
        time_cnt := 33;

    LOOP
        WAIT FOR 100us;
        time_cnt := time_cnt-1;
        IF time_cnt = 0 THEN
            time_cnt := 33;
            table_cnt := table_cnt+1;
            IF table_cnt > 5 THEN
                table_cnt := 0;
            END IF;
            R <= sw_table(0, table_cnt);
            S <= sw_table(1, table_cnt);
            T <= sw_table(2, table_cnt);
        END IF;
    END LOOP;
END PROCESS;
END;
```

## Anexa 5 - Fişierele sursă pentru modulatorul PWM software cu microcontroler 8051

### A5.1 Structura microsistemului

Microsistemul are o schemă specifică utilizării microcontrolerului 8051 într-o configurație cu memorie externă [Phil92]. O memorie EPROM conține un program “monitor”, care permite comunicația cu un calculator PC pe interfața serială RS-232. În acest mod se realizează transferul programelor într-o memorie RAM, accesată de microcontroler atât ca memorie de program, cât și ca memorie externă de date. Programul “monitor” conține de asemenea un set de rutine pentru comunicație pe interfața serială, apelabile din programul de aplicație. Circuitul integrat SLE4520 este interconectat pe magistrala microcontrolerului conform schemei tipice de aplicație din [Siem92], celelalte semnalele de comandă fiind conectate conform tabelului de mai jos.

SLE4520	8051
SYNC	P1.0
INHIB	P1.1
STATUS	P1.3
CS	P1.4

### A5.2 Programul de modulație

`pwm11_cm.asm` - modulator PWM trifazat cu prescrierea de la tastatură a frecvenței modulatorului și a factorului de modulație în amplitudine; corecția erorilor de cuantizare și supramodulație

```
; PWM11_CM.ASM - modulator PWM trifazat V1.1
; (C) 1994-1999 Stefan Gal, Ion-Alexandru Neag
;
; - prescrierea de la tastatura a frecventei modulatorului si a factorului
;   de modulație in amplitudine
; - distribuirea calculului in 4 perioade purtatoare succesive
; - frecventa purtatoare = 15,625kHz/2;
; - sincronizarea pulsurilor: SE
; - timpul de decalare a comenzii = 0
; - corecția erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor
; - supramodulația și liniarizarea caracteristicii

        NAME    PWM11_CM
        USING   0

        EXTRN   CODE(CSTART, TXSTR, TXCH, TXHEX2, TXHEX4, CRLF, SPACE)
        EXTRN   CODE(RXCH, RXHEX2, RXHEX4)
; rutinele din monitor utilizate:
;   CSTART - punctul de intrare in monitor
;   TXSTR  - transmisie string
;   TXCH   - transmisie caracter
;   TXHEX2 - transmisie numar hex (1 octet)
;   TXHEX4 - transmisie numar hex (2 octeti)
;   CRLF   - transmisie <CR>
;   SPACE  - transmisie blank
;   RXCH   - receptie caracter
;   RXHEX2 - receptie numar hex (maxim 1 octet = 2 caractere)
;   RXHEX4 - receptie numar hex (maxim 2 octeti = 4 caractere)

; simboluri aditionale referitoare la CI SLE4520
$INCLUDE(SLE_ADD.INC)

; constante
; -----
N_DIV      EQU DIV_500ns    ; factorul de prescalare
H_Tc       EQU 127         ; constanta de timp pentru Tc (fc = 15,625kHz/2 !!!)
N_DT       EQU 0           ; constanta de timp pentru decalarea comenzii (1 = 500ns)
N_AMPL_HIGH_0 EQU 00H      ; valoare initiala pentru ma (ma = 0.95)
N_AMPL_LOW_0 EQU 0F2H
```



## Fişierele sursă pentru modulatorul PWM software cu microcontroler 8051

```
N_FREQ_MED_0 EQU 34H ; faloare initiala pentru fm (fm = 50 Hz)

; variabile
; -----

PHI_LOW EQU 60H ; faza (2 octeti parte intreaga,
PHI_MIDDLE EQU 61H ; 1 octet parte fractionara)
PHI_HIGH EQU 62H

AMPL_HIGH EQU 64H ; amplitudine (2 octeti)
AMPL_LOW EQU 65H

FREQV_LOW EQU 66H ; frecventa (2 octeti parte intreaga,
FREQV_MIDDLE EQU 67H ; 1 octet parte fractionara)
FREQV_HIGH EQU 68H

T_R EQU 69H ; constanta de timp pentru faza R
T_S EQU 6AH ; constanta de timp pentru faza S
T_T EQU 6BH ; constanta de timp pentru faza T

TC_CNT EQU 6CH ; contorul perioadelor purtatoare

COR_R EQU 6DH ; corectie, faza R
COR_S EQU 6EH ; corectie, faza S
COR_T EQU 6FH ; corectie, faza T

COR_BIT EQU 0 ; fanion corectie

; punctul de start
; -----
CSEG AT 0
JMP INIT ; salt peste zona rutinei de tratare a intreruperii

; rutina de tratare a intreruperilor de la TIMERO
; -----

ORG 0BH

; salvarea registrilor utilizat in rutina
PUSH ACC
PUSH PSW
PUSH DPL
PUSH DPH

; generarea pulsului SYNC pentru SLE4520
SETB SYNC
CLR SYNC

; decizia referitoare la calculele de efectua in perioada purtatoare curenta
MOV A,TC_CNT ; contorul perioadei purtatoare
INC TC_CNT ; incrementarea controlului
JB ACC.1,TC_3_4
JB ACC.0,TC_2 ; perioada a 2-a
JMP TC_1 ; prima perioada
TC_3_4:
JNB ACC.0,TC_3S ; a 3-a perioada (short jump!)
JMP TC_4 ; a 4-a perioada
TC_3S:
JMP TC_3 ; long jump

; calcule pentru prima perioada purtatoare: adresa tabelului, actualizarea constantelor
; de timp
TC_1:
MOV A,PHI_LOW ; faza = faza + frecventa (3 octeti)
ADD A,FREQV_LOW
MOV PHI_LOW,A
MOV A,PHI_MIDDLE
ADDC A,FREQV_MIDDLE
MOV PHI_MIDDLE,A
MOV A,PHI_HIGH
ADDC A,FREQV_HIGH
MOV PHI_HIGH,A

; actualizarea constantelor de timp SLE4520
MOV B,R0 ; salvare temporara R0
SETB CS ; selectie SLE 4520
MOV A,T_R ; actualizarea constantei de timp pentru faza R
MOV R0,#SLE_PHASE_R
MOVX @R0,A
MOV A,T_S ; actualizarea constantei de timp pentru faza S
```

```

INC      R0
MOVX    @R0,A
MOV     A,T_T      ; actualizarea constantei de timp pentru faza T
INC     R0
MOVX    @R0,A
CLR     CS        ; deselectare SLE 4520
MOV     R0,B      ; restaurare R0
JMP     ITO_END   ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii

; calcule pentru a 2-a perioada purtatoare: faza R
TC_2:
MOV     A,PHI_HIGH ; determinarea alternantei
JBC     ACC.2,TC2_N ; alternanta negativa

; faza R, alternanta pozitiva
ANL     A,#03H    ; calcularea adresei in tabel
ORL     A,#04H
MOV     DPH,A
MOV     DPL,PHI_MIDDLE
CLR     A
MOVC    A,@A+DPTR ; preluarea esantionului

; calcularea constantei de timp
MOV     B,AMPL_LOW ; multiplicare m_a * S_k (2 octeti * 1 octet)
MUL     AB
MOV     R0,B
MOV     R1,A
CLR     A        ; reincarcarea esantionului
MOVC    A,@A+DPTR
MOV     B,AMPL_HIGH
MUL     AB
XCH     A,B      ; testare B != 0 (=> regim de supramodulatie)
JNZ     RP_OVM
XCH     A,B
ADD     A,R0
JNC     RP_NO_OVM
RP_OVM: ; regim de supramodulatie
MOV     T_R,#255 ; valoarea maxima a constantei de timp
JMP     ITO_END  ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii
RP_NO_OVM: ; nu e regim de supramodulatie
MOV     B, R1    ; constanta de timp: A = MSB, B = LSB

; algoritm de corectie
CLR     C        ; divizare cu 2 a constantei de timp (2 octeti)
RRC     A
XCH     A,B
RRC     A
XCH     A,B

XCH     A,COR_R ; COR -= COR + B
ADD     A,B
XCH     A,COR_R

JB      COR_BIT,W_COR_RP; testarea fanionului de corectie
CLR     C        ; negliizarea corectiei
W_COR_RP:
ADDC    A,#128   ; adunare la N_Tc/2 (pentru semiperioada pozitiva)

MOV     T_R,A    ; stocarea constantei de timp
JMP     ITO_END  ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii

; faza R, alternanta negativa
TC2_N:
ANL     A,#03H    ; calcularea adresei in tabel
ORL     A,#04H
MOV     DPH,A
MOV     DPL,PHI_MIDDLE
CLR     A
MOVC    A,@A+DPTR ; preluarea esantionului

; calcularea constantei de timp
MOV     B,AMPL_LOW ; multiplicare m_a * S_k (2 octeti * 1 octet)
MUL     AB
MOV     R0,B
MOV     R1,A
CLR     A        ; reincarcarea esantionului
MOVC    A,@A+DPTR
MOV     B,AMPL_HIGH
MUL     AB
XCH     A,B

```

## Fişierele sursă pentru modulatorul PWM software cu microcontroler 8051

```

    JNZ     RN_OVM
    XCH     A,B
    ADD     A,R0
    JNC     RN_NO_OVM
RN_OVM:
    MOV     T_R,#0           ; regim de supramodulatie
    JMP     ITO_END         ; valoarea minima a constantei de timp
    ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii
RN_NO_OVM:
    MOV     B, R1           ; nu e regim de supramodulatie
    ; constanta de timp: A = MSB, B = LSB

    CLR     C               ; divizare cu 2 a constantei de timp (2 octeti)
    RRC     A
    XCH     A,B
    RRC     A
    XCH     A,B

    XCH     A,COR_R        ; COR <- COR + B
    ADD     A,B
    XCH     A,COR_R

    JB      COR_BIT,W_COR_RN; testarea fanionului de corectie
    CLR     C               ; neglijarea corectiei
W_COR_RN:
    XCH     A,B             ; scadere din N_Tc/2 (pentru semiperioada negativa)
    MOV     A,#128
    SUBB   A,B

    MOV     T_R,A           ; stocarea constantei de timp
    JMP     ITO_END         ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii

; calcule pentru a 3-a perioada purtatoare: faza S
TC_3:
    MOV     A,PHI_MIDDLE    ; calcularea adresei in tabel
    ADD     A,#171         ; adunare round(2048/3) pentru un defazaj de 120 grade
    MOV     DPL,A
    MOV     A,PHI_HIGH
    ADDC   A,#2
    JBC    ACC.2,TC3_N      ; determinarea alternantei - alternanta negativa

; faza S, alternanta pozitiva
    ANL     A,#03H         ; calcularea adresei in tabel
    ORL     A,#04H
    MOV     DPH,A
    CLR     A
    MOVC   A,@A+DPTR       ; preluarea esantionului

; calcularea constantei de timp
    MOV     B,AMPL_LOW     ; multiplicare m_a * S_k (2 octeti * 1 octet)
    MUL    AB
    MOV     R0,B
    MOV     R1,A
    CLR     A
    MOVC   A,@A+DPTR       ; reincarcarea esantionului
    MOV     B,AMPL_HIGH
    MUL    AB
    XCH     A,B
    JNZ     SP_OVM         ; testare B != 0 (=> regim de supramodulatie)
    XCH     A,B
    ADD     A,R0
    JNC     SP_NO_OVM
SP_OVM:
    MOV     T_S,#255       ; regim de supramodulatie
    JMP     ITO_END         ; valoarea maxima a constantei de timp
    ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii
SP_NO_OVM:
    MOV     B, R1           ; nu e regim de supramodulatie
    ; constanta de timp: A = MSB, B = LSB

; algoritm de corectie
    CLR     C               ; divizare cu 2 a constantei de timp (2 octeti)
    RRC     A
    XCH     A,B
    RRC     A
    XCH     A,B

    XCH     A,COR_S        ; COR <- COR + B
    ADD     A,B
    XCH     A,COR_S

    JB      COR_BIT,W_COR_SP; testarea fanionului de corectie
    CLR     C               ; neglijarea corectiei
W_COR_SP:

```

```

ADDC    A,#128           ; adunare la N_Tc/2 (pentru semiperioada pozitiva)

MOV     T_S,A           ; stocarea constantei de timp
JMP     ITO_END        ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii

; faza S, alternanta negativa
TC3_N:
ANL     A,#03H          ; calcularea adresei in tabel
ORL     A,#04H
MOV     DPH,A
CLR     A
MOVC    A,@A+DPTR      ; preluarea esantionului

; calcularea constantei de timp
MOV     B,AMPL_LOW     ; multiplicare m_a * S_k (2 octeti * 1 octet)
MUL     AB
MOV     R0,B
MOV     R1,A
CLR     A               ; reincarcarea esantionului
MOVC    A,@A+DPTR
MOV     B,AMPL_HIGH
MUL     AB
XCH     A,B
JNZ     SN_OVM
XCH     A,B
ADD     A,R0
JNC     SN_NO_OVM

SN_OVM:                ; regim de supramodulatie
MOV     T_S,#0         ; valoarea minima a constantei de timp
JMP     ITO_END        ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii
SN_NO_OVM:             ; nu e regim de supramodulatie
MOV     B,R1           ; constanta de timp: A = MSB, B = LSB

CLR     C               ; divizare cu 2 a constantei de timp (2 octeti)
RRC     A
XCH     A,B
RRC     A
XCH     A,B

XCH     A,COR_S        ; COR <- COR + B
ADD     A,B
XCH     A,COR_S

JB     COR_BIT,W_COR_SN; testarea fanionului de corectie
CLR     C               ; neglijarea corectiei
W_COR_SN:
XCH     A,B            ; scadere din N_Tc/2 (pentru semiperioada negativa)
MOV     A,#128
SUBB    A,B

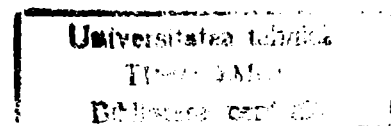
MOV     T_S,A          ; stocarea constantei de timp
JMP     ITO_END        ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii

; calcule pentru a 4-a perioada purtatoare: faza T
TC_4:
MOV     A,PHI_MIDDLE   ; calcularea adresei in tabel
ADD     A,#85          ; adunare 2*round(2048/3) pentru un defazaj de 240 grade
MOV     DPL,A
MOV     A,PHI_HIGH
ADDC    A,#5
JBC     ACC.2,TC4_N    ; deteminarea alternantei - alternanta negativa

; faza T, alternanta pozitiva
ANL     A,#03H          ; calcularea adresei in tabel
ORL     A,#04H
MOV     DPH,A
CLR     A
MOVC    A,@A+DPTR      ; preluarea esantionului

; calcularea constantei de timp
MOV     B,AMPL_LOW     ; multiplicare m_a * S_k (2 octeti * 1 octet)
MUL     AB
MOV     R0,B
MOV     R1,A
CLR     A               ; reincarcarea esantionului
MOVC    A,@A+DPTR
MOV     B,AMPL_HIGH
MUL     AB
XCH     A,B            ; testare B != 0 (=> regim de supramodulatie)
JNZ     TP_OVM

```



## Trisieretele sursa pentru modulatorul PWM software cu microcontroler 80C1

```
XCH    A,B
ADD    A,R0
JNC    TF_NO_OVM
TF_OVM:                ; regim de supramodulatie
MOV    T_S,#255        ; valoarea maxima a constantei de timp
JMP    ITO_END         ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii
TF_NO_OVM:             ; nu e regim de supramodulatie
MOV    B, R1           ; constanta de timp: A = MSB, B = LSB

; algoritm de corectie
CLR    C                ; divizare cu 2 a constantei de timp (2 octeti)
RRC    A
XCH    A,B
RRC    A
XCH    A,B

XCH    A,COR_T         ; COR <- COR + B
ADD    A,B
XCH    A,COR_T

JB     COR_BIT,W_COR_TP; testarea fanionului de corectie
CLR    C                ; neglijarea corectiei
W_COR_TP:
ADDC   A,#128          ; adunare la N_Tc/2 (pentru semiperioada pozitiva)

MOV    T_T,A           ; stocarea constantei de timp
JMP    ITO_END         ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii

; faza T, alternanta negativa
TC4_N:
ANL    A,#03H          ; calcularea adresei in tabel
ORL    A,#04H
MOV    DPH,A
CLR    A
MOVC   A,@A+DPTR       ; preluarea esantionului

; calcularea constantei de timp
MOV    B,AMPL_LOW      ; multiplicare m_a * S_k (2 octeti * 1 octet)
MUL   AB
MOV    R0,B
MOV    R1,A
CLR    A                ; reincarcarea esantionului
MOVC   A,@A+DPTR
MOV    B,AMPL_HIGH
MUL   AB
XCH    A,B
JNZ    TN_OVM
XCH    A,B
ADD    A,R0
JNC    TN_NO_OVM
TN_OVM:                ; regim de supramodulatie
MOV    T_T,#0          ; valoarea minima a constantei de timp
JMP    ITO_END         ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii
TN_NO_OVM:             ; nu e regim de supramodulatie
MOV    B, R1           ; constanta de timp: A = MSB, B = LSB

CLR    C                ; divizare cu 2 a constantei de timp (2 octeti)
RRC    A
XCH    A,B
RRC    A
XCH    A,B

XCH    A,COR_T         ; COR <- COR + B
ADD    A,B
XCH    A,COR_T

JB     COR_BIT,W_COR_TN; testarea fanionului de corectie
CLR    C                ; neglijarea corectiei
W_COR_TN:
XCH    A,B
MOV    A,#128          ; scadere din N_Tc/2 (pentru semiperioada negativa)
SUBB   A,B

MOV    T_T,A           ; stocarea constantei de timp
JMP    ITO_END         ; terminarea rutinei de tratare a intreruperii

; partea finala a rutinei de tratare a intreruperii - pentru toate perioadele
; purtatoare
ITO_END:
```

```

POP     DPH           ; refacerea registrilor
POP     DPL
POP     PSW
POP     ACC
RETI

; initializarea programului
; -----

INIT:
MOV     SP,#2FH       ; relocarea stivei
MOV     DPTR,#MSG_INIT ; afisare mesaj
CALL    TXSTR
;initializarea variabilelor cu 0
MOV     RO,#PHI_LOW
CLEAR:
MOV     @RO,#00H
INC     RO
CJNE   RO,#COR_T,CLEAR
CLR     COR_BIT       ; initial, fara corectie

; intializarea perifericelor
MOV     IP,#02H       ; intreruperea de la TIMERO prioritara
MOV     IE,#82H       ; validarea intreruperii de la TIMERO

CLR     TR0           ; stop TIMERO
MOV     A,TMOD        ; programare TIMERO in modul cu reincarcare
ANL    A,#0FOH
ORL    A,#02H
MOV    TMOD,A
MOV    TH0,#N_TC      ; constanta de timp pentru prima temporizare
MOV    TL0,#N_TC      ; constanta de timp pentru reincacare
SETB   TR0           ; start TIMERO

; intializare SLE4520
SETB   INHIB         ; dezactivarea iesirilor SLE4520
SETB   CS            ; selectie SLE4520
MOV    P2,#SLE_PAGE  ; selectarea paginii de memorie pentru SLE4520
MOV    RO,#SLE_DIVIDER ; factorul de prescalare
MOV    A,#N_DIV
MOVX   @RO,A
MOV    RO,#SLE_DEAD_TIME; constanta de timp pentru decalarea comenzii
MOV    A,#N_DT
MOVX   @RO,A
MOV    RO,#SLE_PHASE_R ; constantele de timp ale fazelor
MOV    A,#64          ; N_Tc/2
MOVX   @RO,A
INC    RO
MOVX   @RO,A
INC    RO
MOVX   @RO,A
CLR    CS
CLR    INHIB         ; activarea iesirilor SLE4520

; initializarea variabilelor
MOV    FRECV_MIDDLE,#N_FREQ_MED_0
MOV    AMPL_HIGH,#N_AMPL_HIGH_0
MOV    AMPL_LOW,#N_AMPL_LOW_0

; bucla programului principal
MOV    DPTR,#MSG_LOOP
CALL   TXSTR

LOOP:
MOV    DPTR,#MSG_MENU      ; afisare "meniu"
CLR    EA
CALL   TXSTR
MOV    DPTR,#MSG_AMPL      ; afisarea valorilor curente
CALL   TXSTR
MOV    RO,AMPL_LOW
MOV    R1,AMPL_HIGH
CALL   TXHEX4
MOV    DPTR,#MSG_BLANC
CALL   TXSTR
MOV    DPTR,#MSG_FREQV
CALL   TXSTR
MOV    RO,FRECV_LOW
MOV    R1,FRECV_MIDDLE
CALL   TXHEX4

```



## Fişierele sursă pentru modulatorul PWM software cu microcontroler 8051

```
        JB      COR_BIT,W_COR
        MOV     DPTR,#MSG_NOCOR
        JME     NXT_COR
W_COR:
        MOV     DPTR,#MSG_COR
NXT_COR:
        CALL   TXSTR
        MOV     A,#13
        CALL   TXCH
        CALL   TXCH
        SETB   EA
        CALL   RXCH           ; asteptarea unui caracter
        ANL    A,#11011111B   ; conversie in majuscula
        CJNE   A,#'Q',NOT_Q   ; testare Q (Quit)
        JMP    8000H
NOT_Q:
        CJNE   A,#'A',NOT_A   ; testare A (Amplitudine)
        JMP    HNDL_A
NOT_A:
        CJNE   A,#'F',NOT_F   ; testare F (Frecventa)
        JMP    HNDL_F
NOT_F:
        CJNE   A,#'C',LOOP    ; testare C (Corectie)
        JMP    HNDL_C

; prelucrare amplitudine
HNDL_A:
        MOV     DPTR,#MSG_AMPL
        CLR     EA
        CALL   TXSTR           ; afisare mesaj
        CALL   RXHEX4         ; preluare valoare
        MOV     AMPL_LOW,R0
        MOV     AMPL_HIGH,R1
        MOV     A,#13
        CALL   TXCH
        CALL   TXCH
        CALL   TXCH
        CALL   TXCH

; liniarizarea caracteristicii
LIN:
        MOV     A,AMPL_HIGH
        JZ     LIN_END        ; AMPL_HIGH = 0, nu e necesara liniarizare
        CLR     C
        SUBB   A,#02H         ; testare daca AMPL_HIGH > 1
        JNC   LIN_SAT        ; ma in zona de saturatie
        MOV     A,AMPL_LOW
        CLR     C
        SUBB   A,#45H         ; AMPL_HIGH = 1; testare daca AMPL_LOW > 44H
        JNC   LIN_SAT        ; ma in zona de saturatie

        MOV     DPTR,#LIN_TAB ; baza = LIN_TAB
        MOV     A,AMPL_LOW    ; offset = AMPL_LOW + 2
        RL     A
        MOV     R0,A          ; inainte de rotire, bitul 7 = 0!
        ; stocare temporara

        MOVC   A,@A+DPTR     ; preluarea valorii corectate din tabel
        MOV     AMPL_HIGH,A
        MOV     A,R0
        INC    A
        MOVC   A,@A+DPTR
        MOV     AMPL_LOW,A
        JMP    LIN_END

LIN_SAT:
        MOV     AMPL_HIGH,#6H ; valoarea corectata pentru zona de saturatie
        MOV     AMPL_LOW,#92H

LIN_END:
        SETB   EA
        JMP    LOOP          ; intoarcere in bucla programului principal

; prelucrare frecventa
HNDL_F:
        MOV     DPTR,#MSG_FRECV
        CLR     EA
        CALL   TXSTR           ; afisare mesaj
        CALL   RXHEX4         ; preluare valoare
        MOV     FRECV_LOW,R0
        MOV     FRECV_MIDDLE,R1
        MOV     A,#13
```

```

CALL    TXCH
CALL    TXCH
CALL    TXCH
CALL    TXCH
SETB    EA
JMP     LOOP                ; intoarcere in bucla programului principal

; prelucrare corectie
HNDL_C:
MOV     DPTR,#MSG_AMPL
CPL    COR_BIT              ; complementarea bitului de corectie
JMP    LOOP                ; intoarcere in bucla programului principal

MSG_AMPL:    DB    'Amplitudine = ', 03H
MSG_FRECV:   DB    'Frecventa = ', 03H
MSG_COR:     DB    'Cor ON', 03H
MSG_NOCOR:   DB    'Cor OFF', 03H
MSG_BLANC:   DB    ' ', 03H
MSG_MENU:    DB    'F -> Frecv  A -> Ampl  C -> Cor  Q -> Terminare', 0DH
             DB    '-----', 0DH
             DB    'Valori curente: ', 03H

MSG_INIT:    DB    'Initializare', 0DH, 0DH, 03H
MSG_LOOP:    DB    'Bucla infinita ...',0DH, 0DH, 0DH, 03H

; tabela de esantioane
; -----

ORG 400H
; a se include numai unul din tabele!
$INCLUDE(TAB_SIN.INC) ; semnal modulator sinusoidal
;$INCLUDE(TAB_SVM.INC) ; semnal modulator SVM

; tabela pentru liniarizarea ma
; -----
ORG 800H
LIN_TAB:
$INCLUDE(SM_COR.INC) ; generat cu comp_sm.m

END

```

### **sle\_add.inc - simboluri adiționale referitoare la modulatorul PWM SLE4520**

```

; SLE_ADD.INC - simboluri aditionale referitoare la CI SLE4520

; definirea semnalelor de comanda
SYNC      BIT P1.0        ; SLE 4520 SYNC
INHIB     BIT P1.1        ; SLE 4520 INHIB
STATUS    BIT P1.3        ; SLE 4520 STATUS
CS        BIT P1.4        ; SLE 4520 CS

; definirea adreselor porturilor SLE4520
SLE_PAGE  EQU 03H ; adresa de pagina a CI SLE4520
SLE_PHASE_R EQU 00H ; registrul constantei de timp pentru faza R
SLE_PHASE_S EQU 01H ; registrul constantei de timp pentru faza S
SLE_PHASE_T EQU 02H ; registrul constantei de timp pentru faza T
SLE_DEAD_TIME EQU 03H ; registrul decalarii comenzii
SLE_DIVIDER EQU 04H ; registrul factorului de prescalare

; definirea constatarilor utilizabile pentru factorul de prescalare
DIV_333ns EQU 0 ; 1:4 1:4
DIV_500ns EQU 1 ; 1:6 1:6
DIV_666ns EQU 2 ; 1:8 1:4
DIV_1000ns EQU 3 ; 1:12 1:6
DIV_1330ns EQU 4 ; 1:16 1:4
DIV_2000ns EQU 5 ; 1:24 1:6
DIV_2660ns EQU 6 ; 1:32 1:4
DIV_4000ns EQU 7 ; 1:48 1:6

```

## A5.3 Programele de generare a fișierelor de date

### A5.3.1 Calculul tabelului de eșantioane ale semnalului moodulator

#### gen\_tab.m - generarea tabelului de eșantioane ale semnalului modulator

```

% generarea fisierului cu tabelul de esantioane

Ns = 1024;      % numarul de esantioane
Am = 255;      % amplitudinea
mod = 'svm';   % forma de unda a semnalului modulator

%fid msg) = fopen('test.inc', 'w+');
if fid == -1
    fprintf(1, {msg '\n'});
else
    if(mod == 'sin')
        fprintf(fid, '% semnal modulator sinusoidal, semiperioada pozitiva, 1024 esantioane...
            , 8 biti\n\n');
    elseif(mod == 'svm')
        fprintf(fid, '% semnal modulator SVM, semiperioada pozitiva, 1024 esantioane...
            , 8 biti\n\n');
    else
        fclose(fid);
        fprintf(1, 'semnal modulator nesuportat\n');
        return;
    end;
    fprintf(fid, '\tDW ');
    for i=1:Ns
        % calculare esanton
        if(mod == 'sin')
            S = round(Am*sin((i-0.5)*pi/Ns));
        elseif(mod == 'svm')
            if((i-0.5)*pi/Ns < (pi/6))
                S = round(sqrt(3)*Am*sin((i-0.5)*pi/Ns));
            elseif((i-0.5)*pi/Ns < (pi/2))
                S = round(Am*sin((i-0.5)*pi/Ns + pi/6));
            elseif((i-0.5)*pi/Ns < (5*pi/6))
                S = round(Am*sin((i-0.5)*pi/Ns - pi/6));
            else
                S = round(sqrt(3)*Am*sin((i-0.5)*pi/Ns));
            end;
        end;

        % scriere esantion in fisier
        if(i == Ns)
            fprintf(fid, '%d\n', S);      % ultimul numar, fara virgula la sfirsit, <CR>
        else
            if(mod(i,8) ~= 0)
                fprintf(fid, '%d, ', S);
            else
                fprintf(fid, '%d\n\tDW ', S);      % ultimul numar de pe linie
            end;
        end;
    end;
    fclose(fid);
end;

```

### A5.3.2 Calculul caracteristicii de corecție pentru liniarizare

#### comp\_sm.m - generarea tabelului de corecție

```

% liniariyarea caracteristicii in regim de supramodulatie;
% generarea tablei de corectie

clear;
close;
whitebg;

% valori determinate prin simulare, folosind programul exp.m
ma_s = [0.25 0.50 0.75 0.95 1 1.1 1.2 1.3 1.4 1.6 1.8 2.0 2.5 3.0 4.0 5.0];
Nma_s = floor(255*ma_s);
Ami_s = [ 115.76 232.11 348.64 441.74 464.45 ...
          495.02 513.66 526.96 536.97 550.91 560.02 566.45 ...
          575.86 580.82 585.86 587.99];

Nma_1 = 255;      % Nma pentru ma = 1

```

```

Aml_1 = 464.45;      % Aml pentru ma = 1

% interpolare
Nma_i = 256:324;    % vector Nma pentru interpolare
Aml_i = Nma_i*Aml_1/Nma_1;
Nma_cor = round(interpl(Aml_s, Nma_s, Aml_i, 'spline'));

% generarea fisierului cu tabela de corectie
[fid msg] = fopen('sm_cor.inc', 'w+');
if fid == -1
    fprintf(1, [msg '\n']);
else
    fprintf(fid, '\tDW ');
    for i=1:size(Nma_cor,1)
        if(mod(i,8) ~= 0)
            if(i ~= size(Nma_cor,1))
                fprintf(fid, '%d, ', Nma_cor(i));
            else % ultimul numar, fara virgula la sfirsit, <CR>
                fprintf(fid, '%d\n', Nma_cor(i));
            end;
        else % ultimul numar de pe linie
            fprintf(fid, '%d\n\tDW ', Nma_cor(i));
        end;
    end;
    fclose(fid);
end;
end;

```

### **exp.m - simularea modulatorului experimental**

```

% modelarea modulatorului experimental

clear;
close;
whitebg;

% parametrii modulatiei
fc = 15625/2; % frecventa purtatoare
fm = 50; % frecventa modulatora
ph_0 = 0.01; % faza initiala a semnalului modulator, faza A
ma = 0.95; % factor de modulatie in amplitudine
Nt = 8; % numarul de biti al modulatorului in durata
Tck = 1e-6;
sync = 'se'; % modul de sincronizare a pulsurilor
cor_d = 'nt'; % corectia erorilor de cuantizare a duratelor pulsurilor

Ns = 2048; % numarul de esantioane din tabel
Nb = 9; % numarul de biti ai esantioanelor din tabel

% parametrii invertorului si ai sarcinii
V_D = 537; % tensiunea continua de alimentare a invertorului
L = 0.8; % inductanta unei faze
R = 12; % rezistenta unei faze
ph_L = atan(2*pi*fm*L/R); % unghiul de faza al circuitului echivalent al sarcinii
Y_D = 0; % conexiune Y/delta (1/0)
T_D = 0e-6; % timpul de decalare a comenzii
Tmin = Tck/2; % durata minima a pulsurilor

% parametrii modelarii
fs = 10e3; % frecventa de esantionare
Ts = 1/fs;
Ns = 4096; % numarul de esantioane
Tst = 5e-3; % timpul dupa care se genereaza pulsuri

% parametrii analizei
win = 'n'; % tipul ferestrei temporale

% parametrii filtrarii anti-aliere
gamma = 0.8; % fractiune de esantioane cu valori neafectate
% de caracteristica filtrului anti-aliere
Kovs = 10; % factor de supraesantionare
As = 1000; % atenuarea FAA digital in banda de oprire
eps_p = 0.01; % eroarea de lin. a caract. FAA dig. in banda de trecere

% proiectarea FAA digital
% -----
[b, a, Ns0] = df_des(gamma, Kovs, As, eps_p);

```

## Fişierele sursă pentru modulatorul PWM software cu microcontroler 8051

```
% proiectarea FAA analogic
% -----
omc = af2_des(gamma, fs, eps_p);

% generarea semnalului
% -----

% numarul de perioade purtatoare
Np = 1.2*(ceil((Tst+((Ns0/Kovs+Ns)/fs))*fc)+1);

% modelarea modulatorului
[NTc_A, NTc_B, NTc_C] = rpwm3_t(Ns, Nb, Tck, fc, fm, ph_0, ma, Np, cor_d);
[Tc_A, Tb_A, Tc_B, Tb_B, Tc_C, Tb_C] = apwm3(NTc_A, NTc_B, NTc_C, Tck, 1/(fc*Tck), sync);

% modelarea ansamblului inverter-sarcina
[T_1, A_1, T_2, A_2, T_3, A_3] = ...
    inv_1d3d(Tc_A, Tb_A, Tc_B, Tb_B, Tc_C, Tb_C, ...
        V_D, ph_L, Y_D, fm, ph_0, T_D, Tmin, Tst);

% modelarea FAA
% Ns0+Ns*Kovs esantioane, per. de es. Ts/Kovs
x_1 = af2_run(T_1, A_1, 1/(fs*Kovs), Ns0+Ns*Kovs, omc);
x_2 = af2_run(T_2, A_2, 1/(fs*Kovs), Ns0+Ns*Kovs, omc);
x_3 = af2_run(T_3, A_3, 1/(fs*Kovs), Ns0+Ns*Kovs, omc);

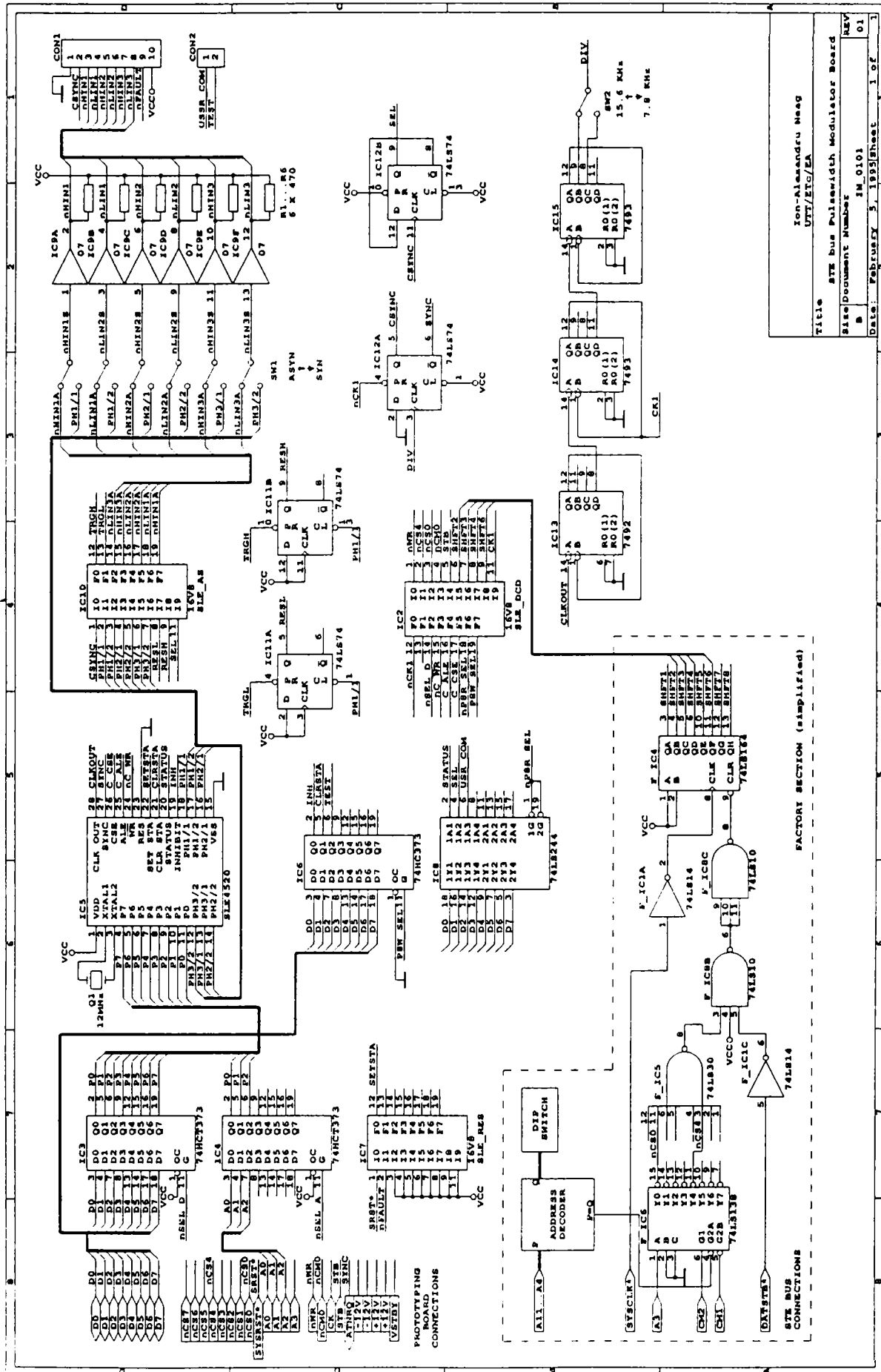
% filtrare digitala
% -----
y_1 = df_run(b, a, Ns0, Kovs, x_1);
y_2 = df_run(b, a, Ns0, Kovs, x_2);
y_3 = df_run(b, a, Ns0, Kovs, x_3);

% analiza spectrala
% -----
Am = hm3ph_m([y_1; y_2; y_3], Ts, win, gamma, fm);

% afisarea amplitudinii fundamentalei
Am_1 = Am(1,:);
fprintf('Am(1) = %d\n', abs(Am_1(2)));
```

# Anexa A6 - Modul modulator PWM pentru magistrala STE

## A6.1 Schema electronică



## A6.2 Fişierele sursă pentru circuitele logice programabile

### SLE\_AS.DCB (pentru IC10)

```
*IDENTIFICATION
SLE_AS
Rev 1.0, 1995 Jan 21
Ion-Alexandru Neag
implementarea modulatiei ambelor fronturi folosind CI SLE4520

*X-NAMES
PH1p1, PH1p2, PH2p1, PH2p2, PH3p1, PH3p2, CSYNC, RESL, RESH, SEL;
*Y-NAMES
nLIN1, nHIN1, nLIN2, nHIN2, nLIN3, nHIN3, TRGH, TRGL;

*BOOLEAN-EQUATIONS
nHIN1 = ((PH1p1 & SEL + PH1p2 & /SEL) + RESL) & /RESH;
nLIN1 = ((PH1p1 & /SEL + PH1p2 & SEL) + RESH) & /RESL;
nHIN2 = ((PH2p1 & SEL + PH2p2 & /SEL) + RESL) & /RESH;
nLIN2 = ((PH2p1 & /SEL + PH2p2 & SEL) + RESH) & /RESL;
nHIN3 = ((PH3p1 & SEL + PH3p2 & /SEL) + RESL) & /RESH;
nLIN3 = ((PH3p1 & /SEL + PH3p2 & SEL) + RESH) & /RESL;

TRGH = CSYNC + SEL;
TRGL = CSYNC + /SEL;

*END
```

### SLE\_DCD.DCB (pentru IC2)

```
*IDENTIFICATION
SLE_DCD
Rev 1.0, 1995 Jan 23
Ion-Alexandru Neag
decodificarea semnalelor de comanda pentru SLE4520

*X-NAMES
nWR, nCS4, nCS0, nCM0, STB, SHFT2, SHFT3, SHFT4, SHFT6, CK1;
*Y-NAMES
PBWSEL, nPBSEL, CCSE, CALE, nCWR, nSELD, nCK1;

*BOOLEAN-EQUATIONS
PBWSEL = /nCS4 & /nWR;
nPBSEL = /( /nCM0 & /nCS4 & STB);
CCSE = /nCS0 & nCM0;
CALE = STB & /SHFT2;
nCWR = /(SHFT4 & /SHFT6);
nSELD = /SHFT3;
nCK1 = /CK1;

*END
```

### SLE\_RES.DCB (pentru IC7)

```
*IDENTIFICATION
SLE_RES
Rev 1.0, 1995 Jan 28
Ion-Alexandru Neag
decodificarea semnalului INHIBIT pentru SLE4522

*X-NAMES
nSYSRST, FAULT;

*Y-NAMES
SETSTA;

*BOOLEAN-EQUATIONS
SETSTA = /nSYSRST & FAULT;

*END
```



## A6.3 Programul de comandă

### pwm3.c - modulator PWM trifazat

```

/*=====
 * PROGRAM: PWM3.C
 *
 * modulatie PWM cu esantionare uniforma asincrona
 * modul de sincronizare a pulsurilor DE-A
 * - lungimea tabelului de esantioane: 1024 (pentru Tm/2)
 * - rezolutia esantioanelor din tabel: 8 biti
 * - rezolutia pentru m_a: 8 biti
 * - rezolutia generarii duratelor pulsurilor: 7 biti
 * - frecventa purtatoare: 13.020kHz (@ 10MHz XTAL)
 * - watchdog
 *
 * Rev 1.0 7 Feb. 1995 I. Neag
 *=====
 */

#include <SCIM88.H>
#include "SLE_BRD.H"
#include <dos.h>
#include <math.h>

#pragma warn -pro
#pragma warn -nod

/* constante */
#define INT1_PR 0x12 /* IRQ1 */
#define SLE_DT 0 /* SLE4520 dead-time => DT = 0 */
#define SLE_DC 1 /* SLE4520 divider ratio => Div =1:6 */

#define Km 0.9 /* coeficient pentru generarea tabelului de esantioane*/

void interrupt cnt3b_ISR(void);

/* variabile */
unsigned char SinTable[1024]; /* tabelul de esantioane */
unsigned char Ka = 0; /* variabila pentru m_a */
unsigned int Kf = 0; /* variabila pentru f_m */
unsigned int PhLo = 0; /* faza (Low) */
unsigned char PhHi = 0; /* faza (High) */

char Ph1TC, Ph2TC, Ph3TC; /* constantele de timp ale celor 3 faze */
char Ph1TCtmp; /* stocare temporara pentru Ph1TC */

/* programul principal */
void main()
{
    unsigned int SinTabPtr; /* pointerul tabelii de esantioane */

    /* setare INHIBIT SLE4520 */
    outportb(CON_P, INH); /* INH <- 1 */

    /* dezactivarea intreruperilor */
    disable();

    /* calcularea tabelii de esantioane */
    for (SinTabPtr=0; SinTabPtr<1024; SinTabPtr++)
        SinTable[SinTabPtr]=0xfe*Km*sin(3.1415927*SinTabPtr/1024.0);

    /* initializarea pointerului tabelii de esantioane */
    SinTabPtr=0;

    /* initializarea parametrilor modulatiei - valori folosite pentru testare */
    Ka = 0xff;
    Kf = 0x3800;

    /* initializare CON_P */
    outportb (CON_P, 0x00); /* INH <- 0; CLR_STA <- 0; TEST <- 0 */

    /* initializarea constantelor de timp */
    Ph1TC = 0x80; /* valori pentru Tc/2 (8 biti rezolutie), */
    Ph2TC = 0x80; /* corespunzatoare unei valori medii nule */
    Ph3TC = 0x80;
}

```

## Modul modulator PWM pentru magistrala STE

```
/* scrierea valorilor initiale in registrele SLE4520 */
outportb(D_TIME, SLE_DT);
outportb(DIV_CON, SLE_DC);
outportb(PHASE1, 0x80); /* valori pentru Tc/2 (8 biti rezolutie) */
outportb(PHASE2, 0x80);
outportb(PHASE3, 0x80);

/* setarea vectorului de intrerupere IRQ1 (IRQ1 este conectat cu ATNRQ2* in modulul SCIM88)*/
setvect(IRQ1,cnt3b_ISR);

/* programare 80C188 Interrupt Controller */
outport(INTPMR, EL_PR_M);
outport(EOIREG, NS_EOI);
outport(INTCR1, INT1_PR);

/* stergere STATUS si resetare INHIBIT pentru SLE4520 */
outportb (CON_P, CLR_STA); /* CLR_STA <- 1 */
outportb (CON_P, 0x00); /* INH <- 0; CLR_STA <- 0; TEST <- 0 */

/* initializare watchdog */
outportb(WD_RETR, 0x00);

/* validarea intreruperilor */
enable();

/* bucla programului principal */
while (1)
{asm(HLT)} /* asteptarea intreruperii de la timer in starea HALT */
}

/* subrutina de tratare a intreruperii IRQ1 */
void interrupt cnt3b_ISR(void)
{
asm {

/* acceptarea intreruperii */
mov dx,EOIREG
mov ax,NS_EOI
out dx,ax

/* testare SEL */
in al, (CON_P) /* citire SEL */
and al, SEL
jnz SEL1 /* testare SEL */

/* algoritmul de modulatie pentru SEL = 0 */
/* ----- */

/* calcularea noii valori a fazei */
mov ax,PhLo /* (bl, ah, al) <- faza */
mov bl,PhHi
add ax,Kf /* adunare Kf (2 octeti) */
adc bl,0
and bl,0x07 /* mascare 11 biti */
mov PhLo,ax
mov PhHi,bl

/* FAZA 1 */
/* preluarea esantionului din tabel */
mov cl,bl /* stocarea bitului 10 */
mov bh,bl /* (bx) <- pointerul tabelului */
mov bl,ah
and bx,0x03ff /* mascare 10 biti */
mov al,SinTable[bx] /* citire din tabel */

/* calcularea constantei de timp */
mov bl,Ka
mul bl
shr ax,1
and cl,0x04 /* testarea bitului 10 */
jz NI_1 /* complementare daca bit10 = 1 */
neg ax
}
NI_1:
asm {
add ah,0x80 /* adunare 80000H pentru Tc/2 */
shr ah,1 /* divizare cu 2 pentru rezolutie de 7 biti */
mov Ph1Tctmp,ah /* stocarea temporara a constantei de timp */

/* scrierea registrelor SLE4520 pentru SEL = 0 */
```

```

mov     al, Ph1TC
neg     al
add     al,0x80
out     (PHASE1),al      /* faza 1 */
mov     al, Ph2TC
neg     al
add     al,0x80
out     (PHASE2),al      /* faza 2 */
mov     al, Ph3TC
neg     al
add     al,0x80
out     (PHASE3),al      /* faza 3 */
jmp     NEXT
}

SEL1:
    asm {
/* algoritmul de modulatie pentru SEL=1 */
/* ----- */

/* FAZA 1 */
/* scrierea constantelor de timp */
mov     al,Ph1TCtmp      /* preluare din stocarea temporara */
out     (PHASE1),al      /* scriere */
mov     (Ph1TC),al      /* stocare */

/* FAZA 2 */
/* citire din tabelul de esantioane */
mov     ax,PhLo          /* (bl, ah, al) <- faza */
mov     bl,PhHi
add     ax,0xaaab        /* adunare 2AA.ABH pentru Tm/3 */
adc     bl,0x02
mov     cl,bl            /* stocarea bitului 10 */
mov     bh,bl            /* (bx) <- pointerul tabelului */
mov     bl,ah
and     bx,0x03ff        /* mascare 10 biti */
mov     al,SinTable[bx] /* citire din tabel */

/* calcularea constantei de timp */
mov     bl,Ka            /* calcularea constantei de timp */
mul     bl
shr     ax,1
and     cl,0x04          /* testarea bitului 10 */
jz     NI_2_1            /* complementare daca bit10 = 1 */
neg     ax
}

NI_2_1:
    asm {
add     ah,0x80          /* adunare 80000H pentru Tc/2 */
shr     ah,1            /* divizare cu 2 pentru rezolutie de 7 biti */

/* scrierea constantei de timp */
mov     (Ph2TC),ah      /* stocare */
mov     al,ah
out     (PHASE2),al      /* scriere */

/* FAZA 3 */
/* citire din tabelul de esantioane */
mov     ax,PhLo          /* (bl, ah, al) <- faza */
mov     bl,PhHi
add     ax,0x5555        /* adunare 555.55H pentru 2*Tm/3 */
adc     bl,0x05
mov     cl,bl            /* stocarea bitului 10 */
mov     bh,bl            /* (bx) <- pointerul tabelului */
mov     bl,ah
and     bx,0x03ff        /* mascare 10 biti */
mov     al,SinTable[bx] /* citire din tabel */

/* calcularea constantei de timp */
mov     bl,Ka            /* calcularea constantei de timp */
mul     bl
shr     ax,1
and     cl,0x04          /* testarea bitului 10 */
jz     NI_3_1            /* complementare daca bit10 = 1 */
neg     ax
}

NI_3_1:
    asm {
add     ah,0x80          /* adunare 80000H pentru Tc/2 */
shr     ah,1            /* shift pentru rezolutie de 7 biti */

```

## Modul modulator PWM pentru magistrala STE

```
        /* scrierea constantei de timp */
        mov     (Ph3TC),ah      /* stocare */
        mov     al,ah
        out     (PHASE3),al    /* scriere */
    }
NEXT:
    asm {
        /* redeclansare watchdog */
        mov     dx,WD_RETR
        out     dx,ax

        /* re-validare intreruperi */
        sti
    }
}
```