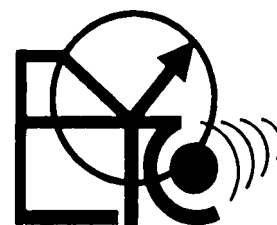


UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA

FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI  
TELECOMUNICAȚII



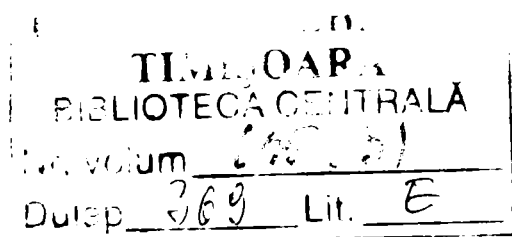
Ing. DAN NEGOIȚESCU

**CONTRIBUȚII PRIVIND TEHNICI PERFORMANTE  
DE CORECȚIE A FACTORULUI DE PUTERE  
ÎN SISTEME DE ALIMENTARE**

**TEZĂ DE DOCTORAT**

CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC

Prof. Dr. Ing. VIOREL POPESCU



TIMIȘOARA 2005



## NOTAȚII, SIMBOLURI ȘI ABREVIERI

APF – “active power filter”, filtru active de putere  
CCM – “continuous conduction mode”, modul de funcționare în conducție continuă  
d – factorul de umplere continuu (mediata pe o perioadă de comutație a funcției de comutație)  
D – factorul de umplere în stare staționară  
DCM – “discontinuous conduction mode”, modul de funcționare în conducție discontinuă  
E – tensiunea de ieșire a punților din componența circuitelor APF  
EMI – “electromagnetic interference”, interferență electromagnetică  
 $f_{ac}$ ,  $T_{ac}$  – frecvența respectiv perioada rețelei alternative  
 $f_s$ ,  $T_s$  – frecvența respectiv perioada de comutație  
 $\varphi_1$  – defazajul între fundamentală curentului și tensiunea sinusoidală de alimentare  
k – coeficientul de cuplaj magnetic  
 $K_{d\_tr}$  – factorul de distorsiuni trunchiat (pentru un număr redus de armonici)  
 $K_{d\_tot}$  – factorul de distorsiuni total (pentru toate armonicile)  
 $K_\varphi$  – factorul de defazaj  
LFR – “loss free resistor”, rezistorul fără pierderi  
M – inductivitatea mutuală  
NLC – “non linear carrier”, purtătoare neliniară  
q – funcția de comutație a unui întrerupător (are valoarea 1 pentru starea de conducție și valoarea 0 pentru starea blocată)  
PF – “power factor”, factorul de putere  
PFtr – factorul de putere trunchiat (pentru un număr redus de armonici)  
PFtot – factorul de putere total (pentru toate armonicile)  
PFC – “power factor correction”, corecția factorului de putere  
PWM – “pulse width modulation”, modulația impulsurilor în durată  
QRC – “quasiresonant converter”, convertor cvasirezonant  
 $R_e$  – rezistența emulată  
S – “switch”, întrerupător  
THD – “total harmonic distortion”, coeficientul total de distorsiuni armonice  
THDtr – coeficientul de distorsiuni armonice trunchiat (pentru un număr redus de armonici)  
THDtot – coeficientul total de distorsiuni armonice (pentru toate armonicile)  
 $\tau$  – constanta de timp a unui integrator  
 $u_{R,S,T}$  – tensiunile de fază ale sistemului trifazat  
 $U_g$  – tensiunea de alimentare continuă  
 $U_M$  – amplitudinea tensiunii de alimentare sinusoidale  
 $U_m$  – tensiunea de comandă a controllerelor integrative  
 $U_o$  – tensiunea de ieșire  
Z – valoarea medie (în sens clasic) a variabilei z  
 $\bar{z}$  – valoarea mediată pe o perioadă de comutație a variabilei z  
 $\langle z \rangle_{T_{ac}}$  – valoarea medie pe o perioadă a rețelei a variabilei z  
 $\hat{z}$  – perturbația de semnal mic prezentă în variabila z  
ZCS – “zero current switching”, comutare la curent zero  
ZVS – “zero voltage switching”, comutare la tensiune zero

**- CUPRINS -****1. INTRODUCERE****2. NORMATIVE PRIVIND POLUAREA ARMONICĂ**

2.1. Principalii parametri de merit privind poluarea armonică . . . . .	2.1
2.2. Standarde privind armonicile curentului absorbit de la rețea . . . . .	2.3
2.2.1. Standardul IEC 1000 . . . . .	2.3
2.2.2. Standardul IEEE/ANSI 519 . . . . .	2.4
2.3. Principiile corecției active a factorului de putere . . . . .	2.5
2.4. Concluzii . . . . .	2.6

**3. CIRCUITE PFC ÎN SISTEME DE ALIMENTARE DC-DC**

3.1. Factorul de putere și poluarea armonică în sisteme dc-dc . . . . .	3.1
3.2. Convertoare dc-dc având curenți de intrare cu pulsații nule . . . . .	3.2
3.2.1. Principiul obținerii curenților cu pulsații nule în convertoarele dc-dc fără izolare galvanică . . . . .	3.2
3.2.2. Convertoare dc-dc cu curent de intrare cu pulsații nule, fără izolare galvanică . . . . .	3.3
3.2.2.1. Convertoare BOOST și BUCK-BOOST având curenți de intrare cu pulsații nule . . . . .	3.3
3.2.2.2. Convertor ĆUK și o variantă de convertor BOOST având curenți de intrare cu pulsații nule . . . . .	3.9
3.2.2.3. Convertoare SEPIC și WATKINS-JOHNSON INVERS având curenți de intrare cu pulsații nule . . . . .	3.14
3.2.2.4. Convertor pătratic $\delta_1$ -BOOST având curenți de intrare cu pulsații nule . . . . .	3.14
3.2.3. Principiul obținerii curenților cu pulsații nule în convertoarele dc-dc cu izolare galvanică . . . . .	3.15
3.2.3.1. Convertor FLYBACK având curent de intrare fără pulsații . . . . .	3.18
3.3. Magnetică integrată . . . . .	3.24
3.3. Concluzii . . . . .	3.28

**4. CIRCUITE PFC MONOFAZATE**

4.1. Concepte de bază în modelarea circuitelor PFC . . . . .	4.1
4.1.1. Sursa de putere ideală ca element de circuit. Rețeaua POPI . . . . .	4.1
4.1.2. Redresorul ideal și rezistorul fără pierderi . . . . .	4.5
4.1.3. Aplicațiile LFR în circuite de procesare a puterii . . . . .	4.8
4.2. Arhitecturi practice de circuite PFC monofazate . . . . .	4.11
4.2.1. Necesitatea condensatorului de filtraj și arhitectura practică a unui redresor ideal . . . . .	4.12
4.2.2. Relații generale de dimensionare . . . . .	4.15
4.2.2.1. Redresor ideal la care sarcina are un consum de curent constant . . . . .	4.15
4.2.2.2. Rezistor fără pierderi cu capacitate de stocare și sarcină rezistivă la ieșire . . . . .	4.17
4.2.2.3. Calculul valorilor medii, efective și maxime ale curenților prin dispozitivele circuitelor PFC monofazate . . . . .	4.19
4.2.3. Utilizarea convertorului BOOST DCM într-o arhitectură fără buclă de curent . . . . .	4.23
4.2.4. Condiții de funcționare necondiționată DCM și CCM . . . . .	4.24
4.2.4.1. Funcționarea necondiționată CCM . . . . .	4.25
4.2.4.2. Funcționarea necondiționată DCM . . . . .	4.26
4.3. Soluții performante în comanda circuitelor PFC monofazate . . . . .	4.28
4.3.1. Reacția anticipativă în circuitele PFC . . . . .	4.29
4.3.2. Comanda prin curentul mediat . . . . .	4.30

4.3.3. Comanda prin curentul de vârf . . . . .	4.36
4.3.4. Comanda în curent cu histereză . . . . .	4.38
4.3.5. Comanda cu purtătoare neliniară. . . . .	4.39
4.3.5.1. Principiul comenzii cu purtătoare neliniară . . . . .	4.40
4.3.5.2. Implementarea practică a generatorului de purtătoare neliniară . . . . .	4.42
4.3.6. Comanda integrativă a circuitelor PFC monofazate . . . . .	4.46
4.3.7. Circuit PFC bazat pe un convertor FLYBACK având curent de intrare fără pulsații . . . . .	4.48
4.3.8. Circuit PFC bazat pe un convertor pătratic de tip $\delta_1$ -BOOST . . . . .	4.50
4.3.9. Circuit PFC BOOST DCM având comandă cu purtătoare neliniară . . . . .	4.52
4.4. Verificarea prin simulare a funcționării circuitelor PFC monofazate . . . . .	4.60
4.4.1. Comanda prin curentul mediat . . . . .	4.60
4.4.2 Comanda în curent cu histereză . . . . .	4.62
4.4.3 Comanda cu purtătoare neliniară . . . . .	4.65
4.4.4 Comanda integrativă . . . . .	4.69
4.4.5 Circuit PFC monofazat FLYBACK DCM având curent de intrare fără pulsații . . . . .	4.71
4.4.6 Circuit PFC monofazat cu convertor pătratic de tip $\delta_1$ -BOOST. . . . .	4.74
4.4.7 Circuit PFC monofazat BOOST DCM având comandă cu purtătoare neliniară . . . . .	4.76
4.5. Concluzii . . . . .	4.79

## 5. CIRCUITE PFC TRIFAZATE

5.1. Redresorul trifazat ideal și rezistorul fără pierderi trifazat . . . . .	5.1
5.2. Arhitecturi practice de circuite PFC trifazate . . . . .	5.2
5.2.1. Circuite PFC trifazate bazate pe convertoare dc-dc cu funcționare CCM . . . . .	5.2
5.2.1.1. Circuit PFC trifazat de tip BUCK CCM . . . . .	5.2
5.2.1.2. Circuit PFC trifazat de tip BOOST CCM . . . . .	5.3
5.2.1.3. Circuit PFC trifazat de tip BUCK-BOOST CCM . . . . .	5.4
5.2.1.4. Circuit PFC trifazat de tip CUK CCM . . . . .	5.4
5.2.1.5. Circuite PFC trifazate utilizând trei circuite PFC monofazate . . . . .	5.5
5.2.2. Circuite PFC trifazate bazate pe convertoare dc-dc cu comutație hard-switching având un singur întrerupător activ . . . . .	5.5
5.2.2.1. Circuit PFC trifazat de tip BOOST DCM cu un singur întrerupător activ . . . . .	5.6
5.2.2.2. Circuit PFC trifazat de tip FLYBACK DCM cu un singur întrerupător activ . . . . .	5.7
5.2.3. Circuite PFC trifazate utilizând tehnici de comandă nedisipative (soft-switching) . . . . .	5.8
5.2.3.1. Circuite PFC trifazate de tip BUCK cu un singur întrerupător activ . . . . .	5.8
5.2.3.2. Circuite PFC trifazate de tip BUCK cu mai multe întrerupătoare active. . . . .	5.10
5.2.3.3. Circuite PFC trifazate BOOST DCM cu un singur întrerupător activ . . . . .	5.11
5.2.3.4. Circuite PFC trifazate de tip BOOST cu mai multe întrerupătoare active . . . . .	5.11
5.2.3.5. Comparație între diverse topologii de circuite PFC trifazate cu comutație soft-switching . . . . .	5.14
5.2.4. Redresorul VIENNA . . . . .	5.15
5.3. Metode de comandă moderne pentru circuite PFC trifazate. . . . .	5.17
5.3.1. Comanda PWM cu modulație sinusoidală . . . . .	5.17
5.3.2. Comanda cu histereză . . . . .	5.20
5.3.2.1. Comanda cu histereză a circuitului PFC trifazat BOOST CCM . . . . .	5.20
5.3.2.2. Comanda cu histereză a redresorului VIENNA . . . . .	5.20
5.3.3. Comanda integrativ-scalară . . . . .	5.23
5.3.3.1. Comanda integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat BOOST CCM . . . . .	5.23
5.3.3.2. Comanda integrativ-scalară a circuitului PFC trifazat VIENNA . . . . .	5.26
5.3.4. Controllere vectoriale integrative universale . . . . .	5.32
5.3.4.1. Controllere vectoriale integrative pentru circuitele PFC trifazate de tip BUCK și BUCK-BOOST . . . . .	5.32

## Cuprins

5.3.4.2. Controller vectorial universal pentru familia de circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală de tip serie . . . . .	5.38
5.3.4.3. Controller vectorial universal pentru familia de circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală de tip paralel . . . . .	5.44
5.4. Verificarea prin simulare a funcționării circuitelor PFC trifazate . . . . .	5.50
5.4.1. Comanda cu histereză . . . . .	5.50
5.4.2. Comanda integrativ-scalară . . . . .	5.53
5.4.3. Comanda integrativ-vectorială . . . . .	5.59
5.4.3.1. Circuite PFC trifazate BUCK și BUCK-BOOST . . . . .	5.59
5.4.3.2. Circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală serie . . . . .	5.64
5.4.3.3. Circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală paralelă . . . . .	5.67
5.5. Concluzii . . . . .	5.72

## **6. FILTRE ACTIVE DE PUTERE MONOFAZATE**

6.1. Considerații generale privind filtrele active de putere. . . . .	6.1
6.2. Tipuri de filtre active de putere monofazate . . . . .	6.2
6.2.1. Filtru activ de putere monofazat cu comandă bipolară . . . . .	6.2
6.2.2. Filtru activ de putere monofazat cu comandă unipolară . . . . .	6.3
6.3. Comanda integrativă a filtrelor active de putere monofazate . . . . .	6.4
6.3.1. Funcționarea cu comandă bipolară . . . . .	6.4
6.3.2. Funcționarea cu comandă unipolară. . . . .	6.7
6.3.3. Proiectarea controllerului pentru comanda integrativă . . . . .	6.9
6.3.4. Proiectarea filtrelor de radiofrecvență pentru circuite PFC și filtre active de putere . . . . .	6.12
6.4. Verificarea prin simulare a funcționării filtrelor active de putere monofazate cu comandă integrativă . . . . .	6.16
6.4.1. Filtru activ de putere monofazat cu comandă integrativă bipolară. . . . .	6.16
6.4.2. Filtru activ de putere monofazat cu comandă integrativă unipolară . . . . .	6.25
6.5. Concluzii . . . . .	6.31

## **7. FILTRE ACTIVE DE PUTERE TRIFAZATE**

7.1. Arhitectura și relații de bază . . . . .	7.1
7.2. Filtre active de putere trifazate cu comandă integrativă . . . . .	7.3
7.2.1. Filtre active de putere trifazate cu comandă integrativ-scalară . . . . .	7.3
7.2.2. Filtre active de putere trifazate cu comandă integrativ-vectorială . . . . .	7.9
7.3. Verificarea prin simulare a funcționării filtrelor active de putere trifazate cu comandă integrativă. . . . .	7.18
7.3.1. Filtru activ de putere trifazat cu comandă integrativ-scalară . . . . .	7.18
7.3.2. Filtru activ de putere monofazat cu comandă integrativ-vectorială . . . . .	7.26
7.4. Concluzii . . . . .	7.30

## **8. CONCLUZII**

## **BIBLIOGRAFIE**

## **AXEXE**

Anexa I . . . . .	A.1
Anexa II. . . . .	A.2
Anexa III . . . . .	A.3



## CAPITOLUL 1

### Introducere

În condițiile în care problemele ecologice și cele de poluare reprezintă provocări la care societatea modernă trebuie să găsească răspunsuri rapide și eficiente, a apărut firească ridicarea acestei problematice și în domeniul electric. Creșterea explozivă a echipamentelor electronice și electrice cu aplicații militare, casnice sau instituționale, într-un cuvânt creșterea numărului de consumatori pe unitatea de suprafață au determinat organismele internaționale să răspundă prompt prin normative din ce în ce mai severe privind gradul de poluare armonică al rețelelor monofazate și trifazate.

Comunitatea academică și tehnică a răspuns la fel de rapid nebănuind ce impact va avea noul domeniu care se creiona. Astăzi anual există numeroase manifestări la care secțiuni de tipul "Power Quality" sau "Electromagnetic Compatibility" au intrat deja în domeniul firescului.

Pe această linie se înscrie și această teză care se dorește să aducă contribuții în câteva aspecte ale acestui vast domeniu. Ea este structurată în 6 capitole de dezvoltare, o încheiere fiind destinată concluziilor. Fiecare capitol are ca obiect de investigație un domeniu foarte generos, motiv pentru care o trecere în revistă a stadiului actual ar fi mărit exagerat dimensiunile lucrării. De aceea autorul s-a rezumat să prezinte doar problemele esențiale și contribuțiile proprii. La începutul fiecărui capitol este prezentat un rezumat al acestuia care definește preocupările și realizările autorului. Pe parcursul fiecărui capitol sunt evidențiate noile rezultate obținute prin utilizarea unor caractere italice. În finalul fiecărui capitol autorul a sintetizat distinct acele contribuții pe care le consideră că le-a adus domeniului abordat, creionând în final principalele direcții de cercetare în viitor legate de tematica abordată în capitole.

Sunt abordate convertoare de energie cu alimentare în tensiune continuă, motivat fiind că acestea câștigă tot mai mult teren în aplicații nespecifice (comunicații mobile, echipamente de calcul mobile, domeniul auto, aplicații spațiale, etc), dar marea parte a tezei este focalizată pe convertoare cu alimentare în tensiune alternativă, monofazate și trifazate. Cele două mari aspecte vizate sunt soluțiile topologice și soluțiile de comandă. Din punct de vedere topologic au fost abordate arhitecturi serie (circuite PFC) și paralel (circuite APF) iar în ceea ce privește modalitățile de comandă s-a insistat pe comenzile simple din care se detașează cele de tip integrativ.

*Capitolul 2* definește succint principalii parametri de merit și normativele impuse de principalele standarde internaționale privind poluarea armonică. Sunt evidențiate principiile corecției active a factorului de putere și se propune un program MATLAB pentru calculul parametrilor de merit și analiză spectrală ce poate fi utilizat pentru orice structură monofazată.

*Capitolul 3* examinează posibilitatea de corecție a factorului de putere în conversia dc-dc. Deoarece aceasta înseamnă curenți fără pulsații absorbiți de la sursa de alimentare, autorul se concentrează pe obținerea de convertoare dc-dc cu curenți de intrare fără pulsații. Utilizând tehnica cuplării bobinelor și metoda de sinteză din celule de bază sunt deduse câteva topologii de convertoare adecvate acestui tip de aplicație: o nouă variantă de convertor CUK cu bobine necuplate și un convertor pătratic de tip  $\delta_1$ -BOOST. În continuare autorul determină condiția de pulsații nule de curent în cazul a trei bobine cuplate și aplică aceste rezultate pentru un convertor FLYBACK DCM având curent de intrare fără pulsații. În final sunt prezentate câteva aspecte de magnetică integrată despre care autorul opinează că vor avea un puternic impact în viitor.



*Capitolul 4* este destinat circuitelor PFC monofazate. Definind și utilizând elemente de circuit specifice ca sursa de putere ideală, rezistorul fără pierderi și rețelele POPI autorul efectuează o analiză a arhitecturilor practice a acestor circuite, și apoi propune relații de calcul pentru curenții medii și efectivi prin dispozitivele din componența acestora. Este efectuat un studiu comparativ al diferitelor topologii din acest punct de vedere. Apoi sunt deduse relațiile cantitative ce asigură funcționarea necondiționată în mod CCM sau DCM a convertoarelor dc-dc din componența circuitelor PFC monofazate. Ca rezultat al parcurgerii unui vast material bibliografic autorul face o sinteză a celor mai importante metode de comandă utilizate pentru circuite PFC monofazate. Accentul a fost pus pe comanda prin curentul mediat, pentru care sunt expuse relații de dimensionare a amplificatorului de eroare. Pentru comanda cu purtătoare neliniară sunt deduse ecuațiile purtătoare pentru diferite categorii de conversoare CCM precum și modul de implementare practică a sa. Totodată acest tip de comandă este extins și la conversoare cu funcționare DCM. Comanda cu purtătoare neliniară este apoi generalizată, modul de aplicare al noul tip de comandă numită integrativă fiind exemplificat pe un convertor BUCK-BOOST. Bazat pe structura de convertor dc-dc FLYBACK DCM introdusă în capitolul 2 autorul dezvoltă un circuit PFC structurat în jurul acestui convertor demonstrând că printr-o magnetică integrată potrivit aleasă curentul de intrare are pulsații de înaltă frecvență neglijabile. În mod asemănător convertorul dc-dc  $\delta_1$ -BOOST introdus în capitolul anterior își găsește aplicație în conversia ac-dc.

*Capitolul 5* este consacrat circuitelor PFC trifazate. În prima sa parte accentul cade pe o sinteză bibliografică privind soluțiile topologice, insistându-se pe versiunile atractive cu factor de utilizare ridicat cu unul sau mai multe întrerupătoare active. Sunt examinate atât variantele hard-switching cât și cele soft-switching cu un studiu comparativ al performanțelor fiecăruia. În privința tehnicilor de comandă autorul s-a axat cu precădere pe tehnicile simple și performante. Astfel, la comanda cu histereză sunt deduse strategiile de comutație și condițiile necesare unei corecte funcționări pentru convertorul trifazat BOOST și pentru redresorul VIENNA. Tot pentru aceste topologii este investigată comanda integrativ-scalară, atât din punct de vedere al ecuațiilor ce o guvernează cât și din perspectiva blocurilor de comandă și a stabilității care se repercutează în relații de dimensionare specifice. În scopul reducerii pierderilor în comutație un spațiu amplu se acordă comenzii integrativ-vectoriale. Se demonstrează că aceasta are un grad ridicat de generalitate, astfel putându-se aplica același controller pentru mai multe conversoare. Astfel este elaborat controllerul specific convertoarelor trifazate BUCK și BUCK-BOOST, precum și controllerele pentru conversoarele trifazate cu topologie BOOST duală serie și BOOST duală paralelă. În toate situațiile au fost deduse relațiile rezistenței emulate și condițiile ce asigură purtătoare unică.

*Capitolul 6* este dedicat filtrelor active de putere monofazate în variantă de punte și semipunte. Pentru comenzile unipolară și bipolară sunt deduse structurile circuitelor de comandă, în cazul punților și semipunților fiind relevată rigiditatea alegerii constantei de integrare, iar în condițiile nerespectării valorilor exacte ale acestora sunt deduse relațiile neliniare ale rezistenței emulate. Se arată că solicitarea în tensiune a întrerupătoarelor se dublează în cazul semipunții, ceea ce face ca pierderile în comutație să scadă cu mai puțin de 50%. Plecând de la condiția eliminării instabilității locale sunt deduse relațiile de dimensionare ale inductanței din structura filtrelor active de putere. Utilizând metoda factorului K se propune o metodă de dimensionare a regulatorului care să conducă la o margine de fază de calitate. În final se propune un algoritm de proiectare a filtrului RF de la intrarea circuitelor PFC sau APF.

*Capitolul 7* este consacrat filtrelor active de putere trifazate. Pentru structurile în punte completă autorul deduce ecuațiile matriciale generale arătând că datorită singularității matricei sistemului există o mare flexibilitate în modalitatea de comandă. Optând pentru comanda integrativ-scalară din considerente de simplitate, se arată că există posibilitatea utilizării unei purtătoare unice precum și faptul că există un grad de libertate ce permite alegerea arbitrară a

constantei de timp a integratorului. Sunt deduse totodată solicitările în tensiune ale întrerupătoarelor care conferă funcționarea corectă. Extinderea comenzii integrativ-scalare la o punte în care un braț este înlocuit cu un divizor capacitiv arată că utilizarea unei purtătoare unice este posibilă doar dacă în procesul de comparație intră o combinație liniară a doi curenți de fază. De asemenea se subliniază că solicitarea în tensiune a întrerupătoarelor crește de  $\sqrt{3}$  ori. Aplicarea comenzii vectoriale acestor filtre active de putere trifazate în vederea reducerii pierderilor în comutație a condus la elaborarea detaliată a fiecăruia din cele patru blocuri din componența controllerului, arătându-se totodată că solicitările în tensiune în cazul acestei comenzi sunt cele mai reduse.

*Capitolul 8* este alocat concluziilor și sintezei contribuțiilor aduse de autor în această teză. Sunt de asemenea propuse și unele direcții de cercetare în domeniul corecției factorului de putere.

În ceea ce privește notațiile și mai ales abrevierile s-a optat pentru denumirile în limba engleză pentru că realitatea arată că ele au fost unanim acceptate pe plan mondial.

Fiecare capitol al tezei se încheia cu un set de simulări care validează aserțiunile teoretice expuse. Pentru fiecare topologie sau mod de comandă investigat s-a încercat efectuarea unei simulări. Acolo unde însă același controller este aplicabil unei clase de circuite, din motive de dimensiune a expunerii, deși în laborator simulările s-au efectuat pe toți reprezentanții clasei, în lucrare au fost introduse doar simulările pentru un convertor reprezentativ. În cazul în care schemele de comandă au prezentat modularitate funcțională au fost prezentate în detaliu și configurațiile blocurilor bibliotecă utilizate. Simulatorul utilizat a fost CASPOC (Simulation Research), rulând pe o platformă Windows XP pe un calculator PIII/1GHz. De asemenea anumite analize, reprezentări grafice și relații de proiectare au fost implementate în mediul MATLAB (Math Works Inc.).



## CAPITOLUL 2

## Normative privind poluarea armonică

Acest capitol își propune fixarea definițiilor principalelor mărimi ce caracterizează calitatea puterii și a notațiilor utilizate pe parcursul tezei. De asemenea, sunt trecute în revistă principalele standarde impuse în plan internațional și care reglementează poluarea rețelelor de alimentare. Este relevată necesitatea corecției factorului de putere și sunt creionate soluțiile de principiu ale corecției active.

## 2.1. Principalii parametri de merit privind poluarea armonică

Principalul parametru sintetic ce caracterizează calitatea procesării puterii este *factorul de putere*. Pentru sisteme monofazate (caracterizate de tensiunea la borne  $u$  și curentul furnizat  $i$ ), la nivelul unei suprafețe, factorul de putere,  $PF$  (engl. „*Power Factor*”), este raportul dintre puterea activă  $P$  și puterea aparentă  $S$ , vehiculate prin cele două terminale ce înțepă suprafața respectivă:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{U_{ef} I_{ef}} \quad (2.1)$$

În continuare, se preferă a se exprima principalii factori de merit punând în evidență amplitudinile și nu valorile efective. Presupunând că tensiunea aplicată celor două terminale este sinusoidală (cum cu bună aproximație se poate admite în cazul rețelei monofazate de tensiune alternativă)

$$u = U_M \sin \omega t \quad (2.2)$$

puterea activă este atunci dată de:

$$P = \frac{1}{2} U_M I_1 \cos \varphi_1 \quad (2.3)$$

unde  $I_1$  este amplitudinea fundamentalei curentului, iar  $\varphi_1$  defazajul dintre fundamentală curentului și tensiunea sinusoidală de la borne (Fig. 2.1).

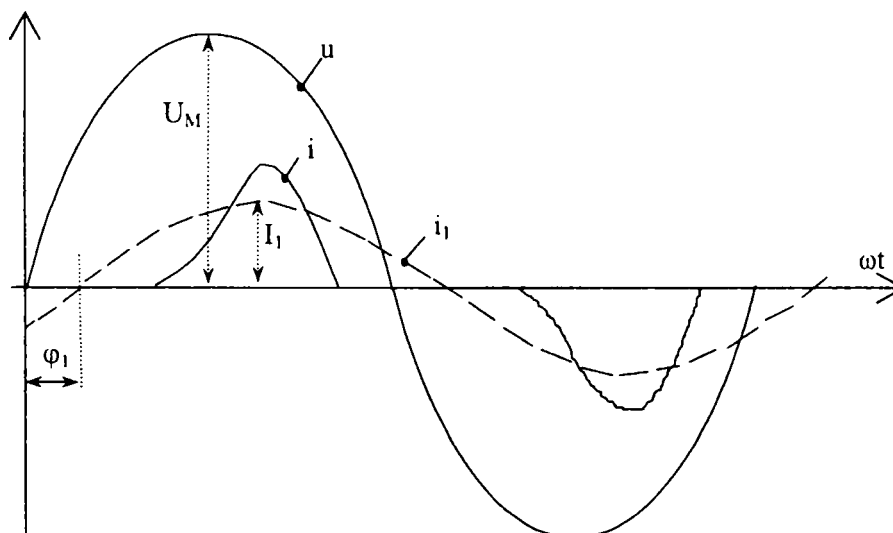


Fig. 2.1 Mărimile caracteristice pentru definirea factorului de putere

În consecință, factorul de putere devine:

$$PF = \frac{\frac{1}{2} U_M I_1 \cos \varphi_1}{\frac{U_M}{\sqrt{2}} I_{ef}} = \frac{I_1}{\sqrt{2} I_{ef}} \cos \varphi_1 \quad (2.4)$$

Pentru o undă periodică oarecare, se definește *coeficientul total de distorsiuni armonice, THD* (engl. Total Harmonic Distorsion), ca fiind raportul între valoarea efectivă a undei exceptând fundamentală și valoarea efectivă a fundamentalei. Se poate arăta ușor că în funcție de amplitudinile armonicilor,  $I_n$  și de componenta continuă,  $I_0$ , ale curentului, valoarea coeficientului total de distorsiuni armonice este:

$$THD = \frac{\sqrt{2I_0^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (2.5)$$

Coeficientul de distorsiuni armonice reflectă puritatea spectrală a unei unde. Cu cât el este mai mic cu atât unda are o puritate spectrală mai mare, pentru o undă ce conține numai fundamentală (pur armonică) fiind zero.

Utilizând (2.5), relația (2.4) devine:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cos \varphi_1 \quad (2.6)$$

Se definește *factorul de distorsiuni* al unei unde periodice,  $k_d$ , prin relația:

$$k_d = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (2.7)$$

și *factorul de defazaj*  $k_\varphi$  astfel:

$$k_\varphi = \cos \varphi_1 \quad (2.8)$$

Utilizând relațiile (2.7) și (2.8) factorul de putere se poate scrie ca produs de doi factori: unul reprezentând efectul distorsionării formei curentului (factorul de distorsiuni) și altul reflectând efectul defazării curentului (factorul de defazaj):

$$PF = k_d \cdot k_\varphi \quad (2.9)$$

Expresia factorului de putere depinde de factorul de distorsiuni. Cum majoritatea consumatorilor ce se alimentează de la rețea sunt sisteme neliniare, prezența lor va duce inevitabil la prezența armonicilor în curentul absorbit de la rețea și deci la degradarea factorului de distorsiuni. Apare astfel, în prim plan, problema purității spectrale a curentului și un nou termen vehiculat între specialiști, și anume acela de *poluare armonică*.

Procesarea puterii cu un factor de putere necorespunzător poate duce la:

- amplitudini periculoase ale curenților ce parcurg conductorul de nul în sistemele polifazate,
- încălzirea și reducerea duratei de viață a circuitelor cu transformatoare și motoare de inducție,
- degradarea formelor de undă ale tensiunilor sistemului de alimentare și deranjarea din această cauză a funcționării altor consumatori conectați la aceeași rețea.
- curenți periculoși prin capacitățile utilizate pentru corecția factorului de putere,
- funcționarea defectuoasă a elementelor de protecție ale sistemelor.

Factorul de putere evidențiază cât de eficient este utilizată puterea disponibilă la un port. De exemplu, o priză monofazată de uz casnic de 220 V valoare efectivă are o valoare efectivă maxim admisibilă a curentului absorbit de 16 A (valoare ce rezultă din considerente de încălzire a conductoarelor, a bornelor prizei, etc.). Puterea maximă pe care priza o poate debita este deci de  $220 \times 16 = 3520 \text{ W}$ . Dacă însă se consumă o putere de 2000 W cu un factor

de putere de 0,5, curentul absorbit de la priză va fi de  $2000/(0,5 \times 220) = 18,1 \text{ A}$ , care depășește capacitatea de livrare a prizei. Chiar și în situațiile în care nu se depășește capacitatea de curent a prizei, un factor de putere mic va determina un curent absorbit mai mare decât în cazul unui factor de putere unitar, deci solicitări termice și eventuale perturbații inutile ale rețelei și consumatorilor din proximitate. Este, deci, de dorit ca factorul de calitate să fie cât mai mare.

Deoarece calculul principalilor indicatori de calitate a puterii de mai sus este crucial, **a fost dezvoltat de către autor un program MATLAB** [79], prezentat în Anexa I, care permite determinarea acestora pentru un curent de intrare oarecare, în ipoteza unei tensiuni de alimentare sinusoidale. Programul determină următorii coeficienți:  $THD$ ,  $k_d$ ,  $k_\varphi$ ,  $\varphi_l$ ,  $PF$ , în două ipostaze:

- trunchiat, adică luând în considerare numai primele  $n$  armonici, unde  $n$  este specificat de utilizator

- total, luând în considerare toate armonicile curentului de intrare.

Programul oferă totodată și posibilitatea reprezentării spectrului undei analizate. Utilizarea programului presupune existența unui fișier ASCII structurat pe două coloane, pe prima fiind valorile de timp iar pe a doua valorile undei analizate. Este important de subliniat că astfel de fișiere sunt generate de toate programele de simulare, ceea ce permite utilizare programului MATLAB în tandem cu orice simulator. Listingul programului este prezentat în Anexa I.

## **2.2. Standarde privind armonicile curentului absorbit de la rețea**

### **2.2.1. Standardul IEC 1000**

Pentru prima oară problema poluării electromagnetice în general, și a poluării armonice în special, a fost ridicată de US Navy în 1970, care a impus inițial o limită de 3%. Recent au fost adoptate de către IEC și IEEE standardele IEC-555, EN 61000 și IEC 1000, [43], [44] standarde care împart echipamentele în mai multe categorii și definesc pentru fiecare categorie în parte valoarea maximă permisă pentru o anumită armonică.

Primul standard impus de către IEC (International Electrotechnical Commission) a fost IEC 555 în anul 1982. Acesta a fost supus ulterior la mai multe modificări, ajungându-se în prezent la impunerea în Europa a unui standard "de facto", IEC 1000, privind echipamentele comerciale menite a fi exportate pe glob.

Standardul IEC 1000-3-2 [26] vizează un număr larg de echipamente de mică putere având limitări diferite în ceea ce privește armonicile. O atenție specială este acordată echipamentelor având un curent de intrare mai mare de 16A, funcționând la frecvențe de 50 sau 60Hz și fiind alimentate de la o rețea monofazată (cu două sau trei conductoare) de 220-240V respectiv de la o rețea trifazată (cu trei sau patru conductoare) de 380-415V. În mediul urban, de exemplu într-o clădire mare cu diverse birouri, o fracțiune importantă din sarcina totală alimentată poate avea un caracter neliniar. Sistemele de iluminare cu tuburi fluorescente prezintă o caracteristică puternic neliniară. Pe de altă parte, birourile moderne conțin un număr mare de calculatoare, imprimante, copiatoare, etc., echipamente care fiecare conțin sisteme de redresare. Deși fiecare echipament luat în considerare separat prezintă o sarcină neglijabilă față de sarcina totală, suma acestora poate deveni semnificativă.

În cadrul standardului IEC 1000-3-2 sunt definite diferite categorii de echipamente, fiecare dintre acestea având un anumit set de limitări în ceea ce privește armonicile. În tabelul 2.1 sunt prezentate limitările privind armonicile pentru echipamentele de CLASĂ A, ce includ redresoarele pentru alimentarea calculatoarelor precum și a altor echipamente de birou. De menționat este faptul că norma europeană EN 61000-3-2 impune limitări similare.

Tabelul 2.1

Armonici impare		Armonici pare	
Numărul armonicii	Curentul maxim	Numărul armonicii	Curentul maxim
3	2,30A	2	1,08A
5	1,14A	4	0,43A
7	0,77A	6	0,30A
9	0,40A	8 ≤ n ≤ 40	0,23A (8/n)
11	0,33A		
13	0,21A		
15 ≤ n ≤ 39	0,15A (15/n)		

### 2.2.1. Standardul IEEE/ANSI 519

IEEE a publicat în anul 1993 un standard revizuit privind limitele permise pentru amplitudinile armonicilor curentului, *IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters* (Ghidul IEEE pentru controlul armonicilor și al compensării reactive pentru convertoarele statice de putere). Limitele armonicilor sunt bazate pe raportul dintre componenta fundamentală a curentului de sarcină ( $I_L$ ) și curentul de scurt circuit în punctul de cuplaj comun la sarcină ( $I_{SC}$ ). În cazul sarcinilor cu consum ridicat sunt impuse limitări mai stricte decât în cazul sarcinilor reduse, cuprinzând sistemele de alimentare de înaltă tensiune care nu sunt cuprinse în cadrul standardului IEC 1000. De remarcat este faptul că nu sunt permise componente de curent continuu și redresoare monoalternanță.

În tabelul 2.2 sunt prezentate limitările privind armonicile impare ale curentului pentru sistemele de distribuție a energiei electrice cu tensiuni în domeniul 120V-69kV. Valorile limită pentru armonicile pare ale curentului reprezintă 25% din valorile armonicilor impare. Pentru sistemele de alimentare având tensiunea cuprinsă în domeniul 69,001kV-161kV valorile reprezintă 50% din cele prezentate în tabelul 2.2.

Tabelul 2.2

$I_{SC}/I_L$	$n < 11$	$11 \leq n < 17$	$17 \leq n < 23$	$23 \leq n < 35$	$35 \leq n$	THD
< 20	4,0%	2,0%	1,5%	0,6%	0,3%	5,0%
20-50	7,0%	3,5%	2,5%	1,0%	0,5%	8,0%
50-100	10,0%	4,5%	4,0%	1,5%	0,7%	12,0%
100-1000	12,0%	5,5%	5,0%	2,0%	1,0%	15,0%
>1000	15,0%	7,0%	6,0%	2,5%	1,4%	20,0%

Standardul IEEE 519 specifică totodată și valorile maxime admisibile ale armonicilor de tensiune, fiind limitate atât valoarea totală a distorsiunilor cât și amplitudinea maximă individuală a armonicilor, prezentate în tabelul 2.3.

Tabelul 2.3

Tensiunea în punctul de cuplaj comun	Armonici individuale	THD
≤ 69kV	3,0%	5,0%
69,001kV - 161kV	1,5%	2,5%
> 161kV	1,0%	1,5%

### 2.3. Principiile corecției active a factorului de putere

Prin prisma normativelor elaborate au fost reconsiderate și principiile de corecție a factorului de putere, abreviat PFC (engl. „*Power Factor Correction*”), în general și ale redresării în particular. Astfel au apărut *tehnicele active de corecție a factorului de putere*.

Tehnicele clasice de compensare a factorului de putere utilizează capacități prin care se micșorează unghiul de defazaj  $\varphi_l$  pentru a avea un factor de defazaj unitar. Ele se aplică însă numai unor sarcini liniare și inductive, chiar dacă efectul este benefic și în prezența sarcinilor neliniare.

Reamintim că valoarea mediată  $\bar{x}(t)$ , a unui semnal  $x(t)$ , în raport cu intervalul de timp  $T$ , este dată de relația [50]:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (2.10)$$

Principiul fundamental al tehnicilor active este utilizarea de convertoare ce comută la frecvență mult mai mare decât frecvența rețelei, comanda acestora făcându-se astfel încât componenta mediată, în raport cu perioada de comutație, a curentului absorbit din rețea să fie proporțională cu tensiunea rețelei. Circuitele dedicate acestui tip de aplicație se numesc circuite de corecție a factorului de putere, pe scurt *circuite (convertoare, preregulator) PFC*.

De acum înainte, dacă nu se specifică, medierea se presupune că se realizează în raport cu perioada de comutație a convertoarelor, notată cu  $T_s$ . Din principiul de compensare a factorului de putere enunțat anterior, rezultă că din punct de vedere al valorilor mediate convertorul cu rol de circuit PFC emulează în joasă frecvență o rezistență numită *rezistență emulată* și notată  $R_e$ . Trebuie subliniat că prezența lui  $R_e$  nu implică disipație termică. Puterea pe care aparent  $R_e$  o “consumă” se transferă integral la ieșirea convertorului.

Din punct de vedere topologic conectarea circuitului ce realizează corecția factorului de putere se poate face pe cale serie (între sursa de alimentare și sarcină) sau în paralel cu sarcina. În primul caz circuitul se numește, oarecum impropriu, circuit PFC iar în a doua situație denumirea utilizată este cea de *filtru activ de putere APF*. Ambele structuri se regăsesc atât pentru rețeaua monofazată cât și pentru cea trifazată.

Convertoarele în comutație utilizate pot funcționa atât în regim de curent neîntrerupt (CCM) cât și în regim de curent întrerupt (DCM) sau în moduri rezonante. De aceea paleta soluțiilor este foarte largă, fiecare cu avantaje și dezavantaje, ceea ce face ca să se poată alege aproape întotdeauna o variantă optimă în raport cu cerințele aplicației concrete.

Deși este posibil ca din punct de vedere al valorilor mediate convertorul utilizat să emuleze în mod natural o rezistență, totuși curentul de intrare în convertor și deci și curentul absorbit din rețea are desigur componente egale cu frecvența de comutație și armonici ale acesteia. Pentru configurațiile ce prezintă în serie cu intrarea convertorului o bobină și considerând funcționarea în conducție continuă, aceste componente de înaltă frecvență nu degradează semnificativ factorul de putere. În schimb, în conducție discontinuă, când pulsațiile curenților sunt mari, sau când în serie cu intrarea convertorului există un tranzistor ce determină fronturi abrupte ale curenților de intrare, factorul de putere se degradează nepermis din cauza componentelor de înaltă frecvență ale curentului. De aceea pentru aceste moduri de funcționare și aceste structuri de convertoare se plasează la intrarea convertorului unui filtru *LC* de radiofrecvență. Trebuie subliniat că acest filtru nu filtrează tensiunea de la intrarea convertorului, ci previne pătrunderea componentelor de înaltă frecvență dinspre convertor spre rețea.



## 2.4. Concluzii.

În condițiile creșterii numărului de consumatori de la rețea și a puterii acestora pe de o parte și a introducerii unor normative severe pe de altă parte principiile de corecție a factorului de putere au trebuit a fi regândite, corecția activă fiind soluția care s-a impus definitiv.

Calitatea puterii pentru un circuit PFC se evaluează prin parametrii de merit,  $PF$ ,  $THD$ ,  $k_d$ ,  $k_\varphi$ ,  $\varphi_I$ , ale căror definiții și notații caracteristice au fost precizate. În vederea verificării, din punct de vedere al poluării armonice, a diverselor soluții de circuite PFC și APF prezentate în cadrul tezei *a fost elaborat de către autor un program MATLAB de analiză spectrală a undei curenului de intrare în ipoteza unei rețele sinusoidale ce permite calculul parametrilor mai sus enumerați.*

Sunt prezentate totodată principalele standarde în vigoare pe plan internațional care reglementează nivelul posibil de poluare al rețelelor de alimentare.

## CAPITOLUL 3

## Circuite PFC în sisteme de alimentare dc-dc

Deoarece alimentarea de la surse de tensiune continuă se regăsește într-un număr mare de aplicații (telecomunicații, vehicule spațiale, auto, etc.) în prezentul capitol se examinează în detaliu corecția factorului de putere în acest tip de conversie de energie. Autorul a dedus relațiile matematice și condiția generală ce asigură factor de putere unitar, investigând de asemenea condițiile de obținere a pulsațiilor nule de curent în cazul a două respectiv trei bobine cuplate magnetic. Plecând de la celule de bază sunt sintetizate topologii de convertoare fără și cu izolare galvanică, având curenți de intrare cu pulsații nule cu și fără bobine cuplate. Verificarea corectitudinii funcționării structurilor elaborate a fost efectuată prin simulare. Este prezentată o soluție originală de convertor FLYBACK pentru care sunt elaborate și relațiile detaliate de proiectare. În final sunt punctate câteva aspecte practice legate de magnetica integrată.

## 3.1. Factorul de putere și poluarea armonică în sisteme dc-dc

În cele ce urmează se va presupune că sursa de alimentare de tensiune continuă,  $U_g$  furnizează consumatorului un curent  $i_g$ . Aplicarea definiției factorului de putere, prezentată în capitolul anterior, conduce la relația:

$$PF = \frac{P}{S} \Leftrightarrow PF = \frac{U_g I_{g0}}{U_g I_{gef}} = \frac{I_{g0}}{I_{gef}} \quad (3.1)$$

în care  $I_{g0}$  și  $I_{gef}$  reprezintă componenta continuă, respectiv valoarea efectivă a curentului  $i_g$  al sursei. Impunând ca valoarea acestuia să fie unitară implică:

$$\frac{I_{g0}}{I_{gef}} = 1 \Rightarrow I_{gef} = I_{g0} \Leftrightarrow \sqrt{I_{g0}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} I_{g_{nef}}^2} = I_{g0} \Rightarrow \sum_{n=1}^{\infty} I_{g_{nef}}^2 = 0 \Leftrightarrow I_{g_{nef_{n \geq 1}}} = 0 \quad (3.2)$$

considerând  $I_{g_{nef}}$  ca fiind valoarea efectivă a armonicilor de ordinul  $n$  a curentului  $i_g$ . Din relația anterioară rezultă că armonicile curentului furnizat de sursă trebuie să fie nule, adică:

$$i_g = I_{g0} = const. \quad (3.3)$$

Astfel, pentru ca modul de funcționare în regim dc-dc al unui convertor să fie caracterizat de un factor de putere unitar, se impune necesitatea absorbirii de la sursa de alimentare continuă a unui curent constant, fără pulsații.

Convertoarele PWM dc-dc având curenți de intrare și/sau de ieșire cu pulsații nule au constituit o preocupare majoră, îndeosebi după introducerea reglementărilor severe de compatibilitate electromagnetică și poluare armonică din ultimii ani, dar și cu scopul creșterii gradului de integrare, reducerii gabaritului, a densității de putere ( $W/in^3$ ) și, bineînțeles, a costurilor.

Problema a fost prima dată ridicată de Slobodan Ćuk [17], [18], [19], [21], care introduce și conceptul de magnetică integrată ("integrated magnetics") legat de convertorul ĆUK. Apoi Wang, Dunford și Mauch [146] propun topologii cu curenți de ieșire respectiv de intrare cu pulsații nule pentru convertoarele BUCK și respectiv BOOST, deși astfel de convertoare au fost raportate mult mai devreme de Severns [123]. Bîrcă-Gălățeanu [6] propune apoi un convertor BUCK-BOOST cu curent de intrare cu pulsații reduse și generalizează modul de obținere al convertoarelor BUCK, BOOST și BUCK-BOOST cu pulsații nule prin rotirea unei rețele cu trei terminale între sursă și sarcină.

A urmat apoi analiza structurilor de convertoare având curenți cu pulsații nule în conducție discontinuă. Wang, Dunford și Mauch [145] fac acest lucru pentru convertoare BUCK și BOOST iar Lascu [62] pentru convertorul BUCK-BOOST. În sfârșit, Kolar, Sree și

Zach [53], [55] propun topologii noi de convertoare cu curenți de intrare sau de ieșire fără pulsații la care cuplarea bobinelor nu mai este necesară, plecând de la convertoare cu bobine cuplate.

Domeniul de interes din punct de vedere al tematicii tezei îl reprezintă structurile de convertoare care prezintă curenți de intrare fără pulsații, acestea rezultând nu prin analiza în mod individual pe convertoare, ci utilizând celulele de bază [65], regăsindu-se astfel topologiile propuse de autorii sus-menționați dar și alte noi topologii. Este apoi făcută o scurtă analiză comparativă a acestora, iar în final sunt expuse câteva aspecte de ultimă noutate privind magnetica integrată.

### 3.2. Convertoare dc-dc având curenți de intrare cu pulsații nule

#### 3.2.1 Principiul obținerii curenților cu pulsații nule în convertoarele dc-dc fără izolare galvanică

Obținerea unui curent cu pulsații nule presupune o impedanță dinamică infinită sau, dacă se dorește ca pulsațiile să fie nenule, dar foarte mici, o impedanță foarte mare pe calea serie prin care acesta se închide, această proprietate trebuind să se mențină la toate frecvențele nenule. În curent continuu, desigur că impedanța va avea o valoare finită nenulă.

Tehnica pe care se bazează obținerea de curenți cu pulsații nule este cea a bobinelor cuplate la bornele cărora se imprimă tensiuni egale ca valoare instantanee. Este relevant faptul că, spre deosebire de un transformator clasic cu tensiune imprimată în primar și cu secundarul terminat de exemplu pe o sarcină rezistivă, atât tensiunea din primar cât și cea din secundar sunt imprimare. Fie cele două bobine cuplate din Fig. 3.1 pentru care notăm cu  $k \in [0,1]$  coeficientul de cuplaj magnetic și cu  $M$  inductivitatea mutuală.

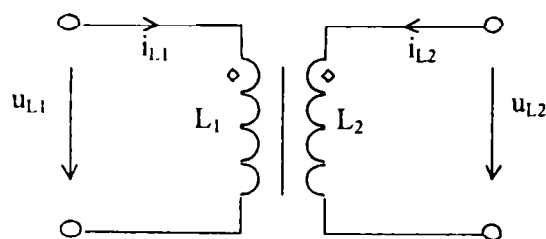


Fig. 3.1. Sensurile curenților și tensiunilor celor două bobine cuplate magnetic.

Referitor la schema anterioară se pot scrie următoarele relații:

$$\begin{cases} u_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + M \frac{di_{L_2}}{dt} \\ u_{L_2} = u_{L_1} = M \frac{di_{L_1}}{dt} + L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} \end{cases} \quad (3.4)$$

de unde prin rezolvarea sistemului cu necunoscutele  $di_{L_1}/dt$ ,  $di_{L_2}/dt$ , în condițiile egalității  $u_{L_1}=u_{L_2}$  se obține:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{\begin{vmatrix} u_{L_1} & M \\ u_{L_2} & L_2 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{vmatrix}} = u_{L_1} \frac{L_2 - M}{L_1 L_2 - M^2} \quad (3.5)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{\begin{vmatrix} L_1 & u_{L_1} \\ M & u_{L_2} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{vmatrix}} = u_{L_1} \frac{L_1 - M}{L_1 L_2 - M^2} \quad (3.6)$$

Examinând relațiile (3.5) și (3.6) reiese ușor că pentru a avea curentul  $i_{L_1}$  constant este necesar ca:

$$M = L_2 \quad (3.7)$$

și simultan să avem

$$L_1 L_2 - M^2 \neq 0 \quad (3.8)$$

Similar, pentru a avea curentul  $i_{L_2}$  constant condițiile sunt:

$$M = L_1 \quad (3.9)$$

simultan cu (3.8). Deoarece

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (3.10)$$

$k = 0$  însemnând bobine necuplate, iar  $k = 1$  bobine cu cuplaj perfect, condițiile (3.7) și (3.8) ale unui curent cu pulsații nule prin  $L_1$  au și forma echivalentă:

$$k = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.11)$$

$$k \neq 1 \quad (3.12)$$

Deoarece  $k$  este subunitar (3.11) și (3.12) au loc simultan numai dacă  $L_1 > L_2$ . Analog se arată că o formă echivalentă a relațiilor (3.9) și (3.10) necesare pentru a avea curent cu pulsații nule prin  $L_2$  este dată de relațiile:

$$k = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (3.13)$$

$$k \neq 1 \quad (3.14)$$

și este necesar ca  $L_2 > L_1$ .

Se cunoaște însă că valoarea inductivității unei bobine  $L$  având  $n$  spire este dată de relația

$$L = A_L n^2 \quad (3.15)$$

unde  $A_L$  este o constantă ce depinde numai de geometria miezului și caracteristicile sale magnetice. Folosind (3.15), relațiile (3.11) și (3.13) devin:

$$k = \frac{n_2}{n_1} \quad (3.16)$$

respectiv

$$k = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.17)$$

cea ce în cuvinte se enunță astfel: pentru a avea curent cu pulsații nule printr-o bobină, coeficientul de cuplaj magnetic,  $k$ , trebuie să fie egal cu raportul de transformare al înfășurărilor cuplate, având la numitor numărul de spire al înfășurării prin care se dorește curent constant. Se constată de asemenea că nu se poate obține curent constant decât prin înfășurarea cu inductivitatea cea mai mare.

O problemă practică deosebit de stringentă care apare este realizarea efectivă a relațiilor (3.11), (3.13), (3.16) sau (3.17). O primă soluție este dată în [123], în care se propune utilizarea unei inductivități suplimentare, externe, ajustabile, în serie cu cealaltă

înfășurare decât cea prin care se dorește curent fără pulsații. De exemplu fie inductivitatea externă,  $L_{ext}$ , plasată așa cum se arată în Fig. 3.2.

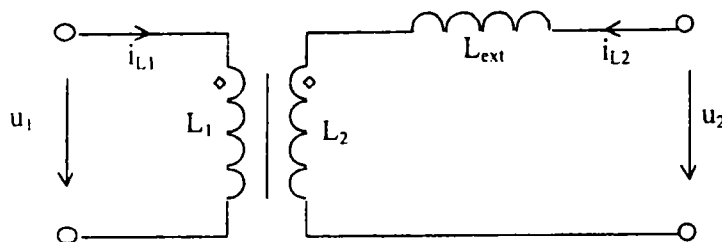


Fig. 3.2. Inserarea unei inductivități externe pentru realizarea curentilor cu pulsații nule.

În aceeași ipoteză, a egalității tensiunilor aplicate la cele două porturi,  $u_1 = u_2$ , scriind expresiile acestor tensiuni și rezolvând sistemul ce rezultă având ca necunoscute pe  $di_{L1}/dt$  și  $di_{L2}/dt$  se obține:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = u_1 \frac{L_2 - M + L_{ext}}{L_1 L_2 - M^2 + L_1 L_{ext}} \quad (3.18)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = u_2 \frac{L_1 - M}{L_1 L_2 - M^2 + L_1 L_{ext}} \quad (3.19)$$

Examinând relațiile (3.18) și (3.19) este evident că modificând pe  $L_{ext}$  se poate anula numai derivata primului curent. Acest lucru se realizează dacă:

$$L_{ext} = M - L_2 \quad (3.20)$$

Pentru ca  $L_{ext}$  să fie realizabilă fizic este desigur necesar ca  $L_{ext} > 0$ , ceea ce atrage cu sine

$$M > L_2 \quad (3.21)$$

Se poate arăta fără dificultate că aceasta implică obligatoriu

$$L_1 > L_2 \quad (3.22)$$

Deci inserarea unei inductivități suplimentare are efect numai dacă bobina prin care se dorește curent fără pulsații este cea mai mare, adică aceeași condiție pe care am dedus-o anterior.

Pentru a obține curent constant prin a doua înfășurare  $L_{ext}$  se plasează în serie cu  $L_1$ , condițiile obținându-se permutând indicii "1" și "2" între ei, adică:

$$L_{ext} = M - L_1 \quad (3.23)$$

$$L_2 > L_1 \quad (3.24)$$

Procedeul care se practică frecvent este cuplarea cât mai strânsă a bobinelor  $L_1$  și  $L_2$  pe miez. În acest fel

$$k \cong 1 \quad (3.25)$$

$$M \cong \sqrt{L_1 L_2} \quad (3.26)$$

și condiția pentru curent constant prin  $L_1$  de exemplu, devine:

$$L_{ext} = M - L_2 \cong \sqrt{L_1 L_2} - L_2 = L_2 \left( \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} - 1 \right) = L_2 \left( \sqrt{\frac{n_1}{n_2}} - 1 \right) \quad (3.27)$$

Această metodă oferă avantajul că valoarea necesară pentru  $L_{ext}$  se poate determina rapid, prin măsurarea fiecărei înfășurări având cealaltă înfășurare în gol (deci două măsurători) sau printr-o singură măsurătoare (a lui  $L_2$ ) dacă se cunoaște câte spire s-au bobinat pentru fiecare înfășurare. Bineînțeles că se poate determina și valoarea necesară pentru  $L_{ext}$  atunci când cuplajul nu este perfect, dar acest lucru reclamă mai multe măsurători asupra celor două bobine cuplate pentru a determina inductivitatea mutuală.

Dezavantajul metodei utilizării unei inductivități externe este existența unui dispozitiv magnetic suplimentar.

Altă posibilitate de a realiza practic condiția de pulsații nule este ajustarea coeficientului de cuplaj mutual  $k$ , prin soluții constructive mai sofisticate ce vizează modificarea geometriei miezului. Soluția are avantajul că păstrează un singur dispozitiv magnetic, dar complicațiile de fabricație sunt apreciabile.

În situația aceluiași bobine cuplate, având însă o pereche de capete de același fel legate într-un punct comun ca în Fig. 3.3a, relațiile (3.4) se mai pot scrie astfel:

$$\begin{cases} u_{L_1} = (L_1 - M) \frac{di_{L_1}}{dt} + M \left( \frac{di_{L_1}}{dt} + \frac{di_{L_2}}{dt} \right) \\ u_{L_2} = (L_2 - M) \frac{di_{L_2}}{dt} + M \left( \frac{di_{L_1}}{dt} + \frac{di_{L_2}}{dt} \right) \end{cases} \quad (3.28)$$

relații ce sugerează schema echivalentă în T din Fig. 3.3b.

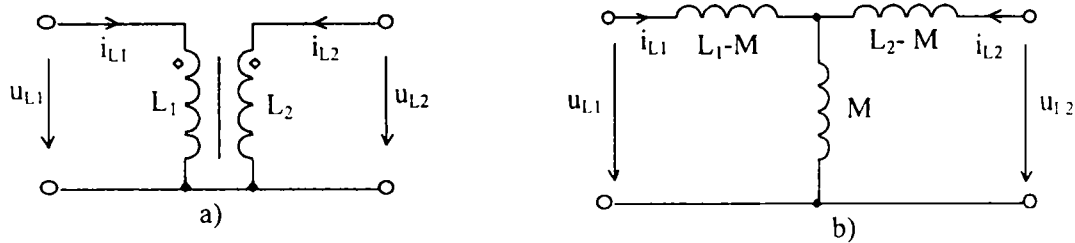


Fig. 3.3. Echivalența a două bobine cuplate cu punct comun cu un circuit în T cu bobine necuplate.

De remarcat este faptul că circuitul echivalent din Fig. 3.3b înlocuiește 2 bobine cuplate cu 3 bobine necuplate. Ordinul sistemului (dat de numărul elementelor capabile să înmagazineze energie) rămâne însă nemodificat (ordinul 2), pentru că prin  $M$  curge suma variabilelor de stare  $i_{L1} + i_{L2}$ , deci  $M$  nu reprezintă un element independent de stocare a energiei.

Evident, relațiile (3.28) sunt formal identice cu relațiile (3.4) și fără ca bobinele să aibă vreun punct comun și fără ca tensiunile pe ele să fie egale. Aceasta în ceea ce privește relațiile. În ceea ce privește configurația circuitelor echivalente este clar că atunci când se materializează relațiile (3.28) prin circuitul din Fig. 3.3b se pierde izolarea galvanică. Pierderea izolării este inevitabilă în această materializare. De aceea, pentru ca pe lângă echivalența relațiilor să avem și echivalența circuitelor a fost necesară precizarea că cele două înfășurări au un punct comun.

Dacă în ipoteza că tensiunile  $u_{L1}$  și  $u_{L2}$  sunt egale se aplică relațiile (3.7) și (3.9) pentru a avea curenții  $i_{L1}$  respectiv  $i_{L2}$  constanți circuitele devin cele din Fig. 3.4.

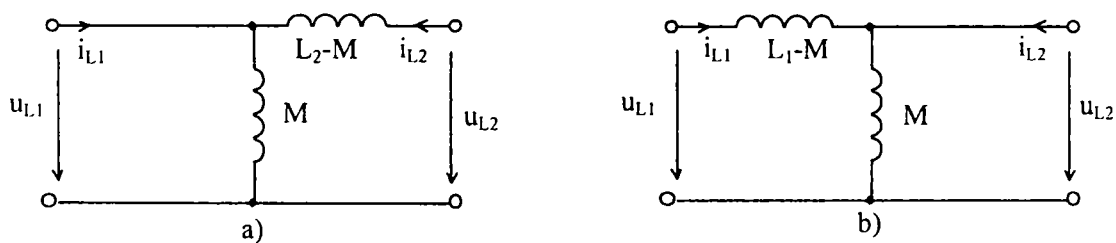


Fig. 3.4. Configurațiile circuitului în T pentru curentul  $i_{L1}$  fără pulsații (a) și curentul  $i_{L2}$  fără pulsații (b).

Aceste circuite se pot intui și fizic, deoarece pentru ca  $i_{L1}$  să aibă pulsații nule tensiunea aplicată pe inductivitatea  $L_1 - M$ , finită, trebuie să fie nulă. Cum la intrare, tensiunea este  $u_{L1}$  trebuie ca la borna din dreapta a inductivității  $L_1 - M$  să regăsim tot tensiunea  $u_{L1}$ . Deoarece  $u_{L1} = u_{L2}$  acest lucru este posibil numai dacă inductivitatea  $L_2 - M$  este nulă. Un raționament similar se poate face și pentru a avea curentul  $i_{L2}$  constant.

Se pune în mod firesc întrebarea: se pot obține simultan curenți  $i_{L1}$  și  $i_{L2}$  fără pulsații? Răspunsul este negativ și argumentarea este simplă. Dacă atât  $i_{L1}$  cât și  $i_{L2}$  au pulsații nule atunci relațiile:

$$\begin{cases} L_2 = M \\ L_1 = M \\ L_1 L_2 - M^2 \neq 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

trebuie să aibă loc simultan, ceea ce evident este imposibil deoarece înmulțind primele două relații se obține a treia relație negată. Obținerea simultană a celor doi curenți fără pulsații este deci posibilă numai dacă circuitul este modificat. Acest lucru este realizabil, așa cum a fost publicat în [19], [21], prin inserarea a încă unui transformator.

De remarcat în mod special este faptul că obținerea unuia sau altuia dintre curenții  $i_{L1}$  și  $i_{L2}$  fără pulsații nu este legată de o anumită formă de undă pentru  $u_{L1}$  și/sau  $u_{L2}$ , ci singura condiție este egalitatea acestor tensiuni. Acest lucru constituie argumentul pentru care convertoarele vor funcționa cu curenți fără pulsații și în conducție discontinuă.

### 3.2.2. Convertoare dc-dc având curent de intrare cu pulsații nule, fără izolare galvanică

Modul de analiză prezentat în continuare nu implică examinarea individuală a fiecărui convertor și de a căuta modificarea structurii circuitului pentru a obține curenții doriți cu pulsații nule, ci de a analiza și modifica convenabil celulele de bază care generează familii de convertoare, în acest fel convertoarele cu pulsații nule obținându-se prin simpla metodă de sinteză prezentată în [65]. Se acoperă în acest fel toate clasele posibile de convertoare și dacă se poate utiliza echivalența cu structura în  $T$  pentru bobine prezentată în paragraful 3.2.1, se pot obține structuri interesante de noi convertoare.

#### 3.2.2.1. Convertoare BOOST și BUCK-BOOST având curenți de intrare cu pulsații nule

Topologia celulei care stă la baza generării acestor tipuri de convertoare conține o singură bobină, deci principiul de obținere a curenților cu pulsații nule enunțat în paragraful 3.2.1 nu se poate aplica decât dacă se mai introduce o bobină în structura celulei de bază. În [65], s-a arătat cum se poate introduce această bobină și a fost demonstrată egalitatea tensiunilor pe bobine în ipoteza unor capacități suficient de mari pentru ca pulsațiile tensiunii pe ele să fie neglijabile față de componenta continuă, obținându-se câte 2 variante pentru fiecare tip de convertor. Deci, la toate aceste 6 convertoare care rezultă din celula de bază, cuplarea bobinelor și alegerea coeficientului de cuplaj conform relațiilor (3.16) sau (3.17) asigură curentul de ieșire cu pulsații nule pentru convertoarele BUCK și curent de intrare cu pulsații nule pentru convertoarele BOOST și BUCK-BOOST. Câte un exemplu de convertor BOOST și BUCK-BOOST cu curent de intrare fără pulsații rezultate din această celulă este prezentat în Fig 3.7a, respectiv Fig. 3.7c.

În acest punct trebuie făcută o precizare importantă. Egalitatea tensiunilor pe bobine s-a demonstrat în ipoteza unor capacități suficient de mari pentru ca pulsațiile tensiunii pe ele să fie neglijabile față de componenta continuă [65]. De fapt numai egalitatea componentelor continue este adevărată, iar în practică nici măcar aceasta pentru că bobinele prezintă rezistențe serie nenule pe care apar căderi suplimentare de tensiune. Chiar și în ipoteza unor bobine ideale egalitatea tensiunilor pe ele ar cere capacități infinite. Deci, prezența pulsațiilor nenule pe capacități și a rezistențelor parazite din circuit face ca egalitatea tensiunilor instantanee pe bobine să fie numai aproximativă, în consecință și curenții nu vor fi eminentemente constanți ci vor avea pulsații mici, dar nenule. Aceeași situație se va regăsi la

toate convertoarele cu curenți cu pulsații nule. De aceea unii autori denumesc aceste convertoare drept convertoare cu pulsații nule punând cuvântul “nule” între ghilimele (‘zero’ current ripple).

Se impune o observație legată de convertoarele având structura ca și cele BUCK-BOOST din Fig. 3.7. Pentru acestea nu este necesară o capacitate de filtraj în paralel cu sarcina  $R$ . Rezistența echivalentă serie a condensatorului  $C$  și pulsațiile tensiunii  $U_g$  impun calitatea tensiunii de ieșire, deoarece  $u_o = U_g - u_C$ . Dependența tensiunii de ieșire de cea de intrare conduce la o audiosusceptibilitate mare, ceea ce reprezintă un dezavantaj, pentru reducerea acesteia se plasează la ieșire o capacitate  $C_o$  de valoare  $C_o < C/20$ .

O parte dintre topologii au fost raportate în articolele amintite în introducere [6], [145], [146], [62], altele sunt topologii noi diferind numai prin punctul în care se conectează a doua bornă a bobinei  $L_1$ .

Autorul va insista asupra modului în care se modifică aceste convertoare dacă se aplică transformarea în  $T$  tratată la pct. 3.2.1. Pentru aceasta primul pas este modificarea celulei de bază astfel încât cele două bobine componente să aibă o pereche de începuturi legate într-un punct comun. Luând ca exemplu celula de bază din Fig. 3.5a cu începuturile marcate, aplicarea transformării în  $T$  este acum posibilă, celula evoluând ca în Fig. 3.5b. Cum terminalul  $L$  al celulei este cel ce se leagă la sursă sau la sarcină desigur dorim ca prin acest terminal curentul să fie fără pulsații. În consecință este necesar ca  $M = L_1$ , celula devenind cea din Fig. 3.6. Comparând această celulă cu celula de bază generatoare a convertoarelor BUCK, BOOST, BUCK-BOOST clasice [65] se observă că ea conține suplimentar filtrul  $(L-L_1)-C_1$ . Este clar acum că structurile care se obțin din această celulă vor fi variante ale convertoarelor clasice având la intrare (pentru BOOST), la ieșire (pentru BUCK) sau intern (BUCK-BOOST) un filtru suplimentar. Dintre acestea, de interes pentru corecția factorului de putere rămân doar convertoarele BOOST și BUCK-BOOST, având curentul de intrare fără pulsații prezentate în Fig. 3.7b respectiv Fig. 3.7d.

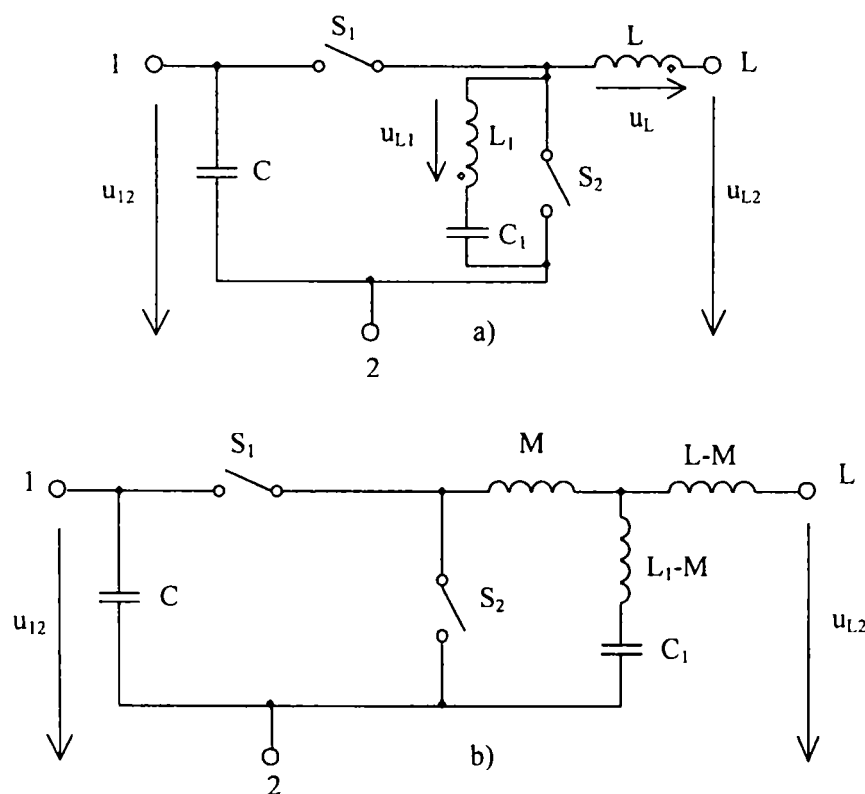


Fig. 3.5. Transformarea celulei având bobinele cuplate prin echivalarea acestora cu circuitul în  $T$ .



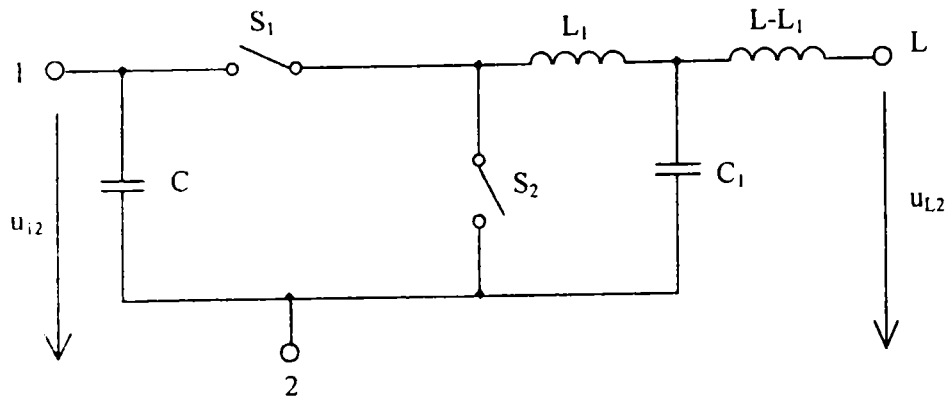


Fig. 3.6. Pentru un curent având pulsații nule prin borna  $L$  celula este echivalentă cu celula originală cu bobine necuplate la care se adaugă un filtru de ordinul 2 în borna  $L$ .

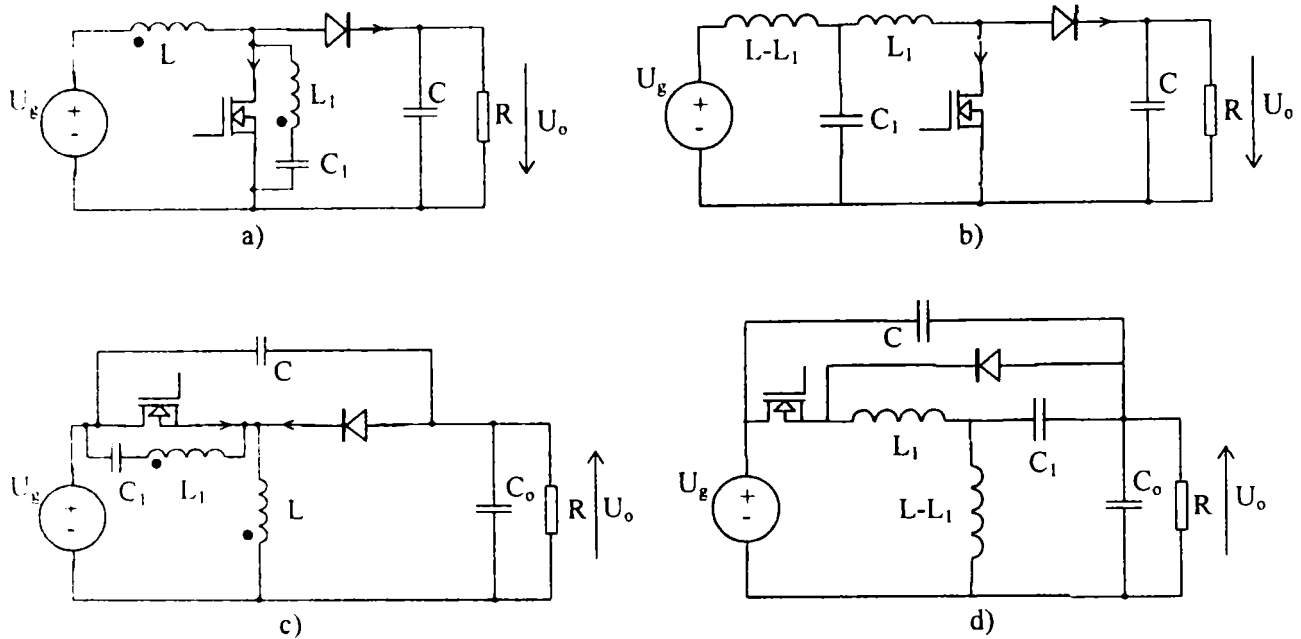


Fig. 3.7. a - Convertor BOOST cu curent de intrare fără pulsații, cu bobine cuplate,  
 b - Convertor BOOST cu curent de intrare fără pulsații, cu bobine necuplate și filtru la intrare,  
 c - Convertor BUCK-BOOST cu curent de intrare fără pulsații, cu bobine cuplate,  
 d - Convertor BUCK-BOOST cu curent de intrare fără pulsații, cu bobine necuplate și filtru intermediar.

În situația implementării practice, se poate pune în mod normal problema care dintre topologii sunt mai performante: cele obținute cu celula din Fig. 3.5a sau cele obținute cu celula din Fig. 3.6, în condițiile în care ambele asigură curenți cu pulsații nule prin terminalul  $L$ . Răspunsul nu este unul tranșant în favoarea uneia sau alteia dintre celule, **autorul prezentând câteva avantaje și dezavantaje** ale fiecărei topologii după cum urmează:

Avantajele convertoarelor din Fig. 3.7a,c sunt:

- utilizarea unui singur miez magnetic pe care se realizează ambele bobine.
- bobina  $L_1$  fiind în serie cu capacitatea  $C_1$  este parcursă de un curent fără componentă continuă, spre deosebire de aceeași bobină din Fig. 3.7b,d care va prelua și componente continue. Deci miezul va fi de dimensiuni mai mici și pierderile ohmice în înfășurare mai mici. La pierderi egale se va utiliza o sârmă de secțiune mai mică. [146].

Dezavantajele convertoarelor din Fig. 3.7a,c comparativ cu cele din Fig. 3.7b,d sunt:

- este necesară asigurarea unei reproductibilități a cuplajului dintre bobine, lucru ce se poate realiza, așa cum s-a văzut, prin utilizarea unei bobine suplimentare pentru

ajustare în serie cu  $L_1$ . Dar în acest caz se pierde avantajul utilizării unui singur miez magnetic. O altă posibilitate este ajustarea coeficientului de cuplaj  $k$  prin procedee mecanice și de fabricație a miezului, unde apare “problema numărului întreg” [119] care se poate evita numai cu o geometrie specială a miezului.

- cuplarea bobinelor pe același miez poate duce și la capacități parazite și deci o supresie mai puțin eficientă a fenomenelor la înaltă frecvență. Acest lucru cere deci un bobinaj special și îngrijit.

În concluzie, decizia alegerii uneia sau alteia din variante trebuie să se facă din punctul de vedere al fabricației, corelată cu cerințele de gabarit și compatibilitate electromagnetică.

### 3.2.2.2. Convertor ĆUK și o variantă de convertor BOOST având curenți de intrare cu pulsații nule

Celula de bază pentru aceste convertoare [65] este cea din Fig. 3.8, aceasta conținând din start două inductanțe. Se poate arăta că dacă se aleg sensurile tensiunilor pe bobine ca în figură atunci tensiunea pe capacitatea  $C_1$  (presupusă suficient de mare) este  $U_{L1X} + U_{XL2}$  unde  $U_{L1X}$  și  $U_{XL2}$  sunt tensiuni cvasiconstante fiind combinații liniare dintre tensiunea de intrare și de ieșire. Ținând cont de acest fapt se demonstrează imediat că tensiunile pe bobine pe duratele celor două stări topologice sunt  $U_{L1X}$  respectiv  $U_{XL2}$ , deci egale. Rezultă deci că bobinele se pot cupla, alegând începuturile așa cum s-au marcat în figură. Pentru a putea utiliza configurația în  $T$  pentru bobine celula trebuie modificată astfel încât bobinele să aibă o pereche de capete de același fel comune. Două moduri posibile de realizare se dau în Fig. 3.9a și în Fig. 3.9b. Se remarcă imediat că cele două celule sunt de fapt una și aceeași structură, una fiind derivată din cealaltă prin oglindire. De aceea se va studia numai una dintre ele și anume cea din Fig. 3.9b.

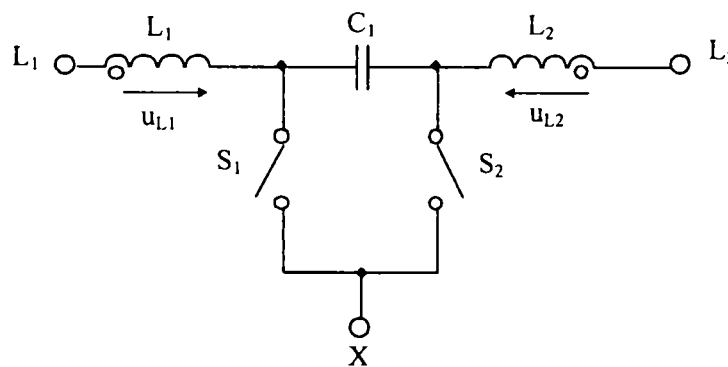


Fig. 3.8. Celula de bază pentru familia ĆUK și modul de cuplare a bobinelor pentru curenți fără pulsații prin  $L_1$  sau  $L_2$ .

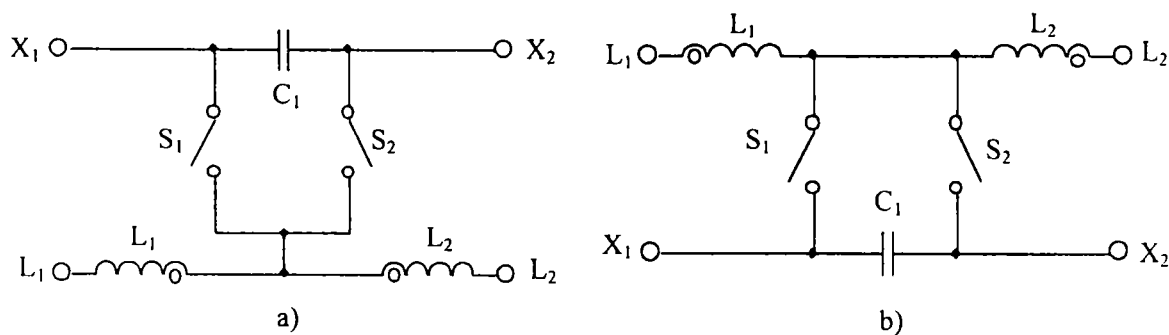


Fig. 3.9. Două modificări ale celulei ĆUK pentru a obține bobinele conectate între ele.

Efectuând transformarea în  $T$  a bobinelor pe această celulă se obține structura din Fig. 3.10. Impunând curenți cu pulsații nule prin bornele  $L_1$  și  $L_2$  schemele celulelor corespunzătoare devin cele din Fig. 3.11a respectiv 3.11b.

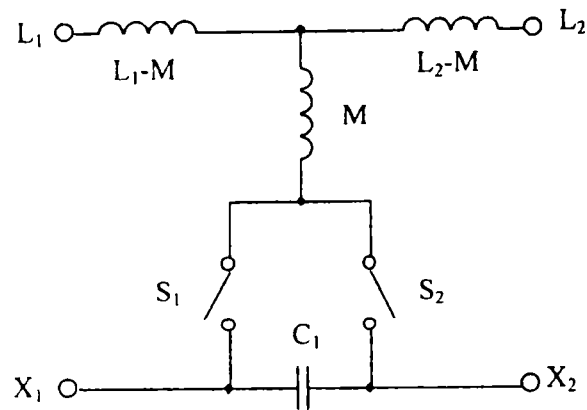


Fig. 3.10. Celula de bază cu echivalarea în T a bobinelor cuplate.

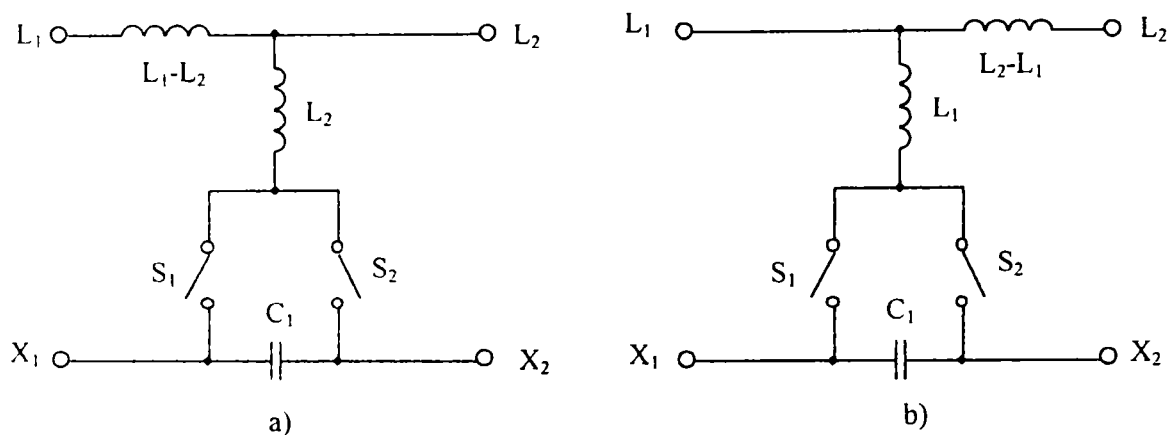


Fig. 3.11. Structura celulei cu bobine necuplate care asigură curent fără pulsații prin borna  $L_1$  (a) și  $L_2$  (b)

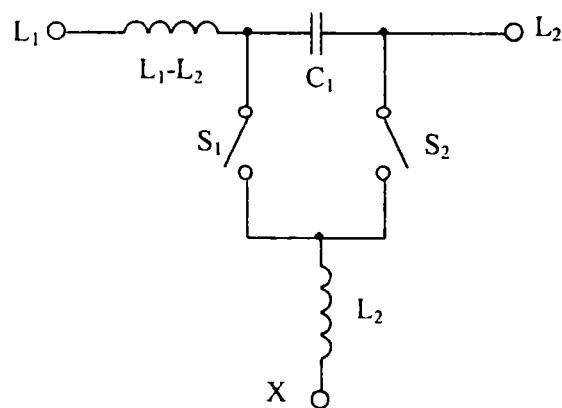


Fig. 3.12. Rearanjarea celulei din Fig. 3.10a pentru a obține o celulă cu 3 terminale

Din nou se distinge faptul că cele două scheme din Fig. 3.11 sunt echivalente structural, fiind simetrice ca și topologie după o dreaptă verticală ce trece prin  $C_1$ . De aceea este suficient să alegem pentru studiu una dintre ele, fie ea cea din Fig. 3.11a. Această structură se poate la rândul său transforma în celula din Fig. 3.12 prin mutarea bobinei  $L_1-L_2$  pe ramura serie externă bornelor  $L_1$  și  $X_1$  (în exteriorul celulei între  $L_1$  și  $X_1$  nu se conectează decât un element) și apoi prin oglindire.

Transformarea este deosebit de utilă pentru că furnizează o celulă cu 3 terminale. Să remarcăm că celula din Fig. 3.12 este identică cu cea prezentă în convertoarele propuse de Capel în [10]. Plecând de la această celulă și folosind procedura de sinteză [65] se pot genera toate structurile de conversoare posibile, acestea moștenind proprietățile celulei. În particular aceea că prin inductivitatea  $L_1-L_2$  curentul este fără pulsații. Pentru că celula nu prezintă simetrie vor rezulta prin generare 6 topologii pentru borna minus a sursei comune cu sarcina. Din punct de vedere practic, al corecției factorului de putere, ușurinței filtrajului, gabariturii și perturbațiilor electromagnetice se dorește numai curent de intrare în convertor fără pulsații. Cum acest curent este cel care intră în borna  $L_1$  a celulei rezultă că numai topologiile la care borna  $L_1$  este legată la sursă sunt de interes. Rămân astfel de analizat din cele 6 topologii numai 2. Cele 2 structuri de conversoare rezultate sunt cele din Fig. 3.13.

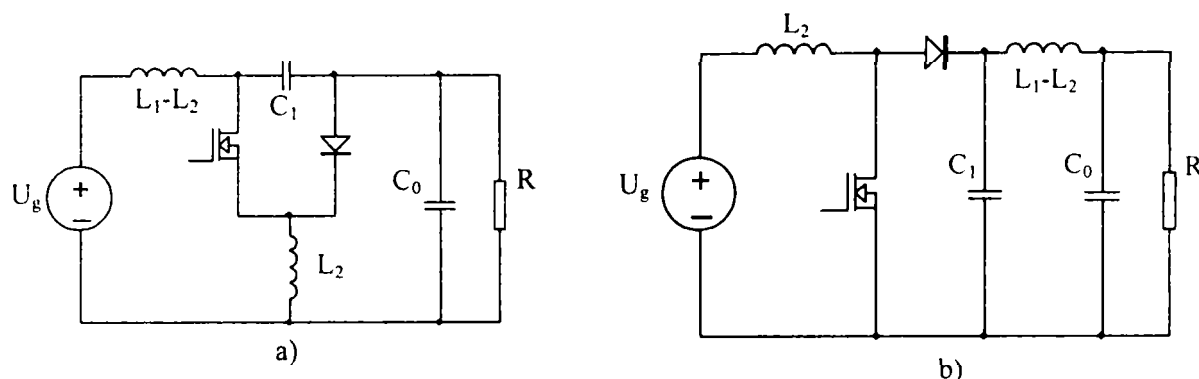


Fig. 3.13. a - Convertor ĆUK cu curent de intrare fără pulsații.  
b - Convertor BOOST cu curent de intrare fără pulsații.

**Autorul a obținut astfel o nouă topologie de convertor ĆUK cu bobine necuplate care asigură curent fără pulsații la intrare**, Fig. 3.13a. În cealaltă structură, din Fig. 3.13b, se regăsește convertorul BOOST cu filtru suplimentar  $L-C$  la ieșire, având curent de intrare fără pulsații, el prezentând un interes scăzut din punct de vedere practic.

În opinia autorului noua topologie de convertor ĆUK cu curenți de intrare fără pulsații și fără bobine cuplate are o serie de avantaje și dezavantaje după cum urmează:

Avantaje:

- comparativ cu convertorul ĆUK convențional corespunzător, ce utilizează tot bobine necuplate, circuitul are pulsații mult mai reduse, la complexități (ca număr de elemente) de circuit egale. Deci efortul de filtrare va fi mai mic. Mai mult, inductivitățile acestor convertoare sunt mai mici decât cele din convertoarele convenționale ( $L_1-L_2$  față de  $L_1$ ) deci dispozitivele magnetice vor fi mai reduse.
- în comparație cu convertorul ĆUK convențional cu bobine cuplate noua structură are realizabilitate mai mare, întrucât nu se pune problema ajustării cuplajului sau al vreunui element.
- în primă aproximație circuitul are densitate de putere egală cu cea din convertorul ĆUK convențional cu bobine cuplate.

Dezavantaje:

- tranzistorul este flotant față de punctul comun al sursei și sarcinii, ceea ce pune unele probleme pentru circuitul de comandă.
- nu există posibilitatea ca prin modificări simple ale circuitului să se obțină curenți cu pulsații nule simultan la intrare și la ieșire, așa cum este posibil în cazul convențional [21].

Pentru verificarea modului de funcționare a fost simulată noua variantă de convertor ĆUK cu curenți de intrare fără pulsații și fără bobine cuplate (schema pentru simulare fiind

prezentată în Fig. 3.14sus) comparativ cu varianta clasică a convertorului ĆUK (schema pentru simulare fiind prezentată în Fig. 3.14jos).

Parametrii circuitului în vederea simulării au fost:

$$U_g = 24 \text{ V}; \quad f_s = 50 \text{ kHz}; \quad D = 0.4; \quad L_1 = 600 \mu\text{H}; \quad L_2 = 500 \mu\text{H}; \quad L_1 - L_2 = 100 \mu\text{H};$$

$$L_{2\text{necuplat}} = 500 \mu\text{H}; \quad k_{12} = 0.913; \quad C_{11} = C_{12} = 100 \mu\text{F}; \quad C_{o1} = C_{o2} = 2 \mu\text{F}; \quad R_1 = R_2 = 10 \Omega$$

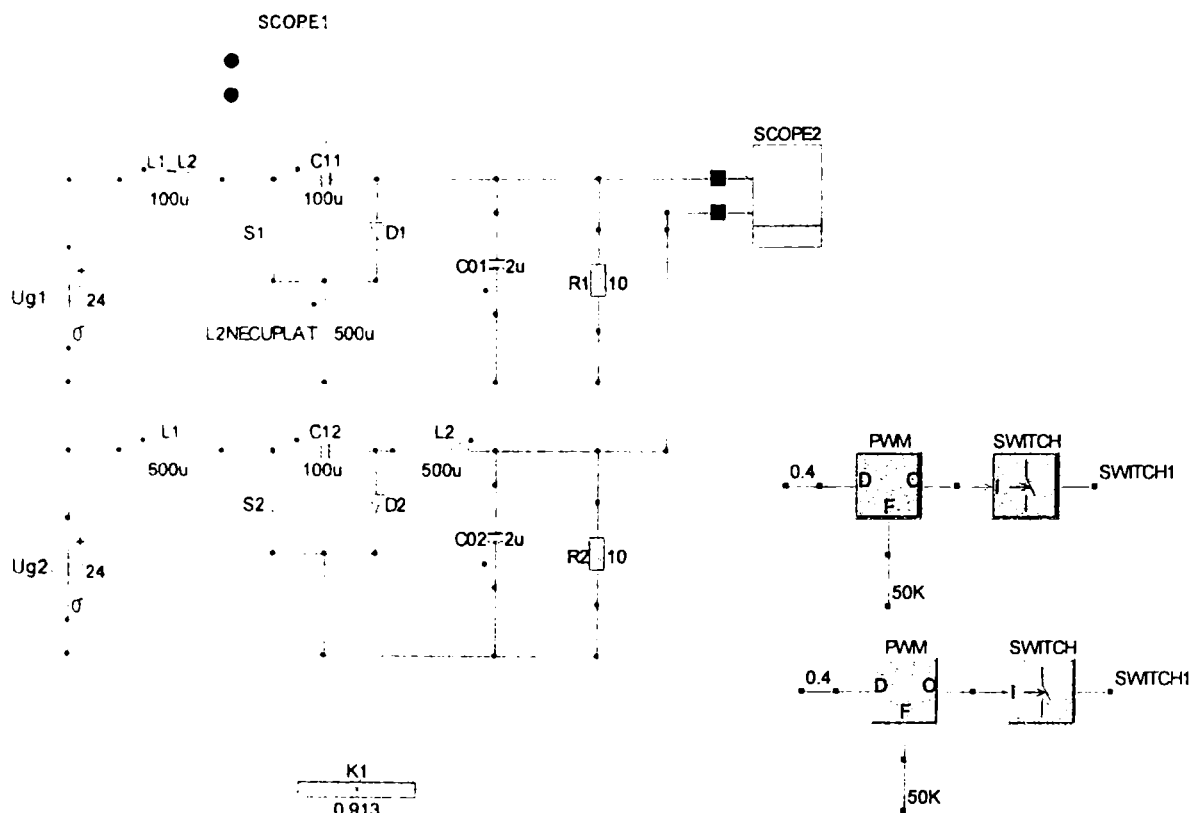


Fig. 3.14 Schemele utilizate pentru simularea convertoarelor ĆUK

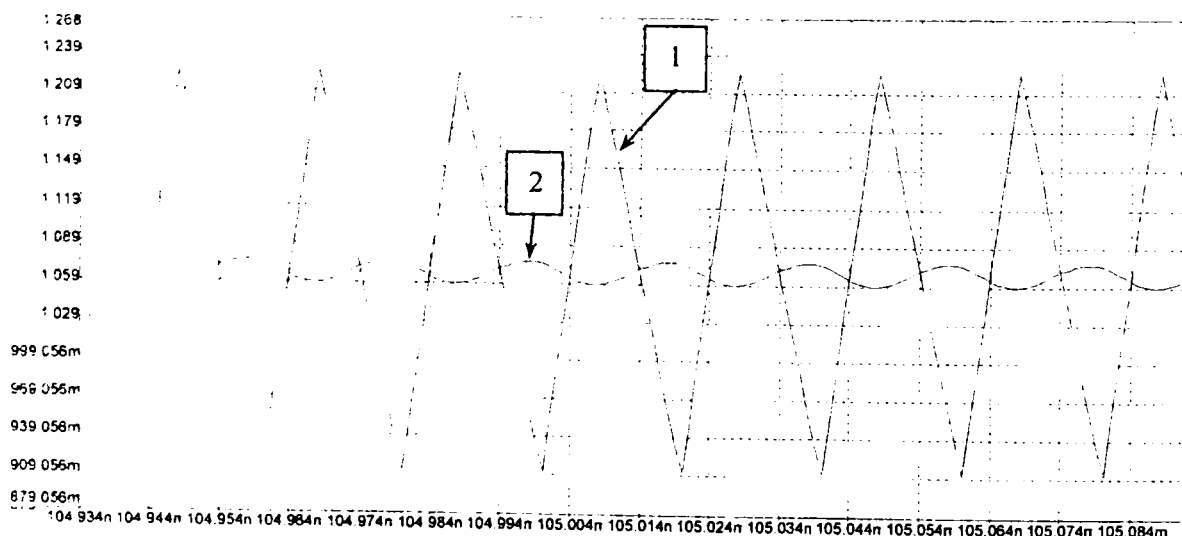


Fig. 3.15 Pulsățiile curentului de intrare al convertorului ĆUK clasic fără bobine cuplate (1), și cu bobine cuplate (2)

Convertorul ĆUK clasic, din partea de jos a Fig. 3.14, a fost simulat în două situații: bobinele  $L_1$  și  $L_2$  nu sunt cuplate ( $k_{12}=0$ ), respectiv acestea sunt cuplate ( $k_{12}=0,913$ ) conform

topologiei care rezultă din celula cu bobine cuplate din Fig. 3.8. Analizând formele de undă ale curenților de intrare în aceste două situații, prezentate în Fig.3.15, se observă că pulsațiile au amplitudine redusă în situația utilizării de bobine cuplate magnetic.

Pe de altă parte, simulând convertorul ĆUK fără bobine cuplate prezentat în partea de sus a Fig. 3.14, având structura rezultată pe baza celulei transformate din Fig. 3.12, se obțin aceleași valori ale pulsațiilor curentului de intrare ca și în cazul convertorului ĆUK clasic cu bobine cuplate. În Fig. 3.16a se poate observa că formele de undă ale curenților de intrare pentru cele două topologii aproape coincid, amplitudinea pulsațiilor fiind aceeași, valoarea vârf la vârf a acestora reprezentând sub 2% din valoarea componentei continue a curentului de intrare, așa cum se poate observa calitativ din Fig. 3.16b.

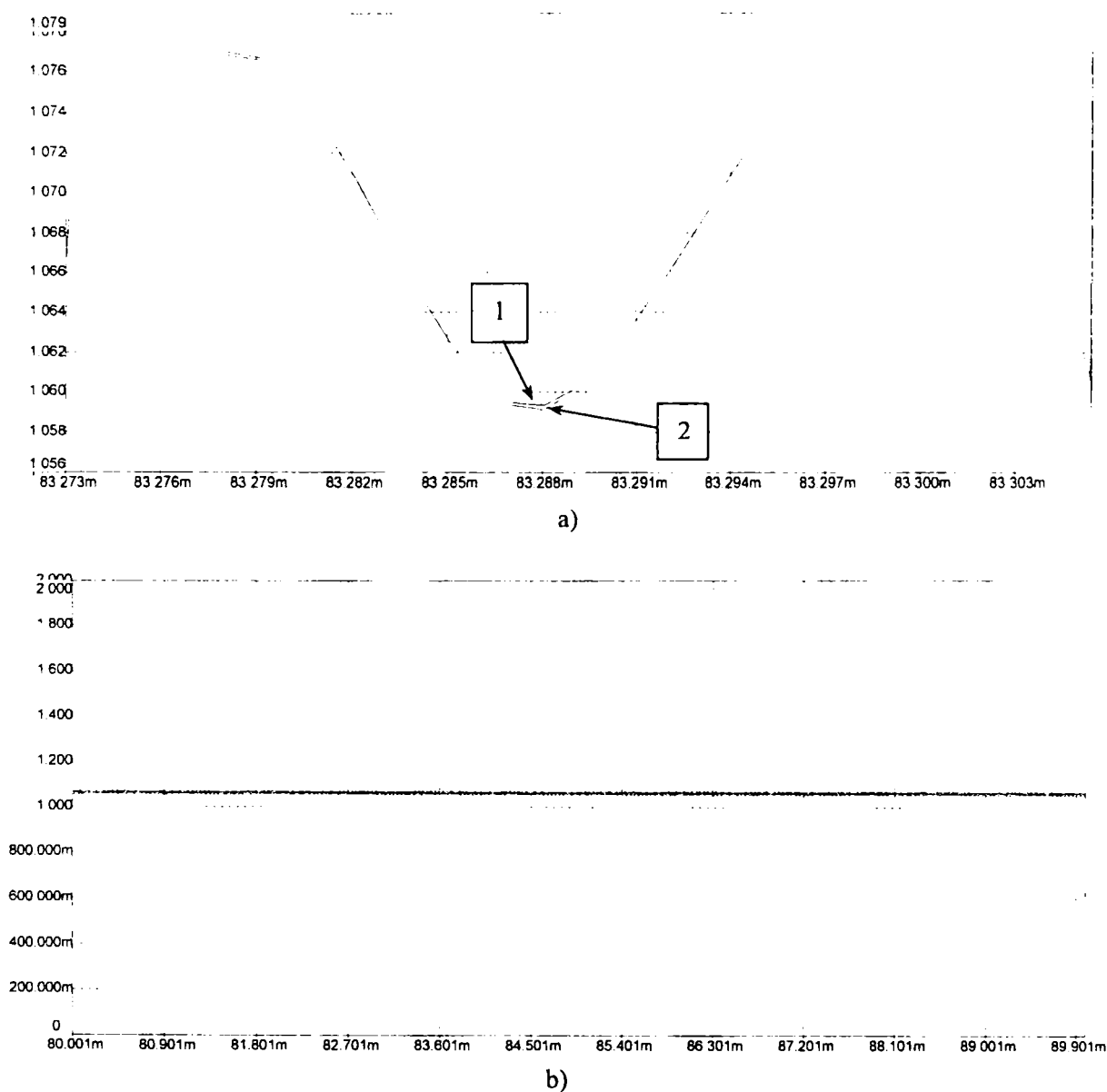


Fig. 3.16 a-Pulsațiile curentului de intrare al convertoarelor ĆUK clasic cu bobine cuplate (1) și ĆUK cu bobine necuplate din Fig. 3.13a (2)  
b-Curenții de intrare ai convertoarelor mai sus menționate

Se confirmă astfel superioritatea topologiei ĆUK prezentată în Fig. 3.13a, atât față de varianta ĆUK clasică fără bobine cuplate, prin reducerea pulsațiilor curentului de intrare, cât și față de varianta ĆUK clasică cu bobine cuplate, prin lipsa cuplajului și a utilizării unor valori mai mici pentru bobine în condițiile obținerii aceluiași valori reduse a pulsațiilor de curent la intrare.

În concluzie, *varianta propusă de către autor* a convertorului CUK având curent de intrare fără pulsații și bobine necuplate poate fi utilizat cu succes în aplicațiile dc-dc necesitând un factor de putere unitar.

### 3.2.2.3. Convertoare SEPIC și WATKINS-JOHNSON INVERS având curenți de intrare cu pulsații nule

Obținerea unor variante de convertoare ZETA și SEPIC cu pulsații nule la ieșire respectiv intrare folosind două bobine necuplate este de asemenea posibilă prin transformarea celulei ZSWJ [65]. Dintre topologiile rezultate, autorul prezintă convertorul SEPIC deoarece acesta oferă curent de intrare fără pulsații. Schema sa fiind cea din Fig. 3.17.

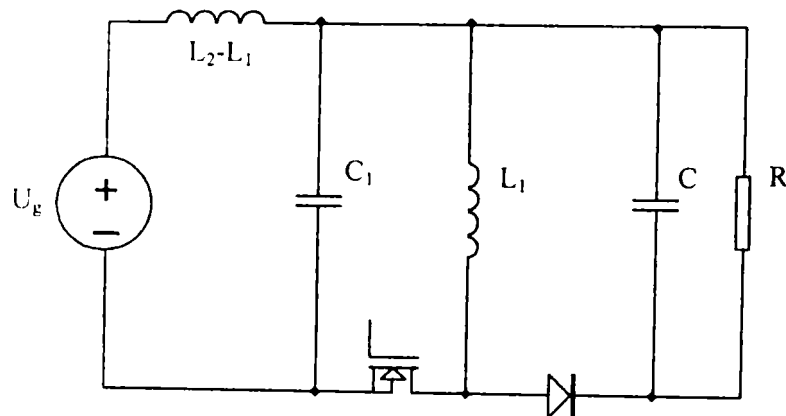


Fig. 3.17. Convertor SEPIC cu bobine necuplate având curent de intrare fără pulsații

Este interesant faptul că acest convertor este echivalent cu un convertor BUCK-BOOST cu un filtru suplimentar la intrare. Deci, practic el nu reprezintă o topologie nouă și în această formă prezintă mai puțin interes. Totuși, dacă bobinele sunt cuplate, avantajul față de topologia clasică fără bobine cuplate este acela că se obțin pe lângă curenți de intrare cu pulsații nule prin utilizarea unui singur dispozitiv magnetic.

În privința celor 4 convertoare: WATKINS-JOHNSON, WATKINS-JOHNSON INVERS și a variantelor lor [65] se arată ușor că tensiunile pe cele două bobine sunt egale.

Autorul face observația că este imposibilă rearanjarea topologiei celulei astfel încât cele două bobine să aibă o pereche de borne comună. Deci fără modificări de substanță ale celulei (adăugarea de noi elemente) este imposibil de obținut curenți cu pulsații nule cu bobine necuplate. Însă cuplarea bobinelor asigură pulsații nule pentru curentul de intrare la varianta de convertor WATKINS-JOHNSON INVERS.

### 3.2.2.4. Convertor pătratic $\delta_1$ -BOOST având curent de intrare cu pulsații nule

O analiză a celulelor din care se generează convertoarele pătratice relevă imediat faptul că deși ele conțin câte două bobine, tensiunile pe acestea nu sunt egale. Vor trebui deci introduse în celule o bobină suplimentară și o capacitate în serie, conectate adecvat, în funcție de ce curent se vizază (dacă este posibil, bineînțeles) să fie fără pulsații.

Din fericire modul de inserare a acestor elemente este analog cu cel practicat în cazul celulei generatoare a convertoarelor BUCK, BOOST și BUCK-BOOST, pentru că se pot identifica astfel de subcelule în celulele convertoarelor pătratice. În Fig. 3.18 se arată pentru exemplificare cum se poate modifica în acest sens celula  $\delta_1$  inserând grupul  $L_C-C_C$  și, ca aplicație, după efectuarea tuturor transformărilor în Fig. 3.19 se prezintă un convertor  $\delta_1$ -

BOOST cu curent de intrare fără pulsații și bobine necuplate. Se observă din nou echivalența cu un convertor  $\delta_1$ -BOOST clasic cu filtru la intrare.

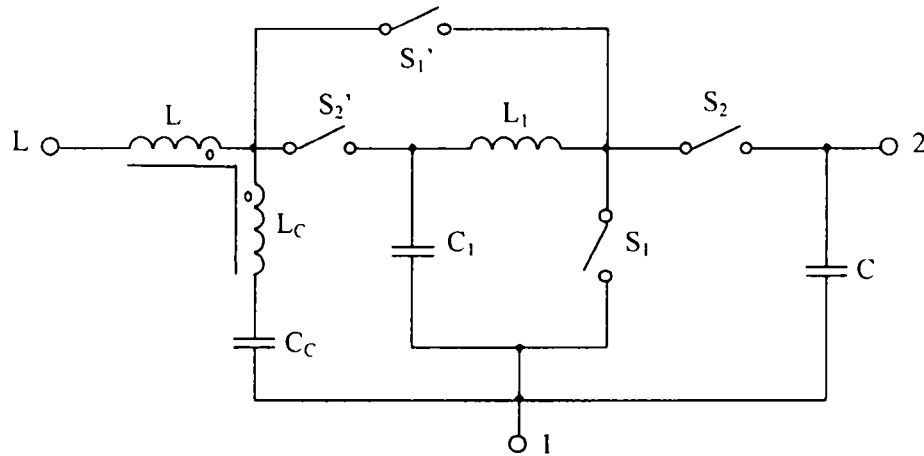


Fig. 3.18. Celula  $\delta_1$  pentru curent cu pulsații nule prin bobina  $L$

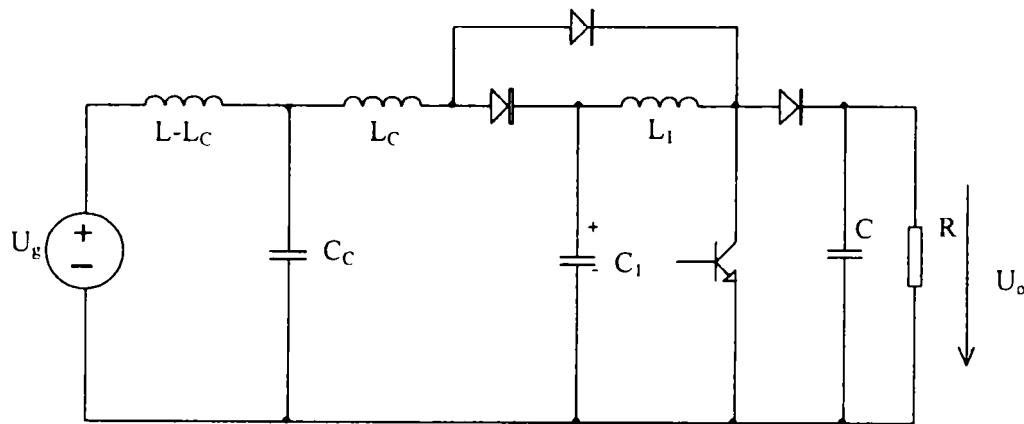


Fig. 3.19. Convertor  $\delta_1$ -BOOST cu curent de intrare fără pulsații și bobine necuplate

### 3.2.3. Principiul obținerii curentilor cu pulsații nule în convertoarele dc-dc cu izolare galvanică

În cadrul prezentului paragraf *autorul va prezenta în mod detaliat* modul de deducere a relațiilor matematice generale pentru obținerea de pulsații nule în cazul a 3 bobine cuplate magnetic, condiții ce pot fi aplicate în vederea obținerii structurilor de convertoare *cu izolare și fără pulsații la intrare*.

Fie trei bobine cuplate  $L_1, L_2, L_3$ , conform Fig.3.20 și să presupunem că se dorește curent fără pulsații printr-un din ele, fie ea  $L_1$ .

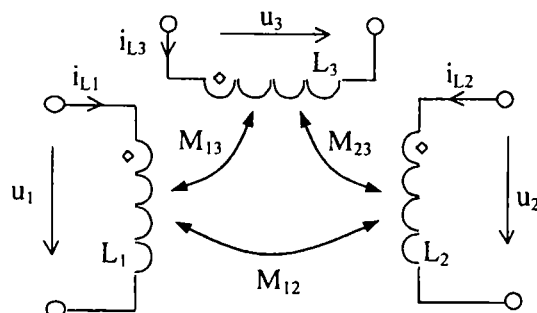


Fig. 3.20. Sensurile curentilor și tensiunilor celor trei bobine cuplate magnetic examinate.

O posibilitate de realizare a acestei condiții este ca, prin anumite procedee, să impunem tensiuni egale pe  $L_1$  și pe o altă bobină, fie ea  $L_2$ :



$$u_1 = u_2 \quad (3.30)$$

Ecuatiile ce guvernează trei bobine cuplate se cunoaște că au forma:

$$\begin{cases} u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} \\ u_2 = M_{12} \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} \\ u_3 = M_{13} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_2}{dt} + L_3 \frac{di_3}{dt} \end{cases} \quad (3.31)$$

Se deduc în continuare condițiile de curent constant  $i_l$  în condițiile date de (3.30) și (3.31). De reținut că rezultatele sunt generale, deoarece demonstrația se bazează numai pe relațiile (3.30) și (3.31). Exprimând pe  $di_l/dt$  din (3.31), ținând cont de (3.30), rezultă:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{(L_2 L_3 + M_{12} M_{23} - M_{13} L_2 - M_{23}^2)u_1 + (M_{13} M_{23} - L_3 M_{12})u_2}{L_1 L_2 L_3 + 2M_{12} M_{13} M_{23} - (M_{23}^2 L_1 + M_{13}^2 L_2 + M_{12}^2 L_3)} \quad (3.32)$$

Evident, dacă  $i_l$  este curent constant atunci  $di_l/dt=0$ . Pe de altă parte, din (3.32)  $di_1/dt$  trebuie să fie zero independent de valorile lui  $u_1$  și  $u_2$ . Aceasta înseamnă că în (3.32) cele două paranteze de la numărător trebuie să fie ambele nule, iar numitorul nenul. Deci:

$$L_2 L_3 + M_{12} M_{23} - M_{13} L_2 - M_{23}^2 = 0 \quad (3.33)$$

$$M_{13} M_{23} - L_3 M_{12} = 0 \quad (3.34)$$

$$L_1 L_2 L_3 + 2M_{12} M_{13} M_{23} - (M_{23}^2 L_1 + M_{13}^2 L_2 + M_{12}^2 L_3) \neq 0 \quad (3.35)$$

Din (3.34) se găsește valoarea lui  $L_3$ :

$$L_3 = \frac{M_{13} M_{23}}{M_{12}} \quad (3.36)$$

Înlocuind în (3.33) valoarea lui  $L_3$  dată de (3.36), după câteva calcule simple se obține

$$(L_2 M_{13} - M_{12} M_{23})(M_{23} - M_{12}) = 0 \quad (3.37)$$

Examinând relația (3.37) este evident că există două posibilități, corespunzătoare câte uneia din cele două paranteze. În prima situație dacă:

$$L_2 M_{13} - M_{12} M_{23} = 0 \quad (3.38)$$

rezultă valoarea lui  $L_2$  ca fiind:

$$L_2 = \frac{M_{12} M_{23}}{M_{13}} \quad (3.39)$$

În (3.32), substituind pe  $L_2$  dat de (3.39), dând factor comun la numărător și numitor pe  $(L_2 M_{13} - M_{12} M_{23})$  și efectuând simplificarea, se obține:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{M_{23} u_1 - M_{13} u_2}{L_1 M_{23} - M_{13} M_{12}} \quad (3.40)$$

Din (3.40) este evident că  $di_1/dt$  nu este zero independent de valorile lui  $u_1$  și  $u_2$ , rezultând deci că (3.39) nu este o condiție satisfăcătoare pentru (3.37).

A doua situație posibilă care conduce la anularea lui (3.37) este:

$$M_{12} = M_{23} \quad (3.41)$$

Din (3.36) și (3.41) rezultă imediat că:

$$L_3 = M_{13} \quad (3.42)$$

Folosind pentru  $L_3$  relația (3.42) și făcând uz de (3.41) în evaluarea membrului stâng, condiția (3.35) capătă forma:

$$(L_2 M_{13} - M_{12}^2)(L_1 - M_{13}) \neq 0 \quad (3.43)$$

Relația (3.43) are loc dacă ambele paranteze care o compun sunt nenule. Deci este necesar ca:

$$L_1 \neq M_{13} \quad \text{și} \quad L_2 \neq \frac{M_{12}^2}{M_{13}} \quad (3.44)$$

sau echivalent, dacă se ține cont și de relația (3.42):

$$L_1 \neq L_3 \quad \text{și} \quad L_2 \neq \frac{M_{12}^2}{L_3} \quad (3.45)$$

Condiția (3.42) poate fi scrisă și în funcție de coeficientul de cuplaj  $k_{13}$ , ținând cont că:

$$M_{13} = k_{13} \sqrt{L_1 L_3} \quad (3.46)$$

Folosind (3.46), relația (3.42) devine

$$L_3 = k_{13} \sqrt{L_1 L_3} \quad (3.47)$$

rezultând că:

$$k_{13} = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \quad (3.48)$$

Similar, (3.41) se poate scrie în forma

$$k_{12} \sqrt{L_1 L_2} = k_{23} \sqrt{L_2 L_3} \quad (3.49)$$

sau

$$k_{12} = k_{23} \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \quad (3.50)$$

Ținând cont de (3.48), relația (3.50) devine

$$k_{12} = k_{23} k_{13} \quad (3.51)$$

De asemenea și a doua inegalitate din (3.45) se scrie în termenii coeficienților de cuplaj astfel:

$$L_2 \neq \frac{k_{12}^2 L_1 L_2}{L_3} \quad (3.52)$$

sau

$$\frac{L_3}{L_1} \neq k_{12}^2 \quad (3.53)$$

Utilizând relația (3.48), (3.53) devine:

$$k_{13}^2 \neq k_{12}^2 \quad (3.54)$$

adică

$$k_{12} \neq k_{13} \quad (3.55)$$

Astfel (3.45), (3.48), (3.51) și (3.55) sunt condițiile necesare pentru a obține curent de intrare constant prin  $L_1$ . Este interesant de observat că, deoarece  $k_{13} \leq 1$ , din (3.48) rezultă că

$$L_3 \leq L_1 \quad (3.56)$$

Dar prima relație din (3.45) arată că egalitatea nu poate avea loc în (3.56) și de aceea rezultă:

$$L_3 < L_1 \quad (3.57)$$

Pe de altă parte, examinând (3.51) și (3.55) este evident că este necesar ca:

$$k_{23} \neq 1 \quad (3.58)$$

Astfel, **condițiile finale deduse de autor** pentru a obține curent constant prin  $L_1$  sunt:

$$L_3 < L_1 \quad (3.59)$$

$$k_{13} = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \quad (3.60)$$

$$k_{12} = k_{23} k_{13} \quad (3.61)$$

$$k_{23} \neq 1 \quad (3.62)$$

6/15. 6311

### 3.2.3.1. Convertor FLYBACK având curent de intrare fără pulsații

Pentru a obține curent de intrare fără pulsații într-un convertor FLYBACK este necesară impunerea de tensiuni egale pe primar și pe încă o bobină existentă sau nu în circuit. Aceasta se realizează în mod tradițional, prin adăugarea unei configurații serie formată dintr-o bobină suplimentară  $L_3$  și o capacitate suplimentară  $C_1$ , în așa fel încât să se formeze o buclă care să conțină pe  $L_1$ ,  $L_3$ ,  $C_1$  și numai surse de tensiune sau capacități de valori mari (care să poată fi asimilate cu surse de tensiune constante la frecvențe mari). În convertorul FLYBACK o astfel de buclă se poate obține conectând grupul  $L_3$ - $C_1$  în paralel pe tranzistorul întrerupător, așa cum se arată în Fig. 3.21.

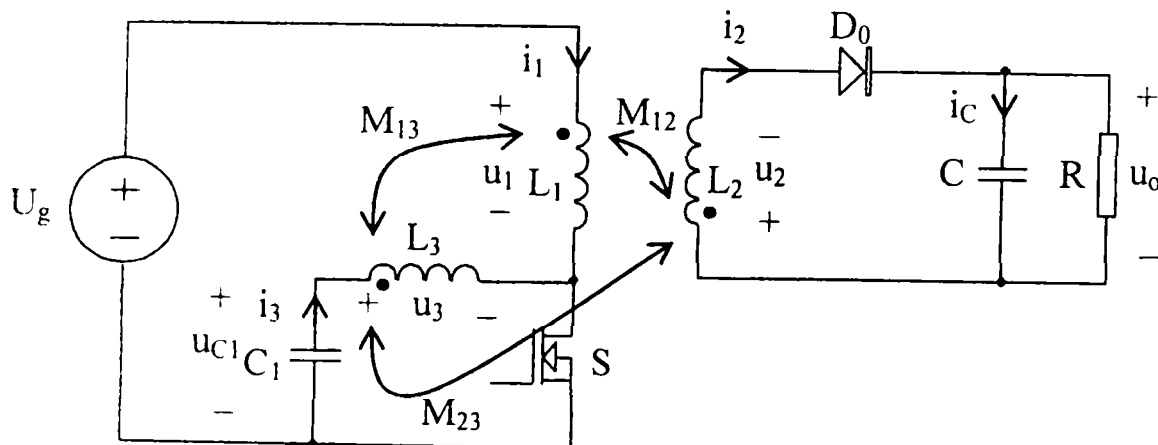


Fig. 3.21. Convertorul FLYBACK cu curent de intrare fără pulsații propus.

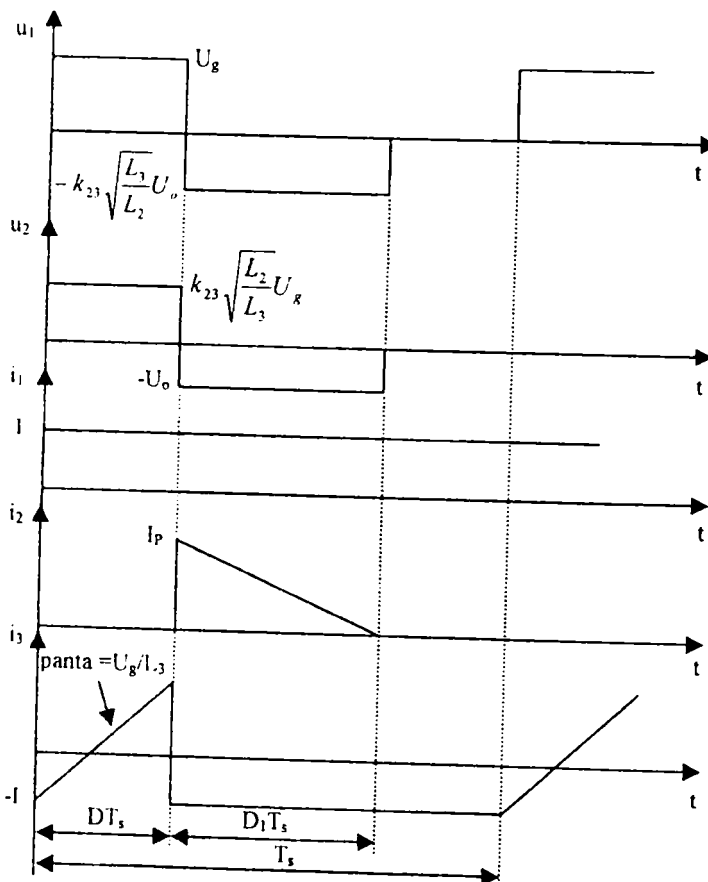


Fig. 3.22. Principalele forme de undă în stare staționară pentru un convertor FLYBACK DCM având curent de intrare fără pulsații.

Studiul efectuat în continuare se referă la modul DCM [84], deși aceeași condiție de curent de intrare fără pulsații este adevărată și în conducție continuă (CCM). Totuși numai în modul DCM intrarea convertorului are caracter rezistiv la frecvențe joase. În DCM formele de undă reprezentative sunt prezentate în Fig. 3.22.

Autorul va demonstra că pentru convertorul FLYBACK DCM condițiile de curent de intrare fără pulsații sunt mai puțin restrictive, în sensul că o condiție de genul (3.62) nu este necesară. Aceasta pentru că funcționarea topologiei impune constrângeri suplimentare celor trei curenți inductivi.

Funcționarea DCM este caracterizată de trei stări topologice. Pentru că valorile medii ale tensiunilor pe bobine sunt zero rezultă că tensiunea medie pe  $C_1$  este egală cu  $U_g$ . Mai mult, se presupune că la frecvența de comutație  $C_1$  este suficient de mare astfel încât pulsațiile tensiunii  $u_{C1}$  să fie neglijabile în raport cu componenta continuă și deci tensiunea pe  $C_1$  să poată fi admisă constantă și cum s-a argumentat anterior ea este egală cu  $U_g$ .

Cu aceste observații o simplă examinare a tensiunilor din bucla  $U_g$ - $C_1$ - $L_3$ - $L_1$  evidențiază că tensiunile pe  $L_1$  și  $L_3$  sunt egale

$$u_1 = u_3 \quad (3.63)$$

În prima stare topologică, pe intervalul  $DT_s$ , întrerupătorul activ este în conducție, dioda  $D_0$  este blocată și deci

$$u_1 = u_3 = U_g \quad (3.64)$$

$$i_2 = 0 \quad (3.65)$$

De aceea în această stare topologică sistemul de ecuații (3.31), cu condiția (3.63), devine

$$\begin{cases} U_g = L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} \\ u_2 = M_{12} \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_3}{dt} \\ U_g = M_{13} \frac{di_1}{dt} + L_3 \frac{di_3}{dt} \end{cases} \quad (3.66)$$

Din (3.66)  $di_1/dt$  rezultă:

$$\frac{di_1}{dt} = U_g \frac{L_3 - M_{13}}{L_1 L_3 - M_{13}^2} \quad (3.67)$$

Evident, din (3.67), se observă că dacă (3.59) și (3.60) sunt îndeplinite atunci  $di_1/dt = 0$  și curentul  $i_1$  este constant pe durata primei stări topologice. De asemenea derivata lui  $i_3$  și valoarea lui  $u_2$  se pot exprima ca mai jos:

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{U_g}{L_3} \quad (3.68)$$

$$u_2 = k_{23} \sqrt{\frac{L_2}{L_3}} U_g \quad (3.69)$$

Pe durata celei de-a doua stări topologice, pe intervalul  $D_1 T_s$ , întrerupătorul activ este blocat, ceea ce implică

$$i_1 = -i_3 \quad (3.70)$$

și egalitatea derivatelor

$$\frac{di_3}{dt} = -\frac{di_1}{dt} \quad (3.71)$$

Deoarece dioda  $D_0$  conduce, tensiunea pe  $L_2$  este

$$u_2 = -U_o \quad (3.72)$$

Din (3.71) și (3.72), relația (3.31) cu condiția (3.63) îndeplinită devine:

$$\begin{cases} u_1 = (L_1 - M_{13}) \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} \\ -U_o = (M_{12} - M_{23}) \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \\ u_1 = (M_{13} - L_3) \frac{di_1}{dt} + M_{23} \frac{di_2}{dt} \end{cases} \quad (3.73)$$

Din (3.73)  $di_1/dt$  și  $u_1$  se găsesc în forma:

$$\frac{di_1}{dt} = U_o \frac{M_{12} - M_{23}}{(L_1 - L_3)L_2 - (M_{12} - M_{23})^2} \quad (3.74)$$

$$u_1 = -k_{23} \sqrt{\frac{L_3}{L_2}} U_o \quad (3.75)$$

Din (3.74) este ușor de văzut că dacă (3.61) este îndeplinită atunci  $di_1/dt = 0$ . De reținut că în aceste condiții numitorul nu poate fi zero deoarece  $L_1 \neq L_3$ .

În a treia stare topologică, pe intervalul  $T_s - D T_s - D_1 T_s$ , atât  $S$  cât și  $D_0$  sunt blocate, (3.65) și (3.70) sunt respectate și (3.31), cu condiția (3.63), devine

$$\begin{cases} u_1 = (L_1 - M_{13}) \frac{di_1}{dt} \\ u_2 = (M_{12} - M_{23}) \frac{di_1}{dt} \\ u_1 = (M_{13} - L_3) \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (3.76)$$

Evident, dacă (3.60) și (3.61) au loc atunci rezultă imediat  $di_1/dt = 0$  și de asemenea

$$u_1 = u_2 = 0 \quad (3.77)$$

Se poate observa că relația (3.62) nu a fost utilizată în analiza nici unei stări topologice și deci condițiile de curent de intrare fără pulsații rămân cele date de (3.59), (3.60) și (3.61), reproduse mai jos:

$$L_3 < L_1 \quad (3.78)$$

$$k_{13} = \sqrt{\frac{L_3}{L_1}} \quad (3.79)$$

$$k_{12} = k_{23} k_{13} \quad (3.80)$$

Analiza de stare staționară se efectuează de o manieră tradițională, scriind că tensiunile medii pe bobine și curenții medii prin capacități sunt nuli. Astfel tensiunea medie de ieșire se găsește impunând ca tensiunea medie pe  $L_2$  și curentul mediu prin  $C$  să fie zero. Folosind (3.69), (3.72) și (3.77) se obține:

$$Dk_{23} \sqrt{\frac{L_2}{L_3}} U_g + D_1(-U_o) = 0 \quad (3.81)$$

$$-\frac{U_o}{R} + \frac{1}{2} D_1 I_p = 0 \quad (3.82)$$

Valoarea lui  $I_p$  se poate deduce din considerente energetice. Să notăm cu  $I$  valoarea curentului de intrare constant. Deoarece în prima stare topologică  $i_3$  crește liniar cu o pantă dată de (3.68), la sfârșitul acestui interval de timp, înainte de blocarea tranzistorului valoarea lui  $i_3$  este:

$$i_3(DT_s -) = -I + \frac{U_g}{L_3} DT_s \quad (3.83)$$

Este cunoscut faptul că pentru trei bobine cuplate pe același miez, cu sensurile curenților alese astfel încât să producă aceeași magnetizare a miezului, energia magnetică este dată de relația

$$E_m = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 + \frac{1}{2} L_3 i_3^2 + M_{12} i_1 i_2 + M_{13} i_1 i_3 + M_{23} i_2 i_3 \quad (3.84)$$

Utilizând (3.84) și formele de undă ale convertorului din Fig. 3.16 scriem că energia magnetică se conservă din momentul imediat anterior blocării la cel imediat posterior:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L_1 I^2 + \frac{1}{2} L_3 \left( -I + \frac{U_g}{L_3} DT_s \right)^2 + M_{13} I \left( -I + \frac{U_g}{L_3} DT_s \right) = \\ = \frac{1}{2} L_1 I^2 + \frac{1}{2} L_2 I_p^2 + \frac{1}{2} L_3 (-I)^2 + M_{12} I I_p + M_{13} I (-I) + M_{23} I_p (-I) \end{aligned} \quad (3.85)$$

Din (3.85) se găsește  $I_p$

$$I_p = \frac{U_g}{\sqrt{L_2 L_3}} DT_s \quad (3.86)$$

Din (3.82), (3.83) și (3.86) se găsesc  $U_o$  și  $D_1$  în forma:

$$U_o = D U_g \sqrt{\frac{k_{23}}{k_3}} \quad (3.87)$$

$$D_1 = D k_{23} \sqrt{\frac{L_2}{L_3}} \frac{U_g}{U_o} \quad (3.88)$$

unde

$$k_3 = \frac{2L_3 f_s}{R} \quad (3.89)$$

Condiția de funcționare DCM se găsește impunând ca  $D_1 < 1 - D$ . Utilizând (3.88) această condiție rezultă:

$$k_2 k_{23} < (1 - D)^2 \quad (3.90)$$

unde

$$k_2 = \frac{2L_2 f_s}{R} \quad (3.91)$$

Curentul constant de intrare  $I$  se găsește scriind bilanțul puterilor:

$$\frac{U_o^2}{R} = U_g I \quad (3.92)$$

și din (3.92), folosind (3.87) și (3.89), curentul de intrare este:

$$I = \frac{D^2}{2L_3 f_s} k_{23} U_g \quad (3.93)$$

Pentru a verifica cele tratate mai sus convertorul FLYBACK DCM cu curent de intrare fără pulsații din Fig. 3.21 a fost simulat de către autor. Parametrii circuitului au fost:

$$U_g = 100 \text{ V}; \quad f_s = 100 \text{ kHz}; \quad D = 0.4; \quad L_1 = 72 \text{ } \mu\text{H}; \quad L_2 = 10 \text{ } \mu\text{H}; \quad L_3 = 18 \text{ } \mu\text{H};$$

$$k_{23} = 0.98; \quad k_{13} = 0.5; \quad k_{12} = 0.49; \quad C_1 = 100 \text{ } \mu\text{F}; \quad C = 22 \text{ } \mu\text{F}; \quad R = 100 \text{ } \Omega$$

Se poate ușor verifica că este adevărată condiția (3.90) de funcționare DCM. Folosind (3.87) valoarea tensiunii de ieșire este:

$$U_o = D U_g \sqrt{\frac{k_{23} R}{2L_3 f_s}} = 208.7 \text{ V}$$

Valoarea curentului de intrare constant se găsește din conservarea puterilor. Presupunând pulsații neglijabile în tensiunea de ieșire, puterea de ieșire este:

$$P_o = \frac{U_o^2}{R} = 435.6 W$$

și cu un randament de 100%, curentul de intrare rezultă:

$$I = \frac{P_o}{U_g} = 4.36 A$$

Aceeași valoare se găsește dacă se utilizează relația (3.90)

Din (3.86) curentul de vârf estimat prin dioda  $D_0$  este

$$I_p = \frac{U_g}{f_s \sqrt{L_2 L_3}} D = 29.8 A$$

Valoarea de vârf a curentului prin  $L_3$  se calculează din (3.68) și Fig. 3.22:

$$I_{3max} = -I + \frac{U_g}{L_3} DT_s = 17.9 A$$

Schema pentru simulare este prezentată în Fig. 3.23, iar formele de undă rezultate în urma simulării sunt prezentate în Fig. 3.24.

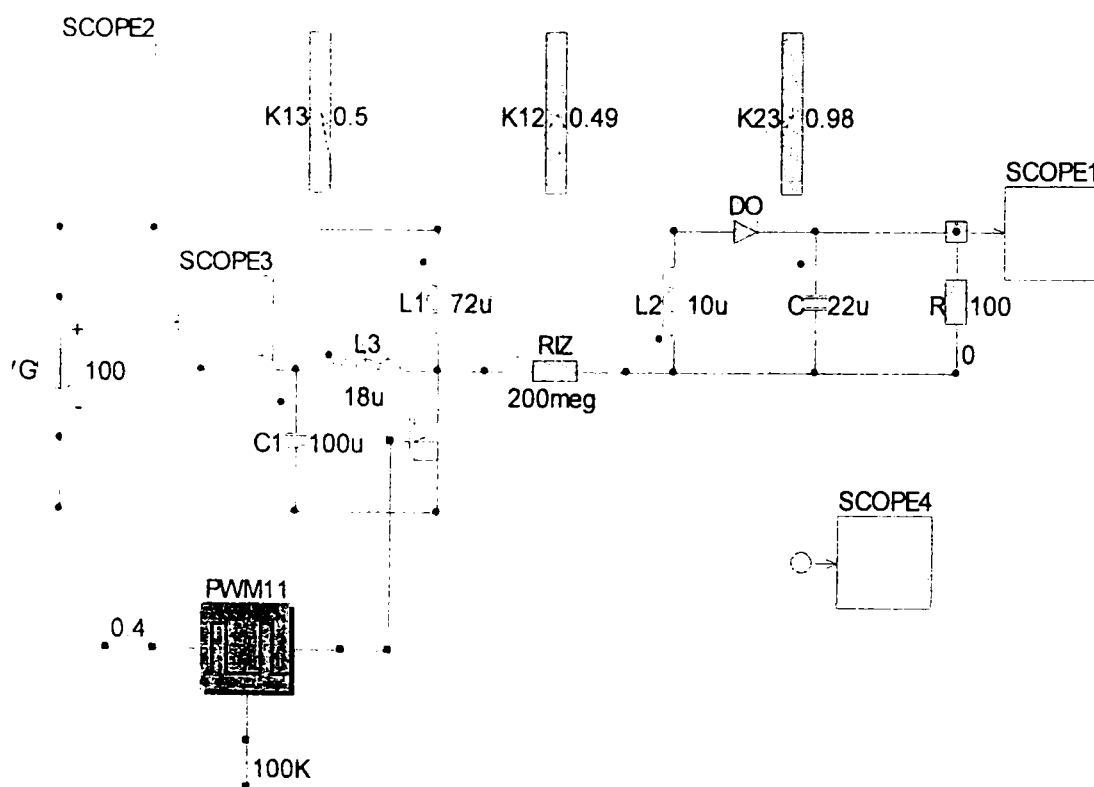
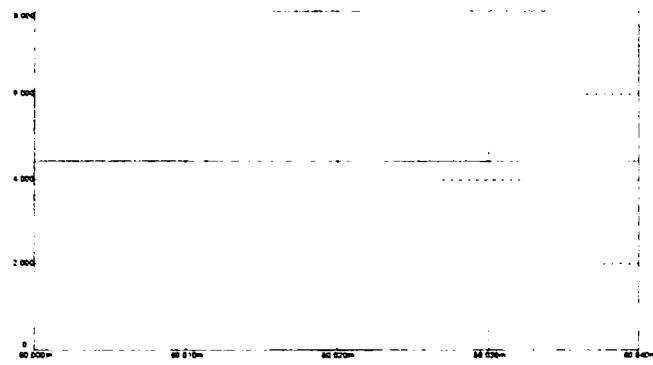
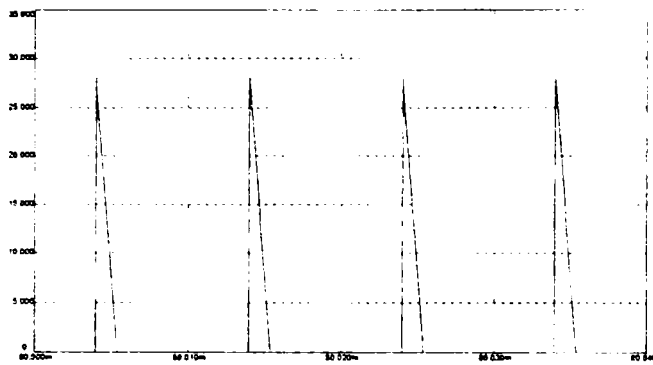


Fig. 3.23. Schema de simulare a convertorului dc-dc FLYBACK DCM cu curent de intrare fără pulsații

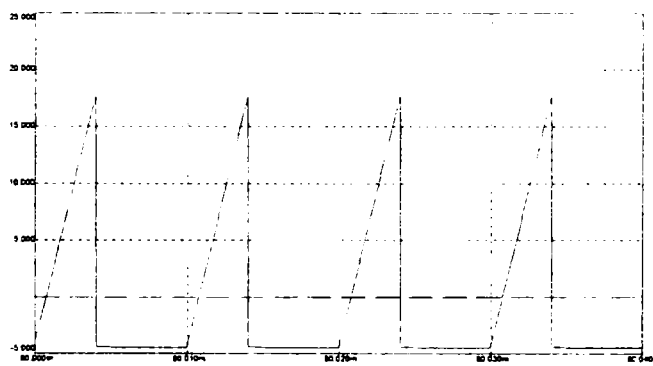
Se observă *excelenta coincidență* a rezultatelor predicțiilor teoretice cu rezultatele simulării, ceea ce confirmă fezabilitatea convertorului FLYBACK DCM având curentul de intrare fără pulsații, *propus de către autor*, în aplicațiile care necesită un curent de intrare având pulsații nule.



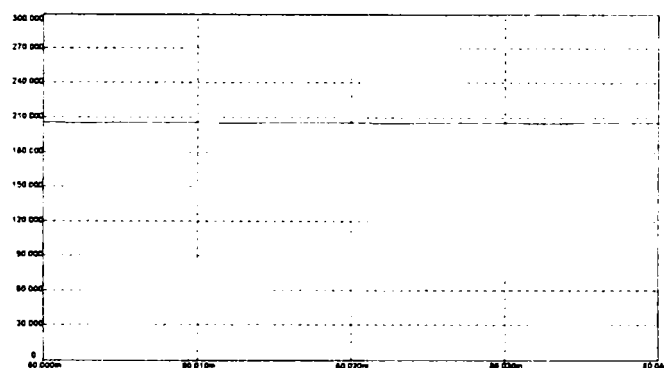
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 3.24. Formele de undă rezultate în urma simulării convertorului dc-dc FLYBACK DCM cu curent de intrare fără pulsații: a - curentul de intrare, b - curentul prin dioda  $D_0$ , c - curentul prin inductanța  $L_3$ , d - tensiunea de ieșire



### 3.3. Magnetică integrată

Tendința actuală în sistemele moderne de telecomunicații este înlocuirea surselor de alimentare centralizate, cu gabarite mari, cu mai multe module de putere distribuite. Modulele sunt utilizate ca surse de alimentare pe punct utilizator, prescurtat PUPS (Point of Use Power Supply), termen introdus de firma Nortel. Acest mod de alimentare are o serie de avantaje. În loc să se distribuie putere de  $5V$  și  $3,3V$  de la  $100A$  până la  $200A$ , magistrala va distribui aceeași putere la  $48V$  și  $10A$  până la  $20A$  spre modulele individuale. Modulele de conversie plasate direct pe modulele funcționale vor procesa puterea de la tensiunea nominală nestabilizată a magistralei de  $48V$  (tipic între  $36V$  și  $72V$ ) coborând-o la nivelele dorite de  $5V$  sau  $3,3V$  și curenți de sarcină de  $10A$  până la  $20A$ .

Modulele funcționale sunt plasate în rack-uri distanțate însă la  $0,6''$ . Aceasta impune deci ca profilele modulelor (și în particular ale celor de alimentare) să fie sub  $0,5\ inch$ . Se restricționează deci în primul rând proiectarea dispozitivelor magnetice și a radiatoarelor. Soluția este utilizarea de miezuri plate și de conversie de randament foarte ridicat, această din urmă cerință fiind impusă de suprafața mică disponibilă pentru evacuarea căldurii. Conversie de randament ridicat se obțin folosind diverse tehnici de comutare nedisipativă (soft-switching). Problema de bază rămâne aceea a proiectării dispozitivelor magnetice.

De departe cel mai utilizat convertor în aceste module este convertorul ĆUK [18] [19], datorită multiplelor proprietăți pe care le are și care au devenit deja clasice în literatură. Pentru a avea tensiuni de ieșire cu pulsații mici se utilizează varianta de convertor cu bobine cuplate și curent fără pulsații la ieșire. Se reamintește condiția pentru pulsații nule în curentul de ieșire:

$$k = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.94)$$

$$L_2 \geq L_1 \Leftrightarrow n_2 \geq n_1 \quad (3.95)$$

Așa cum s-a văzut, convertorul trebuie să fie unul coborâtor de tensiune, de la  $48V$  nominal la  $5V$  și  $3,3V$ , însă cu curent de ieșire mare,  $10A-20A$ . Acest curent de ieșire mare la o tensiune de ieșire mică cere ca rezistența înfășurării bobinei de la ieșire să fie cât mai mică. Deci această bobină va avea un număr  $n_2$  mic de spire, practic 1, 2, maxim 3 spire. Conform (3.95) rezultă că și  $n_1$  va fi mic, fiind mai mic decât  $n_2$ . De exemplu dacă  $n_2=3$ ,  $n_1$  nu poate fi decât 1, 2 sau 3, pentru că este un număr natural. În consecință  $k$  va putea lua un număr finit de valori și anume:  $1/3$ ,  $2/3$ , 1. Condiția (3.94) se poate realiza fie modificând raportul  $n_1/n_2$ , fie modificând  $k$ . Evident prima soluție este mult mai comodă, însă în situația concretă prezentată acest lucru este imposibil, întrucât raportul  $n_1/n_2$  nu ia decât câteva valori distincte. Deci va trebui ajustat coeficientul de cuplaj mutual la raport de transformare fix. Acest lucru se obține ajustând întrefierul miezului.

Slobodan Ćuk [20] a prezentat în premieră în 1997 o metodă prin care se garantează curent cu pulsații nule la ieșire fără a se mai ajusta întrefierul. Pentru aceasta el a propus un nou model pentru două bobine cuplate pe același miez, studiind circuitele din Fig. 3.25. Experimentul a arătat că proprietățile structurii magnetice cu bobine cuplate depind decisiv de poziția întrefierului.

În toate experimentele numărul de spire ale celor două înfășurări este egal. Înfășurarea 1 este comandată cu o tensiune sinusoidală, în timp ce înfășurarea 2 este lăsată în gol. S-au măsurat în cele 3 cazuri coeficientul de cuplaj magnetic  $k$ , inductivitatea  $L_1$  văzută dinspre prima înfășurare și zgomotul radiat la distanța fixă de  $1\ cm$  de miez (acesta din urmă important atunci când sursa de alimentare este în apropierea unui echipament sensibil la zgomot, de exemplu un dispozitiv de stocare magnetică). În toate experimentele întrefierul total este același.

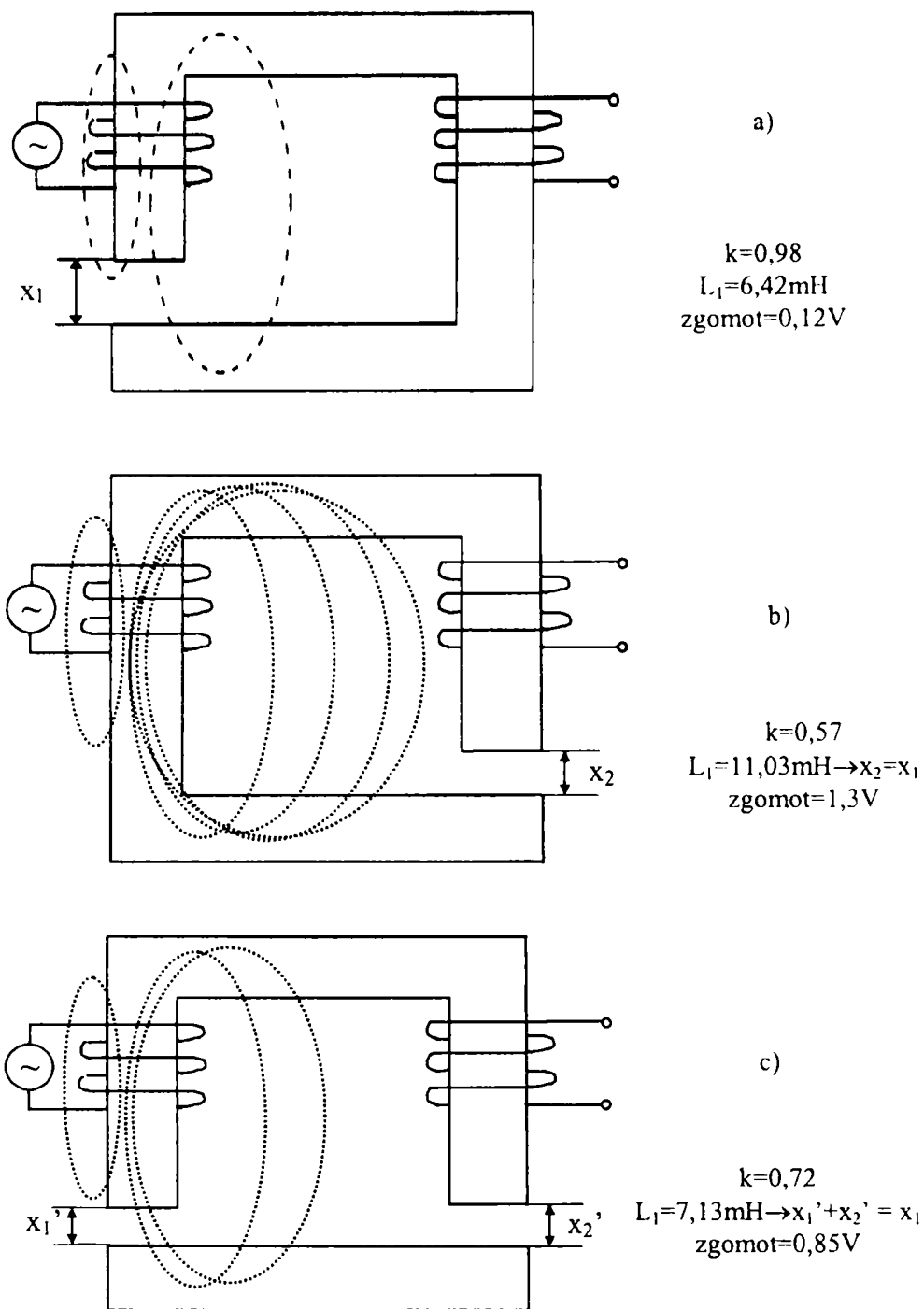


Fig. 3.25. Cele trei experimente ale prof. Ćuk pentru elaborarea noului model magnetic a două bobine cuplate

Până acum se considera că, întrefierul total fiind același, reluctanța magnetică  $R_x$  și circuitul magnetic echivalent sunt aceleași pentru toate trei circuitele din Fig. 3.25. Este vorba de circuitul din Fig. 3.26a, care, transformat prin dualitate, furnizează cunoscutul model al transformatorului din Fig. 3.26b.

Măsurătorile au arătat însă că circuitele nu au aceeași comportare. De exemplu coeficientul de cuplaj nu este același, așa cum prezice schema din Fig. 3.26a, ci se modifică de la  $0,98$  în Fig. 3.25a la  $0,57$  în Fig. 3.25b și la fel și celelalte mărimi anexate figurilor. Explicația dată de prof. Ćuk este aceea că în cazul Fig. 3.25a întrefierul este aproape de înfășurarea 1 care produce excitația. Partea superioară a miezului U și miezul I sunt la același potențial magnetic pentru că fluxul de scăpări (de pierderi) în aer este mic și cea mai mare parte a fluxului produs se închide și prin a doua înfășurare. În situația din Fig. 3.25b întrefierul este departe de înfășurarea de excitație. Potențialele magnetice ale miezurilor U și I vor fi substanțial diferite existând un flux de scăpări în aer semnificativ și deci cuplajul este mai

slab. Fig. 3.25c este o situație intermediară existând întrefier și aproape și departe de înfășurare. Valorile diferite pentru inductivitatea  $L_l$  au o explicație asemănătoare. Așa cum am văzut, fluxul de scăpări este mai mare în cazul Fig. 3.25b. Acest flux contribuie la valoarea totală a inductivității  $L_l$ , mărind-o. Zgomotul radiat este dat de fluxul de scăpări, fiind desigur mai mare în cazul Fig. 3.25b.

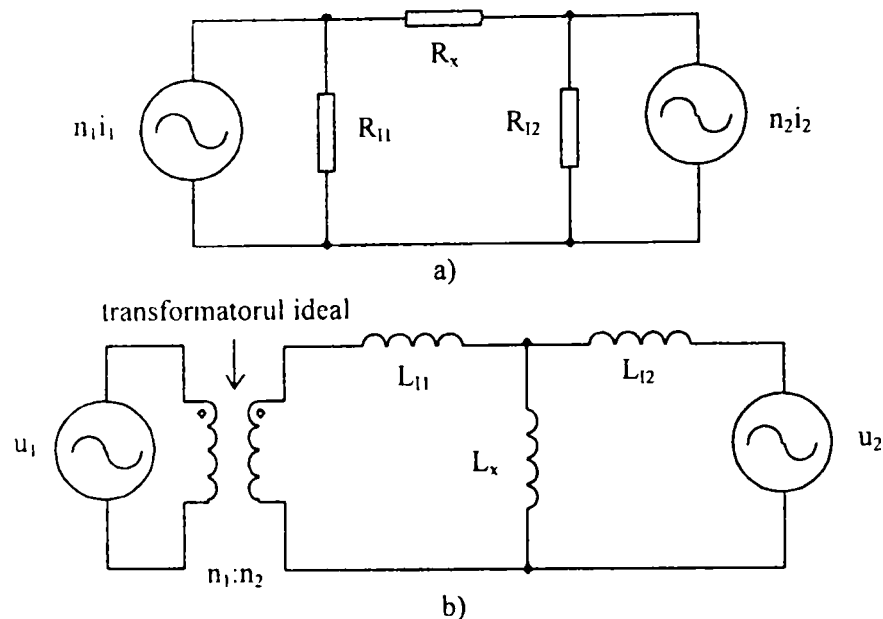


Fig. 3.26. Modelul clasic al circuitului magnetic cu două bobine și întrefier (a) și modelul clasic al transformatorului (b)

Apare deci necesitatea unei scheme echivalente. Se propune pentru aceasta [20] separarea fluxului dintr-o înfășurare în două componente: fluxul de scăpări care se închide în aer înainte de a intersecta întrefierul și fluxul de scăpări care se închide în aer după ce se intersectează întrefierul, așa cum este arătat în Fig. 3.27a. Corespunzător acestor fluxuri apar permeanțe (reluctanțe) în noul model al circuitului magnetic, așa încât acesta va arăta ca în Fig. 3.27b. Permeanțele  $P_{x1}$  și  $P_{x2}$  sunt permeanțele întrefierurilor  $x_1$  și  $x_2$ .  $P_{l1}$  și  $P_{l2}$  sunt permeanțele fluxurilor din aer care nu intersectează întrefierurile. Măsurători pe miezuri de diferite forme au arătat că permeanțele  $P_{l1}$ ,  $P_{l2}$  și  $P_l$  sunt constante, indiferent de mărimea întrefierului și de poziția sa. Numai  $P_{x1}$  și  $P_{x2}$  depind de întrefieruri.

Permeanțele de scăpări  $P_{l1}$ ,  $P_{l2}$  și  $P_l$  se pot determina experimental din 3 măsurători independente, care întotdeauna se pot obține la un diport linear și reciproc. De reținut că celelalte două permeanțe din model,  $P_{x1}$  și  $P_{x2}$ , sunt deja cunoscute, ele calculându-se cu formula uzuală a permeanței, cunoscând lungimea întrefierului, secțiunea miezului și numărul de spire. Principalul avantaj al modelului este că, pentru un miez dat, cu orice valori de întrefier, permeanțele de pierderi se pot determina dintr-un singur set de măsurători. Acestea caracterizează în mod unic miezul iar modelul este adevărat pentru orice alte valori ale întrefierurilor. Astfel noul model cu reluctanțe este cel din Fig. 3.27b.

Măsurătorile au arătat că permeanțele  $P_{l1}$  și  $P_{l2}$  sunt cu un ordin de mărime (8-20 de ori) mai mici decât  $P_l$ . Reluctanțele  $R_{l1}$  și  $R_{l2}$  devenind foarte mari în raport cu  $R_l$  pot fi omise din schema echivalentă și modelul apare în versiunea simplificată din Fig. 3.27c. Prin dualitate acest model se transformă în noul model al transformatorului cu elementele raportate la secundar din Fig. 3.27d. Comparându-l cu modelul clasic din Fig. 3.26b, se constată că, pe lângă diferența aranjării inductanțelor în  $\Pi$  față de structura în  $T$ , mai apare o diferență importantă și anume: în noul model permeanța  $P_l$  (reluctanța  $R_l$ ) este constantă și independentă de întrefieruri, în timp ce în vechiul model permeanțele  $P_{l1}$  și  $P_{l2}$  (reluctanțele

$R_{l1}$  și  $R_{l2}$ ) sunt puternic dependente de întrefieruri. Aceasta se poate demonstra și analitic, transformând modelul în  $T$  în model  $\Pi$ .

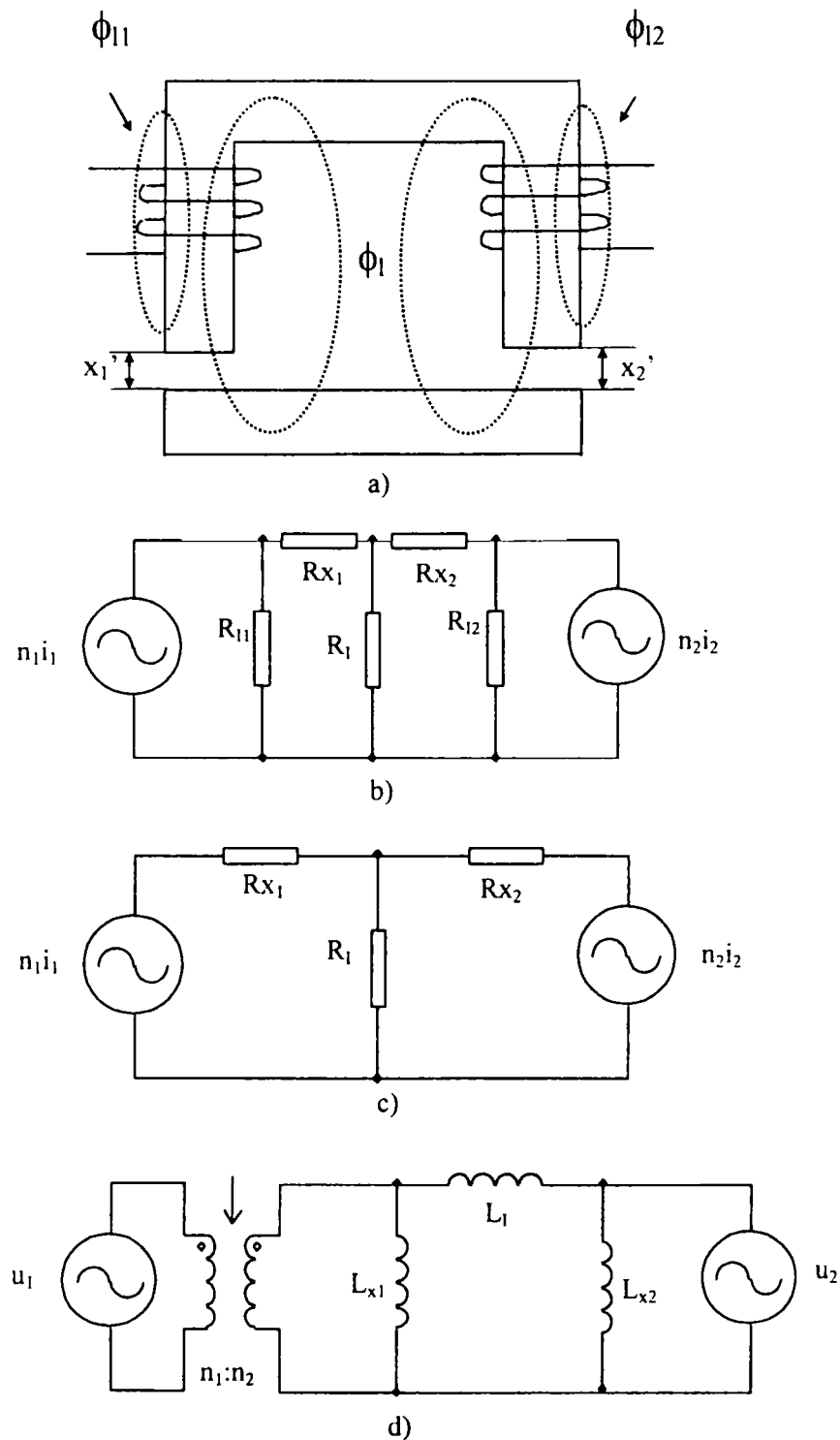


Fig. 3.27. Noul model al circuitului magnetic cu două bobine și întrefier. (a) evidențierea fluxurilor; (b) modelul circuitului magnetic cu reluctanțe; (c) modelul simplificat al circuitului magnetic cu reluctanțe; (d) noul model al transformatorului.

Pentru tipurile de module de alimentare de telecomunicații aplicația practică imediată a acestui model se regăsește în utilizarea aranjamentului din Fig. 3.25a. În această configurație nu există întrefier pe coloana aferentă înfășurării secundare, deci în model  $R_x=0$ , iar în modelul nou al transformatorului  $L_{x2}=0$ . Coeficientul de cuplaj este  $k=1$  indiferent de întrefierul  $x_j$  și condiția de pulsații nule devine:

$$1 = \frac{n_1}{n_2} \quad (3.93)$$

deci numere egale de spire,  $n_1 = n_2$ . Acesta este un mare avantaj deoarece coeficientul de cuplaj fiind 1 indiferent de întrefier singura cerință este egalitatea numărului de spire. Un alt avantaj este că aceasta este structura cu cel mai mic zgomot radiat.

Măsurătorile, așa cum s-a amintit, au arătat un coeficient de cuplaj de 0,98 și nu de 1. Acest lucru era de așteptat întrucât modelul simplificat care a dat valoarea unitară a neglijat fluxul de scăpări din primar înainte de întrefier, care e răspunzător de această mică diminuare.

Realizările practice cu această configurație magnetică aparțin firmei TESLACO și sunt din seria 90<sup>+</sup> CUKonverter® [20]. Ele s-au făcut cu un convertor CUK la care dioda de ieșire a fost înlocuită cu un MOSFET (gen redresor sincron) iar comutarea dispozitivelor se face nedisipativ prin aducerea în conducție la tensiune zero (ZVS). Modulul de 5V/100W are o frecvență de comutație de 140kHz, cu dispozitive magnetice integrate plate, radiatoarele fiind chiar substratul de aluminiu, deci practic fără radiatoare suplimentare. Randamentul ridicat de peste 90% la sarcină maximă face să nu fie necesară răcirea forțată cu aer, răcirea prin convecție naturală asigurând o temperatură de sub 100 °C la 55 °C temperatură ambiantă. Dimensiunile modulului sunt de 2,4" X 4,5" X 0,5" iar raportul putere/suprafață de 1W/in<sup>2</sup>. Modulul respectă toate standardele de compatibilitate electromagnetică.

### 3.3 Concluzii

Utilizarea convertoarelor cu pulsații nule de curent este o problemă deosebit de importantă în domeniul poluării armonice. În prezentul capitol autorul a investigat convertoare dc-dc având curenți de intrare cu pulsații nule a căror funcționare se încadrează în tematica tezei, conform condițiilor (3.1) și (3.3), ele fiind capabile să furnizeze o tensiune de ieșire continuă cu factor de putere unitar. Din varietatea de topologii care pot asigura curenți de intrare fără pulsații autorul prezintă în lucrare numai variantele noi ale convertoarelor dc-dc clasice.

În paragraful 3.2.1. au fost investigate condițiile de obținere a pulsațiilor nule de curent în cazul a două bobine cuplate magnetic. Aceste condiții au fost în continuare aplicate în vederea obținerii structurilor de convertoare fără izolare și fără pulsații la intrare.

**Autorul obține convertoarele fără izolare având curenți de intrare cu pulsații nule, prezentate în paragraful 3.2.2. prin aplicarea metodei de sinteză din celule de bază.** În cazul topologiilor de tip BOOST și BUCK-BOOST au fost obținute variante de convertoare fără pulsații la intrare, care reprezintă variante ale convertoarelor clasice având un filtru la intrare respectiv un filtru intermediar. **Autorul a efectuat o analiză comparativă a soluțiilor rezultate.** Plecând de la celula care stă la baza obținerii convertorului CUK **autorul introduce o nouă variantă a convertorului CUK cu bobine necuplate care asigură curent fără pulsații la intrare, funcționarea acestuia fiind verificată prin simulare** și o variantă a convertorului BOOST cu filtru suplimentar L-C la ieșire, având curent de intrare fără pulsații. Prin transformarea celulei ZSWJ s-a obținut un convertor SEPIC care oferă curent de intrare fără pulsații care este echivalent cu un convertor BUCK-BOOST cu un filtru suplimentar la intrare. Deși practic el nu reprezintă o topologie nouă, autorul punctează câteva avantaje față de topologia clasică. **Din categoria convertoarelor pătratice contribuția autorului constă în modalitatea de obținere a unui convertor  $\delta_1$ -BOOST cu curent de intrare fără pulsații și bobine necuplate**, echivalent cu un convertor  $\delta_1$ -BOOST clasic cu filtru la intrare.

Deși familia convertoarelor cu pulsații nule reprezintă o soluție atractivă, totuși există restricții în utilizare legate de dinamica acestor convertoare. Cuplarea bobinelor și prezența capacităților din schemele acestora duc la formarea unor circuite oscilante slab amortizate. Acest lucru se observă de exemplu clar în Fig. 3.13b unde filtrul de la intrare are amortizare

redușă. De aceea timpul de răspuns al acestor sisteme va fi lung, iar regimul tranzitoriu se va caracteriza prin curenți și tensiuni oscilatorii cu amortizare mică.

În paragraful 3.2.3. **autorul deduce relațiile matematice generale pentru obținerea de pulsații nule în cazul a 3 bobine cuplate magnetic**, condiții ce pot fi aplicate în vederea obținerii structurilor de convertoare cu izolare și fără pulsații la intrare.

Din domeniul convertoarelor cu izolare **autorul prezintă o nouă variantă de convertor FLYBACK având curent de intrare cu pulsații nule. Pentru acest tip de convertor au fost deduse ecuațiile generale de proiectare iar funcționarea lui a fost verificată prin simulare.**

Tehnica cuplării bobinelor presupune ajustarea corespunzătoare a întrefierului. Se poate evita acest lucru printr-o magnetică integrată corespunzătoare care asigură coeficient de cuplaj unitar și zgomot minim indiferent de întrefier. În paragraful 3.3. au fost prezentate câteva aspecte practice legate de magnetica integrată.

O observație importantă o constituie posibilitatea aplicării directe a convertoarelor dc-dc având curenți de intrare cu pulsații nule în cadrul circuitelor de corecție a factorului de putere ac-dc. Dacă aceste convertoare comută la o frecvență cu mult mai mare decât dublul frecvenței rețelei și dacă în aceste condiții timpul de răspuns este semnificativ mai redus decât semiperioada tensiunii de alimentare se poate admite că la alimentarea de a rețea convertorul evoluează sub tensiune sinusoidală parcurgând o succesiune de stări staționare. În această situație el poate funcționa ca circuit PFC în regim sinusoidal. **Un exemplu având ca studiu de caz convertorul FLYBACK fără pulsații, precum și o aplicație bazată pe convertorul pătratic  $\delta_1$ -BOOST DCM vor fi prezentate în capitolul 4.**



## CAPITOLUL 4

## Circuite PFC monofazate

Prezentul capitol este axat pe studiul circuitelor PFC monofazate, atât din punct de vedere topologic cât mai ales în ceea ce privește modul de comandă a acestora. În prima parte se introduc conceptele de circuit teoretice pe baza cărora se poate face analiza structurilor PFC monofazate, apoi sunt date relații de dimensionare atât pentru elementul capacitiv de stocare a energiei cât și pentru dispozitivele semiconductoare. Pentru structurile fără buclă de curent autorul introduce un convertor FLYBACK DCM la care curentul de intrare are pulsații reduse fără utilizarea unui filtru special. Totodată autorul oferă o soluție de utilizare a unui convertor pătratic  $\delta_1$ -BOOST ca și circuit PFC. Pentru circuitele PFC cu buclă de curent accentul se pune pe modalitățile de comandă utilizate, insistându-se pe comenzile cu purtătoare neliniară și de tip integrativ. Autorul propune un controller de tip integrativ pentru convertorul BUCK-BOOST prin care este evitată implementarea neexactă a purtătoarei din cazul comenzii cu purtătoare neliniară. Sunt deduse riguros ecuațiile de funcționare pentru toate tipurile de comenzi investigate, fiind furnizate totodată principalele relații de proiectare și modalitățile de implementare practică. În fiecare caz analizat validitatea conceptelor teoretice a fost confirmată de rezultatele simulărilor efectuate.

## 4.1. Concepte de bază în modelarea circuitelor PFC

Abordarea teoretică a circuitelor PFC monofazate ca și convertoare cu randament unitar ce emulează la intrare o rezistență reclamă introducerea unor elemente de circuit, mai concret a unor diporți cu proprietăți speciale, strâns legate de funcțiile pe care trebuie să le îndeplinească un circuit PFC. Astfel sursa de putere ideală și rezistorul fără pierderi sunt inerent necesare atunci când circuitul PFC se realizează la nivelul unui singur convertor dc-dc. Redresorul ideal urmează apoi firesc în situația în care se impune și condiția de stabilizare a tensiunii de ieșire. Aceste elemente de circuit sunt detaliate în paragrafele care urmează.

## 4.1.1. Sursa de putere ideală ca element de circuit. Rețeaua POPI.

Sursa de putere ideală [126] se definește ca un element de circuit monofazat a cărei dependență curent-tensiune respectă următoarea ecuație:

$$ui = P, |u| < \infty, |i| < \infty \quad (4.1)$$

Pentru o valoare pozitivă a lui P, simbolul unei surse de putere ideale este prezentat în figura următoare împreună cu caracteristica sa curent-tensiune.

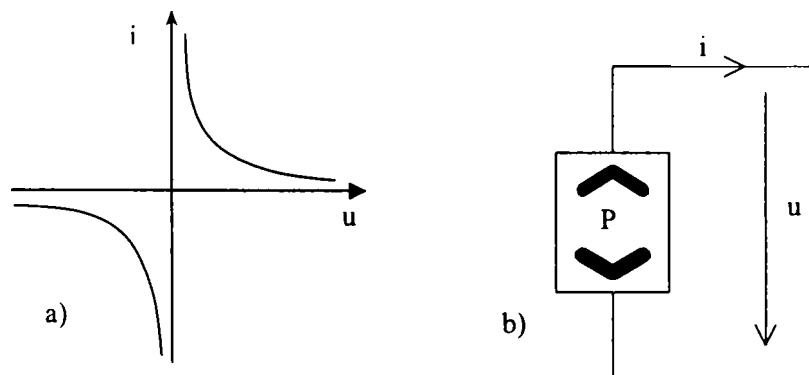


Fig. 4.1. a-caracteristica curent-tensiune pentru  $P > 0$   
b-simbolul sursei ideale de putere



Valoarea puterii poate fi atât pozitivă cât și negativă, caz în care putem spune că elementul de circuit absoarbe putere, el reprezentând o sarcină de putere ideală. În Fig. 4.2 este reprezentat simbolul acesteia precum și caracteristica curent-tensiune.

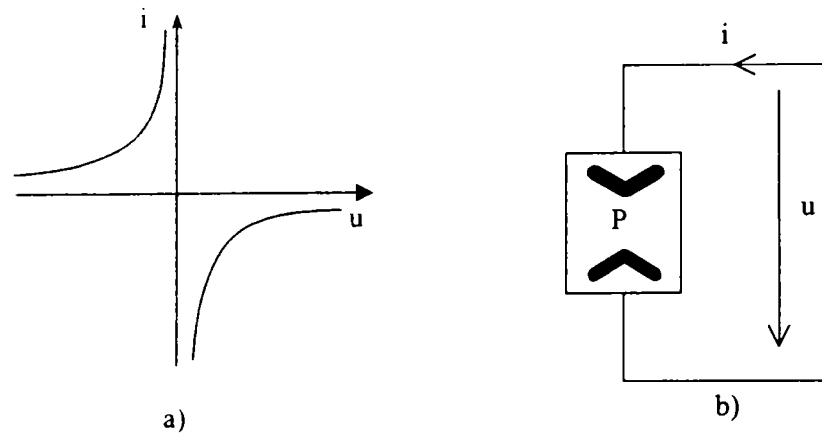


Fig. 4.2. a-caracteristica curent-tensiune pentru  $P < 0$   
b-simbolul sarcinii de putere ideale

Sensurile săgeților din cadrul simbolurilor arată dacă puterea circulă dinspre sursă spre circuitul extern sau invers. În mod similar ca și în cazul surselor de tensiune sau de curent, sursa de putere poate fi controlată prin intermediul diferitelor mărimi de circuit. Este posibilă totodată conectarea în serie sau în paralel a mai multor surse de putere ideale, în ambele situații rezultând o sursă de putere ideală echivalentă unică având valoarea:

$$P = \sum_{j=1}^n P_j \quad (4.2)$$

În Fig. 4.3 este prezentată echivalarea conexiunilor serie și paralel a unor surse de putere ideale.

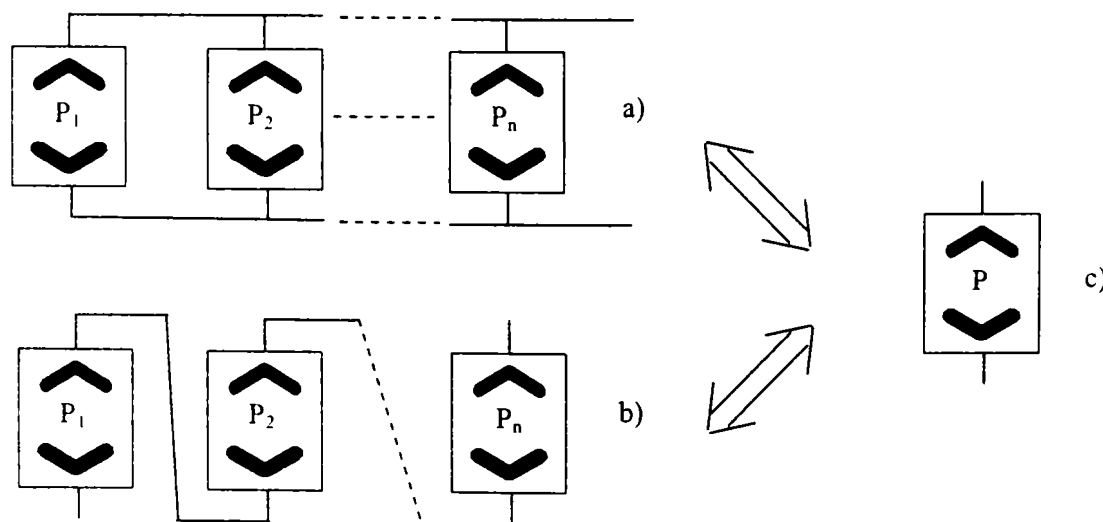


Fig. 4.3. a-conectarea în paralel a surselor de putere ideale  
b-conectarea în serie a surselor de putere ideale  
c-sursa de putere ideală echivalentă

Cele prezentate anterior arată că reducerea unor structuri complexe de surse de putere la o singură sursă echivalentă este independentă de topologie. Astfel, o rețea serie de surse de putere este echivalentă cu o rețea paralel formată din aceleași surse de putere, proprietate care nu este valabilă pentru elementele clasice de circuit.

O altă proprietate importantă a sursei de putere ideală este faptul că este invariantă la transferul prin intermediul unui transformator, fapt posibil deoarece transformatorul reprezintă un diport ce are proprietatea de a conserva puterea. Astfel, pentru o sursă de putere de valoare

$P$  transferată printr-un transformator se va obține o sursă de putere de valoare  $P'=P$ , independentă de valoarea raportului de transformare  $n$ , după cum se poate observa în Fig. 4.4.

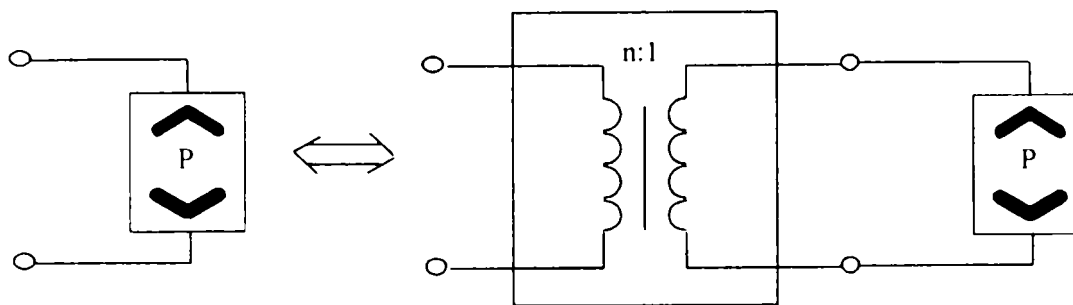


Fig. 4.4. Invarianța sursei de putere ideale la transferul prin transformator

Pentru  $P=0$  sursa de putere ideală poate fi asimilată ca un scurtcircuit, atunci când este conectată la o sursă de curent, respectiv ca un circuit întrerupt, atunci când este conectată la o sursă de tensiune.

Interconectarea unei surse de putere ideale cu diverse topologii de circuite nu implică în mod necesar obținerea unor soluții reale pentru valorile de curent și tensiune. Conform teoremei lui Tellegen, circuitul trebuie să fie capabil de a absorbi sau ceda puterea furnizată de sursa de putere ideală, astfel că obținerea unor soluții imaginare pentru valorile de tensiune sau curent va indica faptul că cerințele de putere ale circuitului respectiv ale sursei de putere nu pot fi satisfăcute.

Spre exemplificare, dacă se conectează o sursă de putere la o capacitate,  $C$ , având tensiunea inițială  $u_{C0}$ , se va obține:

$$P = u_c \cdot i_c = u_c \cdot C \frac{du_c}{dt} \quad (4.3)$$

soluția fiind:

$$u_c(t) = \sqrt{[2(W_{C0} + Pt)/C]}, W_{C0} > -Pt, W_{C0} = \frac{1}{2} C u_{C0}^2 \quad (4.4)$$

Dacă sursa de putere ideală este conectată în paralel cu o sursă de tensiune de valoare  $E$ , valorile ei de tensiune și curent vor fi furnizate de relațiile:

$$u_s = E, i_s = P/E \quad (4.5)$$

Dacă sursa de putere ideală este conectată în serie cu o sursă de curent de valoare  $I$ , tensiunea și curentul corespunzătoare vor fi:

$$u_s = P/I, i_s = I \quad (4.6)$$

În procesul de modelare al convertoarelor în comutație este folosit modelul transformatorului ideal [125], [30]. Mărimea controlată este raportul de conversie, ceea ce face ca modelul transformatorului să fie variant în timp. Acest fapt permite utilizarea convertoarelor nu doar în aplicații dc-dc, cât și în aplicații ac, cum ar fi invertoare sau redresoare cu factor de putere unitar, aplicații în care raportul de conversie în tensiune este variabil în timp. Există totuși situații în care modelul transformatorului ideal nu poate fi folosit cu succes, cum ar fi cazul în care atât sursa cât și sarcina au caracteristici de tensiune independente fapt care le face imposibil de conectat în mod direct prin intermediul unui transformator ideal. Un alt exemplu îl reprezintă situația în care tensiunea de ieșire a convertorului variază direct cu sarcina (regimul DCM la convertoarele dc-dc).

Se impune astfel introducerea unui model mai general de element de procesare a puterii care să proceseze componentele de joasă frecvență și componentele continue ale tensiunilor și curenților fără pierderi de putere. În caz ideal puterile de la intrarea respectiv ieșirea convertorului trebuie să fie egale,  $P_o=P_i$ , apărând astfel conceptul de "rețea POPI"- Power Output-Power Input [125]. În Fig. 4.5 este prezentată reprezentarea conceptului POPI ca un diport, comparativ cu modelele unui convertor dc-dc respectiv transformator ideal.

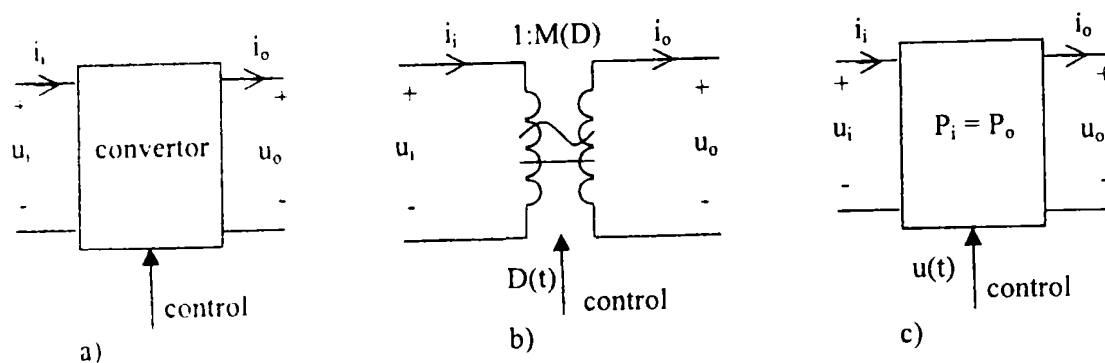


Fig. 4.5. a-modelul convertorului dc-dc ideal  
b-modelul transformatorului comandat ideal  
c-modelul rețelei POPI

Rețeaua POPI reprezintă un diport de procesare a puterii care controlează tensiunile și curenții de intrare/ieșire astfel încât puterile instantanee de intrare și ieșire să fie egale. Ecuațiile rețelei POPI se scriu astfel:

$$u_i(t)i_i(t) = -u_o(t)i_o(t) \quad (4.7)$$

$$x_D(t) = f(x_I(t), u(t)) \quad (4.8)$$

în care  $x_D(t)$  și  $x_I(t)$  sunt vectori conținând mărimile dependente, respectiv independente, iar  $u(t)$  este mărimea de comandă.

Dacă rețeaua POPI este liniară și invariantă în timp atunci modelul transformatorului ideal satisface relațiile anterioare, parametrul  $u(t)$  reprezentând raportul de transformare. În cazul în care intrarea sau/și ieșirea sunt variabile se folosește modelul transformatorului cu raport de conversie variabil în timp (TVT), a cărui ecuații definitorii sunt:

$$\begin{bmatrix} u_i(t) \\ i_i(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/M(t) & 0 \\ 0 & M(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_o(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

în care  $M(t)$  reprezintă raportul variabil de conversie. O proprietate notabilă a transformatorului o reprezintă faptul că păstrează la ieșire natura semnalului de intrare, proprietate ce nu o au alte tipuri de rețele POPI.

În general pentru un diport, intrarea sau ieșirea pot depinde de semnalul de comandă.

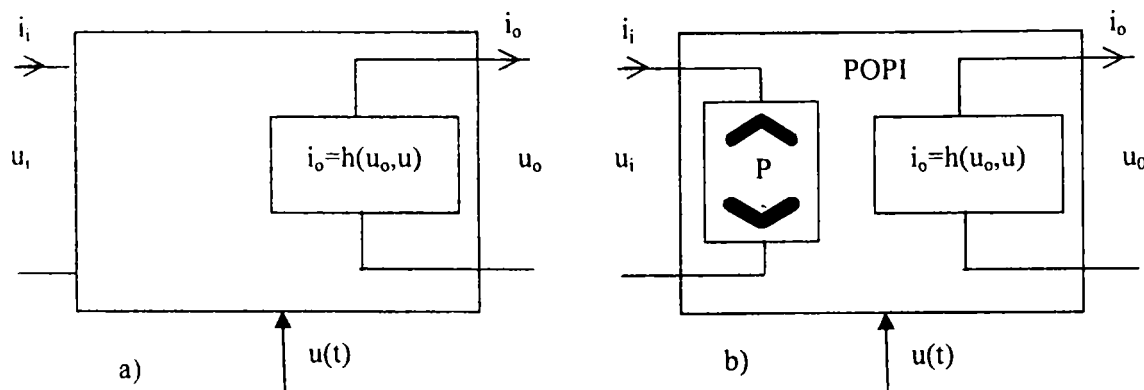


Fig. 4.6. a-diport comandat la ieșire  
b-plasarea unei surse de putere la intrarea unei rețele POPI comandată la ieșire

Dacă se consideră situația prezentată în Fig. 4.6a, la care ieșirea este dependentă de semnalul de comandă, fiind independentă de intrare, se poate exprima relația:

$$i_o = h(u_o, u(t)), \forall u_i, i_i \quad (4.10)$$

Totodată, puterea de ieșire în cazul unei rețele POPI derivă din puterea de intrare ceea ce implică ca mărimile de intrare să fie finite și diferite de zero, ecuația (4.10) devenind:

$$i_o = h(u_o, u(t)), u_i \neq 0, i_i \neq 0 \quad (4.11)$$

Puterea de la ieșire, independentă de mărimile de intrare, va fi dată de relația:

$$P_o = u_o i_o = u_o h(u_o, u(t)) = P(t) \quad (4.12)$$

Conform proprietății de conservare a puterii, specifică unei rețele POPI, se poate spune că puterea de intrare va respecta relația:

$$P_i = P_o = u_o h(u_o, u(t)) \quad (4.13)$$

sau,

$$u_i i_i = P(t) \quad (4.14)$$

Ecuția (4.14) reprezintă chiar ecuația sursei de putere ideale (4.1), ceea ce arată că utilizând conceptul POPI în situația diportului comandat la ieșire, acesta va trebui să conțină la intrare o sursă de putere controlată ideală, după cum se poate observa în Fig. 4.6b. În mod similar, pe baza conceptului POPI și utilizând o sursă de putere comandată, poate fi reprezentat un diport comandat la intrare (Fig. 4.7).

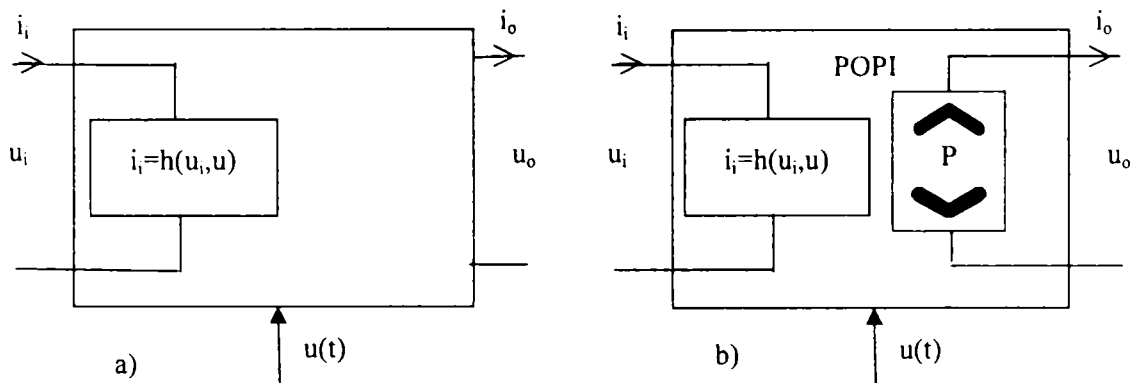


Fig. 4.7. a-diport comandat la intrare  
b-plasarea unei surse de putere la ieșirea unei rețele POPI comandată la intrare

În concluzie, o rețea POPI comandată la intrare sau ieșire va trebui să conțină totdeauna la portul necomandat o sursă de putere comandată ideală. În cazul unui diport neconservativ, funcționarea având loc cu un randament constant  $\eta$ , sunt valabile aceleași considerații privind sursele de putere comandate plasate la intrare sau ieșire, respectându-se relațiile:  $P = P_o / \eta$ , respectiv  $P = P_i / \eta$ .

#### 4.1.2. Redresorul ideal și rezistorul fără pierderi.

Așa cum se cunoaște, redresoarele sunt convertoare ce efectuează conversia curent alternativ-curent continuu. Un *redresor ideal* [30] trebuie să prezinte următoarele proprietăți:

1. să asigure factor de putere unitar înspre bornele de alimentare (bornele de curent alternativ),
2. să ofere o tensiune eminentă continuă și stabilizată înspre bornele de ieșire (bornele de curent continuu),
3. să aibă un randament unitar.

În ceea ce privește prima proprietate, în ipoteza tensiunii de alimentare sinusoidale, un factor de putere unitar înseamnă un curent sinusoidal în fază cu tensiunea. Cu alte cuvinte, redresorul trebuie să aibă un caracter pur rezistiv înspre bornele de alimentare. De aceea un redresor ideal se modelează înspre portul de curent alternativ printr-o rezistență numită rezistență emulată și notată  $R_e$ . Trebuie subliniat că prezența lui  $R_e$  nu implică disipație termică. Puterea pe care aparent  $R_e$  o “consumă” se transferă integral la portul de ieșire.

Relativ la cea de a doua proprietate, o posibilă (dar nu singura) stabilizare a tensiunii de ieșire se poate face prin modificarea rezistenței emulate  $R_e$ . De aceea  $R_e$  trebuie să depindă de cel puțin o mărime de comandă. De obicei această mărime este o tensiune pe care o notăm cu  $u_{control}$ . Deci:

$$R_e = R_e(u_{control}) \quad (4.15)$$

Dar modificarea lui  $R_e$  în vederea stabilizării determină caracterul variant în timp al sistemului, ceea ce duce la generarea de armonici în curentul de intrare și degradarea factorului de putere. În fond, redresorul nu mai oferă o impedanță de intrare pur rezistivă ci una rezistivă dar variabilă în timp. De aceea, pentru a se evita generarea de armonici de curent semnificative, variațiile lui  $R_e$  (și deci și ale mărimii de comandă  $u_{control}$ ) trebuie să fie lente în raport cu perioada tensiunii alternative de alimentare.

Concluzia este că în situația în care rezistența emulată este utilizată pentru realizarea stabilizării condiției de stabilizare, condiția de stabilizare și cea de factor de putere unitar sunt contradictorii. Pentru realizarea unui redresor ideal trebuie să existe două mărimi independente de comandă: o mărime prin care se controlează rezistența emulată și o alta prin care se realizează stabilizarea. Deci, din acest punct de vedere, sistemul trebuie să posedă două grade de libertate.

Cea de a treia condiție de randament unitar este satisfăcută în situația în care redresorul conține numai elemente reactive, întrerupătoare active și pasive toate ideale (adică inductivități, capacități, diode și tranzistoare ideale).

*Rezistorul fără pierderi* (LFR- engl. *loss-free resistor*) [127], [128], reprezintă o rețea POPI a cărei port de intrare respectă legea lui Ohm, nu are pierderi și nu conține elemente stocante de energie:

$$u_i = i_i R_e \quad (4.16)$$

Puterea consumată de portul de intrare este:

$$P_i = \frac{u_i^2}{R_e} \quad (4.17)$$

Conform celor prezentate anterior corespunzător conceptului POPI, portul de ieșire reprezintă o sursă de putere constantă având valoarea:

$$P_o = u_o i_o = P_i = P \quad (4.18)$$

Dacă  $R_e$  depinde de o mărime de comandă, fie ea  $u_{control}$ , atunci:

$$p_i(t) = \frac{u_i^2(t)}{R_e(u_{control})} = p_o(t) = u_o(t) i_o(t). \quad (4.19)$$

De remarcat că puterea instantanee de ieșire depinde numai de  $u_i(t)$  și  $u_{control}$ , fiind independentă de caracteristicile sarcinii conectate la portul de ieșire. Acest port de ieșire trebuie să se comporte ca o sursă de putere comandată ce ascultă de relația (4.19).

Dacă rezistorul fără pierderi se conectează la o sarcină rezistivă  $R$ , egalitatea puterilor instantanee pe  $R_e$  și  $R$  implică și egalitatea puterilor active. Din aceasta rezultă imediat că:

$$\frac{U_{o\ ef}}{U_{i\ ef}} = \frac{I_{ac\ ef}}{I_{o\ ef}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}}. \quad (4.20)$$

În Fig. 4.8 este prezentat modelul rezistorului ideal fără pierderi.

Dacă se iau în considerație pierderile, modelate prin rezistențe serie  $r_s$  și paralel  $r_p$ , un convertor poate fi modelat cu ajutorul transformatorului cu raport de conversie variabil prezentat în Fig. 4.9a. Relațiile caracteristice sunt date de:

$$\begin{bmatrix} u_i \\ i_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k(t) & r_s k^{-1}(t) \\ k(t)/r_p & (1 + r_s/r_p)k^{-1}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_o \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Dacă pentru același convertor se dorește modelarea folosind LFR, prezentată în Fig. 4.9b, este necesar ca între terminalele de intrare să fie emulată o rezistență de valoare  $R$ , care nu este complet fără pierderi deoarece reprezintă o combinație între LFR și rezistențele de pierderi  $r_s$  și  $r_p$ . Puterea disipată pe elementele de pierderi este:

$$\Delta P = u_i^2 \left[ \frac{1}{r_p} + \left( \frac{1}{R} - \frac{1}{r_p} \right)^2 r_s \right] \quad (4.22)$$

Puterea furnizată sursei poate fi astfel exprimată prin relația:

$$P' = P_i - \Delta P = i_i^2 R - \Delta P \quad (4.23)$$

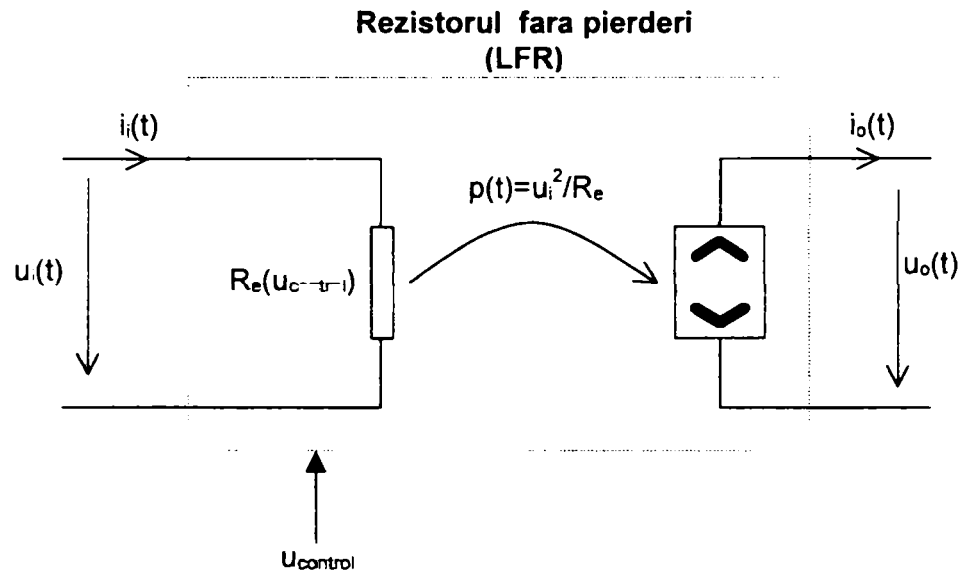


Fig. 4.8. Modelul rezistorului fără pierderi (circuit LFR).

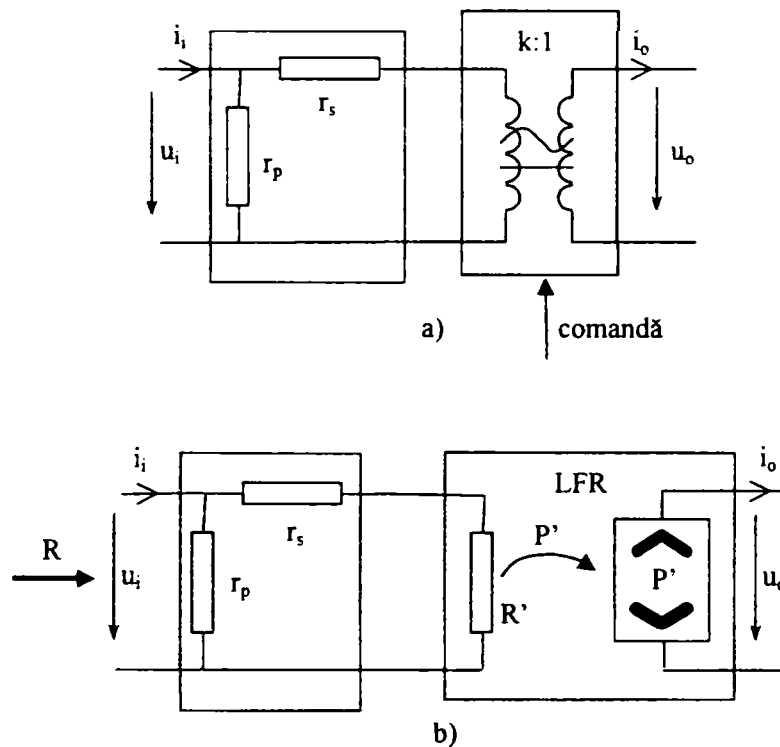


Fig. 4.9. Modelarea unui convertor cu pierderi  
 a-prin utilizarea modelului TVT  
 b-prin utilizarea modelului LFR

Valoarea rezistenței emulată la intrare depinde de valoarea rezistenței din cadrul LFR și de valorile rezistențelor de pierderi, fiind:

$$R = r_p \parallel (r_s + R') \quad (4.24)$$

de unde va rezulta valoarea lui  $R'$ :

$$R' = \frac{R(r_p + r_s) - r_p r_s}{r_p - R} \quad (4.25)$$

Dacă funcționarea are loc la o frecvență ridicată se poate spune că  $r_s \ll R \ll r_p$ , astfel că poate fi făcută aproximarea:

$$R' \cong R \left( 1 + \frac{R}{r_p} - \frac{r_s}{R} \right) \cong R \quad (4.26)$$

Rezistorul fără pierderi reprezintă deci un element de circuit foarte important, putând înlocui orice rezistor convențional în orice sistem de procesare a puterii, rezultând o creștere a randamentului total.

#### 4.1.3. Aplicațiile LFR în circuitele de procesare a puterii.

Caracteristicile rezistorului fără pierderi fac posibilă utilizarea lui în analiza funcționării unei largi game de aplicații, dintre care face parte și redresarea cu factor de putere unitar [128]. În mod uzual pentru un convertor PWM funcționând în regim CCM este nevoie de o reacție negativă neliniară sau feedforward pentru a se obține caracterul de LFR, practic convertindu-se modelul cu transformator cu raport de conversie variabil în timp (TVT) într-un model de tip LFR. Există totuși topologii de conversoare PWM, funcționând în regim DCM, care se comportă în mod natural ca și modelul LFR, fără a fi necesară utilizarea unei bucle de reacție externă suplimentară.

Dacă se analizează cazul convertorului BUCK-BOOST DCM, prezentat în Fig. 4.10a, se știe că acesta poate fi modelat ca și un rezistor fără pierderi, așa cum se poate observa în Fig. 4.10b.

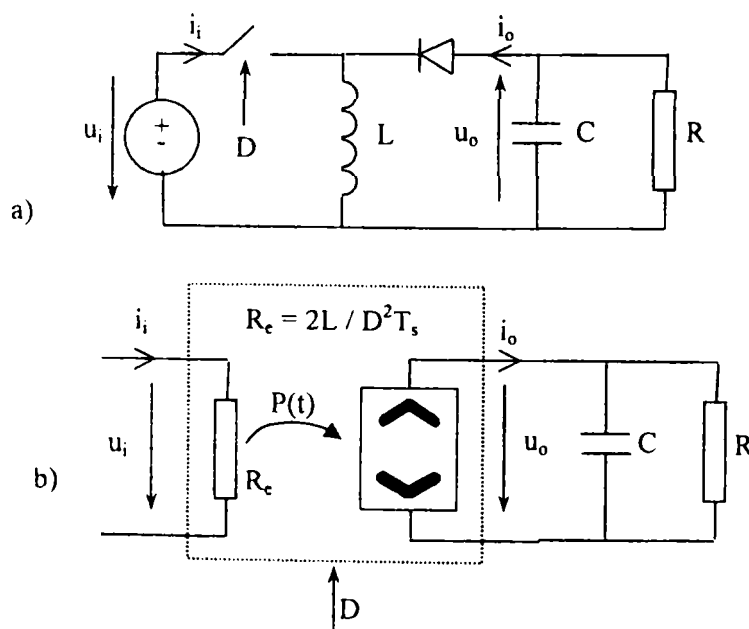


Fig. 4.10. a-Convertorul BUCK-BOOST DCM  
b-Modelul mediat LFR pentru BUCK-BOOST DCM

Valorile medii corespunzătoare intrării și ieșirii convertorului sunt următoarele:

$$I_i = \frac{U_i}{R_e}, \quad I_o U_o = \frac{U_i^2}{R_e} = P \quad (4.27)$$

în care valoarea rezistenței emulate, în funcție de inductanța  $L$ , factorul de umplere  $D$  și perioada de comutație  $T_s$ , este dată de relația:

$$R_e = \frac{2L}{D^2 T_s} \quad (4.28)$$

La ieșirea convertorului, chiar dacă tensiunea sau curentul nu sunt constante, se va obține o valoare constantă a puterii,  $P$ . Acest model este valabil și în ipoteza funcționării cu variații mari la intrare a tensiunii continue sau alternative (în funcție de aplicație), cu condiția ca funcționarea să aibă loc permanent în regim de curent discontinuu DCM.

Un alt exemplu de convertor funcționând în regim discontinuu și care se comportă în mod natural ca și un LFR este convertorul ĆUK DCM. Schema acestuia precum și modelul mediat bazat pe LFR sunt prezentate în Fig. 4.11.

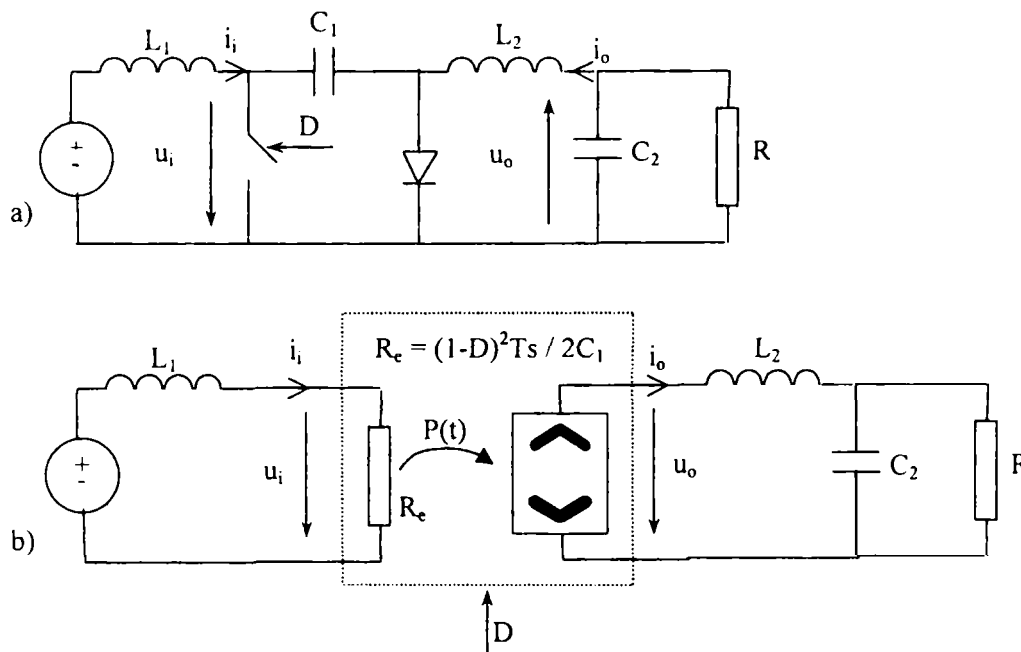


Fig. 4.11. a-Convertorul ĆUK DCM  
b-Modelul mediat LFR pentru ĆUK DCM

Relațiile corespunzătoare mărimilor medii caracteristice intrării și ieșirii convertorului sunt:

$$U_i = I_i R_e, \quad I_o U_o = I_i^2 R_e = P \quad (4.29)$$

în care valoarea rezistenței emulate este dată de relația:

$$R_e = \frac{(1-D)^2 T_s}{2C_1} \quad (4.30)$$

Modelarea prin LFR poate fi efectuată și în cazul unor convertoare DCM la care porturile de intrare și ieșire nu sunt decuplate, precum în cazurile prezentate anterior, ceea ce face ca portul de intrare să nu se comporte ca un simplu rezistor ci mai degrabă ca un rezistor neliniar. Se poate demonstra că în cazul aplicării acestor convertoare în redresoarele PFC pot fi obținute valori reduse, dar nenule, ale armonicilor curentului de intrare dacă convertoarele sunt comandate cu un factor de comandă constant.

Spre exemplificare, în Fig. 4.12, sunt prezentate convertoarele BUCK DCM și BOOST DCM, împreună cu modelele lor mediate corespunzătoare bazate pe LFR. În ambele situații sursa de putere  $P$  furnizează puterea consumată de către rezistența emulată  $R_e$ .

Convertoarele ac-dc, cu sarcini neliniare, care implică obținerea unui factor de putere unitar reprezintă o categorie importantă din domeniul aplicațiilor în care de poate aplica modelul rezistorului fără pierderi. În situația prezentată în Fig. 4.13a puterea consumată de către sarcina neliniară,  $P_{sarc}$ , nu este egală cu valoarea medie a puterii furnizată de sursa alternativă,  $P_{med} = 1/2 U_M I_M$ , pentru care  $U_{in} = U_M \sin \omega t$ ,  $I_{in} = I_M \sin \omega t$ . Dacă  $P_{sarc} < P_{med}$  diferența rezultată va încărca capacitatea de la ieșire până la distrugerea acesteia. Dacă însă



$P_{sarc} < P_{med}$  atunci capacitatea se va descărca până când sistemul va deveni nefuncțional. În ambele situații prezentate funcționarea sistemului poate fi considerată ca fiind instabilă.

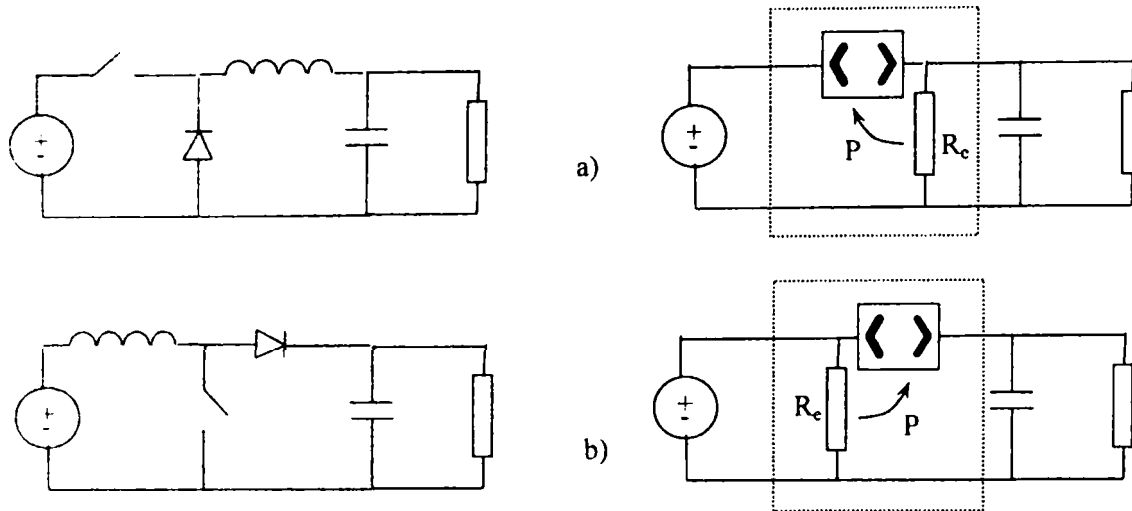


Fig. 4.12. a-Convertorul BUCK DCM și modelul mediat LFR aferent  
b- Convertorul BOOST DCM și modelul mediat LFR aferent

O funcționare stabilă poate fi obținută prin controlul separat al tensiunii pe sarcină respectiv al curentului absorbit la intrare. Prin adăugarea unui convertor dc-dc la ieșire, pentru controlul tensiunii de pe sarcină, și prin plasarea unui LFR în paralel cu capacitatea de ieșire se poate obține un echilibru în transferul puterilor din circuitul prezentat în Fig 4.13b. În această situație puterea ce o furnizează sursa alternativă trebuie să fie mai mare decât cea consumată de sarcină.  $P_{sarc} = 1/2 U_M I_M - \Delta P$ . Astfel, tensiunea de la bornele capacității va fi determinată de puterea absorbită de către rezistența  $R_e$  a LFR-ului, rezultând:

$$U_C = \sqrt{R_e \Delta P} \quad (4.31)$$

În această situație rezistorul fără pierderi va prelua diferența de putere dintre sursă și sarcină, returnând-o sursei, sistemul funcționând astfel principial fără pierderi într-un mod stabil.

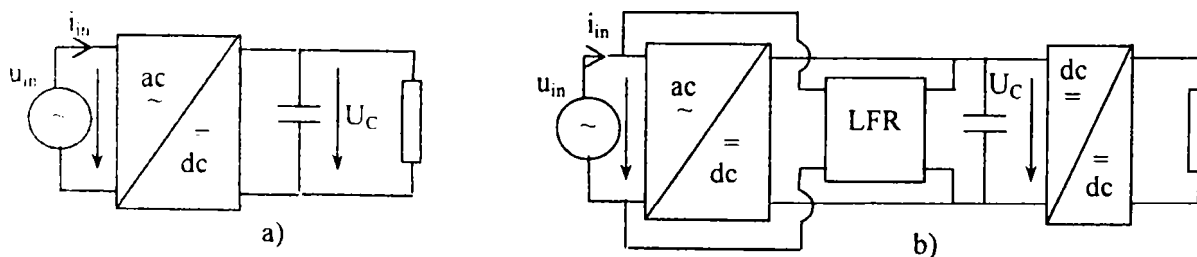


Fig. 4.13. a-Convertor PFC fără tensiune de sarcină stabilizată  
b- Convertor PFC cu tensiune de sarcină stabilizată și LFR pentru echilibrul puterilor

## 4.2. Arhitecturi practice de circuite PFC monofazate

În acest paragraf autorul face câteva considerente topologice generale legate de arhitectura unui circuit PFC monofazat. Din condiția de conservare a puterii instantanee rezultă necesitatea unui condensator de stocare a energiei pentru care sunt furnizate relațiile de dimensionare. Tot în vederea dimensionării **autorul deduce relațiile de calcul a valorilor medii, efective și maxime ale curenților prin dispozitivele circuitelor PFC**. În final sunt prezentate relațiile analitice ce asigură funcționarea convertorului în modul dorit, adecvat comenzii utilizate.

Există două arhitecturi tipice de circuite PFC [30], după prezența sau absența unei bucle de reacție prin care se controlează la joasă frecvență curentul de intrare:

1. Utilizând convertoare în comutație pentru care, prin natura intrinsecă a topologiei și a modului de funcționare, la frecvențe joase (de ordinul dublului frecvenței rețelei) intrarea are un caracter rezistiv liniar pur. Aceste structuri au marele avantaj că nu necesită o buclă de reacție după curent.
2. Utilizând convertoare în comutație care la joasă frecvență nu prezintă la intrare o rezistență liniară și la care printr-un circuit de comandă se controlează curentul de intrare în convertor,  $i_g$ , astfel încât valoarea mediată a acestuia să fie în fază cu tensiunea de alimentare  $u_g$  a acestuia. Aceste structuri conțin deci o buclă de control al curentului numită pe scurt buclă de curent. Bucla de curent trebuie să fie de bandă largă, astfel încât la variațiile lente ale tensiunii de alimentare să se poată admite că circuitul trece printr-o succesiune de stări staționare relativ la frecvența de comutație.

Ambele implementări, deoarece utilizează convertoare dc-dc, presupun o alimentare unipolară a acestora. De aceea, în amonte de convertor există o punte redresoare bialternanță necomandată. Fie tensiunea de intrare,  $u_i$ , ca fiind sinusoidală, având amplitudinea  $U_M$ :

$$u_i = U_M \sin \omega t. \quad (4.32)$$

Tensiunea de alimentare a convertorului dc-dc,  $u_g$ , este tensiunea de la ieșirea punții redresoare și în regim de conducție neîntreruptă a punții este:

$$u_g = U_M |\sin \omega t|. \quad (4.33)$$

În cele mai multe cazuri se dorește o tensiune de ieșire constantă, notată cu  $U_o$  sau, oricum, cu pulsații vârf la vârf neglijabile în raport cu componenta continuă. În această ipoteză, raportul de conversie  $m$  al convertorului va fi o mărime dependentă de timp:

$$m = m(t) = \frac{u_o(t)}{u_g(t)} = \frac{U_o}{U_M |\sin(\omega t)|} = \frac{M_{\min}}{|\sin(\omega t)|}, \quad (4.34)$$

$$M_{\min} = \frac{U_o}{U_M} \quad (4.35)$$

Cum modulul sinusului variază între 0 și 1, din (4.34) rezultă că:

$$m \in [M_{\min}, \infty]. \quad (4.36)$$

Orice topologie de convertor dc-dc pentru care raportul static de conversie ideal ia valori în domeniul precizat de relația (4.36) poate fi un candidat pentru realizarea unui circuit PFC, indiferent de tipul de implementare. Examinând relația (4.36) se remarcă faptul că acest convertor *trebuie să fie obligatoriu ridicător de tensiune*. De exemplu, convertoarele PWM BOOST, BUCK-BOOST, ĆUK, SEPIC, ZETA sau FLYBACK se pretează a se utiliza, în timp ce un convertor BUCK nu (sau, dacă acest lucru se face, se acceptă în mod deliberat un factor de putere teoretic subunitar, ceea ce în unele aplicații de mică putere poate menține amplitudinile armonicilor în limitele standardelor).

Un exemplu de configurație de tipul 1, deci fără buclă de curent, este cel în care se utilizează convertoare PWM dc-dc, cu funcționare în conducție discontinuă (engl. DCM – discontinuous conduction mode). Se poate demonstra că, la funcționarea DCM, modelul

mediat al întrerupătorului PWM [30], este cel din Fig. 4.14. Tranzistorul se înlocuiește cu o rezistență emulată,  $R_{edcm}$ , iar dioda cu o sursă de putere instantanee comandată, a cărei valoare este egală cu puterea instantanee pe  $R_{edcm}$ . Valoarea rezistenței emulate în modul DCM este:

$$R_{edcm} = \frac{2Lf_s}{d^2}. \quad (4.37)$$

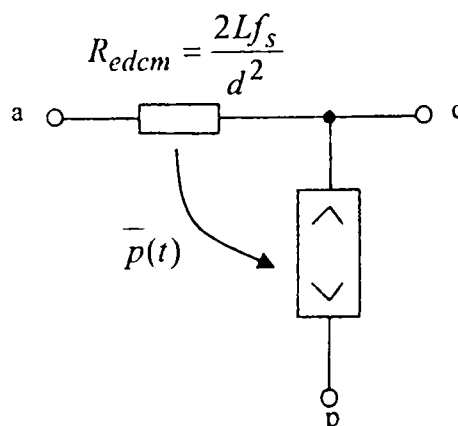


Fig. 4.14. Modelul mediat al întrerupătorului PWM în modul DCM.

O configurație de tipul 2, aici formată dintr-o punte și un convertor dc-dc este prezentată în Fig. 4.15. Pentru această configurație se remarcă faptul că pentru realizarea condiției de factor de putere unitar prin controlul curentului este necesară, în cel mai general caz, și o informație despre tensiunea de intrare, care și ea este mărime de intrare în controller. Tensiunea  $u_{control}$  este mărimea prin care se reglează valoarea rezistenței emulate.

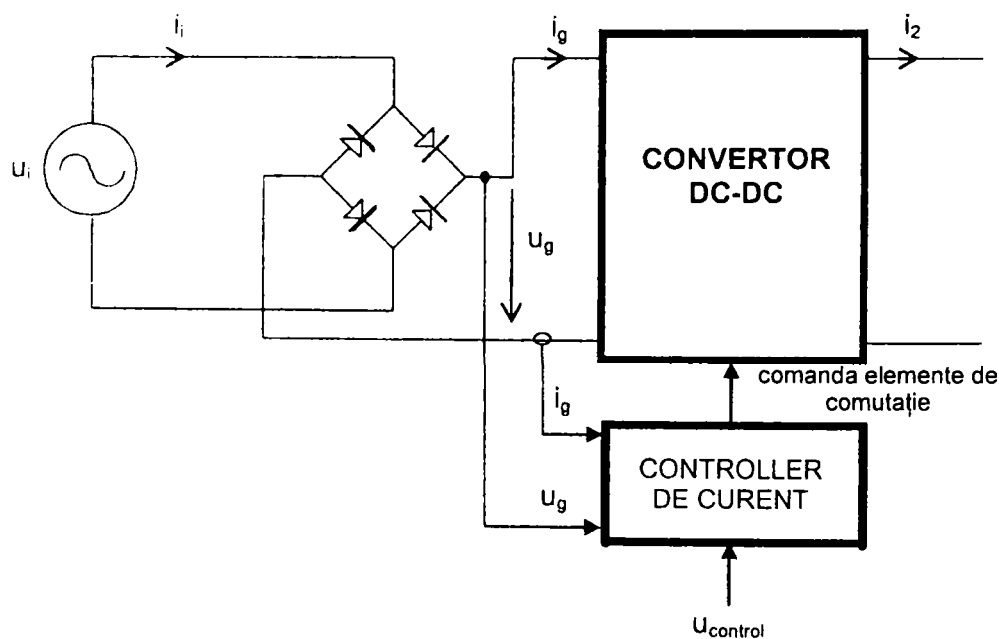


Fig. 4.15. Arhitectură de intrare a unui circuit PFC cu buclă pentru controlul curentului.

#### 4.2.1. Necesitatea condensatorului de filtraaj și arhitectura practică a unui redresor ideal

Deși utilizarea unui condensator la ieșire apare ca o necesitate firească din rațiuni de filtraaj, totuși acest element este necesar și din considerente energetice, care vor releva și alte aspecte importante [30]. Să considerăm un redresor ideal cu tensiunea de ieșire este stabilizată printr-un procedeu oarecare, deci constantă. Pentru o sarcină cu consum de curent constant puterea instantanee de ieșire a redresorului ideal este și ea constantă:

$$p_o(t) = u_o(t)i_o(t) = U_o I_o. \quad (4.38)$$

Totuși, puterea instantanee de la intrarea redresorului ideal nu este constantă, fiind o funcție de timp:

$$p_i(t) = u_i(t)i_i(t) = \frac{u_i^2(t)}{R_e} = \frac{U_M^2}{2R_e}(1 - \cos 2\omega t) . \quad (4.39)$$

Ea conține o componentă continuă și o armonică pe dublul frecvenței rețelei. Neegalitatea puterilor instantanee sugerează faptul că în sistemul de redresare ideal sunt necesare elemente de circuit capabile să absoarbă sau să livreze diferența celor două puteri instantanee. Dacă redresorul ideal se realizează cu un LFR, cum acesta nu conține elemente stocante de energie, se impune adăugarea cel puțin a unui element reactiv, care în cele mai multe cazuri este o capacitate  $C$ . Desigur că funcția de stocare a energiei poate fi îndeplinită și de o bobină. Totuși această alegere nu este cea mai fericită, din considerente de greutate și preț. Pentru exemplificare, un condensator electrolitic de  $100\mu F$  la  $100V$  și o bobină de  $100\mu H$  și  $100A$  înmagazinează ambele o energie de  $0,5J$ . Cu toate acestea condensatorul va fi considerabil mai mic, mai ușor și mai ieftin.

În cazul utilizării unei capacități puterea instantanee,  $p_C$  pe capacitate este:

$$p_C(t) = \frac{dE_C}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C u_C^2 \right) = p_i(t) - p_o(t) \quad (4.40)$$

Integrarea ultimei egalități din (4.40) ne arată că tensiunea pe capacitate va fi dependentă de timp.

Evident această capacitate nu se poate conecta în paralel cu ieșirea, pentru că atunci tensiunea de ieșire nu ar mai fi constantă. Deci, ea trebuie să se afle “în mijlocul” redresorului. O posibilă implementare practică este cea din fig. 4.16. Apare un al doilea convertor (primul implementează LFR-ul) care conține o buclă de reacție de bandă largă după tensiunea de ieșire.

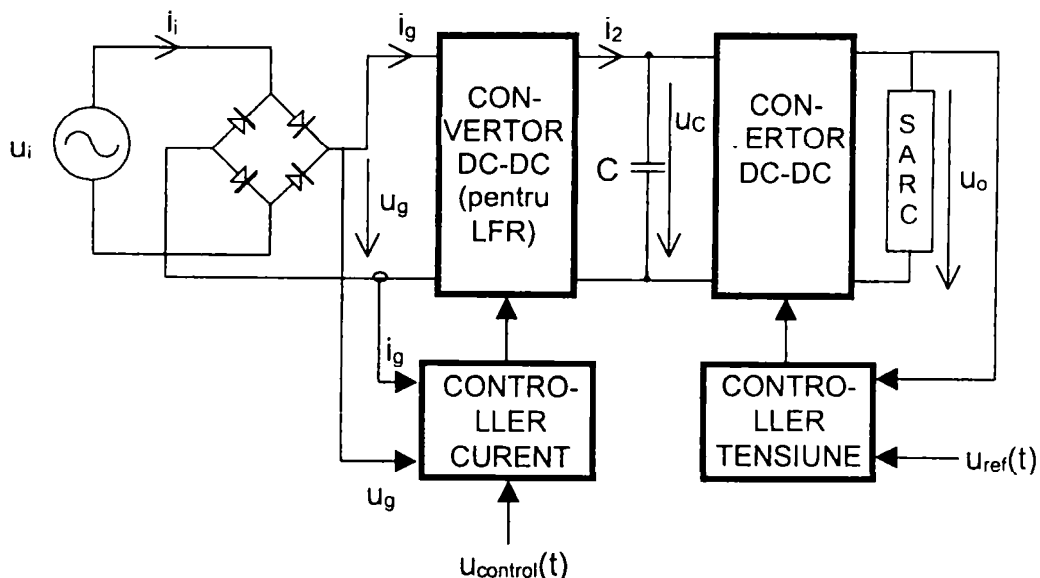


Fig. 4.16. Circuit PFC cu două convertoare dc-dc în care există control independent de bandă largă atât pentru curentul de intrare, cât și pentru tensiunea de ieșire.

În acest fel o astfel de configurație permite:

- controlul cu bandă largă al curentului de intrare pentru obținerea unui factor de putere unitar,
- posibilitatea manipulării diferențelor de putere instantanee de joasă frecvență,
- stabilizarea cu bandă largă a tensiunii de ieșire.

Pentru arhitectura din fig. 4.16, dacă al doilea convertor dc-dc utilizat are randament unitar, atunci în stare staționară puterile active de intrare și de ieșire,  $P_i$  respectiv  $P_o$  vor fi egale. Totuși, puterea instantanee de intrare,  $p_i(t)$  și deci și  $P_i$ , este dată numai de  $u_i$  și  $R_e$ . Dar atât  $u_i$

cât și  $R_e$  sunt independente de sarcină (bucla de curent care fixează pe  $R_e$  nu are nimic comun cu ieșirea). Deci, sistemul din fig. 4.16 nu conține nici un mecanism prin care să se asigure egalitatea puterilor active de intrare și ieșire. În consecință este necesar un circuit de comandă suplimentar prin care să se modifice  $R_e$ , astfel încât egalitatea puterilor active de intrare și ieșire să fie asigurată.

Modalitatea practică cea mai simplă în acest sens este de a stabiliza componenta continuă a tensiunii pe capacitatea  $C$ . O astfel de alegere se justifică prin aceea că modificarea lui  $R_e$  trebuie să se facă lent, deci cu o buclă de reacție de bandă mică pentru a se menține condiția unui factor de putere unitar. Stabilizarea unei componente continue permite utilizarea unei astfel bucle de reacție de bandă mică. Astfel, arhitectura unui redresor ideal complet este cea din fig. 4.17. Este structura unui așa-numit circuit PFC cu triplă buclă: o buclă de curent de bandă largă, o buclă de tensiune la ieșire tot de bandă largă și o buclă intermediară de bandă redusă.

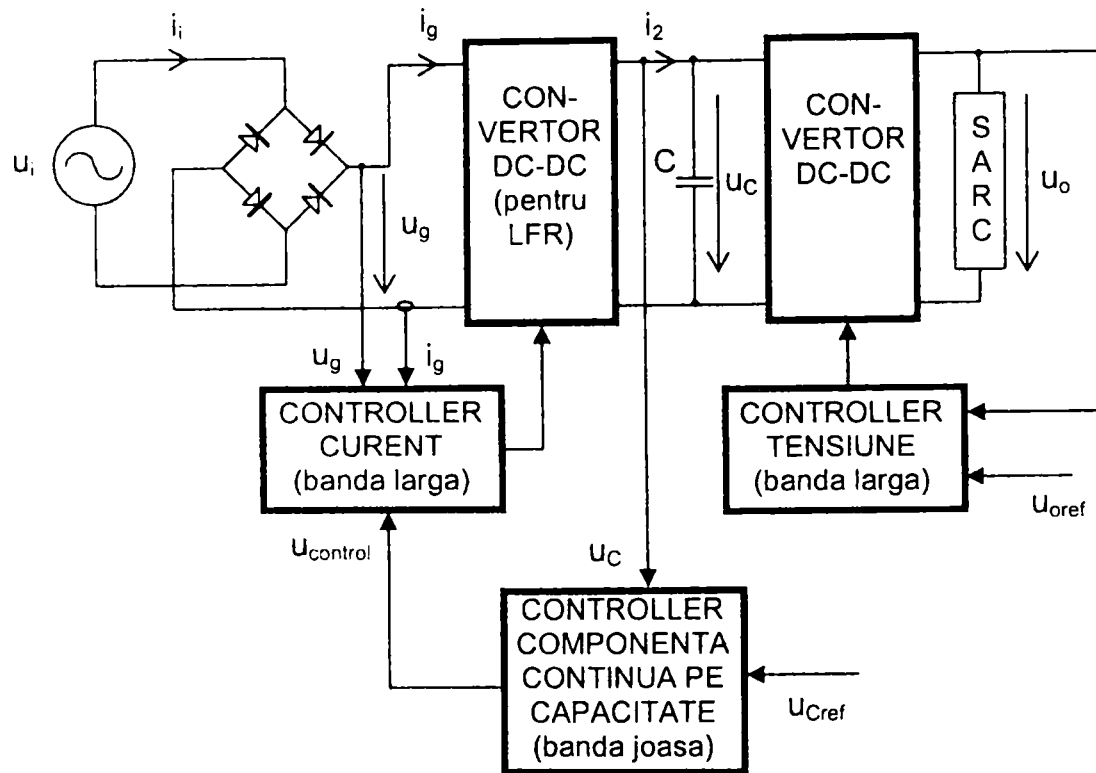


Fig. 4.17. O schemă bloc a unui redresor ideal.

Există posibilitatea integrării controllerului de curent și controllerului tensiunii de ieșire utilizând numai un singur convertor. Astfel de arhitecturi se numesc circuite PFC integrate. Este de asemenea posibil să se proiecteze redresoare ideale cu intrare universală, în sensul că ele funcționează corect oriunde în lume, de la  $100V_{ef}$  în unele regiuni din Japonia, la  $260V_{ef}$  în vestul Australiei, la  $50Hz$  sau  $60Hz$ . Indiferent de tensiunea și frecvența de alimentare, ele produc o aceeași tensiune de ieșire constantă.

Capacitatea de stocare a energiei permite funcționarea sistemului și în alte situații în care puterile instantanee de intrare și de ieșire diferă. Exemplul clasic este acela în care se dorește ca tensiunea de ieșire să rămână constantă atunci când tensiunea rețelei dispare pentru câteva semiperioade (de obicei o perioadă).

O problemă ce apare la utilizarea unei capacități de stocare este curentul de intrare mare absorbit în decursul regimului tranzitoriu de pornire. Aceasta pentru că în primele momente de la pornire tensiunea pe capacitate este mică. Unele convertoare PWM dc-dc, prin structura lor intrinsecă, nu pot limita acest curent chiar dacă, de exemplu, factorul de umplere este făcut zero. Un astfel de convertor este, de exemplu, convertorul BOOST, în care curentul

de pornire se închide prin bobina de la intrare diodă și capacitatea de la ieșire, chiar dacă  $d=0$ . De aceea în cazul utilizării unor astfel de convertoare sunt necesare circuite suplimentare de protecție la supracurent la pornire. Desigur că există și convertoare la care curentul de pornire poate fi controlat, de pildă, cu un soft-start potrivit ales. Acestea sunt de regulă convertoarele cu întrerupătorul activ în serie cu intrarea ( de exemplu BUCK-BOOST, ZETA, etc.).

#### 4.2.2. Relații generale de dimensionare

Relațiile de mai jos se referă atât la redresorul ideal realizat ca în fig. 4.17, cât și la un LFR, ambele având sarcină rezistivă [98].

Din egalitatea puterilor active de intrare și de ieșire se deduce imediat că:

$$U_{o\,ef} = U_{i\,ef} \sqrt{\frac{R}{R_e}} \quad (4.41)$$

$$I_{o\,ef} = I_{i\,ef} \sqrt{\frac{R_e}{R}} \quad (4.42)$$

Pentru o tensiune de intrare sinusoidală dată de (4.32), relația (4.41) devine:

$$U_{o\,ef} = U_M \sqrt{\frac{R}{2R_e}} \quad (4.43)$$

În continuare relațiile se individualizează în funcție de natura sarcinii și circuitul analizat. Ele conduc la ecuații de proiectare din care se poate alege valoarea condensatorului pentru stocarea energiei.

##### 4.2.2.1. Redresor ideal în care sarcina are un consum de curent constant

Relativ la fig. 4.16 sau fig. 4.17, pentru calculul pulsațiilor  $\Delta U_C$  ale tensiunii pe capacitatea de stocare se integrează ecuația (4.40) în care

$$p_o = u_o i_o = U_o I_o = P_o \quad (4.44)$$

este constantă.

Se obține astfel:

$$E_C(t) = E_C(0) + \int_0^t (p_i(t) - p_o(t)) dt, \quad (4.45)$$

sau

$$E_C(t) = E_C(0) + \int_0^t \left( \frac{U_M^2}{2R_e} (1 - \cos 2\omega t) - U_o I_o \right) dt, \quad (4.46)$$

unde

$$E_C(t) = \frac{1}{2} u_C^2(t). \quad (4.47)$$

$$E_C(0) = \frac{1}{2} u_C^2(0). \quad (4.48)$$

Dar egalitatea puterilor active implică:

$$\frac{U_M^2}{2R_e} = U_o I_o = P_o, \quad (4.49)$$

astfel încât (4.46) devine:

$$E_C(t) = E_C(0) + \int_0^t (-P_o \cos 2\omega t) dt = E_C(0) - \frac{P_o \sin 2\omega t}{2\omega}. \quad (4.50)$$

Din (4.50), (4.47) și (4.48) se obține:

$$u_c(t) = \sqrt{u_c^2(0) - \frac{P_o}{\omega C} \sin 2\omega t}. \quad (4.51)$$

Se poate verifica utilizând (4.51) că valoarea efectivă a tensiunii pe capacitate este:

$$U_{C_{ef}} = u_c(0). \quad (4.52)$$

Astfel (4.51) se scrie:

$$u_c(t) = U_{C_{ef}} \sqrt{1 - \frac{P_o}{\omega C U_{C_{ef}}^2} \sin 2\omega t}. \quad (4.53)$$

Această formă de undă este reprezentată în fig. 4.18, împreună cu tensiunea de intrare.

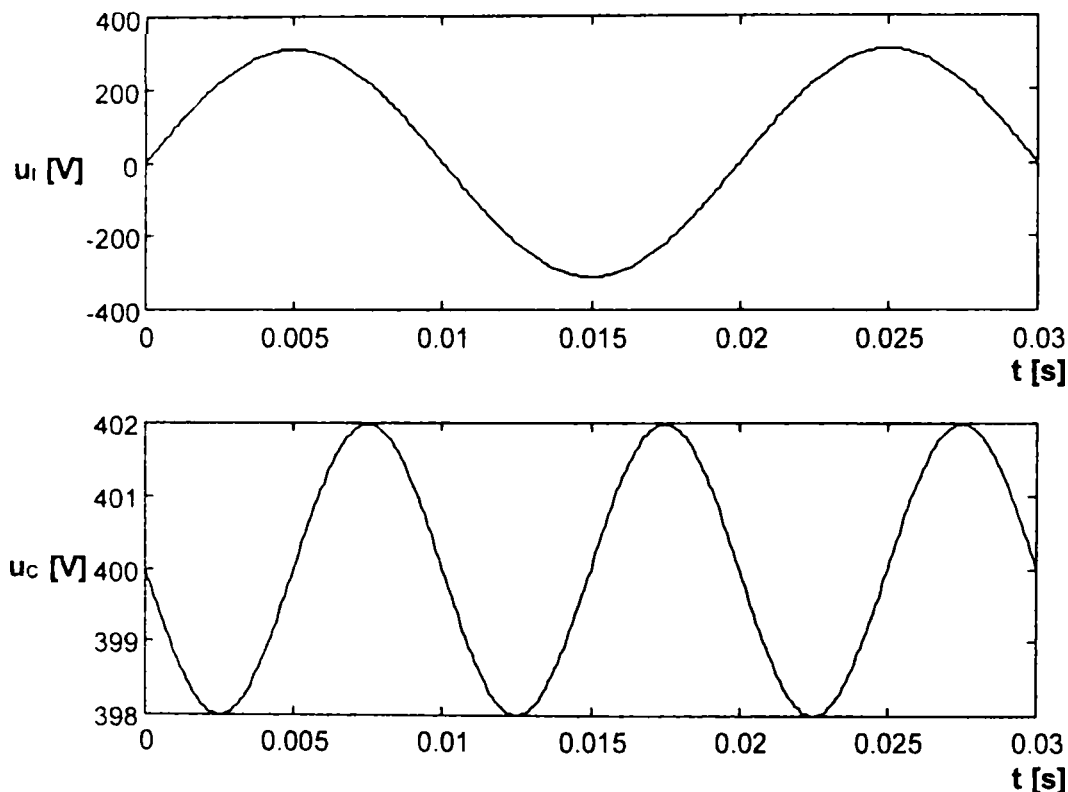


Fig. 4.18. Tensiunea de intrare și tensiunea pe capacitatea de stocare a energiei. Parametrii redresorului ideal sunt:  $U_M=220V$ ;  $f=50Hz$ ;  $P_o=500W$ ;  $C=1000\mu F$ ;  $U_{C_{ef}}=400V$ .

Minimul și maximul tensiunii pe capacitate au loc atunci când  $\sin 2\omega t$  este  $1$  respectiv  $-1$ , astfel că valoarea vârf la vârf a tensiunii pe capacitate este:

$$\Delta U_c = U_{C_{ef}} \left[ \sqrt{1 + \frac{P_o}{\omega C U_{C_{ef}}^2}} - \sqrt{1 - \frac{P_o}{\omega C U_{C_{ef}}^2}} \right]. \quad (4.54)$$

Dacă

$$\frac{P_o}{\omega C U_{C_{ef}}^2} \ll 1, \quad (4.55)$$

atunci  $\Delta U_c$  se poate aproxima prin:

$$\Delta U_c \cong \frac{P_o}{\omega C U_{C_{ef}}}. \quad (4.56)$$

Condiția (4.55) are loc dacă pulsațiile vârf la vârf ale tensiunii pe capacitate sunt mici în raport cu valoarea efectivă a aceleiași tensiuni.

#### 4.2.2.2. Rezistență fără pierderi (LFR) cu capacitatea de stocare și sarcina rezistivă conectate la ieșire

Structura este cea din Fig. 4.15, cu capacitatea de stocare și sarcina rezistivă conectate în paralel la ieșirea convertorului. Legea I a lui Kirchoff pentru nodul de la ieșire furnizează:

$$C \frac{du_o(t)}{dt} = i_2(t) - \frac{u_o(t)}{R}. \quad (4.57)$$

Dar din expresia puterii instantanee de la ieșirea LRF avem:

$$i_2(t) = \frac{p_o(t)}{u_o(t)}. \quad (4.58)$$

Înlocuind în (4.57) pe  $i_2(t)$  cu expresia dată de (4.58) și multiplicând apoi ambii membri ai relației obținute cu  $u_o(t)$  se obține:

$$Cu_o(t) \frac{du_o(t)}{dt} = p_o(t) - \frac{u_o^2(t)}{R}. \quad (4.59)$$

În fond (4.59) exprimă analitic faptul că puterea instantanee absorbită de capacitatea  $C$  este diferența dintre puterea transferată la ieșirea circuitului LFR și puterea disipată pe sarcina rezistivă. Deși această ecuație diferențială este neliniară în  $u_o(t)$ , totuși ea poate fi rezolvată notând  $u_o^2(t) = y(t)$  sau, echivalent, făcând considerente energetice. Adoptând această din urmă metodă de rezolvare, ținând cont de expresia energiei înmagazinate în condensator:

$$E_C(t) = \frac{1}{2} Cu_o^2(t), \quad (4.60)$$

ecuația (4.59) se poate scrie punând în evidență numai energia astfel:

$$\frac{dE_C(t)}{dt} = p_o(t) - \frac{2E_C(t)}{RC}. \quad (4.61)$$

Relația (4.61) este o ecuație diferențială liniară de ordinul 1 în  $E_C(t)$  care, rezolvată prin metode clasice, conduce la soluția:

$$E_C(t) = E_C(0)e^{-\frac{2t}{RC}} + \int_0^t e^{-\frac{2(t-\tau)}{RC}} p_o(\tau) d\tau. \quad (4.62)$$

Dar din ecuațiile circuitului LRF avem:

$$p_o(t) = p_i(t) = \frac{U_M^2}{2R_e} (1 - \cos 2\omega t), \quad (4.63)$$

care înlocuită în (4.62) și coroborată cu (4.60) conduce la soluția căutată:

$$u_o(t) = \sqrt{\frac{u_o^2(0)e^{-\frac{2t}{RC}} + \frac{R}{R_e} \frac{U_M^2}{2} \left\{ (1 - e^{-\frac{2t}{RC}}) + \frac{1}{1 + (\omega RC)^2} (e^{-\frac{2t}{RC}} - \cos 2\omega t - \omega RC \sin 2\omega t) \right\}}{1 + (\omega RC)^2}}}. \quad (4.64)$$

De reținut că (4.64) reprezintă soluția generală, valabilă deci și pentru regimul tranzitoriu. Soluția de stare staționară,  $u_o(t)_{stat}$ , se obține din (4.64) anulând exponențialele atunci când  $t \rightarrow \infty$  și este:

$$u_o(t)_{stat} = U_M \sqrt{\frac{R}{2R_e} \cdot \left( 1 - \frac{\cos 2\omega t + \omega RC \sin 2\omega t}{1 + (\omega RC)^2} \right)}. \quad (4.65)$$

Se poate demonstra că în acest caz valoarea pulsațiilor vârf la vârf este:

$$\Delta U_o = U_M \sqrt{\frac{R}{2R_e} \left\{ \sqrt{1 + \frac{1}{1 + (\omega RC)^2}} - \sqrt{1 - \frac{1}{1 + (\omega RC)^2}} \right\}}. \quad (4.66)$$



În ipoteza că  $C$  este suficient de mare și pulsațiile vârf la vârf ale tensiunii de ieșire sunt mici în raport cu componenta continuă, se poate găsi o expresie aproximativă a acestora. În această ipoteză sursa de putere de la ieșirea LFR funcționează la tensiune constantă și curentul  $i_2(t)$  este dat de relația:

$$i_2(t) \cong \frac{p_o(t)}{U_o} = \frac{p_i(t)}{U_o} = \frac{1}{U_o} \frac{U_M^2}{2R_e} (1 - \cos 2\omega t). \quad (4.67)$$

Dacă  $C$  este suficient de mare, se poate admite că întreaga componentă alternativă din  $i_2(t)$  trece prin  $C$ , în timp ce întreaga componentă continuă trece prin  $R$ . Exprimând curentul prin capacitate și tensiunea de ieșire se obțin relațiile:

$$C \frac{du_o(t)}{dt} = -\frac{U_M^2}{2R_e U_o} \cos 2\omega t. \quad (4.68)$$

$$U_o = \frac{U_M^2}{2R_e U_o} R. \quad (4.69)$$

Pulsațiile vârf la vârf ale tensiunii de ieșire se obțin integrând (4.68), în care  $U_o$  se exprimă din (4.69) obținându-se în final valoarea relativă a acestor pulsații:

$$\frac{\Delta U_o}{U_o} = \frac{1}{\omega RC}. \quad (4.70)$$

În situația în care rezistența echivalentă serie,  $R_C$ , a capacității este semnificativă (4.70) se modifică în forma:

$$\frac{\Delta U_o}{U_o} = \sqrt{\left(\frac{2R_C}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}. \quad (4.71)$$

O comparație între pulsațiile relative  $\Delta U_o/U_o$  date de relația exactă (4.66) și de cea aproximativă (4.70) se poate face pe graficele din fig. 4.19.

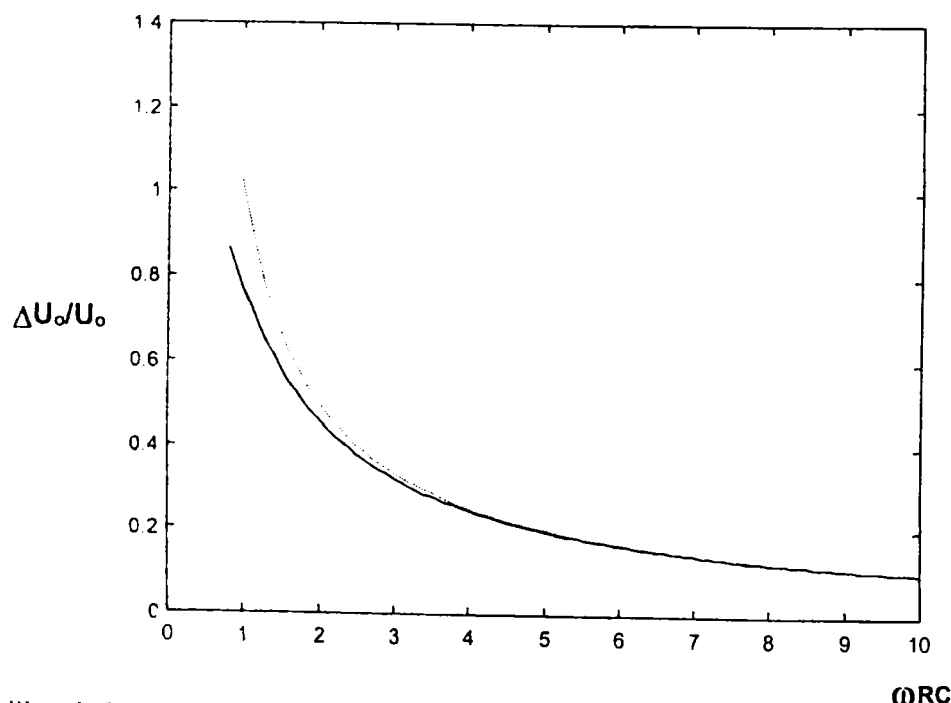


Fig. 4.19. Pulsațiile relative pe condensatorul de stocare a energiei evaluate exact (linie continuă) și aproximativ (punctat).

Se poate observa că cele două ecuații furnizează aceleași rezultate atunci când  $\omega RC \gg 1$  (practic pentru  $\omega RC > 5$ ).

### 4.2.2.3. Calculul valorilor medii, efective și maxime ale curenților prin dispozitivele circuitelor PFC

Aceste valori ale curenților sunt date importante de proiectare, servind în alegerea tranzistoarelor și diodelor. Forma de undă tipică a unui astfel de curent este prezentată în Fig. 4.20, fiind o undă modulată atât în factor de umplere cât și în amplitudine.

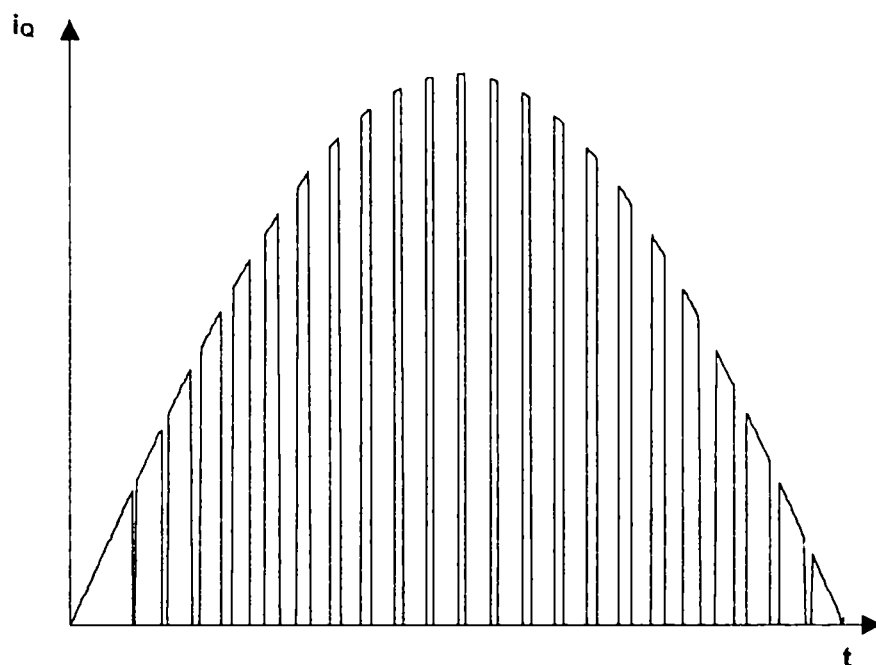


Fig. 4.20. Forma de undă tipică a unui curent prin dispozitivele de comutație dintr-un circuit PFC.

Se va vedea că dacă frecvența de comutație a convertorului este mult mai mare decât dublul frecvenței rețelei, atunci valorile medii și efectivă ale unde se pot evalua, cu suficientă precizie, prin integrale duble. Pentru a avea fixate notațiile, fie de exemplu că ne referim la o undă care este curentul printr-un tranzistor,  $i_Q$ . În vederea determinării valorii medii,  $I_{Q0}$ , prima observație [97], [98] este legată de faptul că perioada unde este egală cu o semiperioadă  $T_{ac}$  a tensiunii rețelei și deci:

$$I_{Q0} = \frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} i_Q(t) dt. \quad (4.72)$$

La rândul său, integrala se poate exprima ca sumă de integrale pe toate perioadele de comutație de durată  $T_s$  care o compun (raportul  $T_{ac}/T_s$  se alege întotdeauna întreg pentru a nu apare subarmonici în circuit). Deci:

$$I_{Q0} = \frac{1}{T_{ac}} T_s \sum_{n=1}^{\frac{T_{ac}}{T_s}} \left( \frac{1}{T_s} \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} i_Q(t) dt \right). \quad (4.73)$$

Se observă că mărimea din paranteza rotundă este chiar valoarea mediată a curentului în a n-a perioadă de comutație din  $T_{ac}$ . Aproximarea introdusă în ipoteza că  $T_{ac} \gg T_s$  este că suma din (4.73) este evaluată printr-o integrală. Această aproximare corespunde situației în care  $T_s$  este făcut să tindă la zero. Astfel:

$$I_{Q0} \cong \frac{1}{T_{ac}} \lim_{T_s \rightarrow 0} \left[ T_s \sum_{n=1}^{\frac{T_{ac}}{T_s}} \left( \frac{1}{T_s} \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} i_Q(t) dt \right) \right] = \frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} \left[ \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_Q(\tau) d\tau \right] dt. \quad (4.74)$$

Deci  $i_Q(t)$  este întâi mediat pe durata unei perioade de comutație, iar apoi rezultatul este mediat pe durata unei semiperioade a rețelei (aceasta este și ordinea de efectuare a operațiilor

în calcul). De aceea partea finală a relației (4.74) se poate scrie sintetic folosind operatorii de mediere:  $\langle \bullet \rangle$  în raport cu  $T_{ac}/2$  și  $\bar{\bullet}$  în raport cu  $T_s$  sub forma:

$$I_{Q0} = \left\langle \bar{i}_Q(t) \right\rangle_{T_{ac}}. \quad (4.75)$$

Similar, pentru calculul valorii efective se obține:

$$I_{Qef} = \sqrt{\left\langle \bar{i}_Q^2(t) \right\rangle_{T_{ac}}}. \quad (4.76)$$

Spre exemplificare, se prezintă determinarea valorii efective a curentului prin tranzistorul convertorului BOOST CCM utilizat ca circuit PFC.

La acest convertor curentul  $i_Q(t)$  este egal cu curentul de intrare  $i_g(t)$  când tranzistorul conduce și este zero când este blocat. De aceea:

$$\bar{i}_Q^2(t) = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} i_Q^2(\tau) d\tau = d(t) i_g^2(t) \quad (4.77)$$

Ultima egalitate în (4.77) are loc în ipoteza că într-o perioadă de comutație, pe durata de conducție a tranzistorului curentul prin acesta se poate admite constant, fiind egal cu curentul prin bobină. Dar:

$$i_g(t) = \frac{U_M}{R_e} |\sin \omega t|, \quad (4.78)$$

iar factorul de umplere se obține egalând raportul de conversie tipic convertorului în CCM, cu aceeași mărime rezultată din circuitul concret (vezi și relația (4.36)):

$$m(t) = \frac{1}{1-d(t)} = \frac{U_o}{u_g} = \frac{U_o}{U_M |\sin \omega t|}. \quad (4.79)$$

Se obține astfel:

$$d(t) = 1 - \frac{U_M}{U_o} |\sin \omega t|. \quad (4.80)$$

Înlocuind (4.78) și (4.80) în (4.77) se obține:

$$\bar{i}_Q^2 = \frac{U_M^2}{R_e^2} \left( 1 - \frac{U_M}{U_o} |\sin \omega t| \sin^2(\omega t) \right). \quad (4.81)$$

Utilizând relația (4.81) în (4.76) aceasta devine:

$$\begin{aligned} I_{Qef} &= \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} i_Q^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} \frac{U_M^2}{R_e^2} \left( 1 - \frac{U_M}{U_o} |\sin \omega t| \right) \sin^2(\omega t) dt} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{T_{ac}} \frac{U_M^2}{R_e^2} \int_0^{\frac{T_{ac}}{2}} \left( \sin^2(\omega t) - \frac{U_M}{U_o} \sin^3(\omega t) \right) dt} \end{aligned} \quad (4.82)$$

Evaluarea ultimei relații se face utilizând egalitatea:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^n(\theta) d\theta = \begin{cases} \frac{2 \cdot 2 \cdot 4 \cdot 6 \cdots (n-1)}{\pi \cdot 1 \cdot 3 \cdot 5 \cdots n} & \text{pentru } n \text{ impar} \\ \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdots (n-1)}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdots n} & \text{pentru } n \text{ par.} \end{cases} \quad (4.83)$$

Acest tip de integrală apare frecvent în calculul valorilor efective ale redresoarelor PWM. Valorile integralei pentru câteva valori ale lui  $n$  sunt prezentate în tabelul 4.1. Utilizând (4.83) integrala din (4.82) se poate evalua obținându-se:

$$I_{Qef} = \frac{U_M}{\sqrt{2} R_e} \sqrt{1 - \frac{8}{3\pi} \frac{U_M}{U_o}} = I_{ief} \sqrt{1 - \frac{8}{3\pi} \frac{U_M}{U_o}}. \quad (4.84)$$

Tabelul 4.1.

$n$	$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^n(\theta) d\theta$
1	$\frac{2}{\pi}$
2	$\frac{1}{2}$
3	$\frac{4}{3\pi}$
4	$\frac{3}{8}$
5	$\frac{16}{15\pi}$
6	$\frac{15}{48}$

Relația (4.84) arată că valoarea efectivă a curentului prin tranzistor se poate minimiza alegând o tensiune de ieșire cât mai mică posibil. Convertorul BOOST fiind ridicător de tensiune, cea mai bună alegere este  $U_o = U_M$ , ceea ce duce la:

$$I_{Qef\ min} = 0,39I_{ief}. \quad (4.85)$$

Pentru același convertor, aplicând același raționament, se obține valoarea efectivă a curentului prin diodă ca fiind:

$$I_{Def} = I_{ief} \sqrt{\frac{8}{3\pi} \frac{U_M}{U_o}}. \quad (4.86)$$

Condiția  $U_o = U_M$  care minimizează curentul efectiv prin tranzistor maximizează curentul prin diodă la valoarea:

$$I_{Def} = 0,92I_{ief}. \quad (4.87)$$

Se poate face observația că valorile medii și efective ale curentului prin diodă se pot calcula mult mai simplu făcând câteva remarci utile. Astfel, teorema I a lui Kirchoff arată că:

$$i_Q(t) + i_D(t) = i_L(t) = i_g(t). \quad (4.88)$$

Totodată în CCM tranzistorul și dioda nu au conducție complementară, adică:

$$i_Q(t) \cdot i_D(t) = 0, \quad (\forall)t. \quad (4.89)$$

Luând în (4.88) valoarea medie pătratică relativ la  $T_{ac}$  și ținând cont de (4.89) rezultă:

$$\sqrt{I_{Qef}^2 + I_{Def}^2} = I_{gef} = I_{ief}, \quad (4.90)$$

de unde

$$I_{Def} = \sqrt{I_{ief}^2 - I_{Qef}^2}. \quad (4.91)$$

Dar  $i_i(t)$  este o undă cvasisinusoidală, deci cu bună aproximație în CCM, astfel:

$$I_{ief} = \frac{U_{ief}}{R_e} = \frac{U_M}{\sqrt{2}R_e}. \quad (4.92)$$

Folosind pentru  $I_{Qef}$  și  $I_{ief}$  expresiile (4.84) respectiv (4.92), din (4.91) se obține valoarea lui  $I_{Def}$  în forma dată de (4.86).

Valorile medii ale curenților prin aceleași dispozitive se determină în mod similar, obținându-se:

$$I_{Q0} = I_{i,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left( 1 - \frac{\pi U_M}{4 U_o} \right), \quad (4.93)$$

$$I_{D0} = I_{i,ef} \frac{U_M}{\sqrt{2} U_o}. \quad (4.94)$$

Și aici, dacă se cunoaște  $I_{Q0}$ ,  $I_{D0}$  se poate obține mai simplu mediind (4.88) pe intervalul  $T_{ac}$  și ținând cont că  $I_{g0}$  este valoarea medie a unei unde sinusoidale redresate bialternanță, deci:

$$I_{g0} = \frac{2I_{gM}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}I_{i,ef}}{\pi}. \quad (4.95)$$

Pentru celelalte tipuri de convertoare cu funcționare CCM deducerea solicitărilor în curent ale dispozitivelor se face identic. Rezultatele finale sunt sintetizate în Tabelul 4.2. În cazul în care există izolare galvanică, raportul de transformare este definit ca  $n = n_1/n_2$ .

Tabelul 4.2.

	Valoare efectivă	Valoare medie	Valoare de vârf
<b>BOOST CCM</b>			
Tranzistor	$I_{i,ef} \sqrt{1 - \frac{8 U_M}{3\pi U_o}}$	$I_{i,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left( 1 - \frac{\pi U_M}{4 U_o} \right)$	$I_{i,ef} \sqrt{2}$
Diodă	$I_o \sqrt{\frac{16 U_o}{3\pi U_M}}$	$I_o$	$2I_o \frac{U_o}{U_M}$
Bobină	$I_{i,ef}$	$I_{i,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$I_{i,ef} \sqrt{2}$
<b>FLYBACK CCM</b>			
Tranzistor (în primar)	$I_{i,ef} \sqrt{1 + \frac{8 U_M}{3\pi n U_o}}$	$I_{i,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$I_{i,ef} \sqrt{2} \left( 1 + \frac{U_M}{n U_o} \right)$
$L_1$	$I_{i,ef}$	$I_{i,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$I_{i,ef} \sqrt{2}$
$C_1$	$I_{i,ef} \sqrt{\frac{8 U_M}{3\pi n U_o}}$	0	$I_{i,ef} \sqrt{2} \cdot \max\left(1, \frac{U_M}{n U_o}\right)$
Diodă (în secundar)	$I_o \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{16 n U_o}{3\pi U_M}}$	$I_o$	$2I_o \left( 1 + \frac{n U_o}{U_M} \right)$
<b>SEPIC CCM fără izolare</b>			
Tranzistor	$I_{i,ef} \sqrt{1 + \frac{8 U_M}{3\pi U_o}}$	$I_{i,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$I_{i,ef} \sqrt{2} \left( 1 + \frac{U_M}{U_o} \right)$
$L_1$	$I_{i,ef}$	$I_{i,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$I_{i,ef} \sqrt{2}$
$C_1$	$I_{i,ef} \sqrt{\frac{8 U_M}{3\pi U_o}}$	0	$I_{i,ef} \sqrt{2} \cdot \max\left(1, \frac{U_M}{U_o}\right)$
$L_2$	$I_{i,ef} \frac{U_M \sqrt{3}}{U_o 2}$	$\frac{I_{i,ef} U_M}{\sqrt{2} U_o}$	$I_{i,ef} \frac{U_M}{U_o} \sqrt{2}$
Diodă	$I_o \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{16 U_o}{3\pi U_M}}$	$I_o$	$2I_o \left( 1 + \frac{U_o}{U_M} \right)$

SEPIC CCM cu izolare			
Tranzistor	$I_{1,ef} \sqrt{1 + \frac{8 U_M}{3\pi nU_o}}$	$I_{1,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$I_{1,ef} \sqrt{2} \left(1 + \frac{U_M}{nU_o}\right)$
$L_1$	$I_{1,ef}$	$I_{1,ef} \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$	$I_{1,ef} \sqrt{2}$
$C_1$ (în primar)	$I_{1,ef} \sqrt{\frac{8 U_M}{3\pi nU_o}}$	0	$I_{1,ef} \sqrt{2} \cdot \max\left(1, \frac{U_M}{nU_o}\right)$
Diodă (în secundar)	$I_o \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{16 nU_o}{3\pi U_M}}$	$I_o$	$2I_o \left(1 + \frac{nU_o}{U_M}\right)$

**4.2.3. Utilizarea convertorului BOOST DCM într-o arhitectură fără buclă de curent**

Introducând modelul mediat al întrerupătorului PWM pentru modul DCM în structurile de convertoare de bază, se constată că cel mai potrivit candidat pentru utilizarea ca circuit PFC este convertorul BUCK-BOOST. Conform schemei din Fig. 4.21, el emulează natural o rezistență egală cu  $R_{edcm}$ . Din expresia (4.37) se constată că  $R_{edcm}$  se poate modifica fie din factorul de umplere, fie prin intermediul frecvenței de comutație. La nivele de putere mici aceste structuri sunt soluții simple, cu cost scăzut. În plus, existența întrerupătorului activ în serie cu intrarea realizează simplu limitarea curentului la pornire (de exemplu prin soft-start).

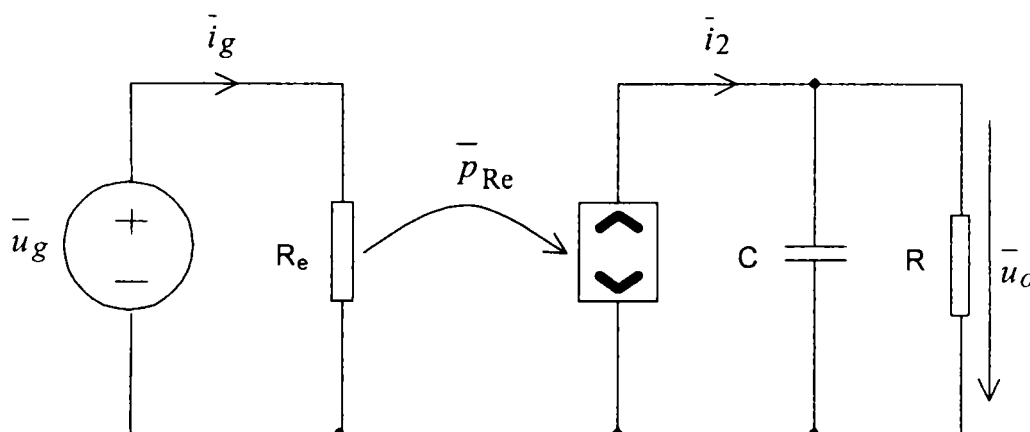


Fig. 4.21. Modelul mediat, de semnal mare, pentru un convertor BUCK-BOOST DCM.

Se pune întrebarea dacă topologia BOOST DCM n-ar putea fi și ea utilizată ca circuit PFC într-o arhitectură fără buclă de control a curentului. Modelul mediat al convertorului BOOST DCM este cel din Fig. 4.22 [98].

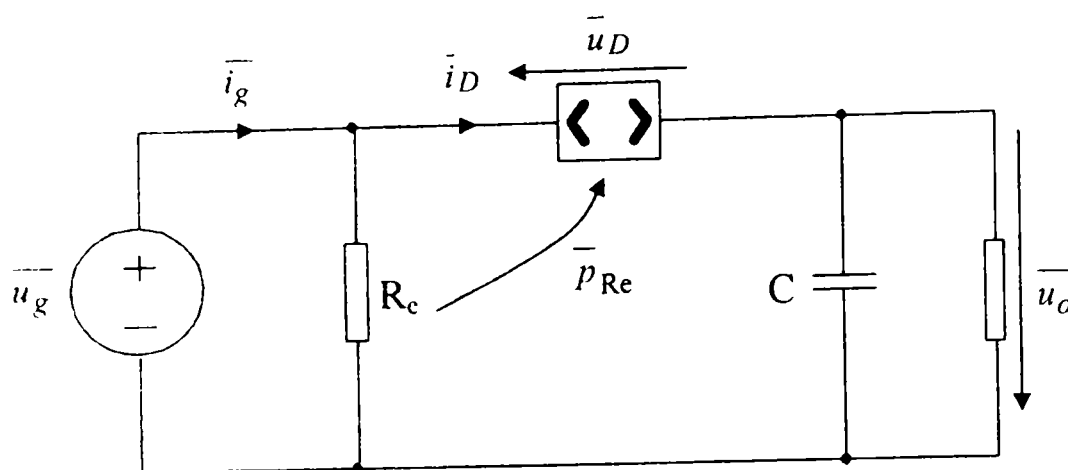


Fig. 4.22. Circuitul mediat al convertorului BOOST DCM utilizat ca circuit PFC.

Dacă condensatorul de filtraj  $C$  este suficient de mare, tensiunea de ieșire va avea pulsații neglijabile și putem să admitem că este constantă. Din circuitul din Fig. 4.22 curentul de intrare va avea expresia:

$$\bar{i}_g = \bar{i}_{Re} + \bar{i}_D = \frac{\bar{u}_g}{R_{edcm}} + \frac{\bar{p}_{Re}}{u_D} = \frac{\bar{u}_g}{R_{edcm}} + \frac{\frac{-2}{U_o} \frac{\bar{u}_g^2}{R_e}}{U_o - \bar{u}_g} = \frac{\bar{u}_g}{R_{edcm}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\bar{u}_g}{U_o}} \quad (4.96)$$

Examinând (4.96) este evident că nu există proporționalitate printr-o constantă între  $\bar{i}_g$  și  $\bar{u}_g$ , ceea ce înseamnă că la un convertor BOOST DCM utilizat ca circuit PFC există întotdeauna armonici în curentul de intrare. Dacă însă:

$$\bar{u}_g \ll U_o, \quad (4.97)$$

atunci fracția care înmulțește pe  $\bar{u}_g/R_{edcm}$  este practic unitară și există o cvasiproporționalitate între  $\bar{i}_g$  și  $\bar{u}_g$ . Consecința este că, deși există armonici în curentul de intrare, acestea vor fi foarte mici. Ținând cont că  $u_g$  este o tensiune de joasă frecvență (tensiunea de rețea redresată) având expresia  $\bar{u}_g = U_M |\sin \omega t|$ , condiția (4.97) devine:

$$U_M \ll U_o. \quad (4.98)$$

Concluzia este că un convertor BOOST DCM poate fi utilizat ca circuit PFC cu armonici de curent suficient de mici dacă tensiunea de ieșire este mult mai mare decât amplitudinea tensiunii de alimentare (de rețea).

Dezavantajele structurilor PFC cu funcționare DCM sunt:

- valori mari ale amplitudinilor curenților prin dispozitive.
- existența unor componente de înaltă frecvență semnificative în curentul de intrare, fapt ce necesită unui filtru suplimentar de radiofrecvență la intrare, în vederea rejectării acestora.

#### 4.2.4. Condiții de funcționare necondiționată DCM și CCM

Anumite tehnici de comandă au o funcționare corectă numai când convertorul funcționează în conducție continuă sau în conducție discontinuă (vezi convertorul BOOST fără buclă de reacție de curent cu funcționare în DCM) [77], [98], [149].

Sunt necesare deci relații cantitative prin care să se garanteze funcționarea CCM sau DCM pe întreaga semiperioadă a tensiunii de intrare și pe întregul domeniu al curentului de sarcină. Aceste relații sunt deosebit de utile în alegerea elementelor părții de putere.

Găsirea acestor condiții se face întocmai ca la convertoarele dc-dc alimentate în tensiune continuă, cu observația că tensiunea de intrare este un sinus redresat de frecvență joasă în raport cu frecvența de comutație, astfel încât ea poate fi considerată constantă într-o perioadă de comutație.

#### 4.2.4.1. Funcționarea necondiționată CCM

Pentru funcționarea necondiționată CCM condiția este:

$$\bar{i}_L > \frac{1}{2} \Delta i_L, \quad (4.99)$$

unde  $\Delta i_L$  desemnează pulsațiile vârf la vârf ale sumei acelor curenți inductivi ce se închid prin întrerupător când acesta este în conducție. Singura deosebire față de cazul alimentării în tensiune continuă este aceea că  $\bar{i}_L$  se calculează din condiția de funcționare ca PFC. Deci, se va exprima  $\bar{i}_L$  în funcție de  $\bar{i}_g$  și factorul de umplere  $d$ , apoi se va ține cont că  $\bar{i}_g = u_g/R_e$ .

Așa cum am văzut, în cazul circuitelor PFC raportul static de conversie este o funcție lent variabilă dependentă de timp deoarece tensiunea de alimentare depinde și ea de timp. De aceea îl vom nota cu  $m$ :

$$m = \frac{U_o}{u_g} = \frac{U_o}{U_M |\sin \omega t|} = \frac{M_{\min}}{|\sin \omega t|}, \quad (4.100)$$

unde

$$M_{\min} = \frac{U_o}{U_M}. \quad (4.101)$$

Ca și în studiul convertoarelor PWM clasice, se definește coeficientul  $k_i$ :

$$k_i = \frac{2Lf_s}{R}, \quad (4.102)$$

unde  $L$  reprezintă inductivitatea paralel a tuturor bobinelor prin care trec acei curenți ce se închid prin întrerupător când acesta este în conducție,  $R$  este rezistența de sarcină și  $f_s$  frecvența de comutație. Expresia raportului  $R_e/R$  se obține din conservarea puterilor în ipoteza unei tensiuni de ieșire cu pulsații neglijabile:

$$\frac{U_M^2}{2R_e} = \frac{U_o^2}{R}, \quad (4.103)$$

de unde:

$$\frac{R_e}{R} = \frac{U_M^2}{2U_o^2} = \frac{1}{2M_{\min}^2}. \quad (4.104)$$

Ceea ce diferă de la convertor la convertor este relația dintre  $\bar{i}_L$  și  $\bar{i}_g$ .

În cazul convertorului BOOST  $\bar{i}_L = \bar{i}_g = u_g/R_e$  și  $\Delta i_L = u_g d/Lf_s$ , care substituite în (4.99) furnizează inegalitatea:

$$\frac{2Lf_s}{R_e} > d, \quad (4.105)$$

sau, înmulțind cu  $R_e$  și împărțind cu  $R$  pentru a pune în evidență pe  $k_i$ ,

$$\frac{2Lf_s}{R} > \frac{R_e}{R} d. \quad (4.106)$$

Dar, în CCM, pentru un convertor BOOST

$$m = \frac{1}{1-d}. \quad (4.107)$$



Exprimând pe  $d$  funcție de  $m$  din (4.107), pe  $R_e/R$  din (4.104) și folosind definiția lui  $k_i$ , care se înlocuiesc toate în (4.106), se obține condiția de funcționare CCM:

$$k_i > \frac{1}{2M_{\min}^2} \left( 1 - \frac{|\sin \omega t|}{M_{\min}} \right). \quad (4.108)$$

Membrul drept al inegalității fiind maxim când  $|\sin \omega t|=0$ , rezultă că pentru o funcționare necondiționată în CCM condiția este:

$$k_i > \frac{1}{2M_{\min}^2}, \quad (4.109)$$

În cazul convertoarelor cu modulul raportului static de conversie de forma  $D/(1-D)$ , acestea au tipic faptul că  $\bar{i}_s = \bar{i}_g$ . Pe de altă parte, în orice convertor PWM CCM avem:

$$\bar{i}_s = d\bar{i}_L. \quad (4.110)$$

Rezultă astfel:

$$\bar{i}_L = \frac{\bar{i}_s}{d} = \frac{\bar{i}_g}{d} = \frac{u_g}{R_e} \frac{1}{d}. \quad (4.111)$$

De asemenea, în oricare din aceste convertoare, pe durata de conducție, bobinei echivalente  $i$  se aplică tensiunea  $u_g$ , ceea ce face ca pulsațiile vârf la vârf ale curentului inductiv să fie:

$$\Delta i_L = \frac{u_g}{L f_s} d, \quad (4.112)$$

(aceleași cu cele din convertorul BOOST). În acest fel (4.99) devine:

$$\frac{u_g}{R_e d} > \frac{1}{2} \frac{u_g d}{L f_s}, \quad (4.113)$$

și exprimând pe  $d$  din raportul static de conversie ca

$$d = \frac{m}{m+1}, \quad (4.114)$$

se obține condiția de funcționare CCM în forma:

$$k_i > \frac{1}{2M_{\min}^2} \left( \frac{M_{\min}}{M_{\min} + |\sin \omega t|} \right)^2. \quad (4.115)$$

Membrul drept este maxim atunci când  $|\sin \omega t|=0$  și astfel se obține condiția de funcționare necondiționată CCM ca în forma:

$$k_i > \frac{1}{2M_{\min}^2}, \quad (4.116)$$

adică aceeași de la convertorul BOOST. (4.109) și (4.116) sunt relații de dimensionare pentru  $L$  sau  $f_s$ .

Inegalitatea (4.115) arată un fapt important, și anume acela că, pentru prima oară în decursul unei semiperioade a tensiunii rețelei, convertorul ar putea trece din conducție continuă în conducție discontinuă la trecerile prin zero ale tensiunii de alimentare.

#### 4.2.4.2. Funcționarea necondiționată DCM

Întrucât presupunem că modul de funcționare se poate modifica numai prin modificarea curentului de sarcină, a frecvenței de comutație și a valorii inductivităților, rezultă că din CCM singurul mod de funcționare în care convertorul poate intra este modul DCM. Aceasta ușurează mult deducerea relațiilor analitice, pentru că inegalitățile care arată funcționarea în DCM reprezintă inegalitățile duale celor de la (4.102) și (4.109), adică:

$$k_i < \frac{1}{2M_{\min}^2} \left( 1 - \frac{|\sin \omega t|}{M_{\min}} \right), \quad (4.117)$$

pentru convertorul BOOST și

$$k_i < \frac{1}{2M_{\min}^2} \left( \frac{M_{\min}}{M_{\min} + |\sin \omega t|} \right)^2, \quad (4.118)$$

pentru convertoare cu modulul raportului static de conversie egal cu  $D/(1-D)$ .

Funcționarea necondiționată DCM are loc atunci când  $k_i$  este mai mic decât valoarea minimă pe care o pot lua expresiile din membrii dreپți. Pentru ambele categorii de convertoare aceasta are loc atunci când  $|\sin \omega t| = 1$ , (deci la tensiune de intrare maximă), conducând astfel la relațiile căutate:

$$k_i < \frac{1}{2M_{\min}^2} \left( 1 - \frac{1}{M_{\min}} \right), \quad (4.119)$$

pentru convertorul BOOST și

$$k_i < \frac{1}{2(1 + M_{\min})^2}, \quad (4.120)$$

pentru convertoare cu modulul raportului static de conversie egal cu  $D/(1-D)$ .

Se observă că pentru prima oară în decursul unei semiperioade a tensiunii rețelei convertorul ar putea trece din conducție discontinuă în conducție continuă la *momentele de timp în care tensiunea de alimentare atinge valorile extreme*.

Pentru coeficienți  $k_i$  între limitele date de (4.109) și (4.119) pentru convertorul BOOST și (4.116) și (4.120) pentru convertoare cu modulul raportului static de conversie egal cu  $D/(1-D)$  convertorul funcționează DCM atunci când  $u_g$  se apropie de zero și CCM când  $u_g$  se apropie de  $U_M$ .

Relațiile (4.116) și (4.120) sunt relații de dimensionare pentru  $L$ , atunci când frecvența de comutație  $f_s$ , domeniul tensiunii de alimentare, tensiunea stabilizată la ieșire și domeniul puterii de ieșire sunt precizate.

### 4.3. Soluții performante în comanda circuitelor PFC monofazate

Literatura de specialitate menționează o gamă largă de tehnici pentru comanda circuitelor PFC monofazate. *Autorul și-a propus ca în acest paragraf să prezinte unitar acele metode de comandă pe care le consideră moderne datorită eficacității și simplității.* Cele prezentate în continuare reprezintă o sinteză care deși ar părea de dimensiuni mari rămâne totuși o sinteză în raport cu vastitatea materialului bibliografic parcurs dintre care amintim [9], [8], [27], [49], [51], [72], [73], [80], [133].

Tematica este astfel dezvoltată încât fiecare paragraf se încheie cu un set de relații ce reprezintă baza de proiectare corespunzătoare comenzii respective. De aceea autorul consideră că acest capitol este valoros și pentru că oferă de o manieră compactă toate relațiile de proiectare specifice circuitelor PFC monofazate.

Autorul precizează că acest paragraf se referă numai la modalitățile prin care curentul de intrare poate fi constrâns să urmărească tensiunea de alimentare pentru convertoarele care nu emulează "natural", la joasă frecvență, o rezistență "văzută" de tensiunea de intrare. Deci, ne vom referi la arhitecturi cu bucla de curent prezentă, ca cele din Fig. 4.15

În principiu, acest lucru s-ar putea realiza cu orice tehnică de comandă în curent aplicabilă convertoarelor dc-dc, cu condiția ca frecvența de comutație să fie mare în raport cu dublul frecvenței rețelei. În acest caz, pe o perioadă de comutație se poate admite că referința de curent, care este o tensiune proporțională cu tensiunea de alimentare redresată, este constantă și toate tehnicile de comandă în curent se pot aplica firesc. Totuși, nu toate dintre acestea conduc la rezultate satisfăcătoare.

Relativ la Fig. 4.15, fie  $R_s$  transrezistența traductorului de curent. Bucla de reacție va forța ca produsul  $\hat{i}_g R_s$  să urmărească o referință de tensiune de joasă frecvență,  $u_{ref}$ . Pentru ca  $i_g$  să fie proporțional cu  $u_g$  este necesar ca  $u_{ref}$  să fie la rândul-i proporțională cu  $u_g$ . În plus, trebuie să existe un mecanism prin care rezistența emulată să poată fi modificată. O modalitate simplă de a realiza acest lucru este ca factorul de proporționalitate dintre  $u_{ref}$  și  $u_g$  să depindă de tensiunea de comandă,  $u_{control}$ , pentru ca acesta să poată fi modificat, adică:

$$u_{ref}(t) = k u_{control}(t) \cdot u_g(t), \quad (4.121)$$

unde  $k$  este o constantă cu dimensiunea inversului unei tensiuni ( $V^{-1}$ ). Este clar că pentru a obține pe  $u_{ref}(t)$  este necesară utilizarea unui *multiplicator*, arhitectura fiind cea din Fig. 4.23.

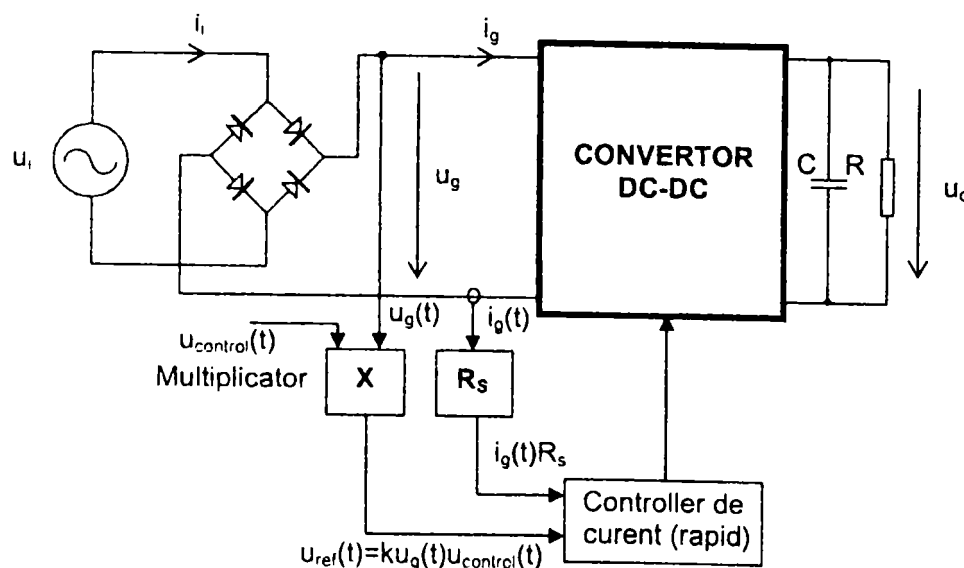


Fig. 4.23. Arhitectura unui circuit PFC având bucla de curent cu multiplicator.

Valoarea rezistenței emulate se calculează scriind că prin controllerul de curent se realizează:

$$\hat{i}_g(t) R_s = u_{ref}(t). \quad (4.122)$$

Din (4.121) se înlocuiește  $u_{ref}(t)$  în (4.122) și apoi se exprimă raportul  $u_g(t)/\bar{i}_x$ , care este chiar rezistența emulată. Se obține:

$$R_c = \frac{u_g(t)}{\bar{i}_g(t)} = \frac{\frac{u_{ref}(t)}{ku_{control}(t)}}{\frac{u_{ref}(t)}{R_s}} = \frac{R_s}{ku_{control}(t)}. \quad (4.123)$$

Relația (4.123) arată că pentru a nu se produce distorsionarea curentului,  $u_{control}(t)$  trebuie să aibă o variație lentă, încât să poată fi admisă constantă într-o perioadă a tensiunii rețelei, lucru de altfel cunoscut.

#### 4.3.1. Reacția anticipativă (feedforward) în circuitele PFC

Deoarece reacția anticipativă după tensiunea de intrare este aplicată cu succes multor tipuri de convertoare dc-dc și cum aceste convertoare sunt părți componente ale circuitelor PFC, se pune în mod firesc întrebarea dacă tehnica nu se poate extinde și pentru aceste structuri. Răspunsul este afirmativ [98], feedforward putându-se aplica în cazul oricărei tehnici de comandă în curent.

Pentru a vedea cum se realizează practic aceasta, facem observația că la sarcină constantă puterea activă de ieșire este și ea constantă (tensiunea de ieșire este fixată la valoarea dorită), deci și puterea activă de intrare. Expresia puterii active de intrare este dată de:

$$P_i = \frac{U_{ief}^2}{R_e}. \quad (4.124)$$

Utilizând (4.123) și (4.124) se obține:

$$P_i = \frac{U_{ief}^2}{R_s} = k \frac{U_{ief}^2 u_{ref}(t)}{R_s ku_g(t)} = \frac{U_{ief}^2 u_{ref}(t)}{R_s u_g(t)}. \quad (4.125)$$

Din (4.125) se exprimă acum tensiunea de referință:

$$u_{ref}(t) = P_i R_s \frac{u_g(t)}{U_{ief}^2}. \quad (4.126)$$

Relația (4.126) arată că la  $P_i$  constantă tensiunea de referință trebuie să fie invers proporțională cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare. Este însă destul de complicat să se calculeze hard valoarea efectivă a unei unde oarecare. În mod normal însă, tensiunea de intrare este un sinus cu armonici neglijabile. Cum între valoarea efectivă și valoarea de vârf a unui sinus există o proporționalitate prin  $\sqrt{2}$ , se poate utiliza valoarea de vârf  $U_M$  în (4.126) în locul valorii efective,  $U_{ief}$ . Tensiunea de referință a controllerului de curent va fi în acest caz:

$$u_{ref}(t) = k_v u_{control}(t) \frac{u_g(t)}{U_M^2}. \quad (4.127)$$

Un controller în care se regăsește implementată relația (4.127) este arătat în Fig. 4.24, în care multiplicatorul a fost generalizat ca să realizeze funcția  $k_v xy/z^2$ .

Din (4.126) și (4.127), prin eliminarea lui  $u_g(t)$  și ținând cont că  $U_M = \sqrt{2} U_{ief}$ , rezultă expresia puterii de intrare:

$$P_i = k_v \frac{u_{control}(t)}{2R_s}. \quad (4.128)$$

Relația (4.128) arată că se obține o putere de intrare independentă de tensiunea de intrare și modificabilă în mod direct prin  $u_{control}(t)$ , ceea ce era de așteptat deoarece și rezistența emulată depinde de  $u_{control}(t)$ . Dezavantajul configurației din Fig. 4.24, în care valoarea de vârf este cea prin care se realizează feedforward, este distorsionarea curentului de intrare datorită variațiilor în tensiunea produsă la ieșirea detectorului de vârf.

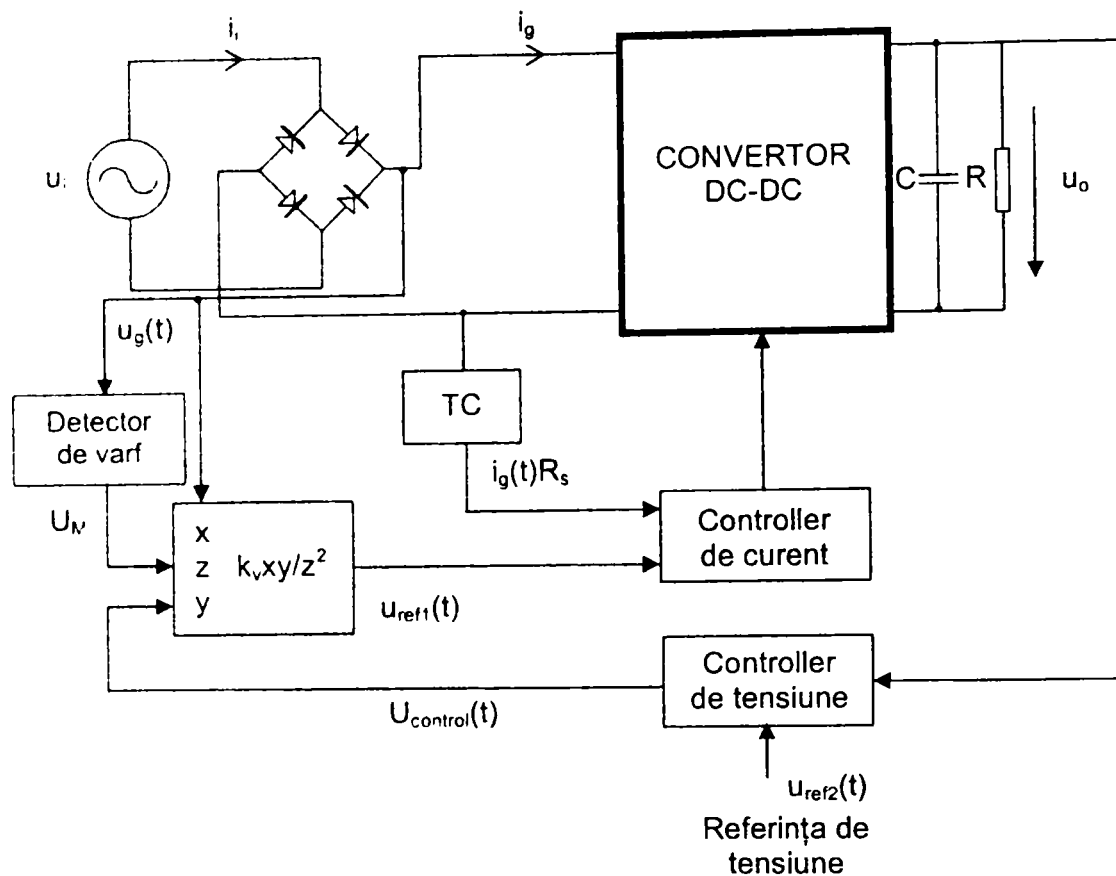


Fig. 4.24. Schema bloc a unui circuit PFC cu comandă în curent și feedforward.

### 4.3.2. Comanda prin curentul mediat (ACC)

Scopul acestei comenzi este ca valoarea mediată pe o perioadă de comutație,  $T_s$ , a curentului prin dispozitivul din partea de putere să urmărească o referință [25]. Această referință este fie fixă, fie lent variabilă în timp (cazul circuitelor PFC). Schema bloc a comenzii prin curentul mediu este prezentată în Fig. 4.25.

Varianta prezentată este cu modulație pe front coborător, cu generator în dinte de fierăstrău (GDF) crescător. TC este traductorul de curent de transrezistență  $R_s$ . Problema centrală este dimensionarea amplificatorului de eroare (AE) intern de curent. În acest scop se utilizează următoarea definiție, respectiv teoremă.

*Definiție.* Se numesc sisteme cu un singur pol acele sisteme la care modulul funcției de transfer în buclă deschisă,  $|T(j\omega)|$ , taie axa frecvențelor cu o pantă de  $-20$  dB/decadă, sau, altfel zis, la frecvența de tăiere,  $f_c$ , panta lui  $|T(j\omega)|$  este de  $-20$  dB/decadă.

*Teoremă.* În sisteme cu un singur pol o condiție de stabilitate este ca panta ridicătoare a semnalului  $u_c$ , aplicat intrării inversoare a comparatorului, să nu depășească panta ridicătoare a semnalului  $u_s$ , de pe intrarea neinversoare.

Aplicarea acestei teoreme în cazul comenzii prin curentul mediu se face evaluând funcțiile de transfer individuale ale blocurilor din bucla de reacție deschisă și dimensionând amplificatorul de eroare ca să îndeplinească 3 cerințe:

- Să conducă la un sistem cu un singur pol.

- Să determine pe intrarea inversoare un semnal în primul rând triunghiular a cărui pantă să poată fi evaluată ușor și care să asigure cerințele teoremei anterioare.
- Să aibă un caracter integrativ la frecvențe joase, pentru ca cea controlată să fie valoarea mediată a curentului.

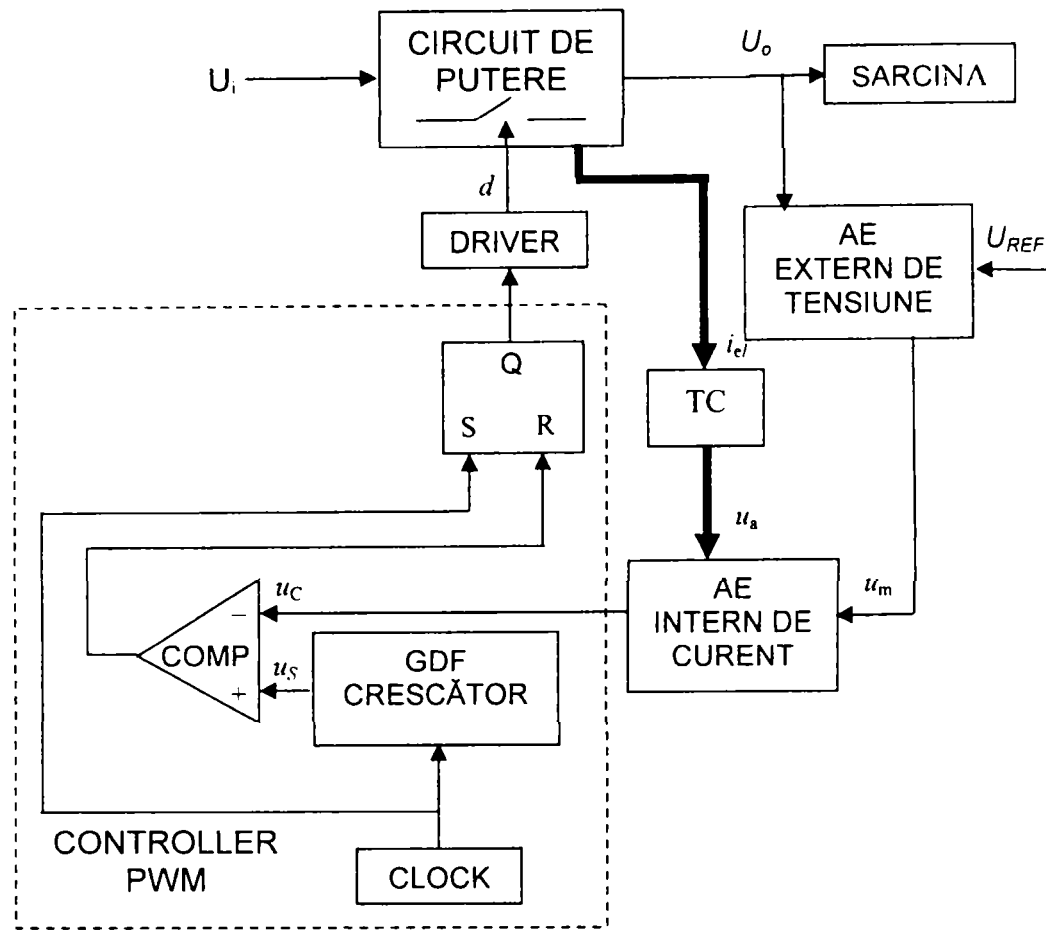


Fig. 4.25. Schema bloc a comenzii prin curentul mediu.

Din punct de vedere al primei cerințe trebuie evaluate funcțiile de transfer ale blocurilor ce compun bucla de reacție în curent. Deși sistemul analizat este neliniar din cauza elementelor de comutație, totuși se pot evalua funcțiile de transfer de semnal mic, mărimile de semnal mic fiind notate cu simbolul  $\hat{\cdot}$ . Din examinarea schemei bloc, expresia funcției de transfer în buclă deschisă,  $T(s)$ , este:

$$T(s) = H_{AE}(s) \cdot H_{PWM}(s) \cdot H_{CONV}(s) \cdot H_{TC}(s), \quad (4.129)$$

unde  $H_{AE}(s)$  este funcția de transfer a amplificatorului de eroare,  $H_{PWM}(s)$  este funcția de transfer a modulatorului PWM,  $H_{CONV}(s)$  funcția de transfer a convertorului de putere, iar  $H_{TC}(s)$  funcția de transfer a traductorului de curent. Este evident că:

$$H_{TC}(s) = \frac{\hat{u}_a}{\hat{i}_{el}} = R_S. \quad (4.130)$$

Se cunoaște că funcția de transfer a unui modulator PWM de genul celui din Fig. 4.25 este dată de:

$$H_{PWM}(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{u}_a(s)} = \frac{1}{U_{PP}}, \quad (4.131)$$

cu  $U_{PP}$  amplitudinea vârf la vârf a dintelui de fierăstrău. Funcția de transfer control ieșire a convertoarelor diferă de la o structură de convertor la alta și funcție de elementul prin care se citește curentul. În continuare se va studia numai situația în care cel controlat este curentul prin bobină, la convertorul BOOST acesta fiind curentul de intrare. Pentru convertorul

BOOST se poate arăta [98] că funcția de transfer are în această situație expresia:

$$H_{CONV}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{2U_i}{R(1-D)^3} \frac{1 + \frac{RC}{2}s}{1 + \frac{L}{R(1-D)^2}s + \frac{LC}{(1-D)^2}s^2}, \quad (4.132)$$

și ținând cont că la frecvențe mari termenii în  $\frac{1}{s}$  și  $\frac{1}{s^2}$  din paranteze se pot neglija, se obține:

$$H_{CONV}(s) \cong \frac{U_O}{sL}. \quad (4.133)$$

Examinând relația (4.133) rezultă că, la frecvențe înalte, funcția de transfer a convertorului BOOST se poate bine aproxima cu o funcție de transfer ce are un pol în origine, și ea atare coboară cu  $-20 \text{ dB/decadă}$ . Pe de altă parte, pentru o dinamică bună, dorim ca frecvența de tăiere,  $f_c$ , a sistemului să fie cât mai mare. Dacă plasăm această frecvență în zona în care convertorul BOOST au funcția de transfer de gen pol în origine și deoarece  $H_{PWM}(s)$  și  $H_{FC}(s)$  sunt constante, rezultă că pentru acest convertor amplificatorul de eroare trebuie să aibă o caracteristică plată în acest domeniul frecvențelor înalte. Aceasta pentru că numai așa se asigură prima condiție, de a avea un sistem cu un singur pol. Așa cum se va vedea în continuare, o astfel de caracteristică a amplificatorului de eroare va permite și estimarea facilă a pantei tensiunii  $u_c$ . Se propune pentru amplificatorul de eroare structura din Fig. 4.26. Se observă că  $u_m$  joacă rolul unei tensiuni de referință, amplificatorul forțând ca valoarea mediată a lui  $u_o$ , proporțională cu curentul prin bobină, să urmărească pe  $u_m$ . La rândul său  $u_m$  nu este o tensiune constantă, dar ea are variații lente deoarece este tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare al buclei de tensiune, amplificator care are caracter integrator. Alegerea frecvenței de tăiere a buclei de curent suficient de mare asigură acesteia un timp de răspuns mult mai mic decât cel al buclei de tensiune și se poate astfel afirma că valoarea mediată a curentului prin bobină va urmări cu precizie tensiunea  $u_m$ . Se poate arăta fără dificultate că funcția de transfer a amplificatorului de eroare este:

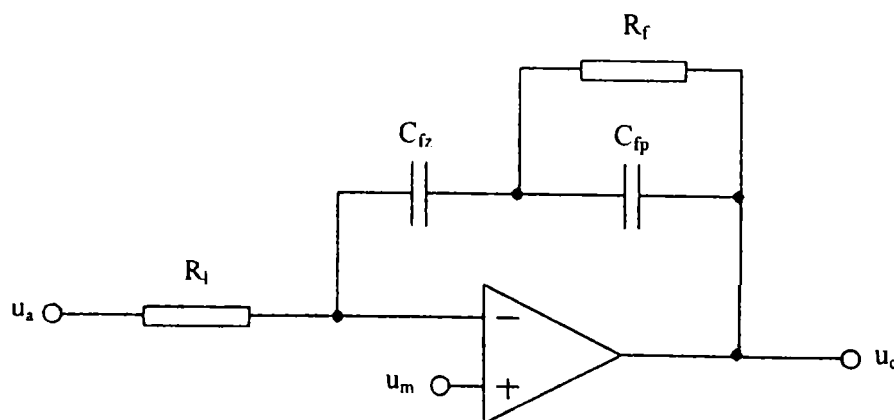


Fig. 4.26. Structura amplificatorului de eroare pentru convertorul BOOST.

$$H_{AE}(s) = \frac{u_c}{u_a} = -\frac{Z_f}{R_l} = -\frac{1 + sR_f(C_{fz} + C_{fp})}{sR_l C_{fz}(1 + sR_f C_{fp})}. \quad (4.134)$$

Desigur semnul minus nu se va mai lua în considerație la evaluarea lui  $T(s)$  pentru că prin definiție  $T(s)$  este produsul funcțiilor de transfer pe buclă fără a mai ține cont că reacția este negativă. Deci, pentru evaluarea lui  $T(s)$

$$H_{AE}(s) = \frac{1 + sR_f(C_{fz} + C_{fp})}{sR_l C_{fz}(1 + sR_f C_{fp})}. \quad (4.135)$$

Examinarea relației (4.135) arată că  $H_{AE}(s)$  are, în afara polului din origine, următorii

poli și zerouri în semiplanul stâng:

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_f C_{fp}}, \quad (4.136)$$

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_f (C_{fp} + C_{fz})}. \quad (4.137)$$

Se observă că  $f_z < f_p$ . Dacă  $f_z$  este suficient de mare față de  $f_p$  și dacă  $f_z$  și  $f_p$  sunt suficient de depărtate între ele, atunci alura caracteristicilor lui  $H_{AE}(s)$  este cea din Fig. 4.27. Notățiile „-1” și „0” se referă la câți multipli de  $20dB/decadă$  are panta caracteristicii în zona respectivă. Frecvența de tăiere se va alege în zona de palier.

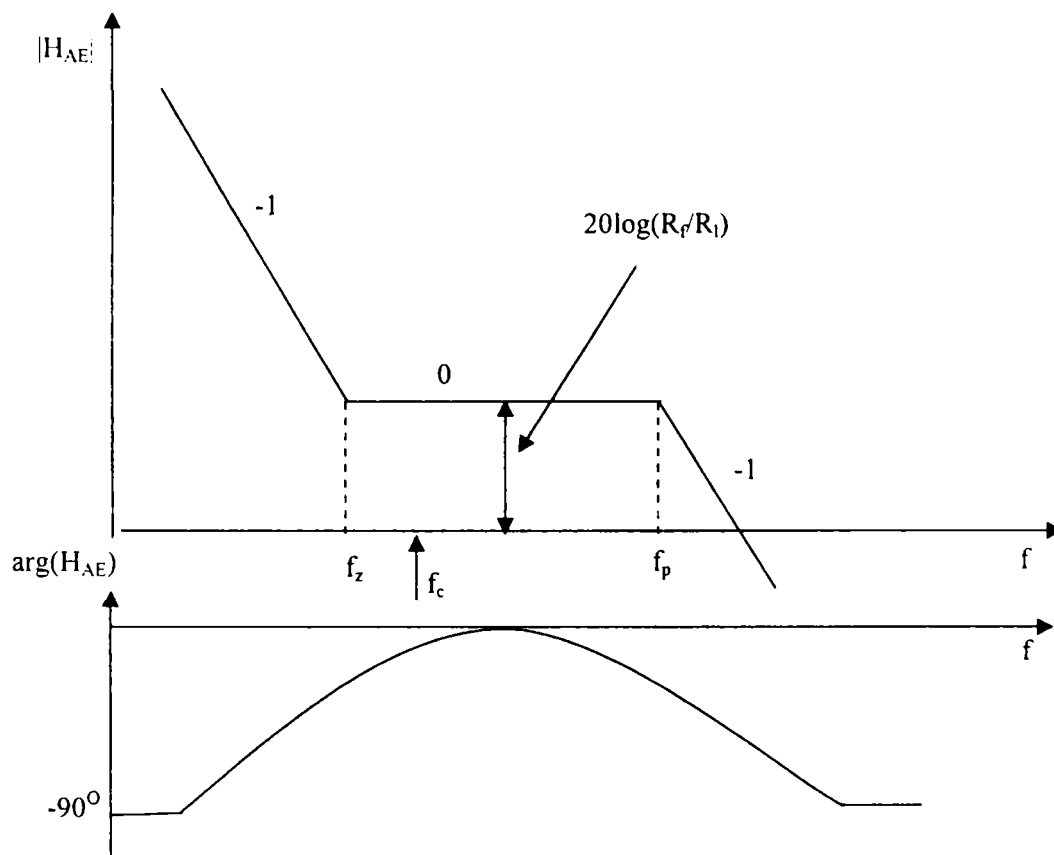


Fig. 4.27. Caracteristicile de frecvență ale amplificatorului de eroare pentru bucla de curent.

În această zonă, modulul funcției de transfer al amplificatorului de eroare este:

$$H_{AEpalier} = \frac{R_f}{R_l}. \quad (4.138)$$

Panta tensiunii  $u_C$  aplicată intrării inversoare a comparatorului din Fig. 4.25 este egală cu panta tensiunii  $u_a$  multiplicată cu câștigul amplificatorului de eroare în zona de palier, adică cu  $R_f/R_l$ . La rândul său, panta tensiunii  $u_a$  este egală cu panta curentului prin bobină multiplicată cu transrezistența traductorului,  $R_S$ . De reținut că panta ridicătoare a tensiunii  $u_C$ , de care suntem interesați pentru a satisface condiția a doua a amplificatorului de eroare, provine din panta coborâtoare a lui  $u_a$ , deoarece amplificatorul de eroare este inversor. Dar la convertorul BOOST panta coborâtoare a curentului este egală cu  $U_{Loff}/L$ , unde  $U_{Loff}$  este tensiunea pe bobină cu tranzistorul în stare blocată. Ținând cont de aceste observații, panta ridicătoare, notată cu  $p_C$ , a lui  $u_C$  va fi:

$$p_C = \frac{U_{Loff}}{L} \cdot R_S \cdot \frac{R_f}{R_l}. \quad (4.139)$$



Panta ridicătoare,  $p_s$ , a dintelui de fierăstrău  $u_s$  are valoarea:

$$p_s = \frac{U_{PP}}{T_s} = U_{PP} f_s. \quad (4.140)$$

Condiția  $p_s \geq p_c$  cu cele două pante date de (4.139) și (4.140) conduce la inegalitatea:

$$\frac{R_f}{R_l} \leq \frac{U_{PP}}{U_{Loff}} \frac{L}{R_s} f_s. \quad (4.141)$$

Din (4.141) se observă că criteriul de stabilitate impune o limită superioară pentru câștigul amplificatorului de curent la frecvențe mari, apropiate de frecvența de comutație, stabilind indirect amplificarea maximă a buclei la frecvența de tăiere.

În Fig. 4.28 se prezintă un convertor BOOST cu comandă prin curentul mediat.

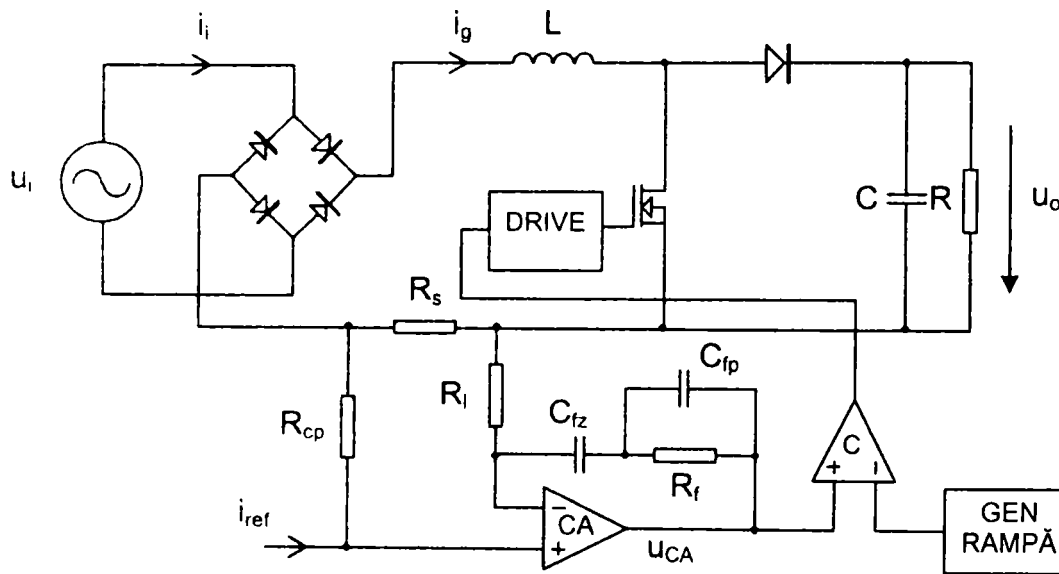


Fig. 4.28. Circuit PFC cu ACC realizat cu convertor BOOST.

Examinând relația (4.129) se observă că pentru dimensionarea amplificatorului de eroare este necesară cunoașterea funcției de transfer  $H_{CONV}(s) = \hat{i}_L / \hat{d}$ . Față de cazul funcționării ca și convertor dc-dc, în funcționarea ca circuit PFC factorul de umplere este puternic dependent de timp. Totuși, în conducție continuă este posibil să se evalueze funcția de transfer de semnal mic de mai sus, în baza următoarelor observații:

1. Fiind tensiune de ieșire,  $u_o$  are pulsații neglijabile, deci poate fi admisă constantă. Desigur, acest fapt arată că ipoteza pulsațiilor mici și cea a variațiilor lente sunt adevărate pentru această tensiune.
2. Tensiunea  $u_g$  este de joasă frecvență, deci lent variabilă relativ la perioada de comutație și ea ascultă de ipotezele pulsațiilor mici și variațiilor lente.

Scriem că:

$$\bar{u}_L = d \cdot u_g + (1-d) \cdot (u_g - U_o) = u_g - (1-d) \cdot U_o, \quad (4.142)$$

sau

$$L \cdot \frac{d\bar{i}_L}{dt} = u_g - (1-d) \cdot U_o \quad (4.143)$$

Liniazând relația (4.143) se obține:

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{u}_g - \left[ -\hat{d}U_o + (1-d_{static}) \cdot \hat{u}_o \right], \quad (4.144)$$

## Circuite PFC monofazate

unde pentru circuite PFC  $d_{static}$  este o funcție de timp. Dar cum  $u_o$  s-a presupus constantă, rezultă că  $\hat{u}_o = 0$  și (4.144) devine:

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{u}_g + \hat{d}U_o. \quad (4.145)$$

Cum de interes este numai funcția de transfer între comandă și curentul prin bobină, din (4.145) rezultă:

$$H_{CONV}(s) \cong \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{u}_o=0} = \frac{U_o}{sL}. \quad (4.146)$$

Astfel, în zona de palier,  $T(s)$  are expresia:

$$T(s) \approx \frac{1}{U_{PP}} \cdot R_S \cdot \frac{U_o}{sL} \cdot \frac{R_f}{R_l}. \quad (4.147)$$

Această expresie este aceeași cu cea de la convertorul BOOST dc-dc și în consecință și frecvența de tăiere va fi aceeași:

$$f_C = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{R_f}{R_l} \cdot \frac{U_o}{U_{PP}} \cdot \frac{R_S}{L}. \quad (4.148)$$

Deoarece

$$u_{Loff} = U_o - u_g = U_o - U_M |\sin \omega t|, \quad (4.149)$$

va rezulta condiția:

$$\frac{R_f}{R_l} \leq \frac{U_{PP}}{U_o - U_M |\sin \omega t|} \cdot \frac{L}{R_S} f_S. \quad (4.150)$$

Cazul cel mai defavorabil se obține atunci când membrul drept este minim, deci când  $|\sin \omega t| = 0$ . Rezultă:

$$\frac{R_f}{R_l} \leq \frac{U_{PP}}{U_o} \cdot \frac{L}{R_S} f_S. \quad (4.151)$$

Ținând cont de (4.151) valoarea maximă a frecvenței de tăiere va fi:

$$f_{C \max} = \frac{f_S}{2\pi}, \quad (4.152)$$

care se obține atunci când:

$$\frac{R_f}{R_l} = \frac{U_{PP}}{U_o} \cdot \frac{L}{R_S} f_S. \quad (4.153)$$

O analiză a fazei lui  $T(s)$ , similară cu cea de la convertorul BOOST dc-dc, arată că  $\varphi_M = 90^\circ$ . Aceasta permite apropierea zeroului  $f_z$  de polul  $f_p$ , în proiectare alegându-se:

$$f_z = \frac{1}{2} f_c = \frac{f_S}{4\pi}, \quad (4.154)$$

$$f_p = 6f_z = \frac{3}{2\pi} f_S, \quad (4.155)$$

în condițiile în care raportul  $R_f/R_l$  este dat de (4.153) și deci  $f_c$  este aleasă egală cu  $f_{c \max}$ . Notând:

$$m = \frac{U_{PP}}{U_o} \cdot \frac{L}{R_S} \cdot 2\pi f_C, \quad (4.156)$$

relațiile pentru dimensionarea rezistențelor și capacităților din circuitul de compensare devin în aceste condiții:

$$R_f = mR_l, \quad (4.157)$$

$$C_{fz} = \frac{\frac{f_p}{f_z} - 1}{2\pi m f_p R_l}, \quad (4.158)$$

$$C_{fp} = \frac{1}{2\pi m f_p R_l}, \quad (4.159)$$

unde  $R_l$  se alege de câțiva  $k\Omega$  pentru a furniza valori rezonabile pentru celelalte elemente de circuit.

Avantajele comenzii prin curentul mediu sunt:

- imunitate bună la zgomote,
- controlul direct al curentului mediat,
- aplicabilitate la toate topologiile de convertoare utilizate ca circuite PFC,
- funcționare corectă și în conducție discontinuă, deci nu apar distorsiuni de racordare (în apropierea trecerilor prin zero ale tensiunii de alimentare).

Tehnica are însă două dezavantaje majore:

- necesitatea sesizării curentului de intrare și nu a curentului prin tranzistor,
- prezența unui multiplicator în circuitul de comandă

### 4.3.3. Comanda prin curentul de vârf

La comanda prin curentul de vârf, valoarea maximă a curentului într-o perioadă de comutație este cea care urmărește curentul de referință (engl. *peak current control*, abr. PCC). Din principiul de funcționare, acest tip de comandă are o serie de dezavantaje [30]:

- imunitate scăzută la zgomote,
- necesitatea compensării pantei în vederea eliminării subarmonicilor,
- deoarece cel controlat este curentul de vârf și nu curentul mediat pe o perioadă, în aplicațiile PFC această eroare, valoare de vârf/valoare mediată, duce la distorsionarea, prin tehnica în sine, a curentului de intrare,
- nu se poate aplica tuturor topologiilor de convertoare utilizate ca circuite PFC. Aceasta pentru că cel controlat este curentul prin bobină. Deci, topologiile la care bobina nu este în serie cu intrarea nu sunt adecvate acestui tip de comandă (de ex. BUCK-BOOST sau FLYBACK).

Cu toate acestea, există o serie de fabricanți de circuite de comandă pentru convertoare PFC care utilizează acest tip de comandă, probabil pentru că ea este larg folosită în convertoarele dc-dc. Din acest motiv, în cele ce urmează, se va face o prezentare mai detaliată a sa pentru convertor BOOST.

Schema de principiu a comenzii este cea din Fig. 4.29. Curentul de referință  $i_{ref}(t)$  este proporțional cu tensiunea de intrare pentru a se realiza condiția de factor de putere unitar. De aceea, cu aproximație și curentul mediat prin bobină, deci și curentul mediat de intrare  $\bar{i}_g(t)$  vor urmări pe  $u_g(t)$ . Ca și la comanda prin curentul mediu, este necesar un multiplicator pentru a se putea modifica rezistența emulată și puterea activă de intrare.

De la comanda în curent a convertoarelor dc-dc se cunoaște că există câteva mecanisme care fac ca valoarea mediată a curentului prin bobină să difere de referința de curent  $i_{ref}(t)$ . Aceste mecanisme introduc distorsiuni de racordare și armonici în curentul de intrare. Este binecunoscută necesitatea de a introduce o rampă artificială de pantă  $m_a$ , suficient de mare pentru a se obține structuri stabile pentru factori de umplere  $D > 0,5$ . Adăugarea acestei rampe artificiale face ca  $\bar{i}_g(t)$  să difere de  $i_{ref}(t)$ . O abatere suplimentară între cei doi curenți menționați anterior este determinată de prezența pulsațiilor în curentul prin bobină. Diferențele dintre curenți sunt cu atât mai pronunțate cu cât curentul prin bobină este mai mic și la trecerile prin zero ale tensiunii de alimentare. Pentru un convertor BOOST,

caracteristicile statice de intrare, adică dependența curentului mediat de intrare funcție de tensiunea de intrare, sunt date de relațiile:

$$\bar{i}_g(t) = \begin{cases} u_g(t) \left[ \frac{Li_{ref}^2(t)f_s}{U_o - u_g(t)} \right] \frac{u_g(t) + m_a L}{L} & DCM \\ i_{ref}(t) - \left[ 1 - \frac{u_g(t)}{U_o} \right] \left[ m_a + \frac{u_g(t)}{L} \right] T_s & CCM. \end{cases} \quad (4.160)$$

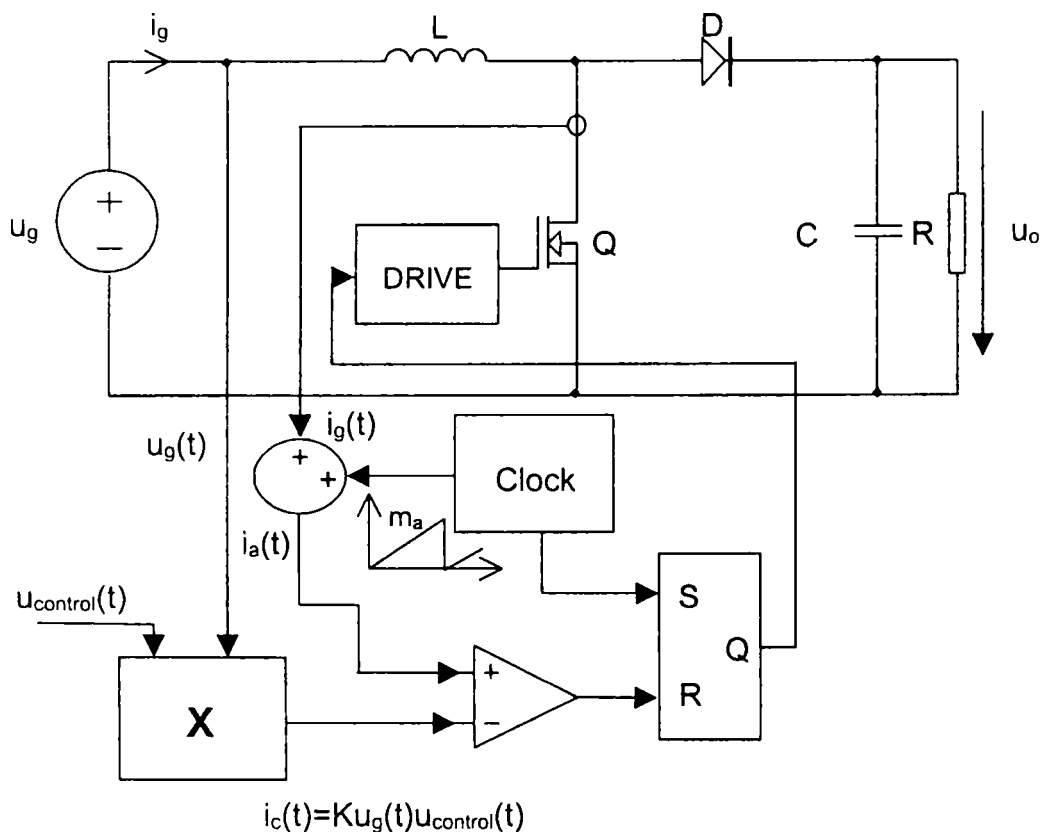


Fig. 4.29. Circuit PFC cu comandă prin curentul de vârf.

Se poate demonstra că valoarea minimă,  $m_{amin}$ , a pantei rampei artificiale care realizează stabilitate în convertorul BOOST este:

$$m_{a \min} = \frac{U_o}{2L}. \quad (4.161)$$

Scăderea lui  $m_a$  sub această valoare duce la instabilitate în punctele de funcționare din CCM atunci când raportul  $u_g(t)/U_o$  este mic. Reprezentarea grafică, în formă normalizată, a dependențelor date de (4.160), cu  $\bar{i}_g$  normat prin  $U_o/2Lf_s$  și  $u_g$  normat prin  $U_o$ , pentru diverse valori ale rezistenței emulate, normate și ea prin  $2Lf_s$  și pentru rampă artificială de pantă optimă, arată următoarele:

- caracteristicile statice de intrare nu sunt liniare și nici nu trec prin origine, așa cum s-ar impune, dacă la intrare s-ar emula o rezistență.
- curbele sunt în mod rezonabil liniare în CCM, dar prezintă o deformare pronunțată la trecerea din CCM în DCM

Aceste caracteristici duc la distorsionarea curenților de intrare, minimizarea THD impunând o funcționare profundă în CCM pe cea mai mare parte a duratei unei semiperioade a tensiunii de alimentare. Aceasta se realizează pentru rezistențe emulate  $R_e$  care sunt mult mai mici decât  $2Lf_s$ . În plus, panta rampei artificiale nu trebuie să fie mai mare decât necesar. În practică, valori ale THD de 5% - 10% se pot obține ușor în convertoare ce funcționează pe domenii restrânse ale valorilor efective ale tensiunii de intrare și curentului de sarcină.

#### 4.3.4. Comanda în curent cu histereză

Și acest tip de comandă provine de la conversia dc-dc, dar se întâlnește și în invertoare. Convertorul nu mai funcționează la frecvență constantă, controllerul comutând tranzistorul în conducție sau blocare astfel încât să mențină forma de undă dorită (aici curentul de intrare) între două referințe[52], [154]. În Fig. 4.30 este exemplificată o astfel de comandă pentru un convertor BOOST la care curentul de intrare este constrâns să urmărească o referință sinusoidală într-o bandă de toleranță definită de două referințe, una superioară și alta inferioară. Curentul prin bobină crește atunci când tranzistorul conduce și scade când acesta este blocat. Deci, ori de câte ori curentul prin bobină scade sub referința inferioară, tranzistorul este adus în conducție, fiind apoi blocat când curentul de intrare depășește referința superioară.

Comanda cu histereză are o implementare simplă, dar are dezavantajul frecvenței de funcționare variabile și al imunității reduse la zgomote.

Un caz particular al comenzii cu histereză este cel din Fig. 4.31, în care limita inferioară este aleasă ca fiind zero, iar cea superioară dublă decât referința. Avantajul acestui tip de comandă cu histereză este faptul că pierderile de comutație la aducerea în conducție sunt mici deoarece aducerea în conducție se produce la curent nul. Convertorul funcționează la limita dintre CCM și DCM. Din punct de vedere al circuitelor PFC această structură este avantajoasă dacă, prin natura funcționării părții de putere, valoarea de vârf a curentului de intrare într-o perioadă de comutație  $T_s$  este proporțională cu tensiunea de intrare (admisă constantă pe perioada de comutație). Este cazul convertoarelor BOOST sau SEPIC. În acest caz, referința, practic nu mai este necesară, pentru că limita inferioară fiind zero, se poate detecta simplu, iar limita superioară este proporțională "natural" cu tensiunea de alimentare.

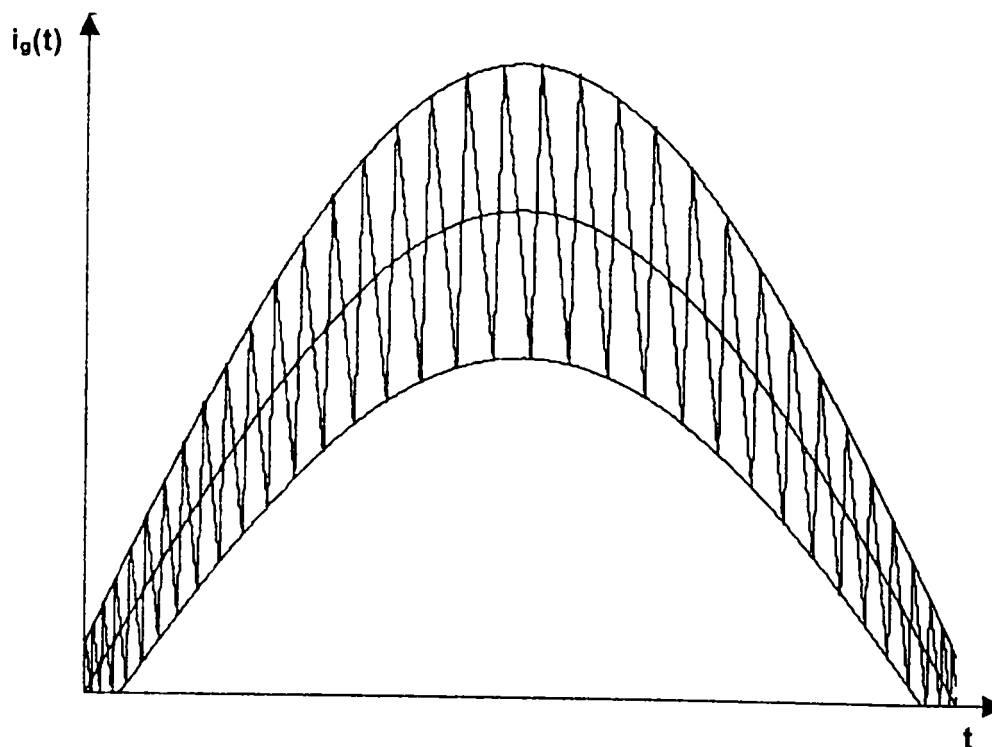


Fig. 4.30. Curentul de intrare în convertorul PFC BOOST la comanda cu histereză.

Totuși, pentru controlul rezistenței emulate trebuie modificat un parametru al comenzii. Acest parametru este timpul de conducție al tranzistorului,  $t_{ON}$ , tehnica numindu-se *comanda prin timpul de conducție al tranzistorului*. Există o serie de circuite integrate dedicate care implementează acest tip de comandă. Valoarea mediată a curentului de intrare este:

$$\bar{i}_g(t) = \frac{1}{T_s} \frac{1}{2} i_{\max} T_s = \frac{1}{2} i_{\max} = \frac{1}{2} \frac{u_g(t) t_{on}}{L}, \quad (4.162)$$

de unde se obține rezistența emulată

$$R_e = \frac{u_g(t)}{i_g(t)} = \frac{2L}{t_{on}} \quad (4.163)$$

Deci pentru o anumită putere de ieșire constantă și pentru o anumită tensiune de alimentare având amplitudine constantă timpul de conducție al tranzistorului,  $t_{on}$ , în funcționare va fi constant. Pentru o altă putere de ieșire și în general pentru un alt punct de funcționare  $t_{on}$  va avea o valoare diferită dar tot constantă.

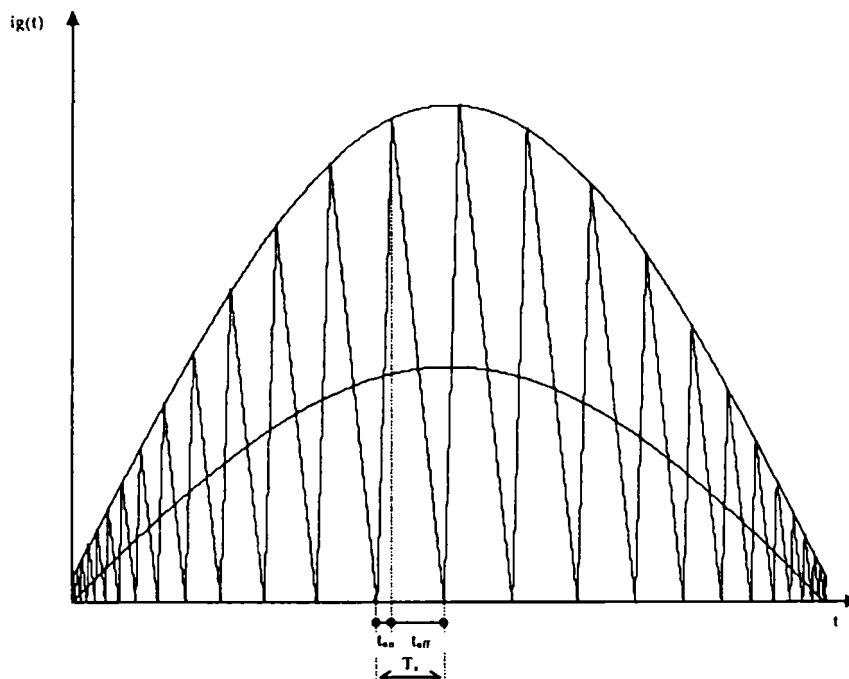


Fig. 4.31. Formele de undă la comanda prin timpul de conducție al tranzistorului.

O astfel de comandă are o serie de avantaje care o fac atractivă:

- nu necesită un multiplicator,
- rezistența emulată și în consecință și puterea, se pot modifica simplu prin variația timpului de conducție,
- nu este necesară măsurarea tensiunii de alimentare  $u_g$ . Totuși măsurarea curentului prin bobină este necesară pentru sesizarea momentelor de anulare ale acestuia.

Dezavantajele comenzii sunt legate de:

- valori de vârf mari ale curentului prin dispozitive,
- frecvența de comutație variabilă,
- necesitatea unui filtraj suplimentar la intrare pentru suprimarea componentelor de înaltă frecvență din curentul de intrare.

#### 4.3.5. Comanda cu purtătoare neliniară

Tehnica de comandă cu purtătoare neliniară [48], [77], [149], [150], a apărut ca o soluție la circuite PFC pentru care se doreau serie de proprietăți benefice:

- să nu aibă buclă de control a curentului,
- să se evite utilizarea de multiplicatoare,
- să nu fie necesară sesizarea curentului sau tensiunii de intrare,
- în eventualitatea măsurării unui curent, acesta să fie curentul printr-un întrerupător și nu un curent inductiv. Aceasta pentru că utilizarea unui transformator de curent pe rol de traductor de curent este eficace pentru sesizarea curentului prin întrerupător față de curentul inductiv. Justificarea este dată de forma tipică choppată a curentului prin tranzistor, comparativ cu forma triunghiulară cu componentă continuă mare și pulsații mici ale curentului inductiv, ceea ce permite o demagnetizare ușoară a miezului,

- sistemul fără bucla externă de tensiune închisă să fie necondiționat stabil, deci să nu necesite o rampă artificială,
- circuitul de comandă să nu fie sofisticat.

#### 4.3.5.1. Principiul comenzii cu purtătoare neliniară

Un convertor BOOST cu comandă *prin sarcină* cu purtătoare neliniară este exemplificat în Fig. 4.32. Integrarea curentului se face pe capacitatea  $C_i$ , după ce în prealabil a fost sesizat cu un transformator de curent. Comanda integrativă (aici prin sarcină) este de preferat comenzii prin curentul de vârf, deoarece are două proprietăți importante:

- are o bună imunitate la zgomote,
- în convertoarele cu funcționare la frecvență constantă valoarea integralei unei forme de undă este în legătură directă cu valoarea mediată. În cazul de față, cel integrat este curentul prin întrerupător, durata integrării fiind până în momentul blocării. Dar, după blocare  $i_s=0$ , deci practic integrala evaluată până la blocare este chiar integrala curentului pe o perioadă.

Problema care se pune pentru arhitectura din Fig. 4.32 este *determinarea legii de variație a purtătoarei generate*. Pentru aceasta evaluăm curentul de intrare mediat și impunem proporționalitatea acestuia cu tensiunea de intrare. Tensiunea  $u_{int}$  de la ieșirea integratorului este:

$$u_{int}(t) = \frac{1}{C_i} \int_0^t \frac{i_s(\tau)}{n} d\tau. \quad (4.164)$$

În momentul blocării tranzistorului, deci la  $t=dT_s$ , tensiunea de la ieșirea integratorului este egală cu tensiunea purtătoarei:

$$u_{int}(dT_s) = \frac{1}{C_i} \int_0^{dT_s} \frac{i_s(\tau)}{n} d\tau = u_c(dT_s). \quad (4.165)$$

Dar integrala din (4.165) este proporțională cu  $\bar{i}_s$ , factorul de proporționalitate fiind  $T_s=1/f_s$ . Ținând cont de acest fapt, (4.165) se poate scrie în forma:

$$u_c(dT_s) = \frac{\bar{i}_s}{nC_i f_s}. \quad (4.166)$$

Relația (4.166) nu spune încă nimic despre legea purtătoarei, deoarece ea conține în membrul drept pe  $\bar{i}_s$ . Pentru a obține legea căutată ar fi necesar ca membrul drept să depindă numai de constante și de factorul de umplere  $d$ . În afară de elementele de circuit, în circuitul PFC constantă este numai tensiunea de ieșire,  $U_o$ . Pe de altă parte, tensiunea de ieșire trebuie oricum măsurată pentru a construi bucla de reacție negativă. Din aceste motive vom căuta să exprimăm pe  $\bar{i}_s$  funcție de  $U_o$  și  $d$ .

O astfel de relație este ușor de găsit *în conducție continuă*. Exprimăm pentru aceasta întâi pe  $\bar{i}_s$  funcție de  $\bar{i}_g$ . La rândul său,  $\bar{i}_g$  este egal cu  $u_g$  raportată la rezistența emulată, iar între  $u_g$  și  $U_o$  legătura este dată de caracteristica statică de conversie în CCM, caracteristică ce depinde numai de  $d$ . Pentru un convertor BOOST, cele expuse se scriu cantitativ astfel:

$$\bar{i}_s = d(t)\bar{i}_g = d(t) \frac{u_g}{R_e} = d(t) \frac{1}{R_e} [1 - d(t)] U_o. \quad (4.167)$$

Substituind (4.167) în (4.166) se obține:

$$u_c(dT_s) = \frac{U_o}{nC_i f_s R_e} d(t) [1 - d(t)]. \quad (4.168)$$

Fracția din (4.168) reprezintă, pentru o tensiune de ieșire fixată, o constantă cu dimensiuni de tensiune. În ceea ce privește factorul dependent de timp, se cunoaște că, admițând un modulator cu momentul aducerii în conducție impus (eng. "trailing edge modulation"), expresia temporală a purtătoarei se obține substituind în expresia exprimată funcție de factorul de umplere, pe  $d$  cu  $t/T_s$ .

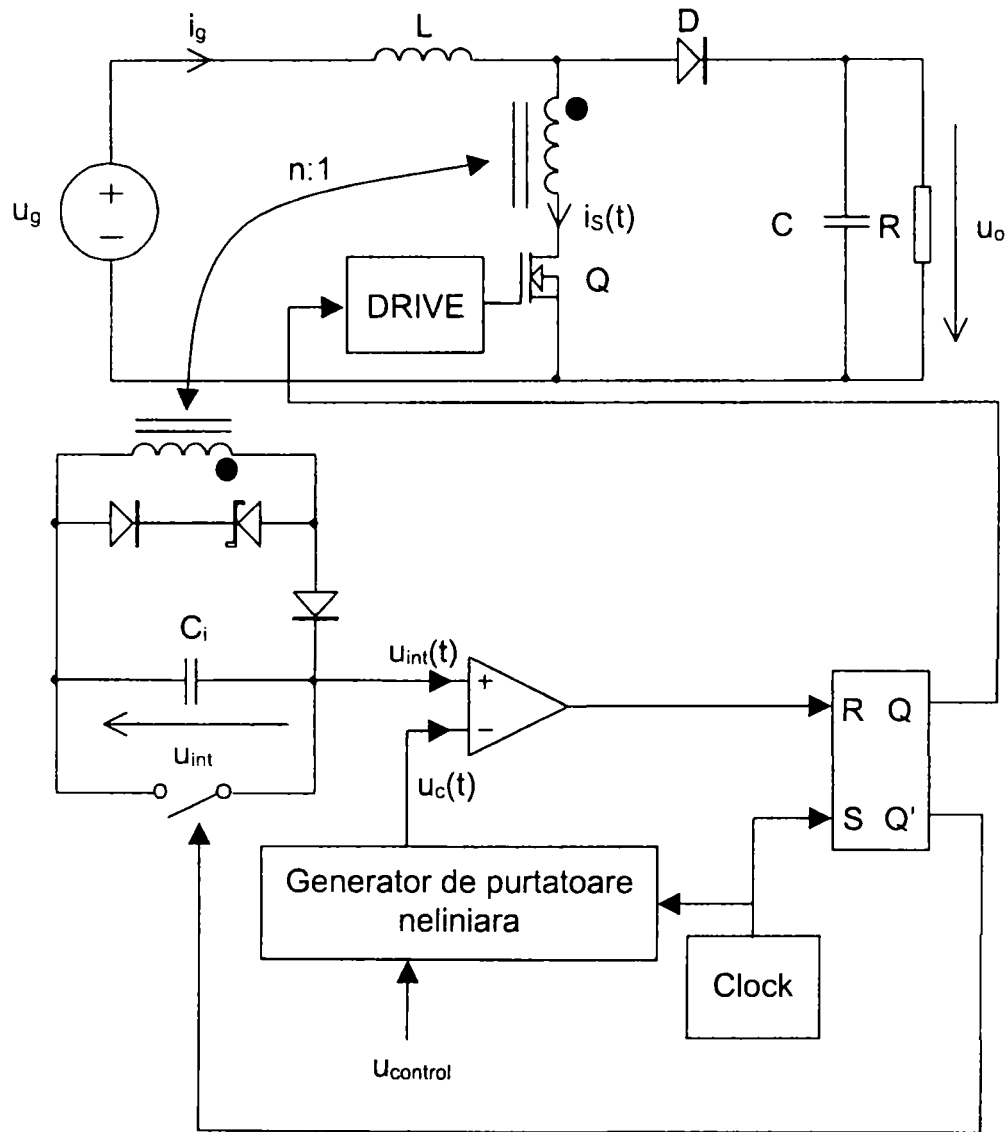


Fig. 4.32. Comanda prin sarcină cu purtătoare neliniară a unui convertor BOOST.

Notând

$$u_{control}(t) = \frac{U_o}{nC_i f_s R_e}, \quad (4.169)$$

se obține expresia căutată pentru purtătoare:

$$u_c(t) = u_{control}(t) \frac{t}{T_s} \left(1 - \frac{t}{T_s}\right), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (4.170)$$

$$u_c(t + T_s) = u_c(t).$$

Relația (4.170) ne arată necesitatea unei purtătoare parabolice. Trebuie reținut că aceasta este purtătoarea necesară unui *convertor BOOST CCM*, pentru că acestea au fost ipotezele în care s-a dedus. Pentru alte convertoare, sau pentru un alt mod de funcționare expresia ei poate să difere substanțial de cea din (4.170).

Valoarea rezistenței emulate se obține din (4.169) având expresia:



$$R_e = \frac{U_o}{nC_i f_s u_{control}(t)}. \quad (4.171)$$

Dacă tensiunea de ieșire,  $u_o(t)$  și tensiunea de intrare,  $u_{control}(t)$ , au pulsații neglijabile, atunci  $R_e$  este constantă. Evident  $u_{control}(t)$  modifică pe  $R_e$  și, așa cum s-a menționat, variațiile în  $u_{control}(t)$  trebuie să fie lente pentru a nu produce armonici în curentul de intrare.

Se poate face observația că, într-un context mai general, comanda NLC aduce o *generalizare* în ce privește teoria circuitelor PFC, în sensul că, dacă până acum se presupunea că  $R_e$  depinde numai de semnalul de comandă independent,  $u_{control}$ , în comanda cu purtătoare neliniară rezistența emulată depinde, pe lângă  $u_{control}(t)$ , și de tensiunea de ieșire:

$$R_e = R_e(u_{control}, U_o). \quad (4.172)$$

Valoarea medie a tensiunii de ieșire se obține din ecuația ce descrie conservarea puterii, în ipoteza unor pulsații neglijabile în tensiunea de ieșire:

$$\frac{U_M^2}{2R_e(u_{control}, U_o)} = \frac{U_o^2}{R}. \quad (4.173)$$

Din (4.173), ținând cont și de dependența lui  $R_e$  de  $U_o$  dată de (4.171), rezultă:

$$U_o = \sqrt[3]{u_{control} U_M^2 \frac{R}{2} n C_i f_s}. \quad (4.174)$$

Cu un raționament asemănător se poate obține *expresia purtătoarei neliniare pentru convertoare la care modulul raportului static de conversie în CCM este de forma  $D/(1-D)$*  (BUCK-BOOST, FLYBACK, ĆUK, SEPIC sau ZETA). În fapt, toată demonstrația până la relația (4.166) inclusiv este aceeași. Cea care se schimbă este relația (4.167) și cele care urmează pentru că la aceste convertoare

$$\bar{i}_s = \bar{i}_g, \quad (4.175)$$

și de aici (4.167) devine:

$$\bar{i}_s = \bar{i}_g = \frac{u_g}{R_e} = \frac{1}{R_e} \frac{1-d(t)}{d(t)} U_o, \quad (4.176)$$

care substituită în (4.166) conduce la:

$$u_c(dT_s) = \frac{U_o}{nC_i f_s R_e} \frac{1-d(t)}{d(t)}. \quad (4.177)$$

Cu notația din (4.169) și făcând  $d \rightarrow t/T_s$  se obține expresia temporală a purtătoarei:

$$u_c(t) = u_{control}(t) \frac{T_s}{t} \left( 1 - \frac{t}{T_s} \right), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad (4.178)$$

$$u_c(t + T_s) = u_c(t).$$

Valoarea rezistenței emulate este dată tot de relația (4.171).

Este interesant de subliniat că (4.174) este adevărată *pentru oricare dintre convertoarele comandă NLC analizate*.

#### 4.3.5.2. Implementarea practică a generatorului de purtătoare neliniară

Elementul cheie al oricărui controller cu purtătoare neliniară este generatorul de purtătoare neliniară. Această funcție trebuie implementată cu un hardware cât mai simplu, pentru a justifica utilitatea circuitului PFC. Autorul prezintă în continuare modul specific de implementare al generatorului de purtătoare neliniară pentru diferitele topologii analizate.

##### Convertorul BOOST

Legea purtătoarei neliniare este dată de (4.170). Este o lege de variație neliniară simplă, pentru că argumentul  $t$  nu apare la numitor. Implementarea se face cu două

integratoare resetabile, conform schemei din Fig. 4.33.

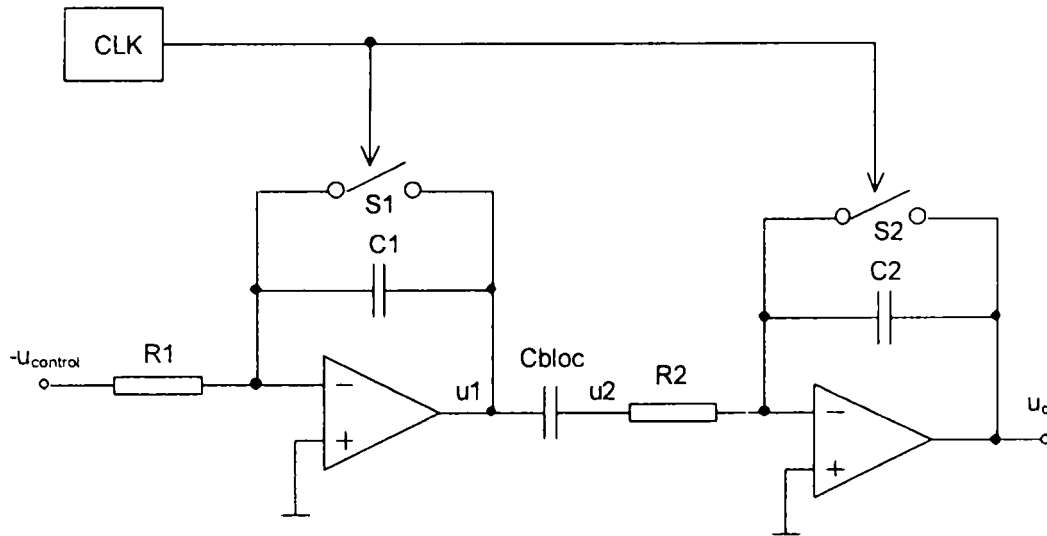


Fig. 4.33. Implementarea practică a generatorului de purtătoare neliniară pentru convertorul BOOST.

Ambele integratoare sunt resetate de un semnal de tact de perioadă  $T_s$ . Dacă  $u_{control}(t)$  este constantă, după primul integrator se va genera un semnal rampă,  $u_1(t)$ , egal cu:

$$u_1(t) = -\frac{1}{\tau_1}(-u_{control})t = \frac{u_{control}}{\tau_1} t. \quad (4.179)$$

Se înlătură apoi componenta continuă din  $u_1$  inserând pe care serie o capacitate  $C_{bloc}$  de valoare mare (pulsaiii neglijabile pe ea) și obținând astfel semnalul  $u_2$  ce are expresia:

$$\begin{aligned} u_2(t) &= u_1(t) - U_1 = \frac{u_{control}}{\tau_1} t - \frac{1}{T_s} \left( \frac{1}{2} \frac{u_{control} T_s}{\tau_1} T_s \right) = \\ &= \frac{u_{control}}{\tau_1} t - \frac{u_{control} T_s}{2\tau_1} \end{aligned} \quad (4.180)$$

Purtătoarea  $u_c(t)$  se obține integrând pe  $u_2$ :

$$\begin{aligned} u_c(t) &= -\frac{1}{\tau_2} \int_0^t u_2(\tau) d\tau = -\frac{1}{\tau_2} \left( \frac{u_{control}}{\tau_1} \frac{t^2}{2} - \frac{u_{control} T_s}{2\tau_1} t \right) = \\ &= u_{control} \frac{T_s^2}{2\tau_1 \tau_2} \frac{t}{T_s} \left( 1 - \frac{t}{T_s} \right). \end{aligned} \quad (4.181)$$

Comparând (4.181) cu (4.170) se constată că diferența este dată doar de o constantă multiplicativă, care va influența ecuațiile numai prin aceea că  $u_{control}$  se va înlocui cu  $u_{control} T_s^2 / 2\tau_1 \tau_2$  în toate relațiile ce-l conțin pe  $u_{control}$ .

Convertoare cu modulul raportului static de conversie de tipul  $D/(1-D)$

Legea purtătoarei este dată de (4.178). Evident această formă de variație ideală nu este realizabilă fizic pentru că  $u_c(0) \rightarrow \infty$ . Rezolvarea acestei situații se face în urma a două observații utile:

- deoarece tensiunea de ieșire este  $|U_o| > 0$  și funcția  $D/(1-D)$  este strict crescătoare acoperind domeniul  $[0, \infty)$  când  $d$  parcurge intervalul  $[0, 1]$ , înseamnă că factorul de umplere minim se va obține la tensiune de intrare maximă:

$$D_{min} = \frac{U_o}{U_o + U_M}. \quad (4.182)$$

Este deci suficientă o aproximare bună la lui  $u_c(t)$  numai pe intervalul  $D_{min} T_s \leq t \leq T_s$ ;

- din (4.178) legea de variație a lui  $u_C(t)$  este de tip hiperbolic, descrescătoare. Analogic cea mai simplă funcție descrescătoare o reprezintă exponențiala, care se obține prin descărcarea unui condensator pe o rezistență.

În urma acestor două observații se propune pentru aproximarea purtătoarei funcția descrescătoare dată de legea:

$$u_c^*(t) = \begin{cases} Au_{control} & 0 \leq t \leq D_{min}T_s \\ Au_{control} e^{-\frac{t-D_{min}T_s}{bT_s}} & D_{min}T_s < t \leq T_s. \end{cases} \quad (4.183)$$

unde  $A$  este o constantă care scalează amplitudinea purtătoarei și deci influențează și rezistența emulată  $R_e$ . Constanta de timp a exponențialei este specificată ca fracțiune  $b$  din perioada de comutație. Se poate demonstra că în aproximarea relației (4.170) cu relația (4.183) valoarea lui  $b$  care determină eroare minimă este  $b=0,22$ . În fig. 4.34 sunt comparate purtătoarea ideală cu cea aproximativă (desemnată prin exponentul asterisc), pentru  $b=0,22$  și  $D_{min}=0,2$ .

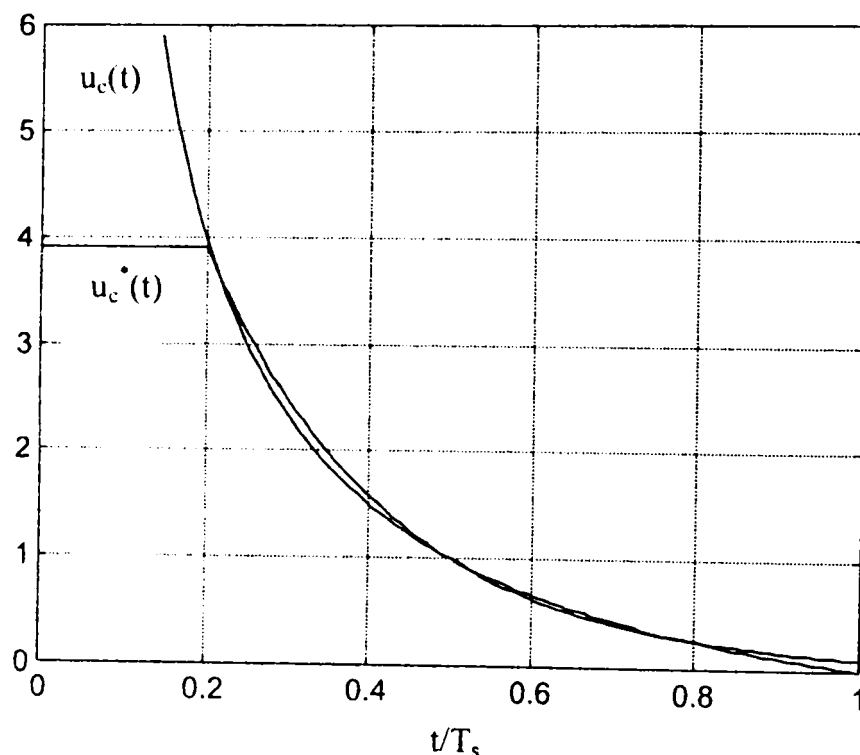


Fig. 4.34. O perioadă a purtătoarei ideale,  $u_c(t)$  și a purtătoarei exponențiale aproximative,  $u_c^*(t)$ , pentru  $b=0,22$  și  $D_{min}=0,2$ .  $A$  este aleasă astfel încât cele două curbe să coincidă la  $T_s/2$ .

Implementarea practică devine astfel simplă, schema fiind dată în fig. 4.35. Un semnal de tact cu factorul de umplere  $D_{min}$  ține întrerupătorul  $S$  în conducție pe intervalul  $0 \leq t \leq D_{min}T_s$ . Când întrerupătorul este blocat  $u_c^*(t)$  scade de la valoarea  $Au_{control}$  la 0 cu constanta de timp  $R_e C_C = bT_s$ . Spre deosebire de cazul convertorului BOOST, implementarea practică a purtătoarei determină chiar în CCM abateri ale curentului de intrare de la valoarea ideală  $u_g/R_e$ .

Curentul real  $i_g^*$  se obține din (4.166) ținând cont că la aceste convertoare  $\bar{i}_s = \bar{i}_g^*$  și înlocuind pe  $u_C$  cu  $u_c^*$ :

$$\bar{i}_g^* = u_c^*(dT_s) n C_i f_s. \quad (4.184)$$

Din ecuația caracteristicii statice se găsește legea de variație temporală a factorului de umplere, ținând cont că  $U_o$  este constantă:

$$d = \frac{1}{1 + \frac{U_M}{U_o} |\sin \omega t|} \quad (4.185)$$

Expresia în formă închisă a lui  $i_g^*$  va rezulta astfel:

$$\vec{i}_g^* = A u_{control} n C_i f_s e^{-\frac{1}{b} \left( \frac{1}{1 + \frac{U_M}{U_o} |\sin \omega t|} - D_{min} \right)} \quad (4.186)$$

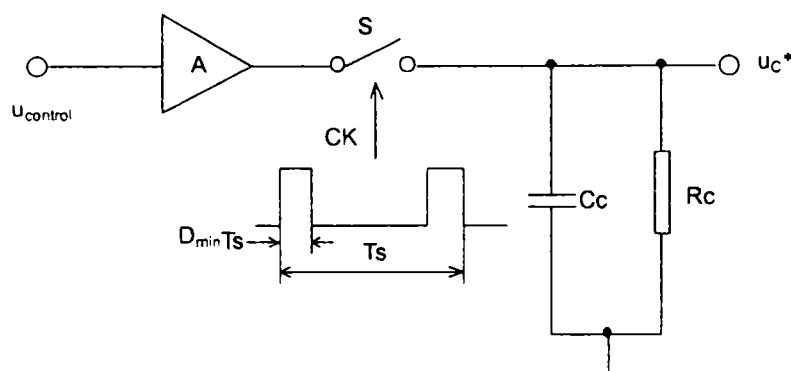


Fig. 4.35. Implementarea practică a generatorului de purtătoare neliniară pentru convertoare cu modulul funcției de transfer de forma  $D/1-D$ .

Fig. 4.36 prezintă formele de undă pentru  $\bar{i}_g$  și  $\vec{i}_g^*$  pe o perioadă a tensiunii rețelei pentru trei valori ale parametrului  $b$ . Din (4.186) se pot calcula distorsiunile armonice totale (THD) ale curentului  $\vec{i}_g^*$  la  $b$  și  $U_M/U_o$  fixate. Pentru  $b=0,22$  valoarea maximă a coeficientului de distorsiuni armonice se obține pentru  $U_M/U_o=1$  și are valoarea de 3,84%, iar cea minimă este de 1,5% pentru  $U_M/U_o=2,9$ . În general, coeficientul de distorsiuni armonice este mult sub 10% pentru a gamă largă de valori ale lui  $b$ .

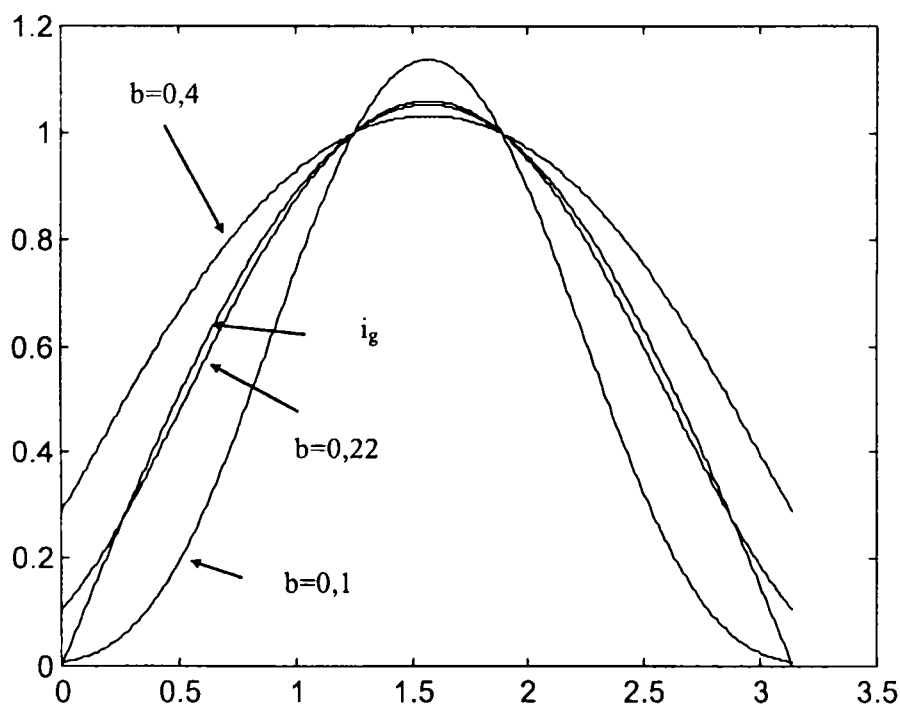


Fig. 4.36. Forma ideală a curentului de intrare ( $i_g$ ) și forma aceluiași curent folosind aproximarea purtătoarei.  $D_{min}=0,2$ ,  $U_M/U_o=0,95$ ,  $U_{control}=1V$ ,  $nC_i f_s=1\Omega$ .  $A$  este ales astfel încât purtătoarea ideală și cea aproximativă să coincidă la  $T_s/2$ .

#### 4.3.6. Comanda integrativă a circuitelor PFC monofazate

Comanda cu purtătoare neliniară nu este singura modalitate de a obține factor de putere unitar având proprietățile benefice enunțate. Ea face parte din categoria mai largă a așa-ziselor comenzi de tip integrativ [109]. Atributul de “integrative” al acestor comenzi vine de la aceea că dacă  $u$  este o tensiune lent variabilă, astfel încât poate fi considerată constantă pe o perioadă de comutație, atunci un termen de forma  $u t/T_s$  poate fi implementat cu un integrator resetabil, conform relației:

$$u \cdot \frac{t}{T_s} \cong \frac{1}{T_s} \int_0^t u(y) dy \quad (4.187)$$

Implementarea practică este arătată în Fig. 4.37.

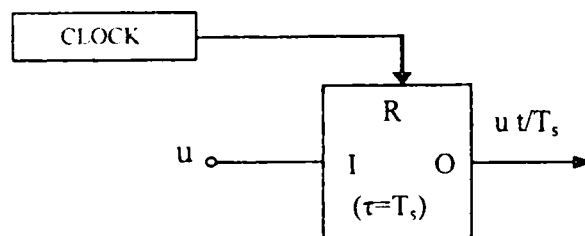


Fig. 4.37. Principiul comenzii integrative.

Trebuie precizat că aceste comenzi integrative nu sunt legate numai de circuitele PFC, ci ele au o arie vastă de aplicare, de exemplu în conversia dc-dc, tehnica feedforward, invertoare, etc.

Ca și subiect de studiu să considerăm convertorul BUCK-BOOST funcționând CCM, pentru care curentul prin întrerupător este sesizat cu un traductor de transrezistență  $R_s$ . Scopul circuitului PFC se scrie analitic astfel:

$$u_g = R_e \bar{i}_g \quad (4.188)$$

În abordarea cvasistaționară, raportul de conversie este:

$$\frac{U_o}{u_g} = \frac{d}{1-d} \quad (4.189)$$

Eliminând pe  $u_g$  din relațiile (4.188) și (4.189) și ținând cont că pentru acest convertor  $\bar{i}_g = \bar{i}_s$ , obținem:

$$R_e \bar{i}_g = U_o \frac{1-d}{d} \quad (4.190)$$

Pentru că în circuitul de comandă mărimile cu care se lucrează nu sunt curenții ci tensiuni proporționale cu aceștia, relația (4.190) se poate scrie evidențiind tensiunea de la ieșirea traductorului de curent (căci  $i_s = i_g$ ) în forma:

$$R_s \bar{i}_g = \left( \frac{R_s}{R_e} U_o \right) \cdot \frac{1-d}{d} \quad (4.191)$$

Mărimea din paranteză este o tensiune care în stare staționară este lent variabilă dacă ieșirea este bine filtrată. Notăm această tensiune cu  $U_m$ , numită tensiune modulatorie sau de comandă:

$$U_m = \frac{R_s}{R_e} U_o \quad (4.192)$$

Cu această notație (4.191) se poate scrie în forma echivalentă:

$$R_s \bar{i}_s = U_m \cdot \frac{1-d}{d} \quad (4.193)$$

La această relație s-a ajuns și în cazul comenzii cu purtătoare neliniară, după care efortul s-a concentrat pe implementarea legii temporale corespunzătoare membrului drept. Am văzut că pentru acest convertor au fost serioase dificultăți în implementarea legii purtătoare, restricționându-se inferior factorul de umplere, ceea ce înseamnă că la sarcini mici comanda cu purtătoare neliniară este inoperantă. Mai mult, chiar și la sarcini mari există totdeauna distorsiuni în curentul de intrare, e adevărat mici în anumite condiții.

În comanda integrativă se încearcă implementarea relației (4.193) de o altă manieră și anume scriind că:

$$U_m = (U_m + R_s \bar{i}_s) d \quad (4.194)$$

Dacă vom utiliza pentru implementare un modulator pe front coborâtor, atunci ecuația temporală va fi:

$$U_m = (U_m + R_s \bar{i}_s) \frac{t}{T_s} \quad (4.195)$$

Utilizând aproximarea (4.187) a comenzii integrative, aplicabilă deoarece atât  $U_m$  cât și  $\bar{i}_s$  sunt mărimi lent variabile la funcționarea CCM, egalitatea (4.195) devine:

$$U_m = \frac{1}{T_s} \int_0^t (U_m(y) + R_s \bar{i}_s(y)) dy \quad (4.196)$$

Relația (4.196) sugerează și cum va arăta structura controllerului, reprezentată în Fig. 4.38.

De reținut că față de comanda cu purtătoare neliniară implementarea este exactă și mai simplă, cu două integratoare (dintre care unul resetabil) și un circuit sumator. Tensiunea  $U_m$  este o mărime independentă la funcționare în buclă deschisă sau este tensiunea de la ieșirea amplificatorului de eroare la funcționare în buclă închisă.

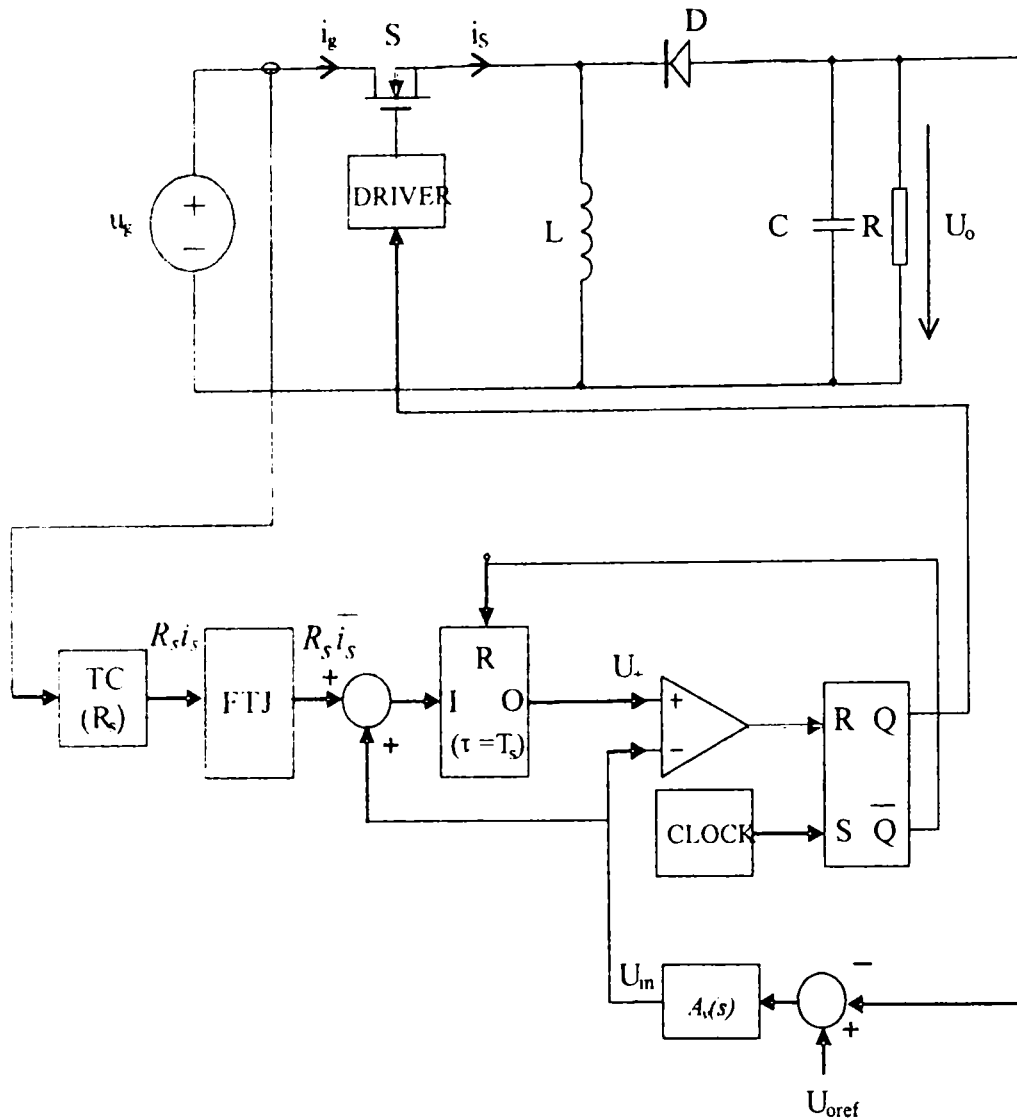


Fig. 4.38. Comanda integrativă a unui convertor BUCK-BOOST prin curentul mediat al întrerupătorului activ.

#### 4.3.7. Circuit PFC bazat pe un convertor FLYBACK având curent de intrare fără pulsații

În capitolul anterior, paragraful 3.2.3.1, autorul a prezentat o variantă a convertorului FLYBACK, obținută prin adăugarea unei bobine suplimentare în circuit, cu scopul obținerii unor curenți de intrare fără pulsații. Funcționarea convertorului este în regim DCM, fiind deduse condițiile de funcționare specifice acestui regim în situația în care convertorul este alimentat de la o sursă continuă (conversia dc-dc). În continuare **autorul propune utilizarea acestui convertor ca circuit PFC**, funcționând tot în modul DCM, având valori reduse ale valorilor maxime ale curenților de intrare și în condițiile unor componente armonice de înaltă frecvență reduse ale acestora [83].

Schema convertorului propus este prezentată în Fig. 4.39.

Conform celor prezentate în paragraful mai sus menționat au fost obținute următoarele relații, ce caracterizează funcționarea convertorului în regim DCM:

$$U_o = DU_g \sqrt{\frac{k_{23}}{k_3}}, \quad D_1 = Dk_{23} \sqrt{\frac{L_2}{L_3} \frac{U_g}{U_o}}, \quad I = \frac{D^2}{2L_3 f_s} k_{23} U_g \quad (4.197)$$

Astfel, rezistența de intrare emulată de convertor la joasă frecvență este:

$$R_c = \frac{U_g}{I} = \frac{2L_3 f_s}{D^2 k_{23}} \quad (4.198)$$

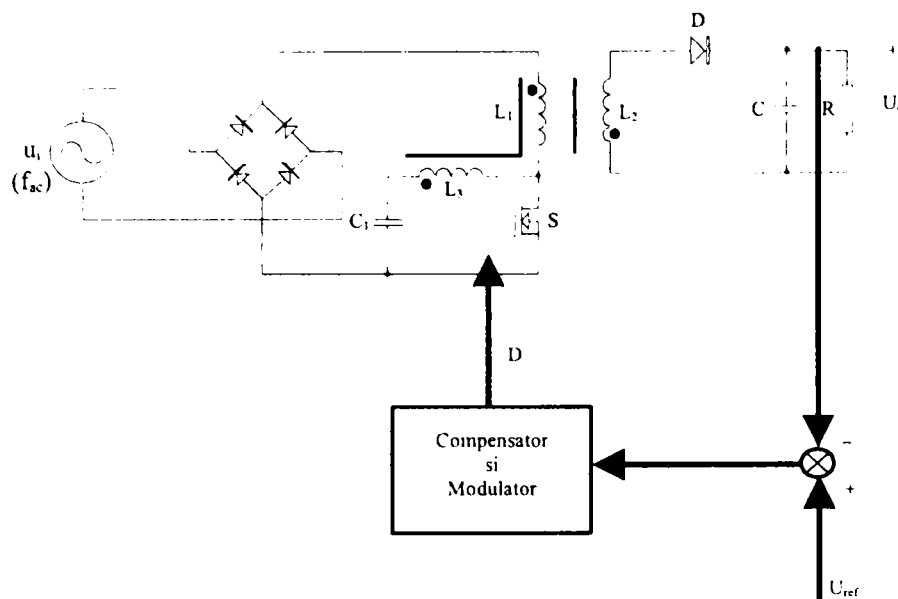


Fig. 4.39 Schema de principiu a unui circuit PFC bazat pe un convertor FLYBACK având curent de intrare fără pulsații

Se remarcă faptul că rezistența de intrare emulată nu depinde de sarcină și de aceea convertorul este potrivit a se utiliza în aplicații de corecție a factorului de putere. Când funcționează ca și circuit PFC frecvența de comutație a convertorului se alege mult mai mare decât dublul frecvenței rețelei, iar capacitatea de filtraj de la ieșire se alege suficient de mare astfel încât tensiunea de ieșire să poată fi admisă constantă într-o semiperioadă a rețelei. Atunci  $D_1$  este o mărime lent variabilă și expresia lui este dată de (4.197), unde acum  $u_g$  este o sinusoidă redresată de joasă frecvență de amplitudine  $U_M$  și pulsație  $\omega$ ,  $u_g = U_M |\sin \omega t|$ .

Deci:

$$D_1 = D k_{23} \sqrt{\frac{L_2}{L_3}} \frac{U_M |\sin \omega t|}{U_o} \quad (4.199)$$

Impunând ca  $D_1 < (1-D)$  rezultă (utilizând relațiile (3.90), (3.91)):

$$L_2 < \frac{1}{4} (1-D)^2 \frac{R}{f_s k_{23}} \quad (4.200)$$

care este condiția de funcționare DICM pe întreaga semiperioadă a rețelei atunci când convertorul este utilizat ca circuit PFC.

Tensiunea de ieșire la funcționare ca circuit PFC se găsește scriind echilibrul puterilor de intrare și de ieșire:

$$\frac{U_M^2}{2R_e} = \frac{U_o^2}{R} \quad (4.201)$$

Din (4.201), folosind (4.199), valoarea tensiunii de ieșire se obține în forma:

$$U_o = U_M D \sqrt{\frac{k_{23}}{2k_3}} \quad (4.202)$$

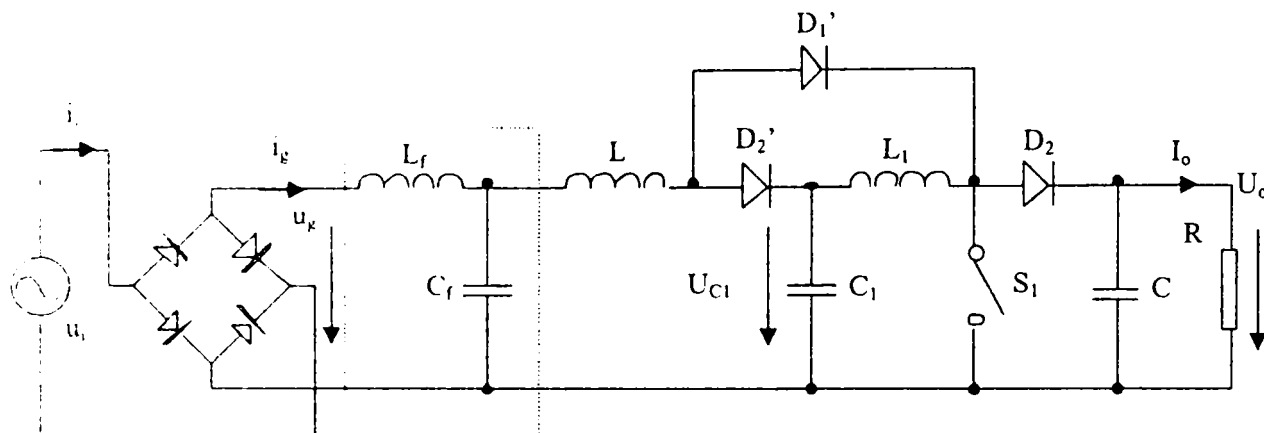
unde  $k_3$  a fost exprimat în relația (3.89).

În vederea verificării funcționării circuitului PFC propus, bazat pe convertorul FLYBACK având curentul de intrare fără pulsații a fost verificată prin simulare, rezultatele fiind prezentate în paragraful final al acestui capitol.



4.3.8. Circuit PFC bazat pe un convertor pătratic de tip  $\delta_1$ -BOOST

În paragraful 3.2.2.4. al capitolului anterior, autorul a prezentat o variantă de convertor pătratic de tip  $\delta_1$ -BOOST cu bobine necuplate și având curenți de intrare fără pulsații. Această topologie este echivalentă cu varianta clasică a convertorului pătratic  $\delta_1$ -BOOST având suplimentar un filtru la intrare. În continuare **autorul propune un circuit PFC bazat pe convertorul pătratic  $\delta_1$ -BOOST**, funcționând în regim DCM, schema circuitului [93] fiind prezentată în Fig. 4.40.

Fig. 4.40. Schema circuitului PFC cu convertor pătratic de tip  $\delta_1$ -boost

În cazul convertorului studiat, pe ideea funcționării convertorului BUCK-BOOST DCM ca circuit PFC, s-a ales ca regimul de curent caracteristic inductanței de la intrare,  $L$ , să fie de tip DCM cu factor de umplere constant, iar prin inductanța  $L_1$  de la ieșire regimul de curent să fie de tip CCM (putem spune că partea de ieșire a circuitului funcționează ca un convertor dc-dc BOOST clasic alimentat cu tensiunea de pe capacitatea  $C_1$ ).

Moduri de conducție discontinuă (DCM) pot fi asociate cu fiecare din cele trei diode  $D_1'$ ,  $D_2$ ,  $D_2'$ . În Fig. 4.41 sunt prezentate principalele forme de undă, în regim dc-dc, din convertor în cazul în care conducția discontinuă se referă numai la dioda  $D_2'$ , celelalte diode funcționând în regim CCM.

Din forma de undă a tensiunii pe inductanța  $L$ , prezentată în Fig. 4.40, admitând funcționarea convertorului ca o succesiune de stări staționare (frecvența de comutație  $f_s \gg$  frecvența rețelei  $f_{ac}$ ), din echilibrul tensiunilor pe  $L$  va rezulta:

$$D \cdot U_g = d_1 \cdot (U_g - U_{C1}) \quad (4.203)$$

de unde:

$$\frac{d_1}{D} = \frac{U_g}{U_{C1} - U_g} \quad (4.204)$$

Valoarea mediată a curentului de intrare al convertorului este egală cu valoarea mediată a curentului prin inductanța  $L$ , conform relației următoare care rezultă din analiza formei de undă a lui  $i_L$  prezentată în Fig. 4.40.

$$\bar{i}_g = \bar{i}_L = \frac{1}{T_s} \frac{1}{2} (D + d_1) T_s \frac{U_g}{L} D T_s = \frac{U_g}{2L f_s} D (D + d_1) = \frac{U_g}{2L f_s} \left( 1 + \frac{D}{d_1} \right) \quad (4.205)$$

Pentru funcționare ca circuit PFC între  $\bar{i}_g$  și  $u_g$  trebuie să existe proporționalitate printr-o mărime care să nu depindă decât de mărimi constante. Din relația (4.205) se observă ca acest lucru se realizează dacă  $d_1 \ll D$ , valoarea rezistenței emulate fiind astfel:

$$\bar{i}_g \cong \frac{u_g}{2Lf_s} \Rightarrow R_c = \frac{2Lf_s}{D^2} \quad (4.206)$$

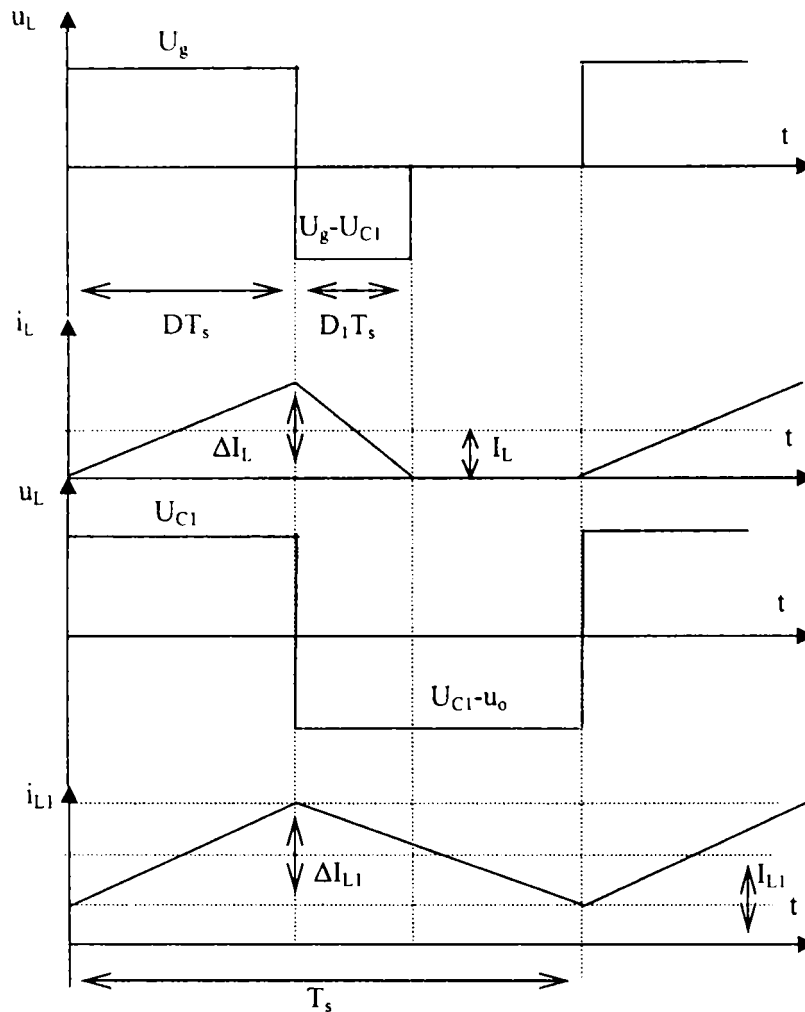


Fig. 4.40. Formele de undă aferente funcționării DCM în regim dc-dc

Din relația (4.204) și condiția  $d_1 \ll D$ , rezultă condiția dintre tensiunea de alimentare și cea de pe capacitatea  $C_1$ :

$$u_g \ll U_{C1} - u_g \quad (4.207)$$

Tensiunea  $u_g$  este tensiunea de alimentare a convertorului, adică tensiunea de rețea redresată bialternanță, deci:

$$u_g = U_M |\sin \omega t| \quad (4.208)$$

unde  $U_M$  este amplitudinea tensiunii sinusoidale de alimentare (rețea) iar  $\omega = 2\pi f_{ac}$ . La rândul său, tensiunea  $U_{C1}$  reprezintă tensiunea de alimentare a convertorului BOOST plasat la ieșire care funcționează în CCM, deci ea va avea valoarea:

$$U_o = \frac{U_{C1}}{1-D} \Rightarrow U_{C1} = U_o(1-D) \quad (4.209)$$

Substituind (4.209) și (4.208) în (4.207) și ținând cont că situația cea mai defavorabilă se obține când sinusul este egal cu 1, se obține:

$$2U_M \ll U_o(1-D) \quad (4.210)$$

Ca și în cazul convertorului BOOST DCM utilizat ca circuit PFC condiția anterioară implică ca tensiunea de ieșire să fie mult mai mare decât maximum tensiunii alternative de alimentare. Între  $U_M$  și  $U_o$  există o legătură dată de egalitatea puterilor active de la intrare și ieșire:

$$\frac{U_M^2}{2R_e} = \frac{U_o^2}{R} \quad (4.211)$$

Înlocuind din (4.211) raportul  $U_M/U_o$  în (4.210) se obține valoarea maximă a factorului de umplere:

$$D_{\max} \ll 1 - \sqrt{\frac{8R_e}{R}} \quad (4.212)$$

Deoarece funcționării DCM îi este tipică o formă de undă a curentului cu amplitudini mari, la intrarea circuitului PFC se plasează un filtru pentru eliminarea componentelor de înaltă frecvență ale curentului absorbit.

Corectitudinea modului de funcționare al circuitului PFC propus, bazat pe convertorul pătratic  $\delta_1$ -BOOST, a fost verificată prin simulare. Rezultatele simulării, precum și valorile principalilor parametri de merit sunt prezentate într-un paragraf ulterior.

#### 4.3.9. Circuit PFC BOOST DCM având comandă cu purtătoare neliniară

La funcționarea în conducție discontinuă cu frecvență constantă și factor de umplere constant forma curentului se imprimă în mod automat, dar în ciuda simplității circuitul de comandă are dezavantajul că forma de undă a curentului absorbit e distorsionată. Distorsiunile sunt mai mici atunci când convertorul BOOST funcționează cu o tensiune de ieșire mult mai mare față de amplitudinea tensiunii de alimentare. De aceea această metodă este potrivită în aplicații de înaltă tensiune.

Utilizarea convertorului BOOST funcționând la limita dintre conducția continuă și cea discontinuă (comanda în mod critic) poate teoretic să elimine distorsiunile din curent, dar necesită frecvență de comutație variabilă și în funcție de tipul comenzii, un multiplicator. În multe aplicații e nedorită o frecvență de comutație variabilă pe un domeniu larg. Alte metode ca de exemplu cea cu injecție de armonică a doua necesită un circuit acordat adaptiv complex și au dificultăți practice de comandă.

Este de asemenea posibil să se mențină curentul de intrare proporțional cu tensiunea de alimentare utilizând o buclă de curent. Comanda cu purtătoare neliniară este în acest sens un bun exemplu. Metoda cere sesizarea unui curent și de aceea e mai potrivită pentru aplicații de putere mare și funcționare în conducție continuă.

În cadrul acestui paragraf se propune o comandă integrativă pentru convertorul BOOST funcționând în conducție discontinuă [56], metodă având următoarele avantaje:

- asigură factor de putere unitar;
- nu necesită ca tensiunea de ieșire să fie mult mai mare ca tensiunea de alimentare;
- funcționarea se face la frecvență de comutație constantă;
- nu utilizează multiplicatoare sau alte circuite complexe;
- nu necesită sesizarea unui curent din partea de putere;
- posibilitatea de integrare ușoară.

La funcționarea în conducție discontinuă cu frecvența și factorul de umplere constante convertorul BOOST va distorsiona curentul de alimentare. În continuare se examinează cauzele acestor distorsiuni și se prezintă o soluție pentru înlăturarea acestora printr-o nouă metodă de comandă.

În figura 4.41 se prezintă un convertor BOOST utilizat ca circuit activ de corecție a factorului de putere funcționând în conducție discontinuă.

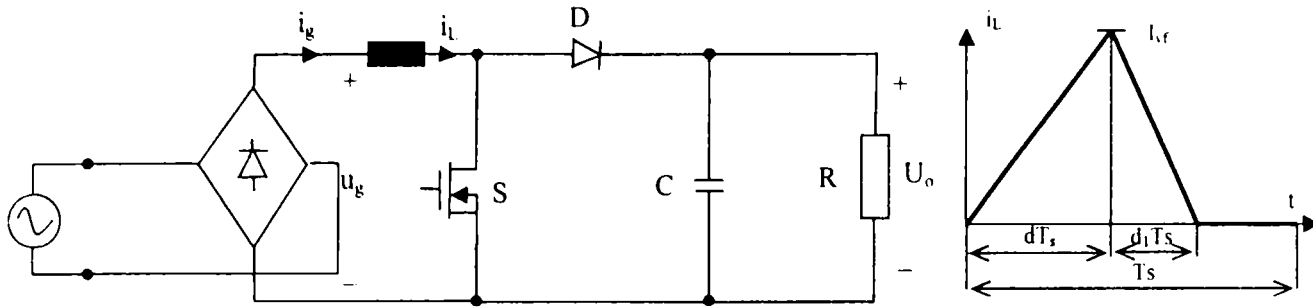


Fig. 4.41. Schema circuitului PFC BOOST DCM, forma de undă a curentului prin inductanța  $L$ .

Valoarea de vârf a curentului absorbit în intervalul de conducție al întrerupătorului, admitând frecvență de comutație mult mai mare decât frecvența rețelei astfel încât pe o perioadă a rețelei tensiunea de alimentare să poată admisă constantă este:

$$I_{vf} = \frac{u_g}{L} dT_s \quad (4.213)$$

iar pe durata de conducție a diodei:

$$I_{vf} = \frac{u_o - u_g}{L} d_1 T_s \quad (4.214)$$

Din aceste două relații va rezulta:

$$d_1 = \frac{u_g}{u_o - u_g} d \quad (4.215)$$

Astfel, ținând cont de (4.215), valoarea mediată a curentului prin inductanța  $L$ , în raport cu perioada de comutație va fi:

$$\bar{i}_L = \frac{1}{2} (d + d_1) I_{vf} = \frac{1}{2L} \cdot \frac{u_o \cdot u_g}{u_o - u_g} \cdot d^2 T_s \quad (4.216)$$

Din relația anterioară se observă că în condițiile în care factorul de umplere  $d$  este constant,  $\bar{i}_L$  e proporțional cu  $u_o u_g / (u_o - u_g)$ , deși s-ar dori ca  $\bar{i}_L$  să fie proporțional cu  $u_g$ . Aceasta este cauza pentru care  $\bar{i}_L$  are distorsiuni. O posibilitate de eliminare a acestor distorsiuni este de a imprima factorului de umplere  $d$  o astfel de variație încât să îndeplinească condiția:

$$\bar{i}_L = \frac{u_g}{R_e} \quad (4.217)$$

evident,  $R_e$  fiind rezistența emulată de către convertor. Din relațiile (4.216) și (4.217) va rezulta valoarea factorului de umplere, de forma:

$$d(t) = \sqrt{\frac{2Lf_s}{R_e} \cdot \frac{u_o - u_g}{u_o}} \quad (4.218)$$

Desigur că relația (4.218) se poate implementa cu un circuit de multiplicare-divizare și cu un circuit de extragere a rădăcinii pătrate și apoi printr-o comparare cu o purtătoare dinte de fierăstrău, soluție care este complexă și prohibitivă. Se propune în schimb pentru implementarea relației (4.218) o tehnică integrativă așa cum a fost menționat anterior.

Factorul de umplere obținut în (4.218), definit ca  $d = t_{on} / T_s$ , va conduce la:

$$\left( \frac{t_{on}}{T_s} \right)^2 = \frac{2Lf_s}{R_e} \cdot \frac{u_o - u_g}{u_o} \quad (4.219)$$

Întrucât tensiunea de ieșire este de regulă bine filtrată prin condensator, ea poate fi admisă constantă. Următorul obiectiv este determinarea lui  $t_{on}$  în fiecare perioadă de comutație astfel încât:

$$\left(\frac{t_{on}}{T_s}\right)^2 = \frac{K(u_o - u_g)}{U_m} \quad (4.220)$$

unde  $K$  este câștigul traductorilor de tensiune atât pentru  $u_g$  cât și pentru  $u_o$  iar

$$U_m = u_o \frac{R_e}{2Lf_s} \quad (4.221)$$

În Fig.4.42 este prezentată schema circuitului de comandă integrativ, precum și formele de undă aferente funcționării. Circuitul de comandă conține un generator de tact, un bistabil, un comparator, două integratoare resetabile în care  $S_1$  și  $S_2$  au funcția de resetare a ieșirilor. Frecvența de comutație e impusă de către semnalul de tact ce furnizează impulsuri foarte scurte. Cu fiecare semnal de tact bistabilul e setat, ieșirea  $Q$  devenind  $1$  logic și tranzistorul de putere din convertor intrând în conducție. Totodată ieșirea  $\bar{Q}$  este pe  $0$  logic,  $S_1$  și  $S_2$  sunt blocate permițând celor două integratoare să își efectueze funcția de integrare. Dacă tensiunea de comandă  $U_c$  e constantă, tensiunea de la ieșirea primului integrator este dată de relația:

$$u_1 = -\frac{U_c}{R_1 C_1} t, 0 \leq t \leq T_s \quad (4.222)$$

iar tensiunea de la ieșirea celui de-al doilea integrator va fi de forma:

$$u_2 = \frac{U_c}{2R_1 C_1 R_2 C_2} t^2, 0 \leq t \leq T_s \quad (4.223)$$

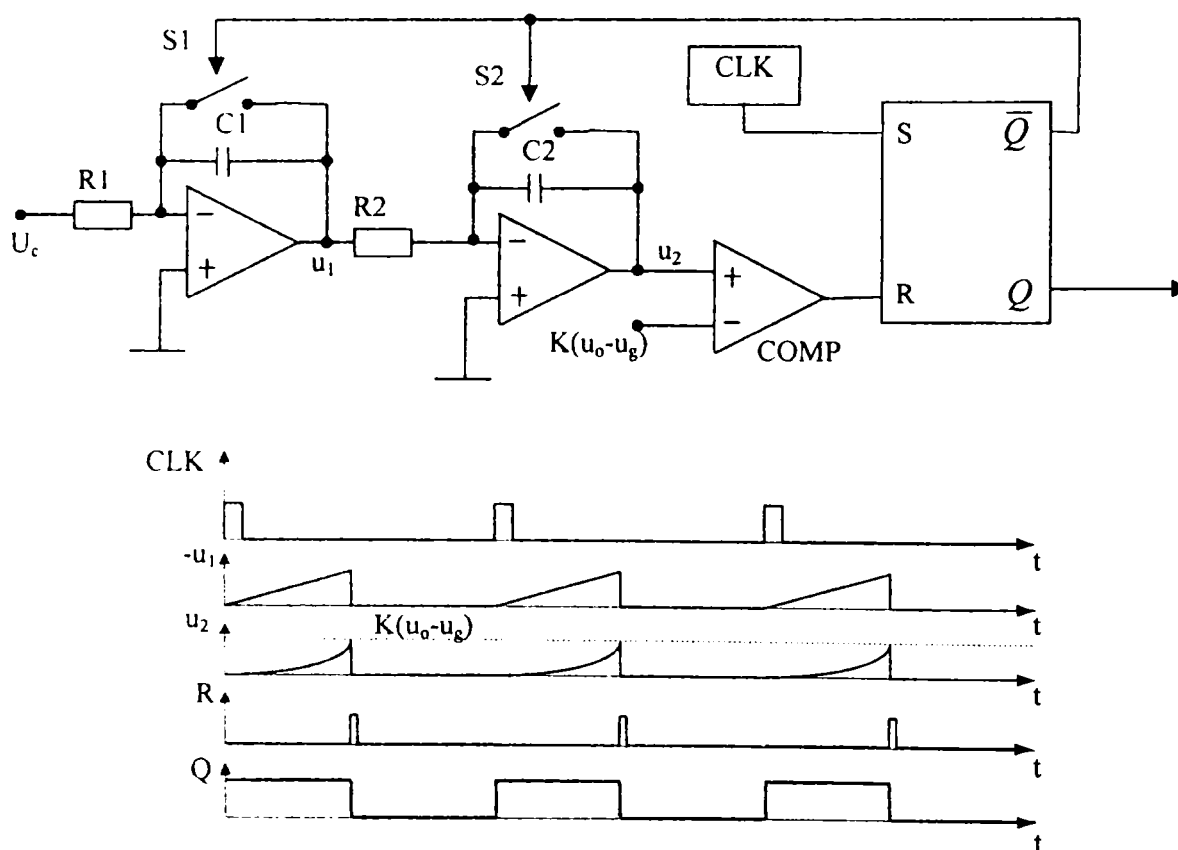


Fig. 4.42. Schema circuitului de comandă integrativ și formele de undă aferente

Atunci când  $u_2$  egalează tensiunea  $K(u_o - u_g)$  comparatorul comută pe  $1$  logic și bistabilul este resetat, întrerupătorul activ  $S$  e blocat și întrerupătoarele de resetare sunt aduse în conducție, astfel capacitățile  $C_1$  și  $C_2$  vor fi descărcate deci  $u_1 = u_2 = 0$ . În acest fel integratoarele sunt pregătite pentru funcționarea pe perioada de comutație următoare.

Comparând (4.220) și (4.223) se poate vedea că dacă:

$$\frac{U_c}{2R_1C_1R_2C_2} = \frac{U_m}{T_s^2} \quad (4.224)$$

atunci relația (4.218) este îndeplinită pe durata fiecărei perioade de comutație.

În (4.217)  $u_g$  poate să fie o undă arbitrară și  $i_L$  o va urmări proporțional dacă frecvența undei  $u_g$  este mult mai mică decât frecvența de comutație. Astfel, impedanța de intrare a convertorului este pur rezistivă, rezistența emulată  $R_e$  găsindu-se substituind (4.221) în (4.224):

$$R_e = K_e \frac{U_c}{u_o} \quad (4.225)$$

unde:

$$K_e = \frac{T_s^2}{R_1C_1R_2C_2} \frac{\omega_s L}{2\pi} \frac{1}{K} \quad (4.226)$$

Astfel, valoarea rezistenței emulate,  $R_e$ , este direct proporțională cu tensiunea de comandă  $U_c$ .

Puterea absorbită de redresor poate fi controlată prin modificarea tensiunii de comandă  $U_c$ . În fond  $U_c$  reprezintă parametrul prin care tensiunea continuă de ieșire  $u_o$  este stabilizată.

În ipoteza unui randament unitar, valoarea tensiunii de ieșire are expresia:

$$U_o = \frac{U_M^2 R}{2K_e U_c} \quad (4.227)$$

În cele prezentate anterior tensiunea de ieșire a fost admisă constantă, cu alte cuvinte pulsațiile ei s-au admis mici. Aceasta presupune o capacitate de filtrare de valoare mare ceea ce înseamnă și de gabarit mare și preț ridicat. În plus se cunoaște că în cazul convertorului BOOST nu se poate face soft start și în consecință capacitățile mari vor determina curenți de pornire mari în regimul tranzitoriu de la pornire. Dacă capacitatea de la ieșire este mică tensiunea de ieșire nu mai este constantă, fiind compusă dintr-o componentă continuă  $U_o$  și o componentă alternativă având pulsații de frecvență dublă decât cea a rețelei,  $\hat{u}_o$ , ea putând fi exprimată astfel:

$$u_o(t) = U_o + \hat{u}_o(t) \quad (4.228)$$

Deoarece  $R_e$  depinde de  $u_o$ , din relația (4.225) rezultă că aceste pulsații vor determina o valoare a lui  $R_e$  variabilă în timp și în consecință distorsiuni ale curentului de intrare. Din (4.225) se observă că dacă  $U_c$  e proporțional  $u_o$  atunci rezistența emulată rămâne constantă pe întreaga perioadă a tensiunii rețelei și deci curentul va fi nedistorsionat. Coeficientul de proporționalitate  $K_e$  depinde de  $R_e$  ceea ce necesită ca valoarea câștigului de la  $u_o$  la  $U_c$  să fie variabilă în bucla de reacție negativă. O posibilitate de implementare practică este prezentată în Fig.4.43. Câștigul este controlat de ieșirea blocului de comandă cu funcția de transfer  $A_u(s)$ , care este un semnal lent variabil.

În continuare se va arăta că efectul pulsațiilor tensiunii de ieșire asupra curentului de alimentare poate fi minimizat printr-o proiectare adecvată a buclei de reacție negativă fără a se utiliza un multiplicator.

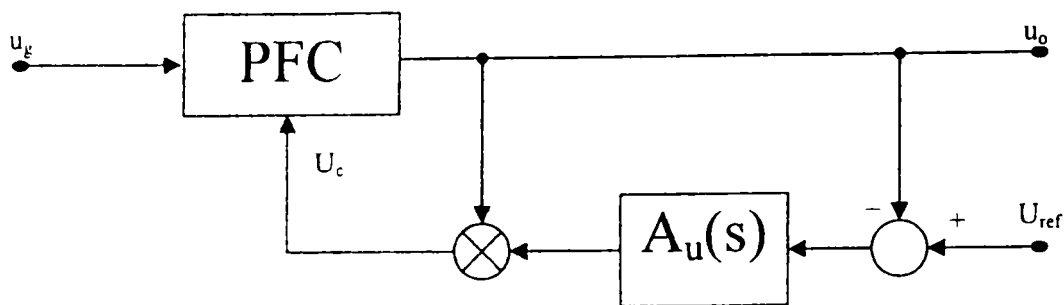


Fig. 4.43. Circuitul de control cu câștig variabil

Pentru analiză se vor face următoarele presupuneri:

- Pulsățiile tensiunii de ieșire sunt rezonabil de mici, de exemplu valoarea vârf la vârf este 20% din  $u_o$ .
- Tensiunea de alimentare nu are distorsiuni deci  $u_g = U_M |\sin(\omega t)|$  unde  $\omega$  este pulsația rețelei.
- La ieșire deși capacitatea  $C$  s-a presupus că se micșorează, totuși ea rămâne suficient de mare încât reactanța sa la dublul frecvenței rețelei să fie mult mai mică decât rezistența de sarcină. În acest fel putem admite că toată componenta alternativă a curentului injectat în grupul  $RC$  trece prin  $C$  și toată componenta continuă de curent trece prin  $R$ .

Ținând cont de ipotezele anterioare din egalitatea puterilor instantanee la intrare și la ieșire se poate deduce relația:

$$i = \frac{U_o}{R} (1 - \cos 2\omega t) \quad (4.229)$$

Astfel, pulsațiile tensiunii de ieșire sunt date de relația:

$$\hat{u}_o(t) = -\frac{U_o}{2\omega RC} \sin(2\omega t) \quad (4.230)$$

sau dacă se ține cont de puterea de ieșire  $P_o$  relația anterioară e echivalentă cu:

$$\hat{u}_o(t) = -\frac{P_o}{2\omega C U_o} \sin(2\omega t) \quad (4.231)$$

Pentru blocul cu funcția de transfer  $A_u(s)$  se utilizează un controller de tip proporțional integrativ (PI) cu funcția de transfer dată de:

$$A_u(s) = -\left( K_p + \frac{1}{s\tau} \right) \quad (4.232)$$

în care  $K_p$  este constanta de proporționalitate și  $\tau$  este constanta de integrare.

Se cunoaște că pentru acest controller, în stare staționară, componenta continuă din tensiunea de ieșire trebuie să fie egală cu tensiunea de referință ( $U_o = U_{ref}$ ). Astfel, la intrarea amplificatorului se regăsește chiar inversul pulsațiilor tensiunii de ieșire, ceea ce de fapt reprezintă semnalul de eroare  $e(t)$ :

$$U_{ref} - u_o = -\hat{u}_o = e(t) \quad (4.233)$$

În stare staționară ieșirea regulatorului PI satisface relația:

$$u_c = U_c + \hat{u}_c \quad (4.234)$$

unde  $U_c$  este componenta continuă, iar  $\hat{u}_c$  este componenta alternativă a tensiunii de comandă.

Datorită utilizării unui controller PI,  $U_c$  este ales de așa manieră încât să mențină pe  $U_o$  egal cu tensiunea de referință, utilizând partea integrativă din controller  $U_c = (R_{e,med}/K_e) U_o$ , unde  $R_{e,med}$  reprezintă valoarea medie a rezistenței emulate pe o perioadă a tensiunii rețelei. Dacă zeroul din controllerul PI e plasat mult sub dublul pulsației rețelei atunci  $\hat{u}_c$  satisface relația:

$$\hat{u}_c = K_p \hat{u}_o \quad (4.235)$$

Relația tensiunii de comandă  $u_c$ , conform (4.234) devine:

$$u_c = \frac{R_{e,med}}{K_e} U_o + K_p \hat{u}_o \quad (4.236)$$

Alegând  $K_p = R_{e,med}/K_e$  relația anterioară va fi:

$$u_c = K_p (U_o + \hat{u}_o) = K_p u_o \quad (4.237)$$

Astfel curentul absorbit de la rețea nu va mai conține distorsiuni datorate pulsațiilor pe dublul frecvenței rețelei prezentă în tensiunea de ieșire.

Totuși,  $R_{e,med}$  variază cu puterea de ieșire în timp ce  $K_p$  e constant, după ce controllerul este proiectat. De aceea relația (4.237) va fi satisfăcută numai pentru o anumită putere de ieșire. Scriind (4.236) în forma:

$$u_c = \frac{R_{e,med}}{K_e} (U_o + \hat{u}_o) + \left( K_p - \frac{R_{e,med}}{K_e} \right) \hat{u}_o = \frac{R_{e,med}}{K_e} u_o \left[ 1 + \left( \frac{K_e K_p}{R_{e,med}} - 1 \right) \frac{\hat{u}_o}{u_o} \right] \quad (4.238)$$

și combinând (4.216), (4.225) și (4.238) rezultă

$$\bar{i}_L = \frac{u_g}{R_e} = \frac{u_g}{R_{e,med} \left[ 1 + \left( \frac{K_e K_p}{R_{e,med}} - 1 \right) \frac{\hat{u}_o}{u_o} \right]} \quad (4.239)$$

Presupunând că  $|K_e K_p / R_{e,med} - 1| \leq 2$ , relația (4.239) se poate aproxima după cum urmează:

$$\bar{i}_L \approx \frac{u_g}{R_{e,med}} \left[ 1 + \left( 1 - \frac{K_e K_p}{R_{e,med}} \right) \frac{\hat{u}_o}{U_o} \right] \quad (4.240)$$

În ipoteza unui randament unitar substituind (4.227) și (4.230) în (4.240) rezultă:

$$\bar{i}_L \approx \frac{u_g}{R_{e,med}} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{K_e K_p}{R_{e,med}} \right) \cdot \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega R_{e,med} C} \frac{1}{2} \left( \frac{U_M}{U_o} \right)^2 \right] \quad (4.241)$$

În situația unui curent de sarcină maxim, valoarea lui  $R_{e,med}$  este minimă, fiind notată  $R_{e,med,min}$ . Dacă:

$$K_p = K_x \frac{R_{e,med,min}}{K_e} \quad (4.242)$$

unde  $K_x$  este o constantă ce poate avea diverse valori și utilizând (4.241) rezultă:

$$\bar{i}_L \approx \frac{U_M \sin(\omega t)}{R_{e,med}} \cdot \left[ 1 - \left( 1 - \frac{K_x R_{e,med,min}}{R_{e,med}} \right) \frac{\sin(2\omega t)}{2\omega R_{e,med} C} \frac{1}{2} \left( \frac{U_M}{U_o} \right)^2 \right] \quad (4.243)$$

De observat este faptul că a doua paranteză din relația anterioară este cauza distorsionării curenților.

Spre exemplificare, considerând  $U_M=162,63V$ ,  $U_o=230V$ ,  $R_{e,med,min}=60\Omega$ ,  $P_o=200W$ ,  $C=100\mu F$  (corespunzător unor pulsații ale tensiunii de ieșire de 20V vârf la vârf),  $f=60Hz$ , iar dacă  $K_x$  ia valori în domeniul de la  $[0,6\div 3]$  atunci presupunerile făcute pentru relația (4.240) sunt satisfăcute. Coeficientul de distorsiune total al curentului (THD) pentru diferitele valori ale lui  $R_{e,med}$  a fost calculat cu programul MATLAB (Anexa II) și e prezentat în Fig. 4.44.

Curbele reprezintă THD-ul pentru  $K_x = 0,6; 0,8; 1,0; 1,2; 1,4; 1,6; 2; 3$ . Abscisa este reprezentată de rezistența emulată normalizată prin  $R_{e,med,min}$ . Cu presupunerile făcute, armonică principală este cea de ordinul trei, se observă că atunci când  $K_x=1,2$  distorsiunile globale pe întregul domeniu al sarcinii sunt cele mai reduse. Cu cât  $K_x$  va fi mai mare cu atât  $K_p$  va fi mai mare și deci banda va fi mai mare. Atunci când tensiunea de rețea variază ca și amplitudine, curbele din Fig. 4.44 se vor modifica și ele. Valori efective mici ale tensiunii de rețea vor conduce la distorsiuni mai mici și invers. Cu toate acestea valoarea teoretică a coeficientului THD e mai mică decât 3% la tensiunea de rețea nominală atunci când  $K_x$  e mai



mic decât 2. Distorsiunile din curent sunt neglijabile atunci când bucla de reacție e proiectată corect.

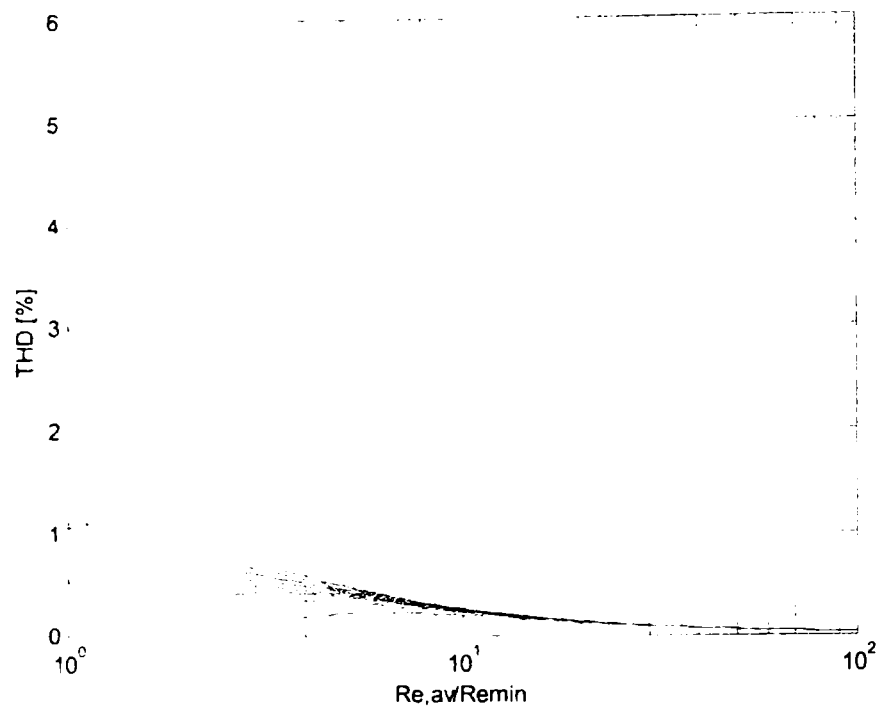


Fig. 4.44 Dependența THD funcție de rezistența emulată normalizată

În situațiile concrete de proiectare, se cunosc de obicei amplitudinea tensiunii de alimentare  $U_M$ , tensiunea de ieșire presupusă stabilizată  $U_o$  și puterea activă consumată de sarcină  $P_o$ . O primă condiție se referă la obligativitatea funcționării în regim DCM pentru întreaga semiperioadă a tensiunii rețelei. Sunt necesare deci, relații cantitative prin care să se garanteze funcționarea CCM sau DCM pe întreaga perioadă a lui  $u_g$ , adică pe întreaga semiperioadă a tensiunii de intrare și pe întregul domeniu al curentului de sarcină. Găsirea acestor condiții se face întocmai ca la convertoarele dc-dc alimentate în tensiune continuă, cu observația că tensiunea de intrare este un sinus redresat de frecvență joasă în raport cu frecvența de comutație, iar convertorul emulează o rezistență  $R_e$  pentru componentele mediate.

În paragraful 4.2.4. al acestui capitol au fost prezentate condițiile de funcționare necondiționată în CCM respectiv DCM (atât pentru cazul BOOST cât și pentru convertoare cu raportul de conversie  $D/(1-D)$ ). Astfel, relațiile (4.143) și (4.153) sunt relații de dimensionare pentru  $L$ , atunci când frecvența de comutație  $f_s$ , domeniul tensiunii de alimentare, tensiunea stabilizată la ieșire și domeniul puterii de ieșire sunt precizate.

Din (4.153) și (4.136), ținând cont că  $R = U_o^2/P_o$ , rezultă condiția:

$$\frac{2Lf_s P_o}{U_o^2} < \frac{1}{2M_{\min}^2} \left( 1 - \frac{1}{M_{\min}} \right) \quad (4.244)$$

de unde se deduce că:

$$L < \frac{U_o^2}{4f_s P_o M_{\min}^2} \left( 1 - \frac{1}{M_{\min}} \right) \quad (4.245)$$

Pe de altă parte, în condițiile unui randament unitar, între puterea pe sarcină și rezistența emulată există relația bine cunoscută:

$$R_e = \frac{U_M^2}{2P_o} \quad (4.246)$$

Substituind rezistența emulată în relația (4.221) se obține:

$$U_m = \frac{KU_o U_M^2}{4P_o L f_s} \quad (4.247)$$

Înlocuind pe  $U_m$  în (4.224) se găsește expresia tensiunii de comandă:

$$U_c = \frac{1}{2} K \frac{U_o U_M^2}{P_o L} \cdot f_s \tau_1 \tau_2 \quad (4.248)$$

în care  $\tau_1 = R_1 C_1$ ,  $\tau_2 = R_2 C_2$ , și  $U_M$ ,  $U_o$ ,  $P_o$ ,  $f_s$  sunt cunoscute, iar valoarea lui  $L$  este aleasă de la funcționarea necondiționată în DCM. Totodată,  $K$  este raportul de divizare al lui  $U_o$  și  $U_g$  și el se alege astfel încât să furnizeze tensiuni în domeniul firesc (0-15V) al circuitului de comandă. Alegând  $U_c$  la o valoare tipică în domeniul 2÷10V, din (4.248) se poate găsi valoarea produsului  $\tau_1 \tau_2$ . Valorile pentru  $R_1 C_1$  și  $R_2 C_2$  se aleg acum astfel încât  $\tau_1$  și  $\tau_2$  să aibă valorile dorite (de obicei  $\tau_1 = \tau_2$ ), verificând totodată dacă ieșirile integratoarelor se mențin în domeniul tensiunilor de alimentare ale acestora. În caz contrar se schimbă alegerea pentru  $U_c$  și  $K$ , care de fapt sunt variabilele de proiectare.

Autorul a verificat prin simulare corectitudinea modului de funcționare al unui circuit PFC BOOST DCM având comandă cu purtătoare neliniară. Rezultatele simulării, precum și valorile principalilor parametri de merit sunt prezentate într-un paragraf ulterior al acestui capitol.

#### 4.4. Verificări prin simulare a circuitelor PFC monofazate

Simulările au fost efectuate cu ajutorul programului CASPOC (Simulation Research), iar parametrii de merit au fost calculați cu programul *spectru.m* elaborat de către autor în mediul MATLAB (MathWorks Inc.).

##### 4.4.1. Comanda prin curentul mediat

Comanda prin curentul mediat a fost prezentată în paragraful 4.3.2. pentru structura BOOST CCM. Corectitudinea funcționării acestei topologii cu acest mod de comandă a fost verificată prin simulare, în condițiile în care alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 170V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanței este  $L = 250\mu H$ , puterea pe sarcină ( $R = 144,4\Omega$ ) fiind  $P_o = 1KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 380V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

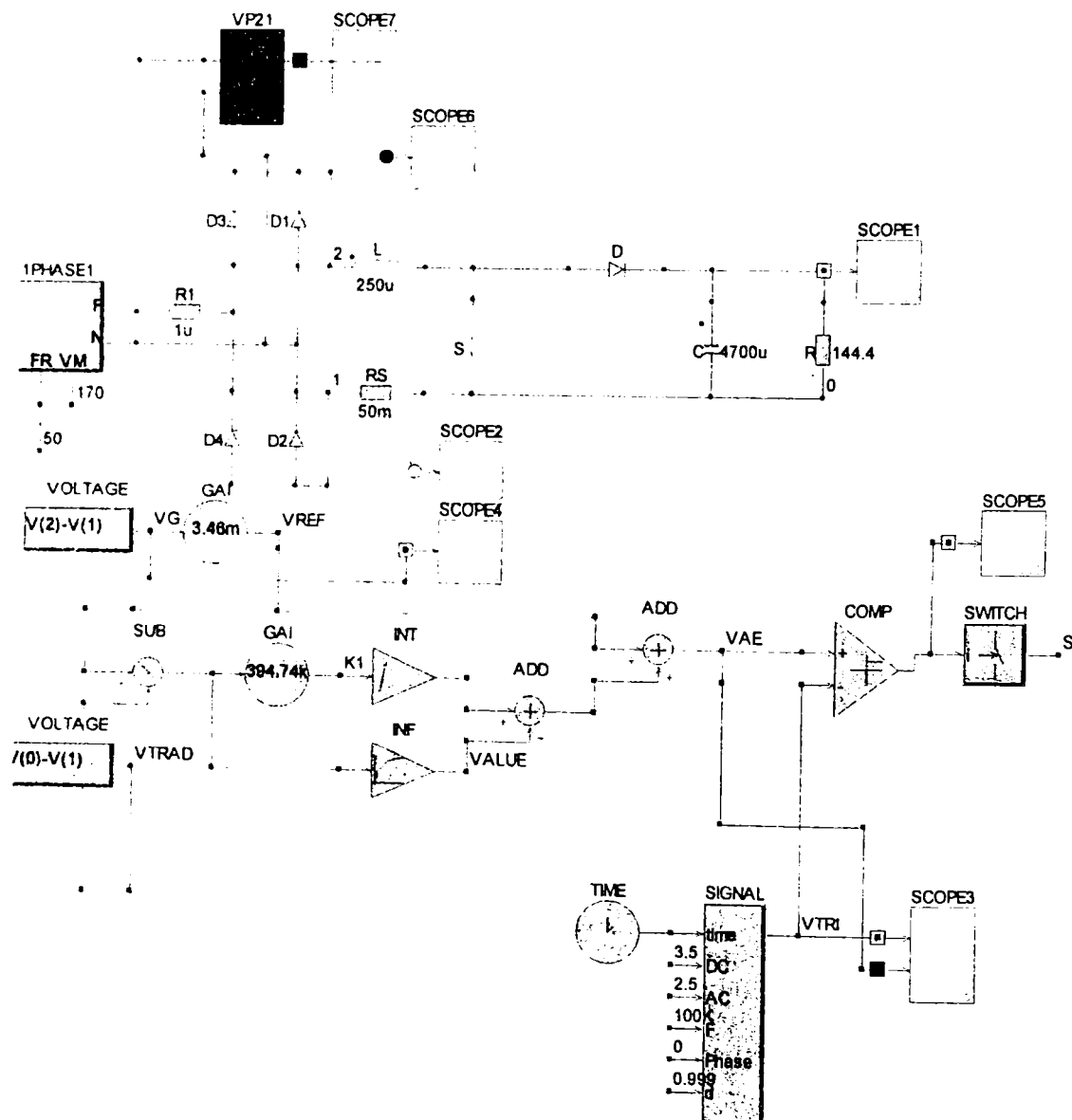
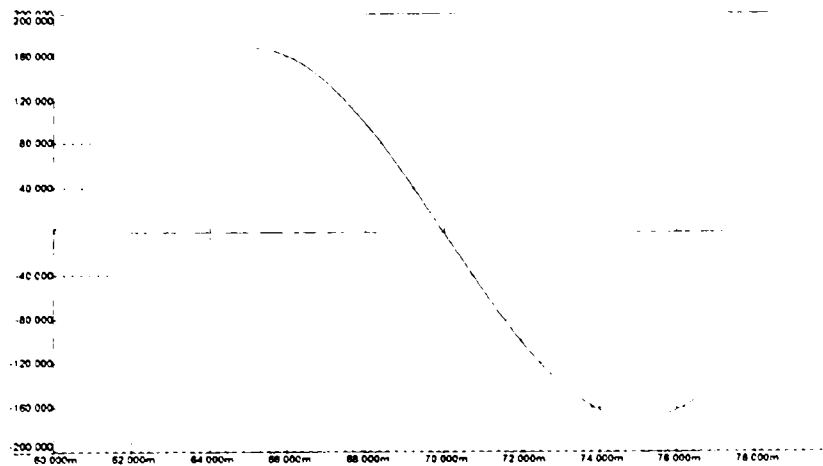
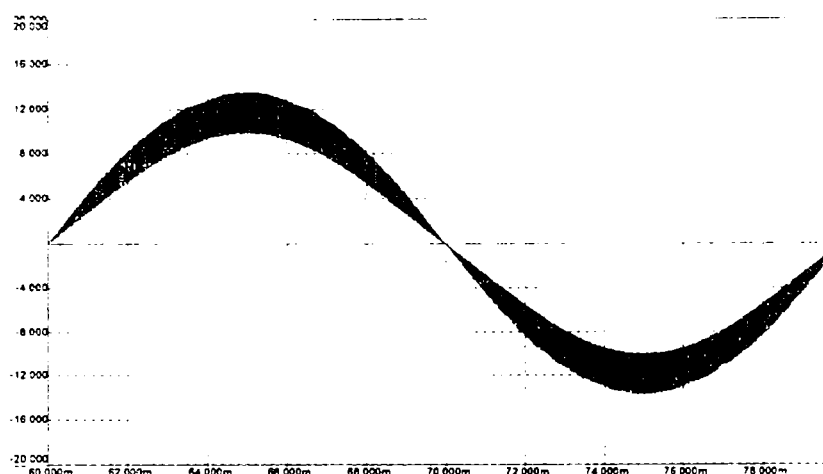


Fig. 4.45. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat BOOST CCM având comanda prin curent mediat

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.46b, în mod corelat cu tensiunea de fază (Fig. 4.46a).



(a)



(b)

Fig. 4.46. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat BOOST CCM având comanda prin curent mediat  
 (a) – tensiunea rețelei,  $u_i$   
 (b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_i$

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.0438	1.0000	-0.2060	1.0000	1.0000

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
10.4507	0.9946	-0.2060	1.0000	0.9946

Spectrul curentului de intrare este prezentat în Fig. 4.47.

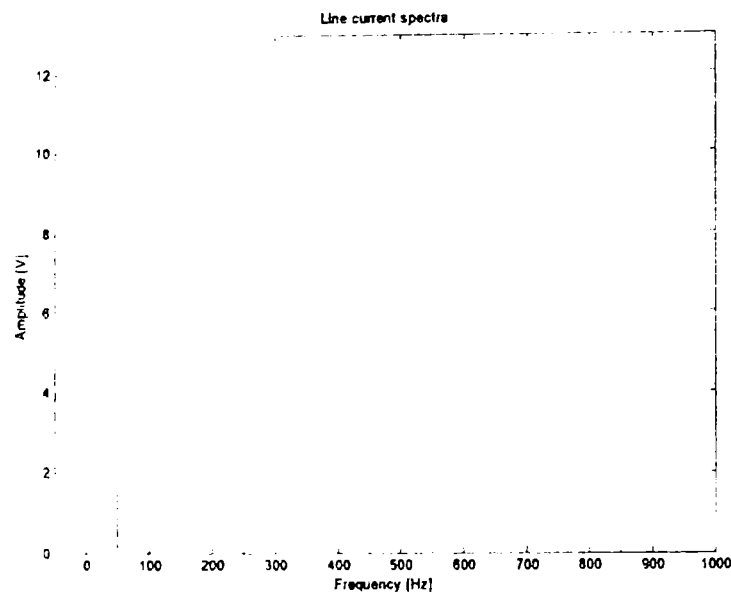


Fig. 4.47. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat BOOST CCM având comanda prin curent mediat

#### 4.4.2. Comanda în curent cu histereză

Comanda în curent cu histereză a fost prezentată în paragraful 4.3.4. pentru structura BOOST, atât varianta clasică cât și cazul particular al comenzii prin timpul de conducție al întrerupătorului. Corectitudinea funcționării acestui ultim mod de comandă a fost verificată prin simulare, schema pentru simulare fiind prezentată în figura următoare:

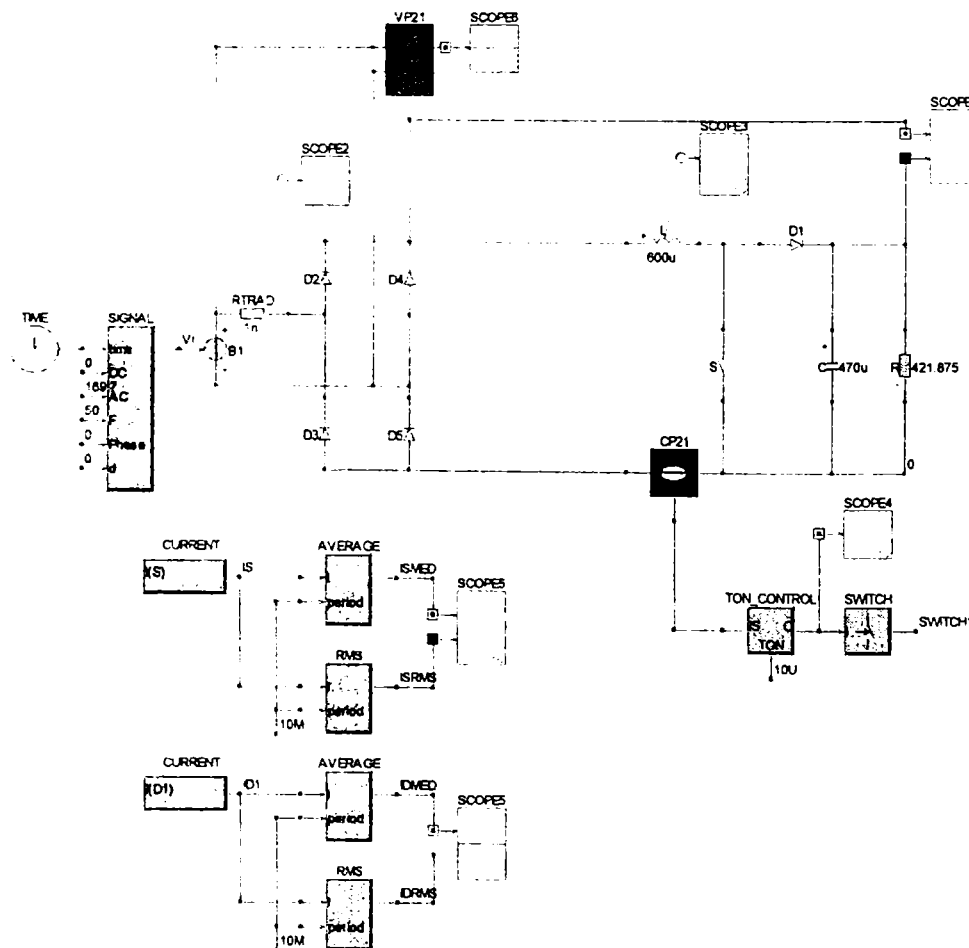


Fig. 4.48. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat BOOST având comanda cu histereză ( $t_{on} = \text{constant}$ )

## Circuite PFC monofazate

Alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 170V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanței este  $L = 600\mu H$ , puterea pe sarcină ( $R = 421,8\Omega$ ) fiind  $P_o = 115W$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 220V$ .

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.49b, în mod corelat cu tensiunea de fază (Fig. 4.49a). Este prezentată de asemenea și o porțiune din curentul de intrare, la nivelul câtorva perioade de comutație, care reliefează modul de funcționare aflat la limita dintre CCM și DCM.

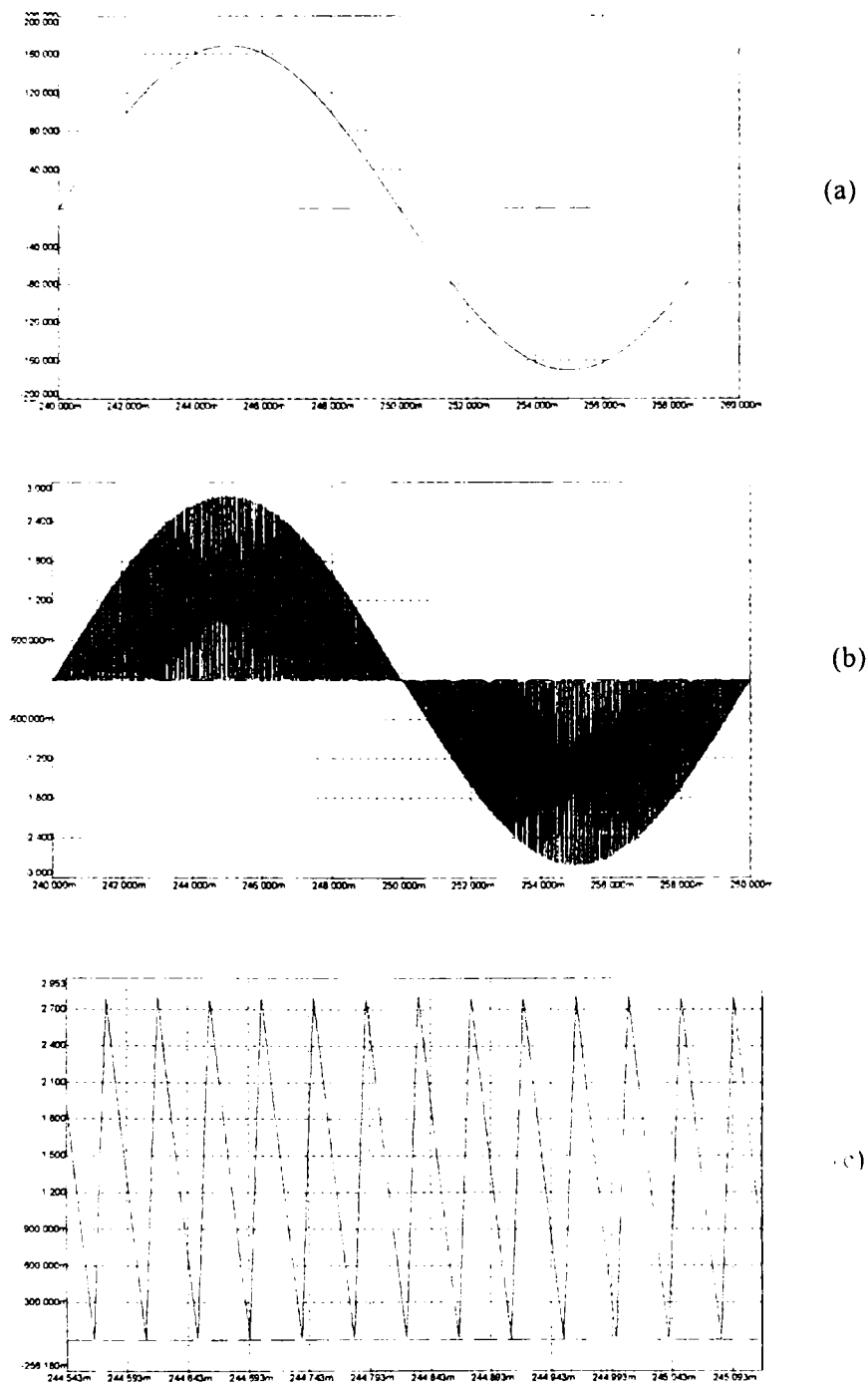


Fig. 4.49. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat BOOST

având comanda cu histereză ( $t_{on} = \text{constant}$ )

(a) – tensiunea rețelei,  $u_i$

(b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_i$

(c) – porțiune extinsă din curentul absorbit de la rețea,  $i_i$

Comanda întrerupătorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit TON\_CONTROL.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în Fig. 4.50.

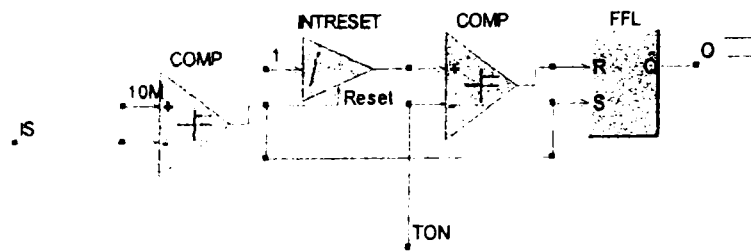


Fig. 4.50. Arhitectura blocului bibliotecă (TON\_CONTROL.lib) de generare a comenzii cu histereză ( $t_{on}=\text{constant}$ )

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab, spectrul curentului de intrare fiind prezentat în Fig. 4.51, a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.0393	1.0000	0.0473	1.0000	1.0000

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
57.8288	0.8657	0.0473	1.0000	0.8657

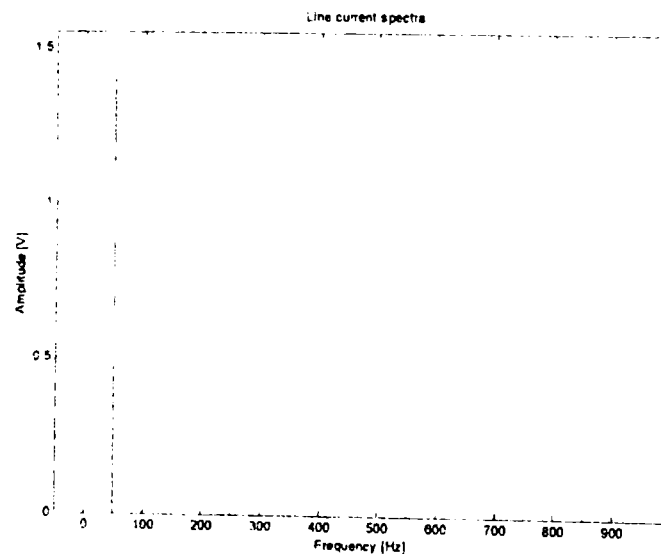


Fig. 4.51. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat BOOST având comanda în curent cu histereză ( $t_{on}=\text{constant}$ )

De remarcat este faptul că valoarea factorului de putere total și al THD-ului total sunt determinate în lipsa unui filtru plasat la intrarea circuitului, valorile acestora putând fi în mod drastic îmbunătățite prin utilizarea acestuia.

#### 4.4.3. Comanda cu purtătoare neliniară

Comanda cu purtătoare neliniară a fost prezentată în paragraful 4.3.5. Corectitudinea funcționării acestui tip de comandă a fost verificată prin simulare pentru un circuit PFC monofazat BOOST CCM, în condițiile în care alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 311V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanței este  $L = 2,2mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 617,6\Omega$ ) fiind  $P_o = 400W$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 500V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

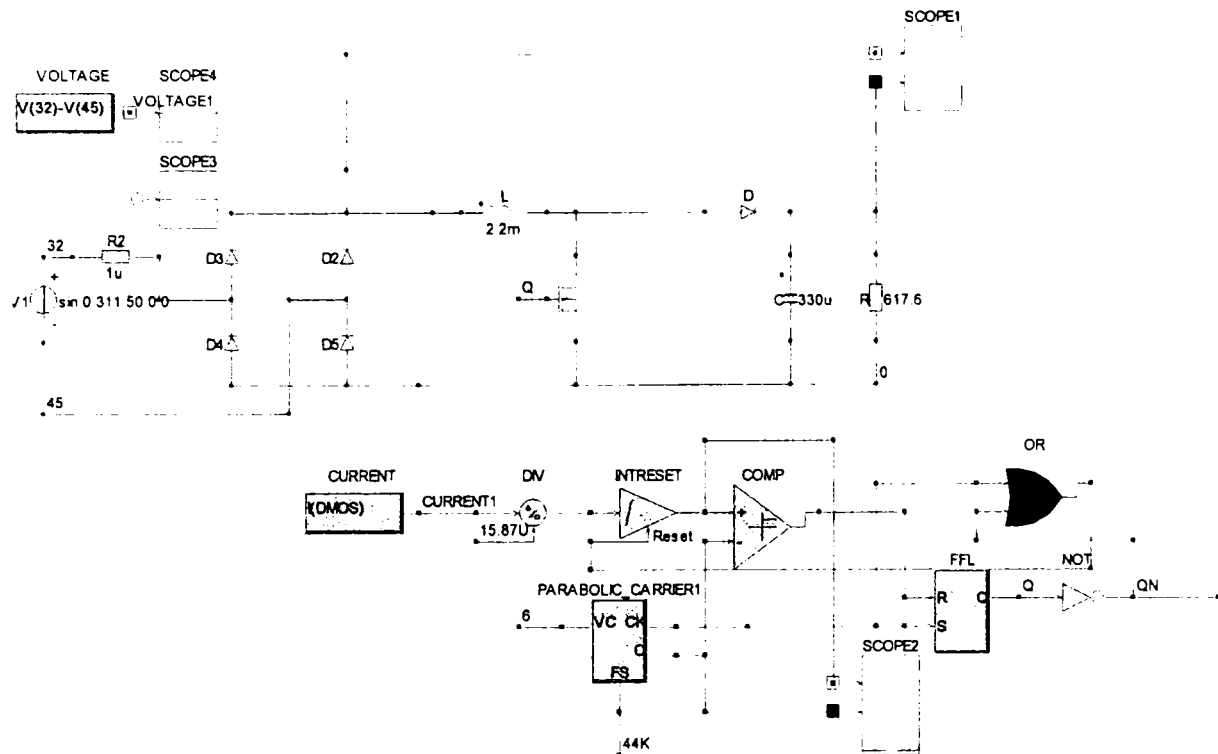


Fig. 4.52. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat BOOST CCM având comanda cu purtătoare neliniară

Comanda întrerupătorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit PARABOLIC\_CARRIER.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în Fig. 4.53.

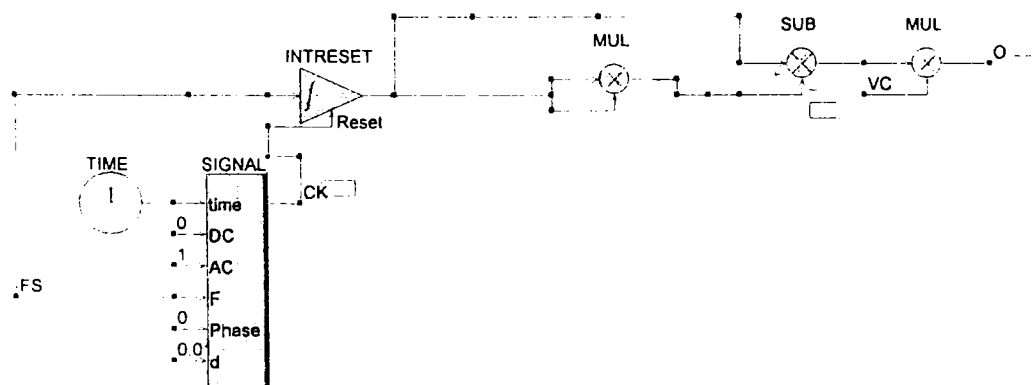
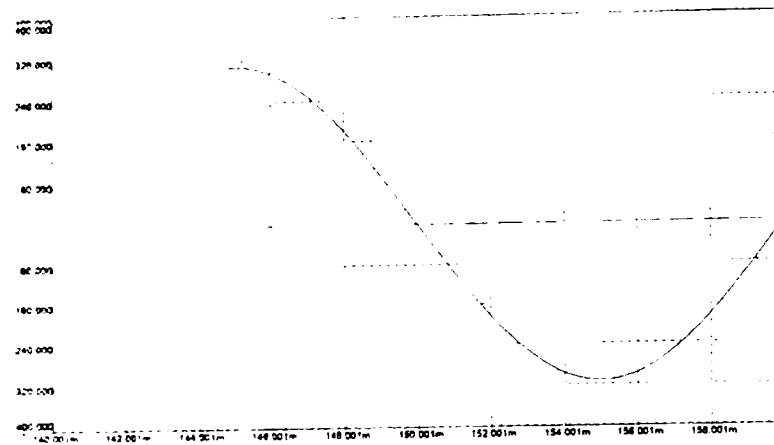


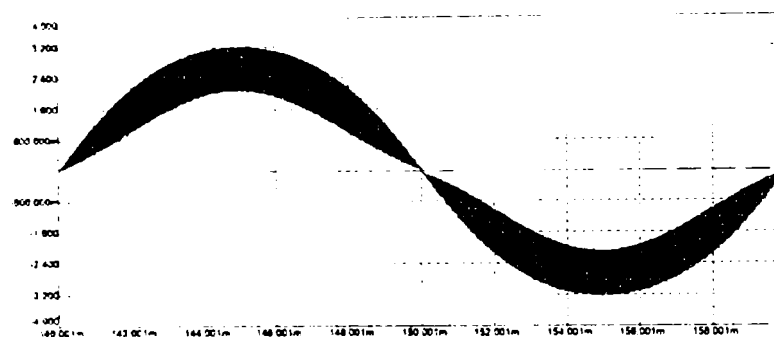
Fig. 4.53. Arhitectura blocului bibliotecă (PARABOLIC\_CARRIER.lib) de generare a purtătoare neliniare

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.54b, în mod corelat cu tensiunea de fază (Fig. 4.54a).





(a)



(b)

Fig. 4.54. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat BOOST CCM având comanda cu purtătoare neliniară

(a) – tensiunea rețelei,  $u_i$

(b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_i$

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.9037	1.0000	-0.0827	1.0000	1.0000

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
16.6040	0.9865	-0.0827	1.0000	0.9865

Spectrul curentului de intrare este prezentat în Fig. 4.55.

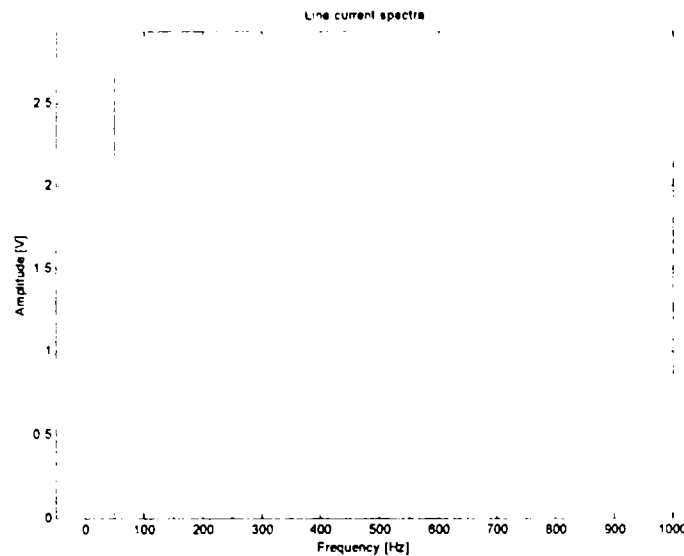


Fig. 4.55. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat BOOST având comanda cu purtătoare neliniară

Așa cum a fost prezentat în paragraful 4.3.5, comanda cu purtătoare neliniară poate fi aplicată cu succes și convertoarelor având funcția de transfer de tipul  $D/1-D$ . Corectitudinea funcționării acestui tip de comandă a fost verificată prin simulare pentru un circuit PFC monofazat BUCK-BOOST CCM, în condițiile în care alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 311V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanței este  $L = 2,2mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 617,6\Omega$ ) fiind  $P_o = 545W$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 580V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare

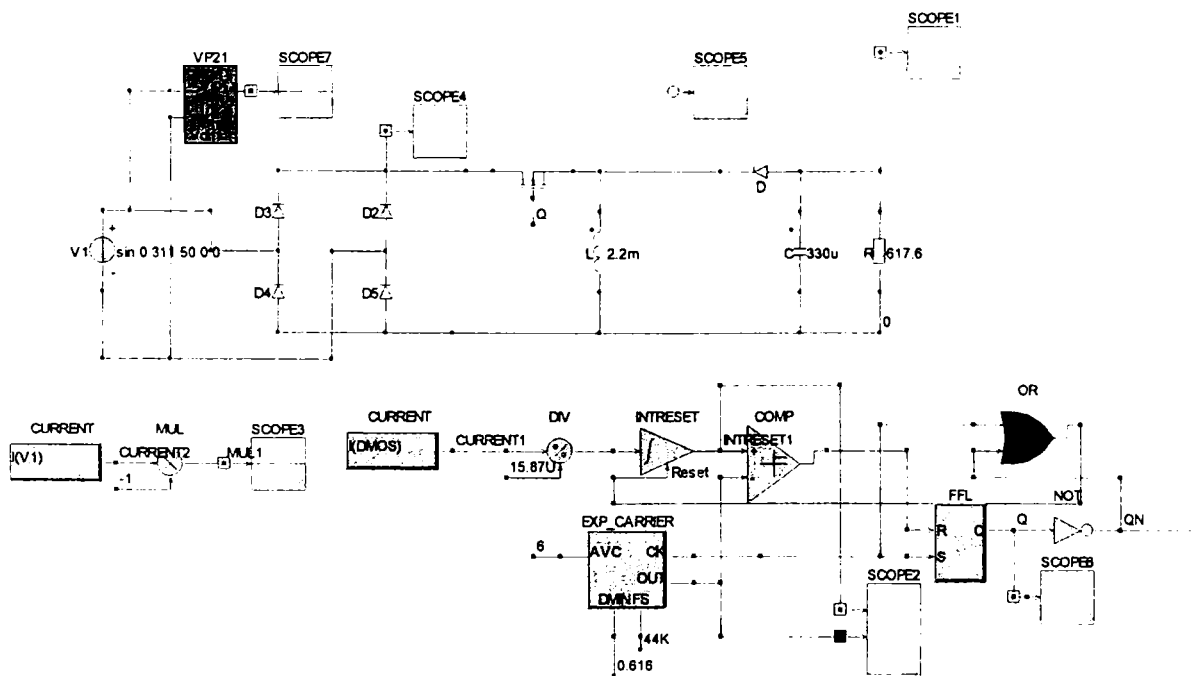


Fig. 4.56. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat BUCK-BOOST având comanda cu purtătoare neliniară

Comanda întrerupătorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit EXP\_CARRIER.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în Fig. 4.57.

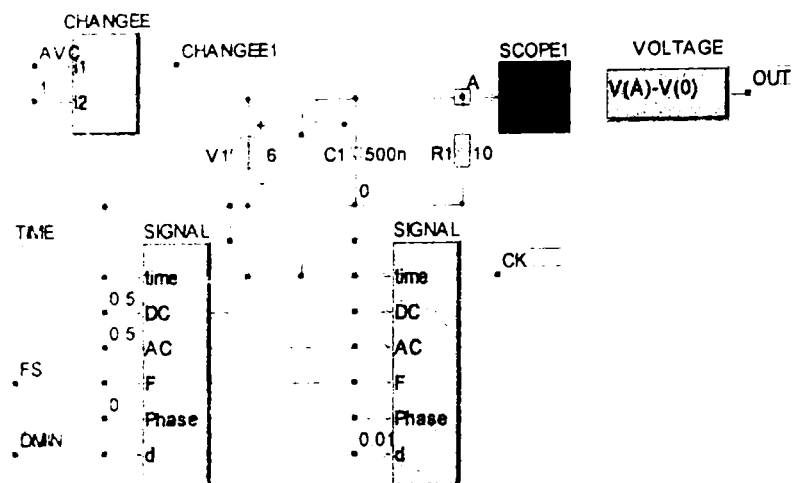
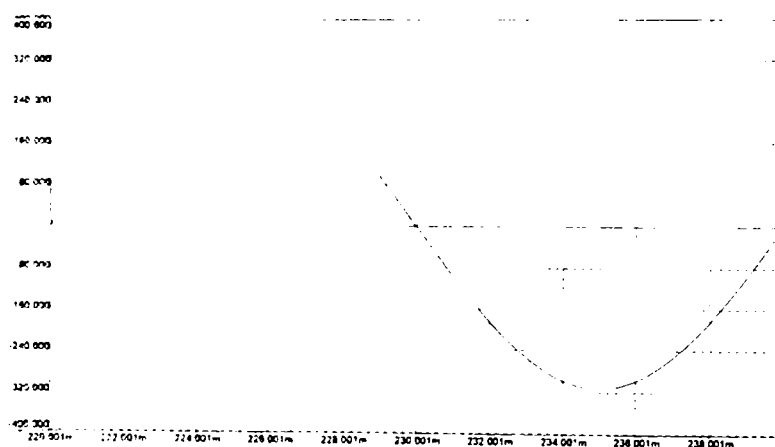
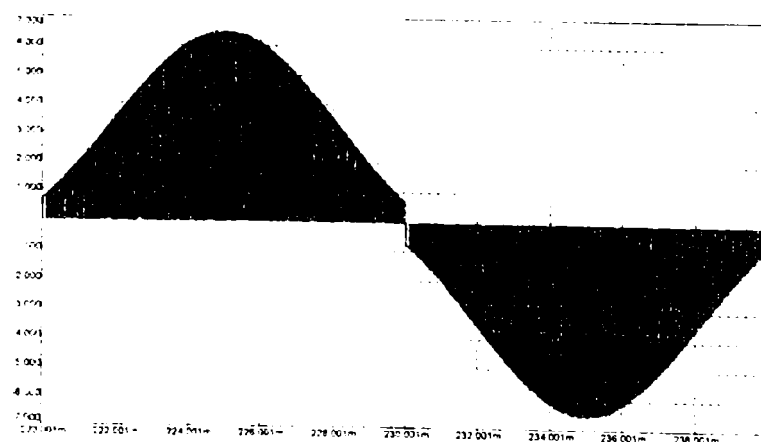


Fig. 4.57. Arhitectura blocului bibliotecă (EXP\_CARRIER.lib) de generare a purtătoarei neliniare

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.58b, în mod corelat cu tensiunea de fază (Fig. 4.58a).



(a)



(b)

Fig. 4.58. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat BUCK-BOOST având comanda cu purtătoare neliniară

- (a) – tensiunea rețelei,  $u_i$
- (b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_i$

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab, spectrul curentului de intrare fiind prezentat în Fig. 4.59, a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
8.2927	0.9966	0.2203	1.0000	0.9966

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
69.2479	0.8221	0.2203	1.0000	0.8221

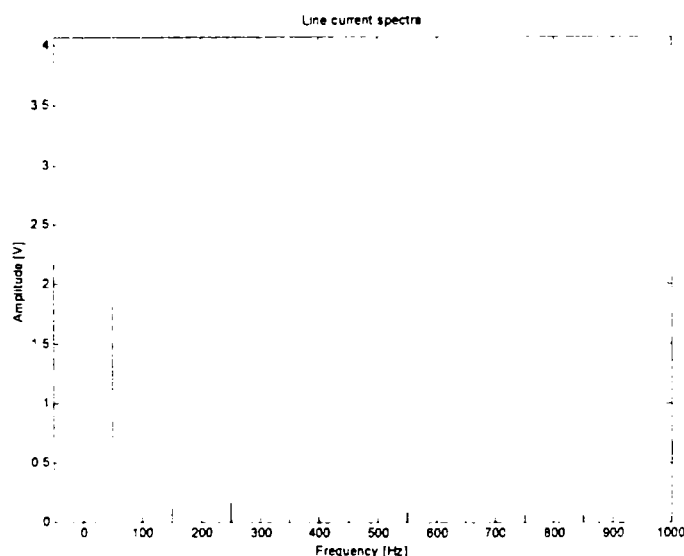


Fig. 4.59. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat BUCK-BOOST având comanda cu purtătoare neliniară

Valorile totale ale factorului de putere și ale coeficientului de distorsiuni armonice sunt determinate în condițiile unui circuit fără filtru RF, prin utilizarea unui asemenea filtru la intrare valorile totale ale parametrilor de merit putând fi în mod semnificativ îmbunătățite.

#### 4.4.4. Comanda integrativă

Comanda cu purtătoare neliniară a fost prezentată în paragraful 4.3.6. Corectitudinea funcționării acestui tip de comandă a fost verificată prin simulare pentru un circuit PFC monofazat BUCK-BOOST CCM, în condițiile în care alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 311V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanței este  $L = 2mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 160\Omega$ ) fiind  $P_o = 1KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 400V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

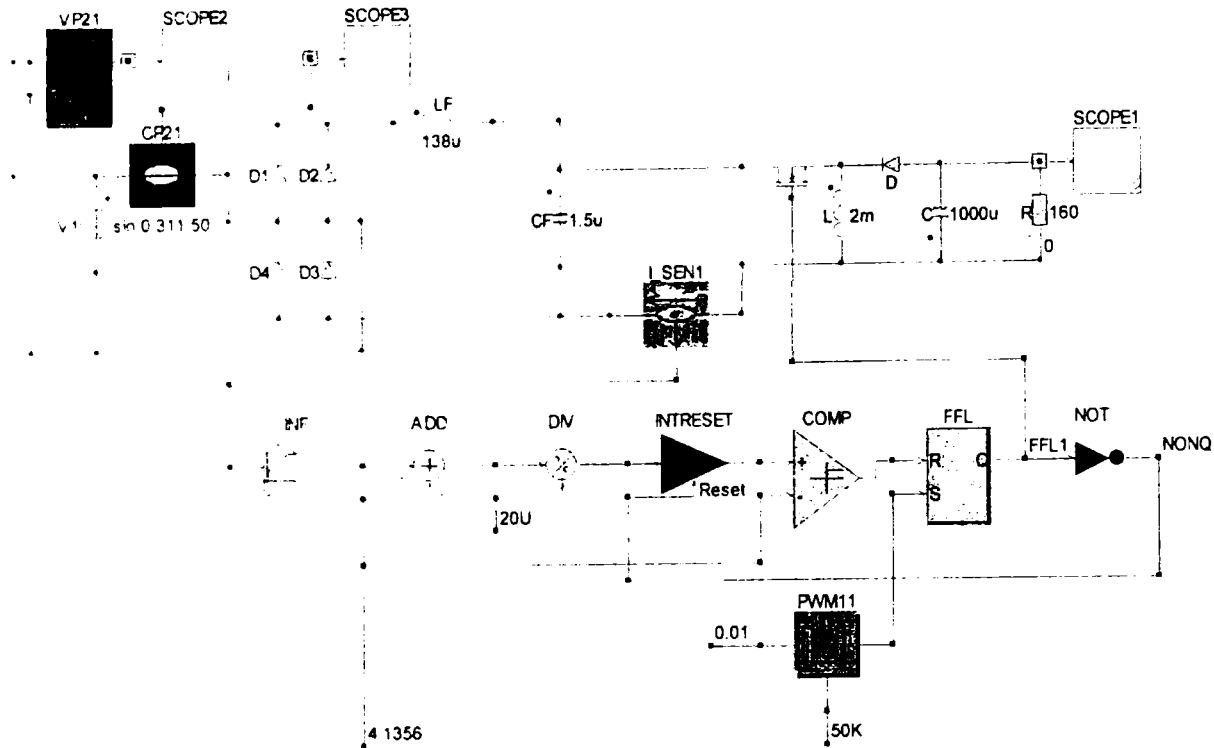


Fig. 4.60. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat BUCK-BOOST având comandă integrativă

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.61a, în mod corelat cu tensiunea de fază.

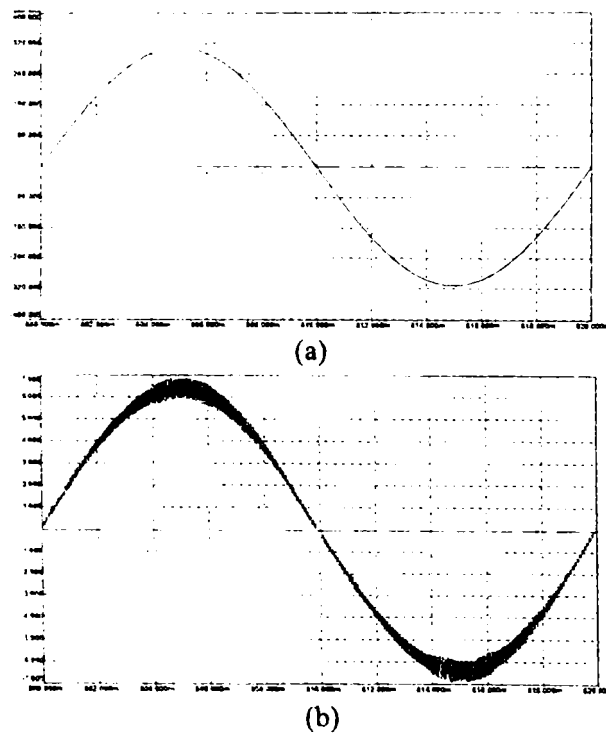


Fig. 4.61. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat BUCK-BOOST având comandă integrativă

- (a) – tensiunea rețelei,  $u_i$  și curentul absorbit de la rețea,  $i_i$
- (b) – curentul prin inductanța  $L$ , detalierea regimului DCM

Analiza spectrală a curentului de intrare în Matlab, spectrul curentului de intrare fiind prezentat în Fig. 4.62 a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.6924	1.0000	-0.5223	1.0000	0.9999

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
4.4423	0.9990	-0.5223	1.0000	0.9990

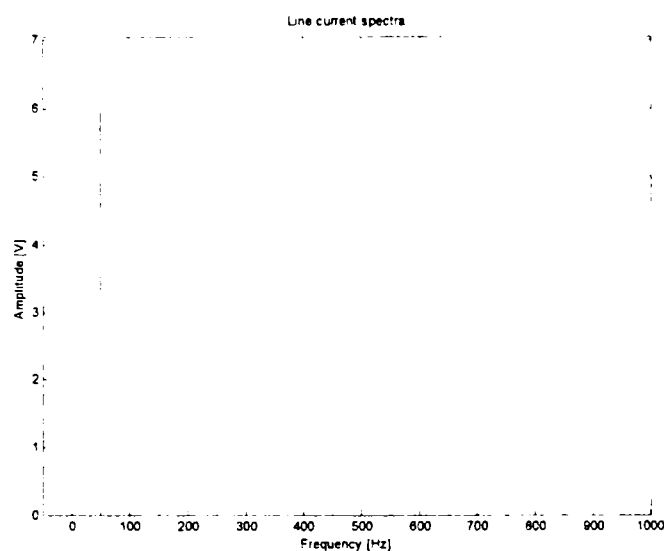


Fig. 4.62. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat BUCK-BOOST având comandă integrativă

### 4.4.5. Circuit PFC monofazat FLYBACK DCM având curent de intrare fără pulsații

În cadrul capitolului anterior autorul a prezentat convertorul cu izolare FLYBACK funcționând în regim DCM, care în condițiile funcționării în regim dc-dc, prezintă un curent de intrare fără pulsații. Pe baza acestui convertor, în paragraful 4.3.7. a fost prezentată funcționarea lui ca circuit PFC monofazat. Corectitudinea funcționării acestui circuit a fost verificată prin simulare, în condițiile în care alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 100V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanțelor fiind  $L_1 = 72\mu H$ ,  $L_2 = 10\mu H$ ,  $L_3 = 18\mu H$ , iar coeficienții de cuplaj  $k_{12}=0,49$ ,  $k_{13}=0,5$ ,  $k_{23}=0,98$ . Puterea pe sarcină ( $R = 27\Omega$ ) fiind egală cu  $P_o = 2,09KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 237,7V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare

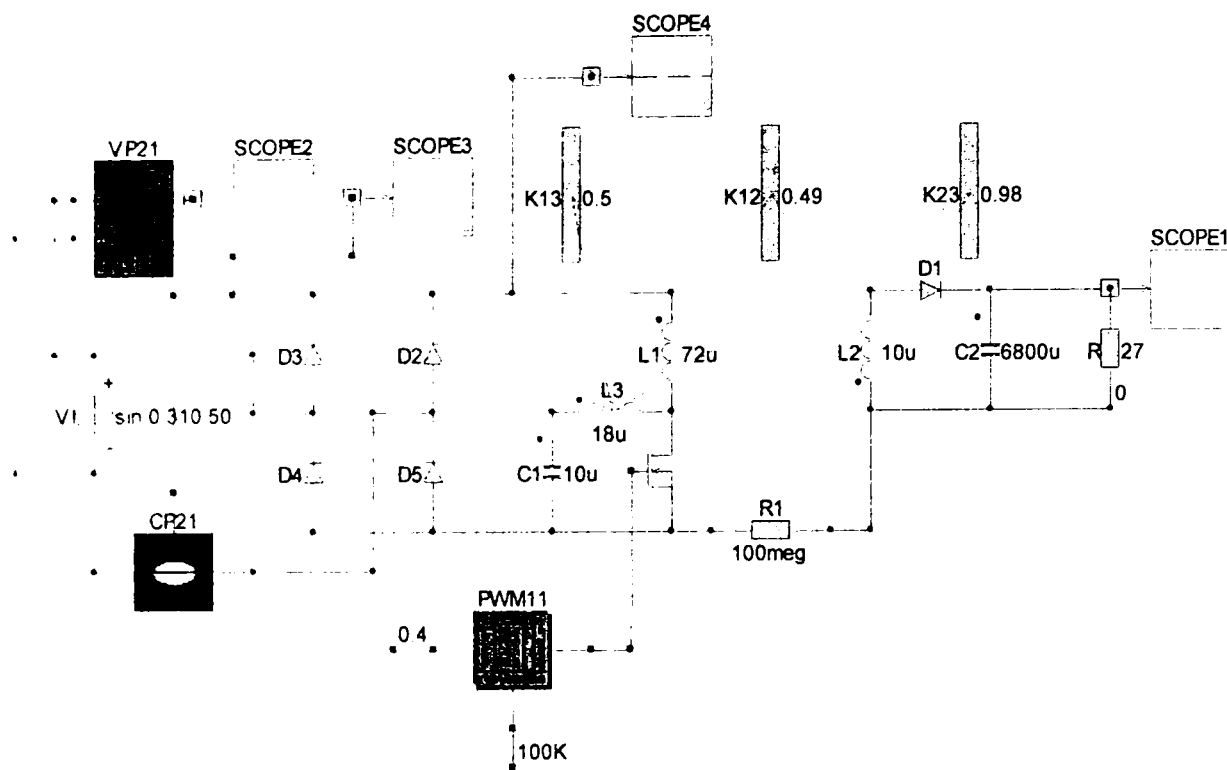
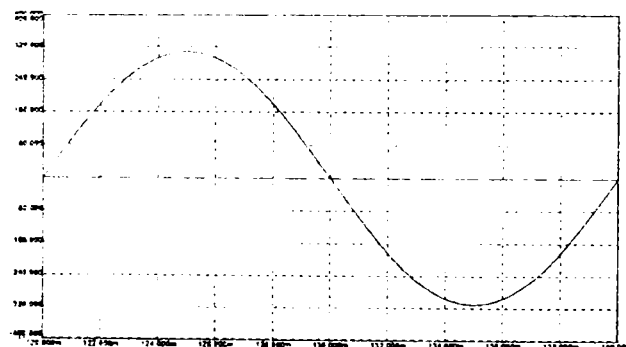
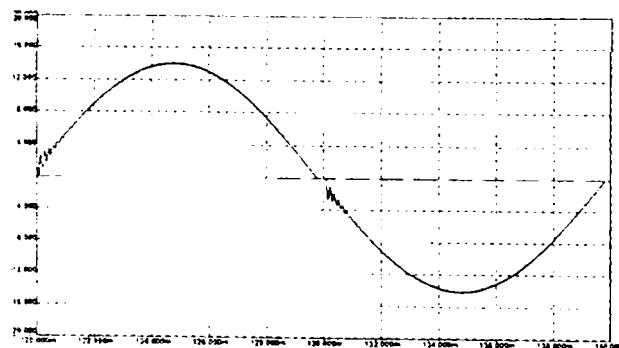


Fig. 4.63. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat FLYBACK DCM având curent de intrare fără pulsații

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.64b, în mod corelat cu tensiunea de fază (Fig. 4.64a).



(a)



(b)

Fig. 4.64. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat FLYBACK DCM având curent de intrare fără pulsații

- (a) – tensiunea rețelei,  $u_i$   
 (b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_i$

## Circuite PFC monofazate

Analiza spectrală a curentului de intrare în Matlab, spectrul curentului de intrare fiind prezentat în Fig. 4.65, a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.7317	1.0000	-3.7494	0.9979	0.9978

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
1.9104	0.9998	-3.7494	0.9979	0.9977

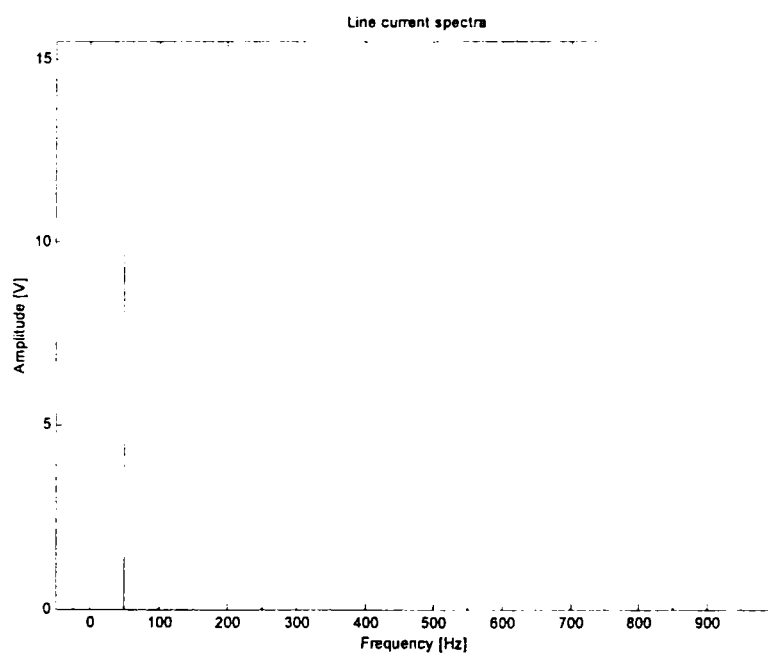


Fig. 4.65. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat FLYBACK DCM având curent de intrare fără pulsații



4.4.6. Circuit PFC monofazat cu convertor pătratic  $\delta_1$ -BOOST

Circuitul PFC monofazat bazat pe convertorul pătratic  $\delta_1$ -BOOST a fost prezentat în paragraful 4.3.8. Corectitudinea funcționării lui a fost verificată prin simulare, în condițiile în care alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 20V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanțelor fiind  $L = 1\mu H$  și  $L_1 = 50mH$  puterea pe sarcină ( $R = 600\Omega$ ) fiind  $P_o = 120W$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 270V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

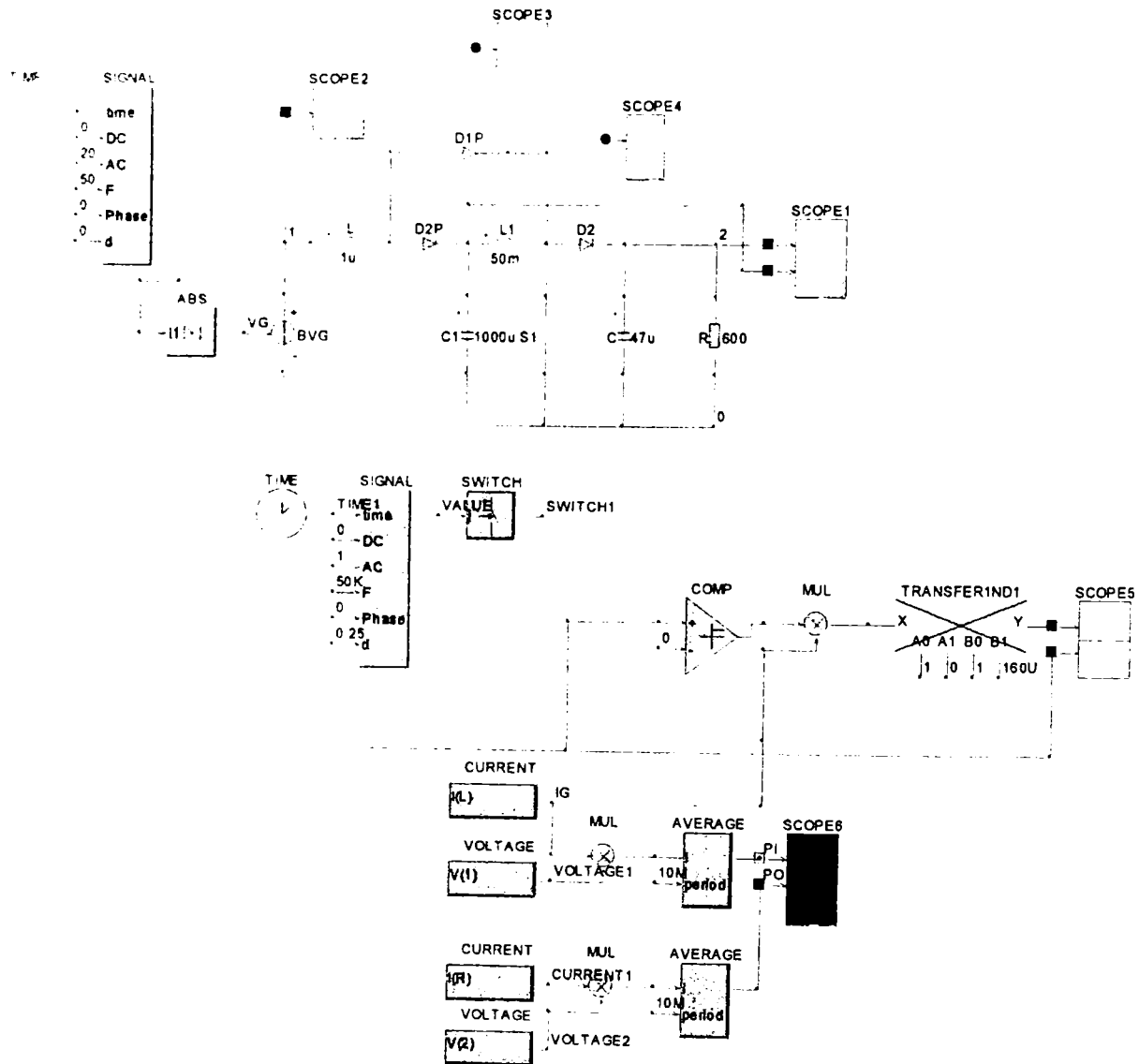


Fig. 4.66. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat cu convertor pătratic  $\delta_1$ -BOOST

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.67b, în mod corelat cu tensiunea de fază. Sunt prezentate totodată formele de undă ale curentilor prin cele două inductanțe, cu evidențierea regimurilor de funcționare: DCM pentru  $L$ , respectiv CCM pentru  $L_1$ .

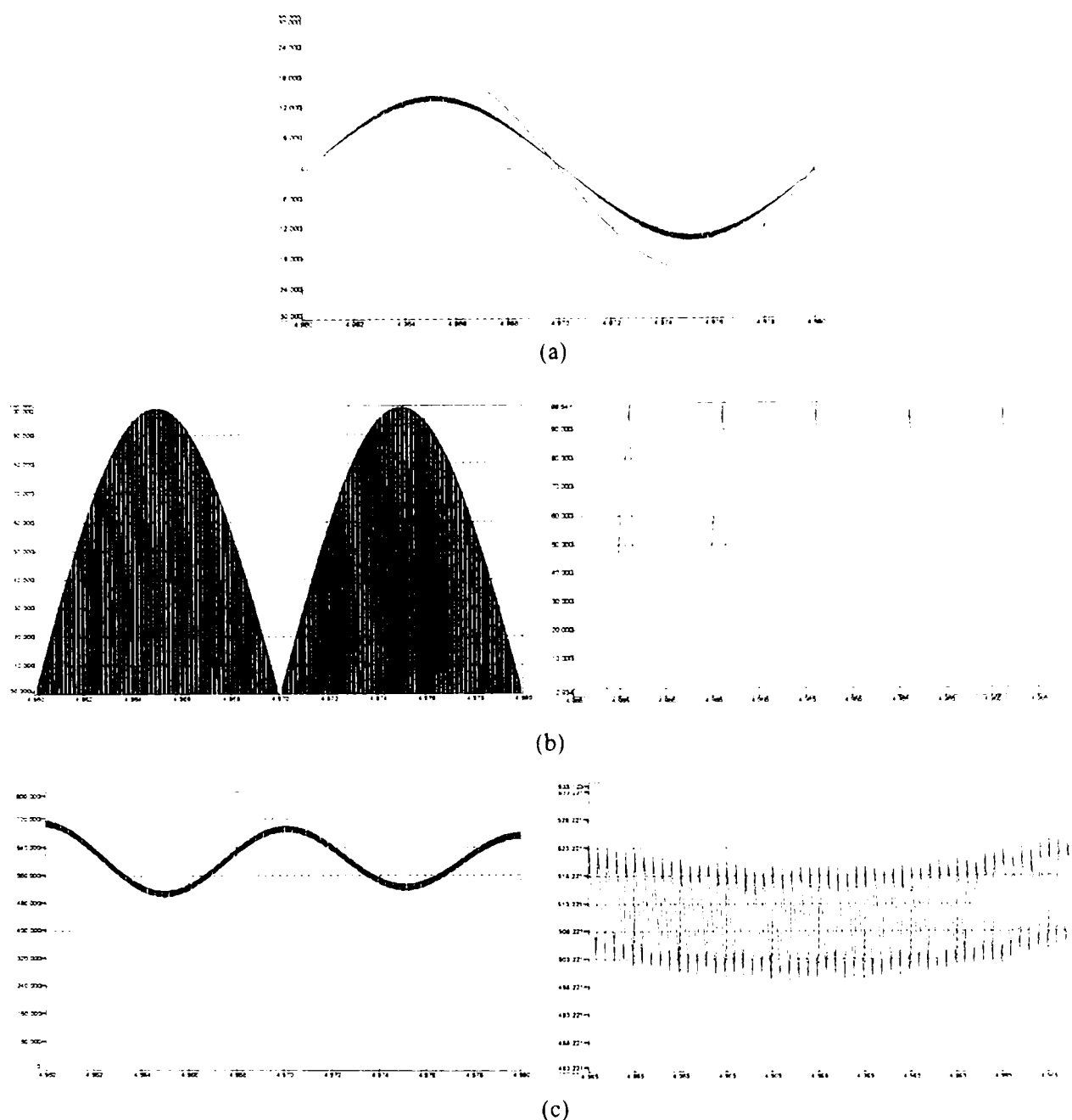


Fig. 4.67. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat  $\delta_1$ -BOOST

- (a) – tensiunea rețelei,  $u_g$  și curentul absorbit de la rețea,  $i_g$
- (b) – curentul prin inductanța  $L_1$ , detalierea regimului DCM
- (c) – curentul prin inductanța  $L_2$ , detalierea regimului CCM

Analiza spectrală a curentului de intrare în Matlab, spectrul curentului de intrare fiind prezentat în Fig. 4.68 a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
1,7441	0,9998	2,8829	0,9987	0,9986

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
3,3490	0,9994	2,8829	0,9987	0,9982

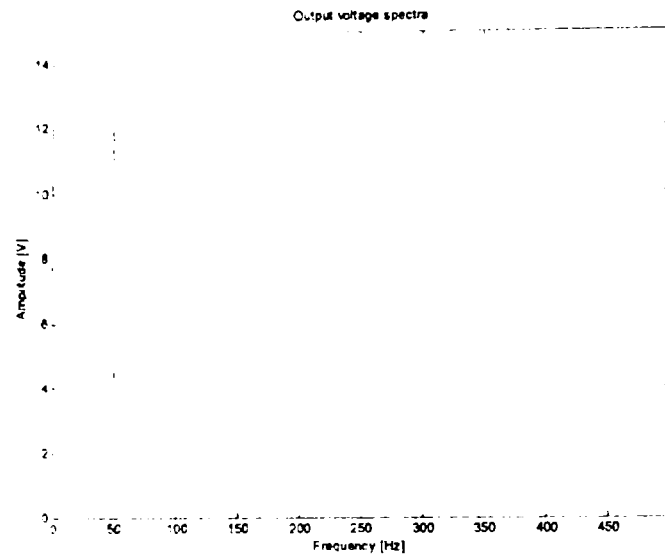


Fig. 4.68. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat  $\delta_1$ -BOOST

#### 4.4.7. Circuit PFC monofazat BOOST DCM având comandă cu purtătoare neliniară

Așa cum a fost prezentat în paragraful 4.3.9, comanda cu purtătoare neliniară poate fi aplicată cu succes în cazul unui convertor BOOST DCM. Corectitudinea funcționării acestui circuit a fost verificată prin simulare, în condițiile în care alimentarea se face de la o rețea monofazată având  $U_M = 326V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanței este  $L = 35,5\mu H$ , puterea pe sarcină ( $R = 250\Omega$ ) fiind  $P_o = 1,44KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 600V$ . Schema (având filtru RF la intrare) pentru simulare este prezentată în figura următoare

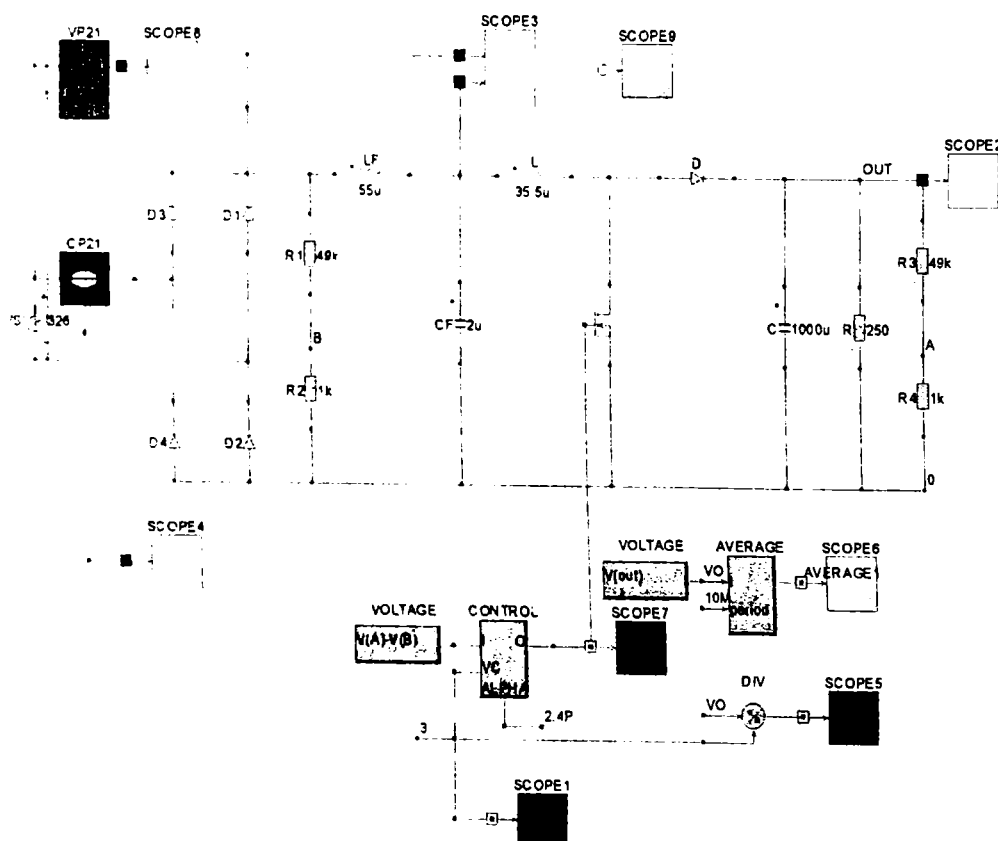


Fig. 4.69. Configurația schemei de simulare a unui circuit PFC monofazat BOOST DCM având comandă cu purtătoare neliniară

În urma simulării, forma de undă a curentului de intrare, a rezultat cea din Fig. 4.70b, în mod corelat cu tensiunea de fază (Fig. 4.70a). Este prezentată de asemenea și forma de undă a curentului prin inductanța L împreună cu o porțiune extinsă la nivelul câtorva perioade de comutație din care se observă modul de funcționare DCM.

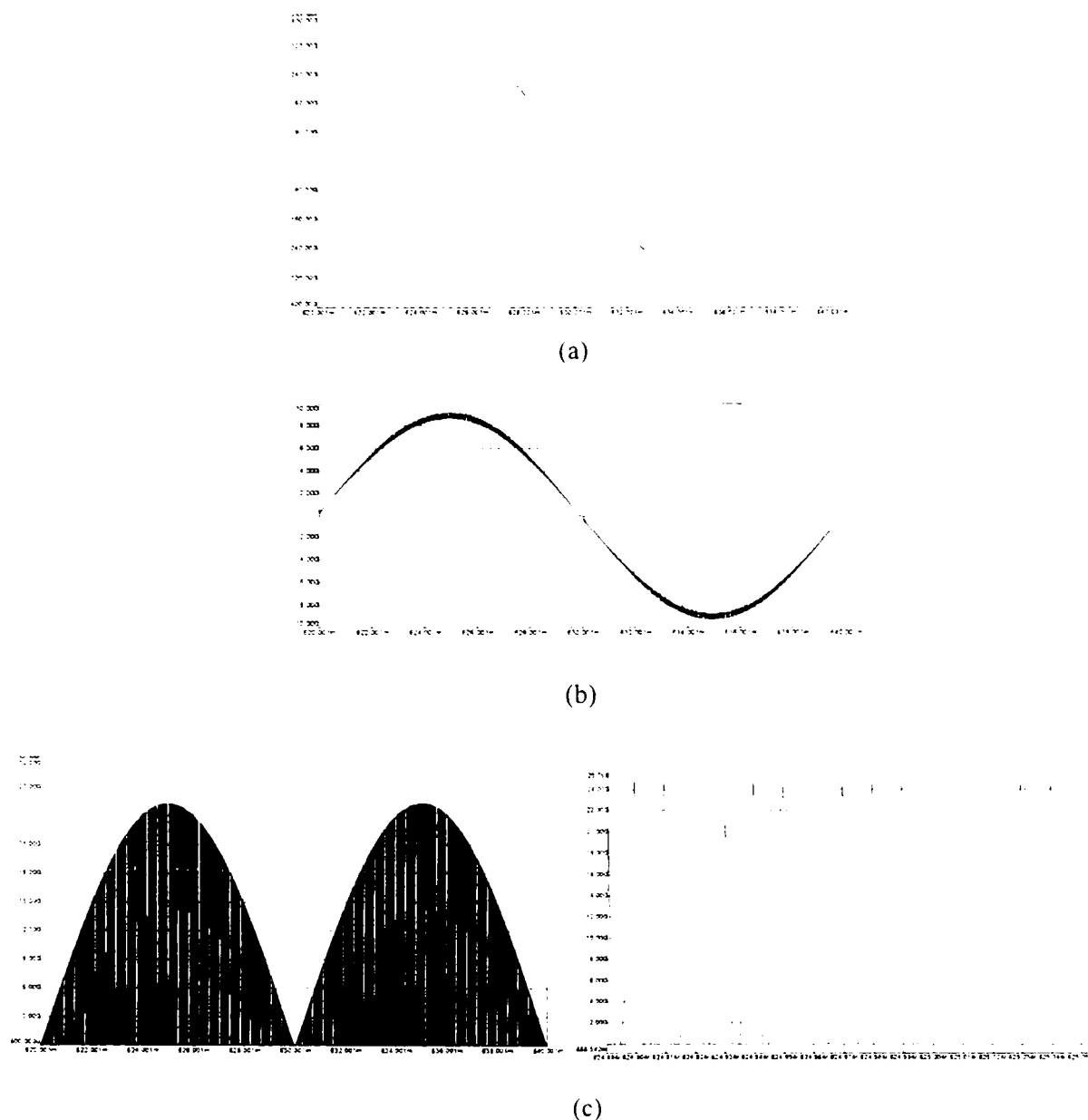


Fig. 4.70. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC monofazat BOOST DCM având comanda cu purtătoare neliniară

- (a) – tensiunea rețelei,  $u$ ,
- (b) – curentul absorbit de la rețea,  $i$ ,
- (c) – curentul prin inductanța L, evidențierea regimului de funcționare DCM

Comanda întrerupătorului se realizează prin intermediul unui bloc de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit CONTROL.lib, schema de detaliu pentru acesta fiind prezentată în Fig. 4.71.

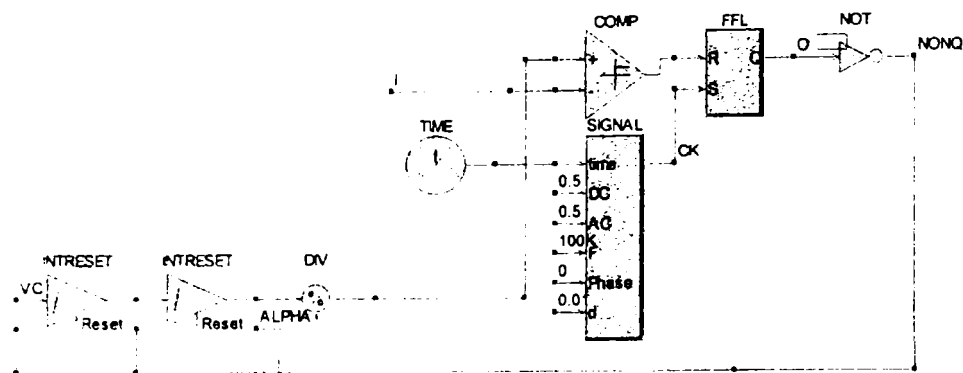


Fig. 4.71. Arhitectura blocului bibliotecă (CONTROL.lib) de generare a purtătoarei neliniare

Analiza spectrală a curentului de intrare (în condițiile prezenței unui filtru RF la intrare) în Matlab, spectrul curentului de intrare fiind prezentat în Fig. 4.72, a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.3353	1.0000	2.7033	0.9989	0.9989

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
2.6035	0.9997	2.7033	0.9989	0.9985

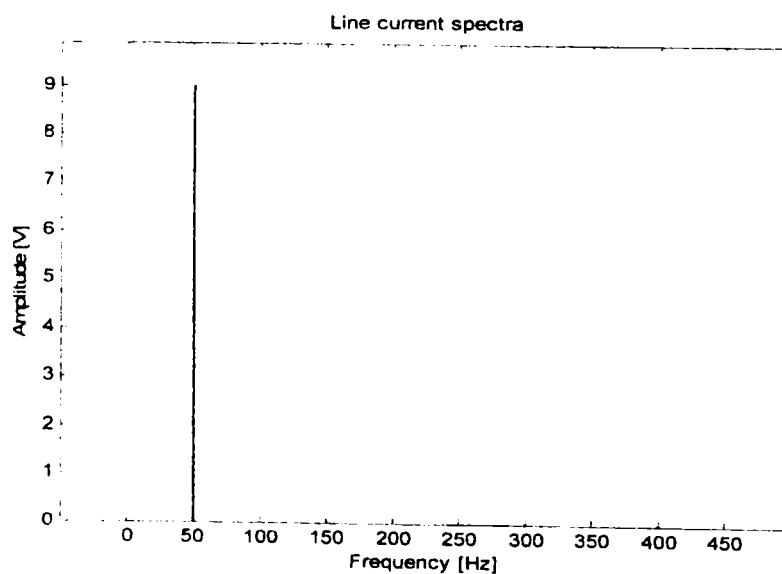


Fig. 4.72. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul PFC monofazat BOOST DCM având comanda cu purtătoare neliniară

#### 4.5. Concluzii

Începând prin a introduce principalele instrumente de analiză a circuitelor PFC monofazate, sursa de putere ideală, rețelele POPI, transformatorul ideal și rezistorul fără pierderi, autorul trage câteva concluzii importante legate de posibile arhitecturi ale unor redresoare cvasiideale. Este relevată necesitatea existenței unui element de stocare a energiei pentru care sunt deduse apoi principalele relații de dimensionare. Tot în vederea proiectării **sunt propuse relații de calcul pentru curenții medii și efectivi prin dispozitivele semiconductoare ale unui circuit PFC cu convertor funcționând în regim CCM**. Rezultatele sunt expuse tabelar ceea ce permite o proiectare rapidă precum și un studiu comparativ imediat în alegerea topologiei celei mai potrivite. Dat fiind că funcționarea convertoarelor presupune fie numai regim CCM sau numai regim DCM pe o întreagă semiperioadă a tensiunii de alimentare, **o contribuție semnificativă a autorului o reprezintă stabilirea unor relații cantitative care garantează aceste moduri de funcționare în funcției de categoria convertorului utilizat**.

Sintetizând un bogat material bibliografic **autorul prezintă cele mai importante metode de comandă pentru circuite PFC monofazate**, inclusiv modul de realizare a reacției anticipative. Fiecare metodă investigată este însoțită de o schemă bloc a controllerului aferent permițând astfel o implementare practică imediată. Autorul insistă asupra comenzii prin curentul mediat pentru care propune relații detaliate pentru dimensionarea amplificatorului de eroare la nivel de componentă. La comanda cu histereză accentul cade pe comanda prin timpul de conducție al tranzistorului, justificat fiind de simplitatea realizării.

Un spațiu important este afectat comenzii cu purtătoare neliniară datorită proprietăților superioare și gradului de generalitate pe care aceasta le are. Ca și în cazul deducerii condițiilor de funcționare necondiționată într-un anumit mod, **autorul găsește expresia temporală a purtătoarei neliniare în funcție de tipul de convertor CCM utilizat**: BOOST și convertoare având raportul de conversie de forma  $D/(1-D)$ . Apoi **autorul propune soluții practice de realizare a generatorului de purtătoare neliniară**. În cazul convertoarelor cu raport de conversie de forma  $D/(1-D)$  implementarea nu se poate face exact și de aceea autorul obține relația în formă închisă pentru curentul de rețea, relație în baza căreia face o analiză a distorsiunilor armonice totale în funcție de raportul tensiunilor de intrare și ieșire. **O contribuție remarcabilă a autorului este extinderea comenzii cu purtătoare neliniară și la convertoare cu funcționare DCM**. În acest sens este prezentat un exemplu relevant de aplicare a metodei pentru un convertor BOOST DCM, cu program de analiză aferent.

Autorul **generalizează** comanda cu purtătoare neliniară dezvoltând comenzi denumite integrative, cu avantaje nete față de comanda cu purtătoare neliniară în sensul că legea purtătoarei se poate întotdeauna implementa exact pentru convertoare cu raportul de conversie de tipul  $D/(1-D)$ . Superioritatea comenzii integrative propuse este ilustrată de autor pe un convertor BUCK-BOOST CCM.

Pentru categoria de convertoare fără buclă de curent, **contribuția autorului constă într-un circuit PFC bazat pe un convertor FLYBACK DCM având trei bobine cuplate magnetic**. Spre deosebire de soluția clasică, printr-o magnetică integrată potrivit aleasă autorul demonstrează că se poate obține un curent de intrare cu pulsații de înaltă frecvență neglijabile.

Tot ca și **element de noutate autorul extinde realizarea de circuite PFC și cu convertoare pătratică, în acest sens fiind relevată în premieră o aplicație cu convertorul  $\delta_1$ -BOOST**.

**Pentru fiecare soluție topologică sau metodă de comandă investigată autorul a efectuat simulări pentru validarea raționamentelor teoretice elaborate**. Din motive de spațiu, în cazul în care în discuție a fost o familie de convertoare, simulările s-au realizat pentru un reprezentant din familie. Simulările au fost însoțite de evaluări cantitative, alături de

comentarii și evaluări comparative. Concluzia care se desprinde este aceea a justeții conceptelor teoretice dezvoltate.

Autorul prognozează că în viitor ar fi interesantă și utilă extinderea metodelor de comandă la structuri cu comutație soft-switching, mai ales că literatura menționează o serie de încercări reușite în acest sens. De asemenea viitoarele preocupări ar putea avea în vedere stabilizatoare PFC la care corecția factorului de putere și stabilizarea să se realizeze la nivelul unui singur etaj, cu procesare redusă a puterii redundante.

## CAPITOLUL 5

## Circuite PFC trifazate

Circuitele PFC trifazate reprezintă extinderea firească a corespondentelor lor monofazate. Sunt prezentate principalele topologii de circuite PFC trifazate: structuri cu 6 întrerupătoare cu funcționare CCM, topologii având un singur întrerupător, precum și variante ale acestora care utilizează tehnici nedisipative, fiind reliefate principalele caracteristici funcționale. Este efectuată analiza funcționării principalelor topologii de circuite PFC trifazate având diverse tehnici moderne de comandă: modulație PWM sinusoidală, histereză, comandă integrativ-scalară și integrativ-vectorială. Autorul deduce ecuațiile matematice ale funcționării în cazul metodelor de comandă prezentate. Sunt prezentate soluții proprii pentru implementarea controllerelor în cazul fiecărui tip de comandă, fiind deduse relațiile între tensiuni pentru o funcționare corectă. Se propun două controllere universale pentru topologii reductibile la circuite boost serie respectiv boost paralel. Autorul investighează și condițiile de stabilitate ale soluțiilor dezvoltate, fiind făcute și câteva considerații privind oportunitatea utilizării fiecăreia dintre acestea. Corectitudinea funcționării circuitelor PFC trifazate propuse a fost confirmată de rezultatele simulărilor efectuate.

## 5.1. Redresorul trifazat ideal și rezistorul fără pierderi trifazat

Conceptele de redresor ideal și circuit LFR monofazat prezentate în capitolul anterior se pot extinde și în cazul trifazat [30]. În fig. 5.1 sunt ilustrate proprietățile unui circuit LRF trifazat.

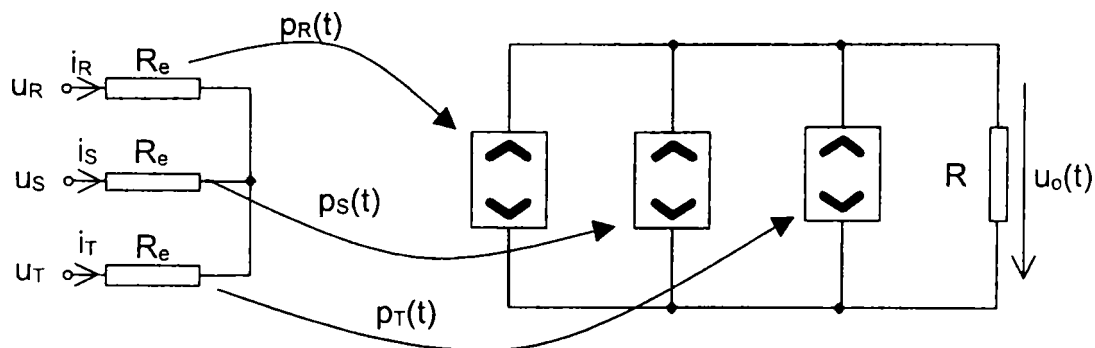


Fig. 5.1. Circuit LFR trifazat.

Acesta prezintă la intrare o sarcină rezistivă simetrică de valoare  $R_e$  pe fiecare fază. Puterea instantanee totală aparent consumată de acești rezistori este transferată la portul de ieșire. Astfel, portul de ieșire se poate modela prin surse de putere egale cu puterea instantanee pe cele trei rezistențe  $R_e$ . Nu are importanță dacă cele trei surse de putere de la ieșire sunt conectate în serie sau în paralel deoarece în oricare din aceste situații ele pot fi echivalate cu o singură sursă egală cu puterea instantanee totală de la intrare.

Dacă sistemul trifazat de tensiuni de alimentare este simetric, adică:

$$\begin{aligned} u_R &= U_M \sin \omega t, \\ u_S &= U_M \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \\ u_T &= U_M \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right), \end{aligned} \quad (5.1)$$



puterea instantanee pe fiecare fază este:

$$\begin{aligned} p_R(t) &= \frac{u_R^2(t)}{R_e} = \frac{U_M^2}{2R_e} (1 - \cos 2\omega t), \\ p_S(t) &= \frac{u_S^2(t)}{R_e} = \frac{U_M^2}{2R_e} \left[ 1 - \cos \left( 2\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right], \\ p_T(t) &= \frac{u_T^2(t)}{R_e} = \frac{U_M^2}{2R_e} \left[ 1 - \cos \left( 2\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right]. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Se observă că pe fiecare fază puterea instantanee are o componentă continuă și o armonică pe dublul frecvenței rețelei. Puterea instantanee totală consumată este:

$$p_i(t) = p_R(t) + p_S(t) + p_T(t) = 3 \frac{U_M^2}{2R_e} = p_o(t). \quad (5.3)$$

Deși există componente armonice de putere pe fiecare fază, totuși puterea instantanee de ieșire este constantă (și egală deci cu puterea activă). Aceasta este o consecință a faptului că în orice sistem trifazat simetric puterea instantanee de intrare este constantă. Deci, spre deosebire de cazul monofazat, circuitul LFR trifazat poate furniza putere instantanee constantă unei sarcini de curent continuu *fără necesitatea stocării interne a energiei de joasă frecvență*.

## 5.2. Arhitecturi practice de circuite PFC

În cele ce urmează, *în urma parcurgerii unui substanțial material bibliografic, semnificative fiind* [30], [31], [35], [39], [45], [54], [68], [78], [89], [133], [137], [140], *autorul prezintă viziunea sa privind cele mai performante topologii de circuite PFC trifazate*. Sunt relevate avantajele și dezavantajele fiecăreia, permițând astfel o alegere rapidă a soluției adecvate unei anumite aplicații.

### 5.2.1. Circuite PFC trifazate bazate pe convertoare dc-dc cu funcționare CCM

Elementul constructiv al tuturor circuitelor PFC trifazate îl reprezintă puntea trifazată, având trei brațe, câte unul corespunzător fiecărei faze, conținând câte două întrerupătoare. La intrarea punții se află magistrala trifazată alternativă (ac-rail), iar la ieșire magistrala de curent continuu (dc-rail). Din punct de vedere al implementării practice a întrerupătoarelor, acestea pot fi unidireționale sau bidireționale în curent (respectiv bidireționale și unidireționale în tensiune). Tipul de întrerupător ce poate fi folosit în structura unui convertor rezultă din analiza semnului curentului ce îl parcurge și a tensiunii corespunzătoare stării blocate. Dacă convertorul monofazat în jurul căruia se construiește cel trifazat prezintă un curent de intrare de tip choppat (întrerupt) este necesară plasarea la intrare a unui filtru LC de radiofrecvență, iar în situația în care curentul de intrare este neîntrerupt prezența filtrului de intrare este nejustificată.

#### 5.2.1.1. Circuit PFC trifazat de tip BUCK CCM

Structura unui astfel de convertor este prezentată în Fig. 5.2. Pentru acest tip de convertor sunt necesare întrerupătoare bidireționale în tensiune. Prezența întrerupătoarelor bidireționale în tensiune în schema circuitului implică existența unor pierderi mari de putere în conducție. Totodată valorile efective ale curenților prin tranzistoare sunt semnificative, ceea ce duce la creșterea suplimentară a pierderilor în conducție pe tranzistoare.

Din considerente menționate anterior, este necesară plasarea la intrare a unui filtru LC de radiofrecvență pentru rejectarea componentelor de înaltă frecvență din curenții de intrare, datorate fronturilor abrupte ce apar cu frecvența de comutație a tranzistoarelor.

De menționat este faptul că structura circuitului este asemănătoare cu cea a unui inverter de curent.

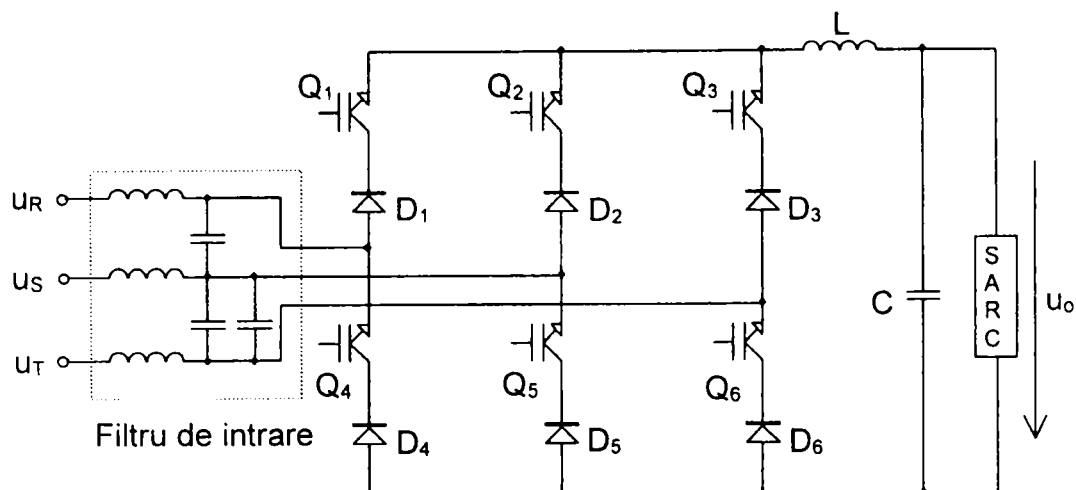


Fig. 5.2. Circuit PFC trifazat de tip BUCK CCM

### 5.2.1.2. Circuit PFC trifazat de tip BOOST CCM

Arhitectura circuitului PFC trifazat de tip BOOST CCM este cea mai frecvent întâlnită în aplicațiile practice. Structura circuitului, prezentată în Fig. 5.3, presupune utilizarea unei punți trifazate cu întrerupătoare bidirecționale în curent, iar bobinele sunt plasate, pe partea de curent alternativ, pe fiecare fază. Tranzistoarele corespunzătoare brațului aferent unei faze vor fi comandate astfel încât să mențină valoarea mediată a curentului fazei proporțională și în fază cu tensiunea fazei corespunzătoare. Se obține astfel emularea rezistenței de intrare pe fază. De menționat este faptul că structura circuitului este asemănătoare cu cea a unui inverter de tensiune.

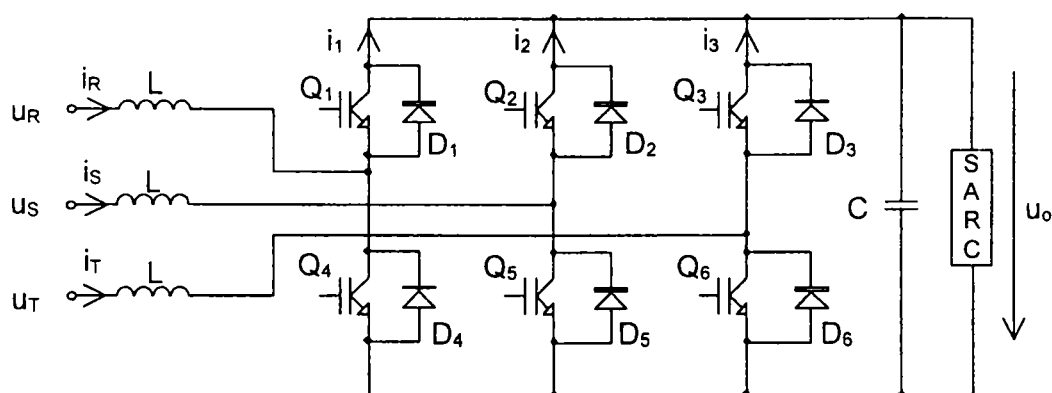


Fig. 5.3. Circuit PFC trifazat de tip BOOST CCM

Datorită faptului că la intrare curenții sunt nepulsatorii nu este necesară amplasarea la intrare a unui filtru de radiofrecvență.

Valorile efective ale curenților prin tranzistoarele punții sunt reduse, ca și în cazul structurii BOOST monofazate, în consecință pierderile de putere în conducție fiind mici. De remarcat este și posibilitatea de vehiculare bidirecțională a puterii.

Un dezavantaj al acestei structuri îl reprezintă faptul că sunt necesare 6 întrerupătoare active, factorul de utilizare fiind slab comparativ cu un convertor dc-dc având aceleași caracteristici de putere. În plus, această variantă de redresor nu poate înlocui variantele

tradiționale, cu comandă în fază, deoarece acestea furnizează la ieșire o caracteristică de tensiune de tip coborâtor.

În structura prezentată se observă lipsa diodei din configurația clasică de tip BOOST. Rolul ei în circuitele trifazate de tip BOOST este doar de a împiedeca scurtcircuitarea capacității de la ieșire datorată conducerii simultane accidentale a două întrerupătoare de pe același braț.

### 5.2.1.3. Circuit PFC trifazat de tip BUCK-BOOST CCM

În Fig. 5.4 este prezentată structura unui circuit PFC trifazat bazat pe topologia BUCK-BOOST. Ca și în cazul variantei de tip BUCK, este necesară prezența la intrare a unui filtru de radiofrecvență datorită formei choppate al curenților de intrare.

Întrerupătoarele utilizate în structura convertorului sunt bidirecționale în tensiune, fapt ce implică aceleași dezavantaje ca și cele prezentate în cazul circuitului PFC trifazat de tip BUCK. În plus, spre deosebire de convertorul BUCK-BOOST monofazat, dioda se înlocuiește cu un întrerupător activ unidirecțional în curent, similar cu cele folosite în cadrul punții.

Tensiunea de ieșire la acest tip de convertor este inversă ca polaritate față de cea corespunzătoare cazurilor BUCK și BOOST, ca și în cazul monofazat.

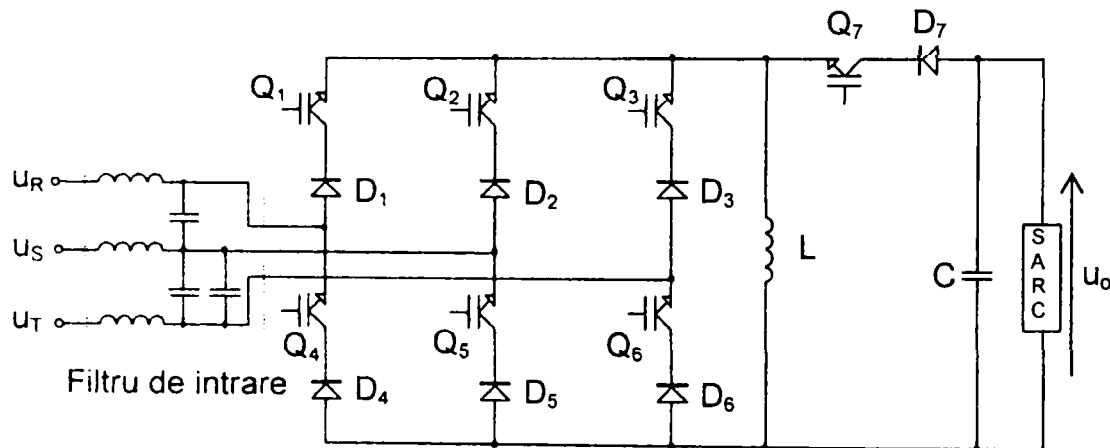


Fig. 5.4. Circuit PFC trifazat de tip BUCK-BOOST CCM

### 5.2.1.4. Circuit PFC trifazat de tip CUK CCM

Pe baza structurii de tip CUK poate fi realizată o arhitectură de circuit PFC trifazat, prezentată în Fig. 5.5.

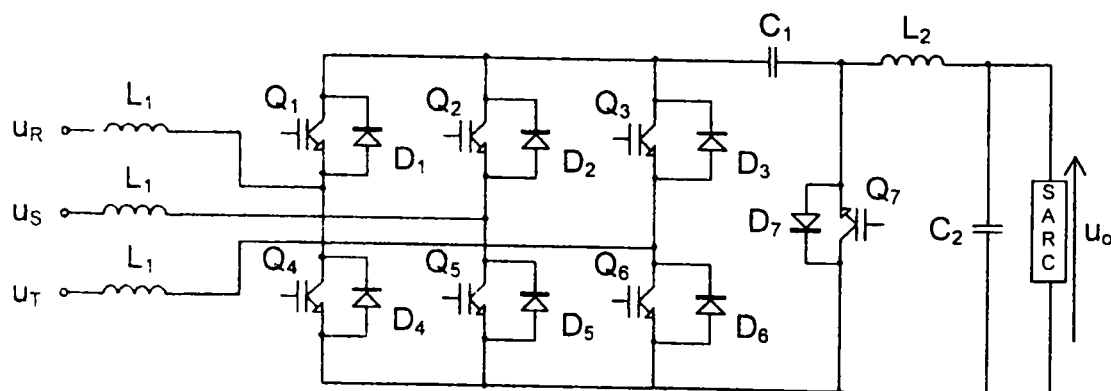


Fig. 5.5. Circuit PFC trifazat de tip CUK CCM

Curenții de intrare fiind nepulsatorii nu este necesară utilizarea la intrare a unui filtru RF. Inductanțele  $L_f$  specifice structurii CUK sunt plasate pe fiecare fază.

Înterupătoarele din structura punții sunt unidirecționale în tensiune, respectiv bidirecționale în curent, având avantajul solicitărilor reduse în conducție. Dioda din structura clasică de tip CUK este înlocuită cu un înterupător activ, similar cu cele folosite în cadrul punții.

Tensiunea de ieșire are polaritatea opusă față de cea corespunzătoare circuitelor PFC trifazate de tip BUCK, respectiv BOOST.

### 5.2.1.5. Circuite PFC trifazate utilizând trei circuite PFC monofazate

Obținerea unui circuit PFC trifazat având în structura sa convertoare dc-dc CCM poate fi obținută în mod natural prin utilizarea a trei circuite PFC monofazate. Acestea sunt de fapt trei punți redresoare monofazate care furnizează la intrarea câte unui convertor dc-dc o tensiune redresată bialternanță, după cum se poate observa din schema prezentată în Fig. 5.6.

Pentru structura prezentată sunt folosite circuite de comandă individuale care vor realiza emularea unei rezistențe la intrarea fiecărui convertor. În vederea evitării scurtcircuitării celor trei punți redresoare, convertoarele din structura circuitului PFC trebuie să fie cu izolare galvanică.

Ieșirile celor trei convertoare pot fi conectate în serie sau în paralel. Un dezavantaj al acestei arhitecturi îl constă faptul că, datorită necesității izolării, transformatoarele trebuie să fie dimensionate astfel încât să fie capabile să vehiculeze puteri instantanee alternative pe dublul frecvenței rețelei (specifice circuitelor PFC monofazate). Totodată solicitările dispozitive active în această arhitectură au valori semnificative.

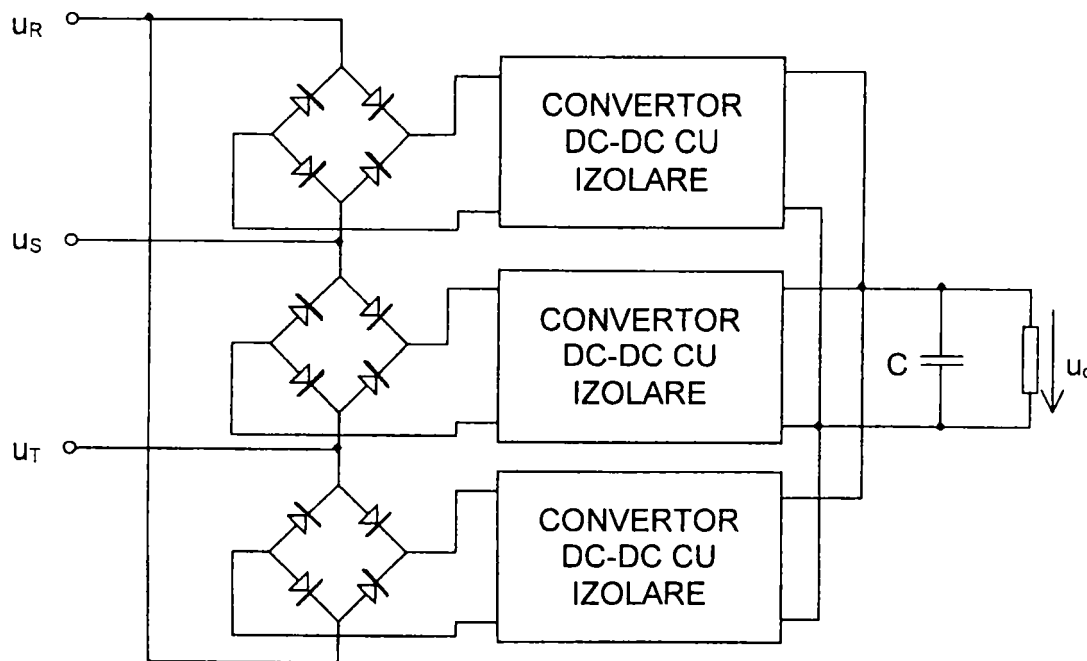


Fig. 5.6. Circuit PFC trifazat realizat cu trei redresoare monofazate

### 5.2.2. Circuite PFC trifazate bazate pe convertoare dc-dc cu comutație hard-switching având un singur înterupător activ

Redresoarele trifazate bazate pe convertoare cu funcționare CCM prezentate în paragraful anterior necesită 6 sau mai multe înterupătoare active. Creșterea ariei totale de siliciu, conjugată cu factorul de utilizare deficitar al înterupătoarelor pot fi deranjante cel

puțin sub aspectul costurilor. În acest spirit s-ar putea emite întrebarea care este aria de siliciu minimă necesară pentru a se realiza funcțiile redresării ideale.

Se cunoaște că o redresare cu armonici reduse se poate obține cu un redresor convențional pasiv cu 6 diode și un filtru. Deci, nu este necesar nici un dispozitiv activ în afară de diode. Totuși, tensiunea de ieșire nu poate fi controlată (modificată). Atunci când acest lucru se dorește în schemă trebuie să fie prezent cel puțin un întrerupător activ. Dacă se dorește evitarea utilizării de elemente necesare filtrării componentelor de joasă frecvență, atunci se impune prezența unei surse de armonici ale frecvenței de comutație înalte. Aceasta cere tot un dispozitiv activ care să comute la această frecvență înaltă.

Concluzia este că e necesar cel puțin un dispozitiv activ pentru a sintetiza redresoare trifazate fără elemente reactive de filtraj în joasă frecvență și cu posibilitatea controlului tensiunii de ieșire.

O trăsătură comună tuturor redresoarelor cu un singur întrerupător activ este imposibilitatea vehiculării bidirecționale a puterii. În funcție de aplicație unele vor avea o utilizare mai bună a întrerupătorului activ și o arie de siliciu mai redusă decât în structurile cu 6 întrerupătoare active prezentate. Pe de altă parte, structurile cu un singur întrerupător activ necesită de regulă elemente reactive pentru filtrajul componentelor de înaltă frecvență.

### 5.2.2.1. Circuit PFC trifazat de tip BOOST DCM cu un singur întrerupător activ

Structura unui astfel de circuit este prezentată în Fig. 5.7.

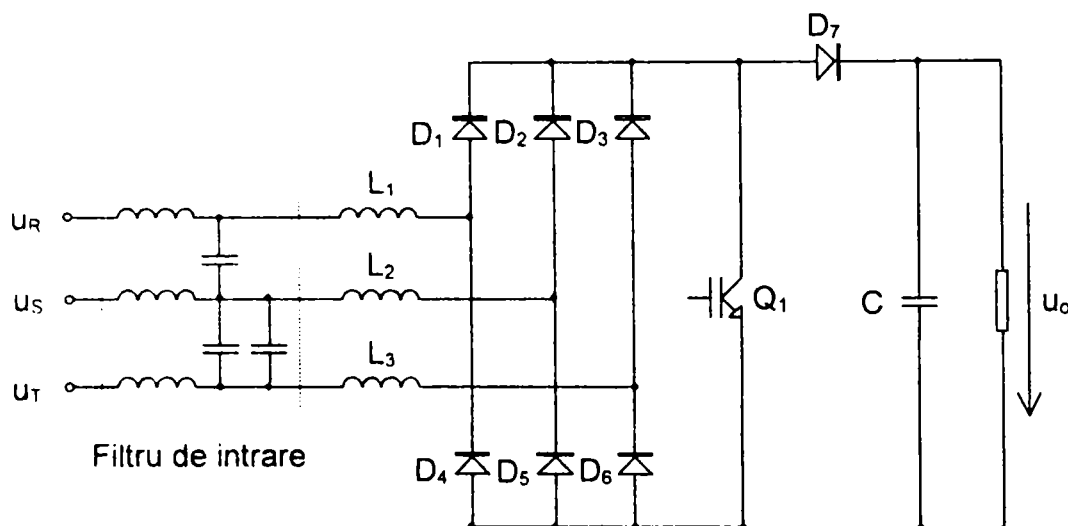


Fig. 5.7. Circuit PFC trifazat de tip BOOST DCM cu un singur întrerupător

Tranzistorul  $Q_1$  este comandat de aceeași manieră ca și în convertoarele dc-dc, inductanțele  $L_1$ ,  $L_2$  și  $L_3$  fiind de valori egale. Aceste inductivități sunt de valoare mică, pentru a se asigura funcționarea DCM relativ la diodele  $D_1 - D_6$ . Când  $Q_1$  conduce, diodele  $D_1 - D_6$  conectează terminalele din dreapta ale bobinelor  $L_1$ ,  $L_2$  și  $L_3$  împreună. Tensiunile de fază  $u_R$ ,  $u_S$  și  $u_T$  sunt astfel aplicate pe inductivitățile  $L_1$ ,  $L_2$  respectiv  $L_3$ . Curenții celor trei faze  $i_R$ ,  $i_S$  și  $i_T$  cresc cu pante proporționale cu tensiunile aplicate. La sfârșitul duratei de conducție a lui  $Q_1$  curenții ating valorile maxime, care sunt proporționale cu tensiunile de fază aferente. Când  $Q_1$  este blocat, dioda  $D_7$  începe să conducă și energia înmagazinată în bobine este cedată sarcinii. Toți curenții din bobine scad la zero și diodele  $D_1 - D_6$  sunt polarizate invers. Întrucât valorile maxime ale curenților dintr-o perioadă de comutație sunt proporționale cu tensiunile de fază, valorile curenților, mediate în raport cu perioadă de comutație, sunt de asemenea proporționale cu tensiunile de fază. Se obține astfel emularea unei rezistențe pe fiecare fază.

Ca și în varianta monofazată, funcționarea DCM a convertorului BOOST este teoretic generatoare de armonici de joasă frecvență. Dacă însă tensiunea de ieșire este suficient de mare, aceste armonici sunt ne semnificative. Avantajul, ca și în cazul monofazat, este comanda simplă, cu funcționare la frecvență constantă, rezistența emulată putând fi modificată prin factorul de umplere. Dezavantajul constă în necesitatea plasării unui filtru la intrare pentru rejecția componentelor de înaltă frecvență cauzate de forma tipică a curenților în DCM. Așa cum s-a menționat anterior, transferul puterii nu poate fi decât unidirecțional.

**5.2.2.2. Circuit PFC trifazat de tip FLYBACK DCM cu un singur întrerupător activ**

Pe baza convertorului dc-dc cu izolare FLYBACK funcționând în regim DCM poate fi realizat un circuit PFC trifazat având un singur întrerupător. Arhitectura unui astfel de circuit este prezentată în Fig. 5.8.

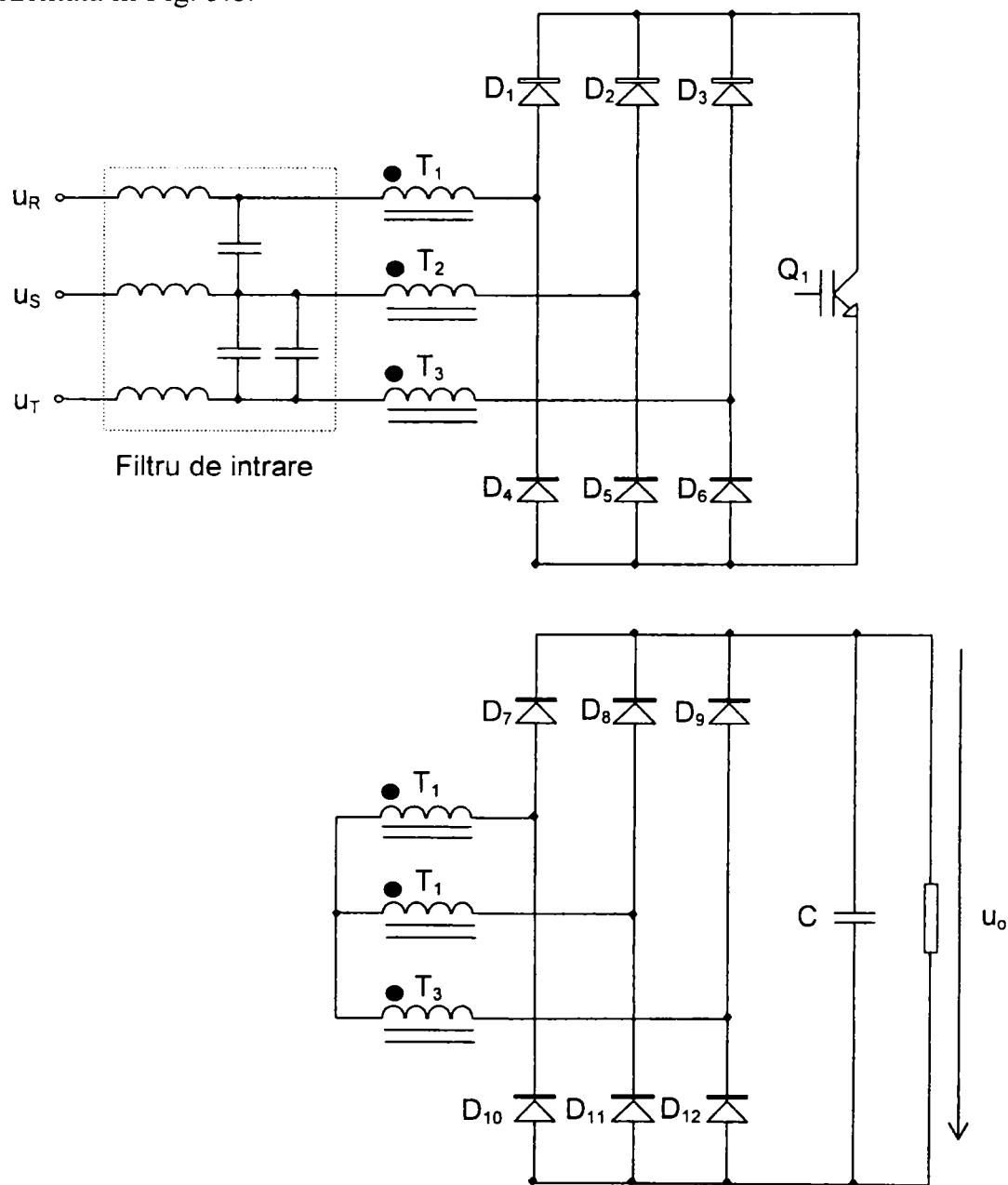


Fig. 5.8. Circuit PFC trifazat de tip FLYBACK DCM cu un singur întrerupător

Similar cazului prezentat anterior tranzistorul  $Q_1$  funcționează la frecvență constantă, controlul puterii de ieșire făcându-se prin modificarea factorului de umplere. Când  $Q_1$  conduce, tensiunile de fază se aplică pe înfășurările primare ale transformatoarelor  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_3$ . Curenții de magnetizare din aceste transformatoare cresc cu pante proporționale cu tensiunile de fază corespunzătoare aplicate. La blocarea lui  $Q_1$  energia magnetică înmagazinată în

transformatoare este cedată sarcinii prin intermediul înfășurărilor secundare și diodele  $D_1 - D_6$ .

În principiu, acest convertor se compune din trei redresoare FLYBACK monofazate, independente, cu funcționare DCM, care au comun tranzistorul cu rol de întrerupător activ. Deoarece convertorul FLYBACK provine din convertorul BUCK-BOOST, nu se generează armonici de joasă frecvență deoarece modelul mediat al convertorului are caracter pur rezistiv la intrare. Redresorul poate oferi tensiuni de ieșire atât mai mari cât și mai mici decât tensiunile de intrare, fiind de asemenea capabil de limitarea curentului la pornire. Aceste avantaje se adaugă la acela al comenzii simple. În aplicațiile de putere mică acest redresor este o soluție simplă de a realiza simultan factor de putere unitar și izolare galvanică. Dezavantajul structurii este dat de necesitatea unui filtru adițional la intrare pentru atenuarea armonicilor de înaltă frecvență ale curenților de intrare.

### 5.2.3. Circuite PFC trifazate utilizând tehnici de comandă nedisipative (soft-switching)

Tehnici de comutație nedisipative (*soft-switching*) impun forma tensiunii sau a curentului întrerupătorului pe durata intervalului de comutație, în scopul asigurării unor condiții optime în care aceasta să aibă loc. Ca rezultat, pierderile în comutație precum și  $di/dt$  și  $du/dt$  pe durata tranzițiilor sunt reduse semnificativ, acest fapt permițând funcționarea la frecvențe de comutație mai mari decât în cazurile PWM clasice. Datorită faptului că  $di/dt$  și  $du/dt$  au valori scăzute, spike-urile de tensiune și EMI vor fi de asemenea scăzute. Totodată costurile pot fi reduse deoarece dacă frecvența de comutație este mare, componentele reactive vor fi de valori mai reduse.

#### 5.2.3.1. Circuite PFC trifazate de tip BUCK cu un singur întrerupător activ

Schema unui circuit PFC trifazat BUCK ZCS-QR cu un singur întrerupător este prezentată în Fig. 5.9.

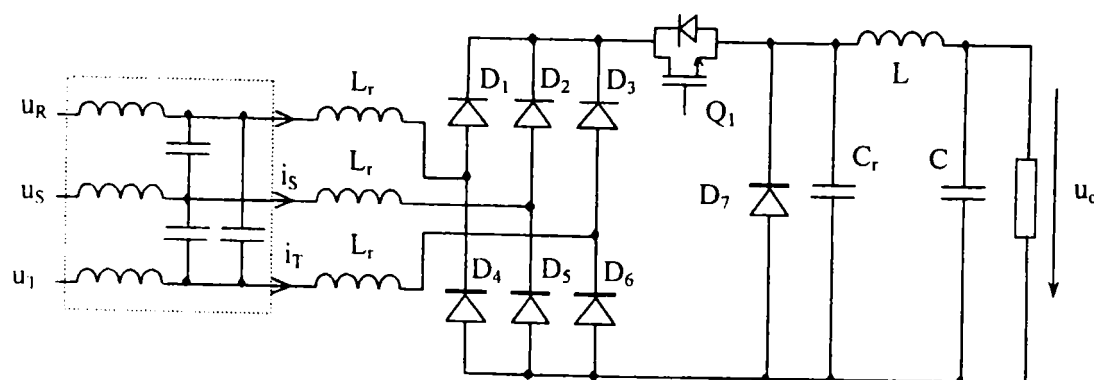


Fig. 5.9. Circuit PFC trifazat de tip BUCK ZCS-QR cu un singur comutator

Acest tip de circuit se bazează pe convertorul dc-dc BUCK cvasirezonant cu comutare la curent zero. Astfel fiecare fază va avea câte o inductanță rezonantă,  $L_r$ . Atunci când tranzistorul  $Q_1$  este în conducție, grupul format din inductanța  $L_r$  și condensatorul  $C_r$  va rezona. Curenții de intrare  $i_R$ ,  $i_S$  și  $i_T$  vor fi proporționali cu tensiunile de fază corespunzătoare  $u_R$ ,  $u_S$  și  $u_T$ , astfel că și valorile lor medii vor fi tot în acest raport de proporționalitate cu tensiunile de fază corespunzătoare.

Tranzistorul  $Q_1$  se va bloca la anularea curentului rezonant, forma de undă a curentului  $i_R$  fiind prezentată în Fig. 5.10. Solicitarea maximă în tensiune a tranzistorului  $Q_1$  este egală cu valoarea maximă a tensiunii de linie, în timp ce solicitarea maximă în curent este egală cu aproximativ dublul valorii curentului continuu de ieșire, fapt deranjant în cazul aplicațiilor

dc-dc, dar pe deplin acceptat în cazul aplicațiilor trifazate deoarece numărul întrerupătoarelor a fost redus de șase ori, iar solicitarea comutatorului doar s-a dublat. Tranzistorul  $Q_1$  funcționează cu o durată de conducție fixă, dată de durata impulsului de curent rezonant, iar reglarea puterii la ieșire se face prin modificarea duratei de blocare a tranzistorului. Astfel acesta va funcționa cu frecvență de comutație variabilă. Este de asemenea necesară utilizarea unor filtre de intrare pentru eliminarea componentelor de înaltă frecvență, datorate comutației, din curenții de intrare.

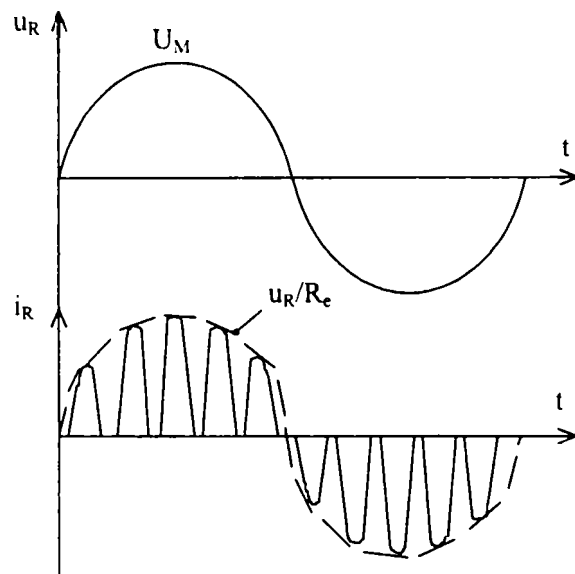


Fig. 5.10. Curentul de intrare al unei fazei pentru circuitul PFC trifazat BUCK ZCS-QR

O altă variantă de circuit PFC trifazat BUCK, de tip multirezonant, este prezentată în Fig. 5.11.

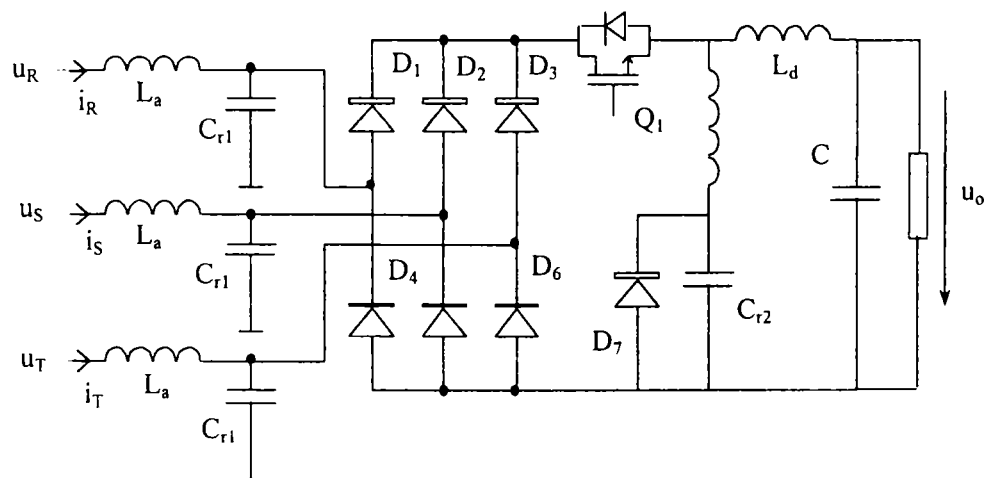


Fig. 5.11. Circuit PFC trifazat de tip BUCK multirezonant cu un singur comutator

Diodele  $D_1 \div D_7$  vor funcționa în regim ZVS iar tranzistorul  $Q_1$  va funcționa în regim ZCS. Capacitățile,  $C_{r1}$ , de la intrare și capacitatea  $C_{r2}$  formează împreună cu inductanța  $L_r$  o rețea rezonantă. Inductanțele  $L_a$  și  $L_d$  funcționează în conducție continuă.

Forma de undă a tensiunii  $u_{cr/R}$  de pe capacitatea rezonantă corespunzătoare primei faze este prezentată în Fig. 5.12. Aceasta tensiune este aproximativ sinusoidală, având amplitudinea proporțională cu curentul de intrare  $i_R$ , obținându-se astfel caracterul rezistiv caracteristic circuitelor PFC.

Acest tip de circuit are avantajul unor curenți de intrare și ieșire fără pulsații, necesitând o filtrare minimală a curenților de intrare. THD-ul curentului de intrare este dependent de valoarea inductanței  $L_a$ , putând fi obținute valori mici în aplicațiile practice. Solicitarea în tensiune a tranzistorului este egală cu dublul valorii maxime a tensiunii de linie.



La fel ca și în cazul anterior, modificarea puterii transmise la ieșire se face prin modificarea frecvenței de comutație a tranzistorului.

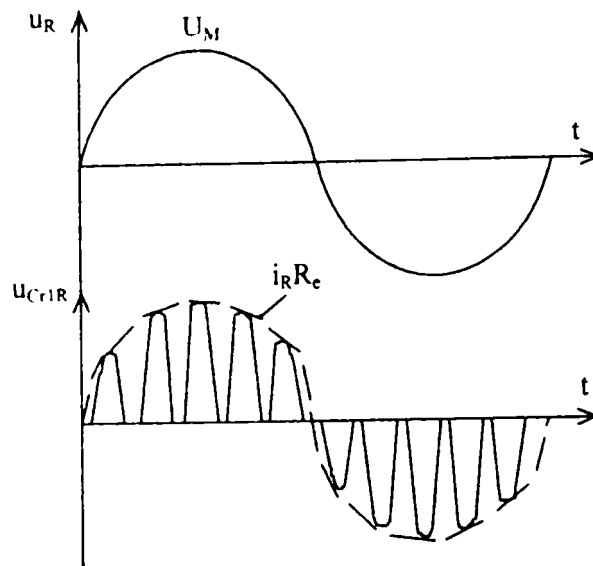


Fig. 5.12. Tensiunea pe capacitatea de intrare a unei faze la circuitul PFC trifazat BUCK multirezonanant cu un singur comutator

### 5.2.3.2. Circuite PFC trifazate de tip BUCK cu mai multe întrerupătoare active

Schema unui circuit PFC trifazat BUCK CCM a fost prezentată în Fig. 5.2. Pierderile în conducție ale unui astfel de circuit sunt mai mari decât în cazul circuitului PFC trifazat BOOST deoarece sunt inseriate mai multe dispozitive semiconductoare. Totuși, în condiții de tensiune de rețea mică, pierderile în comutație ale acestuia sunt mai mici decât cele ale variantei BOOST.

În cazul folosirii unui singur etaj pentru conversia puterii, o îmbunătățire a schemei se poate face prin înlocuirea inductanței de legătură, de pe partea dc, cu un transformator. În acest caz, pentru a asigura demagnetizarea transformatorului, fiecare întrerupător al punții trebuie să poată funcționa în patru cadrane, fiind astfel capabil de transfer bidirecțional al energiei. Schema unui circuit PFC trifazat BUCK cu izolare și cu comutație soft ZVS este prezentată în Fig. 5.13.

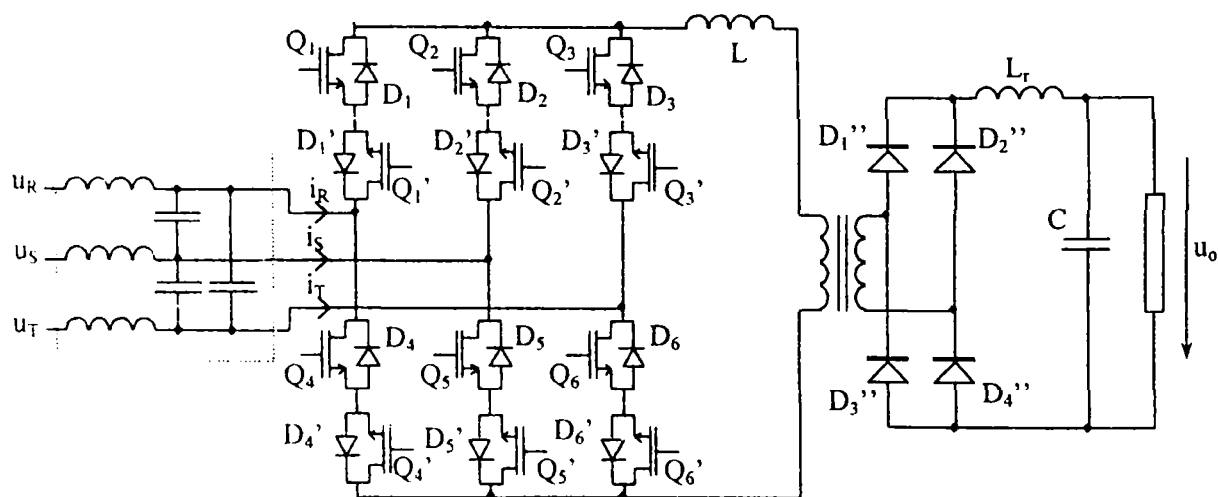


Fig. 5.13. Circuit PFC trifazat de tip BUCK soft-switching ZVS cu izolare

### 5.2.3.3. Circuite PFC trifazate BOOST DCM cu un singur întrerupător activ

În Fig. 5.7 a fost prezentat un circuit PFC trifazat BOOST DCM cu un singur întrerupător. În funcționarea acestuia, cu toate că maximul curentului de intrare este proporțional cu tensiunea sinusoidală de intrare pe fiecare perioadă de comutație, curentul mediu de intrare este distorsionat de către curentul prin bobină, în timpul perioadei de descărcare, durata acesteia fiind determinată de diferența dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare. Pentru a se reduce aceste distorsiuni este necesar ca tensiunea de ieșire să fie suficient de mare comparativ cu maximul tensiunii de intrare, astfel durata de descărcare fiind limitată. Dar, o tensiune de ieșire mare provoacă pierderi în conducție mai mari și solicitări mai mari ale întrerupătorului, inductanța trebuind și ea să fie mai mare, astfel că trebuie realizat compromisul între calitatea tensiunii de la ieșire și calitatea curentului de intrare.

Întrerupătorul principal este întotdeauna adus în conducție la curent nul, deci pierderile la intrare în conducție sunt mici, dar va fi blocat la curenți mari, deci pierderile la blocare sunt mari. Schema unui circuit PFC trifazat BOOST DCM cu un singur întrerupător și cu comutație soft ZCS, care permite reducerea pierderilor la blocare, este prezentată în Fig. 5.14. Întrerupătorul auxiliar,  $Q_r$ , este totdeauna blocat înaintea întrerupătorului principal,  $Q_l$ , deci curentul rezonant al circuitului auxiliar va forța curentul prin întrerupătorul principal spre zero, creându-se condiția de blocare la curent nul.

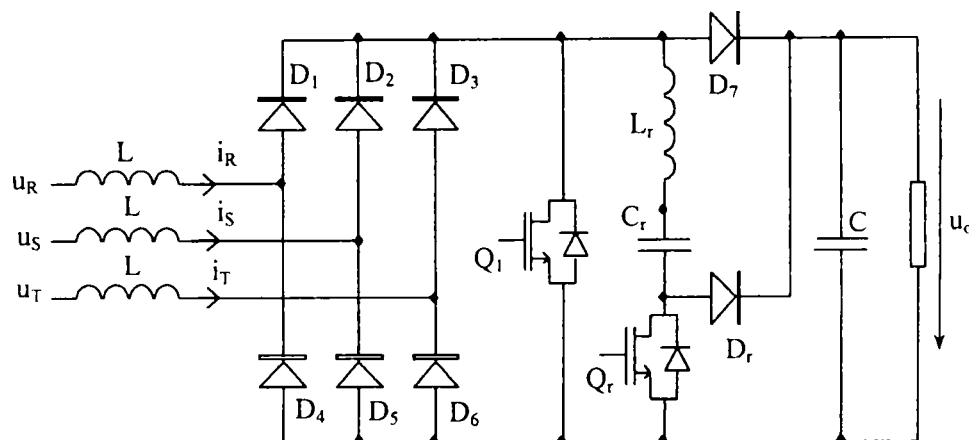


Fig. 5.14. Circuit PFC trifazat de tip BOOST DCM soft-switching ZCS cu un singur comutator

Această metodă se poate aplica și altor topologii de redresoare trifazate cu un singur întrerupător. Dacă se dorește realizarea unui redresor trifazat cu un singur etaj, bobina de pe partea de dc se va înlocui cu un transformator.

### 5.2.3.4. Circuite PFC trifazate de tip BOOST cu mai multe întrerupătoare active

Circuitul PFC trifazat BOOST CCM clasic a fost prezentat în Fig.5.3. Marea majoritate a pierderilor în comutație pentru acest tip de circuit o reprezintă pierderile la aducerea în conducție a întrerupătoarelor, respectiv la blocarea diodei de recuperare. Pierderile la blocarea întrerupătoarelor se pot reduce ușor printr-un condensator snubber.

O primă variantă de circuit PFC trifazat BOOST CCM cu comutație soft este cea care conține un etaj intermediar de curent continuu cu limitare activă, prezentată în Fig.5.15. La acest tip de circuit, etajul intermediar va rezona la o frecvență înaltă, permițând punții de întrerupătoare să fie adusă în conducție/blocată în condiții de tensiune nulă. Totuși, deși pierderile în comutație sunt reduse substanțial, pierderile în conducție ale circuitului auxiliar sunt semnificative.

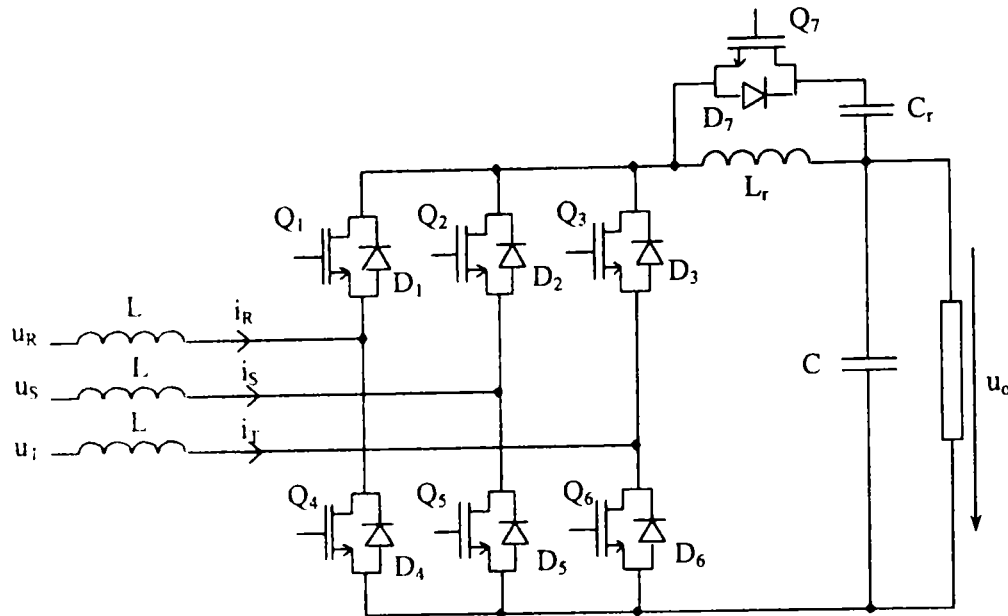


Fig. 5.15. Circuit PFC trifazat de tip BOOST soft-switching cu limitare activă

În multe aplicații se folosește un întrerupător auxiliar, pentru a separa puntea principală de etajul intermediar de curent continuu, precum și o cale rezonantă paralelă pentru a asigura comutarea punții la tensiune zero. Acest întrerupător auxiliar trebuie să conducă curenți de valori mari astfel apărând pierderi în conducție. Dacă nu este necesar un transfer bidirecțional a puterii, întrerupătorul poate fi o diodă. Rezultă astfel o simplificare a schemei, Fig.5.16 fiind prezentată varianta unui circuit PFC trifazat BOOST CCM cu comutație soft ZVS și cu magistrală de curent continuu secționată. Dioda  $D_8$  va împiedeca scurcircuitarea întrerupătoarelor punții, conferind mai multă siguranță în funcționarea redresorului.

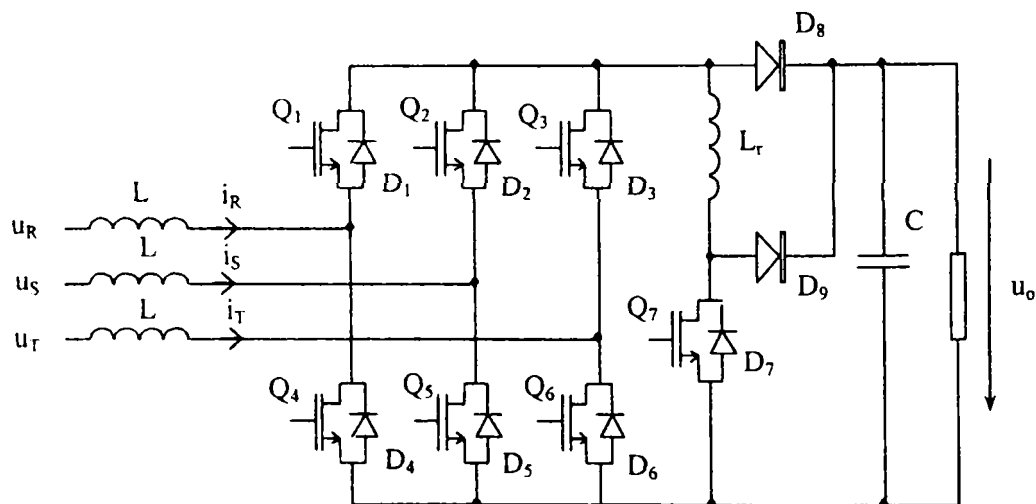


Fig. 5.16. Circuit PFC trifazat de tip BOOST soft-switching ZVS cu dc-rail

Dacă se dorește o circulație bidirecțională a puterii, circuitul cu comutație soft poate fi plasat pe partea de curent alternativ, reducându-se astfel și pierderile în conducție ale circuitului auxiliar. Varianta clasică în acest caz o constituie redresorul trifazat BOOST CCM rezonant cu pol auxiliar care are marele dezavantaj al necesității utilizării a șase întrerupătoare auxiliare. O variantă ZVS, cu un singur comutator auxiliar, este prezentată în figura 5.17. Pentru a sincroniza blocarea întrerupătorului auxiliar corespunzător celor trei brațe ale punții și a furniza tensiunea de descărcare pentru inductanțele rezonante, este folosită o modulație a

vectorului spațial modificată (SVM). Curentul ce apare la aducerea în conducție a întrerupătorului principal, datorat supra-încărcării inductanței rezonante, este comparabil cu curentul maxim de la intrare și va cauza pierderi semnificative la blocare. În cazul schemei din figura 5.17 inductanța rezonantă este încărcată cu un curent având valoarea egală cu dublul curentului maxim de la intrare.

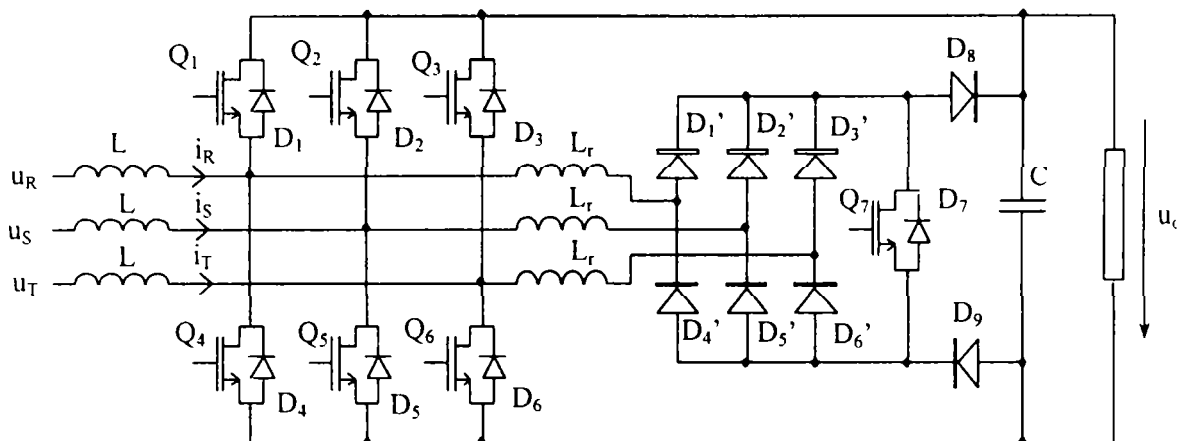


Fig. 5.17. Circuit PFC trifazat de tip BOOST soft-switching ZVS cu două etaje

Eliminarea necesității supraîncărcării inductanțelor rezonante se realizează cu o schemă îmbunătățită prezentată în figura 5.18. În acest caz pierderile la blocare a întrerupătoarelor principale precum și vârful de curent prin întrerupătoarele auxiliare vor fi reduse substanțial, iar toate întrerupătoarele principale vor fi blocate la tensiune nulă.

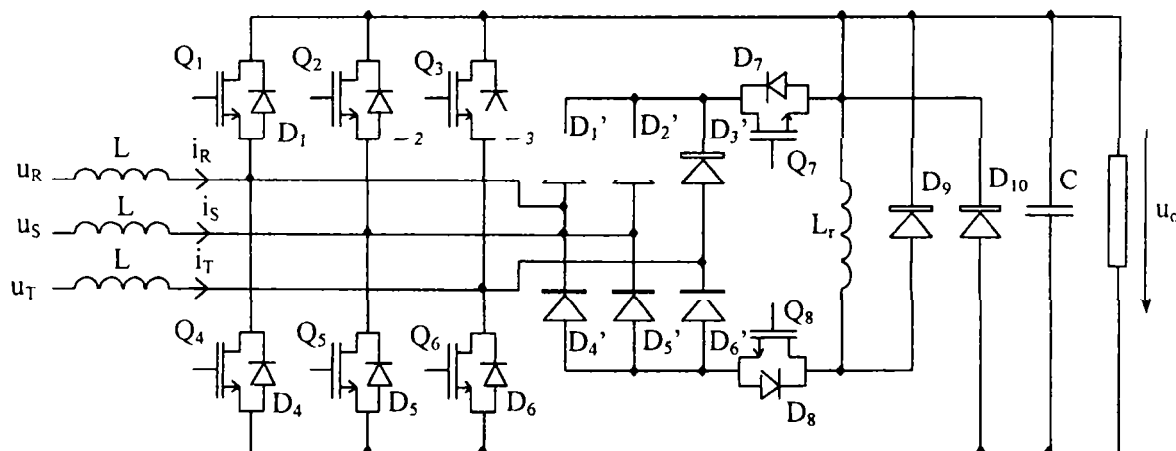


Fig. 5.18. Circuit PFC trifazat de tip BOOST soft-switching ZVS cu două etaje îmbunătățit

În cazul aplicațiilor de înaltă tensiune se folosesc schemele de circuite PFC cu trei etaje, acestea conferind avantajul unor pierderi mici în conducție, o valoare redusă a inductanțelor și o tensiune aplicată întrerupătoarelor având valoarea egală cu jumătate din valoarea tensiunii de ieșire. În Fig.5.19 este prezentată schema unui circuit PFC trifazat BOOST CCM cu comutație soft ZVS având trei etaje.

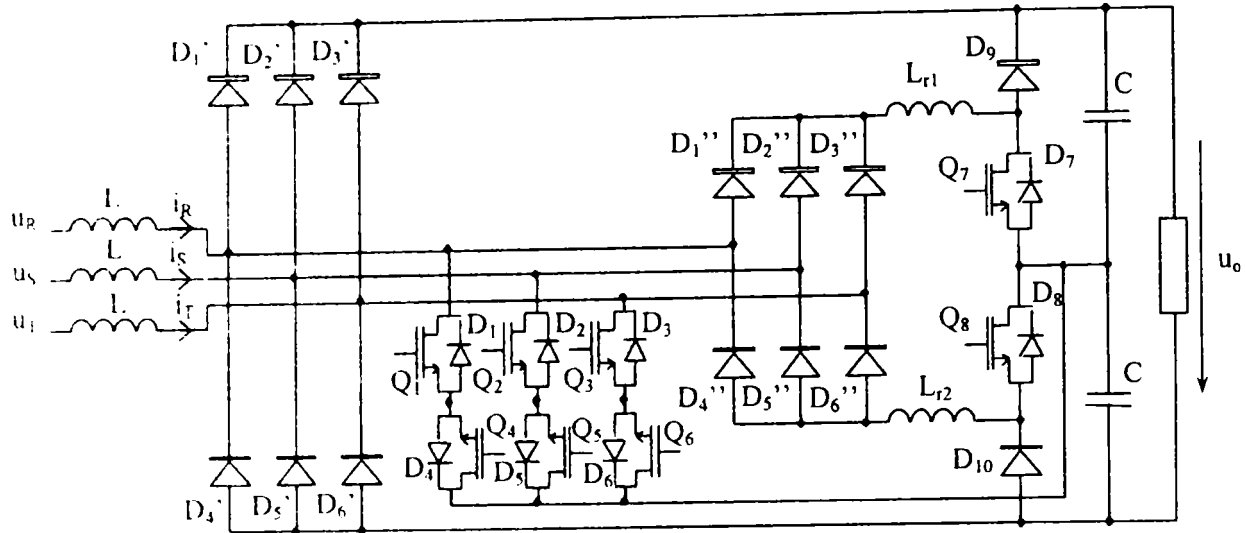


Fig. 5.19. Circuit PFC trifazat de tip BOOST soft-switching ZVS cu trei etaje

### 5.2.3.5. Comparație între diverse topologii de circuite PFC trifazate cu comutație soft-switching

Funcționarea circuitelor PFC trifazate soft-switching creează modalități de comutație mai avantajoase ale întrerupătoarelor de putere, îmbunătățind randamentul, solicitările în curent și tensiune și EMI. În tabelul următor sunt prezentate caracteristicile principale ale mai multor topologii de circuite PFC trifazate cu comutație soft.

Tabelul 5.1

	BOOST ZVS 3 PFC MONO	BOOST DCM ZCS 1 ÎNTR.	BOOST CCM ZVS LIM ACTIVA	BOOST CCM ZVS DC- RAIL	BOOST CCM ZVS 2 ETAJE	BOOST CCM ZVS 2 ETAJE IMB	BOOST CCM ZVS 3 ETAJE	BUCK CCM ZVS 1 ETAJ și IZ
Nr. de într. princ	3	1	6	6	6	6	6	12
UA bloc pt. într. princ	$2U_0I_M$	$U_0I_M$	$\sim 0$	$U_0I_M$	$4U_0I_M$	$U_0I_M$	$U_0I_M / 2$	$U_M I_0$
Nr. de într. aux	3	1	1	1	1	2	2	0
Solicit tens pt. într. aux	$U_0$	$U_0$	$>1,4U_0$	$U_0$	$U_0$	$U_0$	$U_0 / 2$	N/A
Curent max. al într. aux	$>2I_M$	$\sim 1,5I_M$	#	$>I_M$	$\sim 2I_M$	$>I_M$	$>I_M$	N/A
Curent bloc al într. aux	$I_M$	$I_M$	#	$>I_M$	$\sim 0$	$>I_M$	$>I_M$	N/A
Timing pt comut soft	Necritic	Critic	Critic	Necritic	Critic	Necritic	Necritic	Critic
Eficiența Redres	Satisf	Excelentă	Satisf	Bună	Satisf	Bună	Excelentă	Bună
Calitatea crt de într	Satisf	Satisf	Bună	Bună	Bună	Bună	Bună	Bună
EMI transmisă	Scăzută	Ridicată	Foarte Scăzută	Scăzută	Scăzută	Scăzută	Scăzută	Ridicată
Domeniul tens de ieș	$>U_M$	$>1,5U_M$	$>U_M$	$>U_M$	$>U_M$	$>U_M$	$>U_M$	$<0,87U_M$
Modalit comandă	Simplă	Foarte Simplă	Foarte Complexă	Complexă	Foarte Complexă	Complexă	Complex	Foarte Complexă

## 5.2.4. Redresorul VIENNA

Realizarea unui convertor ac-dc trifazat unidirecțional, având tensiunea de ieșire controlabilă, se poate face pornind de la înserierea unei punți trifazate necomandată și a unui convertor dc-dc boost, așa cum este prezentat în Fig. 5.20a. Această topologie are dezavantajul unor curenți absorbiți de la sursa alternativă ce conțin armonici de joasă frecvență relativ ridicate. Exceptând intervalele de comutație, principiul de funcționare implică conducția simultană a două faze din cele trei ale sistemului alternativ.

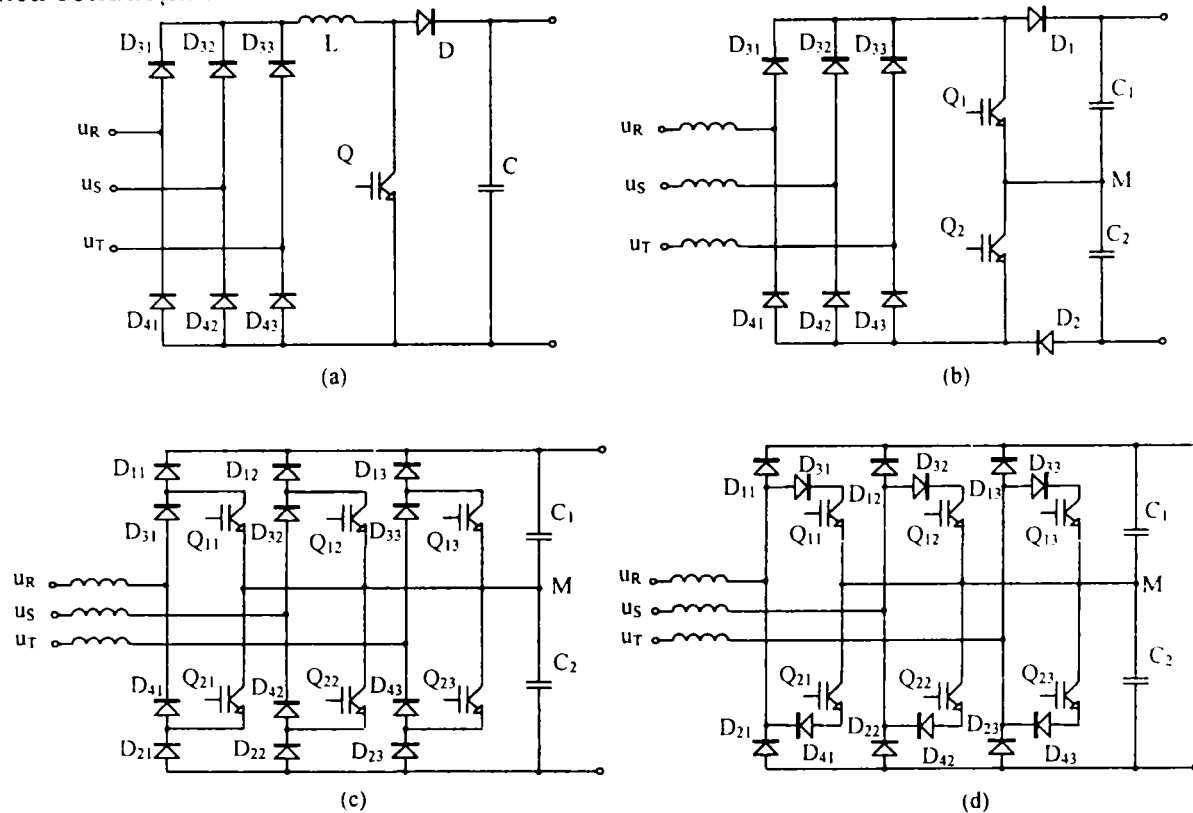


Fig. 5.20. Dezvoltarea structurilor clasice de redsoare PWM trifazate pe trei nivele pornind de la puntea trifazată necomandată și convertorul dc-dc boost

O reducere a efectelor cauzate rețelei alternative poate fi obținută prin plasarea inductanței  $L$  pe partea de curent alternativ, funcționarea făcându-se în regim de conducție discontinuă. Este emulată astfel în mod natural o rezistență de intrare, similar cazului circuitelor PFC BOOST DCM monofazate, funcționarea fiind presupusă a se efectua la un factor de umplere constant pentru tranzistorul  $Q$ . Totuși, o analiză mai în detaliu a comportamentului sistemului, arată că spectrul de armonici al curentului absorbit (după filtrarea componentelor de înaltă frecvență) este dat în principal de nivelul tensiunii de ieșire. Aplicabilitatea circuitului rezultat este limitată în special de forma discontinuă a curenților de intrare, care provoacă solicitări mari în curent ale dispozitivelor semiconductoare de putere, și de efortul de filtrare pentru limitarea EMI. Aceste aspecte se adaugă solicitărilor mari în tensiune ale dispozitivelor semiconductoare de putere.

Se poate pune astfel problema că, pentru puteri mari, este necesară o topologie de redresor PWM unidirecțional de tip BOOST, având curenții de intrare neîntreruși și de formă sinusoidală, și totodată independenți de valoarea tensiunii de ieșire. Consumul de curent al sistemului prezentat în Fig. 5.20b poate fi definit ca fiind diferența dintre tensiunea sursei și tensiunea de intrare a redresorului, regăsită pe inductanțele conectate în serie la intrare. Este obținută astfel o formă neîntreruptă, sinusoidală, a curentului absorbit la intrare. Acest fapt implică necesitatea controlării separate a tensiunii fiecărei faze, sau aplicarea unei comenzi sincrone tranzistoarelor  $Q_{1i}$  și  $Q_{2i}$  și a diodelor  $D_{1i}$  și  $D_{2i}$  corespunzătoare fiecărui braț ( $i=1,2,3$ ) al punții din Fig. 5.20c. Prin introducerea punctului median al tensiunii de ieșire în

funcționarea sistemului, dispozitivele semiconductoare de putere ale circuitului rezultat (numit redresor trifazat de tip boost cu comutare forțată) vor susține doar jumătate din tensiunea de ieșire. Avantajul reducerii solicitărilor în tensiune este totuși urmat de dezavantajul unor pierderi relativ mari în conducție, deoarece întreg curentul ce furnizează puterea de ieșire trece prin brațele cu diode ale punții la funcționarea în mod redresor a circuitului. Reducerea pierderilor în conducție poate fi obținută prin deplasarea diodelor  $D_{3i}$  și  $D_{4i}$  pe brațele circuitului care controlează starea de conducție, după cum poate fi observat în Fig. 5.20d. Prin această modificare se mai obține un avantaj, și anume acela că pe fiecare fază este realizat un întrerupător bipolar în curent și bidirecțional în tensiune, prin controlul brațelor conectate în antiparalel ( $D_{3i}$ ,  $Q_{1i}$  și  $Q_{2i}$ ,  $D_{4i}$ ). Întrerupătoarele astfel rezultate poate fi înlocuite printr-o punte monofazată necomandată și un tranzistor de putere  $Q_j$ ,  $j=R,S,T$  conform Fig. 5.21a.

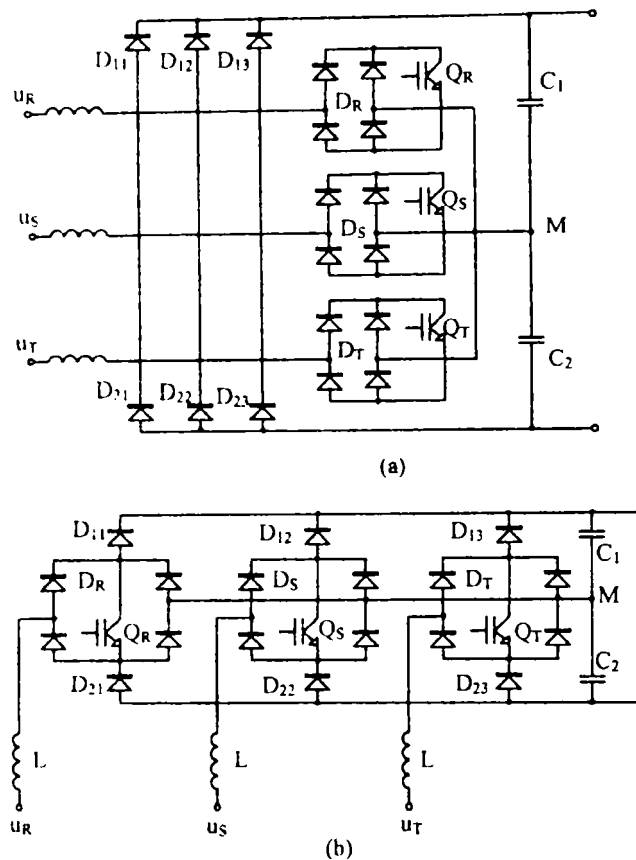


Fig. 5.21. Structura de bază a redresorului PWM trifazat VIENNA, dezvoltată din topologia prezentată în Fig. 5.19d.

Comparativ cu circuitele prezentate în Fig. 5.20c și 5.20d, numărul de componente semiconductoare de putere comandate care se blochează este redus cu 50%, și/sau se reduce complexitatea schemei de comandă, crescând factorul de utilizare al tranzistoarelor de putere. În această situație, diodele  $D_{1i}$  și  $D_{2i}$  vor trebui să susțină întreaga tensiune de ieșire (și nu jumătate din aceasta, așa cum s-a precizat în cazul structurii din Fig. 5.20c). Acest dezavantaj poate fi însă evitat prin integrarea întrerupătoarelor bipolare bidirecționale  $Q_j$ ,  $D_j$  în brațele punții de diode de pe partea de intrare. Noua topologie astfel rezultată, prezentată în Fig. 5.21b este denumită redresor PWM trifazat cu trei întrerupătoare pe trei nivele (VIENNA).

În paragrafele următoare autorul va prezenta o analiză a modului de funcționare cu comandă prin histereză respectiv cu comenzi de tip integrativ, scalară și vectorială, a acestui tip de redresor.

### 5.3. Metode de comandă moderne pentru circuite PFC trifazate

Pentru topologiile introduse în paragraful precedent sunt dezvoltate în continuare metode de comandă. *Din multitudinea de metode de comandă existente autorul se axează pe acelea care, în opinia sa, sunt caracterizate de simplitate și eficiență.* Se insistă pe metodele de tip integrativ care se arată că sunt adecvate unor largi categorii de convertoare reducibile la topologii BOOST duale serie și BOOST duale paralel.

#### 5.3.1. Comanda PWM cu modulație sinusoidală

Structura redresorului trifazat PFC BOOST CCM, prezentat în paragraful anterior, este reprezentată în Fig.5.22. Se va presupune că filtrajul la ieșire este suficient de bun pentru a se putea admite că tensiunea de ieșire este constantă,  $U_o$ .

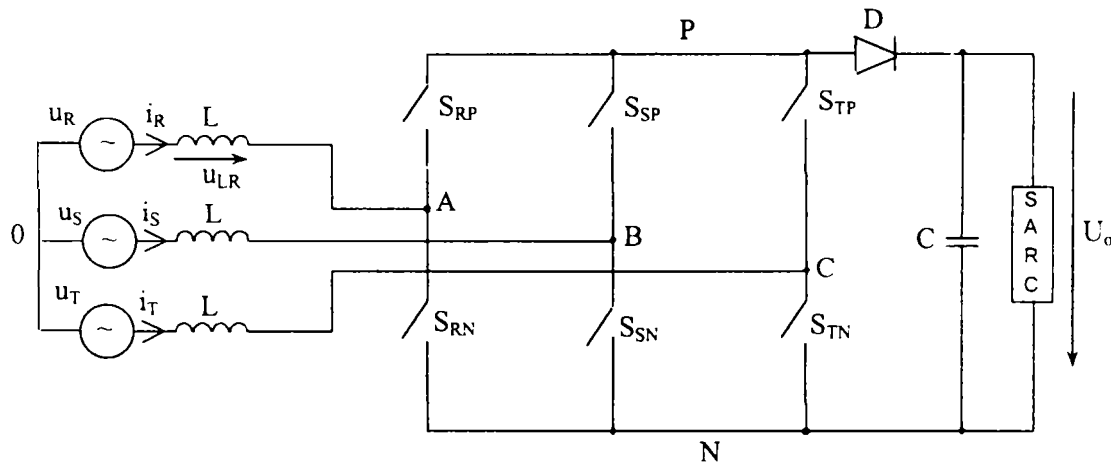


Fig. 5.22. Schema generală a unui circuit PFC trifazat de tip boost CCM

Funcțiile de comutație corespunzătoare întrerupătoarelor inferioare se vor nota cu  $q_{RN}$ ,  $q_{SN}$  și  $q_{TN}$ . Admițând că întrerupătoarele dintr-un braț al punții funcționează complementar, tensiunile  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$  și  $u_{CN}$  au valorile:

$$u_{AN} = \begin{cases} 0, & S_{RN} \rightarrow on \\ U_o, & S_{RN} \rightarrow off (S_{RP} \rightarrow on) \end{cases} \quad (5.4)$$

$$\begin{cases} u_{AN} = (1 - q_{RN})U_o \\ u_{BN} = (1 - q_{SN})U_o \\ u_{CN} = (1 - q_{TN})U_o \end{cases} \quad (5.5)$$

Pe de altă parte sunt valabile relațiile:

$$\begin{cases} u_{A0} = -u_{LR} + u_R \\ u_{B0} = -u_{LS} + u_S \\ u_{C0} = -u_{LT} + u_T \end{cases} \Rightarrow u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} = -L \frac{d}{dt} (i_R + i_S + i_T) + (u_R + u_S + u_T) \quad (5.6)$$

Sistemul trifazat este simetric ceea ce implică  $u_R + u_S + u_T = 0$  și  $i_R + i_S + i_T = 0$ , rezultând astfel:

$$u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} = 0 \quad (5.7)$$

Pentru a afla valoarea tensiunii  $u_{N0}$  se poate scrie, ținând cont de (5.7):

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{A0} - u_{N0} \\ u_{BN} = u_{B0} - u_{N0} \\ u_{CN} = u_{C0} - u_{N0} \end{cases} (+) \Rightarrow u_{AN} + u_{BN} + u_{CN} = -3u_{N0} \quad (5.8)$$

În continuare, conform relației (5.5) va rezulta:



$$u_{N0} = \left[ \frac{1}{3}(q_{RN} + q_{SN} + q_{TN}) - 1 \right] U_o \quad (5.9)$$

Scopul circuitului este de a controla curenții prin bobine astfel încât  $\bar{i}_R$ ,  $\bar{i}_S$ ,  $\bar{i}_T$  să fie proporționali cu  $u_R$ ,  $u_S$ ,  $u_T$  și cum controlul acestor curenți se face prin controlul tensiunii pe cele trei bobine, se impune estimarea valorilor acestor tensiuni. Pentru cele trei faze, ținând cont de relațiile (5.5) și (5.9), va rezulta că:

$$\begin{cases} u_{A0} = u_{AN} + u_{N0} \\ u_{B0} = u_{BN} + u_{N0} \\ u_{C0} = u_{CN} + u_{N0} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u_{A0} = \left( -\frac{2}{3}q_{RN} + \frac{1}{3}q_{SN} + \frac{1}{3}q_{TN} \right) U_o \\ u_{B0} = \left( \frac{1}{3}q_{RN} - \frac{2}{3}q_{SN} + \frac{1}{3}q_{TN} \right) U_o \\ u_{C0} = \left( \frac{1}{3}q_{RN} + \frac{1}{3}q_{SN} - \frac{2}{3}q_{TN} \right) U_o \end{cases} \quad (5.10)$$

Tensiunile corespunzătoare bobinelor de la intrare vor fi:

$$\begin{cases} u_{LR} = u_R - u_{A0} = u_R + \left( \frac{2}{3}q_{RN} - \frac{1}{3}q_{SN} - \frac{1}{3}q_{TN} \right) U_o \\ u_{LS} = u_S - u_{B0} = u_S + \left( -\frac{1}{3}q_{RN} + \frac{2}{3}q_{SN} - \frac{1}{3}q_{TN} \right) U_o \\ u_{LT} = u_T - u_{C0} = u_T + \left( -\frac{1}{3}q_{RN} - \frac{1}{3}q_{SN} + \frac{2}{3}q_{TN} \right) U_o \end{cases} \quad (5.11)$$

relație din care se observă ușor că  $u_{LR} + u_{LS} + u_{LT} = 0$ .

În general brațele punții sunt comandate independent deci mărimile  $d_{RN}$ ,  $d_{SN}$  și  $d_{TN}$  reprezintă variabile binare independente. Tensiunea pe fiecare bobină poate lua 5 valori distincte, cunoașterea acestora permițând o comandă adecvată a întrerupătoarelor punții. Valorile tensiunii pentru bobina corespunzătoare primei faze în funcție de starea întrerupătoarelor pot fi sintetizate în următorul tabel:

Tabel 5.2

$q_{TN}$	$q_{SN}$	$q_{RN}$	$u_{LR}$
0	0	0	$u_R$
0	0	1	$u_R + 2/3 U_o$
0	1	0	$u_R - 1/3 U_o$
0	1	1	$u_R + 1/3 U_o$
1	0	0	$u_R - 1/3 U_o$
1	0	1	$u_R + 1/3 U_o$
1	1	0	$u_R - 2/3 U_o$
1	1	1	$u_R$

În cazul comenzii PWM cu modulație sinusoidală [30], factorii de umplere aferenți întrerupătoarelor inferioare au o variație sinusoidală în jurul unei componente constante notate  $D_0$ , astfel:

$$\begin{cases} d_{RN} = D_0 - \frac{1}{2}D_M \sin \omega t \\ d_{SN} = D_0 - \frac{1}{2}D_M \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ d_{TN} = D_0 - \frac{1}{2}D_M \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \begin{cases} 0 \leq D_0 - \frac{1}{2}D_M \leq d_{RN} \leq D_0 + \frac{1}{2}D_M \leq 1 \\ 0 \leq D_0 - \frac{1}{2}D_M \leq d_{SN} \leq D_0 + \frac{1}{2}D_M \leq 1 \\ 0 \leq D_0 - \frac{1}{2}D_M \leq d_{TN} \leq D_0 + \frac{1}{2}D_M \leq 1 \end{cases} \quad (5.12)$$

În practică, modulația PWM sinusoidală se obține prin compararea unui sistem trifazat de tensiuni de comandă cu o tensiune în dinte de fierăstrău (Fig. 5.23). Componenta continuă din semnalul în dinte de fierăstrău va determina valoarea tensiunii de ieșire  $U_o$ , iar amplitudinea tensiunilor modulatorare sinusoidale raportată la valoarea vârf la vârf a semnalului linear variabil va determina valoarea  $U_M$ . Frecvența de comutație a circuitului va fi dată de perioada  $T_s$  a semnalului în dinte de fierăstrău.

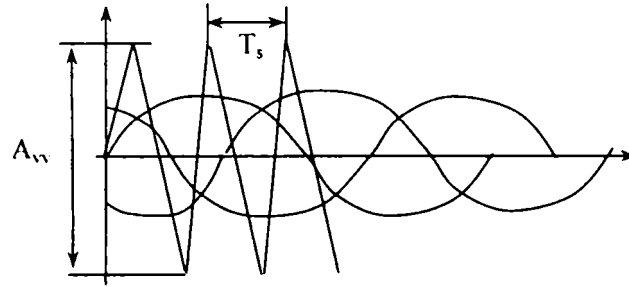


Fig. 5.23. Comanda cu modulație PWM sinusoidală

Prin medierea în raport cu  $T_s$  a tensiunii pe bobina  $L_R$ , conform (5.11), se va obține:

$$\overline{u_{LR}} = u_R + \left( \frac{2}{3}d_{RN} - \frac{1}{3}d_{SN} - \frac{1}{3}d_{TN} \right) U_o \quad (5.13)$$

Ținând în continuare cont de (5.12) pentru valorile factorilor de umplere, rezultă:

$$\overline{u_{LR}} = u_R - \frac{1}{2}D_M U_o \sin \omega t \quad (5.14)$$

Totodată  $u_R = U_M \sin \omega t$  reprezintă tot o tensiune sinusoidală ceea ce conduce la:

$$\overline{u_{LR}} = \left( U_M - \frac{1}{2}D_M U_o \right) \sin \omega t \quad (5.15)$$

Datorită faptului că frecvența de comutație este uzual ridicată inductanțele se aleg de valori mici, aceasta însemnând că valorile mediate ale tensiunilor pe acestea sunt practic nule (fiind produsul dintre valoarea inductanței și derivata curentului ce o străbate). Din aceste considerente va rezulta relația definitorie pentru realizarea comenzii prin modulație PWM sinusoidală:

$$\overline{u_{LR}} = 0 \Leftrightarrow U_M - \frac{1}{2}D_M U_o = 0 \Rightarrow U_o = \frac{2U_M}{D_M} \quad (5.16)$$

Deoarece amplitudinea factorului de umplere are o valoare subunitară, rezultă că tensiunea de ieșire trebuie să fie mai mare decât cel puțin dublul amplitudinii semnalului sinusoidal, variația factorului de umplere în cazul modulației PWM sinusoidale fiind prezentată în Fig. 5.24.

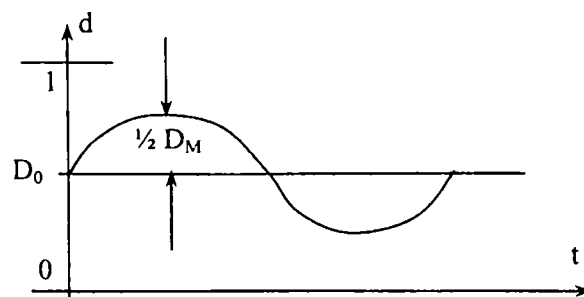


Fig. 5.24. Variația factorului de umplere pentru modulația PWM sinusoidală

### 5.3.2. Comanda cu histereză

#### 5.3.2.1. Comanda cu histereză a circuitului PFC trifazat BOOST CCM

În cazul acestui tip de comandă [84], de exemplu pentru faza  $R$ , atingerea valorii inferioare a referinței de curent (Fig. 5.25) va trebui să determine o comutație care să ducă la creșterea curentului, aceasta însemnând de fapt prin aplicarea unei tensiuni pozitive pe bobina  $L_R$ .

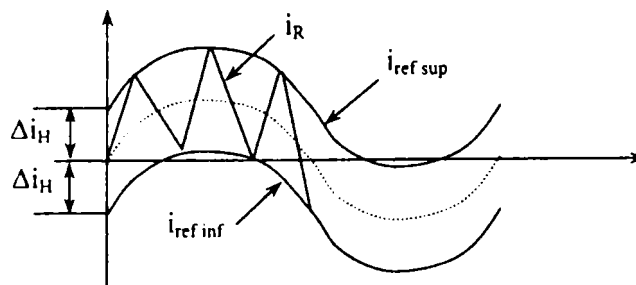


Fig. 5.25. Comanda cu histereză

În mod similar, atingerea referinței superioare de curent va trebui să determine o comutație care să determine scăderea curentului  $i_R$ , aceasta realizându-se prin aplicarea unei tensiuni negative pe bobina  $L_R$ . Conform tabelului 5.2 se poate vedea cum trebuie comandat, în funcție de semnul lui  $u_R$ , brațul aferent punții. Ori de câte ori  $d_{RN} = 0$  tensiunea de pe bobină,  $u_{LR}$ , este tensiunea fazei din care se scade o anumită mărime. Pe de altă parte atunci când  $d_{RN} = 1$ , tensiunea de pe bobină este tensiunea fazei la care se adună o cantitate pozitivă. În concluzie, pentru comanda cu histereză, dacă se dorește creșterea curentului se va aduce în conducție întrerupătorul inferior aferent fazei, iar dacă se dorește scăderea curentului se va aduce în conducție întrerupătorul superior aferent fazei. Din tabelul 5.2 rezultă:

$$d_{RN} = 1 \Leftrightarrow \begin{cases} u_{LR} = u_R \\ u_{LR} = u_R + \frac{1}{3}U_o \Rightarrow U_o \geq 3U_M \\ u_{LR} = u_R + \frac{2}{3}U_o \end{cases} \quad (5.17)$$

Relația anterioară arată că pentru a fi posibilă comanda cu histereză este necesar ca valoarea tensiunii de ieșire să fie cel puțin egală cu triplul valorii maxime a tensiunii de fază și nu toate întrerupătoarele să aibă aceeași stare de conducție.

#### 5.3.2.2. Comanda cu histereză a redresorului VIENNA

Se poate arăta [54], [107] că o variantă echivalentă pentru redresorul VIENNA, a cărei structură a fost prezentată în paragraful 5.2.4 este cea din Fig. 5.26.

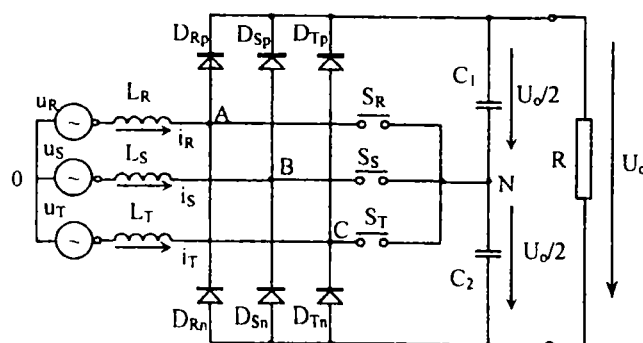


Fig. 5.26. Schema redresorului VIENNA

Fie  $q_R, q_S, q_T$  funcțiile de comutație ale întrerupătoarelor  $S_R, S_S, S_T$ . Evident capacitățile  $C_1$  și  $C_2$  se vor încărca cu polaritatea indicată în Fig.5.26, pentru că diodele  $D_{Rp}, D_{Sp}, D_{Tp}$  permit circulația unidirecțională a curentului de încărcare a lui  $C_1$ . Similar pentru  $D_{Rn}, D_{Sn}, D_{Tn}$  și  $C_2$ . Aceasta înseamnă că ori de câte ori unul dintre întrerupătoarele active este în conducție diodele aferente brațului punții la care acesta este legat vor fi blocate, deoarece tensiunile de pe capacitățile  $C_1$  și  $C_2$  le vor polariza invers. Evident când unul dintre întrerupătoarele active conduce tensiunea între punctul median al brațului punții aferent și punctul  $N$  este  $0$ . De exemplu, dacă  $S_R$  conduce,  $u_{AN} = 0$ . Atunci când unul dintre întrerupătoare este blocat va conduce acea diodă din brațul punții capabilă să preia curentul inductivității aferente. Astfel, dacă curentul prin bobina corespunzătoare este pozitiv va conduce dioda superioară și tensiunea între punctul median al brațului punții aferent și punctul  $N$  va fi egală cu tensiunea pe  $C_1$ , adică cu  $U_o/2$ . Dacă curentul inductiv este negativ, va conduce dioda inferioară din braț și tensiunea mai sus menționată va fi egală cu  $-U_o/2$ . Deci dacă examinăm de exemplu comutația lui  $S_R$  putem scrie că:

$$u_{AN} = \begin{cases} 0 & q_R = 1 \\ \frac{U_o}{2} & q_R = 0, i_R > 0 \\ -\frac{U_o}{2} & q_R = 0, i_R < 0 \end{cases} \quad (5.18)$$

și alte două relații analoge pentru  $u_{BN}$  și  $u_{CN}$ . Sintetic acest lucru se exprimă astfel:

$$\begin{cases} u_{AN} = (1 - q_R) \frac{U_o}{2} \operatorname{sgn}(i_R) \\ u_{BN} = (1 - q_S) \frac{U_o}{2} \operatorname{sgn}(i_S) \\ u_{CN} = (1 - q_T) \frac{U_o}{2} \operatorname{sgn}(i_T) \end{cases} \quad (5.19)$$

în care:

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (5.20)$$

În plus, din analiza circuitului din Fig. 5.26 rezultă următoarele relații:

$$\begin{cases} u_{A0} = -L \frac{di_{LR}}{dt} + u_R \\ u_{B0} = -L \frac{di_{LS}}{dt} + u_S \\ u_{C0} = -L \frac{di_{LT}}{dt} + u_T \end{cases} \Rightarrow u_{A0} + u_{B0} + u_{C0} = 0 \quad (5.21)$$

deoarece  $u_R + u_S + u_T = 0$ ,  $i_R + i_S + i_T = 0$  ceea ce implică faptul că  $d(i_R + i_S + i_T)/dt = 0$ .

Pe de altă parte, se poate scrie că:

$$\begin{cases} u_{A0} = u_{AN} + u_{N0} \\ u_{B0} = u_{BN} + u_{N0} \\ u_{C0} = u_{CN} + u_{N0} \end{cases} \quad (5.22)$$

Adunând relațiile anterioare și ținând cont de (5.21) va rezulta relația pentru  $u_{N0}$ :

$$u_{N0} = -\frac{1}{3}(u_{AN} + u_{BN} + u_{CN}) \quad (5.23)$$

Substituind (5.23) în (5.22) acestea devin:

$$\begin{cases} u_{A0} = \frac{2}{3}u_{AN} - \frac{1}{3}u_{BN} - \frac{1}{3}u_{CN} \\ u_{B0} = -\frac{1}{3}u_{AN} + \frac{2}{3}u_{BN} - \frac{1}{3}u_{CN} \\ u_{C0} = -\frac{1}{3}u_{AN} - \frac{1}{3}u_{BN} + \frac{2}{3}u_{CN} \end{cases} \quad (5.24)$$

La comanda cu histereză curentul fiecărei faze trebuie menținut între o anvelopă superioară și una inferioară. Cele două anvelope se obțin cel mai simplu dintr-un curent de referință la care se adună, respectiv se scade jumătate din banda de histereză, notată conform Fig. 5.25 cu  $\Delta i_H$ . Atunci când curentul fazei atinge anvelopa superioară, curentul fazei trebuie scăzut, ceea ce în fond înseamnă aplicarea unei tensiuni negative pe bobina fazei respective. Similar, la atingerea anvelopei inferioare pe bobina fazei trebuie aplicată o tensiune pozitivă care să determine creșterea curentului. Dificultatea comenzii cu histereză rezidă tocmai în a găsi modalitatea de comutație a întrerupătoarelor care să asigure aceste cerințe. Este evident deci că trebuie evaluate tensiunile pe bobinele circuitului. Avem:

$$\begin{cases} u_{LR} = u_R - u_{A0} \\ u_{LS} = u_S - u_{B0} \\ u_{LT} = u_T - u_{C0} \end{cases} \quad (5.25)$$

Înlocuind  $u_{A0}$ ,  $u_{B0}$ ,  $u_{C0}$  cu expresiile date de (5.24) se obțin expresiile căutate pentru tensiunile pe inductanțe în funcție de  $q_R$ ,  $q_S$ ,  $q_T$ :

$$\begin{cases} u_{LR} = u_R + \frac{U_o}{6} [2(q_R - 1)\text{sgn}(i_R) + (1 - q_S)\text{sgn}(i_S) + (1 - q_T)\text{sgn}(i_T)] \\ u_{LS} = u_S + \frac{U_o}{6} [(1 - q_R)\text{sgn}(i_R) + 2(q_S - 1)\text{sgn}(i_S) + (1 - q_T)\text{sgn}(i_T)] \\ u_{LT} = u_T + \frac{U_o}{6} [(1 - q_R)\text{sgn}(i_R) + (1 - q_S)\text{sgn}(i_S) + 2(q_T - 1)\text{sgn}(i_T)] \end{cases} \quad (5.26)$$

Însă deoarece  $i_R + i_S + i_T = 0$  este valabilă relația:

$$\text{sgn}(i_R) + \text{sgn}(i_S) + \text{sgn}(i_T) \in \{-1, 1\}. \quad (5.27)$$

Relațiile (5.26) și (5.27) stau la baza deciziilor de comutație necesare pentru a imprima bobinelor tensiunile necesare comenzii cu histereză. Din considerente de dimensiune a expunerii se vor prezenta în continuare concluziile finale. Acestea se rezumă la relațiile:

$$\begin{aligned} q_R &= \begin{cases} 1 & (i_R \leq i_{Rref} - \Delta i_H \wedge i_{Rref} \geq 0) \vee (i_R \geq i_{Rref} + \Delta i_H \wedge i_{Rref} < 0) \\ 0 & (i_R \geq i_{Rref} + \Delta i_H \wedge i_{Rref} \geq 0) \vee (i_R \leq i_{Rref} - \Delta i_H \wedge i_{Rref} < 0) \end{cases} \\ q_S &= \begin{cases} 1 & (i_S \leq i_{Sref} - \Delta i_H \wedge i_{Sref} \geq 0) \vee (i_S \geq i_{Sref} + \Delta i_H \wedge i_{Sref} < 0) \\ 0 & (i_S \geq i_{Sref} + \Delta i_H \wedge i_{Sref} \geq 0) \vee (i_S \leq i_{Sref} - \Delta i_H \wedge i_{Sref} < 0) \end{cases} \\ q_T &= \begin{cases} 1 & (i_T \leq i_{Tref} - \Delta i_H \wedge i_{Tref} \geq 0) \vee (i_T \geq i_{Tref} + \Delta i_H \wedge i_{Tref} < 0) \\ 0 & (i_T \geq i_{Tref} + \Delta i_H \wedge i_{Tref} \geq 0) \vee (i_T \leq i_{Tref} - \Delta i_H \wedge i_{Tref} < 0) \end{cases} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Verificarea prin simulare a comenzii cu histereză este prezentată la sfârșitul prezentului capitol.

### 5.3.3. Comanda integrativ – scalară

#### 5.3.3.1. Comanda integrativ - scalară a circuitului PFC trifazat BOOST CCM

Pentru realizarea comenzii de tip integrativ-scalară [106] se va media în raport cu perioada de comutație întregul circuit în vederea obținerii unei relații în care să intervină factorul de umplere continuu împreună cu elementele constante ale circuitului.

Curenții de intrare se vor converti în tensiuni prin intermediul unor traductori de curent de transrezistență  $R_s$ . Ecuațiile care dau expresiile factorilor de umplere se obțin impunând ca valorile mediate ale tensiunilor pe bobine, din relațiile (5.11), să fie nule.

$$\begin{cases} \overline{u_{LR}} = 0 = u_R + \left( \frac{2}{3}d_{RN} - \frac{1}{3}d_{SN} - \frac{1}{3}d_{TN} \right) U_o \\ \overline{u_{LS}} = 0 = u_S + \left( -\frac{1}{3}d_{RN} + \frac{2}{3}d_{SN} - \frac{1}{3}d_{TN} \right) U_o \\ \overline{u_{LT}} = 0 = u_T + \left( -\frac{1}{3}d_{RN} - \frac{1}{3}d_{SN} + \frac{2}{3}d_{TN} \right) U_o \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} -\frac{2}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} + \frac{1}{3}d_{TN} = \frac{u_R}{U_o} \\ \frac{1}{3}d_{RN} - \frac{2}{3}d_{SN} + \frac{1}{3}d_{TN} = \frac{u_S}{U_o} \\ \frac{1}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} - \frac{2}{3}d_{TN} = \frac{u_T}{U_o} \end{cases} \quad (5.29)$$

Ecuația anterioară poate fi scrisă și sub formă matricială, de tipul  $A \cdot X = B$ , astfel:

$$\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{U_o} \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Deoarece matricea A este singulară se propune soluția multiplă a acestei ecuații liniare de forma:

$$\begin{cases} d_{RN} = k_1 + k_2 \frac{u_R}{U_o} \\ d_{SN} = k_1 + k_2 \frac{u_S}{U_o} \\ d_{TN} = k_1 + k_2 \frac{u_T}{U_o} \end{cases} \quad (5.31)$$

Se observă că factorul de umplere aferent fiecărei faze depinde doar de tensiunea fazei respective. Deși  $k_1$  și  $k_2$  sunt niște constante arbitrare, prin alegerea  $k_2 = -1$ , va rezulta:

$$\begin{cases} d_{RN} = k_1 - \frac{u_R}{U_o} \\ d_{SN} = k_1 - \frac{u_S}{U_o} \\ d_{TN} = k_1 - \frac{u_T}{U_o} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{u_R}{k_1 U_o} = 1 - \frac{d_{RN}}{k_1} \\ \frac{u_S}{k_1 U_o} = 1 - \frac{d_{SN}}{k_1} \\ \frac{u_T}{k_1 U_o} = 1 - \frac{d_{TN}}{k_1} \end{cases} \quad (5.32)$$

Valorile mediate ale curenților de fază trebuie să fie proporționale cu tensiunile fazelor corespunzătoare, constanta de proporționalitate fiind rezistența emulată  $R_e$ , conform:

$$\begin{cases} u_R = R_e \bar{i}_R \\ u_S = R_e \bar{i}_S \\ u_T = R_e \bar{i}_T \end{cases} \quad (5.33)$$

și înlocuind în relațiile (5.32) se obțin:

$$\begin{cases} \frac{R_e}{k_1 U_o} \bar{i}_R = 1 - \frac{d_{RN}}{k_1} \\ \frac{R_e}{k_1 U_o} \bar{i}_S = 1 - \frac{d_{SN}}{k_1} \\ \frac{R_e}{k_1 U_o} \bar{i}_T = 1 - \frac{d_{TN}}{k_1} \end{cases} \quad (5.34)$$

Dacă în loc de valorile mediate ale curenților de intrare se vor pune în evidență tensiunile de pe traductoarele de curent corespunzătoare fiecărei faze relația (5.34) devine:

$$\begin{cases} \frac{R_e}{k_1 R_s U_o} (R_s \bar{i}_R) = 1 - \frac{d_{RN}}{k_1} \\ \frac{R_e}{k_1 R_s U_o} (R_s \bar{i}_S) = 1 - \frac{d_{SN}}{k_1} \\ \frac{R_e}{k_1 R_s U_o} (R_s \bar{i}_T) = 1 - \frac{d_{TN}}{k_1} \end{cases} \quad (5.35)$$

Notând  $U_m = R_s k_1 U_o / R_e$  și trecând în domeniul temporal, adică  $d \rightarrow t / T_s$ , din relația anterioară pot fi exprimate tensiunile de pe traductoare în funcție de legea de variație a tensiunii purtătoare, rezultând:

$$\begin{cases} R_s \bar{i}_R = U_m \left( 1 - \frac{t}{k_1 T_s} \right) \\ R_s \bar{i}_S = U_m \left( 1 - \frac{t}{k_1 T_s} \right) \\ R_s \bar{i}_T = U_m \left( 1 - \frac{t}{k_1 T_s} \right) \end{cases} \quad (5.36)$$

Relația de mai sus arată că momentul de blocare al unui întrerupător din partea inferioară a unui braț al punții se obține în momentul egalității tensiunii de pe traductorul corespunzător fazei cu valoarea unui semnal de tip dinte de fierestrău coborât.

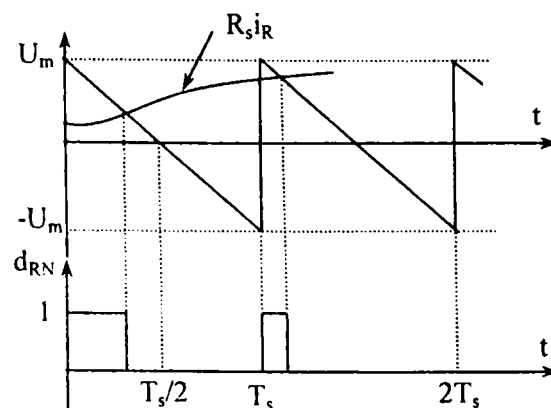


Fig. 5.27. Modul de obținere al factorului de umplere pentru o fază

Pentru implementarea practică, pe baza relației (5.36), termenul  $U_m$  reprezintă tensiunea de la ieșirea unui controller de tensiune având o bandă îngustă, asta însemnând că pe durata unei perioade de comutație  $T_s$  se poate admite că această tensiune are o valoare constantă. Astfel, termenul  $U_m t/(k_I T_s)$  poate fi implementat cu ajutorul unui integrator resetabil (având constanta  $\tau = k_I T_s$ , și mărimea de integrat  $U_m$ ). O schemă pentru circuitul de comandă în mod integrativ al circuitului PFC trifazat este prezentată în Fig. 5.28.

Controllerul de tensiune, ce furnizează integratorului semnalul  $U_m$ , conține un circuit de compensare. Semnalul de tact  $CLK$  resetează integratorul și totodată setează circuitele bistabile la ieșirile cărora se găsesc factorii de umplere pentru întrerupătoarele punții. Mediarea curenților de intrare, proveniți prin intermediul traductoarelor de curent  $R_s$ , este realizată cu ajutorul unor filtre trece-jos având constanta de filtrare mică, deoarece medierea este executată în raport cu perioada de comutație  $T_s$ , care este de valoare redusă.

Se observă că purtătoarea cu care sunt comparate tensiunile proporționale cu curenții mediați este aceeași pentru cele trei faze (brațe ale punții), proprietate datorată alegerii legilor de variație a factorilor de umplere sub forma dată de relațiile (5.31), (5.32) care arată că fiecare factor de umplere depinde doar de tensiunea de fază care alimentează brațul punții din care întrerupătorul respectiv face parte.

Schema bloc prezentată poate fi simplificată dacă integratorul nu este resetat la zero ci la valoarea  $U_m$ , în acest caz circuitul de diferență consecutiv integratorului dispărând.

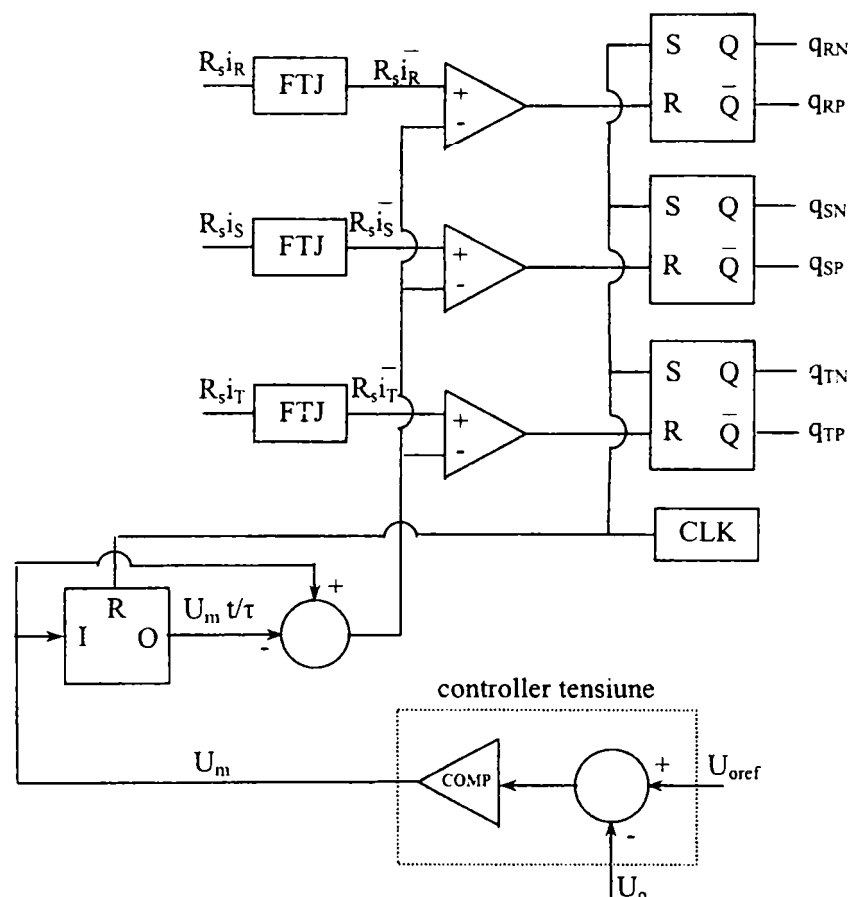


Fig. 5.28. Schema bloc pentru modul de comandă integrativ

Simulările și experimentările au arătat că la sarcini reduse și atunci când tensiunea  $U_m$  este mică curenții de fază evoluează necontrolat, producând distorsiuni puternice. Aceste situații apar la începutul unei perioade atunci când bistabilele sunt setate ( $q_{RN} = q_{SN} = q_{TN} = 1$ ) și, conform tabelului 5.2, tensiunile pe bobine sunt egale cu tensiunile fazelor corespunzătoare. Necontrolabilitatea curenților provine din faptul că dacă pantele acestora



( $R_s u_R/L$ ,  $R_s u_S/L$ ,  $R_s u_T/L$ ) sunt mai mari, în modul, decât panta tensiunii purtătoare, atunci tensiunile corespunzătoare curenților vor depăși valoarea purtătoare înainte de dispariția semnalului de tact  $CLK$ . Astfel, intersecția cu tensiunea purtătoare nu va mai avea loc, circuitele bistabile nu se vor mai reseta și ca rezultat curentul va continua să crească (sau să scadă) într-un mod necontrolat.

Considerând cazul fazei  $u_R$ , condiția de intersecție a tensiunii de pe traductorul de curent cu tensiunea purtătoare este ca panta ei să fie mai mică decât cea a purtătoare, din care va rezulta o valoare minimă a inductanței plasată la intrare:

$$\left| R_s \frac{u_R}{L} \right| \leq \left| -\frac{U_m}{\tau} \right| \Rightarrow L \geq \tau R_s \left| \frac{u_R}{U_m} \right| \quad (5.37)$$

Situația cea mai defavorabilă, din punct de vedere al tensiunii de fază, este atunci când aceasta este maximă,  $u_R = U_M$ , relația anterioară devenind:

$$L \geq \tau R_s \frac{U_M}{U_m} \quad (5.38)$$

Dacă se cunosc limitele de variație ale sarcinii atunci se cunosc limitele, minimă și maximă, între care se modifică  $U_m$ , rezultând:

$$L \geq \tau R_s \frac{U_M}{U_{m \min}} \quad (5.39)$$

În multe aplicații practice ale comenzii integrative în procesul de comparație nu sunt utilizate valorile mediate ale curenților ci chiar valorile lor instantanee. Astfel, mărimile controlate nu mai sunt curenții mediați ci valorile de vârf ale acestora în decursul unei perioade de comutație. Prin această procedură se introduce deliberat o eroare de comandă, care este însă mică, avantajul costând în dispariția celor trei filtre  $FTJ$  de la intrare.

În **opinia autorului** comanda integrativă prezintă o serie de *avantaje* cum ar fi: nu necesită o buclă de curent, nu necesită circuite de multiplicare-divizare, funcționarea are loc la frecvență constantă, nu este necesară măsurarea tensiunii de fază, imunitatea la zgomote este bună datorită integrării, schema fiind simplă și robustă.

### 5.3.3.2. Comanda integrativ – scalară a circuitului PFC trifazat VIENNA

Structura redresorului trifazat PFC VIENNA, prezentată în paragraful 5.2.4., este reluată în figura următoare. În ceea ce privește comanda integrativ-scalară [105], se va presupune că filtrajul la ieșire este suficient de bun pentru a se putea admite că tensiunea de ieșire este constantă,  $U_o$ , modul de funcționare al circuitului fiind presupus a fi CCM.

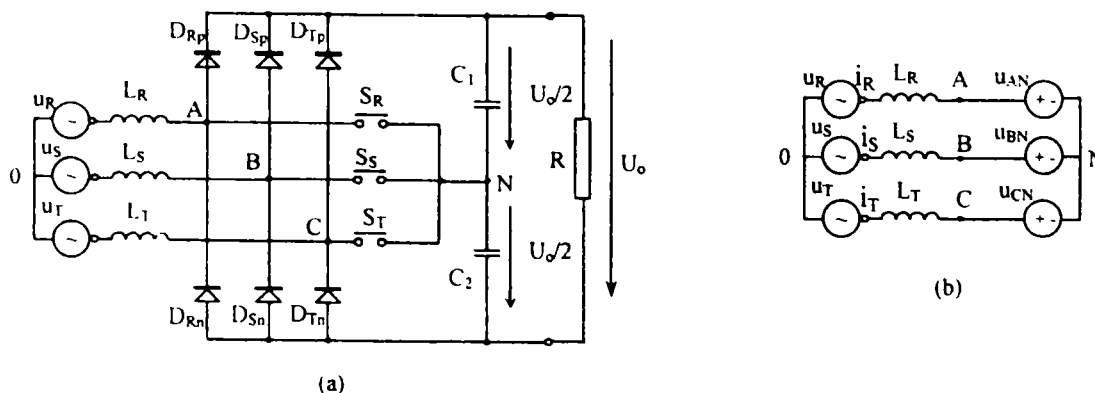


Fig. 5.29. a – Schema redresorului VIENNA  
b – Modelul mediat

În paragraful (5.3.2.2), referitor la comanda cu histereză au fost deduse următoarele relații:

$$\begin{cases} u_{AN} = (1 - q_R) \frac{U_o}{2} \operatorname{sgn}(i_R) \\ u_{BN} = (1 - q_S) \frac{U_o}{2} \operatorname{sgn}(i_S) \\ u_{CN} = (1 - q_T) \frac{U_o}{2} \operatorname{sgn}(i_T) \end{cases}, \quad \begin{cases} u_{A0} = \frac{2}{3} u_{AN} - \frac{1}{3} u_{BN} - \frac{1}{3} u_{CN} \\ u_{B0} = -\frac{1}{3} u_{AN} + \frac{2}{3} u_{BN} - \frac{1}{3} u_{CN} \\ u_{C0} = -\frac{1}{3} u_{AN} - \frac{1}{3} u_{BN} + \frac{2}{3} u_{CN} \end{cases} \quad (5.40)$$

Notând cu  $d_R, d_S, d_T$  factorii de umplere corespunzători întrerupătoarelor  $S_R, S_S, S_T$  și mediind în raport cu  $T_s$  cele șase relații anterioare, rezultă:

$$\begin{cases} \overline{u_{AN}} = (1 - d_R) \frac{U_o}{2} \operatorname{sign}(i_R) \\ \overline{u_{BN}} = (1 - d_S) \frac{U_o}{2} \operatorname{sign}(i_S) \\ \overline{u_{CN}} = (1 - d_T) \frac{U_o}{2} \operatorname{sign}(i_T) \end{cases}, \quad \begin{cases} \overline{u_{A0}} = \frac{2}{3} \overline{u_{AN}} - \frac{1}{3} \overline{u_{BN}} - \frac{1}{3} \overline{u_{CN}} \\ \overline{u_{B0}} = -\frac{1}{3} \overline{u_{AN}} + \frac{2}{3} \overline{u_{BN}} - \frac{1}{3} \overline{u_{CN}} \\ \overline{u_{C0}} = -\frac{1}{3} \overline{u_{AN}} - \frac{1}{3} \overline{u_{BN}} + \frac{2}{3} \overline{u_{CN}} \end{cases} \quad (5.41)$$

Din punct de vedere al valorilor mediate, poate fi făcută următoarea aproximare:

$$\begin{cases} \overline{u_{A0}} = -\overline{u_{LR}} + \overline{u_R} \\ \overline{u_{B0}} = -\overline{u_{LS}} + \overline{u_S} \\ \overline{u_{C0}} = -\overline{u_{LT}} + \overline{u_T} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \overline{u_{A0}} \cong u_R \\ \overline{u_{B0}} \cong u_S \\ \overline{u_{C0}} \cong u_T \end{cases} \quad (5.42)$$

deoarece  $\overline{u_{R,S,T}} \cong u_{R,S,T}$  iar  $\overline{u_{LR,LS,LT}} \cong 0$ , medierea fiind în raport cu perioada de comutație  $T_s$ .

Înlocuind relațiile (5.42) în (5.41) va rezulta ecuația matricială:

$$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1 - d_R) \operatorname{sign}(i_R) \\ (1 - d_S) \operatorname{sign}(i_S) \\ (1 - d_T) \operatorname{sign}(i_T) \end{bmatrix} = \frac{2}{U_o} \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

Se cunoaște că valorile mediate ale curenților de fază trebuie să fie proporționale cu tensiunile fazelor corespunzătoare, constanta de proporționalitate fiind rezistența emulată  $R_e$  și considerând că  $R_s$  este rezistența traductoarelor de curent aferente celor trei faze se pot scrie relațiile tensiunilor de fază astfel:

$$\begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} = R_e \begin{bmatrix} \overline{i_R} \\ \overline{i_S} \\ \overline{i_T} \end{bmatrix} = \frac{R_e}{R_s} \begin{bmatrix} R_s \overline{i_R} \\ R_s \overline{i_S} \\ R_s \overline{i_T} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

Dacă se vor efectua notațiile:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} (1 - d_R) \operatorname{sign}(i_R) \\ (1 - d_S) \operatorname{sign}(i_S) \\ (1 - d_T) \operatorname{sign}(i_T) \end{bmatrix}, \quad u_{\text{trad}} = \begin{bmatrix} R_s \overline{i_R} \\ R_s \overline{i_S} \\ R_s \overline{i_T} \end{bmatrix}$$

relațiile (5.43) vor deveni astfel:

$$A \cdot d = \frac{R_e}{R_s} \frac{2}{U_o} u_{\text{trad}} \Rightarrow A \cdot d = \frac{1}{U_m} u_{\text{trad}} \quad (5.45)$$

în care s-a notat cu  $U_m$  tensiunea modulatoare de comandă,  $U_m = U_o R_s / (2R_e)$ .

Deoarece matricea  $A$  este singulară, soluțiile sistemului dat de (5.45) sunt multiple și ținând cont de faptul că este bine ca  $d_R$ ,  $d_S$ ,  $d_T$  să depindă doar de tensiunea fazei la care sunt conectate întrerupătoarele corespunzătoare  $S_R$ ,  $S_S$ ,  $S_T$ , poate fi exprimată o soluție a sistemului astfel:

$$d = \frac{1}{U_m} \left[ K_1 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + K_2 u_{\text{trad}} \right] \quad (5.46)$$

în care  $K_1$  și  $K_2$  sunt parametrii constanți ce pot fi determinați prin înlocuirea relației (5.46) în (5.45) obținându-se:

$$\left[ K_1 \cdot A \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + K_2 \cdot A u_{\text{trad}} \right] = u_{\text{trad}} \quad (5.47)$$

$K_1$  poate fi orice număr real și pentru simplificare se alege  $K_1 = 0$ , relația pentru  $K_2$  devenind:

$$K_2 \cdot A u_{\text{trad}} = u_{\text{trad}} \Leftrightarrow K_2 \cdot u_{\text{trad}} = u_{\text{trad}} \Rightarrow K_2 = 1 \quad (5.48)$$

deoarece ținând cont de faptul că  $i_R + i_S + i_T = 0$  (relație valabilă și în cazul valorilor mediate) printr-un calcul simplu se poate deduce că  $A u_{\text{trad}} = u_{\text{trad}}$ . Astfel, prin înlocuirea valorilor constantelor  $K_1$  și  $K_2$  se vor obține ecuațiile:

$$\begin{cases} U_m (1 - d_R) \text{sign}(i_R) = R_s \bar{i}_R \\ U_m (1 - d_S) \text{sign}(i_S) = R_s \bar{i}_S \\ U_m (1 - d_T) \text{sign}(i_T) = R_s \bar{i}_T \end{cases} \quad (5.49)$$

Dacă admitem curenții mediați ai celor trei faze ca fiind sinusoidali și cu pulsații reduse atunci se poate spune că  $\text{sign}(i) \cong \text{sign}(\bar{i})$  ceea ce face ca relațiile (5.49) să devină (trecând în domeniul temporal  $d \rightarrow t/T_s$ ):

$$\begin{cases} U_m (1 - d_R) = R_s \frac{\bar{i}_R}{\text{sign}(\bar{i}_R)} \\ U_m (1 - d_S) = R_s \frac{\bar{i}_S}{\text{sign}(\bar{i}_S)} \\ U_m (1 - d_T) = R_s \frac{\bar{i}_T}{\text{sign}(\bar{i}_T)} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_m (1 - d_R) = R_s |\bar{i}_R| \\ U_m (1 - d_S) = R_s |\bar{i}_S| \\ U_m (1 - d_T) = R_s |\bar{i}_T| \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = R_s |\bar{i}_R| \\ U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = R_s |\bar{i}_S| \\ U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = R_s |\bar{i}_T| \end{cases} \quad (5.50)$$

acestea reprezentând ecuațiile specifice comenzii integrative scalare. Modulul valorilor mediate de curent se obține prin folosirea pe fiecare fază a câte unui redresor bialternanță. Obținerea valorilor mediate ale curenților prin inductanțe este destul de dificilă practic, folosindu-se un FTJ de tip RC. Dacă însă pulsațiile curenților inductivi sunt suficient de reduse în raport cu valoarea mediată atunci pot fi comparate în mod direct valorile instantanee cu purtătoarea, astfel comanda devine una prin curentul de vârf local prin inductanțe:

Se poate observa că purtătoarea este parabolică, putându-se realiza cu ajutorul a două integroare resetabile, așa cum reiese din schema bloc prezentată în Fig. 5.31a.

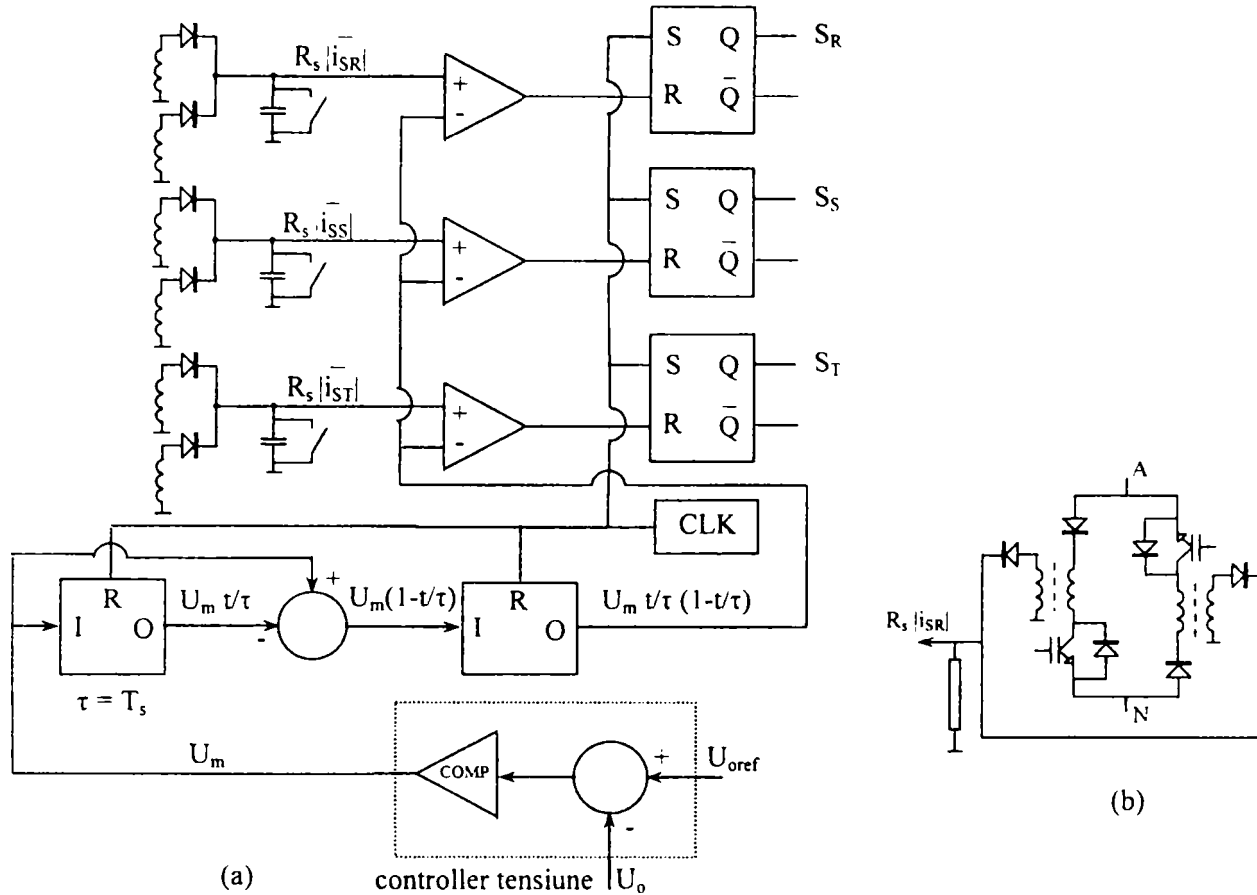


Fig. 5.31. a - Schema bloc pentru comanda integrativ-scalară, cu detecția curentului mediat prin întrerupătoare, a circuitului PFC Vienna  
b - Modul de detecție al curentului printr-un întrerupător

Pentru detecția valorilor mediate ale curenților prin întrerupătoare se observă că dacă se integrează curentul pe intervalul  $(0, dT_s)$  se obține valoarea sa mediată (pe intervalul  $(dT_s, T_s)$  curentul e nul). Practic o tensiune proporțională cu integrala unui curent se obține prin încărcarea unei capacități cu acel curent, capacitatea descărcându-se rapid atunci când curentul e nul. Considerând capacitățile de integrare  $C_R, C_S, C_T$ , de valori egale și  $n$  raportul de transformare al transformatoarelor de curent plasate în serie cu fiecare întrerupător bidirecțional (Fig. 5.31b), relațiile (5.58) vor deveni:

$$\begin{cases} U_m \frac{t}{T_s} \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = \frac{1}{nC_R f_s} |i_{SR}| \\ U_m \frac{t}{T_s} \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = \frac{1}{nC_S f_s} |i_{SS}| \\ U_m \frac{t}{T_s} \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = \frac{1}{nC_T f_s} |i_{ST}| \end{cases} \quad (5.59)$$

în care  $R_s = 1/(nC f_s)$ .

Funcționarea redresorului VIENNA având comandă integrativ-scalară a fost verificată prin simulare, atât în condițiile detecției curentului mediu prin bobine sau întrerupătoare, cât și în cazul comenzii prin curentul de vârf al acestora. Rezultatele simulării vor fi prezentate într-un paragraf următor.

### 5.3.4. Controllere vectoriale integrative universale

Ca și la comanda vectorială a invertoarelor se pot dezvolta controllere vectoriale și pentru circuitele PFC trifazate. Mai mult, un astfel de controller se va demonstra că este aplicabil unui set de circuite cu proprietăți topologice comune. Astfel autorul elaborează un controller vectorial universal pentru familia convertoarelor de tip BUCK și BUCK-BOOST, un altul pentru convertoare reductibile la o topologie zisă BOOST duală serie și un altul pentru convertoare reductibile la o structură numită BOOST duală paralel.

#### 5.3.4.1. Controllere vectoriale integrative pentru circuitele PFC trifazate de tip BUCK și BUCK-BOOST

Circuitele PFC trifazate de tip BUCK se pretează aplicațiilor în care se dorește obținerea unei tensiuni de ieșire de valoare mai redusă decât cea de intrare. Uzual în cazul topologiilor BUCK, curentul de intrare fiind întrerupt, acesta este puternic distorsionat ceea ce necesită o filtrare pretențioasă la intrarea circuitului. În lucrare se va prezenta o metodă de comandă de tip integrativ-vectorial prin intermediul căreia curentul de intrare va urmări un curent de referință sinusoidal în fiecare perioadă de comutație, reducându-se drastic distorsiunile acestuia chiar dacă curentul de ieșire prezintă pulsații pronunțate [108].

Schema de principiu a unui redresor trifazat de tip BUCK cu trei întrerupătoare active este prezentată în Fig. 5.32a.

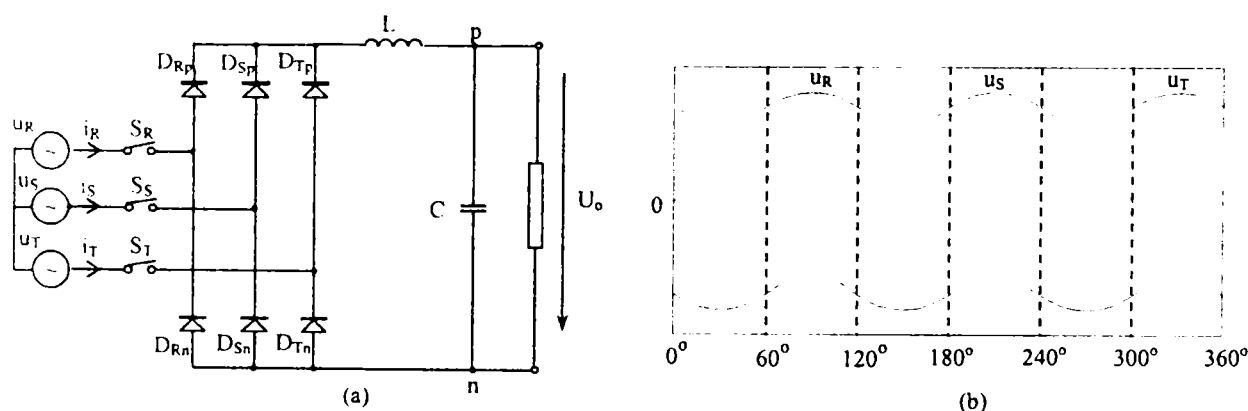


Fig. 5.32. a - Schema circuitului PFC trifazat de tip BUCK cu trei întrerupătoare  
b - Cele 6 regiuni corespunzătoare unei perioade a sistemului trifazat

Comanda întrerupătoarelor în mod integrativ-vectorial se realizează prin comanda în frecvență ridicată a câte două întrerupătoare pe durata a  $60^\circ$  de grade din perioada unei faze. Dacă se analizează funcționarea pe durata intervalului  $[60^\circ, 120^\circ]$ , pe durata acestuia  $u_R > 0$  și  $u_S, u_T < 0$ . Este necesar ca pe durata acestui interval tensiunile de linie să îndeplinească condițiile:  $u_{RS} \geq U_o$  și  $u_{RT} \geq U_o$ . Considerând sistemul trifazat format din trei tensiuni sinusoidale defazate între ele cu  $120^\circ$ , pot fi exprimate tensiunile de linie după cum urmează:

$$\begin{cases} u_{RS} = u_R - u_S = \sqrt{3}U_M \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \\ u_{RT} = u_R - u_T = -\sqrt{3}U_M \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (5.60)$$

Valorile minime ale lui  $u_{RS}$  și  $u_{RT}$  se obțin pentru  $\omega t = -\pi/6$ , respectiv pentru  $\omega t = \pi/6$ , ceea ce conduce la obținerea condiției de funcționare corectă a circuitului:

$$\begin{cases} u_{RS \min} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_M \\ u_{RT \min} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_M \end{cases} \Rightarrow U_o \leq \frac{\sqrt{3}}{2} U_M \quad (5.61)$$

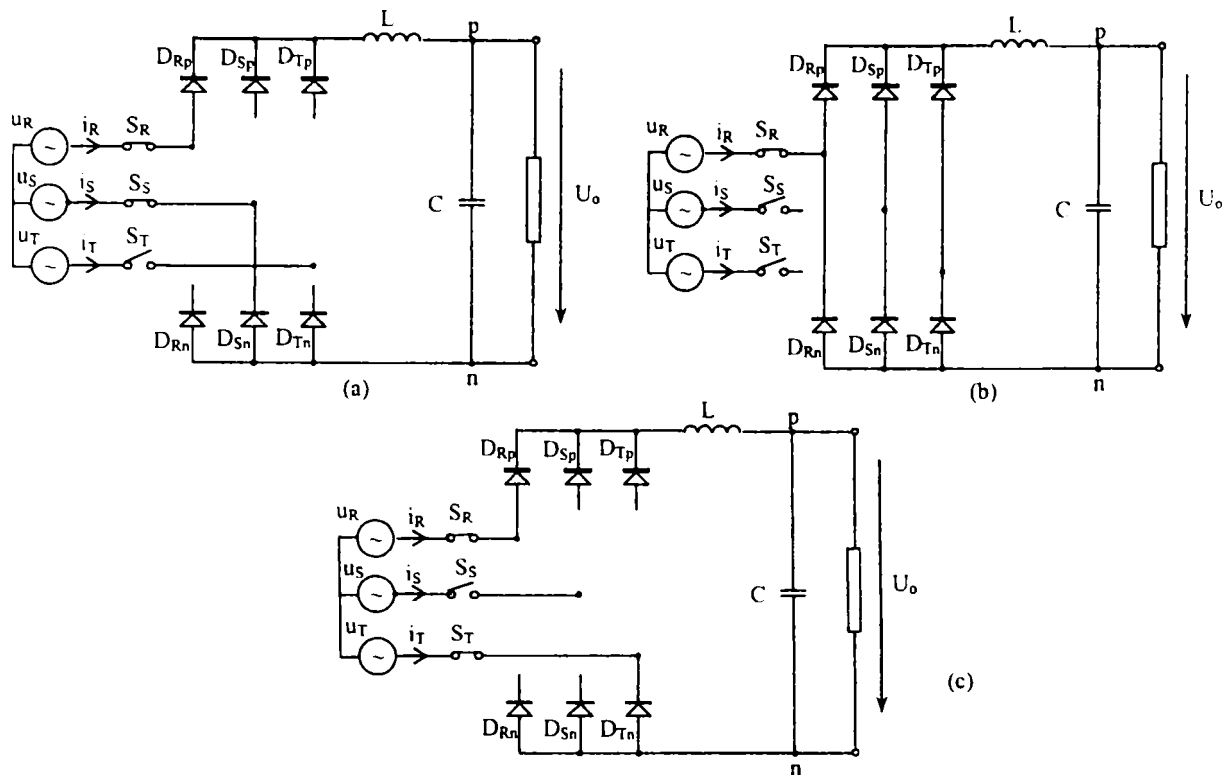


Fig. 5.33. Schema echivalentă a circuitului PFC trifazat de tip BUCK pe intervalul  $[60^\circ, 120^\circ]$   
 a -  $S_R$ -ON,  $S_S$ -ON,  $S_T$ -OFF b -  $S_R$ -ON,  $S_S$ -OFF,  $S_T$ -OFF, c -  $S_R$ -ON,  $S_S$ -OFF,  $S_T$ -ON

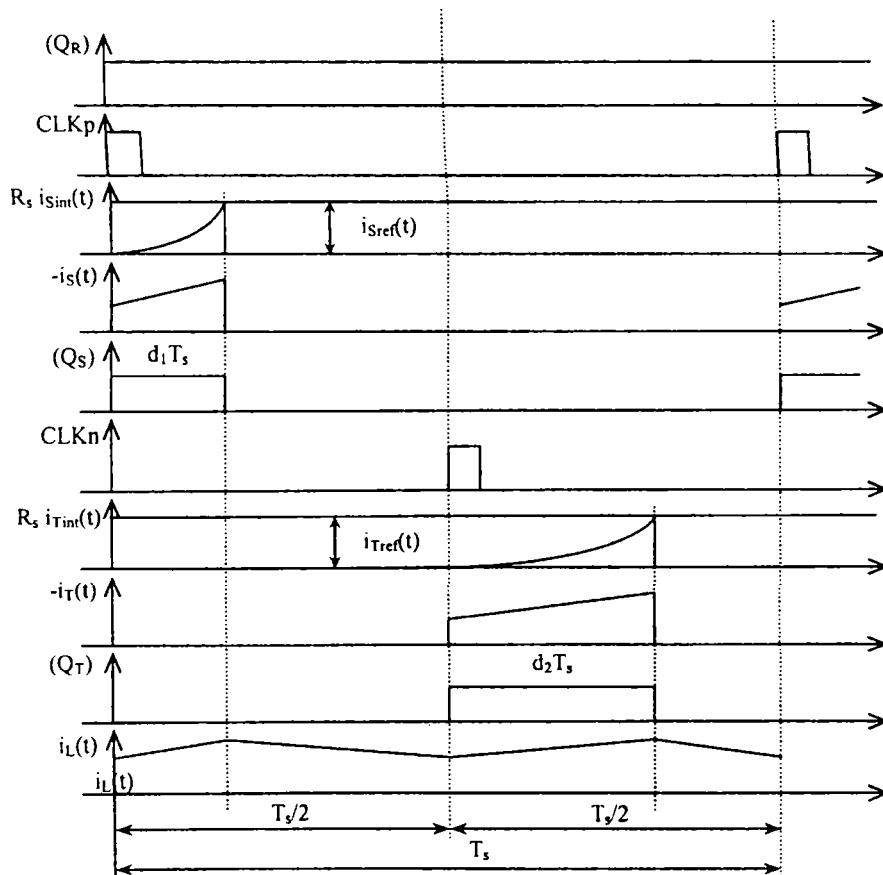


Fig. 5.34. Formele de undă ale comenzii integrativ-vectoriale, pe intervalul  $60^\circ - 120^\circ$ , pentru redresorul trifazat cu 3 întrerupătoare derivat din structura BUCK,

Așadar, în regiunea  $[60^\circ-120^\circ]$  întrerupătorul  $S_R$  este în conducție pe întreaga durată, iar întrerupătoarele  $S_S$  și  $S_T$  sunt comandate cu frecvența  $f_s$  de așa manieră încât curenții de fază  $i_S$ ,  $i_T$  să urmărească tensiunile  $u_S$ , respectiv  $u_T$ . Deoarece  $u_R+u_S+u_T=0$  și  $i_R+i_S+i_T=0$ , curentul  $i_R$  va urmări tensiunea  $u_R$  și se va obține un factor de putere unitar. Scopul comenzii integrativ-vectoriale este de a controla curenții de fază  $i_S$ ,  $i_T$  astfel încât valorile lor mediate să urmărească tensiunile de fază corespunzătoare. Pe durata intervalului când un întrerupător este în conducție, curentul prin acesta este egal cu curentul prin bobină, de aceea curentul sesizat va fi chiar curentul prin bobină. În Fig. 5.33 sunt prezentate schemele echivalente ale circuitului corespunzătoare regiunii  $[60^\circ-120^\circ]$ , în funcție de starea celor trei întrerupătoare.

Procese care au loc pe durata unei perioade de comutație  $T_s$  implică divizarea acestuia în două intervale egale: pe primul interval are loc conducția lui  $S_S$  (Fig. 5.33a), respectiv blocarea acestuia (Fig. 5.33b), iar pe cea de-a doua semiperioadă are loc conducția lui  $S_T$  (Fig. 5.33c), respectiv blocarea acestuia (Fig. 5.33b). Pe duratele când  $S_S$  respectiv  $S_T$  conduc, circuitul se comportă ca un circuit BUCK clasic, curentul prin inductanța  $L$  fiind de formă crescătoare. Atunci când cele două întrerupătoare,  $S_S$  și  $S_T$ , sunt blocate inductanța  $L$  își descarcă energia pe sarcină, curentul prin ea fiind de formă descrescătoare.

Formele de undă ce caracterizează funcționarea pentru regiunea  $[60^\circ-120^\circ]$  sunt prezentate în Fig. 5.34. Se observă că sunt necesare 2 semnale de tact  $CLK_p$  și  $CLK_n$  care au aceeași frecvență dar sunt defazate cu  $180^\circ$ . La începutul perioadei de comutație, tactul  $CLK_p$  aduce întrerupătorul  $S_S$  în conducție, circuitul echivalent fiind prezentat în figura 5.33a. Curentul prin bobină, care este egal cu cel al fazei  $S$ ,  $i_S$ , este integrat cu un integrator, iar când valoarea integrată  $R_s \cdot i_{S\text{int}}(t)$  egalează curentul de referință  $i_{Sref}$ , întrerupătorul  $S_S$  este blocat și integratorul va fi resetat la 0. Acest lucru poate fi exprimat prin relația următoare, în care  $T_s$  este perioada de comutație și  $\tau$  este constanta de timp a integratorului:

$$\begin{aligned} R_s \cdot i_{S\text{int}}(t) \Big|_{t=d_1 T_s} &= i_{Sref}(t) \Big|_{t=d_1 T_s} \Leftrightarrow \frac{1}{\tau} \int_0^{d_1 T_s} R_s \cdot i_L(t) dt = -KU_m u_S \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \frac{T_s}{\tau} \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{d_1 T_s} R_s \cdot (-i_S(t)) dt = -KU_m u_S \Leftrightarrow \frac{T_s}{\tau} R_s \cdot \bar{i}_S = KU_m u_S \end{aligned} \quad (5.62)$$

Relația anterioară arată că valoarea mediată a curentului de fază urmărește curentul de referință în fiecare perioadă de comutație. Datorită faptului că valoarea curentului de referință este proporțională cu tensiunea de fază  $u_S$ , valoarea mediată a curentului fazei  $S$  va urmări tensiunea de fază fiind îndeplinită condiția factorului de putere unitar. Valoarea rezistenței emulate, definită ca  $R_e = u_S / \bar{i}_S$ , se determină din relația anterioară fiind:

$$R_e = \frac{T_s R_s}{\tau K U_m} = R_s \frac{1}{\tau f_s K U_m} \quad (5.63)$$

în care  $[K] = V^{-1}$ .

Este posibilă pe de altă parte sesizarea curentului printr-un întrerupător, situație în care este util a se integra acel curent, sesizat cu un transformator de curent având raportul  $n$  (transformatorul fiind ușor resetabil), pe o capacitate de integrare  $C_i$ . În această situație relația (5.62) devine:

$$\begin{aligned} U_{C_i} \Big|_{t=d_1 T_s} &= i_{Sref}(t) \Big|_{t=d_1 T_s} \Leftrightarrow \frac{1}{nC_i} \int_0^{d_1 T_s} i_L(t) dt = -KU_m u_S \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \frac{T_s}{nC_i} \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{d_1 T_s} -i_S(t) dt = -KU_m u_S \Leftrightarrow \frac{T_s}{nC_i} \bar{i}_S = KU_m u_S \end{aligned} \quad (5.64)$$

Valoarea rezistenței emulate este în această situație:

$$R_e = \frac{T_s}{nC_i K U_m} = \frac{1}{nC_i f_s K U_m} \quad (5.65)$$

Analizând cele două relații ce definesc valoarea rezistenței emulate se poate observa ușor corespondența dintre mărimile  $R_s$  și  $\tau/(nC_i)$ .

În vederea proiectării circuitului, atunci când se cunosc tensiunea  $U_o$  și rezistența de ieșire,  $R$ , sau puterea de la ieșire  $P_o$ , respectiv amplitudinea tensiunii unei faze  $U_M$ , din bilanțul puterilor se poate determina valoarea tensiunii de comandă  $U_m$ . Pentru cazul când se face sesizarea curentului prin bobină, cunoscând constanta de timp a integratorului  $\tau$ , transrezistența traductorului de curent  $R_s$  și frecvența de comutație  $f_s$ , va rezulta:

$$3 \frac{U_M^2}{2R_c} = \frac{U_o^2}{R} \Rightarrow U_o = U_M \sqrt{\frac{3R}{2R_c}} \Rightarrow U_m = \frac{2U_o^2 R_s}{3U_M^2 R f_s K} \quad (5.66)$$

În cealaltă situație, când se realizează sesizarea curentului prin întrerupător, cunoscând raportul de transformare  $n$  al transformatorului de curent, capacitatea de integrare  $C_i$  și frecvența de comutație  $f_s$ , se va obține:

$$3 \frac{U_M^2}{2R_c} = \frac{U_o^2}{R} \Rightarrow U_o = U_M \sqrt{\frac{3R}{2R_c}} \Rightarrow U_m = \frac{2U_o^2}{3U_M^2 nC_i f_s R K} \quad (5.67)$$

Pentru următoarea semiperioadă de comutație întrerupătorul  $S_T$  este comandat astfel încât curentul mediat al fazei  $T$  va urmări, de asemenea, curentul de referință în fiecare perioadă de comutație, circuitul echivalent fiind prezentat în figura 5.33c. Per ansamblu, indiferent de regiunea selectată curentul mediat de la intrare va urmări curentul de referință în mod independent de curentul de sarcină.

Pentru obținerea semnalelor de comandă prezentate în figura anterioară, caracteristică regiunii  $[60^\circ-120^\circ]$ , se poate folosi o schemă bloc ca și cea prezentată în Fig. 5.35. care folosește două semnale de tact de aceeași frecvență, defazate cu  $180^\circ$ , două integratoare resetabile, circuite de multiplicare și însumare. Controllerul de tensiune furnizează tensiunea de comandă  $U_m$ . Curentul de sarcină poate avea pulsații mari, dar acestea nu vor afecta distorsiunile curentului de intrare. Cu acest algoritm de comandă, factorii de umplere ai întrerupătoarelor  $S_S$  și  $S_T$  sunt limitați la 50%.

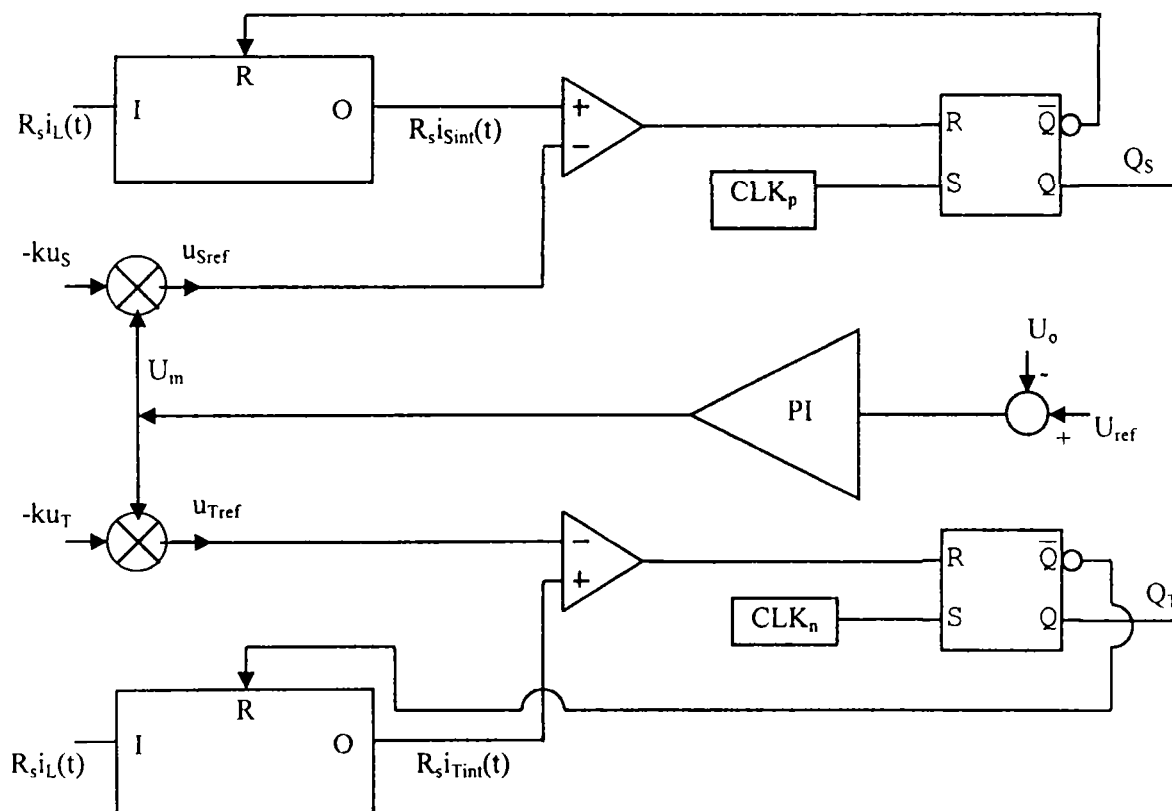


Fig. 5.35. Controllerul integrativ ce furnizează semnalele de comandă pe intervalul  $60^\circ - 120^\circ$



În funcționare, parametrii cu care lucrează blocul de comandă se modifică la fiecare  $60^\circ$  (de exemplu, pe perioada  $120^\circ - 180^\circ S_T$  conduce pe întreaga perioadă de  $60^\circ$ , celelalte două întrerupătoare fiind comandate prin metoda comenzii integrativ-vectoriale). În acest scop sunt necesare un circuit de intrare de selecție a regiunii și câteva circuite logice. Referința de curent va fi generată sesizând tensiunile de fază cu ajutorul unui multiplexor. În tabelul 5.3 sunt prezentați principalii parametri ai logicii de comandă.

Tabelul 5.3

	Regiunea	$u_p$	$u_n$	$Q_p$	$Q_n$	$Q_R$	$Q_S$	$Q_T$
1	$0^\circ \sim 60^\circ$	$u_R$	$u_T$	$Q_R$	$Q_T$	$Q_p$	ON	$Q_n$
2	$60^\circ \sim 120^\circ$	$-u_S$	$-u_T$	$Q_S$	$Q_T$	ON	$Q_p$	$Q_n$
3	$120^\circ \sim 180^\circ$	$u_S$	$u_R$	$Q_S$	$Q_R$	$Q_n$	$Q_p$	ON
4	$180^\circ \sim 240^\circ$	$-u_T$	$-u_R$	$Q_T$	$Q_R$	$Q_n$	ON	$Q_p$
5	$240^\circ \sim 300^\circ$	$u_T$	$u_S$	$Q_T$	$Q_S$	ON	$Q_n$	$Q_p$
6	$300^\circ \sim 360^\circ$	$-u_R$	$-u_S$	$Q_R$	$Q_S$	$Q_p$	$Q_n$	ON

Schema generală a controllerului integrativ-vectorial este prezentată în Fig. 5.36. Modul de funcționare implică "rotirea" comenzii date întrerupătoarelor pe durata a șase intervale de câte  $60^\circ$ .

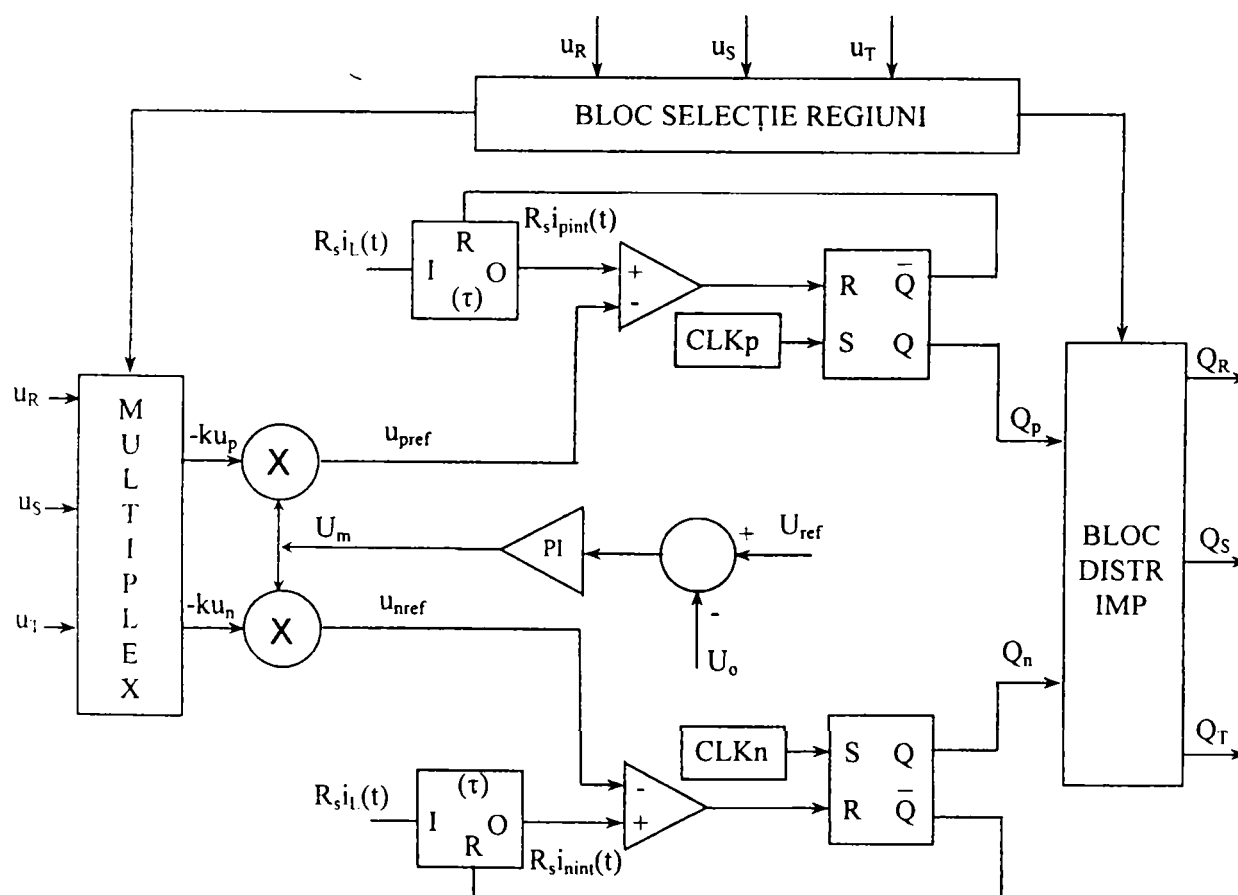


Fig. 5.36. Schema bloc (cu nucleul detaliat) a controllerului integrativ-vectorial pentru circuitul PFC trifazat de tip BUCK cu trei întrerupătoare

Controllerul prezentat în figura anterioară poate fi folosit cu succes și la comanda unor circuite PFC trifazate derivate din convertorul BUCK-BOOST așa cum sunt cele prezentate în Fig. 5.37.

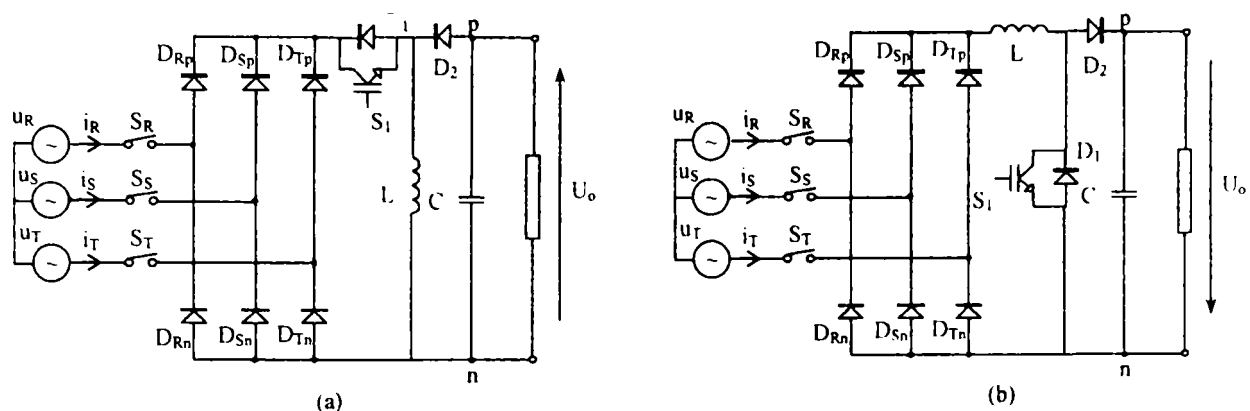


Fig. 5.37. a - Schema circuitului PFC trifazat de tip BUCK-BOOST cu trei întrerupătoare cu tensiunea de ieșire de polaritate inversă  
 b – Schema circuitului PFC trifazat de tip BUCK-BOOST cu trei întrerupătoare cu tensiunea de ieșire de polaritate directă

Un avantaj al schemei din Fig. 5.37a îl reprezintă faptul că pierderile în comutație ale întrerupătoarelor pot fi substanțial reduse dacă pentru întrerupătorul  $S_1$  se utilizează o tehnică de comutație nedisipativă (soft-switching). Totuși, din punct de vedere al solicitării în tensiune a lui  $S_1$ , aceasta este de valoare ridicată, fiind suma dintre maximul tensiunii defază și tensiunea de ieșire.

Pentru topologia BUCK-BOOST neinvertoare din Fig. 5.37b, solicitarea în tensiune a întrerupătorului  $S_1$  este mai redusă fiind egală cu valoarea tensiunii de ieșire.

Ambele structuri de tip BUCK-BOOST pot fi comandate cu ajutorul controllerului integrativ-vectorial folosit și în cazul topologiei BUCK, cu mențiunea că semnalul de comandă pentru întrerupătorul  $S_1$  se obține prin aplicarea funcției logice  $SAU$  între semnalele  $Q_p$  și  $Q_n$ .

### 5.3.4.2. Controller vectorial universal pentru familia de circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală de tip serie

Cele mai semnificative topologii de redresoare PFC trifazate de tip BOOST cu magistrală de curent continuu secționată [107] (în care se formează un punct median cu un divizor capacitiv, punct ce este conectat în circuitul de comutație) sunt prezentate în Fig. 5.38.

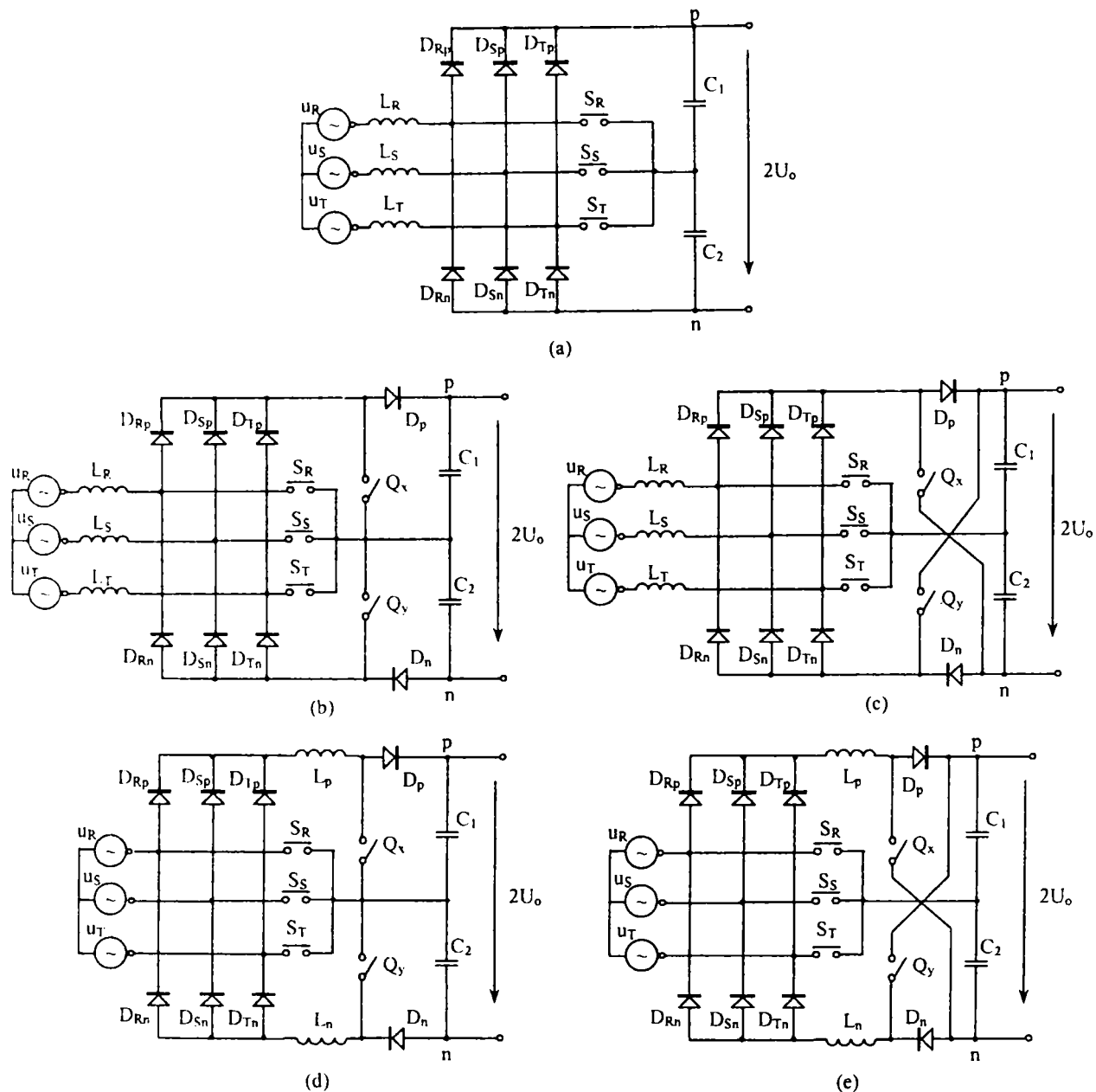


Fig. 5.38. Familia de circuite PFC trifazate de tip BOOST cu magistrală de curent continuu secționată  
 a – redresorul VIENNA; b – redresor PFC BOOST cu inductanțe pe partea de curent alternativ și magistrală de curent continuu secționată; c – redresor PFC BOOST cu inductanțe pe partea de curent alternativ și semipunte asimetrică; d – redresor PFC BOOST cu inductanțe pe parte de curent continuu și magistrală de curent continuu secționată; e - redresor PFC BOOST cu inductanțe pe partea de curent continuu și semipunte asimetrică

Din punct de vedere funcțional toate aceste circuite sunt reductibile la o topologie unică ce lucrează pe durata unui interval de  $60^\circ$  dintr-o perioadă a tensiunii alternative de alimentare, numită topologie BOOST duală serie. Luând spre exemplificare redresorul VIENNA (Fig. 5.28a), pe intervalul  $(-30^\circ, +30^\circ)$  circuitul echivalent este prezentat în Fig. 5.39a, întrerupătorul  $S_R$  fiind în conducție, iar întrerupătoarele  $S_S$  și  $S_T$  fiind comandate cu frecvența de comutație  $f_s$ , astfel încât curenții mediați prin inductanțele  $L_S$ ,  $L_T$  să urmărească

tensiunile fazelor corespunzătoare  $u_S$  și  $u_T$ . În Fig. 5.39b este prezentată schema topologiei BOOST duală serie ce caracterizează funcționarea pe durata intervalelor de câte  $60^\circ$ .

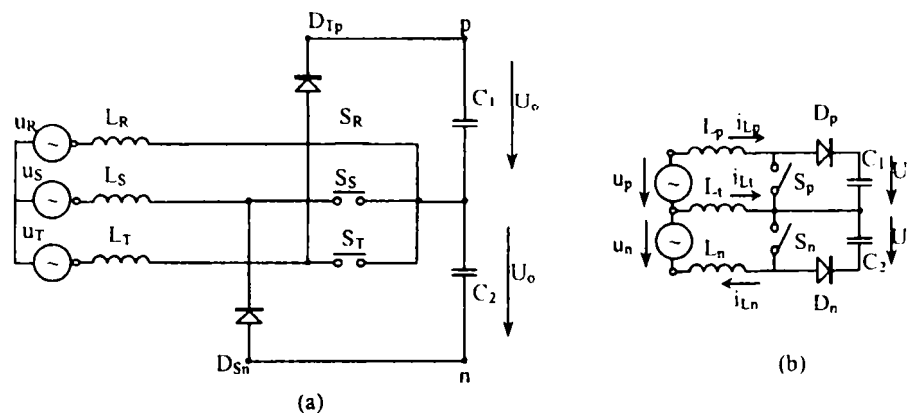


Fig. 5.39. a – Circuitul echivalent al redresorului VIENNA pe intervalul  $(-30^\circ; 30^\circ)$ ,  $S_R$ -ON  
b – Topologia BOOST-duală serie

Se pot defini astfel șase regiuni de funcționare într-o perioadă a tensiunii alternative de alimentare. Pentru cazul redresorului VIENNA, folosind modelul topologiei BOOST duală serie, parametrii de circuit corespunzători celor șase regiuni de funcționare pot fi definiți conform Tabelului 5.4.

Tabelului 5.4.

Regiune	Interval	$u_p$	$u_n$	$i_p$	$i_n$	$S_R$	$S_S$	$S_T$	$S_p$	$S_n$	$d_p$	$d_n$
1	$-30^\circ \div 30^\circ$	$u_{TR}$	$u_{RS}$	$i_T$	$-i_S$	ON	$S_n$	$S_p$	$S_T$	$S_S$	$d_T$	$d_S$
2	$30^\circ \div 90^\circ$	$u_{RT}$	$u_{TS}$	$i_R$	$-i_S$	$S_p$	$S_n$	ON	$S_R$	$S_S$	$d_R$	$d_S$
3	$90^\circ \div 150^\circ$	$u_{RS}$	$u_{ST}$	$i_R$	$-i_T$	$S_p$	ON	$S_n$	$S_R$	$S_T$	$d_R$	$d_T$
4	$150^\circ \div 210^\circ$	$u_{SR}$	$u_{RT}$	$i_S$	$-i_T$	ON	$S_p$	$S_n$	$S_S$	$S_T$	$d_S$	$d_T$
5	$210^\circ \div 270^\circ$	$u_{ST}$	$u_{TR}$	$i_S$	$-i_R$	$S_n$	$S_p$	ON	$S_S$	$S_R$	$d_S$	$d_R$
6	$270^\circ \div 330^\circ$	$u_{TS}$	$u_{SR}$	$i_T$	$-i_R$	$S_n$	ON	$S_p$	$S_T$	$S_R$	$d_T$	$d_R$

Astfel, pentru topologia BOOST duală serie, referitor la modul de comutație al întrerupătoarelor  $S_p$  și  $S_n$  sunt posibile patru stări topologice distincte. Acestea sunt reprezentate în continuare în Fig. 5.40.

Efectuând bilanțul tensiunilor pentru fiecare stare topologică în parte pot fi exprimate valorile tensiunilor corespunzătoare celor trei inductanțe în funcția de starea de conducție a celor două întrerupătoare, după cum se poate observa din Tabelul 5.5.

Tabelul 5.5

Stare(topologie)	$S_p$	$S_n$	$u_{Lp}$	$u_{Ln}$	$u_{Lt}$
I (a)	ON	ON	$u_p$	$u_n$	$u_t$
II (b)	ON	OFF	$u_p^* - U_o/3$	$u_n^* - 2 U_o/3$	$u_t^* - U_o/3$
III (c)	OFF	ON	$u_p^* - 2 U_o/3$	$u_n^* - U_o/3$	$u_t^* + U_o/3$
IV (d)	OFF	OFF	$u_p^* - U_o$	$u_n^* - U_o$	$u_t^*$

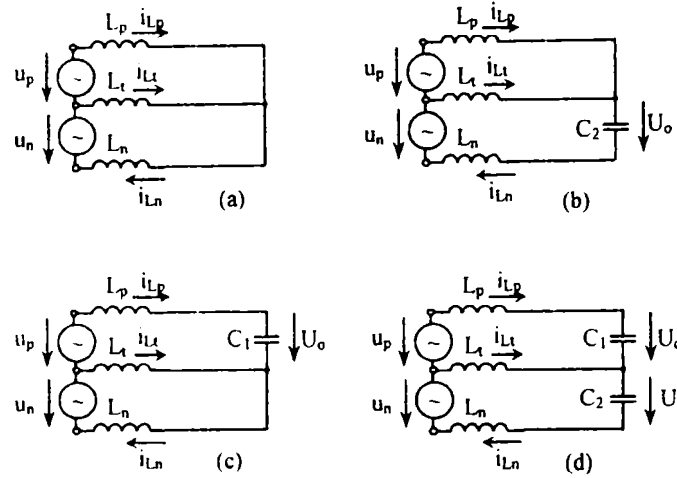


Fig. 5.40. Circuitele posibile în topologia BOOST-duală serie  
 a - \$S\_p\$-ON, \$S\_n\$-ON ; b - \$S\_p\$-ON, \$S\_n\$-OFF ; c - \$S\_p\$-OFF, \$S\_n\$-ON ; d - \$S\_p\$-OFF, \$S\_n\$-OFF

Tensiunile corespunzătoare celor trei inductanțe în starea I, din tabelul anterior, sunt date de relațiile:

$$\begin{cases} u_p^* = \frac{2}{3}u_p + \frac{1}{3}u_n \\ u_n^* = \frac{1}{3}u_p + \frac{2}{3}u_n \Rightarrow u_p^* - u_n^* + u_t^* = 0 \\ u_t^* = \frac{1}{3}u_n - \frac{1}{3}u_p \end{cases} \quad (5.68)$$

La funcționarea cu frecvență de comutație constantă, sunt posibile două secvențe de comandă pe durata fiecărei perioade de comutație și anume, stările I, II, IV (\$d\_p < d\_n\$) sau stările I, III, IV (\$d\_p > d\_n\$). Mărimile \$d\_p\$ și \$d\_n\$ reprezintă factorii de umplere ai întrerupătoarelor \$T\_p\$ respectiv \$T\_n\$. De exemplu formele de undă specifice secvențelor de comutație pentru stările I, II, IV sunt prezentate în Fig.5.41. Presupunând că frecvența de comutație este mult mai mare decât frecvența rețelei, topologia BOOST duală serie poate fi privită ca și un convertor dc-dc și scriind că valorile medii ale tensiunilor corespunzătoare inductanțelor sunt nule, conform Fig.5.41, se obțin relațiile (5.69):

$$\begin{cases} u_p^* d_n + \left(u_p^* - \frac{1}{3}U_o\right)(d_p - d_n) + (u_p^* - U_o)(1 - d_p) = 0 \\ u_n^* d_n + \left(u_n^* - \frac{2}{3}U_o\right)(d_p - d_n) + (u_n^* - U_o)(1 - d_p) = 0 \\ u_t^* d_n + \left(u_t^* - \frac{1}{3}U_o\right)(d_p - d_n) + u_t^*(1 - d_p) = 0 \end{cases} \quad (5.69)$$

Simplificând relațiile anterioare rezultă:

$$\begin{cases} 2d_p + d_n = 3\left(1 - \frac{u_p^*}{U_o}\right) \\ d_p + 2d_n = 3\left(1 - \frac{u_n^*}{U_o}\right) \\ d_p - d_n = 3\frac{u_t^*}{U_o} \end{cases} \quad (5.70)$$

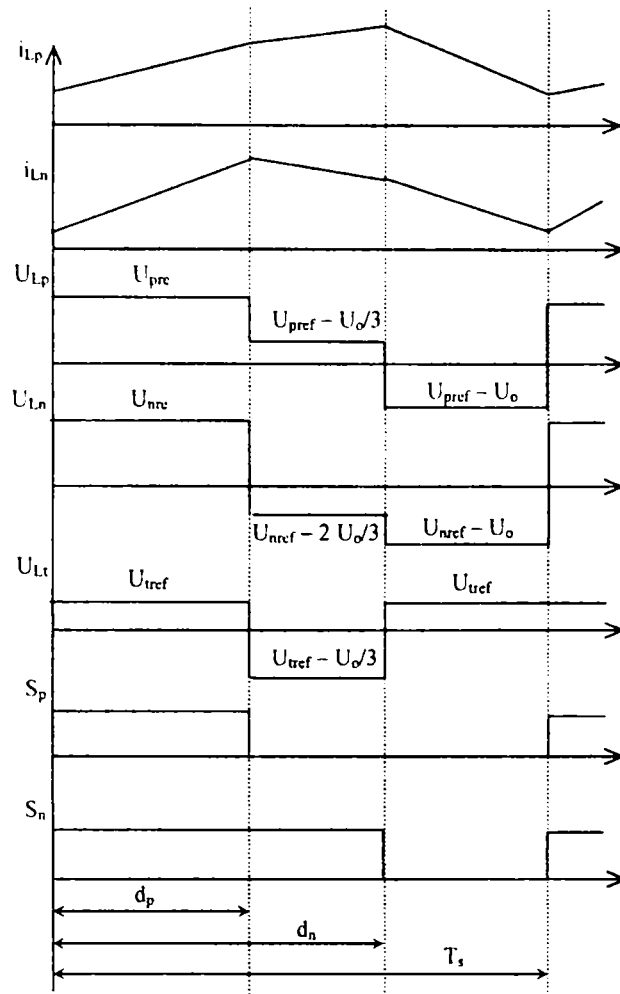


Fig. 5.41. Formele de undă ale curenților și tensiunilor corespunzătoare inductanțelor topologiei BOOST duală serie (pentru  $d_p < d_n$ )

Cea de-a treia ecuație din (5.70) nu este independentă deoarece ea poate fi obținută prin diferența dintre prima și a doua ecuație, ținând cont de relația (5.68) valabilă pentru un sistem de alimentare trifazat simetric. În acest fel, relațiile (5.70) pot fi simplificate în continuare, ele putând fi exprimate în formă matricială astfel:

$$\begin{bmatrix} 1 - d_p \\ 1 - d_n \end{bmatrix} = \frac{1}{U_o} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_p^* \\ u_n^* \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

Se poate verifica ușor că relația anterioară este adevărată și pentru secvența I, III, IV, furnizându-se astfel relațiile de legătură dintre factorii de umplere ai celor două întrerupătoare și mărimile de intrare și ieșire pentru topologia BOOST duală serie, atât timp cât funcționarea este în regim CCM.

În vederea obținerii unui factor de putere unitar este necesar ca fiecare curent mediat al inductanțelor să urmărească tensiunea sinusoidală de alimentare conform relațiilor generale următoare, în care  $R_e$  este rezistența emulată:

$$\begin{cases} u_R = R_e \overline{i_R} \\ u_S = R_e \overline{i_S} \\ u_T = R_e \overline{i_T} \end{cases} \quad (5.72)$$

Pentru cazul topologiei BOOST duală serie condiția de obținere a unui factor de putere unitar înseamnă controlul corespunzător al curenților prin inductanțele  $L_p$  și  $L_n$  în vederea urmării tensiunilor  $u_p^*$  respectiv  $u_n^*$ . Luând în considerare primul interval ( $-30^\circ \div +30^\circ$ ) pot fi exprimate relațiile:

$$\begin{cases} u_p^* = \frac{2}{3}u_p + \frac{1}{3}u_n = \frac{2}{3}(u_T - u_R) + \frac{1}{3}(u_R - u_S) = u_T \\ \overline{i_{Lp}} = \overline{i_{LT}} \\ u_n^* = \frac{1}{3}u_p + \frac{2}{3}u_n = \frac{1}{3}(u_T - u_R) + \frac{2}{3}(u_R - u_S) = -u_S \\ \overline{i_{Ln}} = -\overline{i_{LS}} \end{cases} \quad (5.73)$$

în mod similar analizându-se și celelalte cinci regiuni.

Ecuțiile ce stau la baza funcționării în regim PFC a topologiei BOOST duală serie vor fi astfel:

$$\begin{cases} u_p^* = R_e \overline{i_{Lp}} \\ u_n^* = R_e \overline{i_{Ln}} \end{cases} \quad (5.74)$$

Substituind ecuațiile (5.74) în (5.71) rezultă:

$$\begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \frac{R_e}{U_o} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{i_{Lp}} \\ \overline{i_{Ln}} \end{bmatrix} \quad (5.75)$$

Ținând cont de rezistențele traductoarelor de curent relația anterioară devine:

$$\begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \frac{R_e}{R_s U_o} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \overline{i_{Lp}} \\ R_s \overline{i_{Ln}} \end{bmatrix} \Rightarrow U_m \begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \overline{i_{Lp}} \\ R_s \overline{i_{Ln}} \end{bmatrix} \quad (5.76)$$

în care s-a notat cu  $U_m = U_o R_s / R_e$  tensiunea de comandă (pentru controlul rezistenței emulate). Trecând în domeniul temporal,  $d \rightarrow t/T_s$  se obține legea purtătoarei pentru comanda integrativă a topologiei BOOST duală serie:

$$\begin{cases} U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = 2R_s \overline{i_{Lp}} - R_s \overline{i_{Ln}} \\ U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = 2R_s \overline{i_{Ln}} - R_s \overline{i_{Lp}} \end{cases} \quad (5.77)$$

Se observă că purtătoarea este unică, implementarea realizându-se cu un modulator pe front coborât. Schema bloc a controllerului integrativ pentru topologia BOOST duală serie este prezentată în Fig.5.42.

Blocul de selecție al regiunii va furniza câte un impuls pe durata unui interval de câte  $60^\circ$ , impulsuri care sunt aplicate multiplexorului de curenți de la intrare, respectiv blocului de distribuție a impulsurilor pentru întrerupătoarele circuitului. Atât selecția curenților de intrare cât și modul de distribuție a impulsurilor în funcție de cele șase regiuni se fac în concordanță cu datele prezentate în Tabelul 5.4. Se va obține astfel o "rotire" a comenzii de șase ori într-o perioadă corespunzător regiunilor de funcționare definite anterior, ceea ce conferă comenzii caracterul vectorial.

Alegerea valorii tensiunii de comandă pentru o putere de ieșire și o tensiune de ieșire dată se face cu relația:

$$P_o = 3 \frac{U_M^2}{2R_e} = 3 \frac{U_M^2}{2R_s \frac{U_o}{2U_m}} = 3 \frac{U_M^2}{R_s \frac{U_o}{U_m}} \Rightarrow U_m = \frac{1}{3} R_s P_o \frac{U_o}{U_M} \quad (5.78)$$

în care s-a ținut cont de faptul că  $U_M$  este maximul tensiunii sinusoidale.

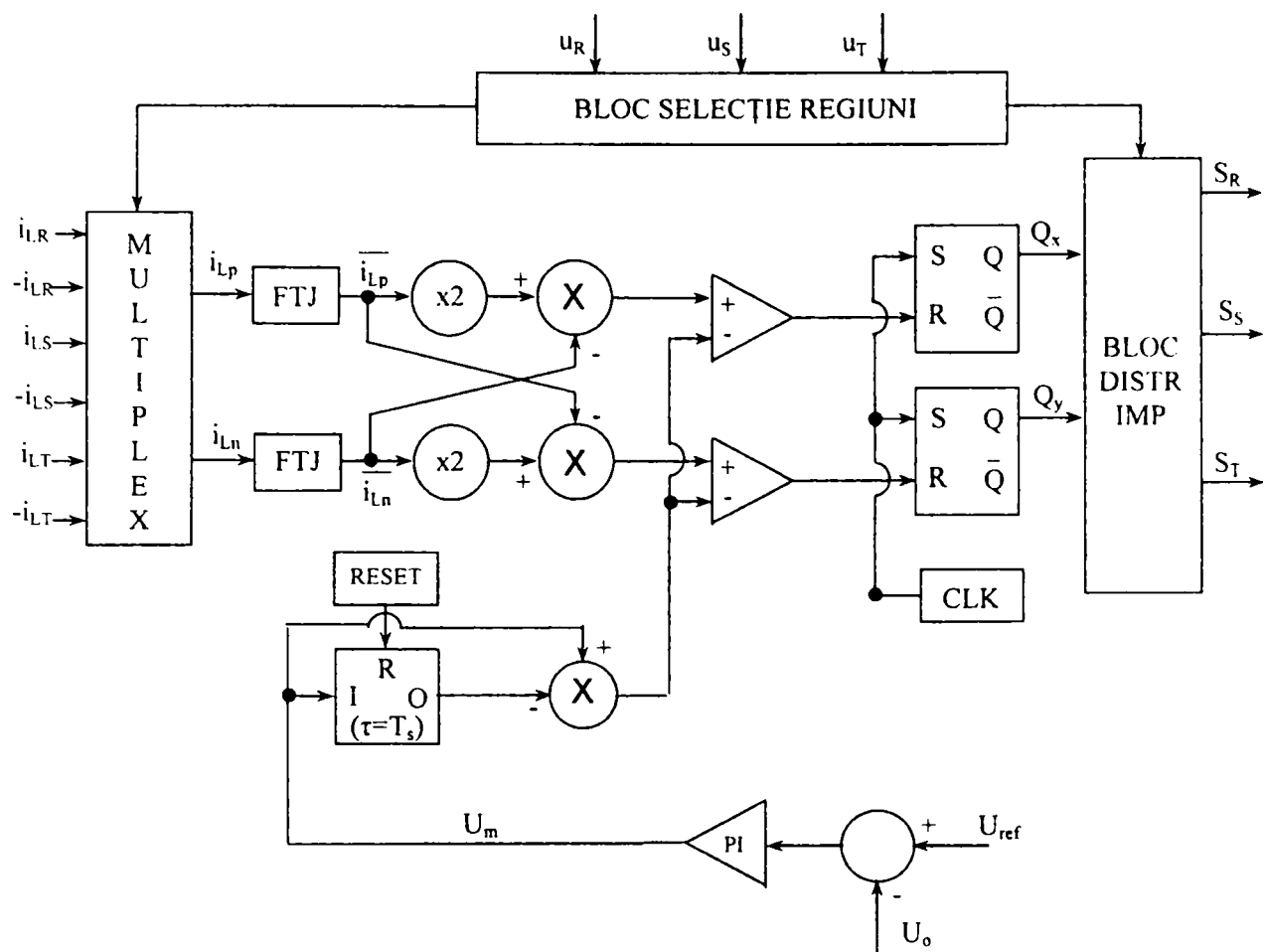


Fig. 5.42. Schema bloc (cu nucleul detaliat) a controllerului universal integrativ pentru topologia BOOST duală serie

Verificarea prin simulare a controllerului universal propus a fost efectuată pentru toate cele cinci topologii prezentate în Fig. 5.38. Rezultatele simulării sunt prezentate la sfârșitul acestui capitol.



### 5.3.4.3. Controller vectorial universal pentru familia de circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală de tip paralel

Din categoria redresoarelor trifazate PFC BOOST având magistrală unică de curent continuu (o singură capacitate la ieșire), cele mai importante topologii [104] sunt prezentate în Fig.5.43. În mod similar redresoarelor trifazate PFC BOOST cu magistrală de curent continuu secționată (cu două capacități la ieșire), prezentate în paragraful anterior, și acestea pot fi echivalate pe durata câte unui interval de  $60^\circ$  din perioada tensiunii de alimentare cu o topologie unică numită topologie BOOST duală paralelă.

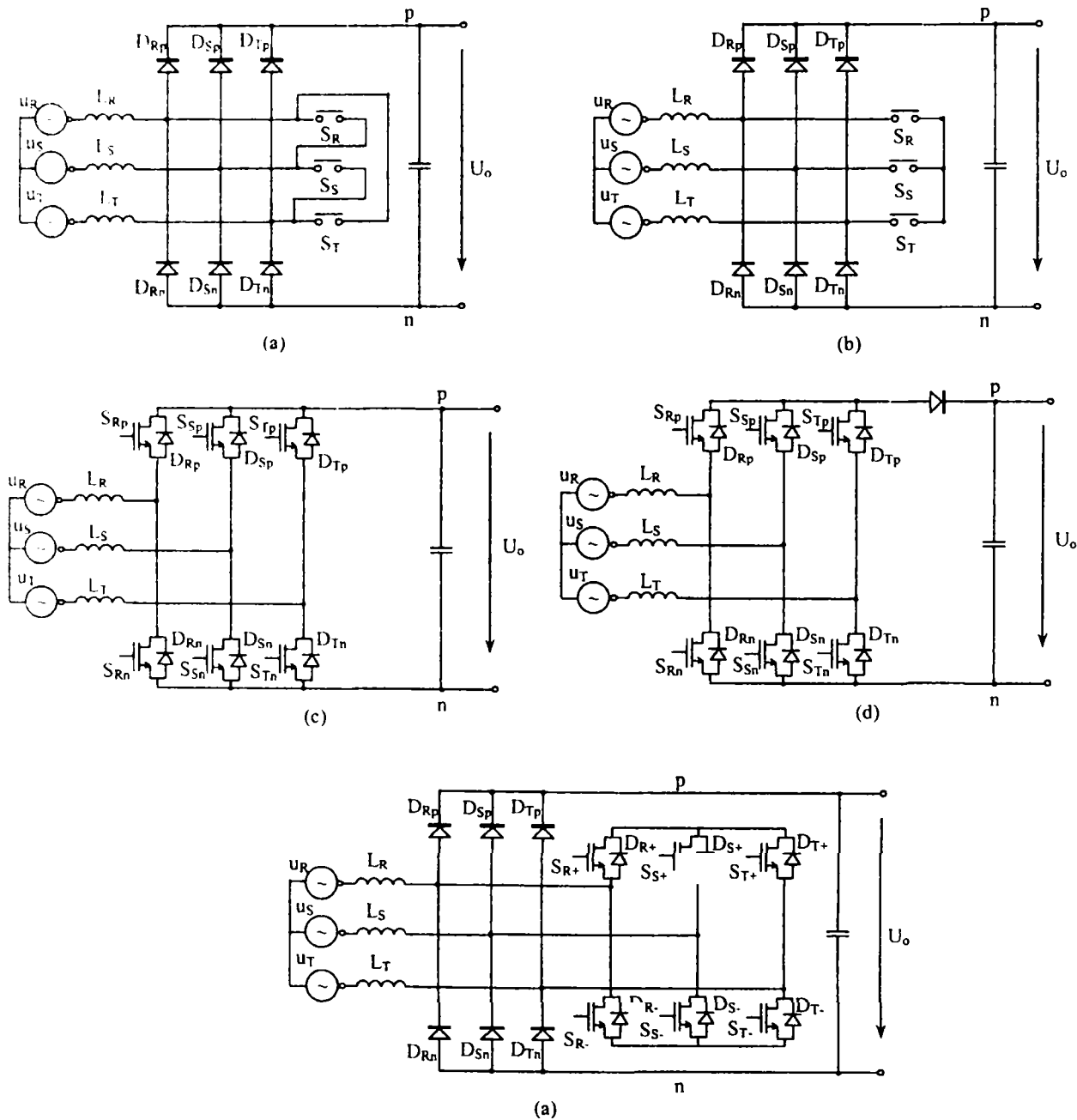


Fig. 5.43. Familia de circuite PFC trifazate de tip BOOST cu magistrală de curent continuu unică  
 a – redresor PFC BOOST cu întrerupătoare în triunghi;  
 b – redresor PFC BOOST cu întrerupătoare în stea; c – redresor PFC BOOST în punte;  
 d – redresor PFC BOOST în punte cu o diodă; e - redresor PFC BOOST cu invertor

Luând în considerație cazul redresorului PFC BOOST în punte (Fig.5.43c), a cărei funcționare cu comandă integrativ-scalară a fost prezentată anterior în paragraful 5.3.3.1, pe durata intervalului ( $0^\circ \div 60^\circ$ ) întrerupătoarele  $S_{Rn}$  și  $S_{Tn}$  comută la frecvența de comutație astfel încât

valorile mediate ale curenților corespunzatori inductanțelor  $L_R$  și  $L_T$  să urmărească tensiunile de fază aferente,  $u_R$ , respectiv  $u_T$ . Schema echivalentă a circuitului, precum și schema topologiei BOOST duală paralelă sunt prezentate în Fig. 5.44.

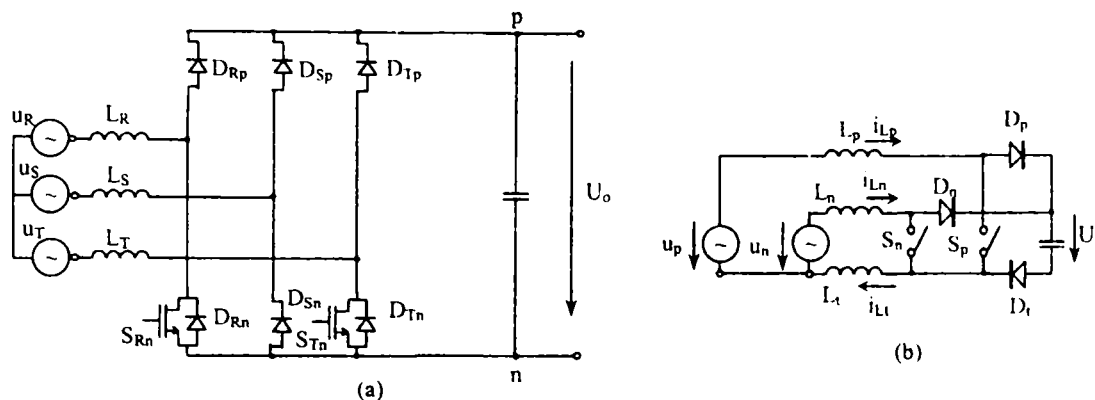


Fig. 5.44. a – Circuitul echivalent al redresorului BOOST în punte pe intervalul ( $0^\circ;60^\circ$ )  
b – Topologia BOOST duală paralelă

Pentru cele șase regiuni de funcționare dintr-o perioadă a tensiunii alternative de alimentare, în cazul redresorului BOOST în punte, parametrii de circuit ai topologiei BOOST duală paralelă corespunzătorii celor șase regiuni de funcționare pot fi definiți conform tabelului 5.6.

Tabel 5.6

Regiune	Interval	$u_p$	$u_n$	$L_p$	$L_n$	$L_t$	$S_p$	$S_n$	$D_p$	$D_n$	$D_t$
1	$0^\circ \div 60^\circ$	$u_{RS}$	$u_{TS}$	$L_R$	$L_T$	$L_S$	$S_{Rn}$	$S_{Tn}$	$D_{Rp}$	$D_{Tp}$	$D_{Sn}$
2	$60^\circ \div 120^\circ$	$u_{RS}$	$u_{RT}$	$L_S$	$L_T$	$L_R$	$S_{Sp}$	$S_{Tp}$	$D_{Sn}$	$D_{Tn}$	$D_{Rp}$
3	$120^\circ \div 180^\circ$	$u_{ST}$	$u_{RT}$	$L_S$	$L_R$	$L_T$	$S_{Sn}$	$S_{Rn}$	$D_{Sp}$	$D_{Rp}$	$D_{Tn}$
4	$180^\circ \div 240^\circ$	$u_{ST}$	$u_{SR}$	$L_T$	$L_R$	$L_S$	$S_{Tp}$	$S_{Rp}$	$D_{Tn}$	$D_{Rn}$	$D_{Sp}$
5	$240^\circ \div 320^\circ$	$u_{TR}$	$u_{SR}$	$L_T$	$L_S$	$L_R$	$S_{Tn}$	$S_{Sn}$	$D_{Tp}$	$D_{Sp}$	$D_{Rn}$
6	$320^\circ \div 360^\circ$	$u_{TR}$	$u_{TS}$	$L_R$	$L_S$	$L_T$	$S_{Rp}$	$S_{Sp}$	$D_{Rn}$	$D_{Sn}$	$D_{Tp}$

Astfel, pentru topologia BOOST duală paralelă, din Fig.5.44b, sunt posibile patru stări topologice distincte, în funcție de starea de conducție a întrerupătoarelor  $S_p$  și  $S_n$ , prezentate în Fig.5.45.

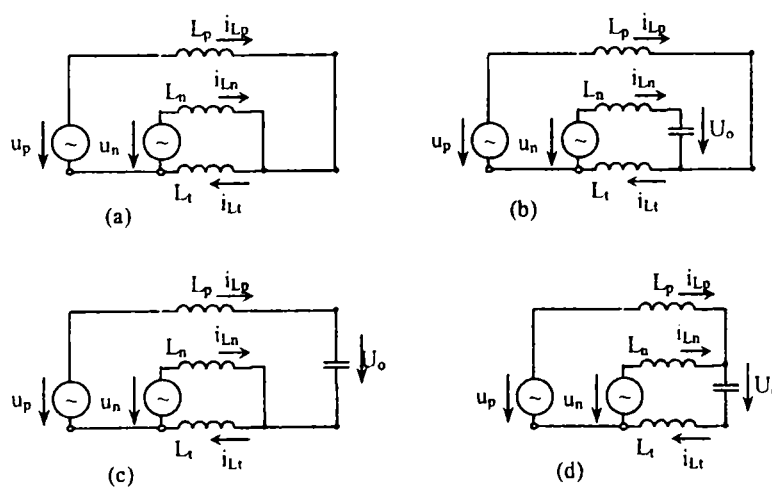


Fig. 5.45. Circuitele posibile în topologia BOOST duală paralelă  
a -  $S_p$ -ON,  $S_n$ -ON ; b -  $S_p$ -ON,  $S_n$ -OFF ; c -  $S_p$ -OFF,  $S_n$ -ON ; d -  $S_p$ -OFF,  $S_n$ -OFF

Efectuând bilanțul tensiunilor pentru fiecare din cele patru stări topologice în parte pot fi exprimate valorile tensiunilor corespunzătoare celor trei inductanțe în funcția de starea de conducție a celor două întrerupătoare, după cum se poate observa din Tabelul 5.7.

Tabelul 5.7

Stare(topologie)	$S_p$	$S_n$	$u_{Lp}$	$u_{Ln}$	$u_{Lt}$
I (a)	ON	ON	$u_p$	$u_n$	$u_t$
II (b)	ON	OFF	$u_p^* + U_o/3$	$u_n^* - 2 U_o/3$	$u_t^* - U_o/3$
III (c)	OFF	ON	$u_p^* - 2 U_o/3$	$u_n^* + U_o/3$	$u_t^* - U_o/3$
IV (d)	OFF	OFF	$u_p^* - U_o/3$	$u_n^* - U_o/3$	$u_t^* - 2 U_o/3$

Tensiunea de ieșire este în această situație egală cu  $U_o$ , iar pentru starea I tensiunile corespunzătoare celor trei inductanțe, din tabelul anterior, sunt date de relațiile:

$$\begin{cases} u_p^* = \frac{2}{3}u_p - \frac{1}{3}u_n \\ u_n^* = -\frac{1}{3}u_p + \frac{2}{3}u_n \Rightarrow u_p^* + u_n^* - u_t^* = 0 \\ u_t^* = \frac{1}{3}u_n + \frac{1}{3}u_p \end{cases} \quad (5.79)$$

La funcționarea cu frecvență de comutație constantă, sunt posibile două secvențe de comandă pe durata fiecărei perioade de comutație și anume, stările I, II, IV ( $d_p > d_n$ ) sau stările I, III, IV ( $d_p < d_n$ ). Mărimile  $d_p$  și  $d_n$  reprezintă factorii de umplere ai întrerupătoarelor  $T_p$  respectiv  $T_n$ . De exemplu formele de undă specifice secvențelor de comutație pentru stările I, II, IV ( $d_p > d_n$ ) sunt prezentate în Fig.5.46. Presupunând că frecvența de comutație este mult mai mare decât frecvența rețelei, topologia BOOST duală serie poate fi privită ca și un convertor dc-dc și impunând valorile medii ale tensiunilor corespunzătoare inductanțelor ca fiind nule pe o perioadă, conform Fig.5.46, se obțin relațiile (5.80):

$$\begin{cases} u_p^* d_n + \left(u_p^* + \frac{1}{3}U_o\right)(d_p - d_n) + \left(u_p^* - \frac{1}{3}U_o\right)(1 - d_p) = 0 \\ u_n^* d_n + \left(u_n^* - \frac{2}{3}U_o\right)(d_p - d_n) + \left(u_n^* - \frac{1}{3}U_o\right)(1 - d_p) = 0 \\ u_t^* d_n + \left(u_t^* - \frac{1}{3}U_o\right)(d_p - d_n) + u_t^* \left(1 - \frac{2}{3}d_p\right) = 0 \end{cases} \quad (5.80)$$

Ținând cont de simetria sistemului trifazat, condiție exprimată de relațiile (5.79) sistemul de ecuații anterior poate fi simplificat prin eliminarea lui  $u_t^*$ , ceea ce va conduce în final la relațiile:

$$\begin{bmatrix} 1 - d_p \\ 1 - d_n \end{bmatrix} = \frac{1}{U_o} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_p^* \\ u_n^* \end{bmatrix} \quad (5.81)$$

Se poate verifica ușor că relațiile anterioare sunt adevărate și pentru secvența I, III, IV ( $d_p < d_n$ ), furnizându-se astfel relațiile de legătură dintre factorii de umplere ai celor două întrerupătoare și mărimile de intrare și ieșire pentru topologia BOOST duală serie, atât timp cât funcționarea este în regim CCM.

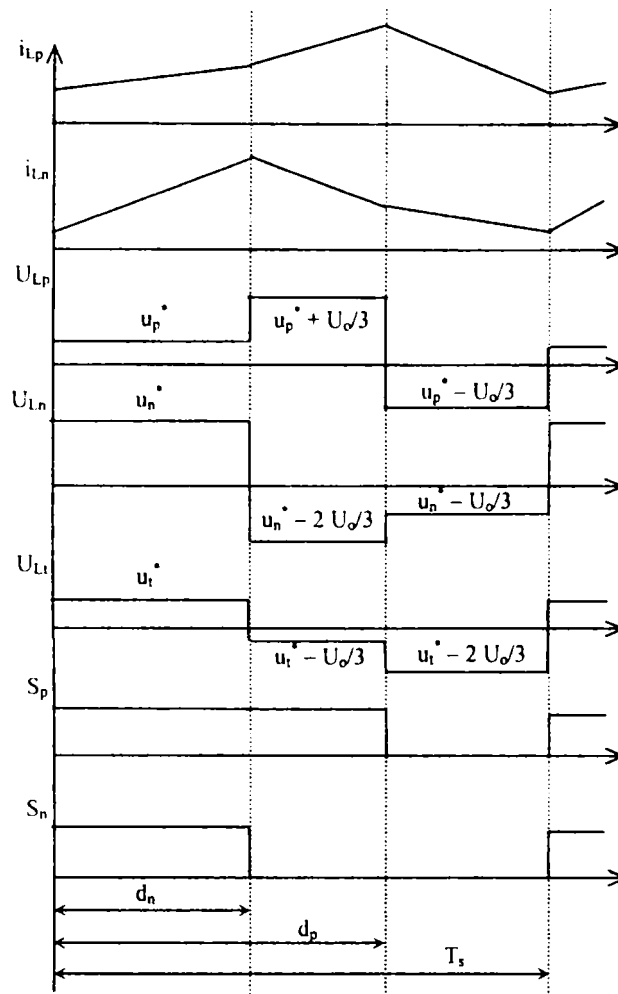


Fig. 5.46. Formele de undă ale curenților și tensiunilor corespunzătoare inductanțelor topologiei BOOST duală paralelă (pentru  $d_p > d_n$ )

În vederea obținerii unui factor de putere unitar este necesar ca fiecare curent mediat ai inductanțelor să urmărească tensiunea sinusoidală de alimentare conform relațiilor generale următoare în care  $R_e$  este rezistența emulată:

$$\begin{cases} u_R = R_e \overline{i_R} \\ u_S = R_e \overline{i_S} \\ u_T = R_e \overline{i_T} \end{cases} \quad (5.82)$$

Pentru cazul topologiei BOOST duale paralele condiția de obținere a unui factor de putere unitar înseamnă controlul corespunzător al curenților prin inductanțele  $L_p$  și  $L_n$  în vederea urmării tensiunilor  $u_p^*$  respectiv  $u_n^*$ . Luând în considerare primul interval ( $0^\circ \div 60^\circ$ ) și ținând cont de faptul că pe durata acestuia  $u_p = u_R - u_S$ ,  $u_n = u_T - u_S$ , pot fi exprimate relațiile:

$$\begin{cases} u_p^* = \frac{2}{3}u_p - \frac{1}{3}u_n = \frac{2}{3}(u_R - u_S) - \frac{1}{3}(u_T - u_S) = u_R \\ \overline{i_{Lp}} = \overline{i_{LR}} \\ u_n^* = \frac{2}{3}u_n - \frac{1}{3}u_p = \frac{2}{3}(u_T - u_S) - \frac{1}{3}(u_R - u_S) = u_T \\ \overline{i_{Ln}} = \overline{i_{LT}} \end{cases} \quad (5.83)$$

în mod similar rezultând relațiile și pentru celelalte cinci regiuni.

Ecuțiile ce stau la baza funcționării în regim PFC a topologiei BOOST duale paralele sunt date de:

$$\begin{cases} u_p^* = R_e \overline{i_{Lp}} \\ u_n^* = R_e \overline{i_{Ln}} \end{cases} \quad (5.84)$$

Substituind ecuațiile (5.84) în (5.83) rezultă:

$$\begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \frac{R_e}{U_o} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{i_{Lp}} \\ \overline{i_{Ln}} \end{bmatrix} \quad (5.85)$$

Ținând cont în continuare de transrezistențele traductoarelor de curent relația anterioară devine:

$$\begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \frac{R_e}{R_s U_o} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \overline{i_{Lp}} \\ R_s \overline{i_{Ln}} \end{bmatrix} \Rightarrow U_m \begin{bmatrix} 1-d_p \\ 1-d_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s \overline{i_{Lp}} \\ R_s \overline{i_{Ln}} \end{bmatrix} \quad (5.86)$$

în care s-a notat cu  $U_m = U_o R_s / R_e$  tensiunea de comandă (pentru reglajul rezistenței emulate). Trecând în domeniul temporal,  $d \rightarrow t/T_s$  se obține legea purtătoarei pentru comanda integrativă a topologiei BOOST duală paralele:

$$\begin{cases} U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = 2R_s \overline{i_{Lp}} + R_s \overline{i_{Ln}} \\ U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) = R_s \overline{i_{Lp}} + 2R_s \overline{i_{Ln}} \end{cases} \quad (5.87)$$

Se observă că purtătoarea este unică, implementarea realizându-se cu un modulator pe front coborât. Schema bloc a controllerului integrativ pentru topologia BOOST duală serie este prezentată în Fig.5.47.

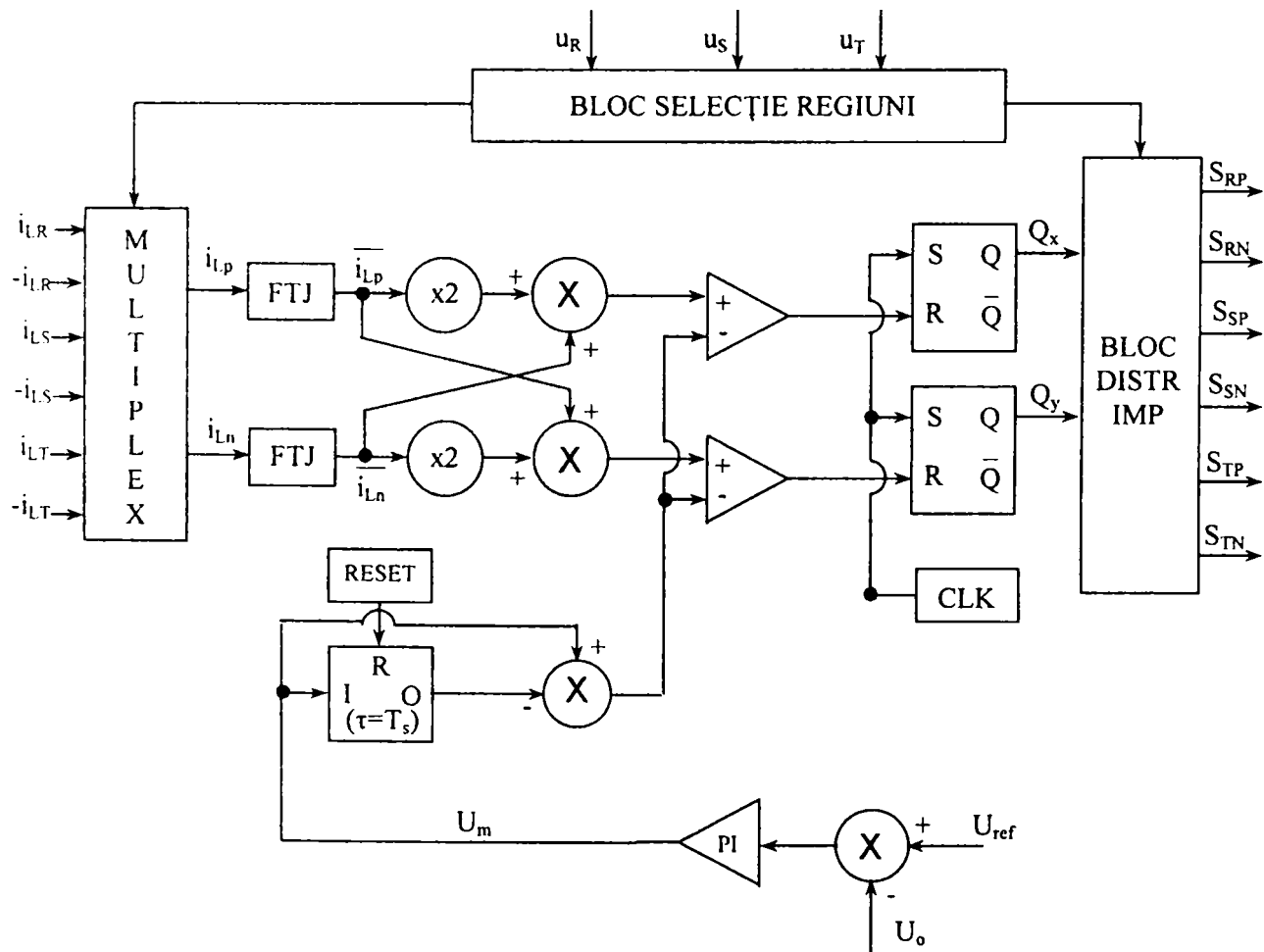


Fig. 5.47. Schema bloc (cu nucleul detaliat) a controllerului universal integrativ pentru topologia BOOST duală paralelă

Blocul de selecție a regiunii va furniza câte un impuls pe durata unui interval de câte  $60^\circ$ , impulsuri care sunt aplicate multiplexorului de curenți de la intrare, respectiv blocului de distribuție a impulsurilor pentru întrerupătoarele circuitului. Atât selecția curenților de intrare cât și modul de distribuție a impulsurilor în funcție de cele șase regiuni se fac în concordanță cu datele prezentate în Tabelul 5.6. Se va obține astfel o "rotire" a comenzii de șase ori într-o perioadă corespunzător regiunilor de funcționare definite anterior.

Pentru cazul redresorului trifazat PFC BOOST în punte, secvența de comandă corespunzătoare tranzistoarelor punții, pe durata celor șase regiuni este dată în Tabelul 5.8.

Tabelul 5.8

Regiune	Interval	$i_{Lp}$	$i_{Ln}$	$i_{Lt}$	$S_{Rp}$	$S_{Rn}$	$S_{Sp}$	$S_{Sn}$	$S_{Tp}$	$S_{Tn}$
1	$0^\circ \div 60^\circ$	$i_{LR}$	$i_{LT}$	$-i_{LS}$	OFF	$S_p$	OFF	OFF	OFF	$S_n$
2	$60^\circ \div 120^\circ$	$-i_{LS}$	$-i_{LT}$	$i_{LR}$	OFF	OFF	$S_p$	OFF	$S_n$	OFF
3	$120^\circ \div 180^\circ$	$i_{LS}$	$i_{LR}$	$-i_{LT}$	OFF	$S_n$	OFF	$S_p$	OFF	OFF
4	$180^\circ \div 240^\circ$	$-i_{LT}$	$-i_{LR}$	$i_{LS}$	$S_n$	OFF	OFF	OFF	$S_p$	OFF
5	$240^\circ \div 320^\circ$	$i_{LT}$	$i_{LS}$	$-i_{LR}$	OFF	OFF	OFF	$S_n$	OFF	$S_p$
6	$320^\circ \div 360^\circ$	$-i_{LR}$	$-i_{LS}$	$i_{LT}$	$S_p$	OFF	$S_n$	OFF	OFF	OFF

Au fost verificate de către autor, prin simulare, toate cele cinci topologii prezentate în Fig. 5.43, comanda acestora fiind realizată cu ajutorul controllerului vectorial universal propus, rezultatele simulării fiind prezentate la finalul prezentului capitol.

### 5.4. Verificări prin simulare a circuitelor PFC trifazate

Simulările au fost efectuate cu ajutorul programului CASPOC (Simulation Research), iar parametrii de merit au fost calculați cu programul *spectru.m* elaborat de către autor în mediul MATLAB (MathWorks Inc.).

#### 5.4.1. Comanda cu histereză

Comanda cu histereză a fost prezentată în paragraful 5.3.2. pentru structurile BOOST CCM și VIENNA. Corectitudinea funcționării acestor topologii cu acest mod de comandă a fost verificată prin simulare. Este prezentat în continuare cazul redresorului VIENNA pentru care alimentarea se face de la o rețea trifazată având  $U_M = 311V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanțelor este  $L = 3mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 100\Omega$ ) fiind  $P_o = 8,28KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 910V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

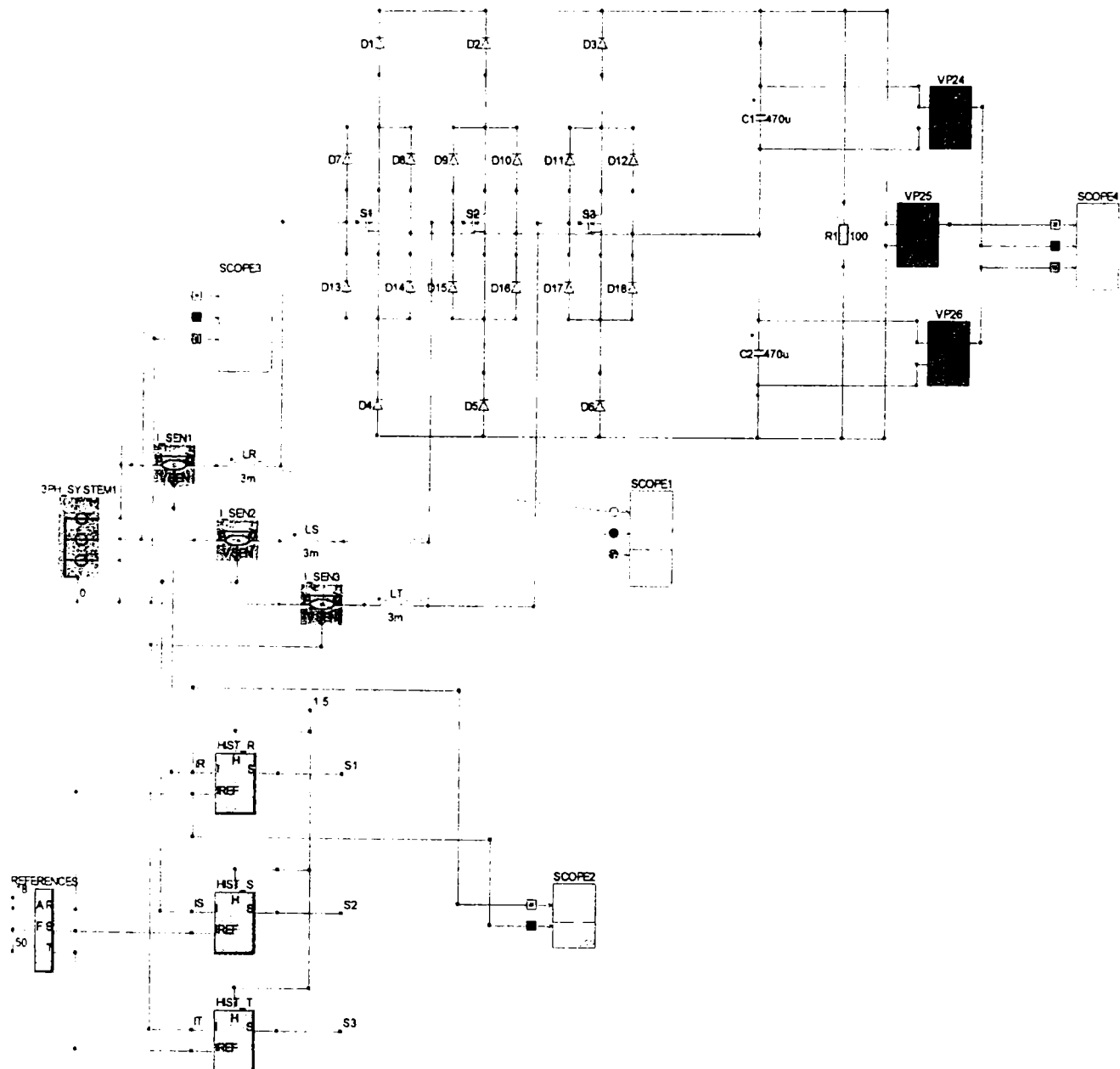
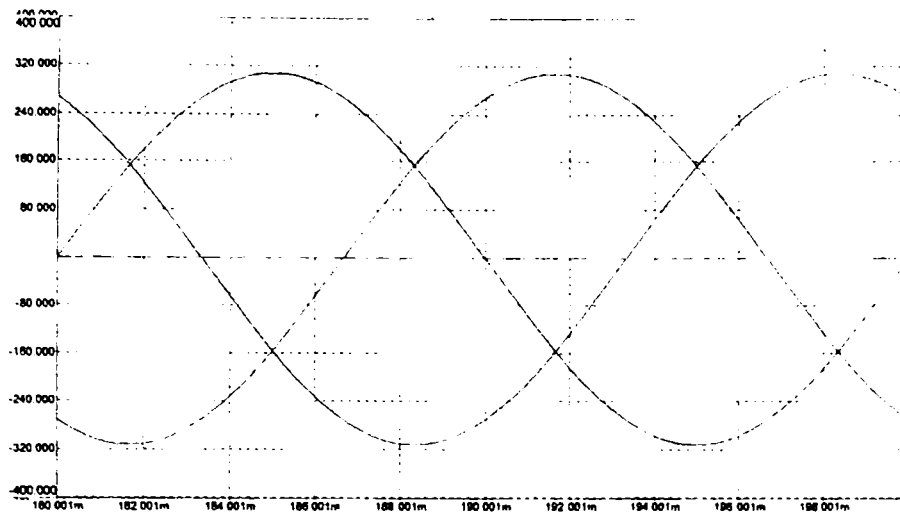
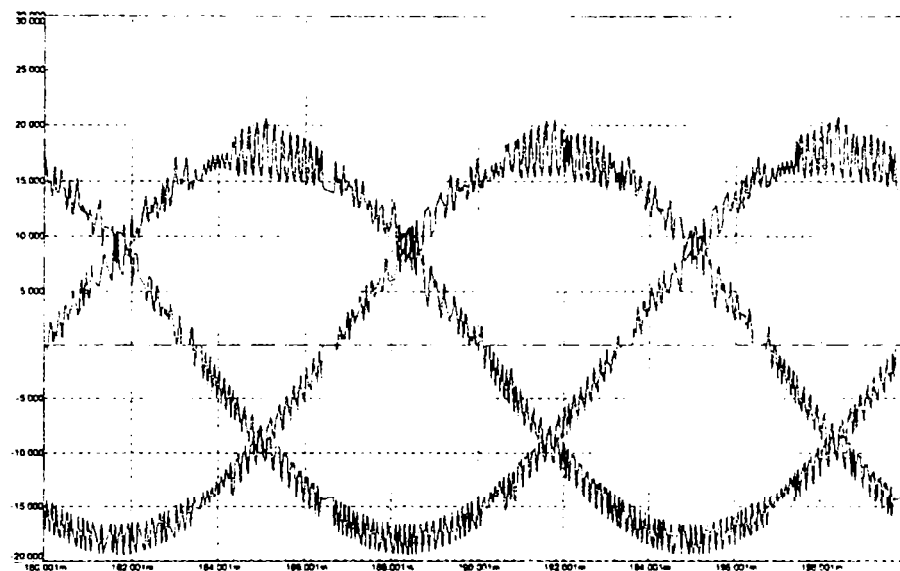


Fig. 5.48. Configurația schemei de simulare a redresorului VIENNA având comandă cu histereză

În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 5.49b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 5.49a).



(a)



(b)

Fig. 5.49. Formele de undă rezultate în urma simulării redresorului VIENNA având comandă cu histereză

- (a) – tensiunile de fază,  $u_R, u_S, u_T$
- (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R, i_S, i_T$

Comanda întrerupătoarelor se realizează prin intermediul unor blocuri de comandă, realizate cu blocuri bibliotecă denumite HIST.lib, schema de detaliu pentru unul dintre ele fiind prezentată în Fig. 5.50.

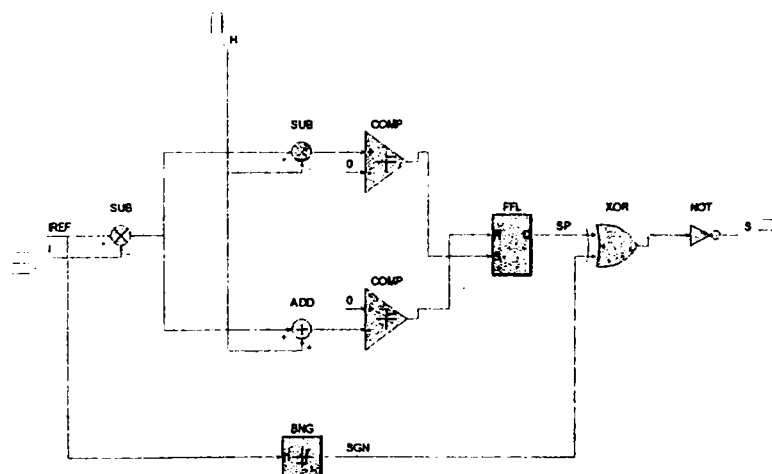


Fig. 5.50. Arhitectura blocului bibliotecă (HIST.lib) ce implementează comanda cu histereză



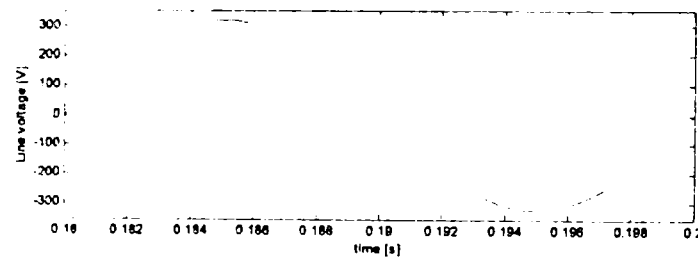
Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

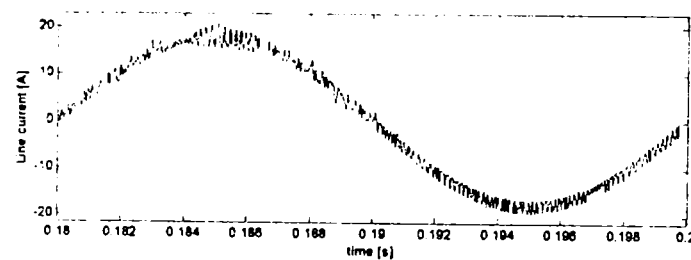
THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
1.9603	0.9998	0.0720	1.0000	0.9998

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

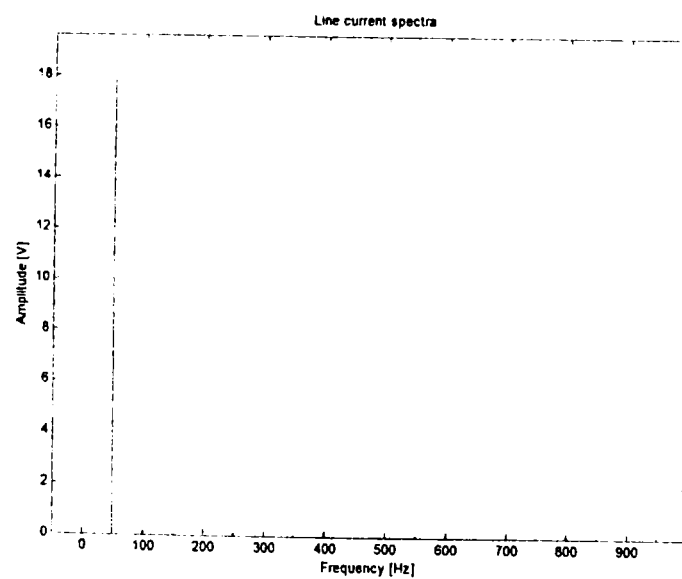
THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
8.1694	0.9967	0.0720	1.0000	0.9967



(a)



(b)



(c)

Fig. 5.51. Analiza spectrală a curentului unei faze pentru redresorul VIENNA având comandă cu histereză

- (a) – tensiunea de fază,  $u_R$
- (b) – curentul de fază,  $i_R$
- (c) – spectrul curentului de fază

## 5.4.2. Comanda integrativ-scalară

Analiza comenzii integrativ-scalară a fost prezentată în paragraful 5.3.3. atât pentru structura BOOST CCM cât și pentru redresorul VIENNA. Pentru evidențierea funcționării cu acest tip de comandă au fost simulate ambele topologii, fiind prezentate în continuare rezultatele pentru redresorul VIENNA în două situații: cu comanda prin curentul mediat prin inductanțe, respectiv cu comanda prin curentul de vârf prin întrerupătoare (au fost de asemenea simulate și situațiile complementare referitoare la comanda prin curentul de vârf prin inductanțe respectiv comanda prin curentul mediat prin întrerupătoare). Alimentarea circuitului se face de la o rețea trifazată având  $U_M = 169,7V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanțelor este  $L = 1,4mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 233\Omega$ ) fiind  $P_o = 1KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 485V$ . Schema pentru simulare cu comanda prin curentul mediat prin inductanțe este prezentată în figura următoare:

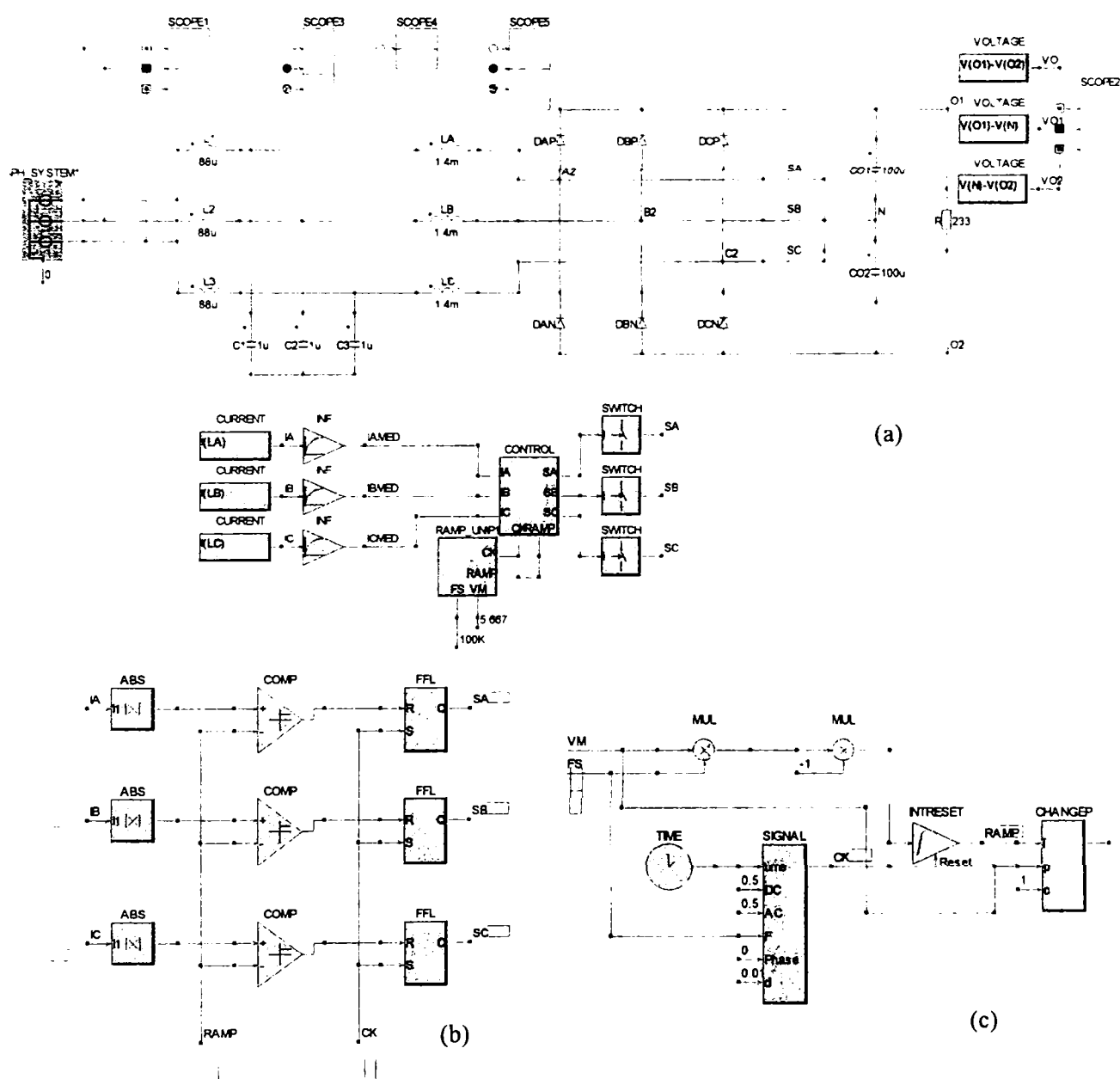
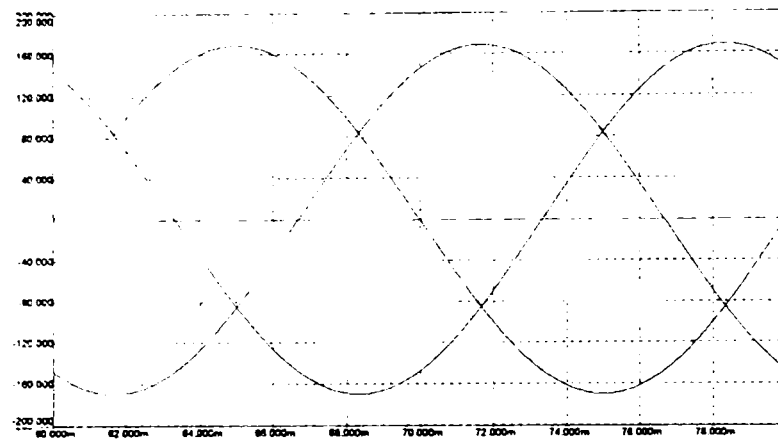


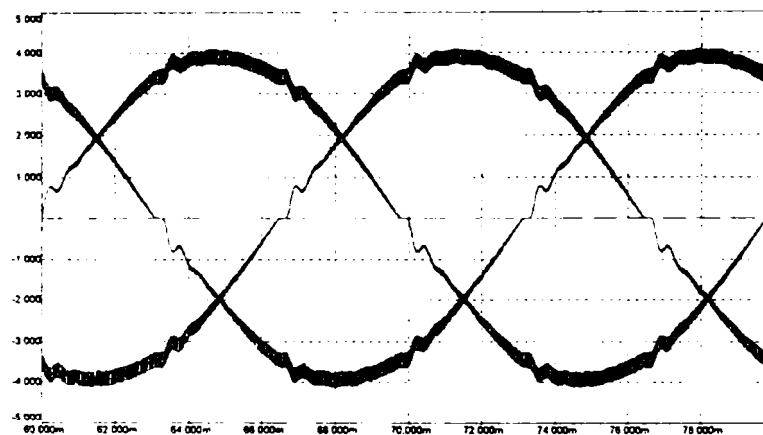
Fig. 5.52. a - Configurația schemei de simulare a redresorului VIENNA cu comandă integrativ-scalară și detecția curentului mediu prin inductanțe  
 b - blocul de generare a comenzilor pentru întrerupătoarele circuitului CONTROL.lib  
 c - blocul de generare a comenzii integrative RAMP\_UNIP.lib

În Fig. 5.52b,c sunt prezentate arhitecturile blocurilor bibliotecă (CONTROL.lib, RAMP\_UNIP.lib) cu ajutorul cărora se realizează comanda integrativ-scalară a redresorului VIENNA în cazul comenzii prin curentul mediat prin inductanțe.

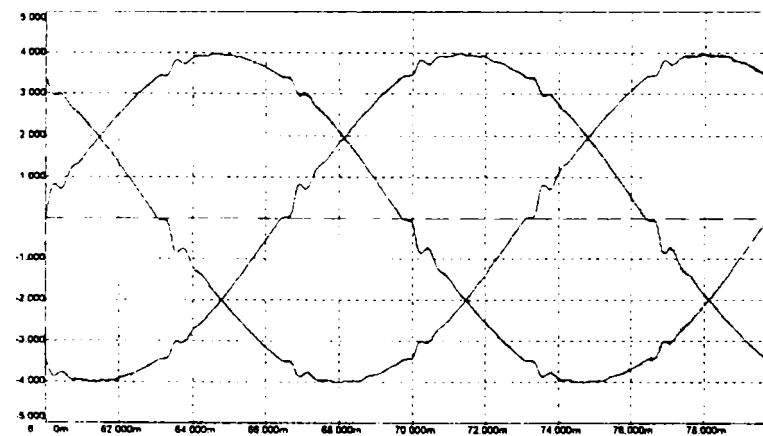
În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 5.53b,c în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 5.53a).



(a)



(b)



(c)

Fig. 5.53. Formele de undă rezultate în urma simulării redresorului VIENNA având comandă integrativ-scalară cu comandă prin curenții mediați prin inductanțe

- (a) – tensiunile de fază,  $u_R$ ,  $u_S$ ,  $u_T$
- (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R$ ,  $i_S$ ,  $i_T$  nefiltrați
- (c) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R$ ,  $i_S$ ,  $i_T$  filtrați

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.7762	1.0000	-4.0863	0.9975	0.9974

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
2.0664	0.9998	-4.0863	0.9975	0.9972

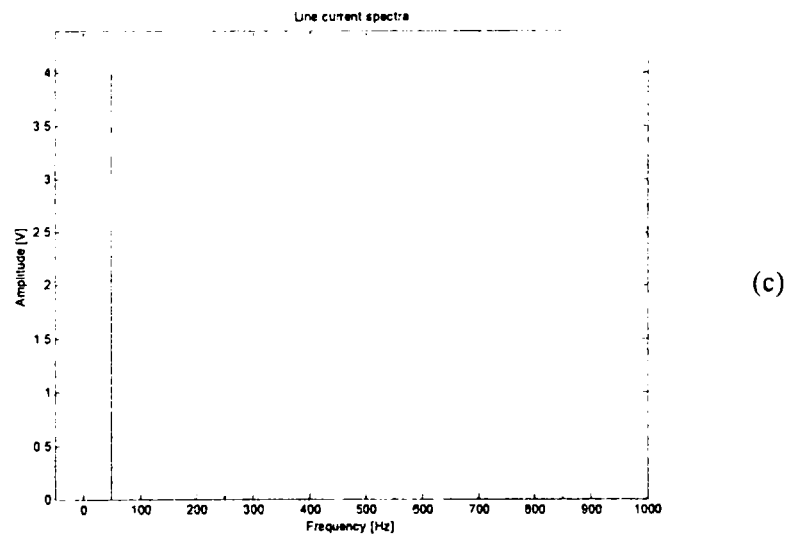
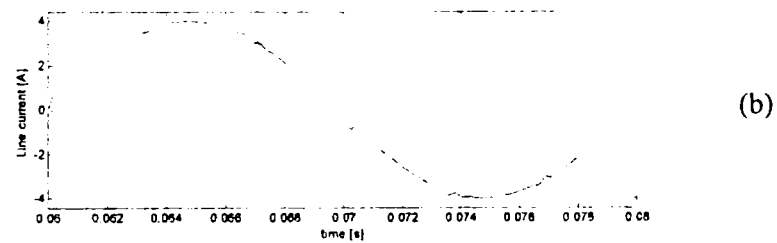
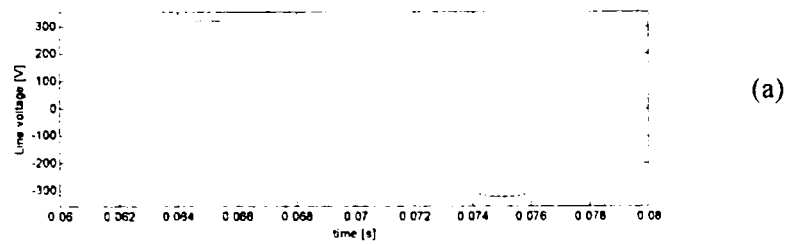


Fig. 5.54. Analiza spectrală a curentului unei faze pentru redresorul VIENNA având comandă integrativ-scalară cu comanda prin curenții mediați prin inductanțe  
(a) – tensiunea de fază,  $u_R$   
(b) – curentul de fază,  $i_R$   
(c) – spectrul curentului de fază

Schema pentru simularea redresorului VIENNA cu comandă integrativ-scalară, în aceleași condiții de alimentare și sarcină ca și în cazul anterior, dar cu comanda prin curentul de vârf prin întrerupătoare este prezentată în figura următoare. În Fig. 5.55 b,c sunt prezentate arhitecturile blocurilor bibliotecă (CONTROL.lib, RAMP\_UNIP.lib) cu ajutorul cărora se realizează comanda integrativ-scalară a redresorului VIENNA în cazul comenzii prin curentul de vârf prin întrerupătoare

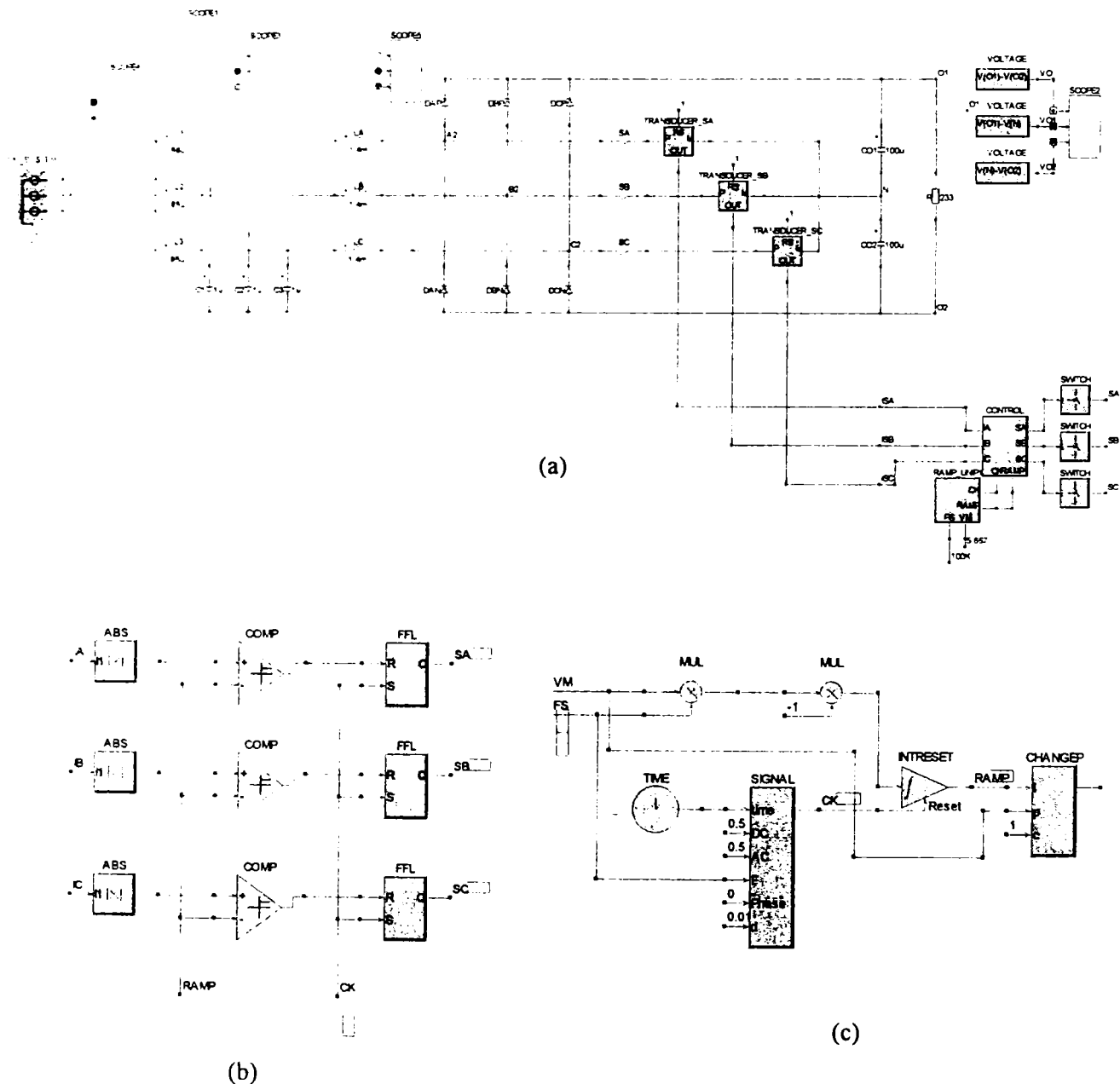
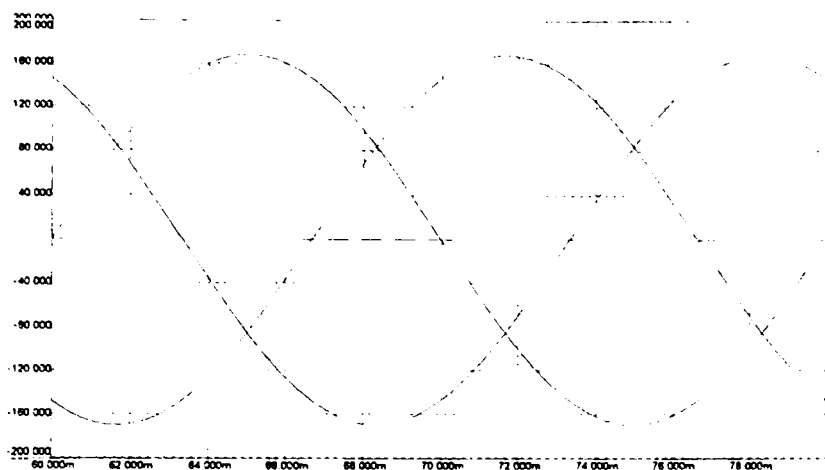
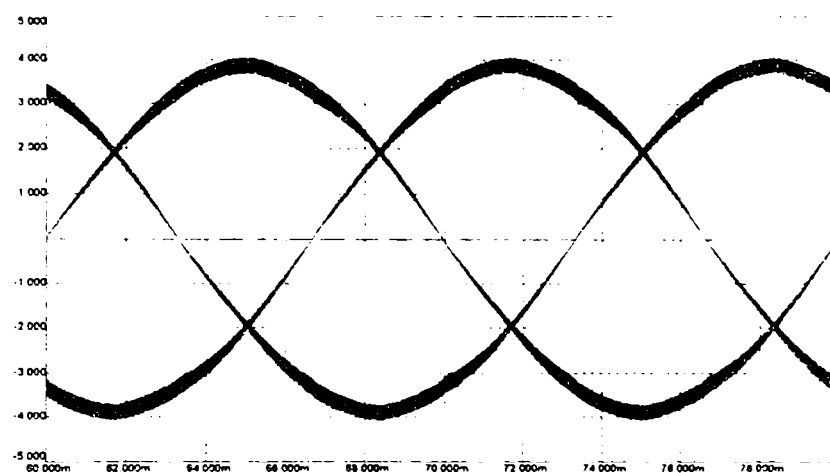


Fig. 5.55. a - Configurația schemei de simulare a redresorului VIENNA cu comandă integrativ-scalară și comanda prin curentul de vârf prin întrerupătoare  
 b - blocul de generare a comenzilor pentru întrerupătoarele circuitului CONTROL.lib  
 c - blocul de generare a comenzii integrative RAMP\_UNIP.lib

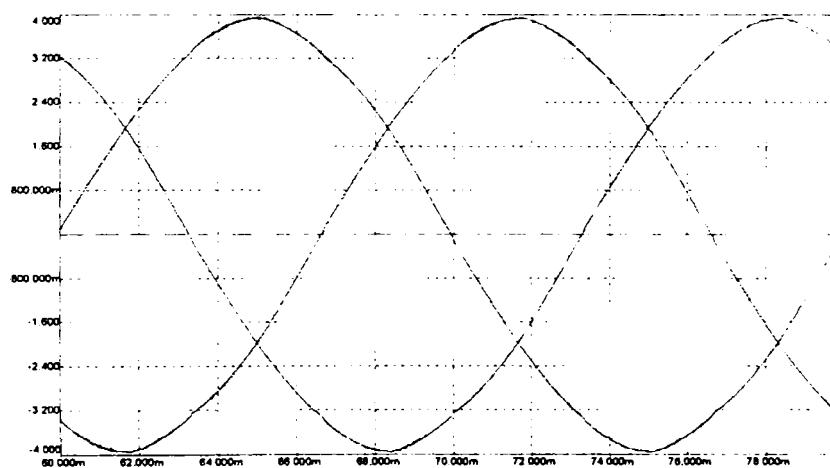
În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 5.56b,c în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 5.56a).



(a)



(b)



(c)

Fig. 5.56. Formele de undă rezultate în urma simulării redresorului VIENNA având comandă integrativ-scalară cu comanda prin curenții de vârf prin întrerupătoare  
 (a) – tensiunile de fază,  $u_R, u_S, u_T$   
 (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R, i_S, i_T$  nefiltrați  
 (c) - curenții absorbiți de la rețea,  $i_R, i_S, i_T$  filtrați

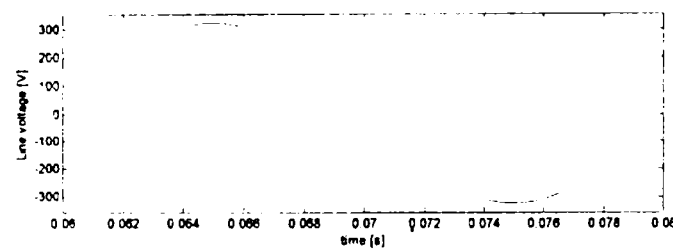
Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

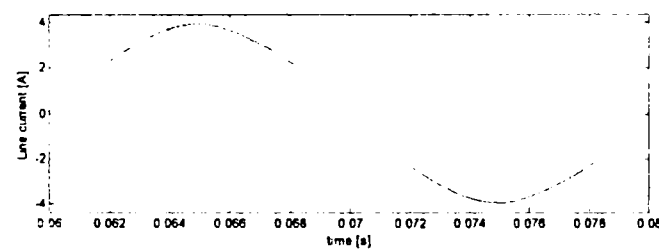
THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
1.2501	0.9999	-0.6346	0.9999	0.9999

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

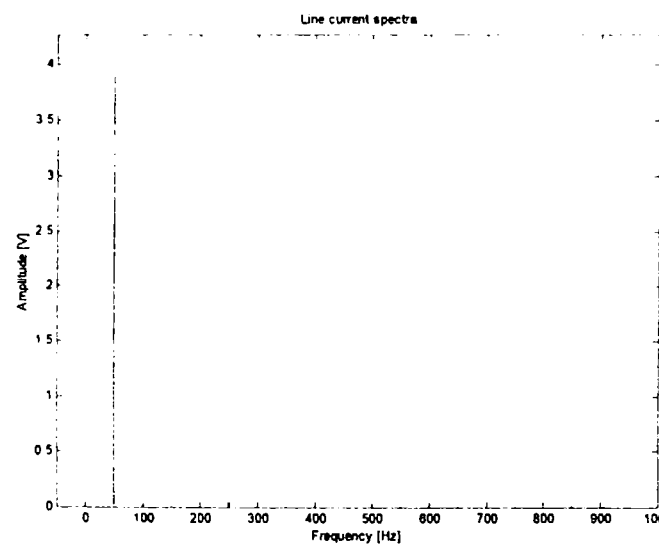
THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
1.3413	0.9999	-0.6346	0.9999	0.9998



(a)



(b)



(c)

Fig. 5.57. Analiza spectrală a curentului unei faze pentru redresorul VIENNA având comandă integrativ-scalară cu comanda prin curenții de vârf prin întrerupătoare

(a) – tensiunea de fază,  $u_R$

(b) – curentul de fază,  $i_R$

(c) – spectrul curentului de fază

Rezultatele simulării circuitului PFC trifazat BOOST CCM cu comandă integrativ-scalară vor fi prezentate comparativ cu cele corespunzătoare comenzii integrativ-vectoriale pentru același circuit, în aceleași condiții de alimentare și sarcină, într-un paragraf următor.

### 5.4.3. Comanda integrativ-vectorială

#### 5.4.3.1. Circuite PFC trifazate BUCK și BUCK-BOOST

Comanda integrativ-vectorială a fost prezentată detaliat pentru structura BUCK în paragraful 5.3.4.1, prezentându-se totodată modul de implementare pentru structurile de tip BUCK-BOOST inversoare și neinversoare. Corectitudinea funcționării tuturor acestor topologii cu acest mod de comandă a fost verificată prin simulare. Dintre rezultatele obținute este prezentat în continuare cazul circuitului PFC trifazat BUCK-BOOST neinversor, pentru care alimentarea se face de la o rețea trifazată având  $U_M = 113,13V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanței este  $L = 0,8mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 45\Omega$ ) fiind  $P_o = 142W$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 80V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

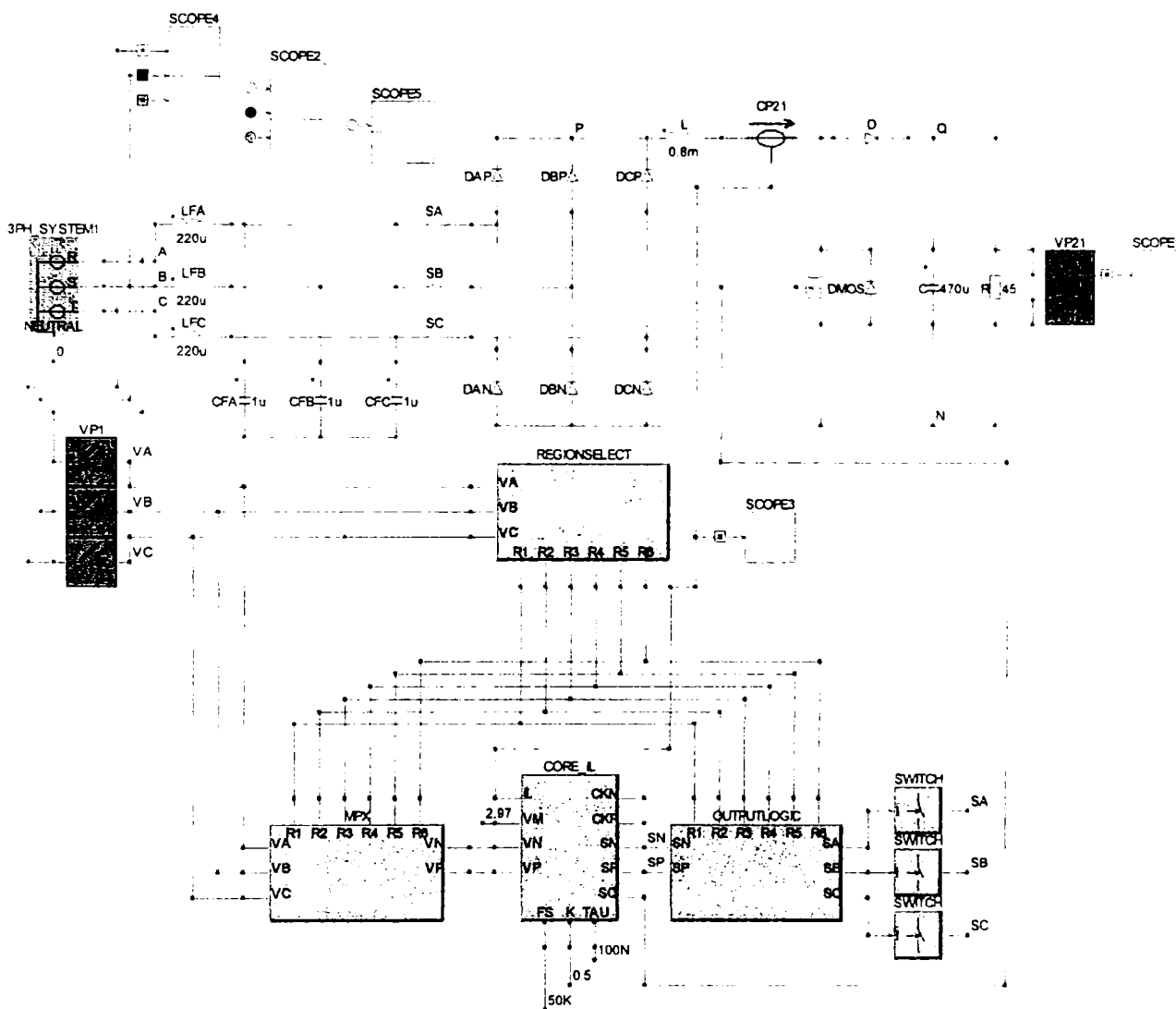
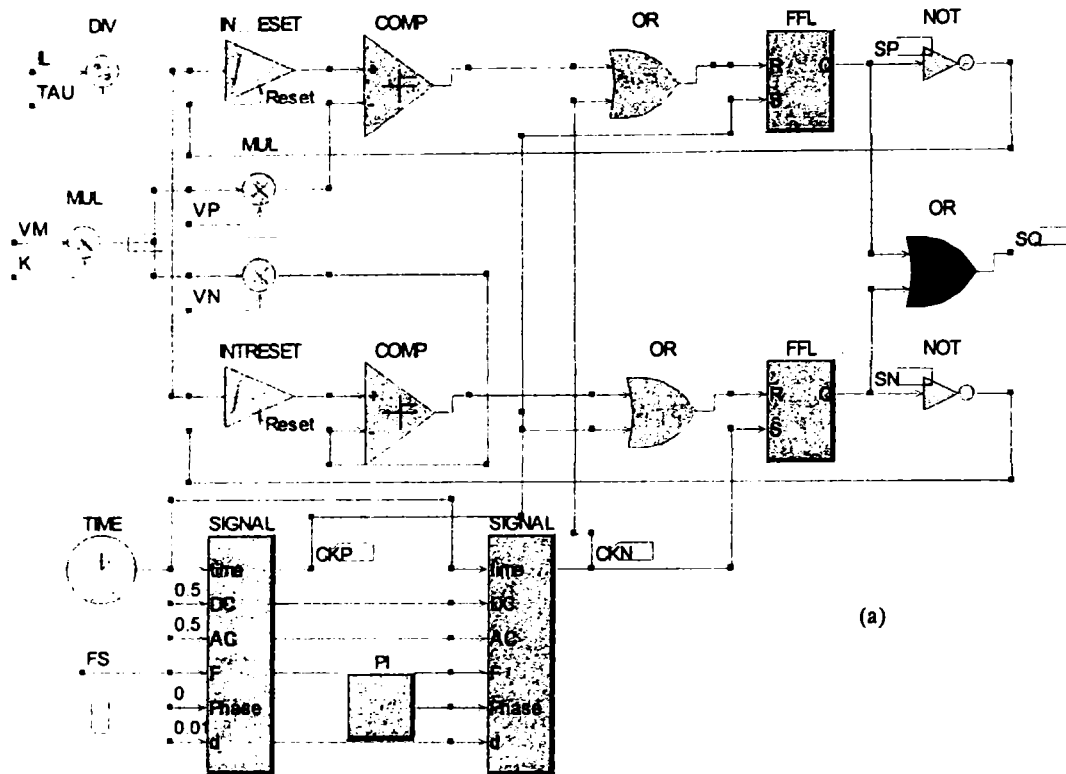


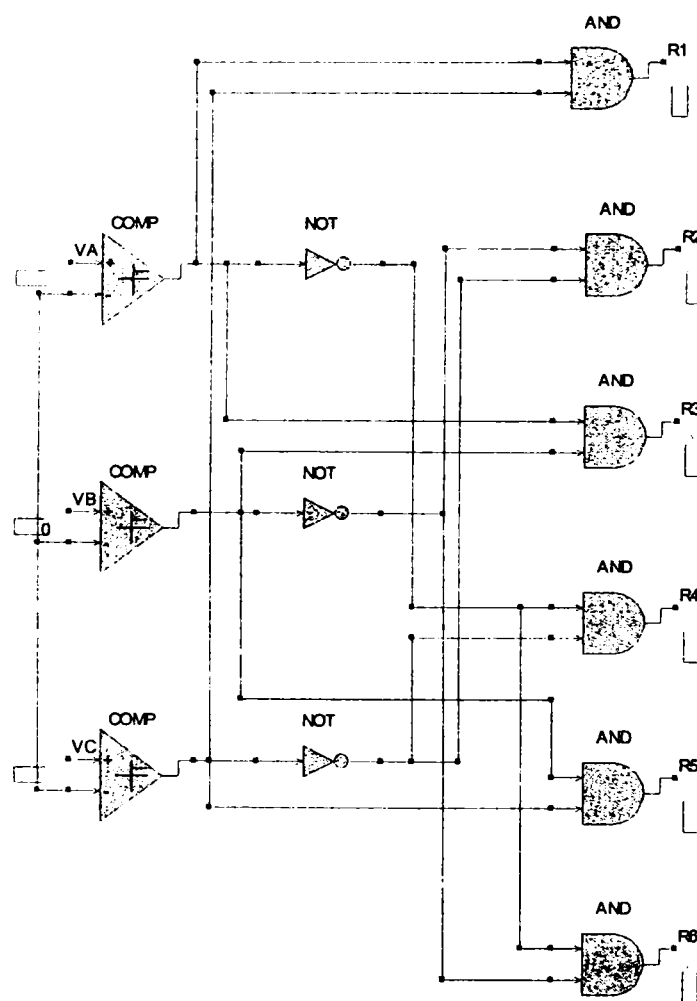
Fig. 5.58. Configurația schemei de simulare a circuitului PFC trifazat BUCK-BOOST neinversor cu comandă integrativ-vectorială

Elementul principal al controllerului integrativ folosit în simulare, îl constituie nucleul, realizat cu un bloc bibliotecă CORE\_iL, a cărui schemă detaliată este prezentată în Fig. 5.59a (de remarcat este faptul că între semnalele  $S_p$  și  $S_n$ , se realizează funcția SAU în vederea comenzii întrerupătorului  $S_l$ , funcție care lipsește în cazul utilizării controllerului pentru o topologie BUCK). De asemenea sunt prezentate detaliat blocurile bibliotecă folosite pentru realizarea circuitului de selecției al regiunii (REGIONSELECT, Fig. 5.59b), multiplexorului (MPX, Fig. 5.60a) și a logicii de ieșire (OUTPUTLOGIC, Fig. 5.60b)





(a)



(b)

Fig. 5.59. a - Arhitectura blocului bibliotecă (CORE\_iL.lib) pentru comanda vectorială  
 b - Arhitectura blocului bibliotecă (REGIONSELECT.lib) pentru circuitul de selecție a regiunii

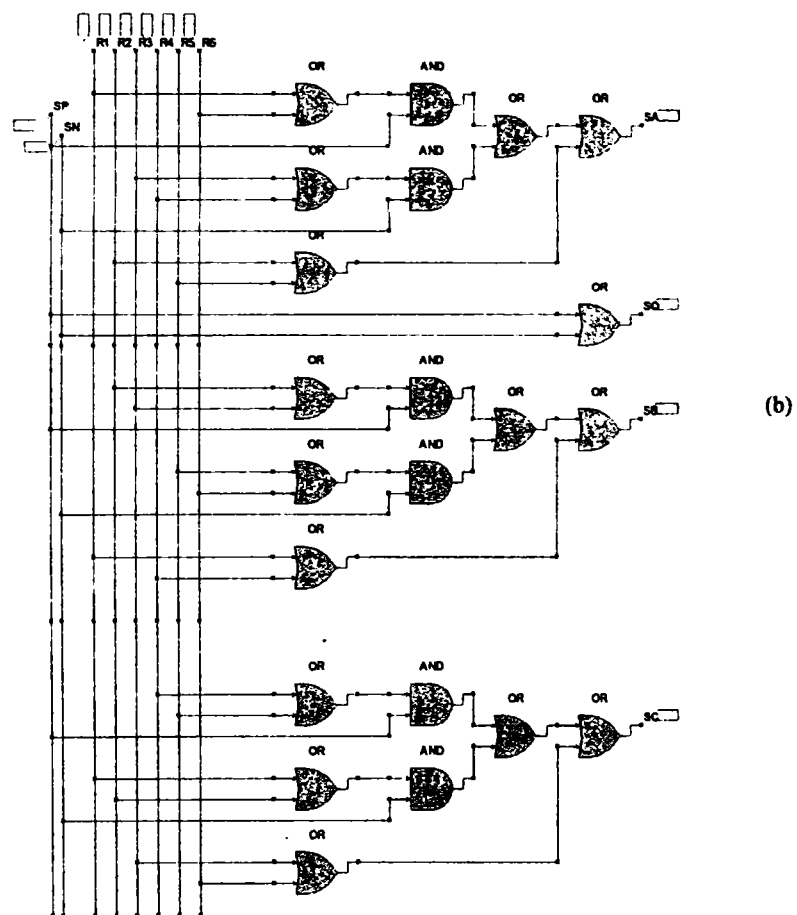
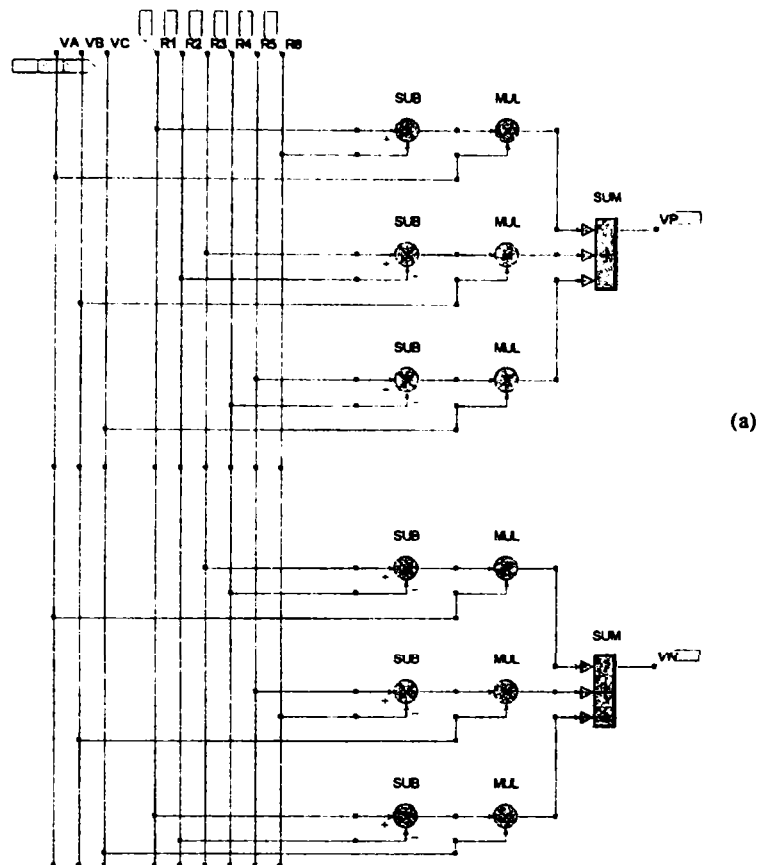
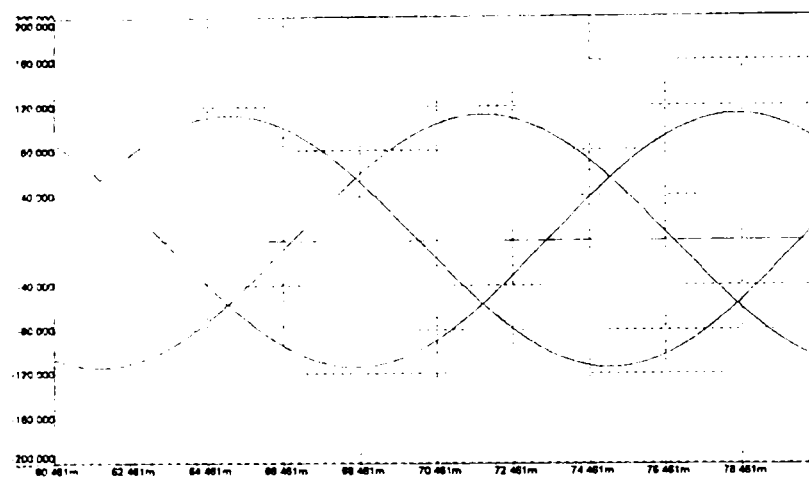
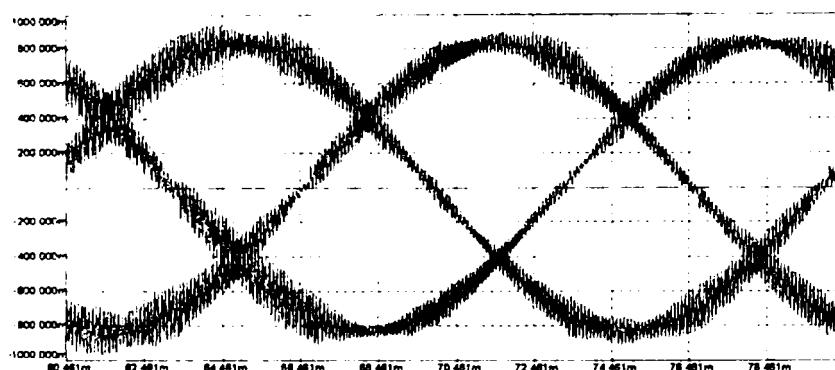


Fig. 5.60. a - Arhitectura blocului bibliotecă (MPX.lib) pentru circuitul de multiplexare  
 b - Arhitectura blocului bibliotecă (OUTPUTLOGIC.lib) pentru logica de ieșire

În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 5.61b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 5.61a).



(a)



(b)

Fig. 5.61. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC trifazat BUCK-BOOST cu ieșire neinversoare având comandă vectorială

(a) – tensiunile de fază,  $u_R$ ,  $u_S$ ,  $u_T$

(b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R$ ,  $i_S$ ,  $i_T$

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.3197	1.0000	-10.7293	0.9825	0.9825

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
9.6431	0.9954	-10.7293	0.9825	0.9780

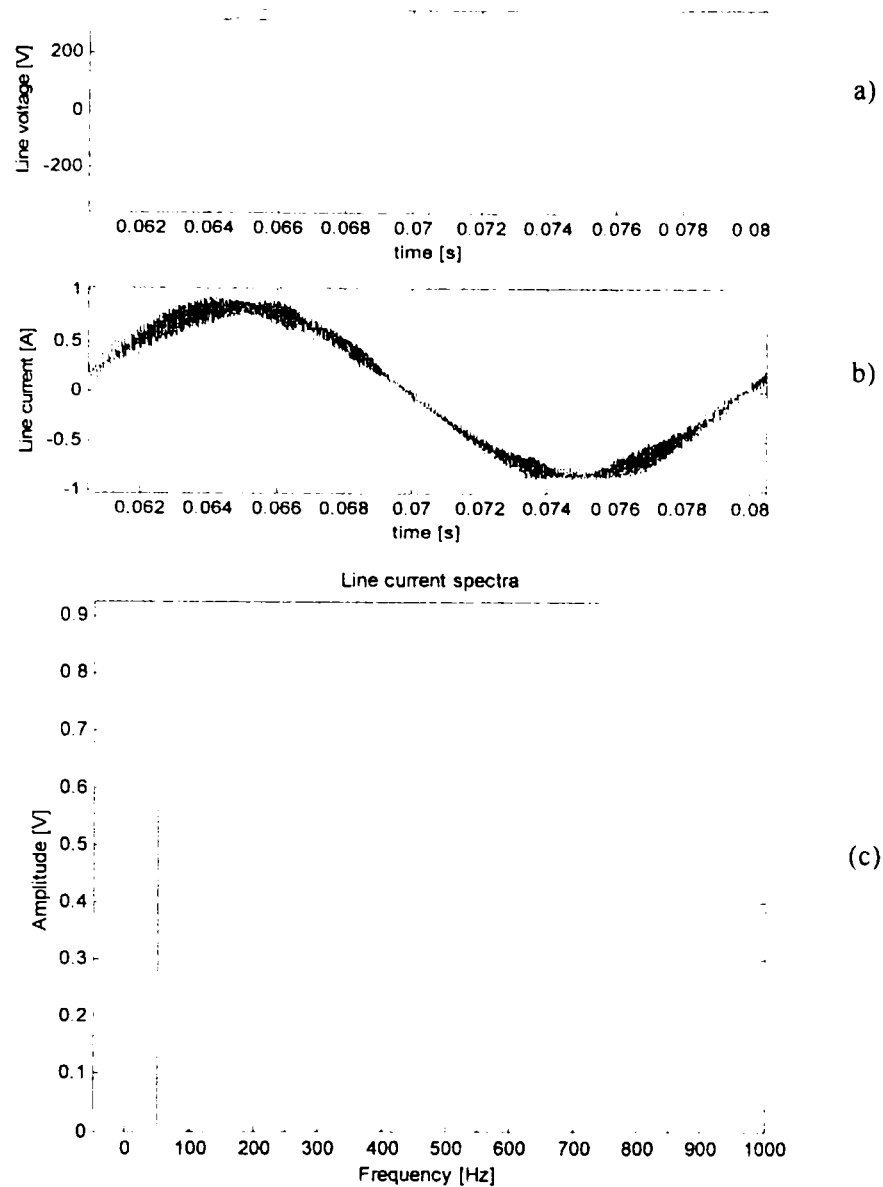


Fig. 5.62. Analiza spectrală a curentului unei faze pentru circuitul PFC trifazat BUCK-BOOST cu ieșire neinversoare având comandă vectorială  
 (a) – tensiunea de fază,  $u_R$   
 (b) – curentul de fază,  $i_R$   
 (c) – spectrul curentului de fază

Rezultate asemănătoare au fost obținute și în cazul simulării circuitelor PFC trifazate BUCK și BUCK-BOOST inversor, utilizând același controller integrativ-vectorial. Pentru exemplul prezentat se realizează sesizarea curentului prin inductanță, simularea putându-se realiza și în situația sesizării curentului prin întrerupător. De menționat este faptul că prin folosirea unui filtru EMI la intrarea circuitelor PFC pot fi eliminate în mare măsură componentele de înaltă frecvență din formele de undă ale curenților absorbiți de pe cele trei faze. Implicit parametrii de merit vor avea valori mai bune, în special în cazul calculului armonic total.

## 5.4.3.2. Circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală serie

În paragraful 5.3.4.2. a fost prezentat controllerul vectorial universal pentru comanda familiei de circuite PFC trifazate având topologie BOOST duală serie. Au fost simulate toate cele cinci variante de circuite prezentate în Fig. 5.38, dar din considerente de spațiu în continuare sunt prezentate rezultatele obținute în urma simulării topologiei BOOST cu inductanțe pe partea de curent alternativ și magistrală de curent continuu secționată (Fig. 5.38b). Alimentarea se face de la o rețea trifazată având  $U_M = 169,7V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanțelor fiind  $L = 2mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 72\Omega$ ) fiind  $P_o = 5KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 600V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

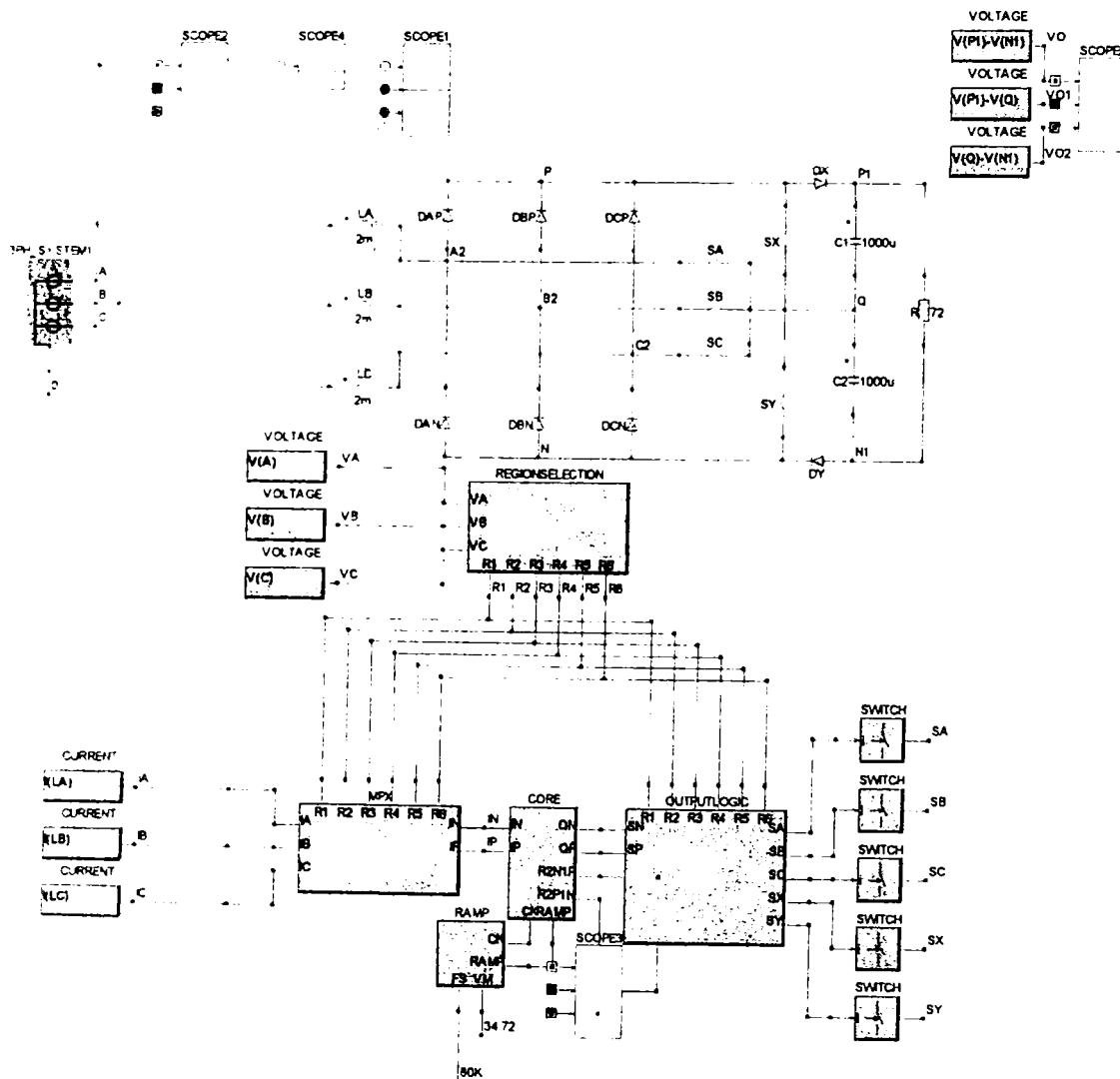


Fig. 5.63. Configurația schemei de simulare a circuitului PFC trifazat BOOST cu inductanțe pe partea de curent alternativ și magistrală de curent continuu secționată având comandă integrativ-vectorială

Elementul principal al controllerului integrativ-vectorial folosit la simulare, îl constituie nucleul realizat cu un bloc bibliotecă CORE.lib a cărei schemă detaliată este prezentată în Fig. 5.64. Blocurile bibliotecă folosite pentru realizarea circuitului de selecție al regiunii (REGIONSELECT), multiplexorului (MPX) și a logicii de ieșire (OUTPUTLOGIC) sunt realizate pe același principiu ca și în cazul controllerului vectorial pentru circuitele PFC trifazate BUCK și BUCK-BOOST, prezentat detaliat în paragraful anterior

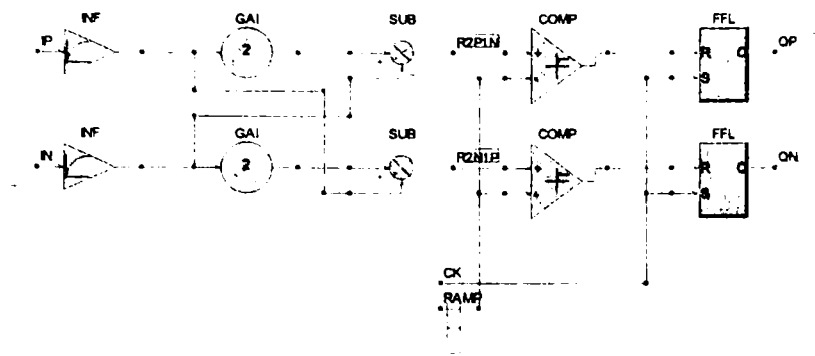
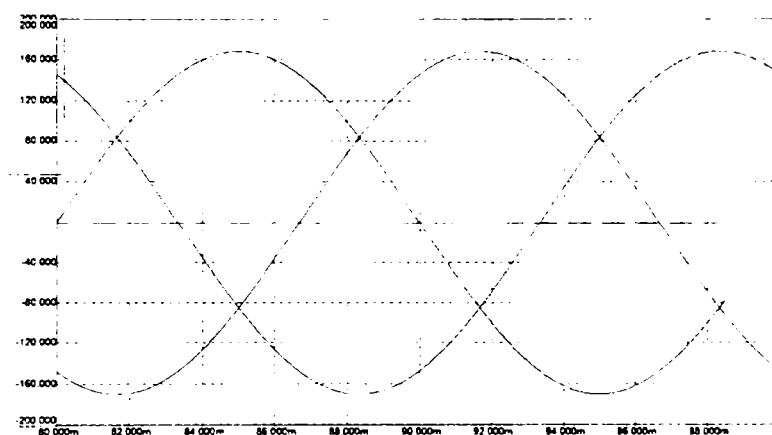
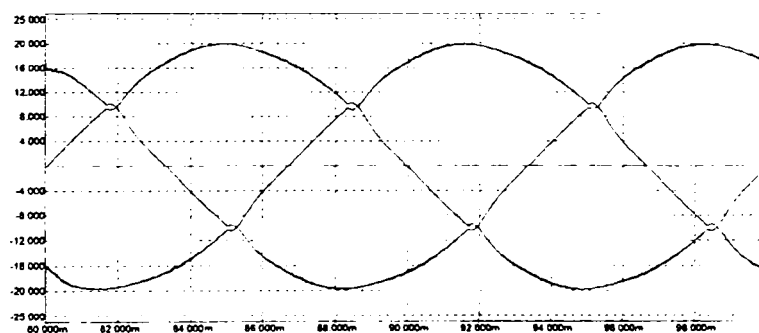


Fig. 5.64. Arhitectura blocului bibliotecă (CORE.lib) pentru nucleul comenzii vectoriale

În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 5.65b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 5.65a). Se remarcă în formele de undă ale curenților micile deformări (glitch) care sunt specifice comenzii vectoriale, ele apărând la trecerea de la o regiune la alta, adică tot la câte  $60^\circ$ .



(a)



(b)

Fig. 5.65. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC trifazat BOOST cu inductanțe pe partea de curent alternativ și magistrală de curent continuu secționată având comandă integrativ-vectorială

- (a) – tensiunile de fază,  $u_R, u_S, u_T$
- (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R, i_S, i_T$

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
2.6787	0.9996	0.6800	0.9999	0.9996

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
2.8254	0.9996	0.6800	0.9999	0.9995

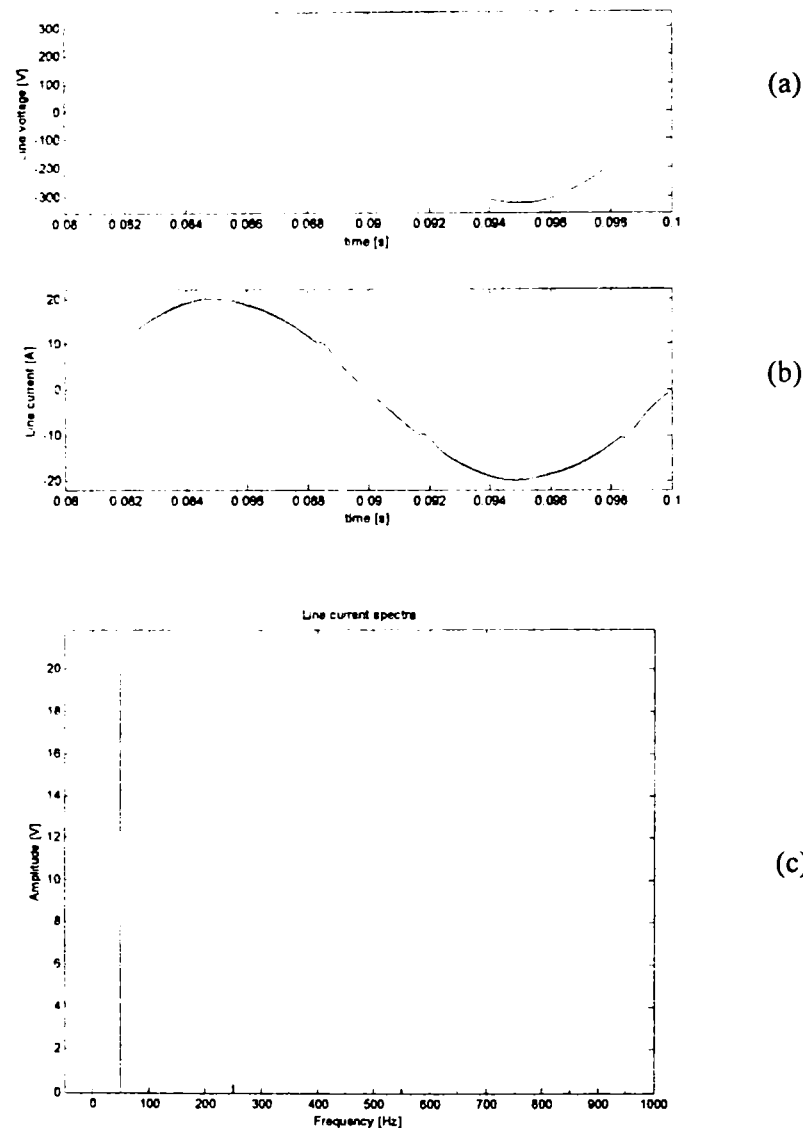


Fig. 5.66. Analiza spectrală a curentului unei faze a circuitului PFC trifazat BOOST cu inductanțe pe partea de curent alternativ și magistrală de curent continuu secționată având comandă integrativ-vectorială

(a) – tensiunea de fază,  $u_R$

(b) – curentul de fază,  $i_R$

(c) – spectrul curentului de fază

Rezultate asemănătoare au fost obținute și în cazul simulării celorlalte circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală serie, utilizând același controller vectorial universal. De remarcat sunt valorile foarte bune ale parametrilor de merit obținuți.

## 5.4.3.3. Circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală paralelă

În paragraful 5.3.4.3. a fost prezentat controllerul vectorial universal pentru comanda familiei de circuite PFC trifazate având topologie BOOST duală paralelă. Au fost simulate toate cele cinci variante de circuite prezentate în Fig. 5.43, dar din considerente de spațiu, în continuare sunt prezentate rezultatele obținute în urma simulării topologiei BOOST în punte (Fig. 5.43c). Pentru comparație, pentru aceeași topologie sunt prezentate și rezultatele simulării în cazul comenzii integrativ scalare (similară cu cea prezentată pentru redresorul VIENNA anterior). Alimentarea se face de la o rețea trifazată având  $U_M = 169V$ ,  $f = 50Hz$ , valoarea inductanțelor fiind  $L = 2mH$ , puterea pe sarcină ( $R = 160\Omega$ ) fiind  $P_o = 1,44KW$ , iar valoarea tensiunii de ieșire  $U_o = 480V$ . Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare:

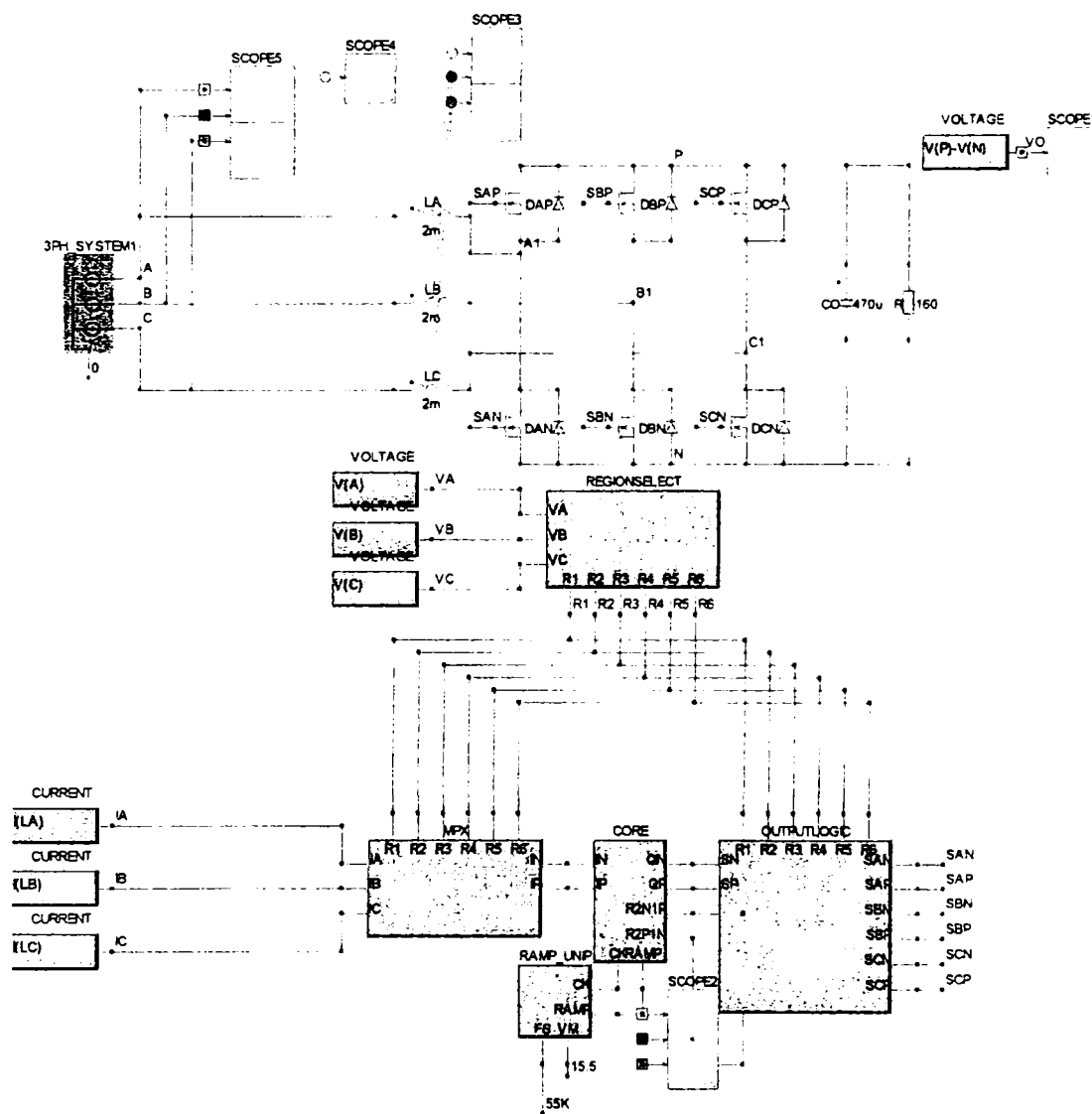


Fig. 5.67. Configurația schemei de simulare a circuitului PFC trifazat BOOST în punte având comandă integrativ-vectorială.

Elementul principal al controllerului integrativ-vectorial folosit în simulare, îl constituie nucleul, realizat cu blocul bibliotecă CORE.lib, a cărui schemă detaliată este prezentată în Fig. 5.68. Blocurile bibliotecă folosite pentru realizarea circuitului de selecție a regiunii (REGIONSELECT), multiplexorului (MPX) și a logicii de ieșire (OUTPUTLOGIC) sunt principal realizate ca și în cazul controllerului vectorial pentru circuitele PFC trifazate BUCK și BUCK-BOOST, prezentat detaliat într-un paragraf anterior.



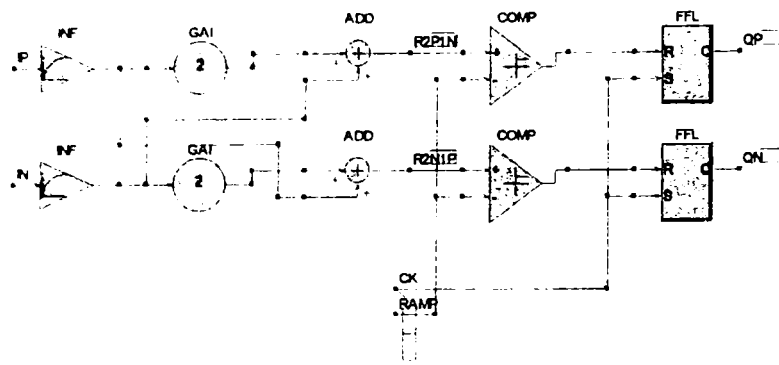
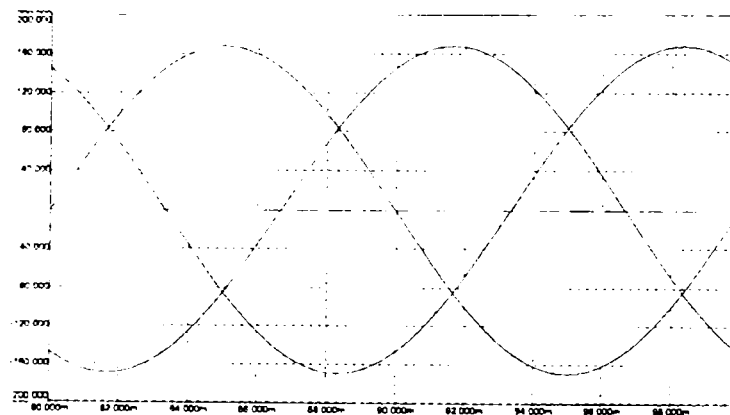
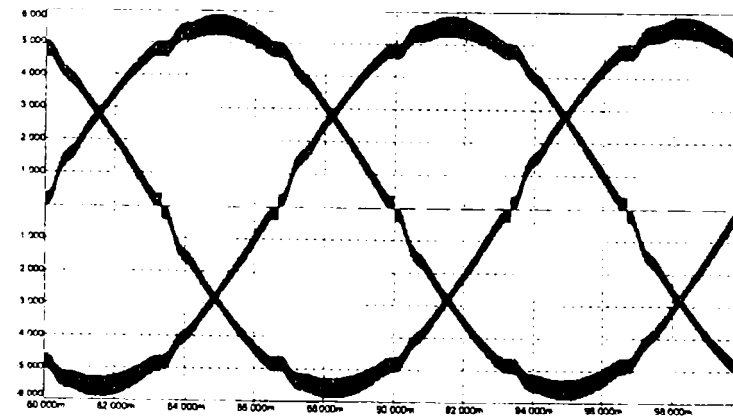


Fig. 5.68. Arhitectura blocului bibliotecă (CORE.lib) pentru nucleul comenzii vectoriale

În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 5.69b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 5.69a). Se remarcă în formele de undă ale curenților micile deformări care sunt specifice comenzii vectoriale, ele apărând la trecerea de la o regiune la alta, adică tot la câte  $60^\circ$ .



(a)



(b)

Fig. 5.69. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC trifazat BOOST în punte având comandă integrativ-vectorială

- (a) – tensiunile de fază,  $u_R$ ,  $u_S$ ,  $u_T$   
 (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R$ ,  $i_S$ ,  $i_T$

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

## Circuite PFC trifazate

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
1.3863	0.9999	-2.0802	0.9993	0.9992

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
4.2461	0.9991	-2.0802	0.9993	0.9984

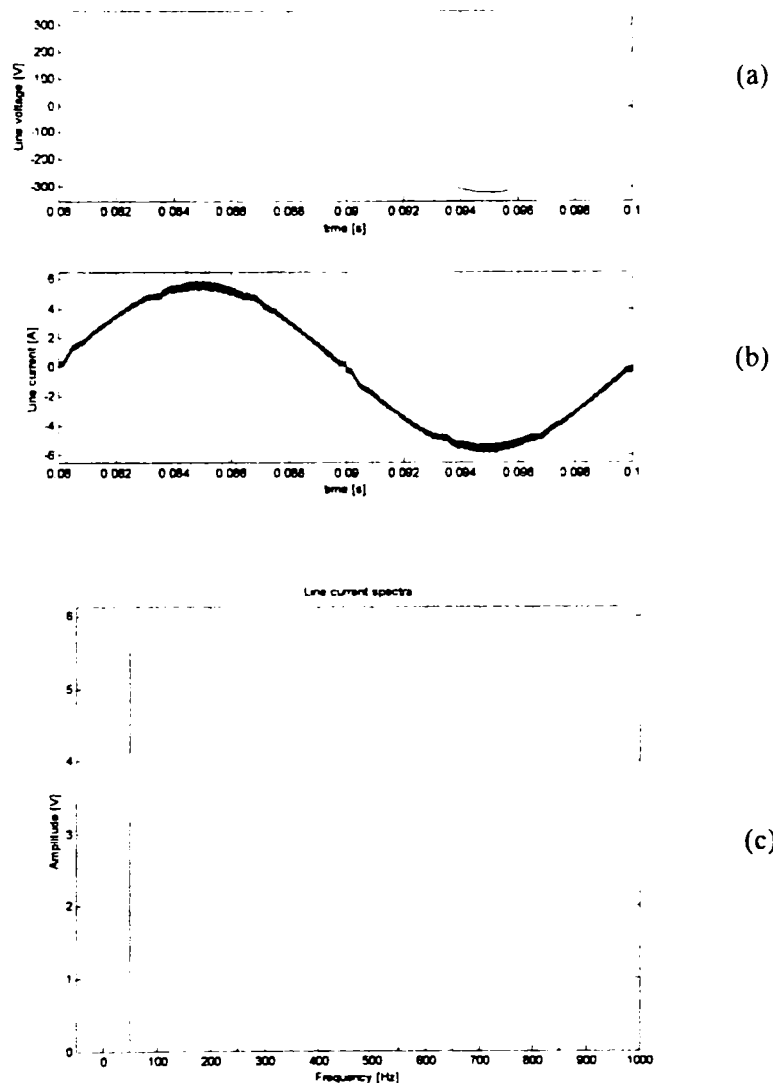


Fig. 5.70. Analiza spectrală a curentului unei faze a circuitului PFC trifazat BOOST în punte având comandă integrativ-vectorială  
(a) – tensiunea de fază,  $u_R$   
(b) – curentul de fază,  $i_R$   
(c) – spectrul curentului de fază

Rezultate asemănătoare au fost obținute și în cazul simulării celorlalte circuite PFC trifazate cu topologie BOOST duală paralelă, utilizând același controller vectorial universal. De remarcat sunt valorile foarte bune ale parametrilor de merit obținuți.

Pentru aceeași topologie, BOOST în punte, a fost realizată simularea în cazul comenzii integrativ-scalară, prezentată în paragraful 5.3.3.1. (pe baza aceluiași principiu ca și în cazul redresorului VIENNA ale cărui rezultate au fost expuse anterior). Simularea a fost efectuată în aceleași condiții de alimentare respectiv sarcină cu cele din cazul comenzii vectoriale. Schema pentru simulare este prezentată în figura următoare.

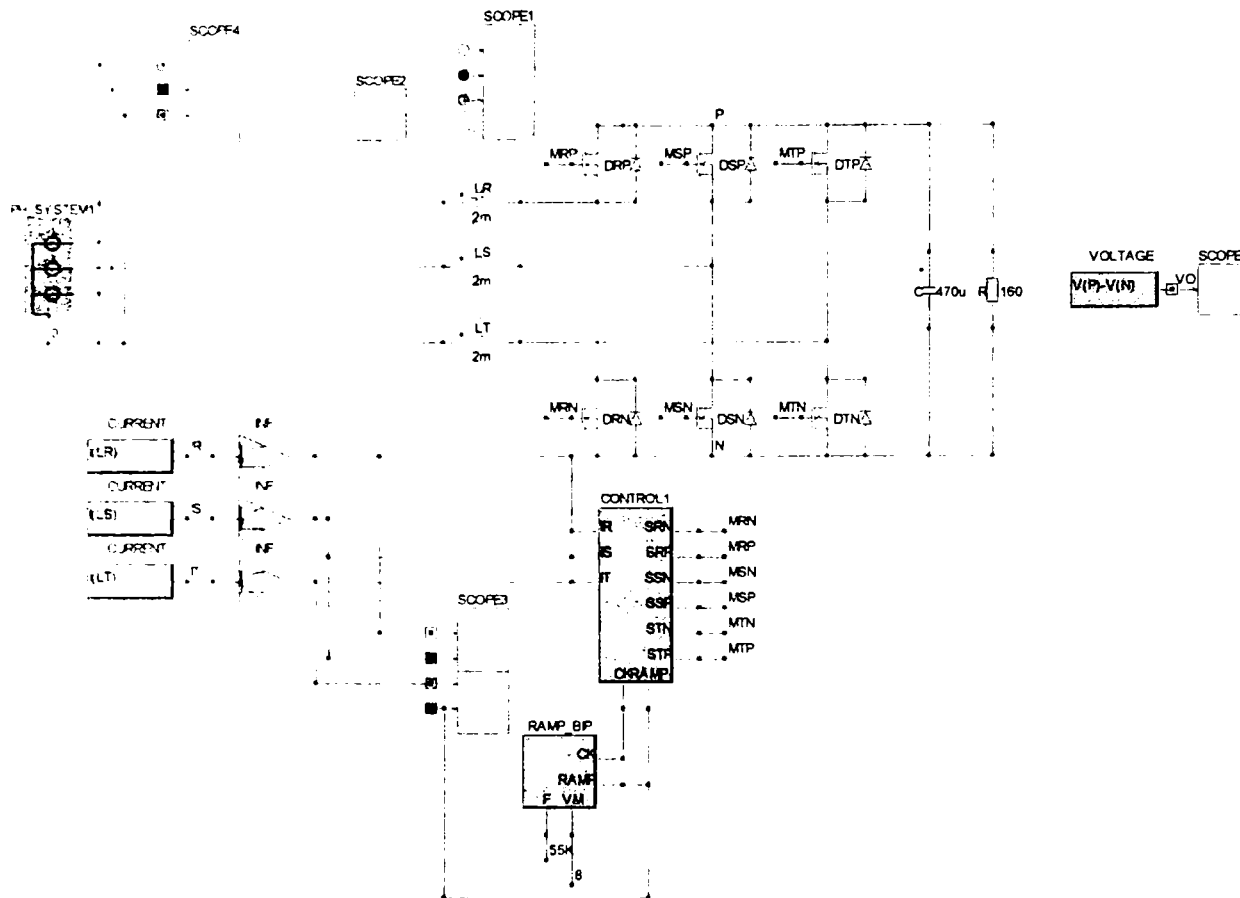


Fig. 5.71. Configurația schemei de simulare a circuitului PFC trifazat BOOST în punte având comandă integrativ-scalară.

Elementele principale ale comenzii integrativ-scalară folosite în simulare sunt blocul de comandă al întrerupătoarelor, realizat cu un bloc bibliotecă CONTROL.lib, a cărui schemă detaliată este prezentată în Fig. 5.72a și blocul integrator, realizat cu un bloc bibliotecă RAMP\_BIP.lib, a cărui schemă detaliată este prezentată în Fig. 5.72b.

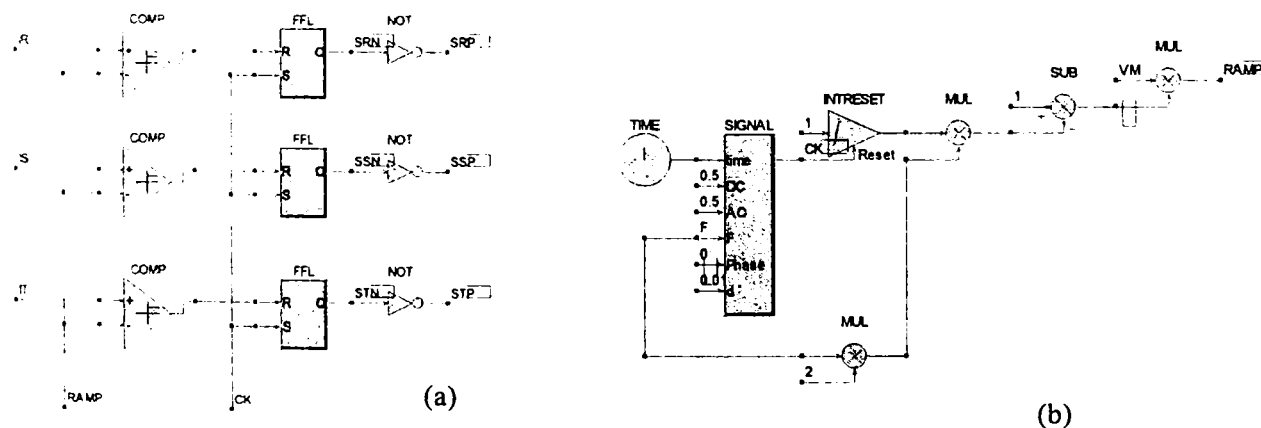
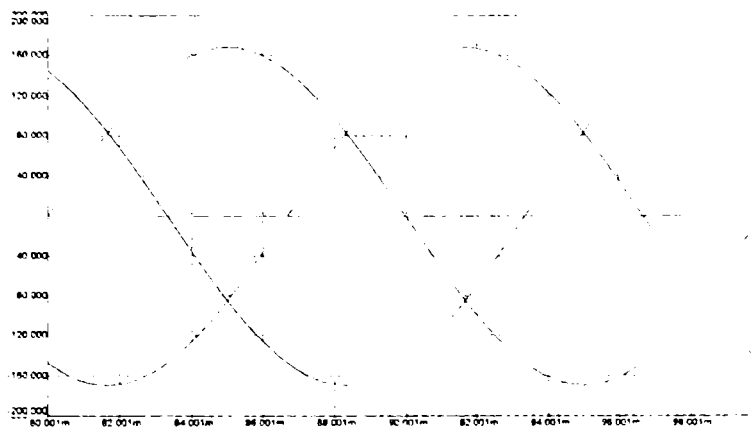
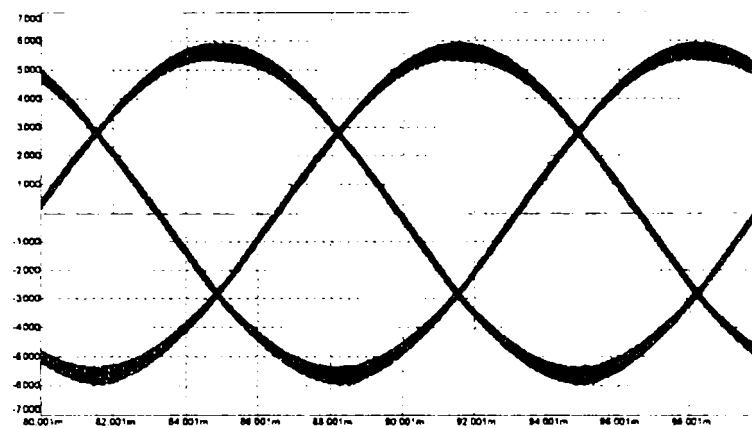


Fig. 5.72. a - Arhitectura blocului bibliotecă (CONTROL.lib) pentru comanda întrerupătoarelor.  
b - Arhitectura blocului bibliotecă (RAMP\_BIP.lib) pentru comanda integrativă.

În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 5.73b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 5.73a).



(a)



(b)

Fig. 5.73. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului PFC trifazat BOOST în punte având comandă integrativ-scalară

(a) – tensiunile de fază,  $u_R, u_S, u_T$   
 (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R, i_S, i_T$

Analiza spectrală a curentului unei faze în Matlab a furnizat următoarele valori pentru principalii parametri de merit:

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
0.0671	1.0000	-2.3838	0.9991	0.9991

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
3.8646	0.9993	-2.3838	0.9991	0.9984

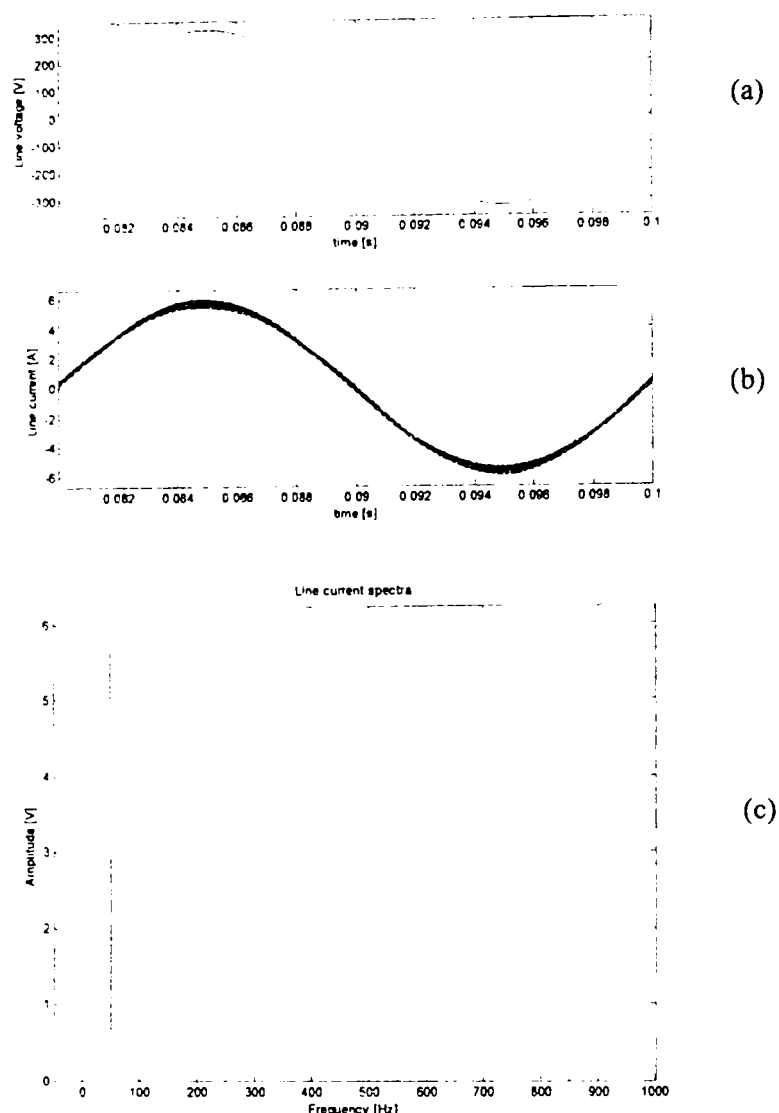


Fig. 5.74. Analiza spectrală a curentului unei faze a circuitului PFC trifazat BOOST în punte având comandă integrativ-scalară  
 (a) – tensiunea de fază,  $u_R$   
 (b) – curentul de fază,  $i_R$   
 (c) – spectrul curentului de fază

Se poate observa că din punct de vedere al parametrilor de merit s-au obținut rezultate asemănătoare cu cele din cazul simulării circuitului PFC trifazate BOOST având comandă vectorială.

### 5.5. Concluzii

Plecând de la o analiză generală făcută unui LFR trifazat și concluzionând că nu este necesar un element intern pentru stocarea energiei de joasă frecvență, autorul trece apoi în revistă cele mai reprezentative circuite PFC trifazate rezultate din corespondența firească cu topologiile clasice de convertoare dc-dc monofazate. *Sintetizând un vast material bibliografic se poate afirma că pe lângă extinderile naturale ale convertoarelor monofazate la topologii trifazate cu 6 întrerupătoare active, există versiuni atractive de circuite PFC trifazate cu un singur întrerupător activ.* Mai mult, topologii cu mai multe sau un singur întrerupător activ se pot dezvolta atât în variantă hard-switching cât și soft-switching. *Autorul efectuează un important studiu comparativ sintetic* ce poate fi un bun punct de plecare în alegerea unei topologii pentru o aplicație concretă.

În continuare, în lucrare se insistă pe aplicarea unor tehnici de comandă performante pentru principalele structuri de putere trifazate. ***La comanda cu histereză contribuția autorului constă în găsirea strategiilor de comutație care să conducă la un control necondiționat al curentului în banda de histereză.*** Exemplificarea se face pentru circuitul PFC BOOST trifazat în punte cu 6 întrerupătoare active și pentru redresorul VIENNA.

Autorul se concentrează pe comenzile de tip integrativ ca soluții simple, robuste și eficiente. Dezvoltând ecuațiile comenzii integrativ scalare se ajunge în mod firesc la structurile blocurilor de comandă specifice fiecărei topologii. ***Ca și contribuții originale autorul deduce ecuațiile de bază și condițiile de funcționare corectă pentru toate structurile cu comandă integrativ-scalară investigate (BOOST trifazat și redresorul VIENNA), din punct de vedere al relațiilor de tensiune precum și condițiile de stabilitate ca punct de plecare în dimensionarea elementelor inductive.***

Un spațiu important este alocat comenzilor vectoriale integrative, având ca argument pierderile în comutație reduse și gradul ridicat de generalitate. Deși primul controller vectorial investigat face uz de multiplicatoare analogice, importanța sa este dată de faptul că se aplică structurii BUCK (mai puțin utilizată în corecția factorului de putere) și unei interesante structuri de tip BUCK-BOOST neinversoare. ***Autorul aduce ca element de originalitate relațiile pentru rezistența emulată în cazul în care cel sesizat este curentul prin întrerupător.*** Universalitatea controllerelor vectoriale este demonstrată prin dezvoltarea unor astfel de circuite de comandă pentru topologiile reductibile la BOOST duală serie, respectiv BOOST duală paralel. ***Autorul reușește să deducă condiția care asigură purtătoare unică pentru ambele subcircuite de comandă aferente nucleului din controller.***

***Au fost efectuate simulări detaliate aproape pentru fiecare structură investigată, în vederea validării conceptelor teoretice.*** Pentru comanda cu histereză studiul de caz s-a efectuat pe redresorul VIENNA, ca de altfel și în cazul comenzii integrativ scalare. Trebuie menționat că în acest din urmă caz au fost studiate patru modalități de control al curentului: prin curentul mediu și de vârf, fie prin inductanțe, fie prin întrerupătoare. ***În cazul comenzilor integrativ vectoriale au fost construite blocuri bibliotecă pentru principalele module din componența controllerelor.*** Pentru circuitele derivate din structuri BUCK a fost confirmată buna funcționare a tuturor celor trei topologii, în lucrare exemplificându-se cazul convertorului BUCK-BOOST neinversor. ***Controllerle universale au fost verificate pentru toate cele zece circuite de putere*** (cinci de tip BOOST serie și cinci de tip BOOST paralel), exemplificarea făcându-se pe câte un reprezentant al familiei. ***Autorul face unele aprecieri calitative privind natura unor forme de undă și valorile unor parametrii de merit.***

Evaluările calitative dar mai ales cele cantitative au confirmat integral justetea elementelor teoretice elaborate. Se poate trage concluzia că, cel puțin teoretic, gradul de distorsiuni al curentului este limitat inferior de distorsiunile proprii ale tensiunii rețelei furnizate de distribuitor (4-5%). ***Autorul consideră că preocupări de viitor ar putea fi studiul efectelor neîmperecherii constantelor de timp ale integratoarelor cu valorile teoretice, cu dezvoltarea unor soluții de tipul integratorului sincron.*** De asemenea ar fi interesant de investigat comportamentul acestor structuri alimentate de la rețele trifazate nesimetrice.

## CAPITOLUL 6

## Filtre active de putere monofazate

Acest capitol investighează filtrele active de putere monofazate (APF), ca o alternativă la structurile tradiționale de circuite PFC pe cale serie. Autorul pune accent pe topologiile în punte și semipunte, insistând asupra comenzilor de tip integrativ. Sunt deduse relațiile matematice atât pentru comanda bipolară cât și pentru cea unipolară, relații care apoi se regăsesc în schemele de comandă corespunzătoare. Sunt studiate și variante de controller în cazul utilizării semipunților, accentuându-se restricțiile care apar în aceste situații și determinându-se solicitările tipice pentru dispozitivele de putere în fiecare caz în parte. Autorul propune un set de relații pentru dimensionarea filtrului de radiofrecvență atât pentru circuitele PFC cât și pentru circuitele APF. Toate soluțiile de circuite APF monofazate elaborate sunt validate prin simulare.

## 6.1. Considerații generale privind filtrele active de putere

Circuitele de corecție activă a factorului de putere prezentate în capitolele anterioare se intercalează pe cale serie între rețea și sarcină, ceea ce determină ca întreaga putere necesară sarcinii să fie procesată de către circuitul PFC. Funcționarea implică solicitări mari de tensiune și curent, cu pierderi mari de comutație și conducție ale dispozitivelor active din structura acestor circuite.

O nouă categorie de convertoare de putere cu factor de putere unitar este cea caracterizată de conectarea în paralel cu sarcina a unui circuit de corecție activă a factorului de putere, după cum se poate observa din schema generală prezentată în Fig. 6.1. Aceste circuite au fost denumite filtre active de putere, APF (engl. Active Power Filter) [7], [38], [57], [142].

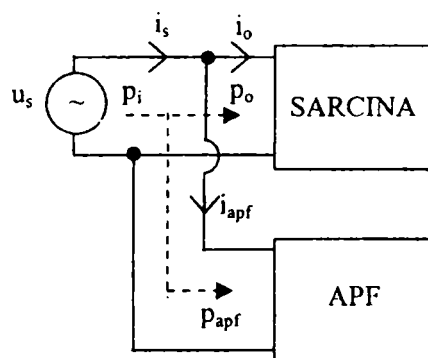


Fig. 6.1. Schema generală a unui circuit APF

În absența circuitului APF, presupunând sarcina ca fiind neliniară și/sau reactivă, aceasta va absorbi de la sursa alternativă un curent ce va conține o componentă reactivă și/sau armonici. Rolul filtrului activ de putere este de a absorbi de la sursă un curent,  $i_{apf}$ , care să anuleze componenta reactivă și armonicile curentului de sarcină,  $i_o$ , exceptând fundamentală, astfel încât cel puțin valoarea mediată a curentului absorbit din rețea,  $i_s$ , să fie în fază și proporțională cu tensiunea sinusoidală a rețelei,  $u_s$ .

Datorită conectării în paralel a circuitului APF, acesta nu va procesa decât o fracțiune din puterea transmisă sarcinii, fapt care implică solicitări ale componentelor și pierderi de comutație și conducție mult mai reduse decât în cazul circuitelor PFC.

Pentru a se obține un randament global ridicat în funcționare, circuitul APF nu va trebui să consume putere activă ci doar putere reactivă. În practică, întrerupătoarele nefiind ideale, vor apărea pierderi de conducție și comutație pe acestea care vor scădea din

randamentul global. O observație importantă este aceea că fiind conectată direct la sursă sarcina nu va mai necesita reproiectări ca în cazul circuitelor PFC.

Ca și în cazul circuitelor PFC, filtrele active de putere pot fi de tip monofazat și trifazat, structura de bază a părții de putere din componența acestora fiind puntea monofazată, trifazată sau variante ale acestora.

Dintre metodele de comandă ale circuitelor APF pot fi menționate: comanda liniară în curent, comanda cu histereză, comanda adaptiv predictivă, comanda de tip digital, "deadbeat control", comanda cu rețele neuronale. O caracteristică a tuturor acestor comenzi este existența unei bucle de curent care necesită o referință de curent. Prezența referinței de curent reclamă utilizarea unor multiplicatoare analogice de precizie sau a unui procesor de semnal rapid. Autorul investighează în acest capitol un tip de comandă ce nu reclamă prezența unei referințe de curent, numită comandă integrativă.

## 6.2. Tipuri de filtre active de putere monofazate

Structura generală a unui circuit APF monofazat este prezentată în Fig. 6.2.

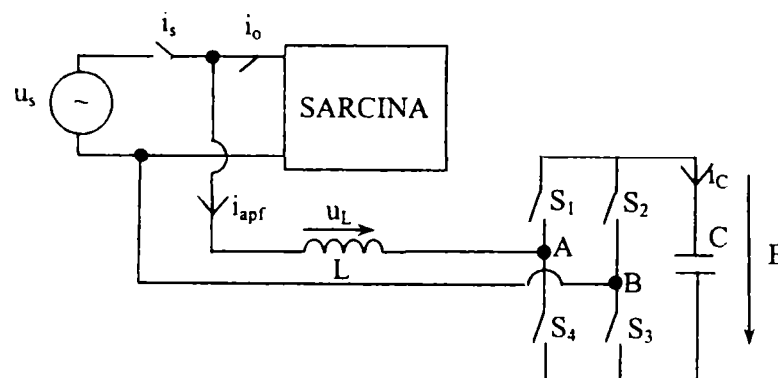


Fig. 6.2. Schema unui circuit APF monofazat

Puntea monofazată din structura circuitului APF are ieșirea de interes între bornele  $A$  și  $B$ , unde oferă un curent alternativ,  $i_{apf}$ , care compensează armonicile și defazajul curentului de sarcină,  $i_o$ , astfel încât curentul mediat absorbit de la rețea,  $\bar{i}_s$ , să fie proporțional cu tensiunea de alimentare alternativă,  $u_s$ .

Capacitatea  $C$  se alege suficient de mare pentru a se putea admite că tensiunea pe ea este constantă, notată de aceea cu  $E$ , fapt care conduce la concluzia că circuitul APF reprezintă de fapt un invertor. Se cunoaște că pentru invertoarele monofazate se utilizează cu precădere în modulația PWM două tipuri de comenzi: bipolară și unipolară.

### 6.2.1. Filtru activ de putere monofazat cu comandă bipolară

În Fig. 6.3 este prezentată forma de variație a tensiunii dintre terminalele  $A$  și  $B$  ale punții în cazul comenzii bipolare.

Pentru acest tip de comandă întrerupătoarele punții se comandă în mod sincron pe diagonală:  $S_1$  cu  $S_3$  respectiv  $S_2$  cu  $S_4$ . Comanda celor patru întrerupătoare se face cu frecvența de comutație  $f_s$ , unda care rezultă fiind o undă dreptunghiulară cu frecvența  $f_s$ .

Deoarece tensiunea  $u_{AB}$  de la ieșirea invertorului ia valorile  $E$  și  $-E$ , fiecare comutație duce la schimbarea polarității tensiunii, de unde și denumirea de comandă bipolară.



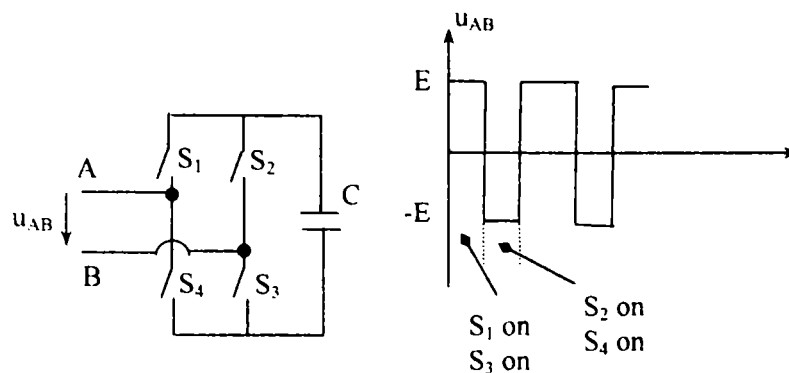


Fig. 6.3. Modul de comandă bipolar

### 6.2.2. Filtru activ de putere monofazat cu comandă unipolară

Pentru acest tip de comandă este necesară existența unui semnal,  $u_{ref}$ , de joasă frecvență, mult mai mică decât  $f_s$ . De obicei acest semnal este ales ca fiind tensiunea de alimentare presupusă sinusoidală. Forma de undă a tensiunii  $u_{AB}$  este prezentată în Fig. 6.4.

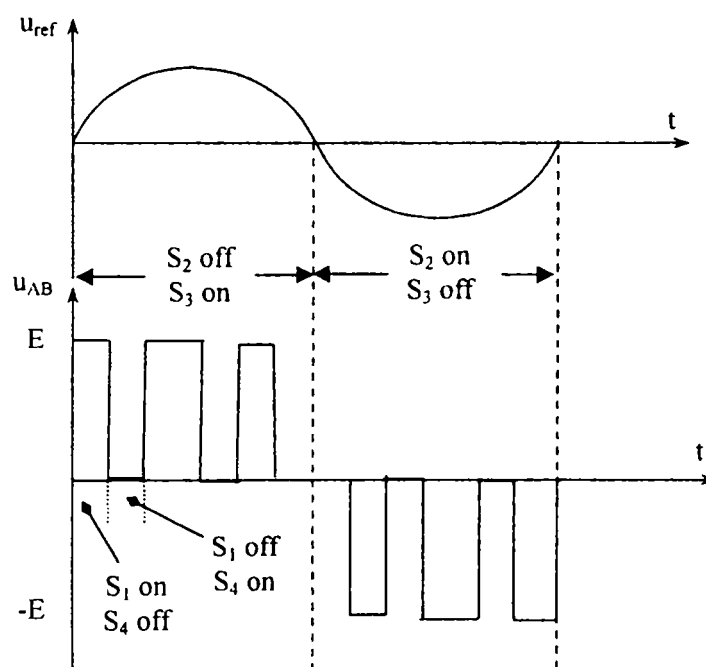


Fig. 6.4. Modul de comandă unipolar

În cazul acestui tip de comandă, două dintre cele patru întrerupătoare comută cu frecvența semnalului de referință în timp ce celelalte două comută la frecvența  $f_s$ . Astfel, atunci când  $u_{ref} > 0$   $S_2$  - off și  $S_3$  - on, iar când  $u_{ref} < 0$   $S_2$  - on și  $S_3$  - off. La o comutație tensiunea  $u_{AB}$  nu își modifică polaritatea de unde și denumirea de comandă unipolară.

Pierderile de comutație caracteristice întrerupătoarelor care comută la frecvența  $f_{ref}$ , de valoare redusă, sunt neglijabile față de cele ale întrerupătoarelor care comută la  $f_s$ , fapt care face ca pierderile globale de comutație pentru comanda unipolară să fie de două ori mai mici decât în cazul comenzii bipolare.

### 6.3. Comanda integrativă a filtrelor active de putere monofazate

Pentru realizarea unei comenzi de tip integrativ a unui circuit APF monofazat [99] frecvența de comutație  $f_s$  se alege mult mai mare decât frecvența rețelei astfel încât funcționarea să poată fi admisă ca o succesiune de stări staționare relativ la perioada de comutație. Totodată valoarea capacității  $C$  este presupusă a fi suficient de mare pentru ca valoarea tensiunii de pe aceasta să poată fi considerată constantă într-o perioadă de comutație, având valoarea  $E$ .

Valoarea mediată a tensiunii pe inductanța  $L$  este:

$$\overline{u_L} = L \frac{di_{apf}}{dt} \quad (6.1)$$

Curentul  $i_{apf}$  are rolul de a compensa defazajul și armonicile superioare ale curentului  $i_s$ . Dacă  $i_s$  nu are salturi abrupte sau acestea sunt puține pe durata unei perioade a rețelei atunci și  $i_{apf}$  va avea aceleași proprietăți, putându-se admite astfel că pe durata unei perioade de comutație valoarea mediată a acestuia este constantă rezultând:

$$\frac{di_{apf}}{dt} = 0 \Rightarrow \overline{u_L} = 0 \quad (6.2)$$

#### 6.3.1. Funcționarea cu comandă bipolară

Conform celor precizate în paragraful 6.2.1. se definește factorul de umplere  $d$  ca fiind aferent comenzii întrerupătoarelor  $S_2$  și  $S_4$ , deci  $S_1$  și  $S_3$  se comandă cu factorul de umplere  $1-d$ . Din analiza tensiunilor pe inductanța  $L$  [155] corespunzătoare stărilor de conducție și blocare ale întrerupătoarelor  $S_2$  și  $S_4$ , pot fi scrise relațiile:

$$\begin{cases} u_{Lon} = u_s - u_{AB} = u_s + E \\ u_{Loff} = u_s - u_{AB} = u_s - E \end{cases} \quad (6.3)$$

și ținând cont de (6.2), adică  $du_{Lon} + (1-d)u_{Loff} = 0$ , va rezulta:

$$u_s = (1-2d)E \quad (6.4)$$

Pe de altă parte, în condițiile funcționării cu factor de putere unitar, între valoarea mediată a curentului absorbit din rețea și tensiunea de alimentare există o relație de proporționalitate prin intermediul rezistenței emulate,  $R_e$ .

$$u_s = \overline{i_s} R_e \quad (6.5)$$

Substituind în (6.5) pe  $u_s$  din (6.4) și trecând în domeniul temporal făcând  $d \rightarrow t/T_s$  se obține:

$$\overline{i_s} R_e = \left(1 - 2 \frac{t}{T_s}\right) E \quad (6.6)$$

Notând cu  $R_s$  transrezistența traductorului de curent de pe care se culege o tensiune proporțională cu curentul de intrare, relația (6.6) se mai poate scrie în forma:

$$\overline{i_s} R_s = \frac{R_s}{R_e} E \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) \quad (6.7)$$

Se notează  $U_m = E R_s/R_e$ , ceea ce face ca valoarea rezistenței emulate să fie  $R_e = R_s E/U_m$ . Astfel, relația pe baza căreia se poate implementa comanda integrativă bipolară este:

$$\overline{i_s} R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) \quad (6.8)$$

Relația (6.8) își găsește un corespondent practic în schema bloc prezentată în Fig. 6.5. tipică pentru comanda integrativă bipolară. Membrul drept al relației anterioare reprezintă tensiunea purtătoare,  $U_m$  fiind tensiunea de comandă (de la ieșirea circuitului de compensare dacă există buclă de reacție închisă). Constanta de timp a integratorului resetabil este  $\tau = T_s/2$ .

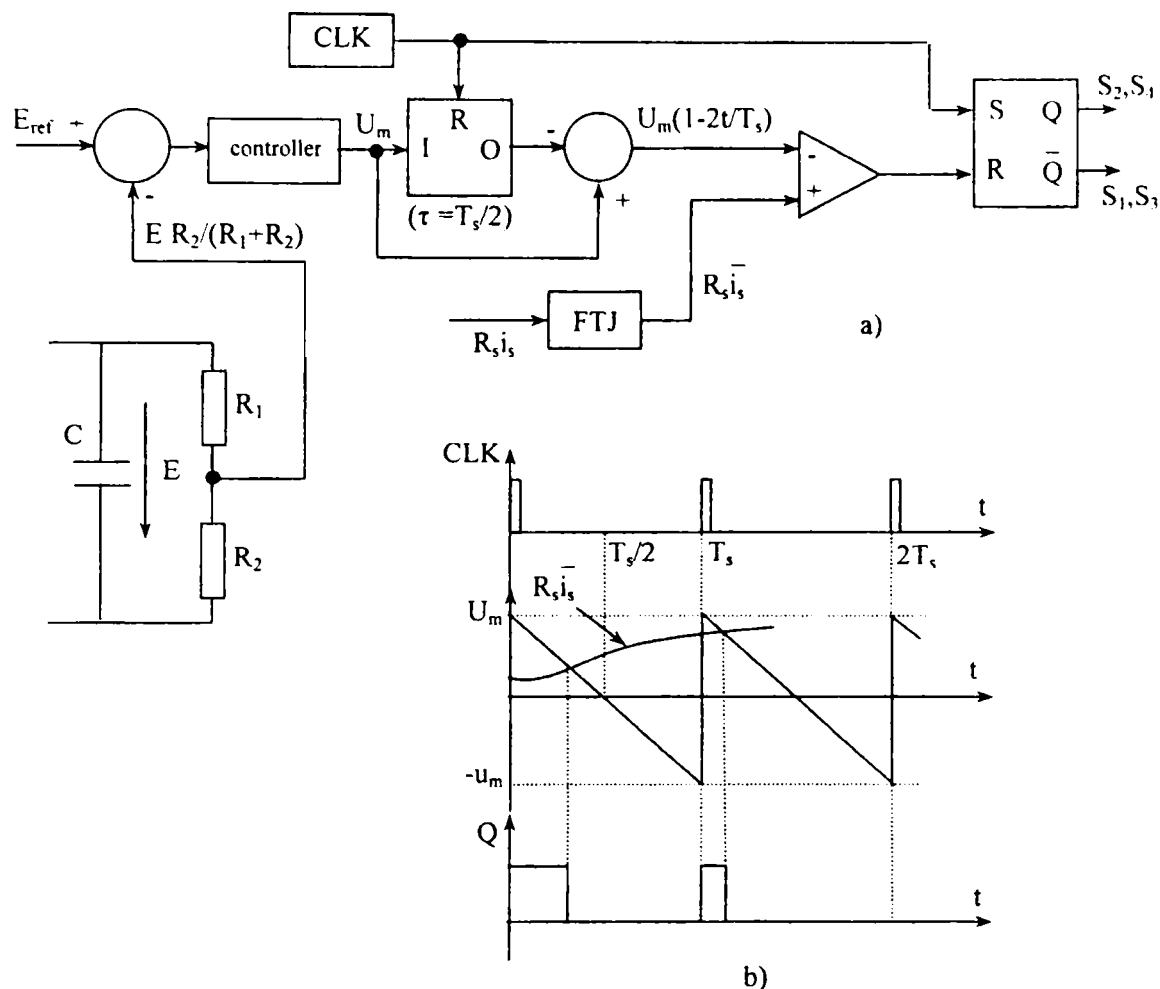


Fig. 6.5. a-Schema bloc pentru modul de comandă integrativ bipolar  
b-Formele de undă corespunzătoare comenzii integrative bipolare

Controllerul are caracter proporțional-integrativ, ceea ce duce la componente continue egale la intrările circuitului de diferență.

$$E_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E \Rightarrow E = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) E_{ref} \quad (6.9)$$

Totodată controllerul asigură și constanța lui  $U_m$  pe durata unei perioade de comutație. Filtrul trece jos, FTJ, realizează medierea curentului  $i_s$ . Circuitul de tact CLK, care furnizează impulsuri având durată foarte scurtă, fixează frecvența de comutație constantă a circuitului și realizează resetarea la zero a integratorului.

Tensiunea medie de pe inductanța  $L$  fiind nulă trebuie ca în stările de conducție respectiv de blocare ale întrerupătoarelor, acestea să-i fie aplicate tensiuni de polaritate opusă. Astfel, din (6.3) și ținând cont de faptul că tensiunea pe capacitatea  $C$  este pozitivă iar valoarea maximă a tensiunii de sarcină  $u_s$  este egală cu maximum tensiunii alternative  $U_M$ , va rezulta condiția următoare pentru tensiunea de pe capacitatea  $C$ :

$$\begin{cases} E \geq -u_s \\ E \geq u_s \end{cases} \Leftrightarrow E \geq |u_s| \Rightarrow E \geq U_M \quad (6.10)$$

Pentru a se asigura controlabilitatea curentului în cazul comenzii integrative bipolare se impune o condiție asemănătoare cu criteriul de stabilitate de la comanda în curent. Astfel se impune ca modulul pantei tensiunii purtătoare ( $2U_m/T_s$ ) să fie mai mare decât semidiferența dintre panta coborâtoare ( $R_s u_{L,off}/L$ ) și cea ridicătoare ( $R_s u_{L,on}/L$ ) a curentului, obținându-se:

$$\left| \frac{2U_m}{T_s} \right| \geq \frac{\left| -R_s \frac{u_s - E}{L} \right| - \left| R_s \frac{u_s + E}{L} \right|}{2} \Rightarrow \frac{2U_m}{T_s} \geq \frac{R_s}{2L} |(E - u_s) - (E + u_s)| \Rightarrow \frac{2U_m}{T_s} \geq \frac{R_s}{L} u_s \quad (6.11)$$

Relația anterioară oferă posibilitatea dimensionării inductanței  $L$ , cazul cel mai defavorabil corespunzând situației în care tensiunea  $u_s$  este maximă, adică are valoarea maximului tensiunii alternative  $U_M$ .

$$L \geq \frac{1}{2} \frac{u_s}{U_m} \frac{R_s}{f_s} \Rightarrow L \geq \frac{1}{2} \frac{U_M}{U_m} \frac{R_s}{f_s} \quad (6.12)$$

Valoarea tensiunii de comandă  $U_m$  a fost anterior exprimată în funcție de rezistența emulată  $R_e$  și înlocuind-o în (6.12) se obține:

$$U_m = E \frac{R_s}{R_e} \Rightarrow L \geq \frac{1}{2} \frac{U_M}{E} \frac{R_e}{f_s} \quad (6.13)$$

Valoarea tensiunii de pe capacitatea  $C$  a fost exprimată anterior în relația (6.9) ceea ce conduce la:

$$L \geq \frac{1}{2} \frac{U_M}{E_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)} \frac{R_e}{f_s} \quad (6.14)$$

Admițând funcționarea circuitului cu un randament  $\eta$ , adică  $P_o = \eta P_i$ , și cunoscând faptul că în situația obținerii unui factor de putere unitar, puterea absorbită la intrare se poate exprima în funcție de rezistența emulată ca fiind  $U_M^2 / (2R_e)$ , rezultă:

$$P_o = \eta \frac{U_M^2}{2R_e} \Rightarrow R_e = \eta \frac{U_M^2}{2P_o} \quad (6.15)$$

Înlocuind pe  $R_e$  din relația (6.15) în (6.14), relația finală de dimensionare a inductanței  $L$  va fi următoarea:

$$L \geq \frac{1}{4f_s} \frac{U_M^3}{E_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) P_o} \eta \quad (6.16)$$

Capacitatea  $C$  de la ieșirea punții se dimensionează în funcție de amplitudinea pulsațiilor,  $\Delta E$ , ale tensiunii de pe aceasta. Ținând cont de faptul că, tensiunea pe capacitate variază între valoarea minimă și cea maximă pe un sfert dintr-o perioadă a rețelei, din bilanțul energetic rezultă:

$$P_o = 4f_{ac} \left( \frac{1}{2} CE_{\max}^2 - \frac{1}{2} CE_{\min}^2 \right) = 2Cf_{ac} \left( (E + \Delta E)^2 - (E - \Delta E)^2 \right) \quad (6.17)$$

Din relația anterioară va rezulta relația de dimensionare a capacității  $C$ :

$$C \geq \frac{P_o}{2f_{ac} E^2 \left( \left( 1 + \frac{\Delta E}{E} \right)^2 + \left( 1 - \frac{\Delta E}{E} \right)^2 \right)} \quad (6.18)$$

Comanda integrativă bipolară poate fi aplicată cu succes și pentru un circuit APF monofazat cu structură în semipunte, prezentată în Fig. 6.6, la care întrerupătoarele  $S_2$  și  $S_3$

sunt înlocuite prin două capacități  $C_1$  și  $C_2$  de valori egale, tensiunea de pe acestea având valoarea  $E/2$ .

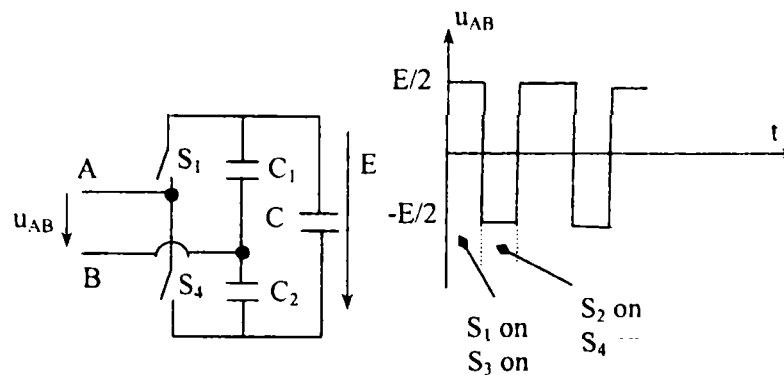


Fig. 6.6. Modul de comandă bipolar pentru semipunte

Raționamentul este similar celui prezentat în cazul structurii în punte, cu mențiunea că în toate relațiile în care apare  $E$ , aceasta se va înlocui cu  $E/2$ .

Deși pierderile în comutație sunt de două ori mai reduse prin renunțarea la două întrerupătoare, solicitarea în tensiune a întrerupătoarelor se dublează deoarece în acest caz trebuie îndeplinită condiția  $E > 2U_M$ . Valoarea bobinei rezultă ca fiind dublă față de cea corespunzătoare schemei în punte. Utilizând relația (6.13) aceasta va fi:

$$L \geq \frac{U_M R_e}{E f_s} \quad (6.19)$$

De fapt, chiar în cazul pierderilor în comutație cele două întrerupătoare ale semipunții vor comuta la o tensiune dublă ceea ce face ca de fapt pierderile în comutație să fie ușor mai ridicate.

### 6.3.2. Funcționarea cu comandă unipolară

Așa cum a fost precizat într-un paragraf anterior, în acest mod de comandă întrerupătoarele  $S_2$  și  $S_3$  comută funcție de polaritatea unui semnal de referință de joasă frecvență, în timp ce  $S_1$  și  $S_4$  comută la frecvența de comutație  $f_s$ . În cazul funcționării ca circuit APF semnalul de referință se alege ca fiind tensiunea de alimentare a rețelei, iar  $S_4$  este comandat cu factorul de umplere  $d$  pentru tensiune de alimentare pozitivă și  $(1-d)$  pentru tensiune de alimentare negativă. Evident  $S_1$  comută complementar cu  $S_4$ .

Deducerea ecuației purtătoare urmează o procedură similară comenzii bipolare [111]. Astfel, se scrie că valoarea mediată în raport cu  $T_s$  a tensiunii pe inductanța  $L$  este nulă. Există două situații, funcție de polaritatea lui  $u_s$ .

Atunci când  $u_s > 0$ , respectiv  $u_s < 0$  se obțin ecuațiile:

$$\begin{cases} du_s + (1-d)(u_s - E) = 0 \\ du_s + (1-d)(u_s + E) = 0 \end{cases} \quad (6.20)$$

Din cele două ecuații rezultă:

$$\begin{cases} u_s = (1-d)E \\ -u_s = (1-d)E \end{cases} \quad (6.21)$$

Aceste ecuații pot fi scrise sintetic cu ajutorul modulului astfel:

$$|u_s| = (1-d)E \quad (6.22)$$

Scopul circuitului APF este să realizeze proporționalitatea între  $u_s$  și  $i_s$ , deci și între valorile mediate ale modulelor acestora. Rezultă deci că:

$$|u_s| = \overline{|i_s|} R_e \quad (6.23)$$

care substituită în (6.22) duce la:

$$\overline{|i_s|} R_e = (1-d)E \quad (6.24)$$

Definind ca și în cazul bipolar tensiunea de comandă conform relației  $U_m = E R_g/R_e$ , prin înlocuirea lui  $R_e$  funcție de  $U_m$  în relația de mai sus și trecând în domeniul temporal,  $d \rightarrow t/T_s$ , se obține ecuația de comandă integrativă în forma:

$$\overline{|i_s|} R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) \quad (6.25)$$

Comparând această relație cu ecuația pentru comanda bipolară din (6.8) se constată două deosebiri:

- constanta de timp a purtătoarei este dublă în cazul comenzii unipolare, față de cazul bipolar.
- mărimea care se compară cu purtătoarea nu este valoarea mediată a curentului de intrare ci modulul său.

În aceste condiții schema bloc pentru comanda integrativă unipolară, prezentată în Fig. 6.7, va conține suplimentar față de cea aferentă comenzii bipolare un comparator pentru detectarea polarității tensiunii de alimentare, în vederea obținerii modului, și un circuit de înmulțire analogică cu  $-1$ . În practică modulul curentului se poate obține prin redresare.

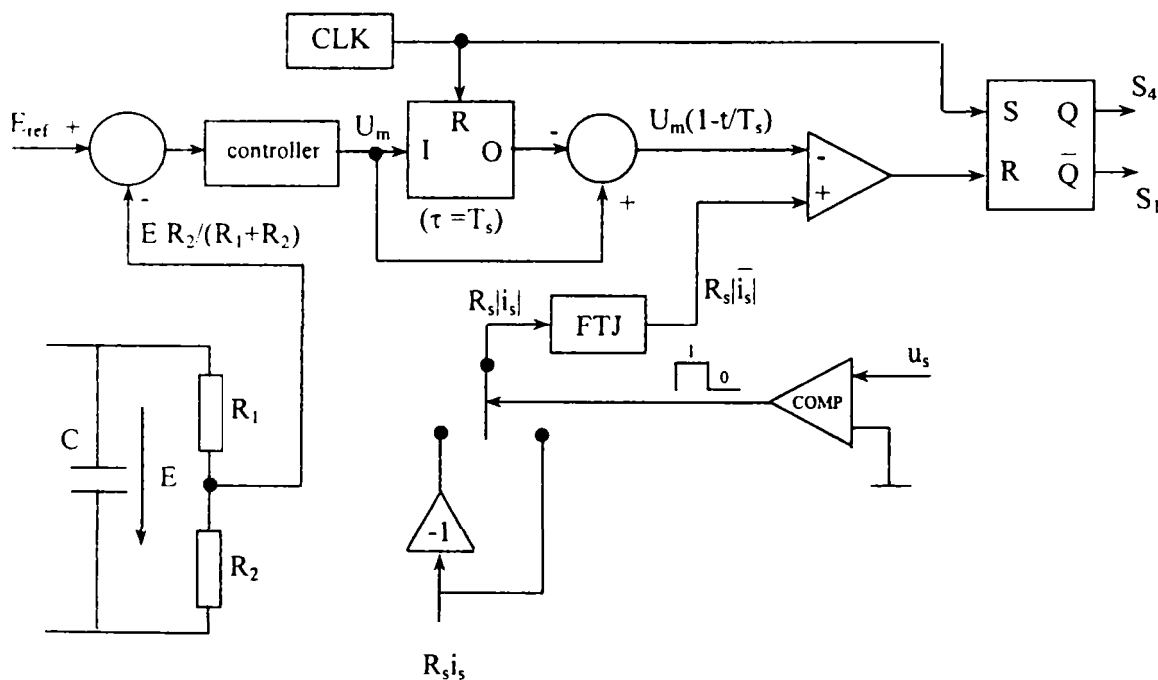


Fig. 6.7.-Schema bloc pentru modul de comandă integrativ unipolar

Tensiunea de pe capacitatea  $C$  trebuie să îndeplinească aceeași condiție ca și cea din relația (6.10), adică să fie mai mare decât maximumul tensiunii de alimentare. Dimensionarea capacității  $C$  se face conform relației (6.18) prezentată la comanda bipolară.

Condiția de stabilitate în ceea ce privește controlul curentului inductiv este aceeași ca și cea de la comanda bipolară. Valorile pantelor vor fi,  $U_m/T_s$  pentru purtătoare, respectiv  $R_s|i_s|/L$  și  $R_s(E-|u_s|)/L$  pentru pantele ridicătoare respectiv coborâtoare ale curentului prin inductanța  $L$ .

Din condiția de stabilitate, raționând în mod similar cazului bipolar, rezultă relația de dimensionare a inductanței  $L$  în forma:

$$L \geq \frac{1}{4f_s} \frac{U_M^2 \eta}{P_o} \quad (6.26)$$

În ceea ce privește constanta de timp a integratorului **autorul face următoarele observații**:

-Pentru comanda bipolară: în practică este dificil a se realiza condiția  $\tau = T_s/2$ , cerându-se un control riguros a elementelor  $RC$  care fixează constanta integratorului. Conform relațiilor (6.4) și (6.8) atunci când  $\tau \neq T_s/2$  rezistența emulată devine neliniară, având expresia:

$$R_e(u_s) = \left( R_s \cdot \frac{E}{U_m} \right) \cdot \frac{1}{\frac{E}{u_s} \left( 1 - \frac{T_s}{2\tau} \right) + \frac{T_s}{2\tau}} \quad (6.27)$$

Prima paranteză reprezintă rezistența emulată în cazul ideal, în timp ce fracția este cea care îi conferă un caracter neliniar, deoarece depinde de  $u_s$ . Se observă că atunci când raportul  $T_s/2\tau$  este diferit dar apropiat de unitate, armonicile introduse vor fi cu atât mai mici cu cât raportul  $E/u_s$  este mai mic. Din păcate această cerință este contradictorie cu relația  $E > 2U_M$ .

-Pentru comanda unipolară: din aceleași considerente ca și în situația comenzii bipolare, în cazul în care  $\tau \neq T_s$ , se poate arăta că rezistența emulată este una neliniară având expresia următoare, fiind adevărate aceleași considerații din cazul bipolar.

$$R_e(u_s) = \left( R_s \cdot \frac{E}{U_m} \right) \cdot \frac{1}{\frac{E}{|u_s|} \left( 1 - \frac{T_s}{\tau} \right) + \frac{T_s}{\tau}} \quad (6.28)$$

### 6.3.3. Proiectarea controllerului pentru comanda integrativă

Pentru o dimensionare clasică a controllerului este necesară cunoașterea funcției de transfer între tensiunea pe capacitatea  $C$ ,  $e$ , și tensiunea de comandă,  $u_m$ . Deoarece circuitul APF este neliniar se deduce într-o primă etapă un model neliniar invariant în timp de semnal mare care apoi se va liniariza în câteva ipoteze simplificatoare [30], [111].

Pentru deducerea modelului de semnal mare se admite un randament unitar pentru circuitul APF. Scriindu-se egalitatea puterilor instantanee, cu neglijarea puterii,  $p_L$ , înmagazinate în inductanță (care este de valoare mică, deoarece inductanța este de valoare redusă fiind dimensionată pentru frecvența de comutație), se obține:

$$p_i = p_o + p_L + p_C \Leftrightarrow \frac{u_s^2}{R_e} = p_o + e i_C \quad (6.29)$$

Substituind pe  $R_e$  cu  $eR_s/u_m$  se obține:

$$\frac{u_s^2 u_m}{e R_s} = p_o + e i_C \quad (6.30)$$

Ecuția anterioară poate fi rescrisă astfel:

$$\frac{u_s^2 u_m}{R_s} = e p_o + e^2 i_C \quad (6.31)$$

Mediind în raport cu  $T_s$  și ținând cont de variația lentă sinusoidală a lui  $u_s$  și de variațiile lente din  $u_m$  și  $e$  se obține ( $u_M$  fiind amplitudinea lent variabilă a rețelei):

$$\frac{u_M^2 (1 - \cos 2\omega t) u_m}{2R_s} = e \overline{p_o} + e^2 \overline{i_C} \quad (6.32)$$

Prin mediere în raport cu jumătate din perioada rețelei,  $T_{ac}/2$ , termenul care îl conține pe  $\cos 2\omega t$  din membrul drept va dispărea, rezultând:

$$\left\langle \frac{u_M^2 u_m}{2R_s} \right\rangle_{\frac{T_{ac}}{2}} = \left\langle e \overline{p_o} \right\rangle_{\frac{T_{ac}}{2}} + \left\langle e^2 \overline{i_C} \right\rangle_{\frac{T_{ac}}{2}} \quad (6.33)$$

Suprapunând peste valorile din starea staționară (în stare staționară modelul mediat furnizează valori constante, egale cu componentele continue) perturbații mici în raport cu acestea, notate cu simbolul “^”, se pot scrie următoarele relații:

$$\begin{cases} \langle u_M \rangle_{Tac} = U_M + \hat{u}_M \\ \langle u_m \rangle_{Tac} = U_m + \hat{u}_m \\ \langle e \rangle_{Tac} = E + \hat{e} \\ \langle p_o \rangle_{Tac} = P_o + \hat{p}_o \\ \langle i_C \rangle_{Tac} = I_C + \hat{i}_C \end{cases} \quad (6.34)$$

Introducând relațiile (6.34) în relația (6.33) și neglijând termenii în care apar produși de perturbații se obține:

$$\frac{U_M U_m}{R_s} \hat{u}_M + \frac{U_M^2}{2R_s} \hat{u}_m = E \hat{p}_o + P_o \hat{e} + 2EI_C \hat{e} + E^2 \hat{i}_C \quad (6.35)$$

Din punct de vedere al dimensionării controllerului de interes este doar funcția de transfer control-ieșire. Pe de altă parte, cazul cel mai frecvent întâlnit este acela în care puterea de ieșire este constantă. Combinând aceste observații, împreună cu faptul că în stare staționară valoarea medie a oricărui curent capacitiv este nulă și ținând cont de relația tipică dintre tensiunea la bornele unei capacități și curentul prin aceasta, poate fi scris următorul set de egalități:

$$\begin{cases} \hat{u}_M = 0 \\ \hat{p}_o = 0 \\ P_o = \frac{U_M^2}{2R_e} = \frac{U_M^2 U_m}{2R_s E} = ct. \\ I_C = 0 \\ \hat{i}_C = C \frac{d\hat{e}}{dt} \end{cases} \quad (6.36)$$

Prin înlocuirea relațiilor (6.36) în (6.35) rezultă:

$$\frac{U_M^2}{2R_s} \hat{u}_m = \frac{U_M^2 U_m}{2R_s E} \hat{e} + E^2 C \frac{d\hat{e}}{dt} \quad (6.37)$$

Trecând relația anterioară în domeniul Laplace se obține:

$$\frac{U_M^2}{2R_s} \hat{u}_m(s) = \frac{U_M^2 U_m}{2R_s E} \hat{e}(s) + sE^2 C \hat{e}(s) \quad (6.38)$$

Relația (6.38) poate fi rearanjată pentru a fi pusă în evidență funcția de transfer control-ieșire, ceea ce conduce la:

$$\frac{\hat{e}(s)}{\hat{u}_m(s)} = \frac{\frac{U_M^2}{2R_s}}{\frac{U_M^2 U_m}{2R_s E} + E^2 Cs} = \frac{\frac{E}{U_m}}{1 + \frac{2E^3}{U_M^2 U_m} R_s Cs} = \frac{\frac{E}{U_m}}{1 + \frac{E^2}{P_o} C s} \quad (6.39)$$

Deci, funcția de transfer control-ieșire a circuitului APF are forma:

$$G_c(s) = \frac{\hat{e}(s)}{\hat{u}_m(s)} = \frac{K}{1 + \tau s} \quad (6.40)$$



în care:

$$K = \frac{E}{U_m}, \tau = \frac{2E^3}{U_M^2 U_m} R, C = \frac{E^2}{P_o} C \quad (6.41)$$

Data fiind forma funcției de transfer control-ieșire ca având un singur pol, este firesc să se adopte pentru amplificatorul de eroare un amplificator de tip II [144], având un zero,  $\omega_z$ , în semiplanul stâng, un pol,  $\omega_p$  în semiplanul stâng și unul în origine, deci de forma:

$$G_{AE}(s) = k_{AE} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{s \left( 1 + \frac{s}{\omega_p} \right)} = \frac{1}{\omega_{UGF}} \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (6.42)$$

unde,  $\omega_{UGF} = k_{AE}$ , reprezintă pulsația la care caracteristica de amplitudine din zona de joasă frecvență cu caracter integrativ ar intersecta prin extrapolare axa pulsațiilor.

Impunând frecvența de tăiere  $f_c$ , evident la această frecvență modulul caracteristicii amplificatorului de eroare trebuie să fie egal cu inversul modulului funcției de transfer control-ieșire, condiție exprimată de relația următoare:

$$|G_{AE}(j2\pi f_c)| = \frac{1}{|G_c(j2\pi f_c)|} \quad (6.43)$$

Folosind în (6.43) expresiile (6.40) și (6.42) pentru cele două funcții de transfer, va rezulta:

$$\left| \frac{1}{j \frac{f_c}{f_{UGF}}} \cdot \frac{1 + j \frac{f_c}{f_z}}{1 + j \frac{f_c}{f_p}} \right| = \left| \frac{1}{K} \frac{1}{1 + j2\pi f_c \tau} \right| \quad (6.44)$$

Exprimarea modulelor din egalitatea anterioară furnizează următoarea relație:

$$\frac{f_{UGF}}{f_c} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_z}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_p}\right)^2}} = \frac{\sqrt{1 + 4\pi^2 f_c^2 \tau^2}}{K} \quad (6.45)$$

Din relația (6.45) se deduce expresia pentru  $f_{UGF}$  care rezultă:

$$f_{UGF} = \frac{f_c \sqrt{1 + 4\pi^2 f_c^2 \tau^2}}{K} \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_z}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{f_p}\right)^2}} \quad (6.46)$$

Alegerea frecvenței de tăiere,  $f_c$ , se face conform procedurii tradiționale, adică impunând-o să fie suficient de mică față de jumătate din cea mai mică frecvență de mediere. Pentru a avea o frecvență de tăiere cât mai ridicată (deci o viteză de răspuns acceptabilă), polul și zeroul din amplificatorul de eroare se aleg conform relației următoare:

$$\begin{cases} f_c = \frac{1}{4} f_{ac} \\ f_p = \frac{3}{4} f_{ac} \\ f_z = \frac{1}{12} f_{ac} \end{cases} \quad (6.47)$$

Înlocuind relațiile (6.47) în relația (6.46) rezultă valoarea lui  $f_{UGF}$ :

$$f_{UGF} = \frac{\frac{1}{4} f_{ac} \sqrt{1 + 4\pi^2 \frac{1}{16} f_{ac}^2 \tau^2}}{K} \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{9}}{1 + 9}} = \frac{1}{12} \frac{f_{ac}}{K} \sqrt{1 + \frac{\pi^2}{4} f_{ac}^2 \tau^2} \quad (6.48)$$

Substituind în (6.48) expresiile lui  $K$  și  $\tau$  date de (6.41) se obține expresia finală a lui  $f_{UGF}$ :

$$f_{UGF} = \frac{1}{12} f_{ac} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2} f_{ac} \frac{U_m E}{P_o} C\right)^2 + \left(\frac{U_m}{E}\right)^2} = \frac{1}{12} f_{ac} \sqrt{\left(\frac{\pi}{2} f_{ac} \frac{U_m E}{P_o} C\right)^2 + \left(\frac{U_m}{E}\right)^2} \quad (6.49)$$

Expresiile (6.47) permit evaluarea simplă a marginii de fază a sistemului:

$$\varphi_M = \arctg \frac{f_c}{f_z} - \arctg \frac{f_c}{f_p} = \arctg 3 - \arctg \frac{1}{3} = 53,13^\circ \quad (6.50)$$

Dacă se alege  $f_p = f_{ac}/4$ , conform [111], se obține o margine de fază  $\varphi_M = 26,56^\circ$ . Este evident că, folosind **relațiile de dimensionare propuse de autor**, se obține o margine de fază mai bună și în consecință un răspuns dinamic superior [90].

### 6.3.4. Proiectarea filtrelor de radiofrecvență pentru circuite PFC și filtre active de putere

Filtrele de radiofrecvență au rolul de a rejecta componentele spectrale pe frecvența de comutație și multiplii săi din curentul absorbit de la rețea [36], [111]. În general aceste filtre sunt de tip LC în  $\Gamma$ . În cazul în care se utilizează împreună cu circuite PFC, ele se plasează după puntea redresoare necomandată, în cazul circuitelor APF ele inserându-se imediat după rețea. Cu toate acestea, indiferent ce circuit de corecție a factorului de putere se utilizează, proiectarea lor decurge în același mod.

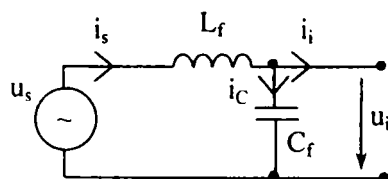


Fig. 6.8. Filtru LC de radiofrecvență plasat la intrarea unui circuit APF sau PFC.

Fie filtrul LC din Fig. 6.8, în care s-a notat cu  $u_s$  tensiunea de alimentare furnizată fie de rețea (pentru APF), fie tensiunea redresată bialternanță (pentru PFC). Evident,  $u_s$  are frecvența  $f_{ac}$  a rețelei în cazul utilizării împreună cu un circuit APF și frecvența  $2f_{ac}$  dacă se utilizează cu un circuit PFC. Cu  $u_i$  s-a notat tensiunea de la intrarea circuitului PFC sau APF. Curentul  $i_i$  are pulsații pe frecvența de comutație  $f_s$  a tranzistoarelor ce comută în circuitul APF sau PFC. Este clar că  $i_i$  este curentul de intrare în convertor pentru aplicațiile PFC, respectiv suma dintre  $i_{apf}$  și  $i_{sarcină}$  pentru aplicațiile APF.

Autorul consideră că filtrele de radiofrecvență trebuie să satisfacă următorul set de cerințe [99]:

1. - atenuare suficient de mare pentru componentele cu frecvență  $f_s$  și multiplii acesteia din  $i_i$ . Este principalul scop pentru care se utilizează acest filtru. Fie  $H_1(s)$  funcția de transfer a filtrului de la  $i_i$  la  $i_s$ . Deoarece dinspre portul cu indicele  $s$  se vede o impedanță dinamică mică, rezultă că:

$$H_1(s) = \frac{i_s(s)}{i_i(s)} = \frac{\frac{1}{sC_f}}{sL_f + \frac{1}{sC_f}} = \frac{1}{1 + L_f C_f s^2} \quad (6.51)$$

Funcția de transfer  $H_1(s)$  este reprezentată în Fig. 6.9, unde  $f_o$  este frecvența de rezonanță a filtrului. Notând cu  $a$  atenuarea dorită pentru frecvența de comutație ( $a \geq 1$ ) și impunând  $H_1(j2\pi f_s) \leq a^{-1}$  se obține:

$$\left| \frac{1}{1 - LC\omega_s^2} \right| \leq \frac{1}{a} \Rightarrow \frac{1}{\left(\frac{f_s}{f_o}\right)^2 - 1} \leq \frac{1}{a} \Rightarrow f_o \leq \frac{f_s}{\sqrt{a+1}} \quad (6.52)$$

Relația obținută arată că  $f_s$  trebuie să fie suficient de mare față de  $f_o$ . Calitativ această cerință impune ca la frecvența de comutație impedanța capacitivă trebuie să fie mult mai mică decât cea inductivă, ceea ce înseamnă că prin  $C_f$  vor circula cvasiintegral componentele cu frecvența  $f_s$  și multiplii ai acesteia. Deci:

$$\frac{1}{\omega_s C} \ll \omega_s L \Rightarrow \left(\frac{f_s}{f_o}\right)^2 \gg 1 \quad (6.53)$$

relație calitativ asemănătoare cu (6.52)

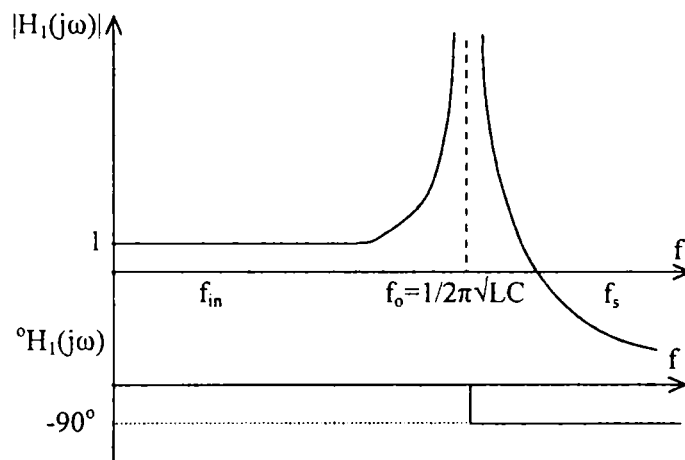


Fig. 6.9. Funcția de transfer a filtrului de la  $i_i$  la  $i_s$ ,  $H_1(j\omega)$

2. - componentele de frecvență joasă  $f_{in}$  ( $f_{in} = f_{ac}$  în cazul APF și  $f_{in} = 2f_{ac}$  în cazul PFC) din  $i_s$  să circule cu preponderență prin  $L_f$  și să nu fie atenuate și defazate semnificativ față de cele din  $i_i$ . Matematic acest deziderat se exprimă astfel:

$$\left| H_1(j2\pi f_{in}) \right| = \frac{1}{1 - \left(\frac{f_{in}}{f_o}\right)^2} \cong 1 \quad (6.54)$$

rezultând astfel condiția:

$$\left(\frac{f_{in}}{f_o}\right)^2 \ll 1 \quad (6.55)$$

Relația (6.55) arată că  $f_{in}$  trebuie să fie suficient de mică față de  $f_o$  și calitativ faptul că la frecvența  $f_{in}$  reactanța inductivă trebuie să fie mult mai mică decât cea capacitivă.

3. - tensiunea  $u_i$  nu trebuie să aibă componenta de frecvență  $f_{in}$  și multiplii mici ai acesteia defazate semnificativ față de componentele corespunzătoare din  $u_s$ . În caz contrar  $u_i$  va fi defazat față de  $u_s$  din punct de vedere al componentelor de joasă frecvență și cum  $\bar{i}_i$  este constrâns de către circuitul de corecție să urmărească pe  $u_i$  s-ar obține un defazaj între curentul și tensiunea de rețea. În joasă frecvență funcția de transfer de la  $u_s$  la  $u_i$  este dată de :

$$H_2(s) = \frac{u_i(s)}{u_s(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_o Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (6.56),$$

unde:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}, R_o = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}, Q = \frac{R_e}{\sqrt{\frac{L_f}{C_f}}} = \frac{R_e}{R_o} \quad (6.57)$$

iar  $R_e$  este rezistența emulată de circuitul de corecție. Dacă  $Q > 0,5$  funcția de transfer are doi poli complex conjugăți la frecvența  $f_o$ . Reprezentarea funcției de transfer  $H_2$  din (6.56) este dată în Fig. 6.10. Se observă că pentru ca cerința impusă să fie respectată, din nou trebuie ca  $f_{in}$  și multiplii săi mici să fie mult mai mici decât  $f_o$ .

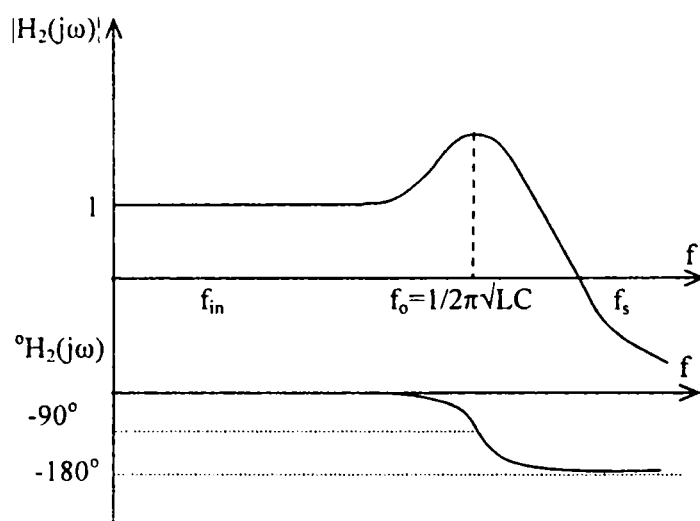


Fig. 6.10. Funcția de transfer a filtrului de la  $u_s$  la  $u_i$ ,  $H_2(j\omega)$

4. - pulsațiile pe frecvența de comutație din  $u_i$  să fie suficient de mici față de componentele de joasă frecvență. Aceste pulsații sunt cauzate de închiderea componentelor alternative de frecvență  $f_s$  și multiplii acestora din  $i_i$  prin  $C_f$ .

5. -  $u_s$  și  $i_s$  să fie în fază, pentru că altfel comutarea diodelor nu de va mai face la trecerea prin zero a tensiunii rețelei. Dacă notăm cu  $H_3(s)$  funcția de transfer de la  $u_s$  la  $i_s$ , reprezentată în Fig.6.11, obținem:

$$H_3(s) = \frac{i_s(s)}{u_s(s)} = \frac{1}{R_e} \frac{1 + sRC_f}{1 + \frac{L_f}{R}s + L_f C_f s^2} = \frac{1}{R_e} \frac{1 + s\frac{Q}{\omega_o}}{1 + \frac{s}{\omega_o Q} + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (6.58)$$

$H_3$  are un zero la frecvența  $f_z = f_o/Q$  și doi poli complecși la frecvența  $f_p$ , dacă  $Q > 0,5$  (aceeași cu polii funcției  $H_2$ ). Condiția enunțată este îndeplinită dacă  $f_{in}$  și cât mai multe armonici ale acestora sunt nedefazate.

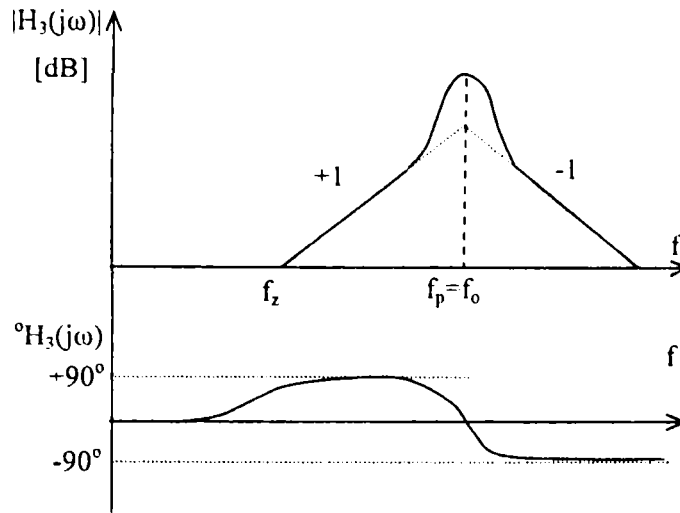


Fig. 6.11. Funcția de transfer a filtrului de la  $u_s$  la  $i_s$ ,  $H_3(j\omega)$

În urma acestor cerințe **autorul propune următoarea strategie de proiectare:**

- se alege atenuarea  $a$  dorită pentru componenta de frecvență  $f_s$  a curentului. Presupunând  $f_s$  și  $a$  cunoscute se calculează frecvența de rezonanță a filtrului cu relația

$$f_o = \frac{f_s}{\sqrt{a+1}} \quad (6.59)$$

- se impune un  $(\cos\varphi)_{\min}$  la frecvența  $f_{in}$  ca măsură a defazajului dintre  $u_s$  și  $u_i$ . Din expresia lui  $H_2$  se obține

$$(\operatorname{tg}(\varphi))_{\max} = \frac{f_{in}}{f_o} \left( Q - \frac{1}{Q} \right) - Q \left( \frac{f_{in}}{f_o} \right)^3 \quad (6.60)$$

de unde factorul de calitate  $Q$  se determină ca având expresia:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi_{\min}} - 1} + \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi_{\min}} - 1 + 4 \left( \frac{f_{in}}{f_o} \right)^2 \left[ 1 - \left( \frac{f_{in}}{f_o} \right)^2 \right]}}{2 \frac{f_{in}}{f_o} \left[ 1 - \left( \frac{f_{in}}{f_o} \right)^2 \right]} \quad (6.61)$$

- se calculează  $R_e$  în funcție de cerințele de putere la ieșire:  $R_e = U_M^2 / 2P_o$ . Cunoscând  $Q$  și  $R_e$  se găsește impedanța caracteristică a filtrului  $R_o = R_e / Q$
- cunoscând  $f_o$  și  $R_o$  se pot calcula acum elementele filtrului

$$L_f = \frac{R_o}{2\pi f_o} = \frac{R_e}{2\pi f_o Q} \quad (6.62),$$

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_o R_o} = \frac{Q}{2\pi f_o R_e} \quad (6.63)$$

- se verifică dacă pentru valorile determinate, pulsațiile pe frecvența de comutație din  $u_i$  sunt satisfăcător de mici.

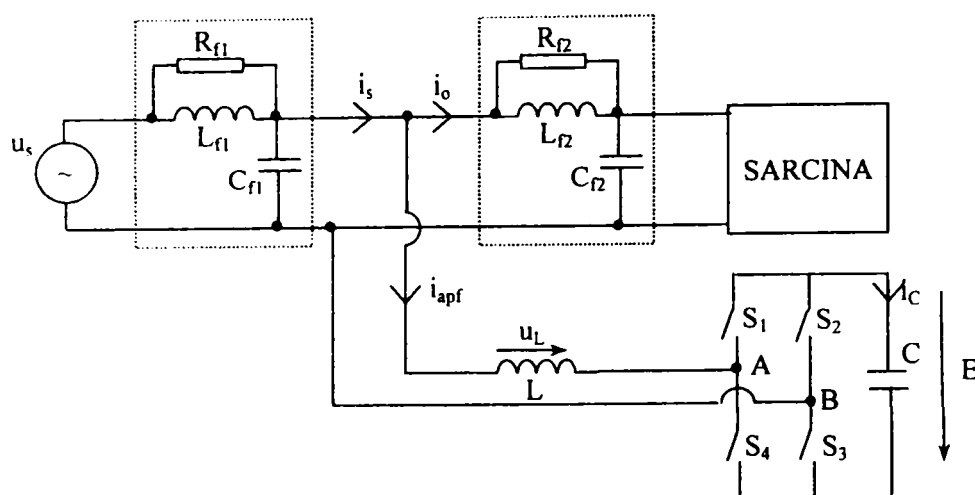


Fig. 6.12. Plasarea filtrelor de radiofrecvență la un circuit APF monofazat

Uneori pot fi deranjante oscilațiile pe frecvența proprie de rezonanță a filtrului. Pentru amortizarea acestora în paralel cu  $L_f$  se conectează o rezistență de amortizare  $R_f$  a cărei valoare se alege egală cu impedanța caracteristică a filtrului:

$$R_f = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (6.64)$$

În anumite situații, mai ales în cazul circuitelor APF, se utilizează încă un filtru de radiofrecvență pentru a împiedeca pătrunderea perturbațiilor de înaltă frecvență spre sarcină. O astfel de configurație este prezentată în Fig.6.12. Filtrul de intrare  $L_{f1}C_{f1}$  are rolul de a împiedeca propagarea perturbațiilor de înaltă frecvență, rezultate în urma comutației dispozitivelor active ale circuitului APF, către sursa de alimentare sinusoidală, rețeaua alternativă nefiind astfel poluată cu armonici de înaltă frecvență. Filtrul de intrare  $L_{f2}C_{f2}$  are rolul de a bloca pătrunderea înspre sarcină a perturbațiilor de înaltă frecvență provenite de la circuitul APF.

Un program MATLAB de proiectare automată a filtrului *elaborat de către autor* se găsește în Anexa III.

#### 6.4. Verificarea prin simulare a funcționării filtrelor active de putere monofazate cu comandă integrativă

Simulările au fost efectuate cu ajutorul programului CASPOC (Simulation Research), iar parametrii de merit au fost calculați cu programul *spectru.m* elaborat de către autor în mediul MATLAB (MathWorks Inc.).

##### 6.4.1. Filtru activ de putere monofazat cu comandă integrativă bipolară

În Fig. 6.13 este prezentată schema pentru simulare în CASPOC a unui circuit APF monofazat cu comandă integrativă bipolară. Tensiunea sinusoidală de alimentare corespunde unei rețele monofazate, având valoarea efectivă de  $230V$  și frecvența de  $50Hz$ . Valoarea inductanței  $L$  a circuitului APF este de  $2,5mH$ , sarcina fiind reprezentată de un redresor necomandat în punte cu un consumator ce absoarbe un curent constant de  $2,6A$ .

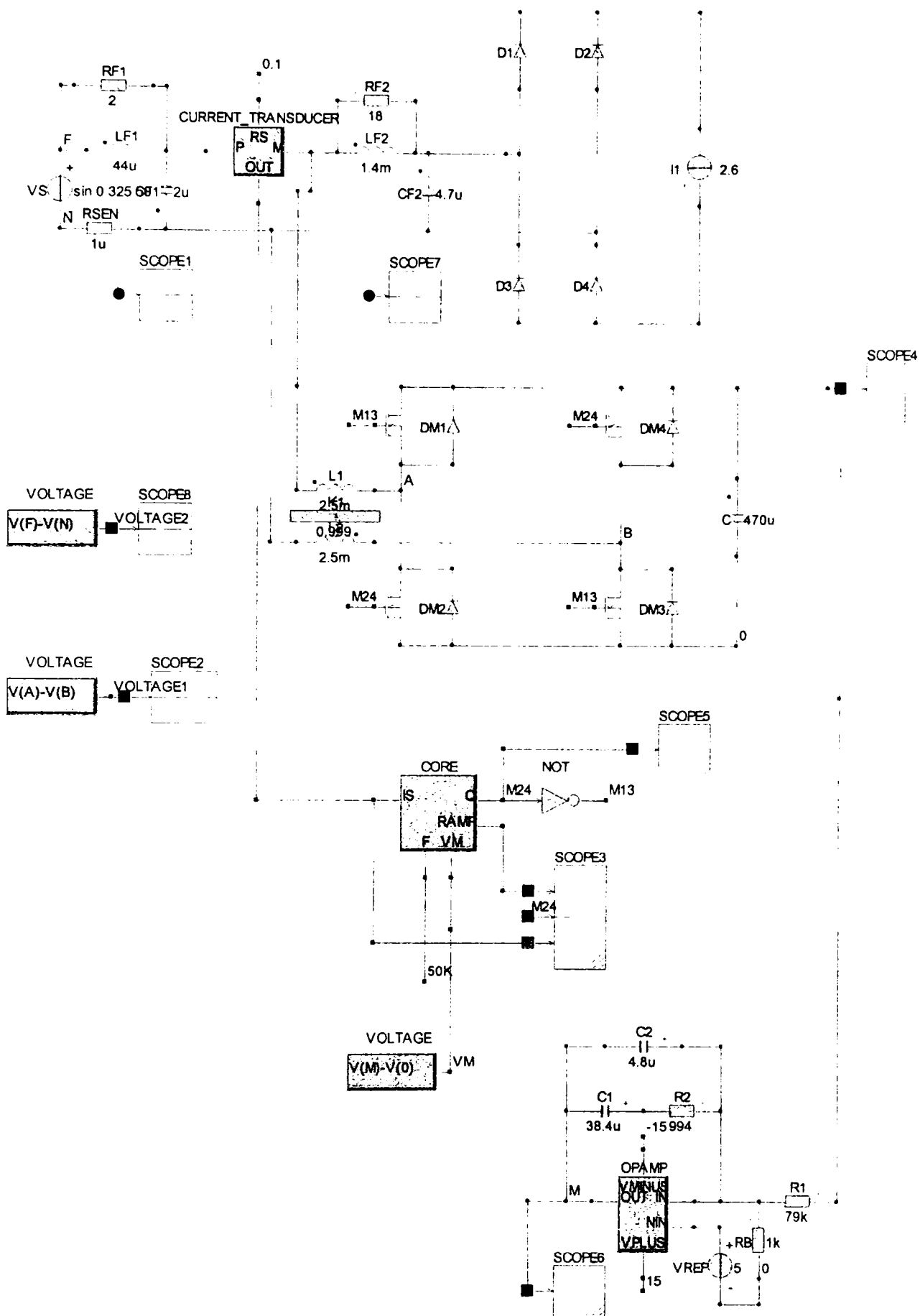
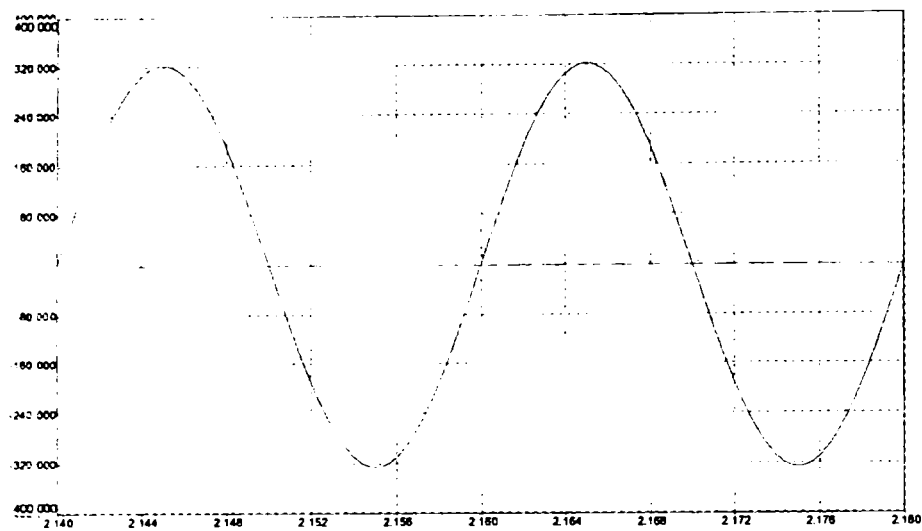
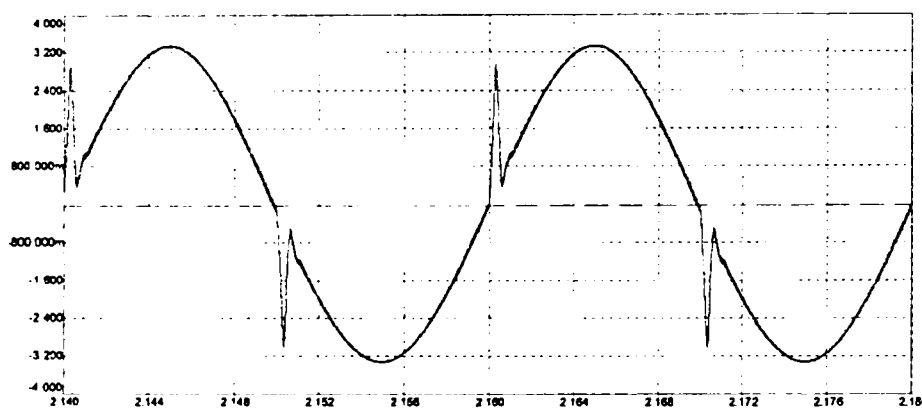


Fig. 6.13. Configurația schemei de simulare a circuitului APF monofazat în punte cu comandă integrativă bipolară

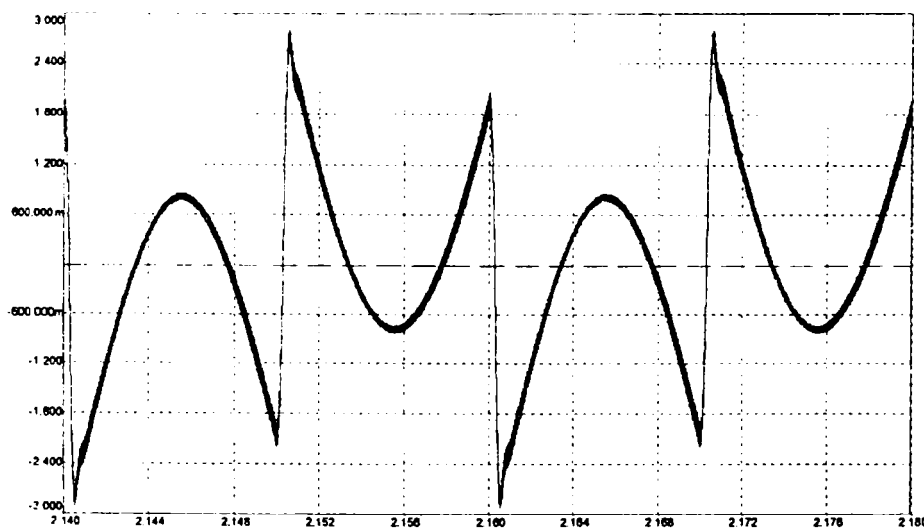
În urma simulării, forma de undă a curentului absorbit de la rețea,  $i_s$ , este prezentată în Fig. 6.14b, în mod corelat cu forma de undă a tensiunii sinusoidale de alimentare,  $u_s$  (Fig. 6.14a), și forma de undă a curentului absorbit de către circuitul APF,  $i_{APF}$  (Fig. 6.14c).



(a)



(b)



(c)

Fig. 6.14. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF monofazat în punte cu comandă integrativă bipolară  
 (a) – tensiunea rețelei de alimentare,  $u_s$   
 (b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_s$   
 (c) – curentul absorbit de circuitul APF,  $i_{apf} = i_o - i_s$



Elementul central al simulării îl reprezintă generatorul de purtătoare, realizat cu un bloc bibliotecă denumit CORE.lib, a cărei schemă de detaliu este prezentată în Fig. 6.15. Modul de comandă bipolar este reliefat de către forma de undă a tensiunii dintre punctele A și B ale punții,  $u_{AB}$ , reprezentată în Fig. 6.16a, iar tensiunea  $E$  de pe capacitatea de la ieșirea punții este reprezentată în Fig. 6.16b.

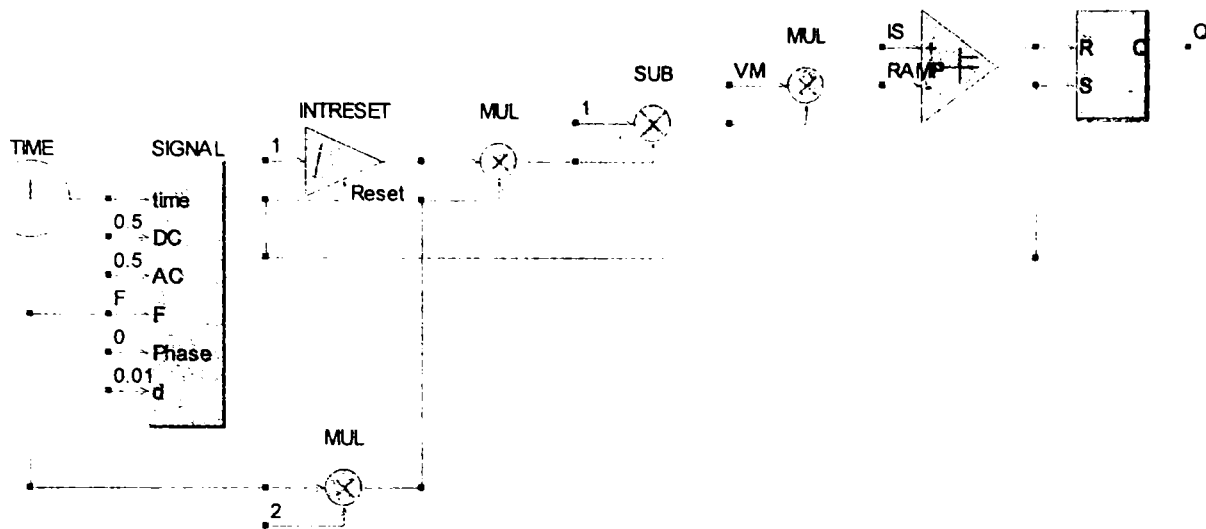


Fig. 6.11. Arhitectura blocului bibliotecă (CORE.lib) de generare a purtătoare pentru simularea comenzii integrative bipolară a circuitului APF monofazat în punte

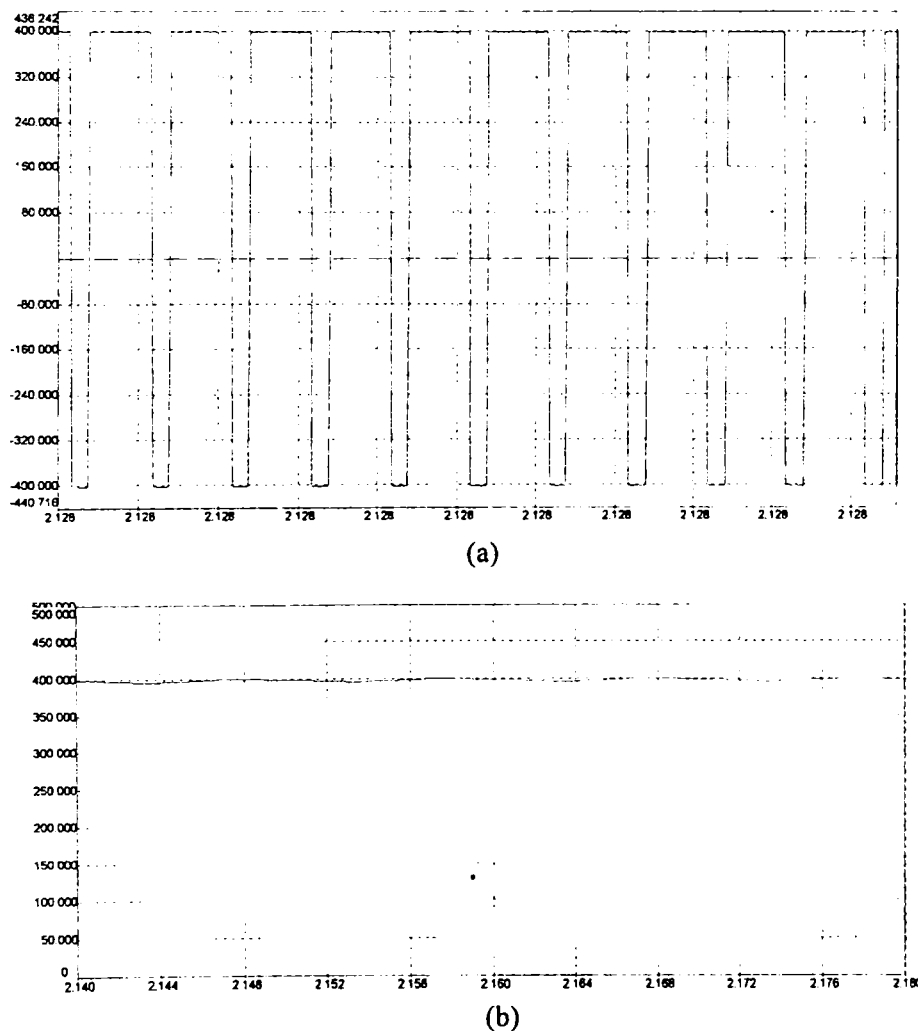


Fig. 6.16. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF monofazat în punte cu comandă integrativă bipolară

- (a) – tensiunea între punctele A și B ale punții,  $u_{AB}$
- (b) – tensiunea  $E$  pe capacitatea  $C$

Analiza spectrală a curentului absorbit de la rețea a furnizat următoarele rezultate prezentate mai jos și în Fig. 6.17.

*APF monofazat în punte cu comandă integrativă bipolară*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
9.1499	0.9958	-3.5810	0.9980	0.9939

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
11.2672	0.9937	-3.5810	0.9980	0.9918

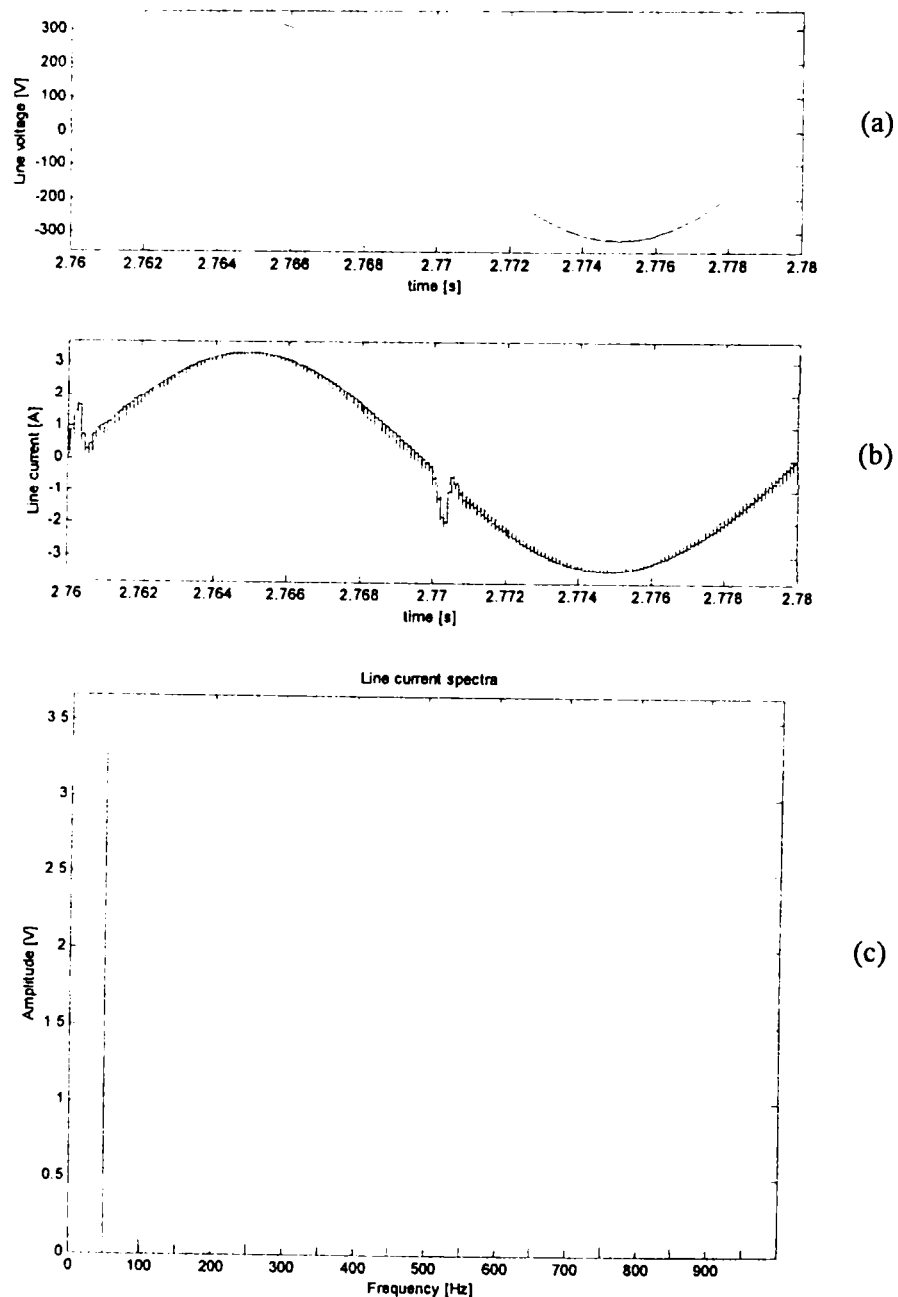


Fig. 6.17. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul APF monofazat în punte cu comandă integrativă bipolară

(a) – tensiunea sinusoidală de alimentare,  $u_s$

(b) – curentul de intrare,  $i_s$

(c) – spectrul curentului de intrare

Cazul particular al structurii în semipunte corespunzător comenzii integrative bipolare a fost de asemenea verificat în aceleași condiții de alimentare și sarcină ca și puntea completă, schema pentru simulare fiind prezentată în Fig. 6.18

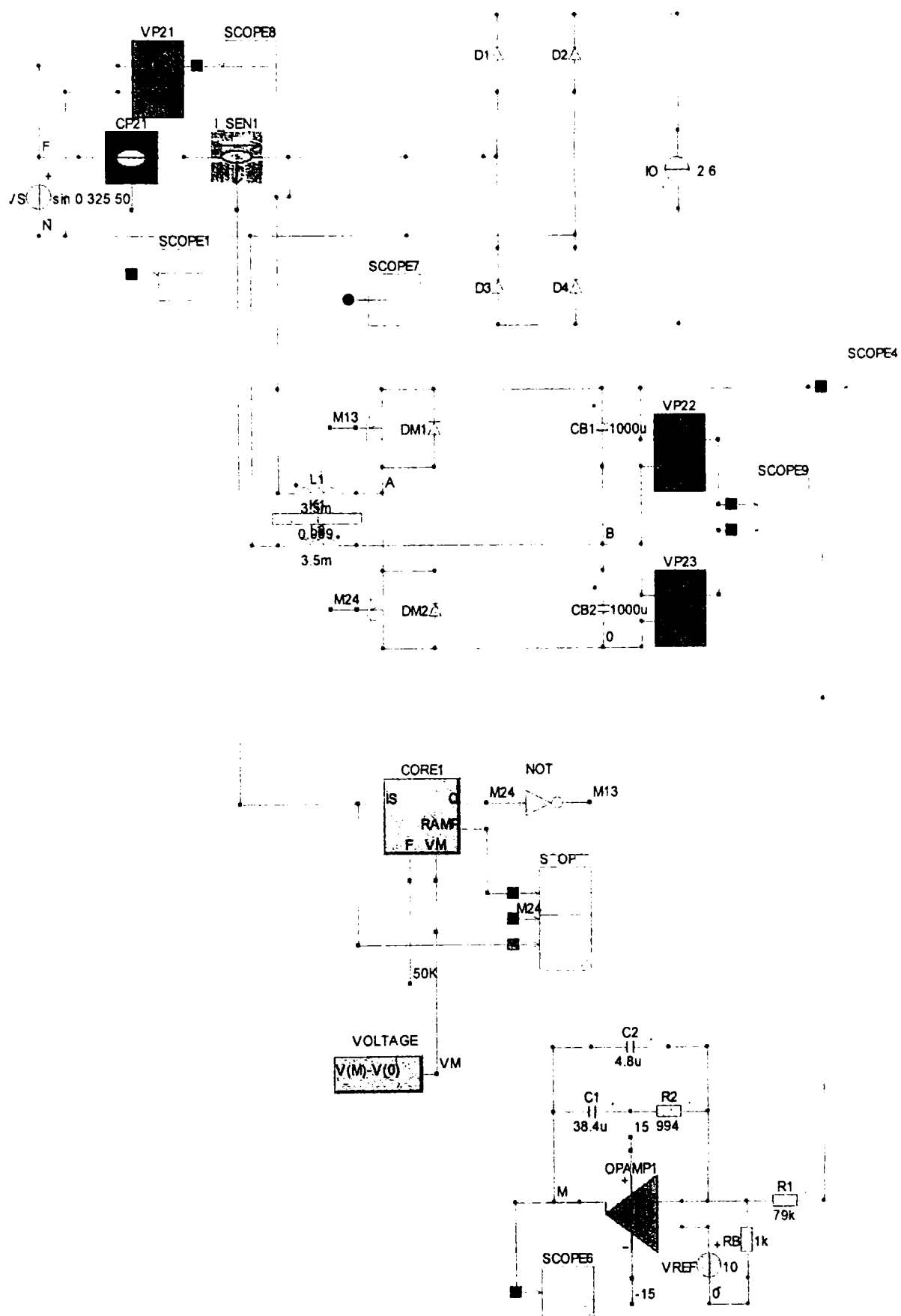


Fig. 6.18. Configurația schemei de simulare a circuitului APF monofazat în semipunte cu comandă integrativă bipolară

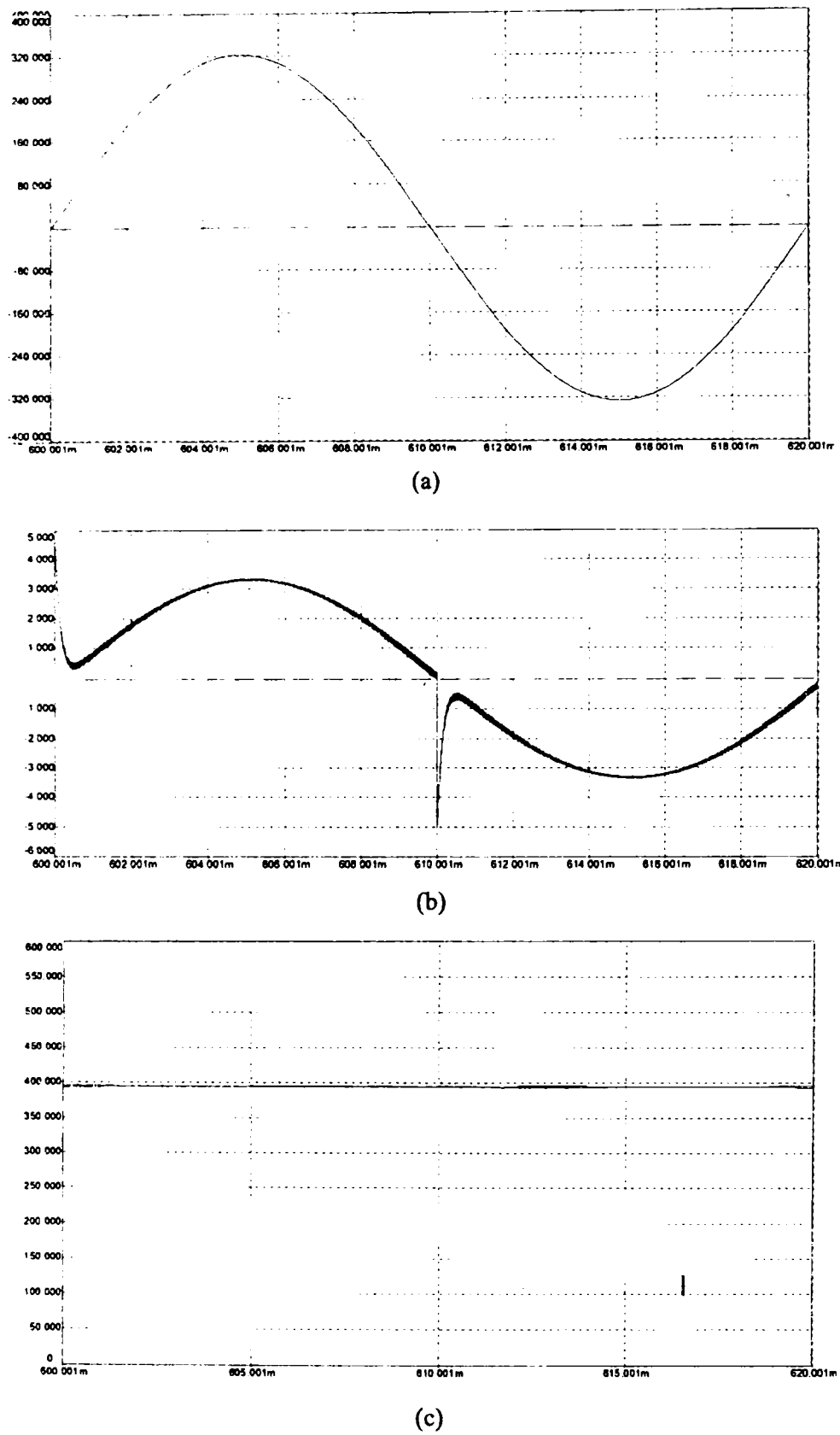


Fig. 6.19. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF monofazat în semipunte cu comandă integrativă bipolară  
 (a) – tensiunea rețelei de alimentare,  $u_s$   
 (b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_s$   
 (c) – tensiunea de pe capacitățile C1 și C2,  $E/2$

Formele de undă rezultate în urma simulării sunt curentul absorbit de la rețea,  $i_s$ , prezentat în Fig. 6.19b, în mod corelat cu forma de undă a tensiunii sinusoidale de alimentare,  $u_s$  (Fig. 6.19a) respectiv tensiunea de pe cele două capacități ale semipunții,  $C_1$  și  $C_2$ , având valoarea  $E/2$ .

În Fig. 6.20 este prezentată schema de detaliu a generatorului de purtătoare pentru comanda integrative bipolară a semipunții.

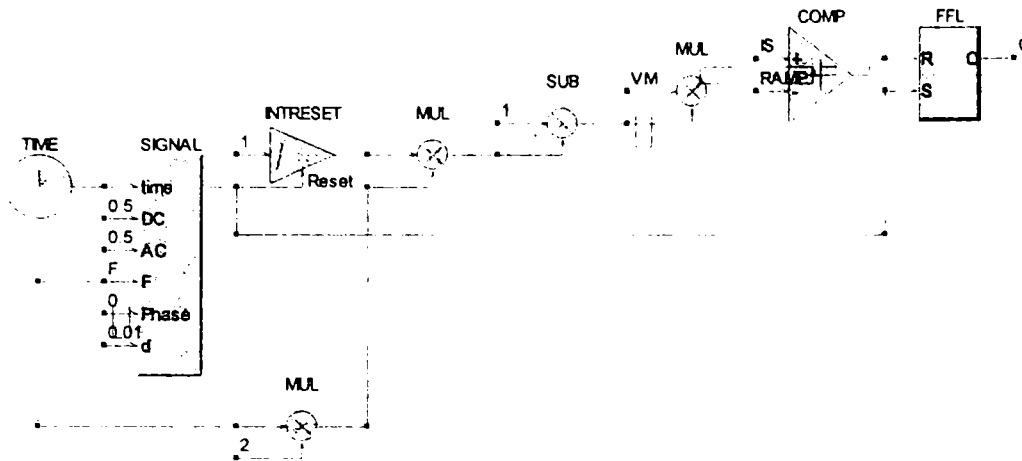


Fig. 6.20. Arhitectura blocului bibliotecă (CORE.lib) de generare a purtătoare pentru simularea comenzii integrative a circuitului APF monofazat în semipunte

Analiza spectrală a curentului absorbit de la rețea a furnizat următoarele rezultate prezentate mai jos și în Fig. 6.21.

*APF monofazat în semipunte cu comandă integrativă bipolară*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
12.1855	0.9927	-0.0963	1	0.9927

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
18.6120	0.9831	-0.0963	1	0.9831

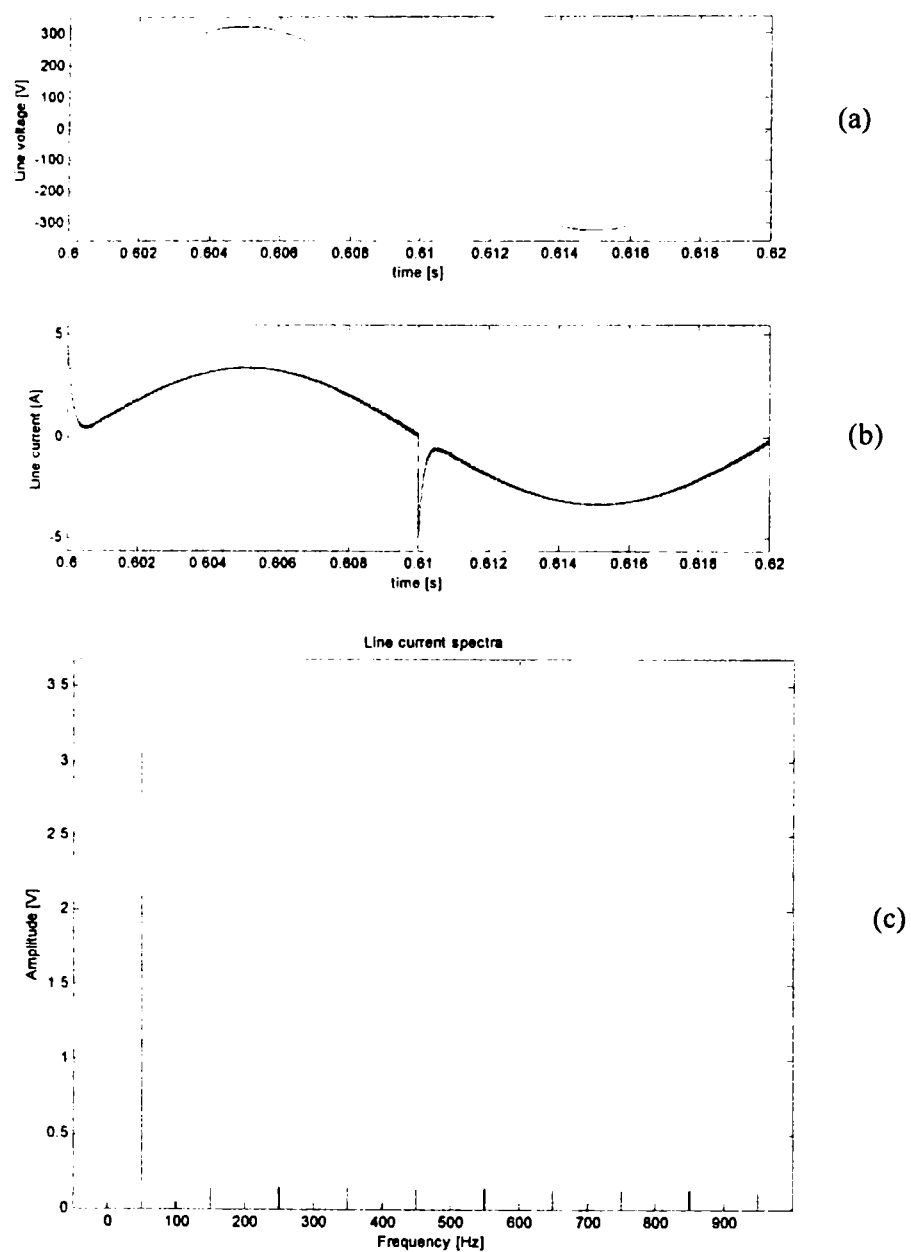


Fig. 6.17. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul APF monofazat în semipunte cu comandă integrativă bipolară  
 (a) – tensiunea sinusoidală de alimentare,  $u_s$   
 (b) – curentul de intrare,  $i_s$   
 (c) – spectrul curentului de intrare

6.4.2. Filtru activ de putere monofazat cu comandă integrativă unipolară

În Fig. 6.22 este prezentată schema pentru simulare în CASPOC a unui circuit APF monofazat cu comandă integrativă unipolară. Tensiunea sinusoidală de alimentare corespunde unei rețele monofazate, având valoarea efectivă de  $230V$  și frecvența de  $50Hz$ . Valoarea inductanței  $L$  a circuitului APF este de  $1,5mH$ , sarcina fiind reprezentată de un redresor necomandat în punte cu un consumator ce absoarbe un curent constant de  $2,6A$ .

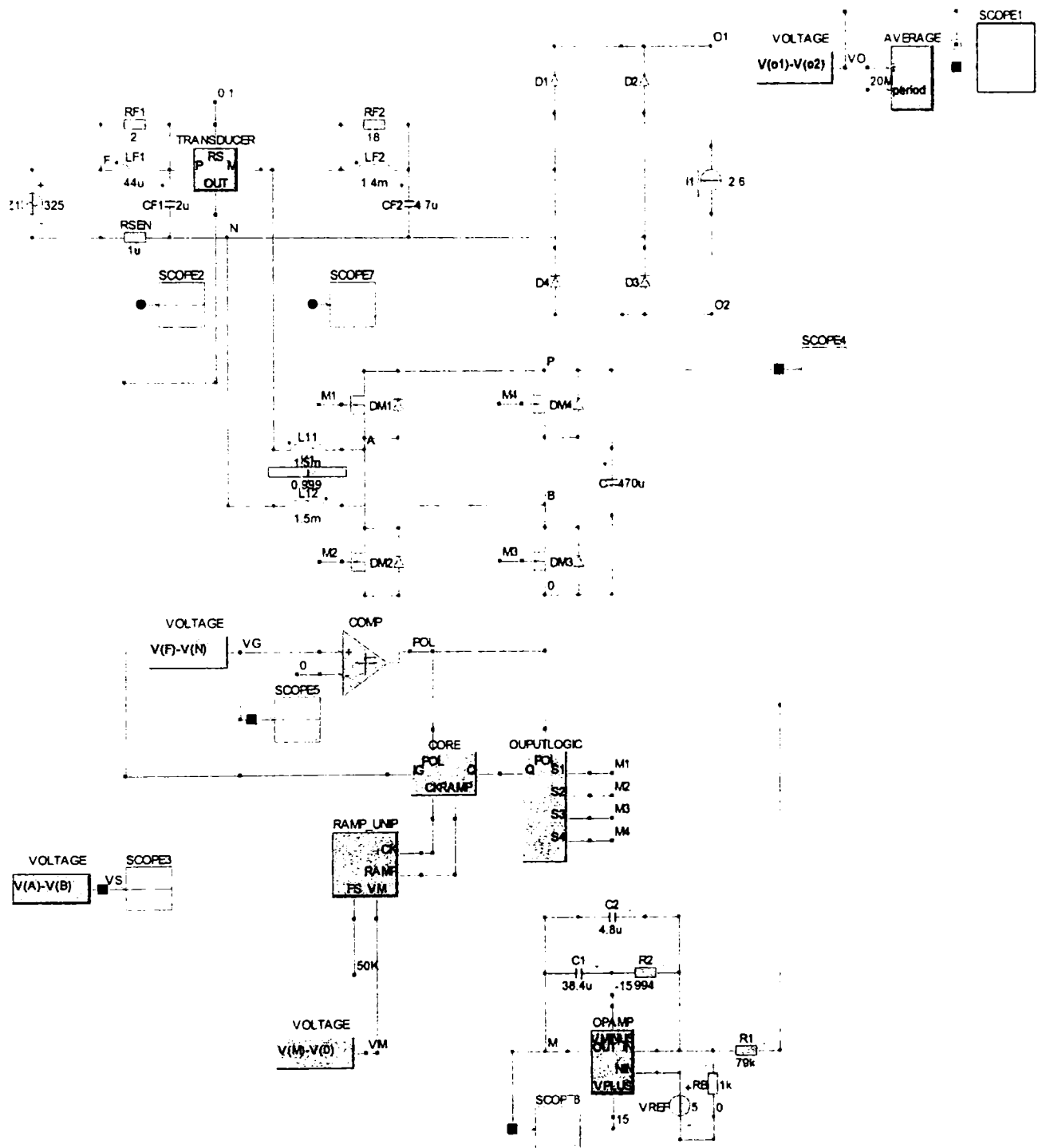
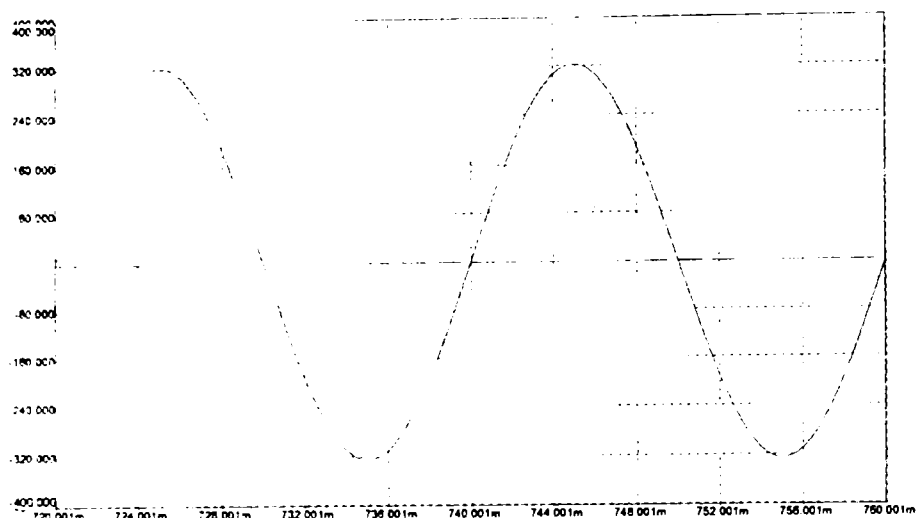
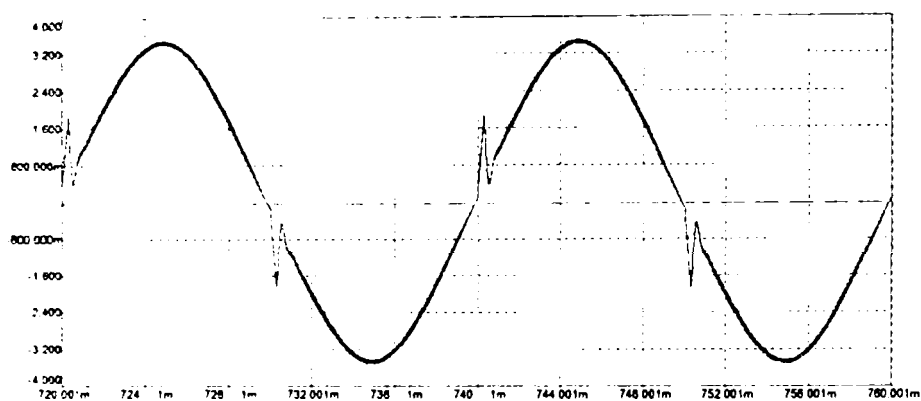


Fig. 6.22. Configurația schemei de simulare a circuitului APF monofazat în punte cu comandă integrativă unipolară

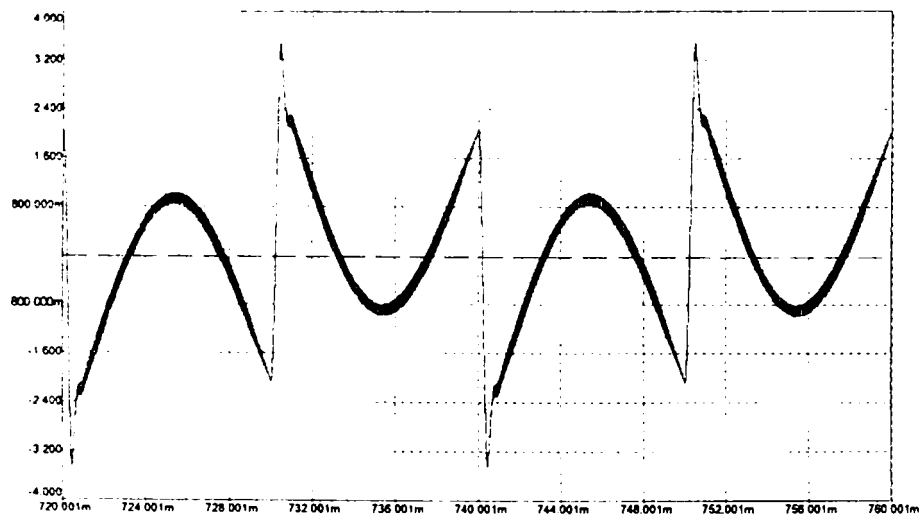
În urma simulării, forma de undă a curentului absorbit de la rețea,  $i_s$ , este prezentată în Fig. 6.23b, în mod corelat cu forma de undă a tensiunii sinusoidale de alimentare,  $u_s$  (Fig. 6.23a), și forma de undă a curentului absorbit de către circuitul APF,  $i_{APF}$  (Fig. 6.23c).



(a)



(b)



(c)

Fig. 6.23. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF monofazat în punte cu

comandă integrativă unipolară

(a) – tensiunea rețelei de alimentare,  $u_s$

(b) – curentul absorbit de la rețea,  $i_s$

(c) – curentul absorbit de circuitul APF,  $i_{apf} = i_o - i_s$

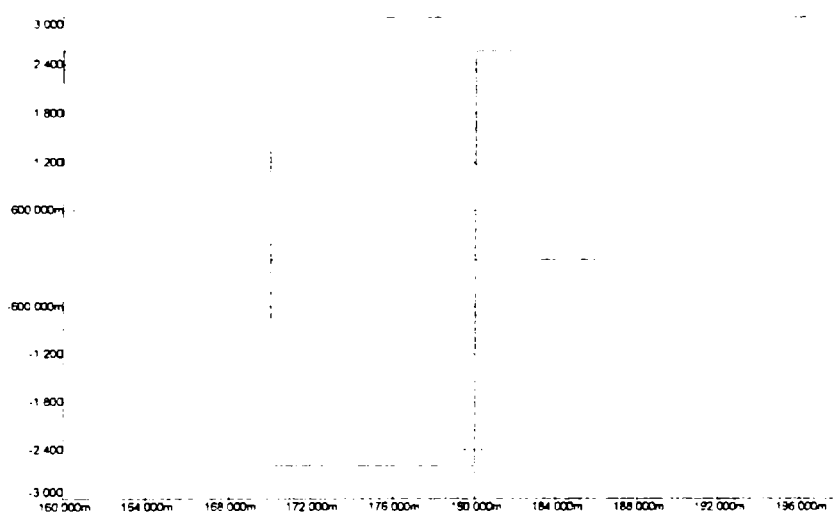
Totodată au fost efectuate simulări ale funcționării în lipsa circuitului APF, curentul absorbit de la rețea fiind reprezentat în Fig. 6.24b, precum și în situația în care inductanța  $L$  a circuitului APF este subdimensionată, fapt ce duce la necontrolabilitatea curentului în zonele



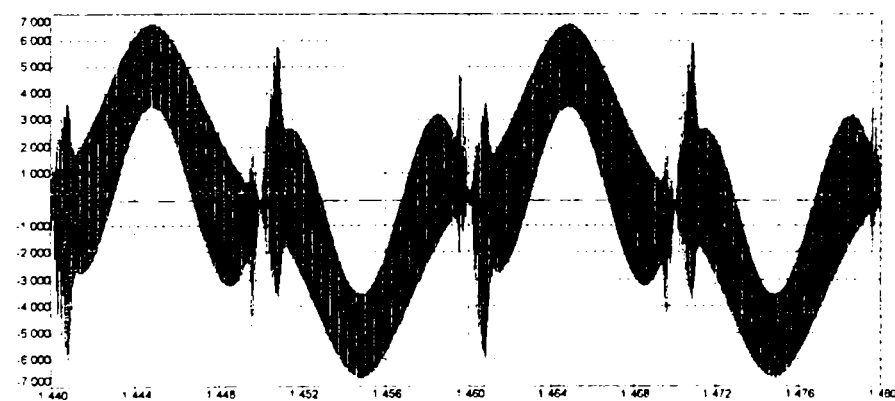
în care condițiile de pantă nu sunt respectate, forma de undă a curentului absorbit de la rețea fiind reprezentată în Fig. 6.24c.



(a)



(b)



(c)

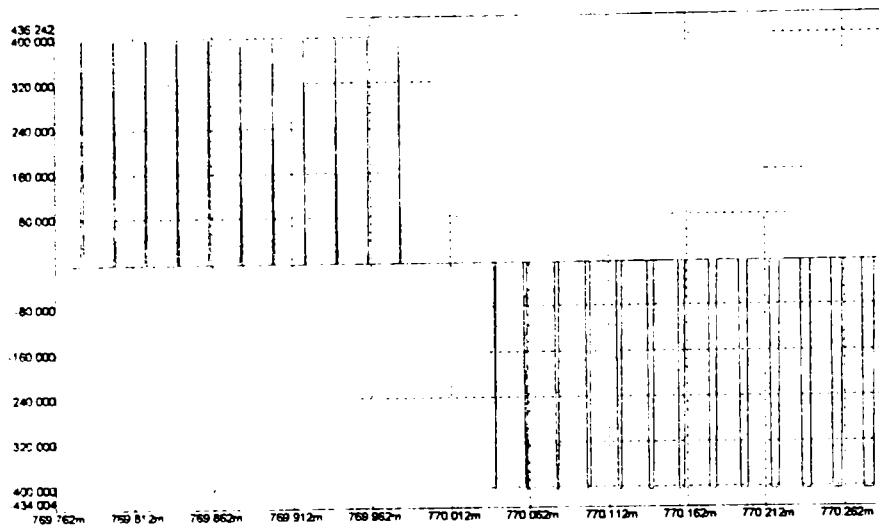
Fig. 6.24. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF monofazat în punte cu comandă integrativă unipolară

(a) – tensiunea rețelei de alimentare,  $u_s$ ,

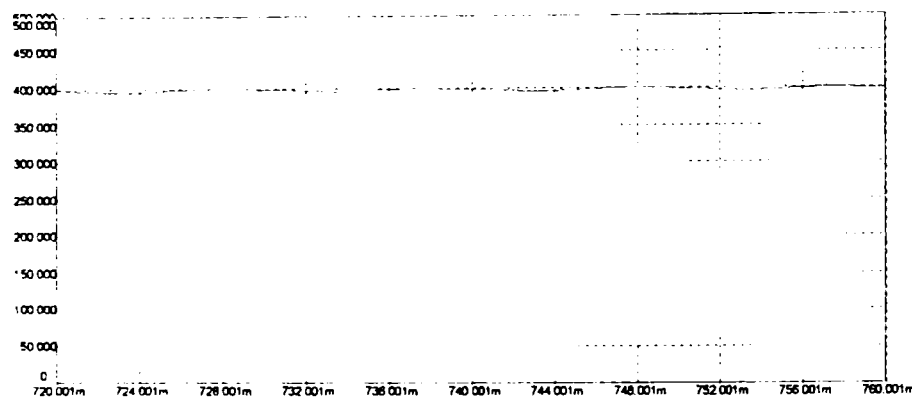
(b) – curentul absorbit de la rețea fără circuit APF,  $i_s$ ,

(c) – curentul absorbit de la rețea cu inductanța L subdimensionată (este evidențiată instabilitatea locală),  $i_s$ ,

Modul de comandă unipolar este reliefat de către forma de undă a tensiunii dintre punctele A și B ale punții,  $u_{AB}$ , reprezentată în Fig. 6.25a, iar tensiunea  $E$  de pe capacitatea de la ieșirea punții este reprezentată în Fig. 6.25b.



(a)



(b)

Fig. 6.25. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF monofazat în punte cu comandă integrativă unipolară

- (a) – tensiunea între punctele A și B ale punții,  $u_{AB}$
- (b) – tensiunea,  $E$ , de pe capacitatea C

Analiza spectrală a curentului absorbit de la rețea a furnizat următoarele rezultate prezentate mai jos și în Fig. 6.26.

*APF monofazat în punte cu comandă integrativă unipolară*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
5.1831	0.9987	-3.1886	0.9985	0.9971

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
8.3129	0.9966	-3.1886	0.9985	0.9950

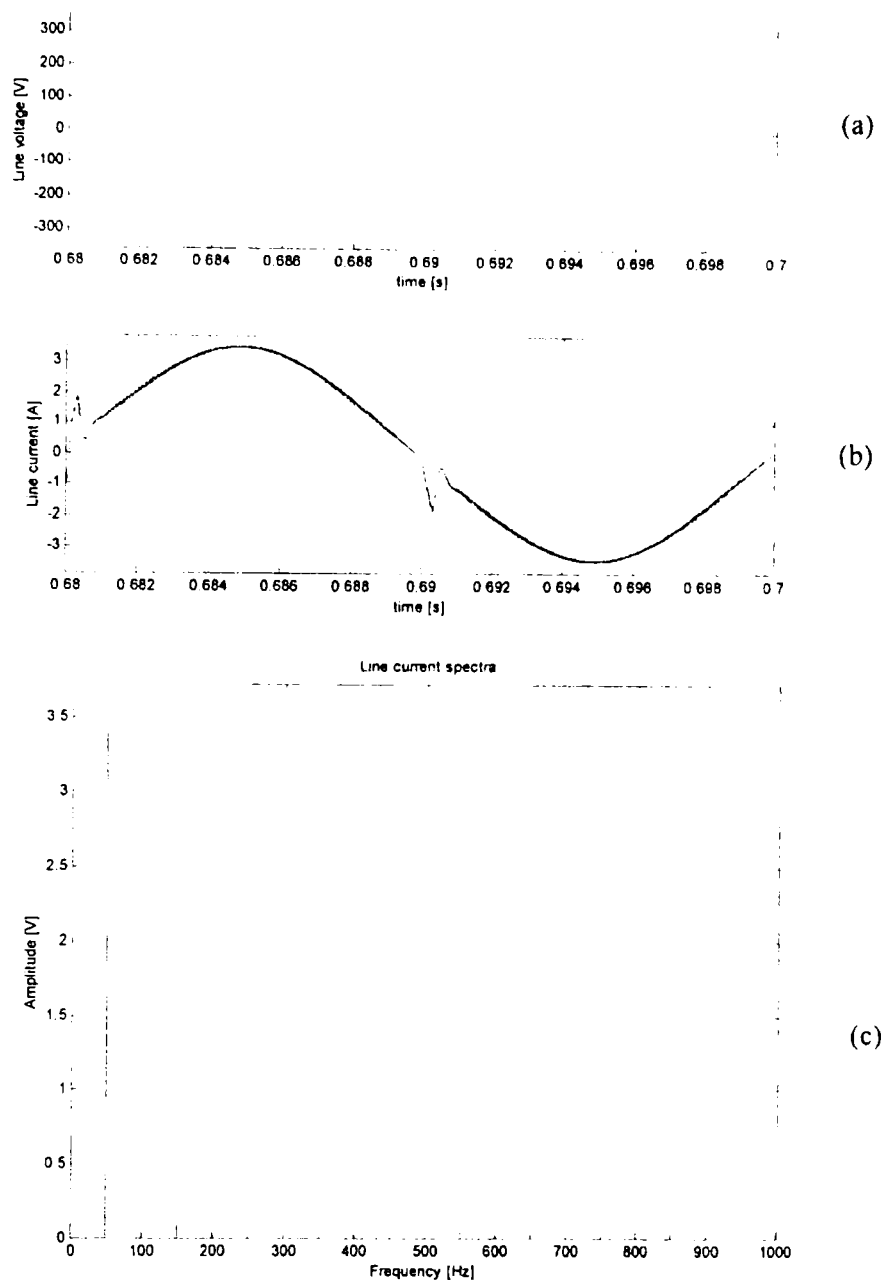


Fig. 6.26. Analiza spectrală a curentului de intrare pentru circuitul APF monofazat în punte cu comandă integrativă unipolară  
 (a) – tensiunea sinusoidală de alimentare,  $u_s$   
 (b) – curentul de intrare,  $i_s$   
 (c) – spectrul curentului de intrare

În vederea comparării performanțelor a fost efectuată analiza spectrală a curentului absorbit de la rețea în lipsa circuitului APF, ceea ce a furnizat următoarele rezultate prezentate mai jos și în Fig. 6.27.

*În absența circuitului APF monofazat în punte cu comandă integrativă unipolară*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
45.6775	0.9096	0.0065	1.0000	0.9096

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
48.3271	0.9004	0.0065	1.0000	0.9004

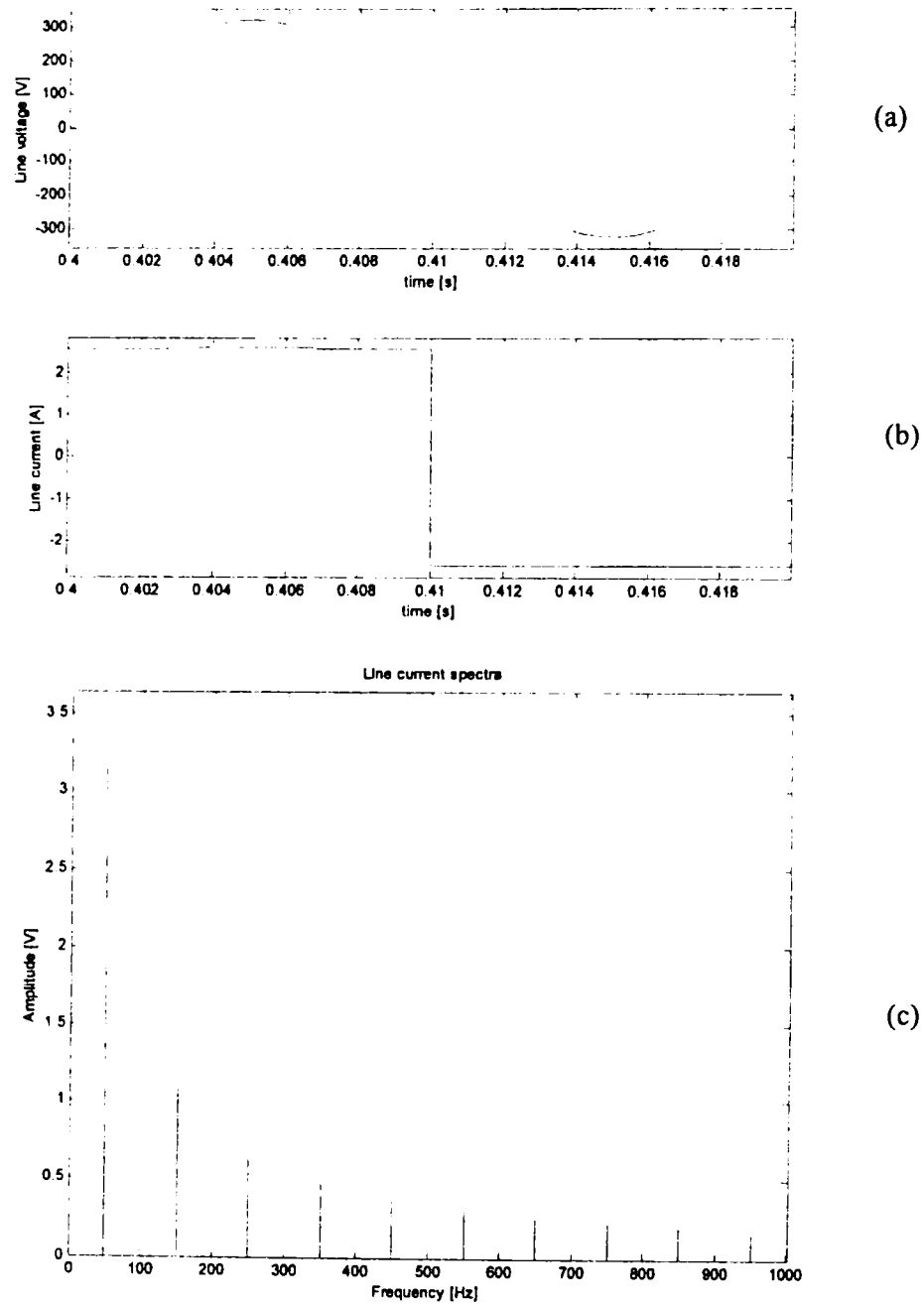


Fig. 6.27. Analiza spectrală a curentului de intrare în lipsa circuitul APF  
 (a) – tensiunea sinusoidală de alimentare,  $u_s$   
 (b) – curentul de intrare,  $i_s$   
 (c) – spectrul curentului de intrare

#### 6.4. Concluzii

Ca topologii paralele de corecție a factorului de putere, filtrele active reprezintă o soluție atractivă atât timp cât în curentul de sarcină nu există tranziții cu fronturi abrupte sau acestea sunt în număr redus. Acest fapt face ca ele să poată fi utilizate în tandem cu o mare diversitate de sarcini fără modificarea topologiei sau a circuitului de comandă.

Datorită simplității, structurile în punte și în semipunte s-au impus de departe ca implementările cele mai frecvent uzitate. **Autorul insistă asupra tehnicilor de comandă aplicând comanda integrativă modurilor de comandă unipolar și bipolar.** Opțiunea pentru acest tip de comandă se justifică prin câteva avantaje decisive față de alte tipuri de comenzi și anume: nu este necesară o referință de curent, nu este necesară sesizarea tensiunii de alimentare, imunitate la zgomote, nu necesită multiplicatoare analogice și simplitate.

Structura circuitului de comandă este dedusă analitic prin elaborarea ecuațiilor matematice ale controllerului și transpunerea lor în modulatori PWM. Astfel se arată că în cazul comenzii bipolare și purtătoarea are un caracter bipolar în sensul că ia valori atât pozitive cât și negative. Cel mai frecvent ea este o undă în dinte de fierestrâu, simetrică față de axa timpului. În cazul comenzii unipolare purtătoarea este și ea unipolară. În ambele situații în cazul utilizării punților nu există un grad de libertate care poate fi exploatat în alegerea neriguroasă a constantei de timp a integratorului. **Autorul a determinat și relațiile neliniare ale rezistenței emulate atunci când constantele de integrare nu au valori exacte.** În cazul filtrelor active în semipunte autorul arată că solicitarea în tensiune a tranzistoarelor se dublează. **În acest fel deși inițial s-a estimat că soluția în semipunte reduce la jumătate pierderile de comutație autorul demonstrează astfel că aceste pierderi se diminuează relativ puțin, singurul avantaj al semipunții fiind un cost mai redus.**

**Au fost elaborate relațiile de dimensionare pentru elementele pasive ale circuitului APF.** Valoarea minimă a inductanței rezultă din condiția de evitare a instabilității locale dintr-o condiție similară cu cea de la stabilitatea comenzii în curent.

**Se propune de către autor o nouă abordare în dimensionarea regulatorului PI necesar stabilizării tensiunii de alimentare a punții.** În acest sens se utilizează metoda factorului  $K$  în plasarea polilor și a zerourilor, rezultând astfel o margine de fază îmbunătățită.

Pentru că literatura de specialitate nu propune un set de ecuații și un algoritm explicit pentru dimensionarea filtrului de radiofrecvență situat în amonte de filtrul activ și sarcină, **autorul dezvoltă câteva relații de proiectare a filtrelor în  $\Gamma$ ,** în urma cărora rezultă simplu valorile inductanței și capacității filtrului. Aceste relații se regăsesc într-un **program MATLAB de proiectare automată elaborat de către autor.**

**Pentru toate structurile propuse, comportamentul acestora a fost validat prin simulare.** Fenomenele de instabilitate locală generate de subdimensionarea inductanței filtrului au fost relevate cu fidelitate de către rezultatele simulării. De asemenea simularea a confirmat eficiența și corectitudinea relațiilor de proiectare pentru filtrul de radiofrecvență.

**Pentru fiecare structură în parte au fost evaluați principalii parametri de merit în prezența respectiv în absența filtrului activ de putere.** Deși acești parametri au fost calculați cu diverse tipuri de sarcini (diverse redresoare cu sarcină inductivă și capacitivă), din considerente de spațiu în lucrare au fost menționate numai sarcinile neliniare reprezentate de redresoarele cu sarcini inductive. În fiecare caz în parte parametrii de merit s-au evaluat în două situații: trunchiat, adică luând în considerație numai primele 20 de armonici și total, considerând și armonicile de înaltă frecvență. **În toate situațiile analizate s-au obținut factori de distorsiuni și factori de putere excelenți, confirmând astfel rezultatele obținute de către autor.**

## CAPITOLUL 7

## Filtre active de putere trifazate

Filtrele active de putere trifazate reprezintă extinderea firească a corespondentelor lor monofazate. Și în acest caz puntea trifazată este cea mai utilizată soluție în partea de putere. Sunt prezentate relațiile generale care guvernează funcționarea circuitului APF trifazat în punte. Din aceste relații autorul deduce ecuațiile matematice ale funcționării în cazul comenzii integrativ-scalare și integrativ-vectoriale. Sunt propuse soluții pentru implementarea controllerelor în cazul fiecărui tip de comandă. Este totodată investigată și versiunea de punte trifazată în care un braț este înlocuit cu un divizor capacitiv. Sunt determinate solicitările dispozitivelor semiconductoare și făcute câteva considerații privind oportunitatea utilizării fiecăreia dintre soluțiile dezvoltate. Corectitudinea circuitelor APF trifazate propuse a fost confirmată de rezultatele simulărilor efectuate.

## 7.1. Arhitectura și relații de bază

Circuitele APF trifazate, ca și în situația monofazată, se conectează în paralel cu sarcinile neliniare și/sau reactive, scopul fiind compensarea neliniarităților și a componentelor reactive din curenții de fază, în așa fel încât valorile mediate în raport cu o perioadă de comutație ale acestora să fie proporționale cu tensiunile de fază corespunzătoare [24], [39], [87]. Schema generală a unui astfel de circuit este prezentată în Fig. 7.1.

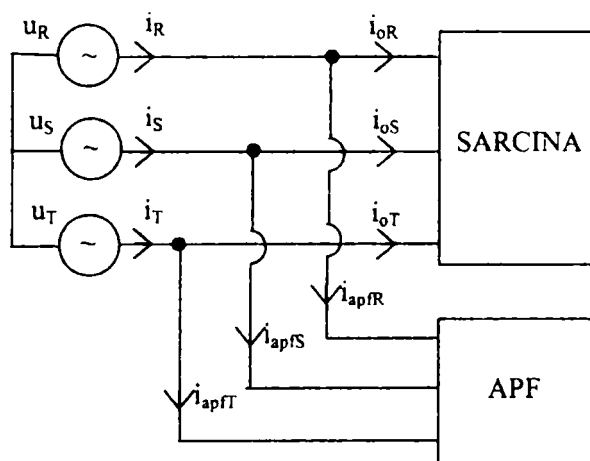


Fig. 7.1. Schema unui circuit APF trifazat

Din aceleași considerente menționate la circuitele APF monofazate elementul central al circuitului APF îl constituie puntea trifazată, având încărcare pur reactivă la portul de curent continuu, după cum se poate observa în Fig. 7.2, funcționarea fiind similară cu cea a unui invertor trifazat.

Inductanțele din componența circuitului APF se aleg de valori egale,  $L_R = L_S = L_T = L$ , deoarece se presupune că alimentarea se face de la un sistem trifazat simetric. Dimensionarea lor se face pentru frecvența de comutație a punții,  $f_s$ . Valoarea capacității  $C$  este suficient de mare ca tensiunea pe ea, notată cu  $E$ , să poată fi considerată constantă.

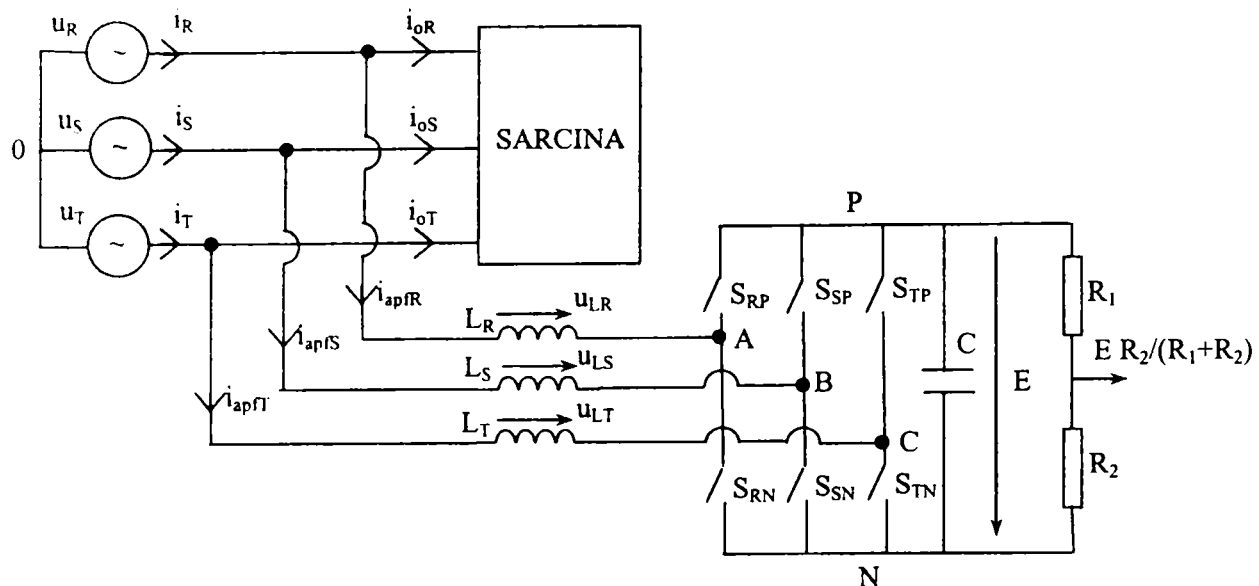


Fig. 7.2. Schema unui circuit APF trifazat

Deoarece circuitul funcționează în regim de corecție a factorului de putere, notând rezistența emulată cu  $R_e$ , între curenții și tensiunile de fază vor fi valabile relațiile:

$$\begin{cases} u_R = R_e \overline{i_R} \\ u_S = R_e \overline{i_S} \\ u_T = R_e \overline{i_T} \end{cases} \quad (7.1)$$

Dacă curenții absorbiți de către sarcină nu au fronturi abrupte, variația lor fiind lentă, ei vor putea fi considerați constanți pe durata unei perioade de comutație  $T_s$ . În ipoteza unor curenți de intrare cu valoare mediată sinusoidală și curenții circuitului APF vor moșteni proprietățile curenților de sarcină din punct de vedere al fronturilor. Dacă valoarea inductanțelor de la intrare este redusă, atunci valorile mediate ale tensiunilor pe aceste inductanțe pot fi considerate ca fiind nule.

$$\begin{cases} \overline{u_{LR}} = L \frac{d\overline{i_{apfR}}}{dt} = 0 \\ \overline{u_{LS}} = L \frac{d\overline{i_{apfS}}}{dt} = 0 \\ \overline{u_{LT}} = L \frac{d\overline{i_{apfT}}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (7.2)$$

Conform topologiei circuitului și utilizând valorile mediate pot fi scrise relațiile:

$$\begin{cases} \overline{u_{A0}} = \overline{u_{AN}} + \overline{u_{N0}} = \overline{u_R} - \overline{u_{LR}} \\ \overline{u_{B0}} = \overline{u_{BN}} + \overline{u_{N0}} = \overline{u_S} - \overline{u_{LS}} \\ \overline{u_{C0}} = \overline{u_{CN}} + \overline{u_{N0}} = \overline{u_T} - \overline{u_{LT}} \end{cases} \quad (7.3)$$

și ținând cont de relațiile (7.2) se obțin:

$$\begin{cases} \overline{u_{N0}} = \overline{u_R} - \overline{u_{AN}} \\ \overline{u_{N0}} = \overline{u_S} - \overline{u_{BN}} \\ \overline{u_{N0}} = \overline{u_T} - \overline{u_{CN}} \end{cases} \quad (7.4)$$

În (7.3) și (7.4) tensiunile fazelor nu apar mediate, ele reprezentând mărimi sinusoidale a căror frecvență este mult mai mică decât frecvența de comutație, motiv pentru care valorile lor mediate coincid cu cele instantanee. Însușind relațiile din (7.4), și ținând cont că sistemul trifazat este simetric ( $u_R + u_S + u_T = 0$ ) rezultă:

$$\overline{u_{N0}} = \frac{1}{3}(u_R + u_S + u_T) + \frac{1}{3}(\overline{u_{AN}} + \overline{u_{BN}} + \overline{u_{CN}}) = -\frac{1}{3}(\overline{u_{AN}} + \overline{u_{BN}} + \overline{u_{CN}}) \quad (7.5)$$

Prin înlocuirea lui  $u_{N0}$  în (7.4) vor rezulta relațiile corespunzătoare tensiunilor de fază, care sunt adevărate indiferent de tipul de comandă, în ipoteza că tensiunile pe inductanțele circuitului APF sunt neglijabile (valori mediate nule).

$$\begin{cases} u_R = \frac{2}{3}\overline{u_{AN}} - \frac{1}{3}\overline{u_{BN}} - \frac{1}{3}\overline{u_{CN}} \\ u_S = -\frac{1}{3}\overline{u_{AN}} + \frac{2}{3}\overline{u_{BN}} - \frac{1}{3}\overline{u_{CN}} \\ u_T = -\frac{1}{3}\overline{u_{AN}} - \frac{1}{3}\overline{u_{BN}} + \frac{2}{3}\overline{u_{CN}} \end{cases} \quad (7.6)$$

Sistemul de ecuații (7.6) are o importanță deosebită, el fiind punctul de plecare din care se vor dezvolta tehnicile de comandă introduse în continuare de autor în teză.

## 7.2. Filtre active de putere trifazate cu comandă integrativă

Tehnicile de comandă ale circuitelor APF trifazate pot fi cu sesizarea tensiunilor fazelor sau cu sesizarea curenților de sarcină și calcularea unei referințe de curent pentru comanda întrerupătoarelor punții. Metoda din urmă necesită calculul componentelor armonice ale curenților de sarcină, calcul care trebuie efectuat rapid, în timp real, reclamând utilizarea unor procesoare de semnal de mare viteză și a unor convertoare analog-numerice rapide sau a unor multiplicatoare de precizie rapide [141], [38].

**Autorul propune** în continuare două tehnici de comandă cu avantaje nete față de tehnicile amintite mai sus, avantaje constând în faptul că nu necesită o referință de curent, multiplicatoare, iar implementarea hard este simplă și necostisitoare [100].

### 7.2.1. Filtre active de putere trifazate cu comandă integrativ-scalară

Tehnicile de comandă integrative pot fi cu ușurință aplicate și circuitelor APF trifazate [113]. În analiza următoare se va considera că întrerupătoarele punții comută o singură dată în decursul unei perioade de comutație. Factorii de umplere ai întrerupătoarelor inferioare se notează cu  $d_{RN}, d_{SN}, d_{TN}$ . Deci pe durata unei perioade de comutație  $u_{AN} = u_{BN} = u_{CN} = 0$  atunci când  $S_{RN}, S_{SN}, S_{TN} - on$  și  $u_{AN} = u_{BN} = u_{CN} = E$  pentru  $S_{RN}, S_{SN}, S_{TN} - off$ . În valori mediate rezultă:

$$\begin{cases} \overline{u_{AN}} = (1 - d_{RN})E \\ \overline{u_{BN}} = (1 - d_{SN})E \\ \overline{u_{CN}} = (1 - d_{TN})E \end{cases} \quad (7.7)$$

Înlocuind relațiile anterioare în (7.6) se vor obține:

$$\begin{cases} -\frac{2}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} + \frac{1}{3}d_{TN} = \frac{u_R}{E} \\ \frac{1}{3}d_{RN} - \frac{2}{3}d_{SN} + \frac{1}{3}d_{TN} = \frac{u_S}{E} \\ \frac{1}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} - \frac{2}{3}d_{TN} = \frac{u_T}{E} \end{cases} \quad (7.8)$$



relații care pot fi scrise sintetic de manieră matricială în forma:  $A d = u / E$ , unde:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix}, \quad d = \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Astfel, sistemul de ecuații din (7.8) este exprimat în formă matricială în relația:

$$\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} = \frac{1}{E} \cdot \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

Deoarece matricea  $A$  este singulară ecuația matricială are o infinitate de soluții, dintre care de interes sunt cele de forma:

$$\begin{cases} d_{RN} = k_1 + k_2 \frac{u_R}{E} \\ d_{SN} = k_1 + k_2 \frac{u_S}{E} \\ d_{TN} = k_1 + k_2 \frac{u_T}{E} \end{cases} \Leftrightarrow d = k_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{k_2}{E} \cdot u \quad (7.11)$$

Soluțiile sistemului din (7.11) vor trebui să conducă la o purtătoare unică și în plus va fi necesar ca factorii de umplere ai întrerupătoarelor să depindă doar de tensiunile de fază aferente brațelor din care acestea fac parte. Prin înlocuirea relației (7.11) în ecuația matricială (7.10) va rezulta:

$$k_1 \cdot A \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{k_2}{E} \cdot A \cdot u = \frac{1}{E} \cdot u \quad (7.12)$$

Datorită proprietății de singularitate a matricei  $A$  se poate arăta ușor că:

$$A \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

ecuația matricială (7.12) devenind:

$$k_2 \cdot A \cdot u = u \Leftrightarrow k_2 \cdot \begin{bmatrix} -\frac{2}{3}u_R + \frac{1}{3}u_S + \frac{1}{3}u_T \\ \frac{1}{3}u_R - \frac{2}{3}u_S + \frac{1}{3}u_T \\ \frac{1}{3}u_R + \frac{1}{3}u_S - \frac{2}{3}u_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

Ținând cont de faptul că sistemul de alimentare este trifazat simetric, rezultă că  $u_S + u_T = -u_R$  și atunci prima linie din matricea pătrată din (7.14) devine:  $-\frac{2}{3}u_R + \frac{1}{3}u_S + \frac{1}{3}u_T = -\frac{2}{3}u_R + \frac{1}{3}(u_S + u_T) = -\frac{2}{3}u_R + \frac{1}{3}(-u_R) = -u_R$ . Printr-un raționament similar celelalte două linii ale matricei vor fi egale cu  $-u_S$ , respectiv  $-u_T$ . Pe baza acestor observații din (7.14) se determină astfel valoarea lui  $k_2$ :

$$k_2 \cdot \begin{bmatrix} -u_R \\ -u_S \\ -u_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \Rightarrow k_2 = -1 \quad (7.15)$$

Înlocuind pe  $k_2$  cu  $-1$  și substituind valorile tensiunilor de alimentare din (7.1) în (7.11) se obține:

$$\begin{cases} d_{RN} = k_1 - \frac{u_R}{E} \\ d_{SN} = k_1 - \frac{u_S}{E} \\ d_{TN} = k_1 - \frac{u_T}{E} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} d_{RN} = k_1 - \frac{R_e}{E} \bar{i}_R \\ d_{SN} = k_1 - \frac{R_e}{E} \bar{i}_S \\ d_{TN} = k_1 - \frac{R_e}{E} \bar{i}_T \end{cases} \quad (7.16)$$

Factorii de umplere trebuie să fie subunitari, ceea ce înseamnă că  $0 \leq k_1 - u_R/E \leq 1$  de unde rezultă că  $u_R/E \leq k_1 \leq 1 + u_R/E$ . Situațiile cele mai defavorabile corespund cazului  $u_R = -U_M$  pentru inegalitatea din dreapta și  $u_R = U_M$  pentru inegalitatea din stânga, unde  $U_M$  este amplitudinea tensiunilor sinusoidale de fază. Deci  $k_1$  trebuie să satisfacă relația:  $U_M/E \leq k_1 \leq 1 - U_M/E$ . Luând începutul și sfârșitul acestui șir de inegalități se obține  $E > 2U_M$ , relație de care trebuie să se țină cont atunci când se fixează tensiunea pe capacitatea  $C$ .

Dacă pe fiecare fază se va folosi un traductor de curent, de transrezistență  $R_s$ , atunci în loc de curenții fazelor se vor citi tensiunile de pe aceste traductoare, relațiile (7.16) devenind:

$$\begin{cases} d_{RN} = k_1 - \frac{R_e}{R_s E} (\bar{i}_R R_s) \\ d_{SN} = k_1 - \frac{R_e}{R_s E} (\bar{i}_S R_s) \\ d_{TN} = k_1 - \frac{R_e}{R_s E} (\bar{i}_T R_s) \end{cases} \quad (7.17)$$

Trecând în domeniul temporal,  $d = t/T_s$ , și notând cu  $U_m = Ek_1 R_s / R_e$  se obțin valorile tensiunilor proporționale cu curenții fazelor:

$$\begin{cases} \bar{i}_R R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{k_1 T_s}\right) \\ \bar{i}_S R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{k_1 T_s}\right) \\ \bar{i}_T R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{k_1 T_s}\right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \bar{i}_R R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{\tau}\right) \\ \bar{i}_S R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{\tau}\right) \\ \bar{i}_T R_s = U_m \left(1 - \frac{t}{\tau}\right) \end{cases} \quad (7.18)$$

în care  $\tau = k_1 T_s$  este o constantă de timp iar  $U_m$  este tensiunea de comandă.

Faptul că membrul drept al relațiilor (7.18) este același arată că tensiunea purtătoare este aceeași pentru toate cele trei faze. Admițând tensiunea de comandă  $U_m$  ca fiind constantă pe durata unei perioade de comutație  $T_s$ , relațiile (7.18) se pot implementa practic de manieră integrativă, mai concret polinomul de gradul 1 în  $t$  din expresia purtătoarei fiind ieșirea unui integrator resetabil, având constanta de integrare  $\tau$ . Schema bloc a circuitului pentru comanda integrativ-scalară este prezentată în Fig. 7.3.

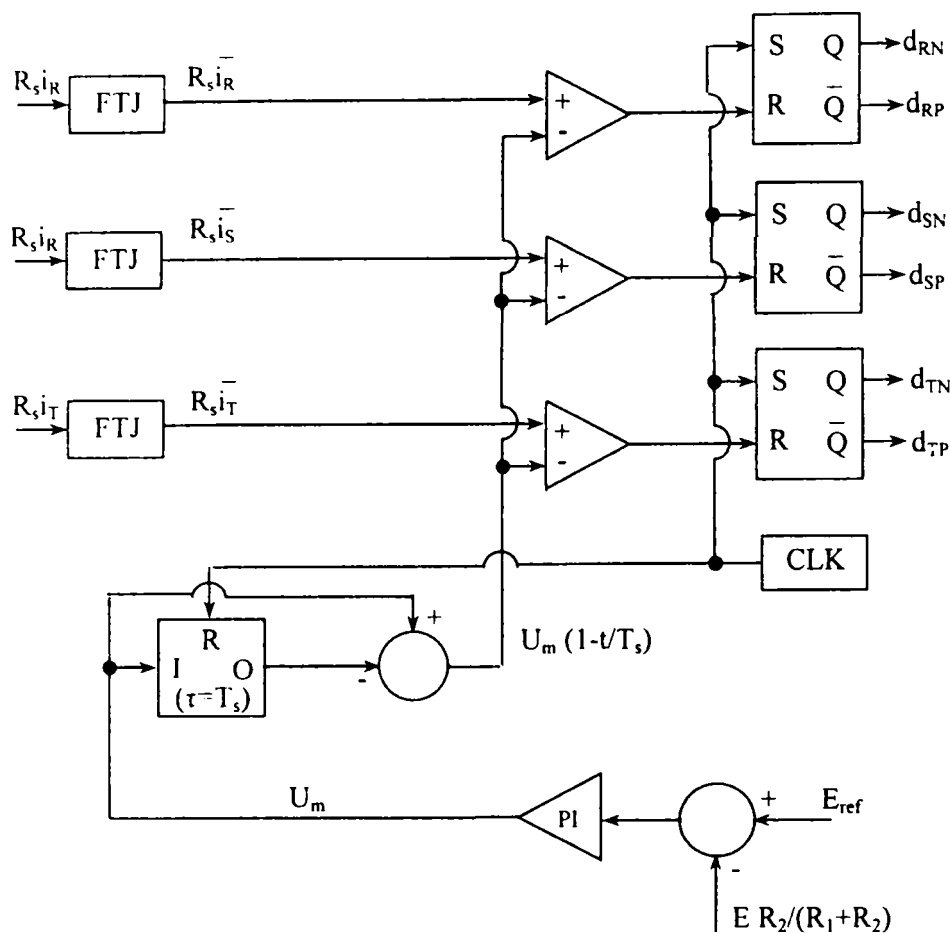


Fig. 7.3. Schema bloc pentru modul de comandă integrativ-scalar

Filtrele trece jos FTJ au constanta de filtrare mică, rolul lor fiind să realizeze medierea în raport cu  $T_s$ . Există multe situații practice în care nu se folosesc valorile mediate ale curenților de fază ci tensiuni proporționale cu valorile lor instantanee, controlându-se astfel valorile de vârf ale acestor curenți. În această situație FTJ nu își mai au rostul. Frecvența de comutație a circuitului este impusă de către circuitul de tact CLK care setează bistabilele și resetează la zero integratorul.

Pentru stabilizarea tensiunii de la ieșire se folosește un controller, de regulă proporțional integrator, valoarea tensiunii de pe capacitatea  $C$  fiind  $E = E_{ref}(1 + R_1/R_2)$ .

O situație particulară de circuit APF trifazat este prezentată în Fig. 7.4, la care întrerupătoarele  $S_{TP}$  și  $S_{TN}$ , corespunzătoare celei de-a treia faze, sunt înlocuite cu două condensatoare egale, de valoare suficient de mare astfel încât tensiunea la bornele lor să poată fi considerată constantă, de valoare  $E/2$ .

Pentru implementarea unei comenzi integrative acestui tip de circuit se pleacă tot de la relațiile general valabile definite în paragraful 7.1. În situația particulară a lipsei întrerupătoarelor de pe al treilea braț al punții relația (7.7) devine:

$$\begin{cases} \overline{u_{AN}} = (1 - d_{RN})E \\ \overline{u_{BN}} = (1 - d_{SN})E \\ \overline{u_{CN}} = \frac{E}{2} \end{cases} \quad (7.19)$$

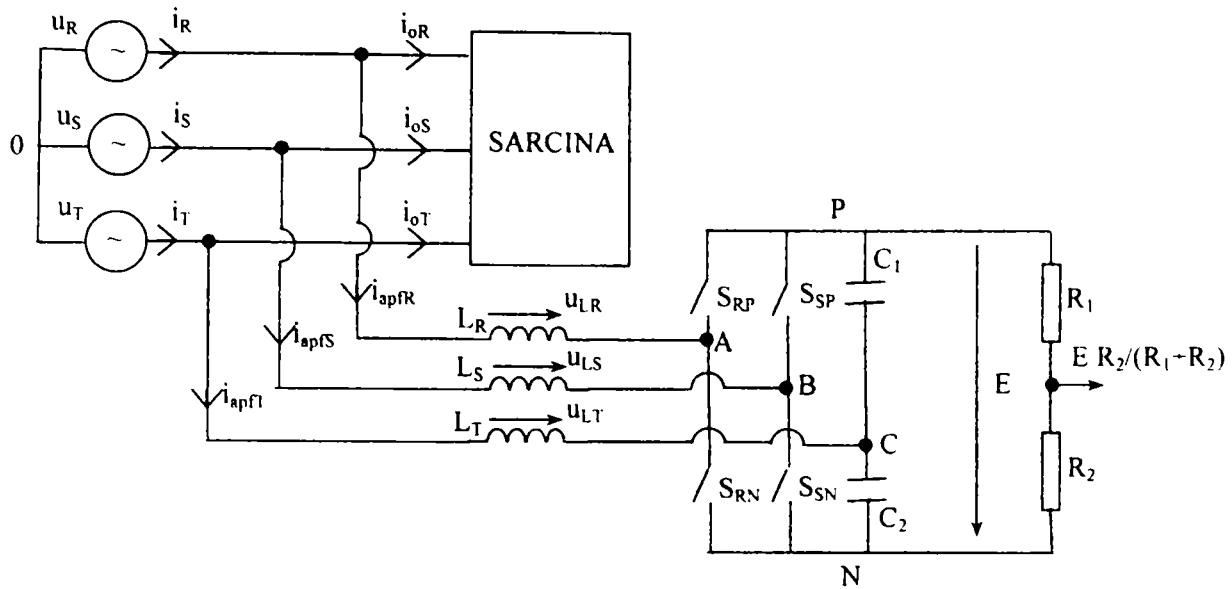


Fig. 7.4. Schema unui circuit APF trifazat fără  $S_{TP}$  și  $S_{TN}$

Pe de altă parte, ținând cont de (7.19) relațiile (7.8) se pot rescrie astfel:

$$\begin{cases} -\frac{2}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} = \frac{u_R}{E} - \frac{1}{6} \\ \frac{1}{3}d_{RN} - \frac{2}{3}d_{SN} = \frac{u_S}{E} - \frac{1}{6} \\ \frac{1}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} = \frac{u_T}{E} + \frac{1}{3} \end{cases} \quad (7.20)$$

Sistemul anterior are trei ecuații cu două necunoscute,  $d_{RN}$  și  $d_{SN}$ . Cea de-a treia ecuație nu este independentă de primele două, ea obținându-se prin însumarea acestora și ținând cont că pentru un sistem trifazat  $u_R + u_S + u_T = 0$ . Conform (7.1) sistemul de ecuații devine:

$$\begin{cases} -\frac{2}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} = \frac{\bar{i}_R R_e}{E} - \frac{1}{6} \\ \frac{1}{3}d_{RN} - \frac{2}{3}d_{SN} = \frac{\bar{i}_S R_e}{E} - \frac{1}{6} \end{cases} \quad (7.21)$$

Dacă se iau în considerație tensiunile de pe traductoarele de curent de transrezistență  $R_s$ , aflate pe fiecare fază și se notează cu  $U_m = ER_s / (2R_e)$  rezultă:

$$\begin{cases} -\frac{2}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} = \frac{R_e}{ER_s} (\bar{i}_R R_s) - \frac{1}{6} \\ \frac{1}{3}d_{RN} - \frac{2}{3}d_{SN} = \frac{R_e}{ER_s} (\bar{i}_S R_s) - \frac{1}{6} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} -\frac{2}{3}d_{RN} + \frac{1}{3}d_{SN} = \frac{1}{2u_m} (\bar{i}_R R_s) - \frac{1}{6} \\ \frac{1}{3}d_{RN} - \frac{2}{3}d_{SN} = \frac{1}{2u_m} (\bar{i}_S R_s) - \frac{1}{6} \end{cases} \quad (7.22)$$

Rezolvând sistemul din (7.21) și trecând în domeniul temporal ( $d \rightarrow t/T_s$ ) pot fi determinate ecuațiile care furnizează semnalele de comandă pentru brațele  $R$  și  $S$  ale punții, acestea fiind exprimate în relațiile (7.23).

$$\begin{cases} 2(\bar{i}_R R_s) + (\bar{i}_S R_s) = U_m(1 - 2d_{RN}) \\ (\bar{i}_R R_s) + 2(\bar{i}_S R_s) = U_m(1 - 2d_{SN}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} 2(\bar{i}_R R_s) + (\bar{i}_S R_s) = U_m \left(1 - \frac{t}{T_s/2}\right) \\ (\bar{i}_R R_s) + 2(\bar{i}_S R_s) = U_m \left(1 - \frac{t}{T_s/2}\right) \end{cases} \quad (7.23)$$

Se observă că tensiunea purtătoare este aceeași, constanta de integrare având valoarea  $T_s/2$  care nu mai este arbitrară ca și în cazul anterior (când valoarea acesteia era  $k_1 T_s$ , cu  $k_1$  arbitrar). În membrul stâng al ecuațiilor nu apare însă curentul unei faze ci o combinație liniară a curenților. Implementarea practică necesită astfel două circuite de înmulțire cu 2 (deci nu multiplicarea a două semnale analogice) și două sumatoare suplimentare.

Schema bloc pentru implementarea comenzii integrative a acestui tip de circuit este prezentată în Fig. 7.5.

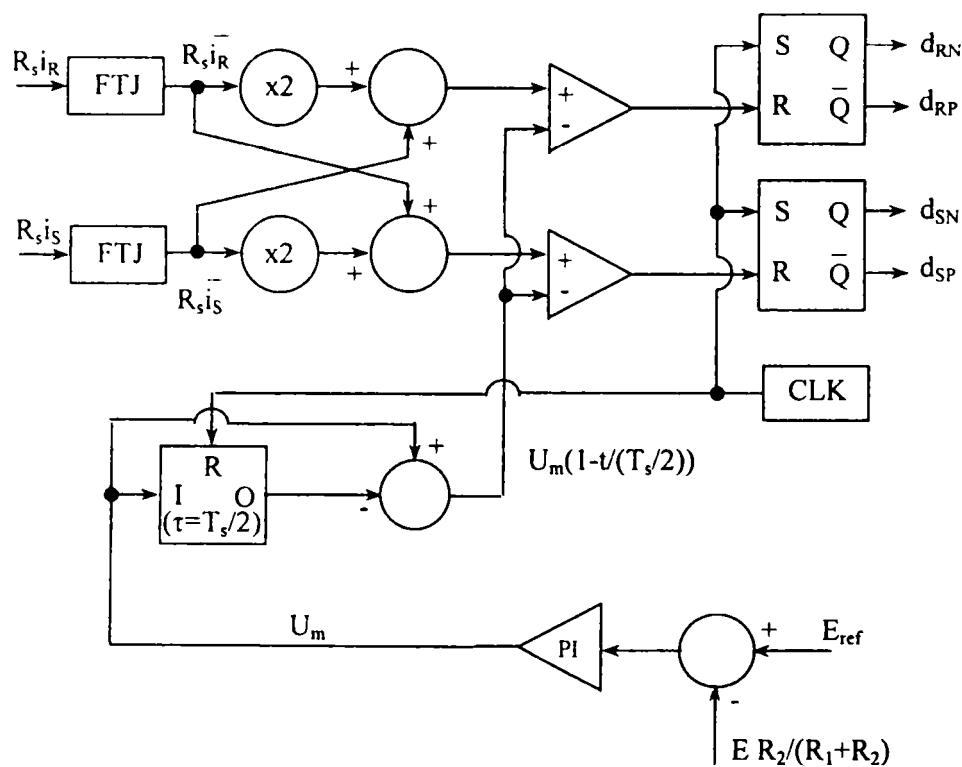


Fig. 7.5. Schema bloc pentru modul de comandă integrativ fără  $S_{TP}$  și  $S_{TN}$

Funcționarea corectă a acestui tip de circuit APF impune și în acest caz o valoare minimă pentru tensiunea de ieșire  $E$  (suma tensiunilor de pe cele 2 condensatoare,  $C_1$  și  $C_2$ ). Condiția se obține printr-o constrângere similară celei de la celelalte circuite și anume impunând ca factorii de umplere  $d_{RN}$  și  $d_{SN}$  să fie cuprinși între 0 și 1. Din relația (7.23) luând de exemplu pe  $d_{RN}$  se obține:

$$d_{RN} = \frac{1}{2} \left[ 1 - R_s \frac{2\bar{i}_R + \bar{i}_S}{U_m} \right] = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{R_s}{R_e U_m} (2u_R + u_S) \right] \quad (7.24)$$

Din definiția lui  $U_m$ , raportul  $R_s/(R_e U_m)$  are valoarea  $2/E$ . Substituind raportul în (7.24) și utilizând expresiile tensiunilor  $u_R$  și  $u_S$  rezultă:

$$d_{RN} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{2U_M}{E} \left( 2 \sin \omega t + \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right) \right] \quad (7.25)$$

Cum:

$$2 \sin \omega t + \sin \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = \sqrt{3} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \quad (7.26)$$

expresia lui  $d_{RN}$  devine:

$$d_{RN} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{2\sqrt{3}U_M}{E} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right] \quad (7.27)$$

Impunând acum ca  $0 \leq d_{RN} \leq 1$ , pentru inegalitatea  $d_{RN} \geq 0$  cazul cel mai defavorabil corespunde situației în care  $\sin(\omega t - \pi/6) = 1$ , ceea ce conduce la:

$$0 \leq \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{2\sqrt{3}U_M}{E} \right) \quad (7.28)$$

De unde se obține

$$E \geq 2\sqrt{3}U_M \quad (7.29)$$

O analiză similară pentru condiția  $d_{RN} \leq 1$  conduce la același rezultat.

**În opinia autorului** dezavantajele comenzii integrativ-scalare aplicate punții trifazate având două tranzistoare înlocuite de două capacități sunt:

- rigurozitatea constantei de integrare, aceasta având o valoare nearbitrară și anume  $T_s/2$ .
- solicitarea de tensiune a tranzistoarelor mai mare decât în cazul punții trifazate clasice; această solicitare în tensiune care crește cu un factor egal cu  $\sqrt{3}$  face ca pierderile în comutație să scadă de fapt cu mai puțin de 33%.

Aceste dezavantaje sunt însă contrabalansate de următoarele avantaje:

- având două întrerupătoare mai puțin în partea de putere costul scade, iar randamentul crește,
- chiar dacă se folosesc în plus două circuite de înmulțire cu 2 și două sumatoare (simplu de realizat cu AO sumatoare cu ponderi adecvate), față de schema clasică circuitul conține un AO și un bistabil mai puțin ceea ce nu duce la complicarea comenzii.

În final, **autorul consideră că** avantajele comenzii integrativ-scalare în general constau în:

- funcționarea la frecvență constantă,
- nu este necesară sesizarea curenților de sarcină și nici a tensiunilor sistemului trifazat,
- nu sunt necesare multiplicatoare analogice,
- datorită faptului că metoda nu implică calcule sofisticate nu se justifică folosirea procesoarelor de semnal ci doar a circuitelor de însumare ponderată,
- cost mai redus.

Dezavantajul major al comenzii integrativ-scalare constă în necesitatea sesizării curenților de fază dar autorul subliniază că acest dezavantaj se regăsește în majoritatea celorlalte moduri de comandă.

### 7.2.2. Filtre active de putere trifazate cu comandă integrativ-vectorială

În paragraful precedent între vectorul factorilor de umplere și vectorul tensiunilor de intrare a fost stabilită relația matricială (7.10) reluată mai jos:

$$\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} \cdot E = \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

relație ce poate fi scrisă și sintetic în forma:  $A d E = u$ .

Trebuie avut în vedere că egalitățile de mai sus au fost deduse în ipotezele că:

- bobinele  $L$  sunt dimensionate pentru o frecvență de comutație  $f_s$  mult mai mare decât frecvența rețelei.
- valoarea capacității  $C$  este suficient de mare astfel încât tensiunea de ieșire să poată fi considerată constantă de valoare  $E$ .

Funcționarea ca circuit APF implică proporționalitatea curenților  $\bar{i}_R, \bar{i}_S, \bar{i}_T$ , cu tensiunile de fază corespunzătoare, factorul de proporționalitate fiind reprezentat de către rezistența emulată  $R_e$ . Definind și vectorul curent  $i$  după cum urmează, va rezulta:

$$i = \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} \Rightarrow u = R_e \cdot \bar{i} \quad (7.25)$$

Astfel relația (7.24) devine:

$$A \cdot d \cdot E = R_e \cdot \bar{i} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} \cdot E = R_e \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_R \\ \bar{i}_S \\ \bar{i}_T \end{bmatrix} \quad (7.26)$$

În practică, circuitul de comandă lucrează cu tensiuni proporționale cu curenții de fază, obținute cu ajutorul unor traductoare de curent, de transrezistență  $R_s$ , plasate pe fiecare fază. În aceste condiții relația (7.26) poate fi rescrisă în funcție de aceste tensiuni după cum urmează:

$$A \cdot d \cdot E \cdot \frac{R_s}{R_e} = R_s \cdot \bar{i} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} \cdot E \frac{R_s}{R_e} = R_s \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_R \\ \bar{i}_S \\ \bar{i}_T \end{bmatrix} \quad (7.27)$$

În membrul stâng al relației anterioare, pe lângă necunoscuta  $d$ , se găsește o constantă, cu semnificația unei tensiuni de comandă. Se notează:

$$U_m = E R_s / R_e \quad (7.28)$$

Cu aceste notații rezultă ecuația vectorială ce trebuie rezolvată de către circuitul de comandă:

$$U_m \cdot A \cdot d = R_s \cdot \bar{i} \Leftrightarrow U_m \cdot \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_R \\ \bar{i}_S \\ \bar{i}_T \end{bmatrix} \quad (7.29)$$

Deoarece matricea  $A$  este singulară sistemul reprezentat de (7.29) poate avea o infinitate de soluții. De obicei sistemul se rezolvă alegând una dintre valorile vectorului  $d$  și rezolvând sistemul pentru celelalte două necunoscute rămase [110].

Scopul comenzii vectoriale este minimizarea pierderilor în comutație ale convertorului. Din acest motiv brațele punții vor avea succesiv întrerupătoarele blocate sau în conducție pe durata unei treimi din perioada rețelei, în timp ce celelalte două brațe vor comuta cu frecvența  $f_s$ . Pierderile de comutație per ansamblu vor fi în acest mod reduse cu aproximativ 33%.

Din simetria convertorului în punte având șase întrerupătoare și a comenzii rezultă că există șase regiuni de comutație, de durată  $360^\circ/6 = 60^\circ$  fiecare, după cum se poate vedea din Fig. 7.6. Fiecare braț nu va comuta pe un interval unghiular de  $120^\circ$ .

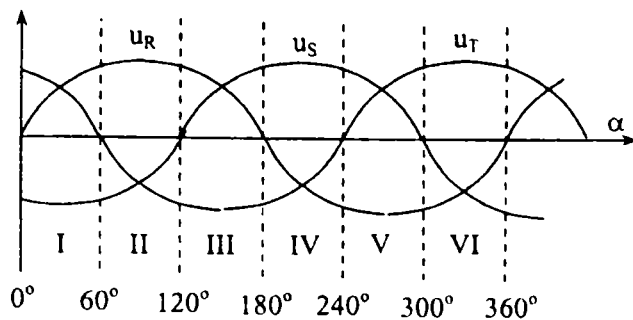


Fig. 7.6. Regiunile de comutație ale întrerupătoarelor circuitului APF trifazat

Criteriul de selecție al intervalelor de necomutare este dat de maximul modulului tensiunii de fază aferente brațului care nu comută:  $\max(|u_R|, |u_S|, |u_T|)$ , corelat cu semnul tensiunii respective. Astfel, pentru o tensiune de fază maximă în modul, având valoarea instantanee pozitivă, întrerupătorul superior al brațului aferent va fi tot timpul în conducție ( $d=1$ ). Dacă valoarea instantanee a tensiunii maxime în modul este negativă atunci întrerupătorul inferior al brațului corespunzător va fi în conducție.

Pentru prima regiune de comutație, I ( $0^\circ - 60^\circ$ ), se va obține următoarea condiție:  $\max(|u_R|, |u_S|, |u_T|) = |u_S|, u_S < 0$ , rezultând astfel că  $d_{SN} = 1, d_{SP} = 0$ .

Dintre cele trei ecuații ale sistemului dat de (7.29), necunoscutele fiind  $d_{RN}$ ,  $d_{SN}$  și  $d_{TN}$ , doar două vor fi independente, dorindu-se exprimarea soluției pentru  $d_{RN}$ ,  $d_{TN}$  doar în funcție de curenții fazelor aferente,  $i_R$  și  $i_T$ . Deoarece  $i_R + i_S + i_T = 0$ , totdeauna unul dintre curenți poate fi scris în funcție de ceilalți doi, motiv pentru care se va neglija ecuația corespunzătoare celei de-a doua linii din A (pentru  $i_S$ ) și ținând cont de (7.28) sistemul din (7.29) devine:

$$U_m \cdot \left( \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} \end{bmatrix} \right) = R_s \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_R \\ \bar{i}_T \end{bmatrix} \quad (7.30)$$

Prin înmulțire cu  $A^{-1}$  și apoi schimbând semnul, sistemul anterior poate fi rescris astfel:

$$U_m \cdot \left( \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix} \right) = R_s \cdot \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_R \\ \bar{i}_T \end{bmatrix} \Rightarrow U_m \cdot \left( \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{RN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} \right) = R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_R \\ \bar{i}_T \end{bmatrix} \quad (7.31)$$

Vor rezulta următoarele ecuații scalare:

$$\begin{cases} U_m(1 - d_{RN}) = R_s(2\bar{i}_R + \bar{i}_T) \\ U_m(1 - d_{TN}) = R_s(\bar{i}_R + 2\bar{i}_T) \end{cases} \quad (7.32)$$

Din simetria membrilor stângi facem observația că se poate folosi aceeași expresie pentru purtătoare, de forma  $U_m(1 - t/T_s)$ , pentru  $d \rightarrow t/T_s$  (modulator pe front coborâtor).

Pentru a doua regiune de comutație II ( $60^\circ - 120^\circ$ ) condițiile sunt:

$$\max(|u_R|, |u_S|, |u_T|) = |u_R|, u_R > 0 \Rightarrow d_{RN} = 0, d_{RP} = 1 \quad (7.33)$$

Din aceleași considerente menționate anterior sistemul de ecuații din (7.28) devine:

$$U_m \cdot \begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} \bar{i}_S \\ \bar{i}_T \end{bmatrix} \quad (7.34)$$

și prin înmulțire cu inversul matricei A se obține:



$$U_m \cdot \begin{bmatrix} d_{SN} \\ d_{TN} \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ -1 & -2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_S} \\ \overline{i_T} \end{bmatrix} \quad (7.35)$$

În mod formal această ecuație nu este identică cu (7.31), caracteristică regiunii I, de aceea pentru a putea fi utilizat același circuit de comandă și aceeași purtătoare va trebui adusă la aceeași formă. În membrul drept se vor înmulți cu -1 atât matricea pătrată cât și vectorul de curent, iar în membrul stâng se va ține cont de faptul că  $d_{SN} = 1 - d_{SP}$ , respectiv  $d_{TN} = 1 - d_{TP}$ , rezultând astfel:

$$u_m \cdot \left( \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_{SP} \\ d_{TP} \end{bmatrix} \right) = R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\overline{i_S} \\ -\overline{i_T} \end{bmatrix} \quad (7.36)$$

Examinând relațiile obținute pentru cele două regiuni de comutație, (7.31) și (7.36), se poate defini regula de obținere a ecuațiilor de comandă pentru toate cele șase regiuni:

- vectorul  $d$  din membrul stâng va conține factorii de umplere inferiori ai celorlalte brațe dacă tensiunea fazei care este maximă în modul, este negativă, respectiv factorii de umplere superiori dacă valoarea instantanee a fazei maxime în modul este pozitivă.
- membrul drept va conține curenții fazelor corespunzătoare celorlalte brațe ale punții, având semn schimbat față de semnul tensiunii care este maximă în modul.

Ecuția generală pentru comanda vectorială va fi:

$$\begin{cases} U_m \cdot \left( \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_x \\ d_y \end{bmatrix} \right) = R_s \cdot \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \overline{i_x} \\ \overline{i_y} \end{bmatrix} \\ d_z = 1 \end{cases} \quad (7.37)$$

Variabilele care apar în relația (7.37) depind de regiunea de comutație, autorul precizând corespondența dintre aceste mărimi și elementele reale de circuit în Tabelul 7.1. Modul de comandă prezentat se numește vectorial deoarece circuitul de comandă își rotește parametrii după fiecare  $60^\circ$ , similar comenzii vectoriale aplicată invertoarelor PWM.

Tabelul 7.1

Reg	Curenții de fază		Factorii de umplere			Starea întrerupătoarelor punții					
	$i_x$	$i_y$	$d_x$	$d_y$	$d_z$	$S_{RP}$	$S_{RN}$	$S_{SP}$	$S_{SN}$	$S_{TP}$	$S_{TN}$
I	$i_R$	$i_T$	$d_{RN}$	$d_{TN}$	$d_{SN}$	$\overline{Q_x}$	$Q_x$	0	1	$\overline{Q_y}$	$Q_y$
II	$-i_S$	$-i_T$	$d_{SP}$	$d_{TN}$	$d_{RP}$	1	0	$Q_x$	$\overline{Q_x}$	$Q_y$	$\overline{Q_y}$
III	$i_S$	$i_R$	$d_{SN}$	$d_{RN}$	$d_{TN}$	$\overline{Q_y}$	$Q_y$	$\overline{Q_x}$	$Q_x$	0	1
IV	$-i_T$	$-i_R$	$d_{TP}$	$d_{RP}$	$d_{SP}$	$Q_y$	$\overline{Q_y}$	1	0	$Q_x$	$\overline{Q_x}$
V	$i_T$	$i_S$	$d_{TN}$	$d_{SN}$	$d_{RN}$	0	1	$\overline{Q_y}$	$Q_y$	$\overline{Q_x}$	$Q_x$
VI	$-i_R$	$-i_S$	$d_{RP}$	$d_{SP}$	$d_{TP}$	$Q_x$	$\overline{Q_x}$	$Q_y$	$\overline{Q_y}$	1	0

Structura circuitului de comandă poate fi împărțită în patru blocuri: 1- nucleul, care implementează ecuațiile date de (7.37) ; 2- blocul de selecție al regiunii de comutație; 3- blocul de selecție al curenților de intrare; 4- blocul de distribuție al impulsurilor de ieșire.

În Fig. 7.7 este propusă schema bloc generală a circuitului cu comandă integrativ-vectorială.

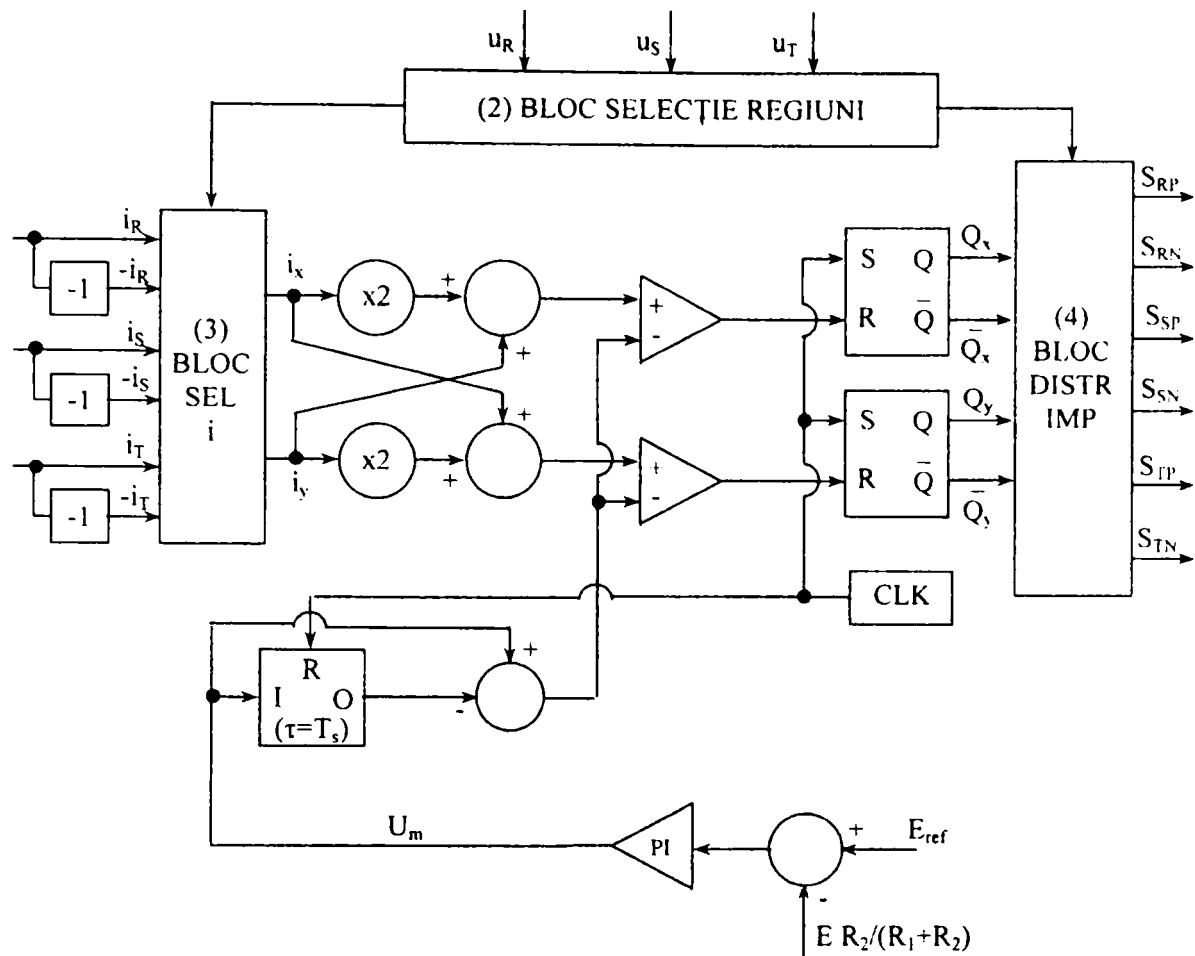


Fig. 7.7. Schema bloc (cu nucleul detaliat) pentru modul de comandă integrativ-vectorial

Implementarea practică a blocului de selecție al regiunii (2) se face pornind de la semnalele ce trebuie generate în funcție de semnul valorilor instantanee ale fazelor, cu ajutorul funcției:

$$sign(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (7.38)$$

Conform regiunilor definite în Fig. 7.6, vor rezulta cele șase semnale prin care se va face selecția regiunilor de comutație, prezentate în Fig. 7.8. Relațiile ce definesc aceste semnale sunt (deoarece  $u_R + u_S + u_T = 0$ , combinațiile în care toate expresiile  $sign$  apar barate sau nebarate nu pot exista):

$$\begin{cases} R_1 = sign(u_R) \cdot \overline{sign(u_S)} \cdot sign(u_T) \\ R_2 = sign(u_R) \cdot sign(u_S) \cdot \overline{sign(u_T)} \\ R_3 = sign(u_R) \cdot sign(u_S) \cdot sign(u_T) \\ R_4 = \overline{sign(u_R)} \cdot sign(u_S) \cdot \overline{sign(u_T)} \\ R_5 = \overline{sign(u_R)} \cdot sign(u_S) \cdot sign(u_T) \\ R_6 = sign(u_R) \cdot \overline{sign(u_S)} \cdot \overline{sign(u_T)} \end{cases} \quad (7.39)$$

Totodată se face observația că în fiecare expresie apar semnele a trei mărimi dintre care două au același semn. Datorită faptului că suma tensiunilor celor trei faze este egală cu zero, una dintre tensiuni va avea semn opus celorlalte două, ceea ce determină ca unul dintre factorii din expresiile lui  $R_1 \div R_6$  să fie redundant. Va rezulta posibilitatea simplificării relațiilor (7.39) păstrând în fiecare dintre ele doar factorii de aceeași natură (negați sau nenegați).

$$\begin{cases} R_1 = \text{sign}(u_R) \cdot \text{sign}(u_T) \\ R_2 = \overline{\text{sign}(u_S)} \cdot \text{sign}(u_T) \\ R_3 = \text{sign}(u_R) \cdot \overline{\text{sign}(u_S)} \\ R_4 = \overline{\text{sign}(u_R)} \cdot \overline{\text{sign}(u_T)} \\ R_5 = \text{sign}(u_S) \cdot \text{sign}(u_T) \\ R_6 = \overline{\text{sign}(u_R)} \cdot \text{sign}(u_S) \end{cases} \quad (7.40)$$

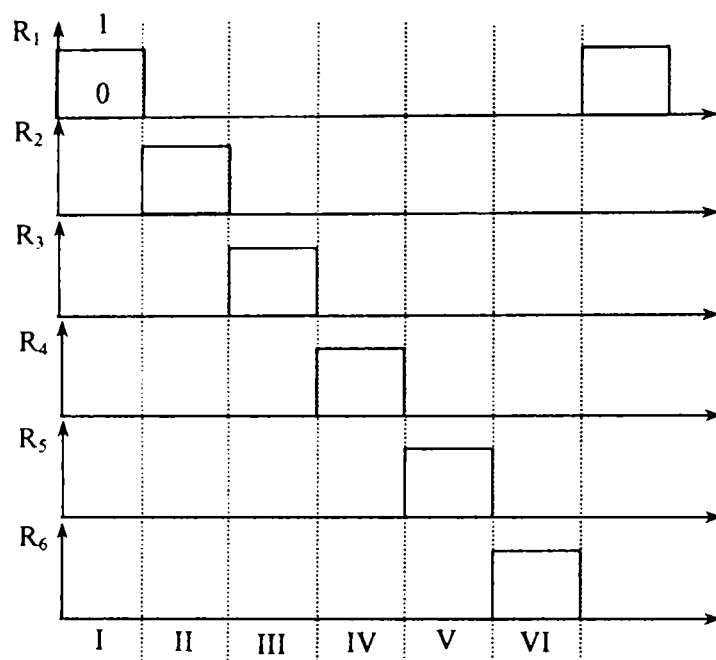


Fig. 7.8. Semnalele de selecție a regiunilor de comutație

*Schema logică propusă de autor* pentru implementarea blocului de selecție al regiunilor este prezentată în Fig. 7.9.

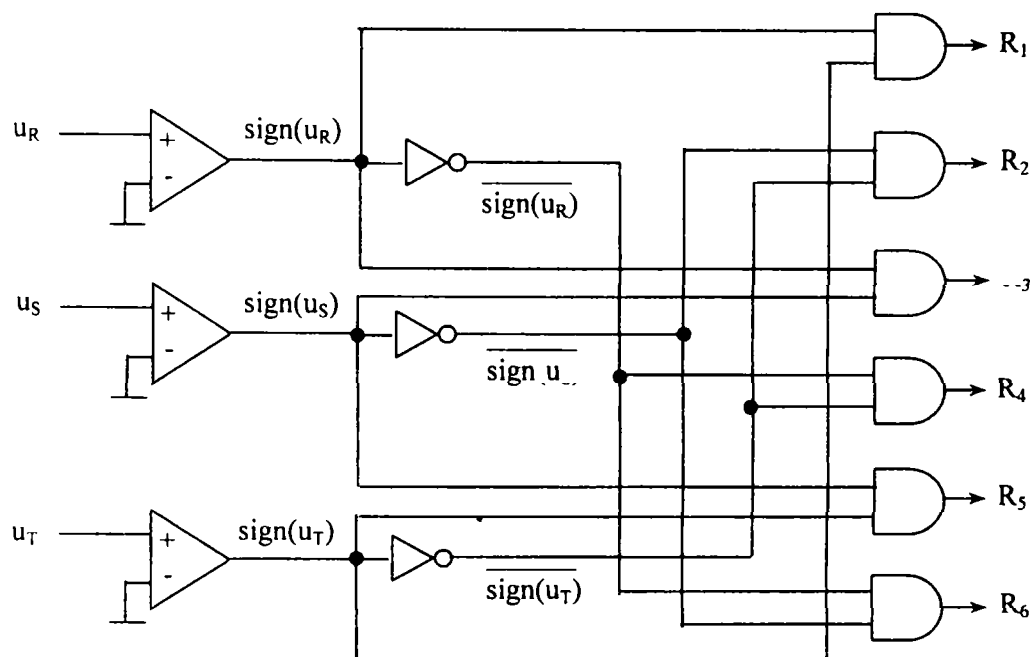


Fig. 7.9. Schema logică a blocului de selecție a regiunilor de comutație

Funcția *sign* se obține prin compararea unei tensiuni proporționale cu tensiunea de fază, de obicei rezultată cu ajutorul unui transformator, cu 0 prin intermediul unor AO. Restul elementelor de circuit sunt circuite combinaționale.

Blocul de selecție a curenților de intrare (3) se implementează printr-un multiplexor analogic, intrările fiind reprezentate de curenții de fază cu semne plus și minus, iar ieșirile sunt curenții  $i_x$  și  $i_y$ . **Schema propusă** pentru blocul de selecție a curenților este prezentată în Fig. 7.10.

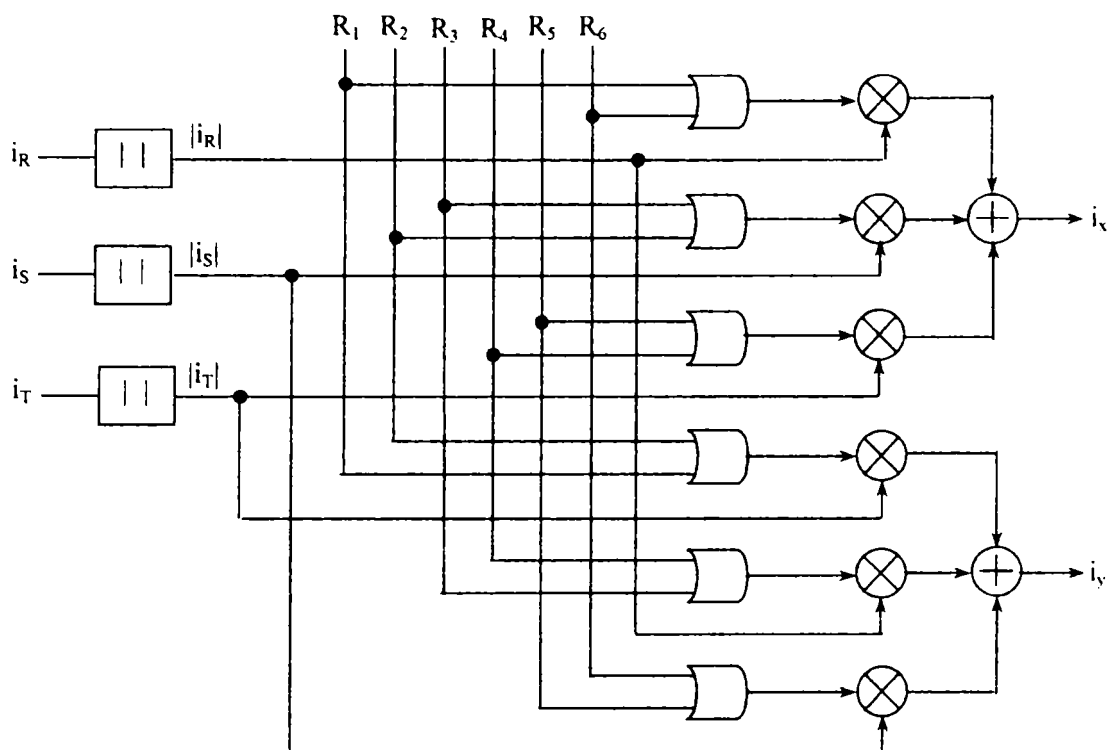


Fig. 7.10. Schema blocului de selecție a curenților de intrare

Ecuțiile celor doi curenți ce se doresc a fi obținuți rezultă din Tabelul 7.1 după cum urmează:

$$\begin{cases} i_x = R_1 \cdot i_R + R_2 \cdot (-i_S) + R_3 \cdot i_S + R_4 \cdot (-i_T) + R_5 \cdot i_T + R_6 \cdot (-i_R) \\ i_y = R_1 \cdot i_T + R_2 \cdot (-i_T) + R_3 \cdot i_R + R_4 \cdot (-i_R) + R_5 \cdot i_S + R_6 \cdot (-i_S) \end{cases} \quad (7.41)$$

Operatorii de înmulțire și adunare din relațiile de mai sus corespund unor operații analogice, deoarece se dorește implementarea unui multiplexor analogic. Deoarece curenții de fază urmăresc tensiunile fazelor corespunzătoare, ei vor avea același semn cu acestea, relațiile curenților  $i_x$  și  $i_y$  simplificându-se prin punerea în evidență a valorilor absolute astfel:

$$\begin{cases} i_x = (R_1 + R_6) \cdot |i_R| + (R_2 + R_3) \cdot |i_S| + (R_4 + R_5) \cdot |i_T| \\ i_y = (R_1 + R_4) \cdot |i_R| + (R_5 + R_6) \cdot |i_S| + (R_1 + R_2) \cdot |i_T| \end{cases} \quad (7.42)$$

Deoarece niciodată două semnale de selecție a regiunii,  $R_i$ ,  $R_j$ ,  $i \neq j$ , nu au simultan valoarea 1, operatorul de sumare analogică din paranteze va fi substituit cu operatorul logic SAU. Celelalte operații rămân analogice, obținerea valorilor absolute făcându-se prin redresare.

Deși în schema anterioară sunt șase multiplicatoare analogice, iar după cum se știe lipsa acestora ar fi fost un avantaj, totuși acestea execută o operație de înmulțire a unui semnal analogic (unul dintre modulele curenților) cu un semnal binar (semnalul de selecție al regiunii), operație care este mult mai simplă de realizat practic decât produsul a două semnale analogice. Astfel, înmulțirea cu 0 sau 1 a unui semnal va însemna de fapt netransmiterea respectiv transmiterea semnalului analogic la ieșirea multiplicatorului. Schema mai conține șase sumatoare analogice, care sunt simplu de implementat practic folosind AO.

Implementarea practică a blocului de distribuție a impulsurilor (4) către întrerupătoarele punții se face printr-o schema combinațională. Pentru cele trei brațe ale punții, relațiile ce definesc semnalele furnizate întrerupătoarelor superioare, conform Tabelului 7.1, sunt:

$$\begin{cases} Q_{RP} = R_1 \cdot \overline{Q_x} + R_2 \cdot 1 + R_3 \cdot \overline{Q_y} + R_4 \cdot Q_y + R_5 \cdot 0 + R_6 \cdot Q_x \\ Q_{SP} = R_1 \cdot 0 + R_2 \cdot Q_x + R_3 \cdot \overline{Q_x} + R_4 \cdot 1 + R_5 \cdot \overline{Q_y} + R_6 \cdot Q_y \\ Q_{TP} = R_1 \cdot \overline{Q_y} + R_2 \cdot Q_y + R_3 \cdot 0 + R_4 \cdot Q_x + R_5 \cdot \overline{Q_x} + R_6 \cdot 1 \end{cases} \quad (7.43)$$

**Autorul propune** pentru implementarea blocului de distribuție a impulsurilor spre întrerupătoarele punții schema din Fig. 7.11.

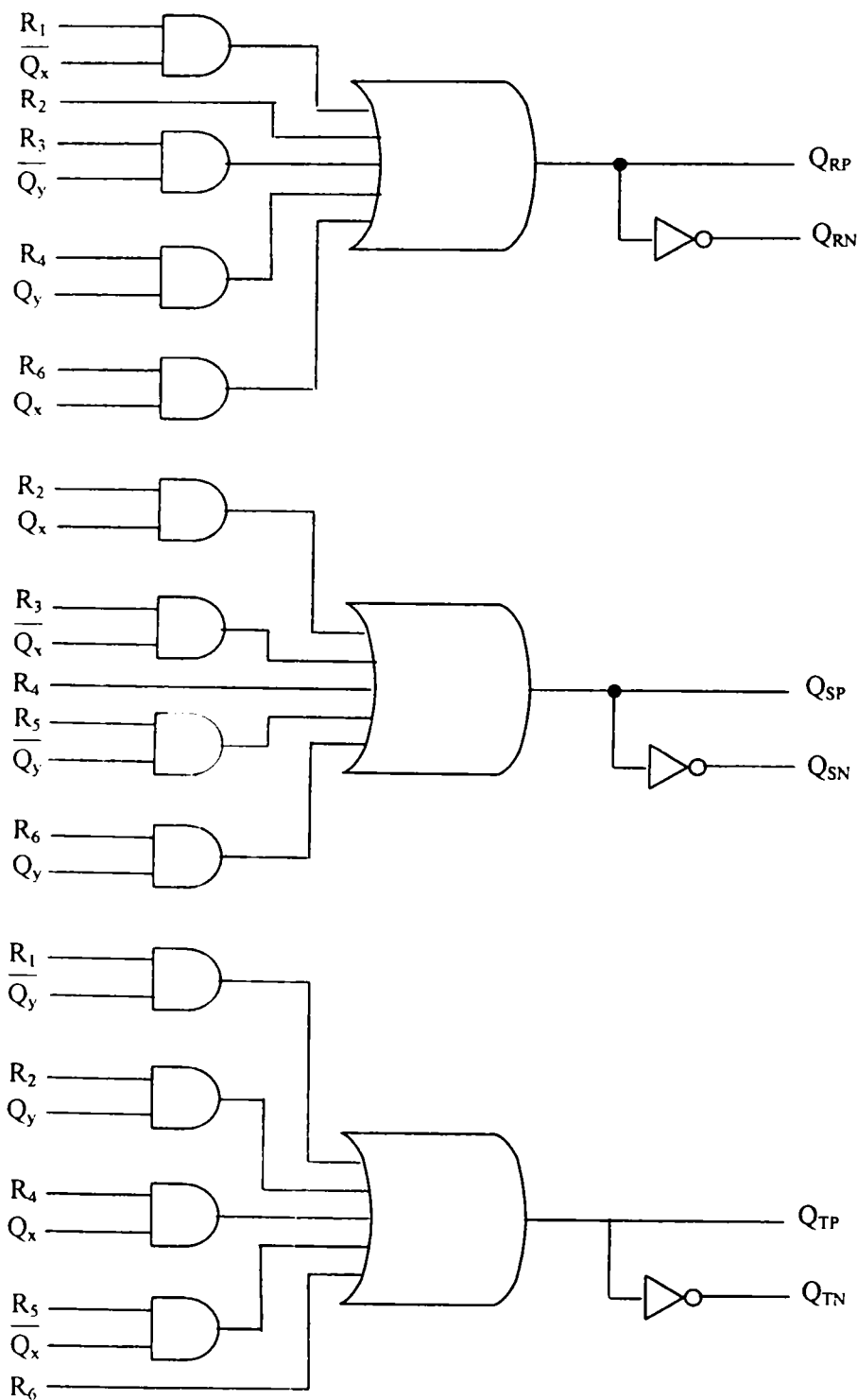


Fig. 7.11. Schema blocului de distribuție a impulsurilor spre întrerupătoarele punții

Suplimentar, există o condiție de valoare minimă pentru tensiunea  $E$  pe capacitatea  $C$  a filtrului activ. Aceasta rezultă impunând ca pe fiecare din cele șase intervale factorii de umplere continuali să fie cuprinși între  $0$  și  $1$ . De exemplu, pentru primul interval impunem  $0 \leq d_{RN} \leq 1$ . Din relația (7.32) se exprimă  $d_{RN}$  în forma:

$$d_{RN} = 1 - \frac{R_s(2\bar{i}_R + \bar{i}_T)}{u_m} \quad (7.44)$$

Dar,  $\bar{i}_R = \frac{u_R}{R_e}$ ,  $\bar{i}_T = \frac{u_T}{R_e}$  și făcând aceste substituiri în (7.44), împreună cu expresia lui  $u_m$  dată de (7.28) se obține:

$$d_{RN} = 1 - \frac{R_s}{R_e}(2u_R + u_T) \frac{R_e}{ER_s} = 1 - \frac{(2u_R + u_T)}{E} \quad (7.45)$$

Astfel, condiția factorului de umplere pozitiv și subunitar devine:

$$0 \leq 1 - \frac{(2u_R + u_T)}{E} \leq 1 \quad (7.46)$$

Pe de altă parte  $u_R$  și  $u_T$  fiind tensiuni sinusoidale având expresiile:

$$\begin{cases} u_R = U_M \sin \omega t \\ u_T = U_M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (7.47)$$

prin câteva calcule trigonometrice simple se poate arăta că:

$$2u_R + u_T = \sqrt{3}U_M \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (7.48)$$

În acest mod, condiția (7.46) devine:

$$0 \leq 1 - \frac{\sqrt{3}U_M \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)}{E} \leq 1 \quad (7.49)$$

Pe intervalul considerat,  $\omega t \in \left[0, \frac{\pi}{3}\right]$ , avem că  $\sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \in \left[\frac{1}{2}, 1\right]$ . Aceasta înseamnă că a doua inegalitate din (7.49) este tot timpul adevărată deoarece din  $1$  se scade o mărime pozitivă. În ceea ce privește prima inegalitate aceasta trebuie îndeplinită și atunci când membrul drept este minim, deci la  $\omega t = \pi/3$ , ceea ce conduce la:

$$0 \leq 1 - \frac{\sqrt{3}U_M}{E} \quad (7.50)$$

adică

$$E \geq \sqrt{3}U_M \quad (7.51)$$

O analiză similară pentru factorul de umplere  $d_{TN}$ , precum și pentru factorii de umplere corespunzători celorlalte 5 intervale conduc la relații identice cu (7.51).

Relația (7.51) stabilește astfel că valoarea minimă a tensiunii  $E$  de pe capacitatea  $C$  a filtrului activ trebuie să fie mai mare sau egală cu amplitudinea tensiunii de linie. Acesta constituie în **opinia autorului** [100] un avantaj suplimentar al comenzii vectoriale comparativ cu cea scalară, deoarece implică solicitări mai mici în tensiune ale tranzistoarelor punții ( $\sqrt{3}U_M$  față de  $2U_M$ ).

### 7.3. Verificarea prin simulare a funcționării filtrelor active de putere trifazate cu comandă integrativ-scalară

#### 7.3.1. Filtru activ de putere trifazat cu comandă integrativ-scalară

Fig. 7.12 conține schema de simulare în CASPOC a unui circuit APF trifazat cu comandă integrativ-scalară. Tensiunea de alimentare corespunde unei rețele trifazate simetrice, de  $85V$  amplitudine pentru tensiunea de fază și frecvența de  $50Hz$ . Valoarea inductanței  $L$  a circuitului APF este de  $3mH$ , sarcina neliniară constând într-un redresor trifazat în punte cu sarcină inductivă reprezentată de un circuit  $RL$  serie de  $70\Omega$  și  $46mH$ .

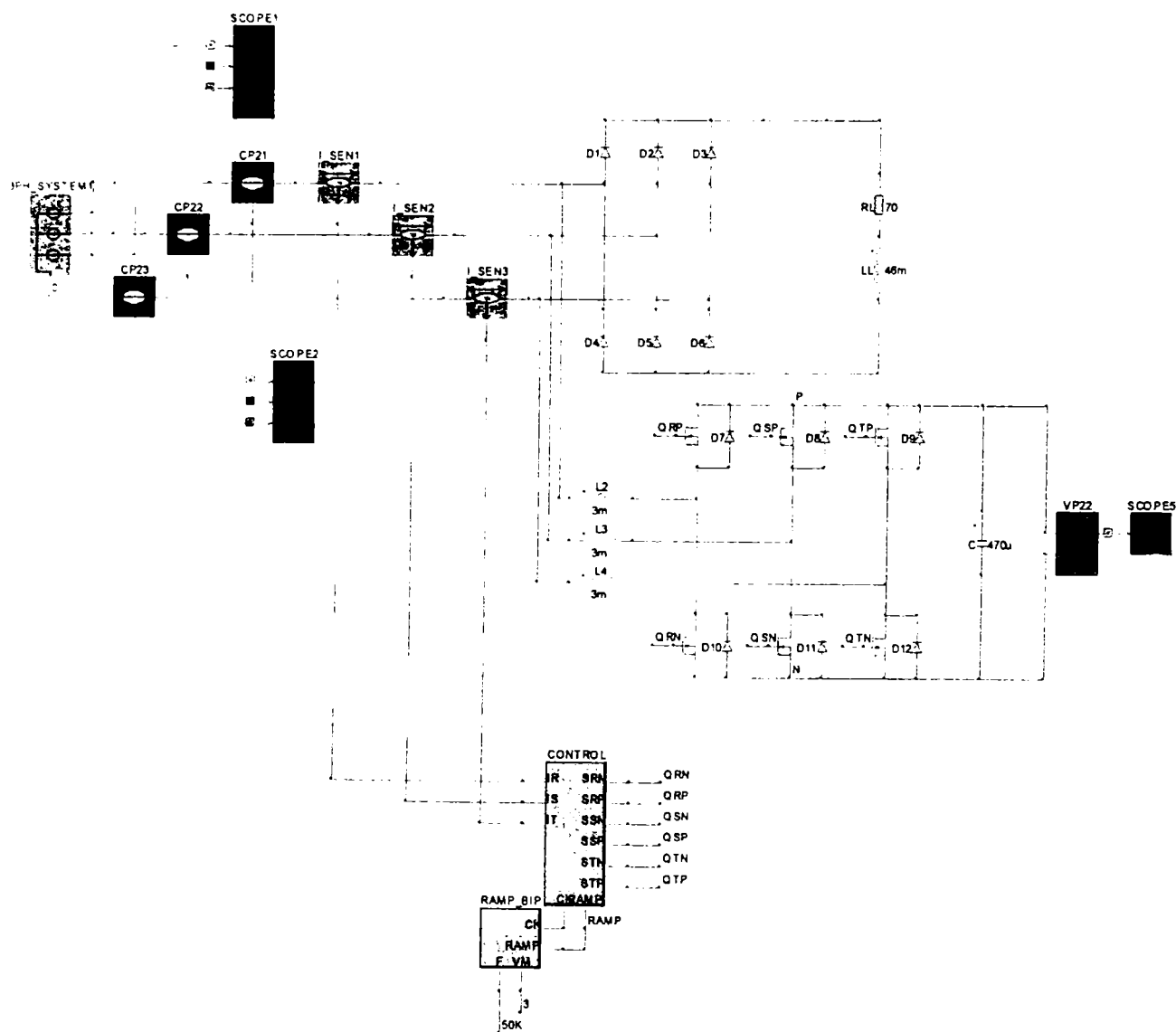


Fig. 7.12. Configurația schemei de simulare a circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-scalară

În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază au rezultat conform celor din Fig. 7.13b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 7.13a).

Relațiile teoretice prognozează pentru tensiunea de pe capacitate o valoare de  $230V$ , ceea ce este confirmat de simulare (Fig. 7.13c). Glitch-urile din formele de undă ale curenților corespund comutărilor din redresorul trifazat. În jurul acestor puncte circuitul APF nu poate compensa curentul neliniar al sarcinii deoarece curentul acesteia prezintă salturi abrupte, pe care, așa cum s-a menționat în partea teoretică, filtrul activ este incapabil să le compenseze. Totuși, aceste comutări cu fronturi abrupte sunt în număr redus într-o perioadă de comutație și

## Filtre active de putere trifazate

de aceea coeficientul de distorsiuni armonice și factorul de putere nu se deteriorează semnificativ.

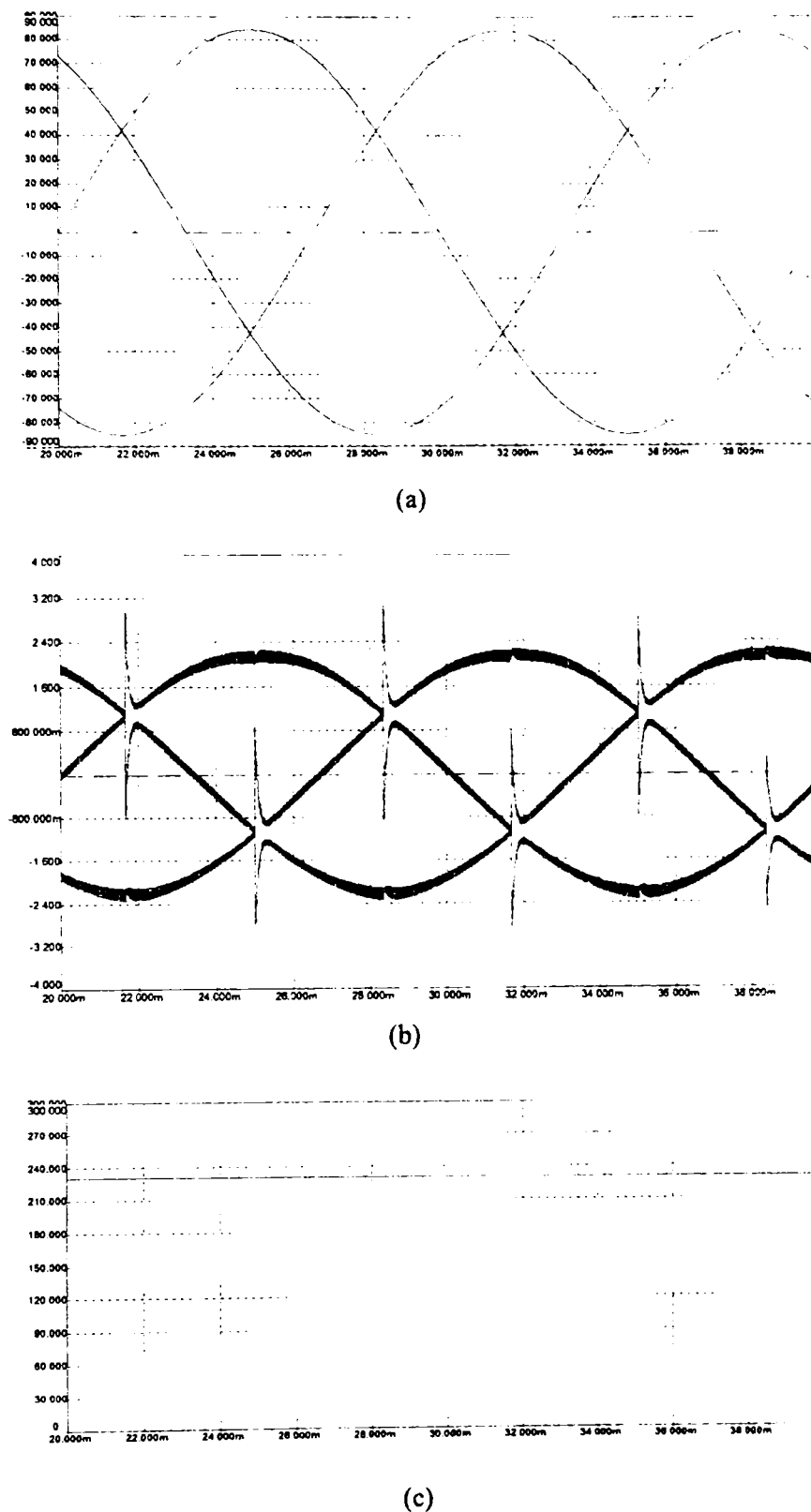


Fig. 7.13. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-scalară  
(a) – tensiunile de fază,  $u_R$ ,  $u_S$ ,  $u_T$   
(b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R$ ,  $i_S$ ,  $i_T$   
(c) – tensiunea  $E$  de pe capacitatea  $C$



Elementul central al schemei de simulare îl reprezintă blocul de comandă, realizat cu un bloc bibliotecă denumit CONTROL.lib, a cărui schemă de detaliu este prezentată în Fig. 7.14. Modul de comandă scalar este reliefat de existența a trei circuite identice pentru fiecare din cele trei brațe ale punții.

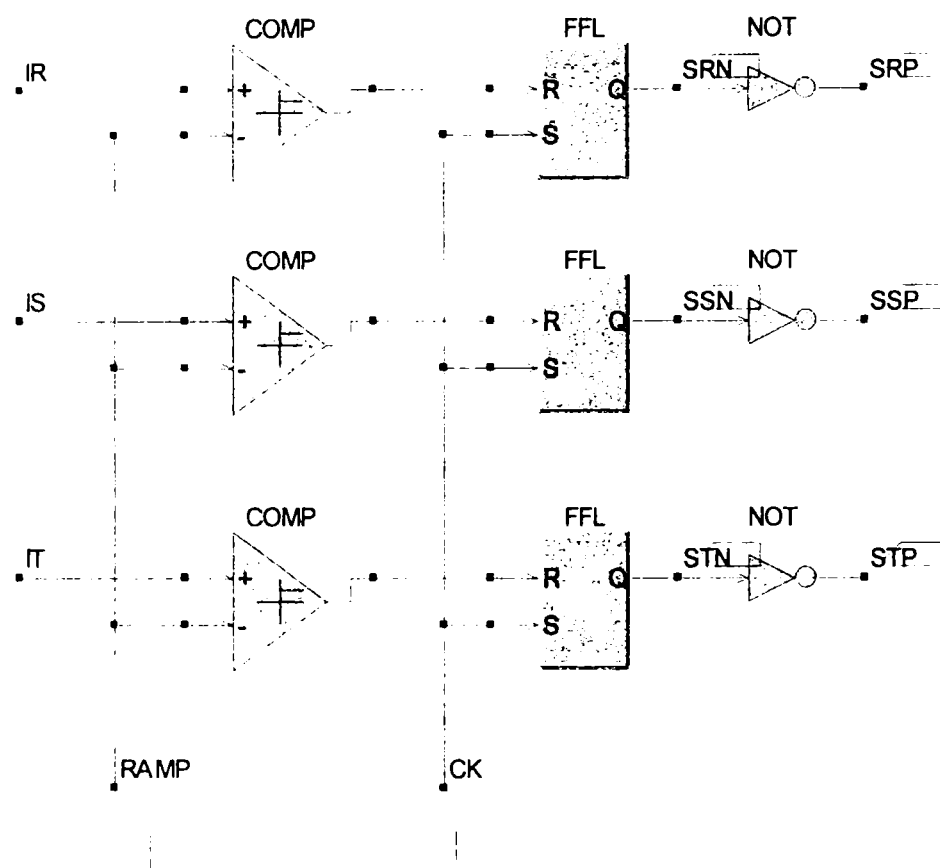


Fig. 7.14. Arhitectura blocului bibliotecă (CONTROL.lib) de generare a comenzii pentru brațele punții circuitului APF trifazat

Pentru evidențierea îmbunătățirii factorului de putere realizată de către circuitul APF a fost efectuată analiza spectrală a curentului de fază prima dată în lipsa circuitului APF apoi în prezența acestuia. Rezultatele sunt prezentate mai jos:

*În absența circuitului APF trifazat în punte cu comandă integrativ-scalară*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
28.4408	0.9619	0.5289	1.0000	0.9618

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
30.9536	0.9553	0.5289	1.0000	0.9552

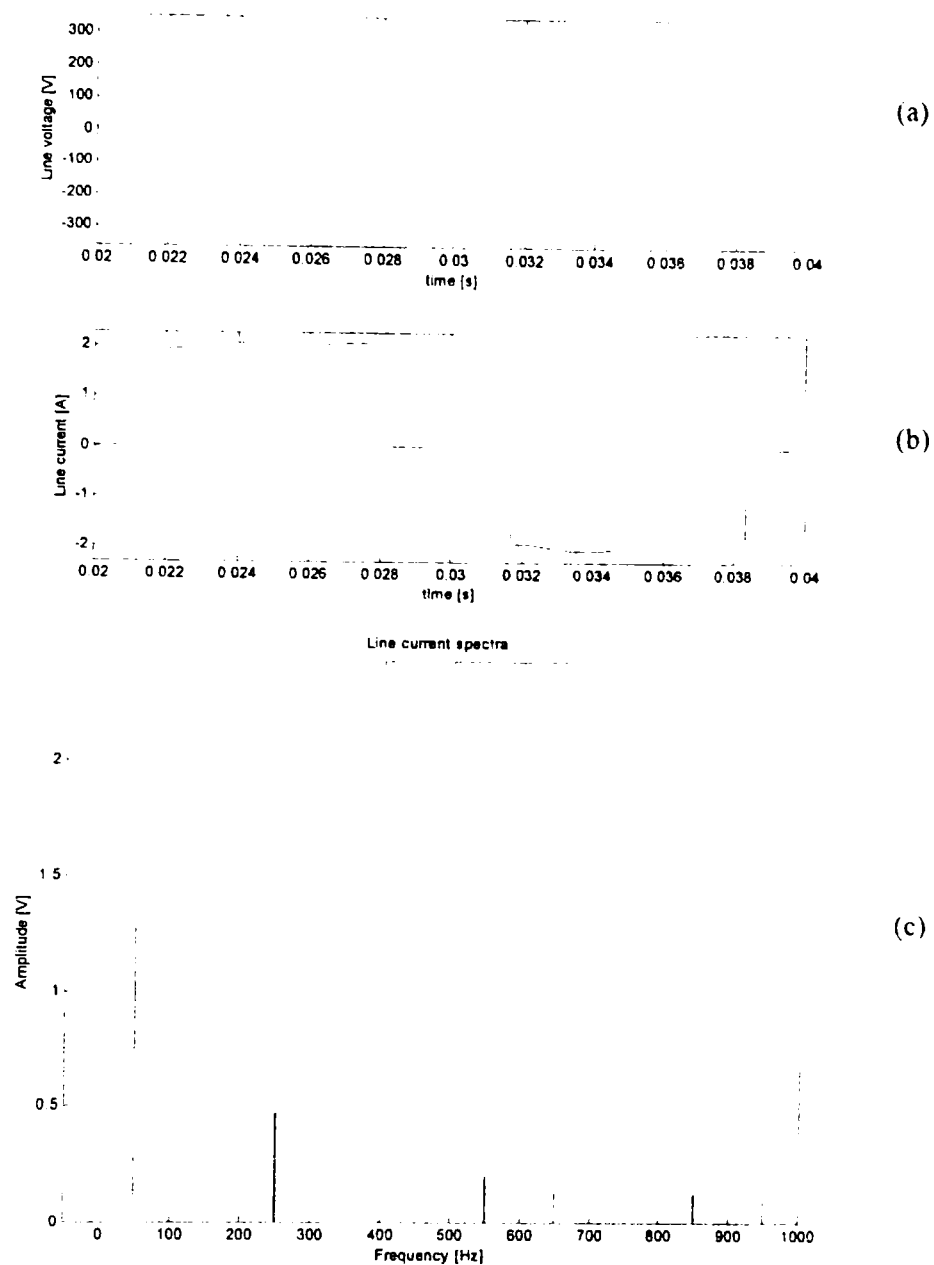


Fig. 7.15. Analiza spectrală a curentului unei faze în lipsa circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-scalară

- (a) – tensiunea de fază,  $u_R$
- (b) – curentul de fază,  $i_R$
- (c) – spectrul curentului de fază

*APF trifazat în punte cu comandă integrativ-scalară*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
5.7975	0.9983	-0.0605	1.0000	0.9983

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
11.635	0.9933	-0.0605	1.0000	0.9933

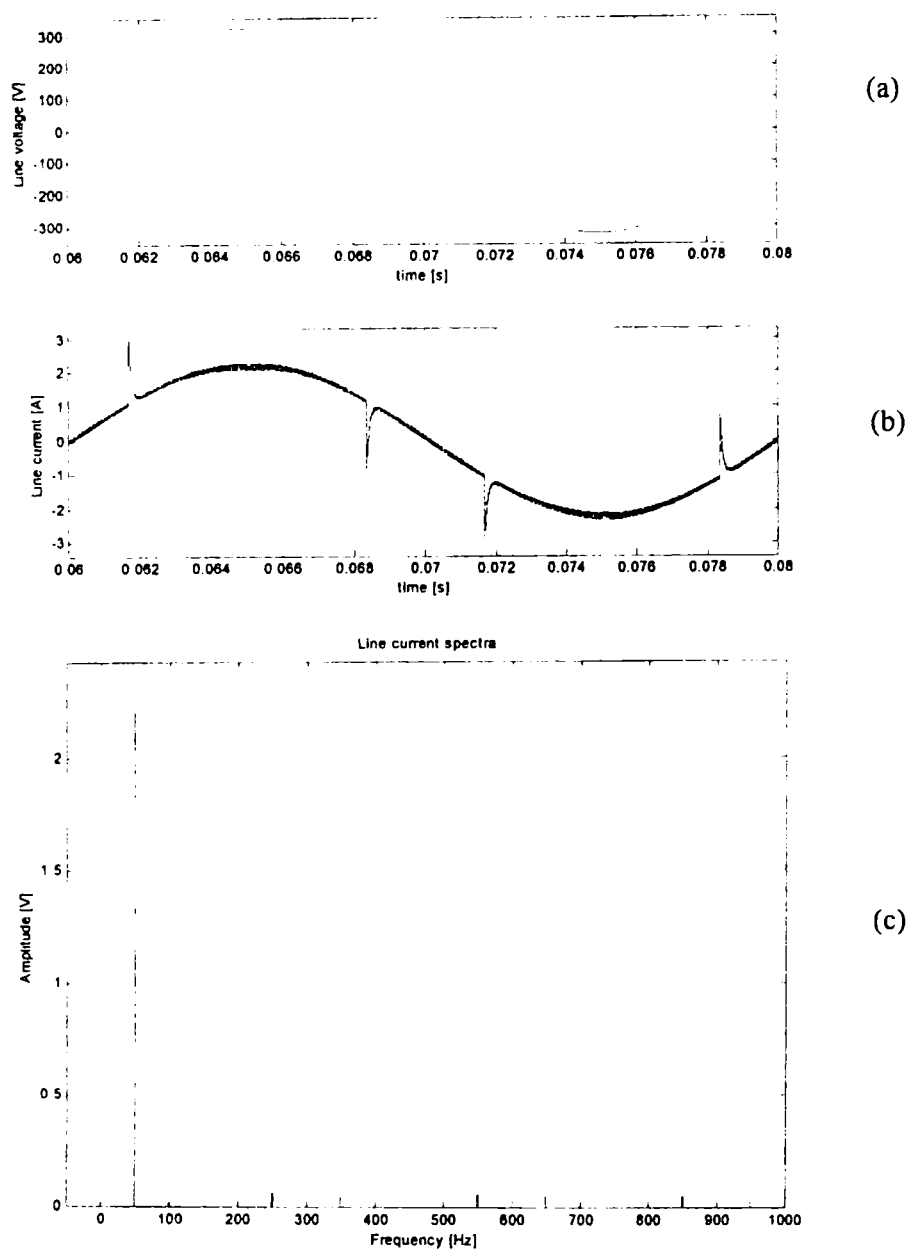


Fig. 7.16. Analiza spectrală a curentului unei faze pentru circuitul APF trifazat cu comandă integrativ-scalară

- (a) – tensiunea de fază,  $u_R$   
 (b) – curentul de fază,  $i_R$   
 (c) – spectrul curentului de fază

Se constată că se produce o scădere a coeficientului de distorsiuni armonice de la 28.44% la 5.79% , respectiv o creștere a factorului de putere de la 0.9618 la 0.9983. Aceste rezultate confirmă eficiența circuitului APF cu comandă integrativ-scalară.

A fost de asemenea verificată funcționarea unui circuit APF trifazat cu comandă integrativ-scalară, având puntea formată din 4 tranzistoare și un braț cu divizor capacitiv, în aceleași condiții de alimentare și sarcină ca și în situația punții complete, schema pentru simulare fiind prezentată în Fig. 7.17. Schema de detaliu a blocului de comandă pentru acest circuit este prezentată în Fig. 7.18, fiind reliefată comanda pentru cele două brațe active ale punții.

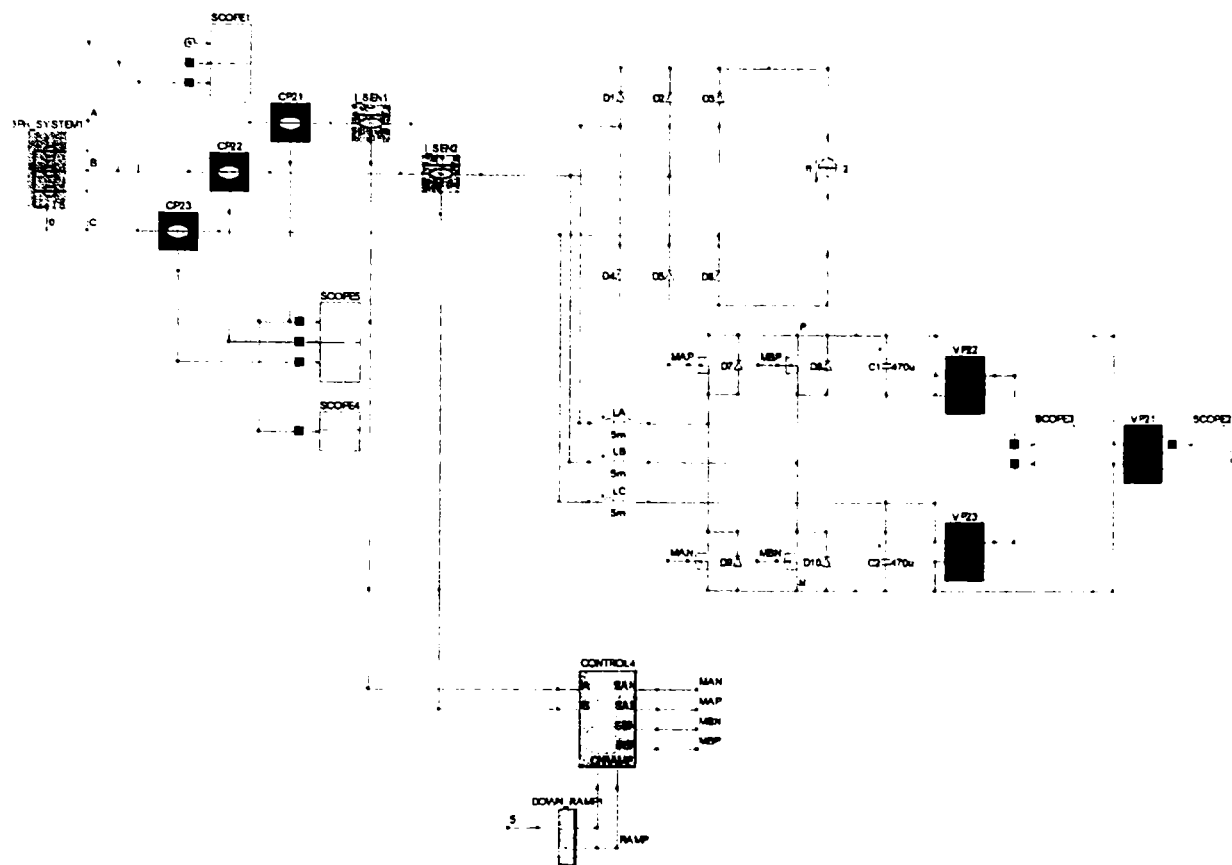


Fig. 7.17. Configurația schemei de simulare a circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-scalară având 4 întrerupătoare

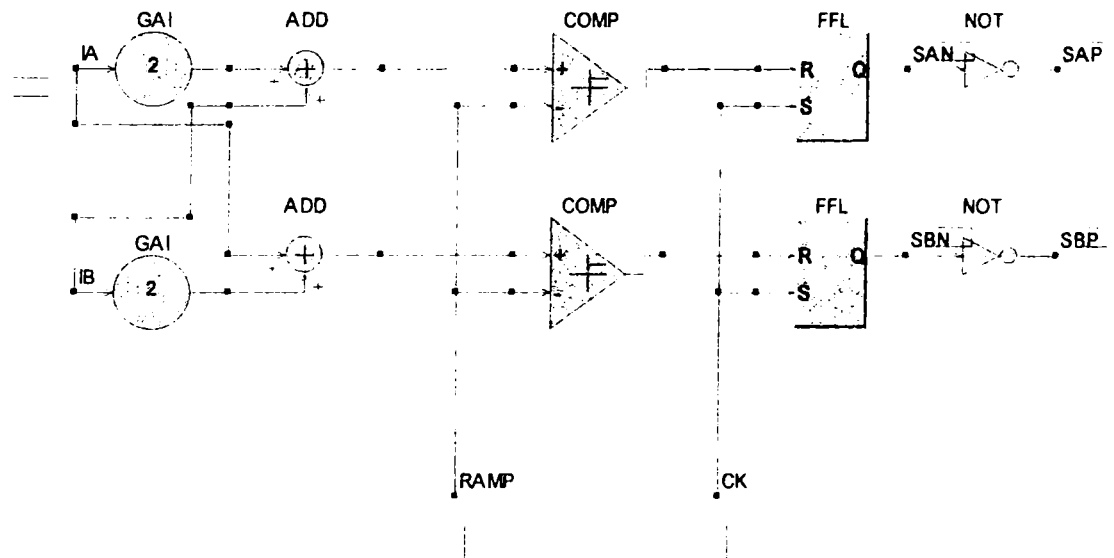


Fig. 7.18. Arhitectura blocului bibliotecă (CONTROL.lib) de generare a comenzii pentru brațele punții circuitului APF trifazat cu 4 întrerupătoare

Formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 7.19b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 7.19a), tensiunea de pe cele două capacități  $C_1$  și  $C_2$  fiind reprezentată în Fig. 7.19c

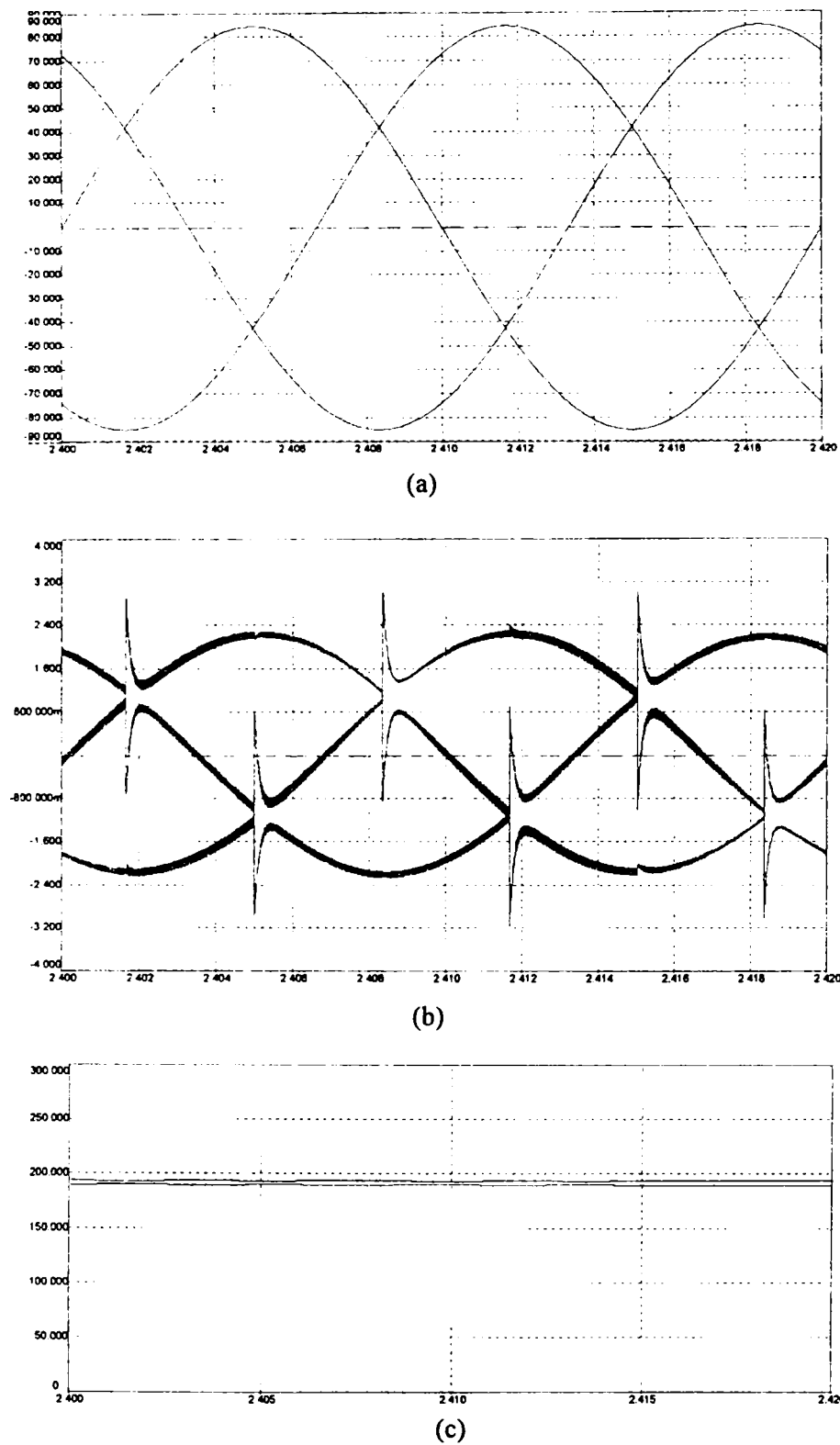


Fig. 7.19. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-scalară având 4 întrerupătoare

- (a) – tensiunile de fază,  $u_R, u_S, u_T$
- (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R, i_S, i_T$
- (c) – tensiunea  $E/2$  de pe capacitățile  $C1$  și  $C2$

## Filtre active de putere trifazate

Analiza spectrală a curentului unei faze a furnizat următoarele rezultate, prezentate mai jos și în Fig. 7.20.

*APF trifazat în punte având 4 tranzistoare și divizor capacitiv cu comandă integrativ-scalară*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
9.3842	0.9956	-0.0692	1.0000	0.9956

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
14.8060	0.9892	-0.0692	1.0000	0.9892

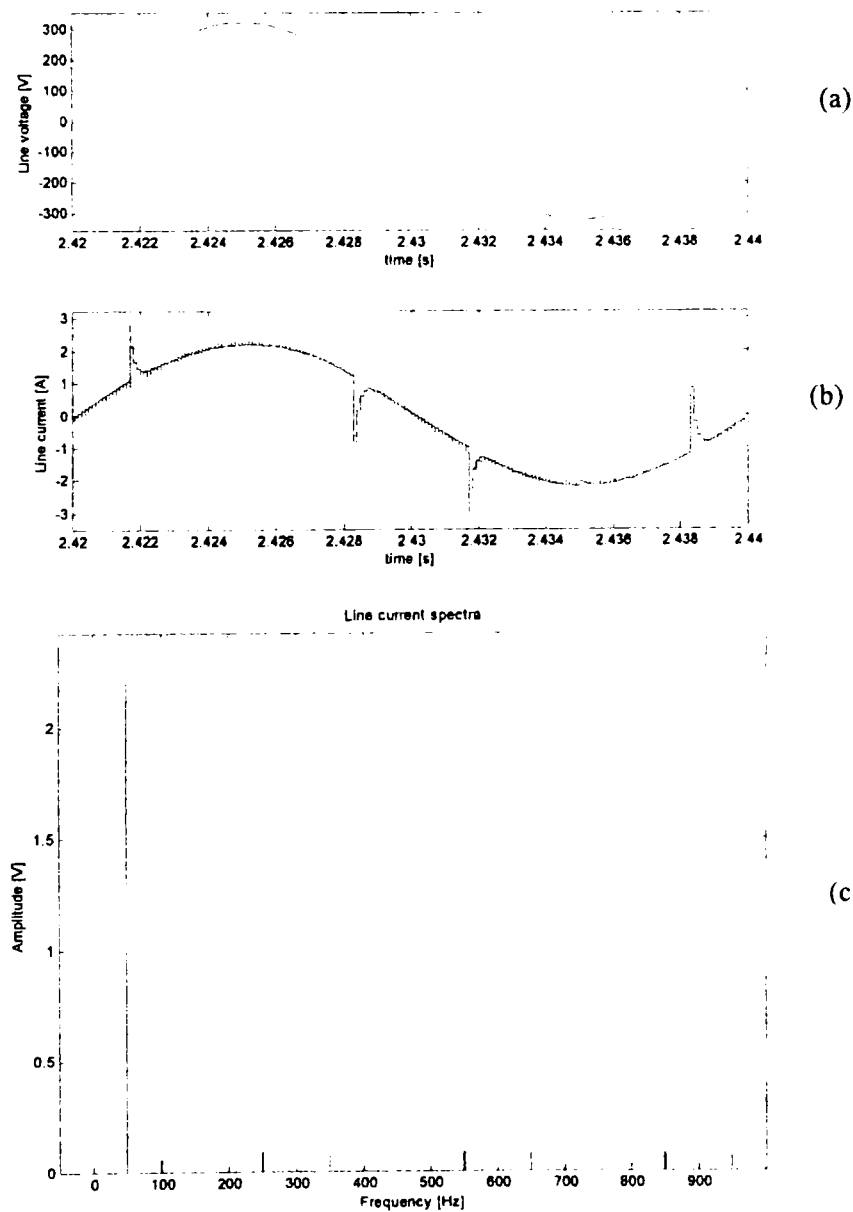


Fig. 7.20. Analiza spectrală a curentului unei faze pentru circuitul APF trifazat cu comandă integrativ-scalară având 4 întrerupătoare

(a) – tensiunea de fază,  $u_R$

(b) – curentul de fază,  $i_R$

(c) – spectrul curentului de fază

## 7.3.2. Filtru activ de putere trifazat cu comandă integrativ-vectorială

Fig. 7.21 conține schema de simulare în CASPOC a unui circuit APF trifazat cu comandă integrativ-vectorială. Tensiunea de alimentare corespunde unei rețele trifazate simetrice, de  $169,7V$  amplitudine pentru tensiunea de fază și frecvența de  $50Hz$ . Valoarea inductanței  $L$  a circuitului APF este de  $1,9mH$ . Sarcina neliniară este aceeași cu cea din cazul comenzii integrativ-scalare, singura diferență fiind rezistența de sarcină de  $60\Omega$ .

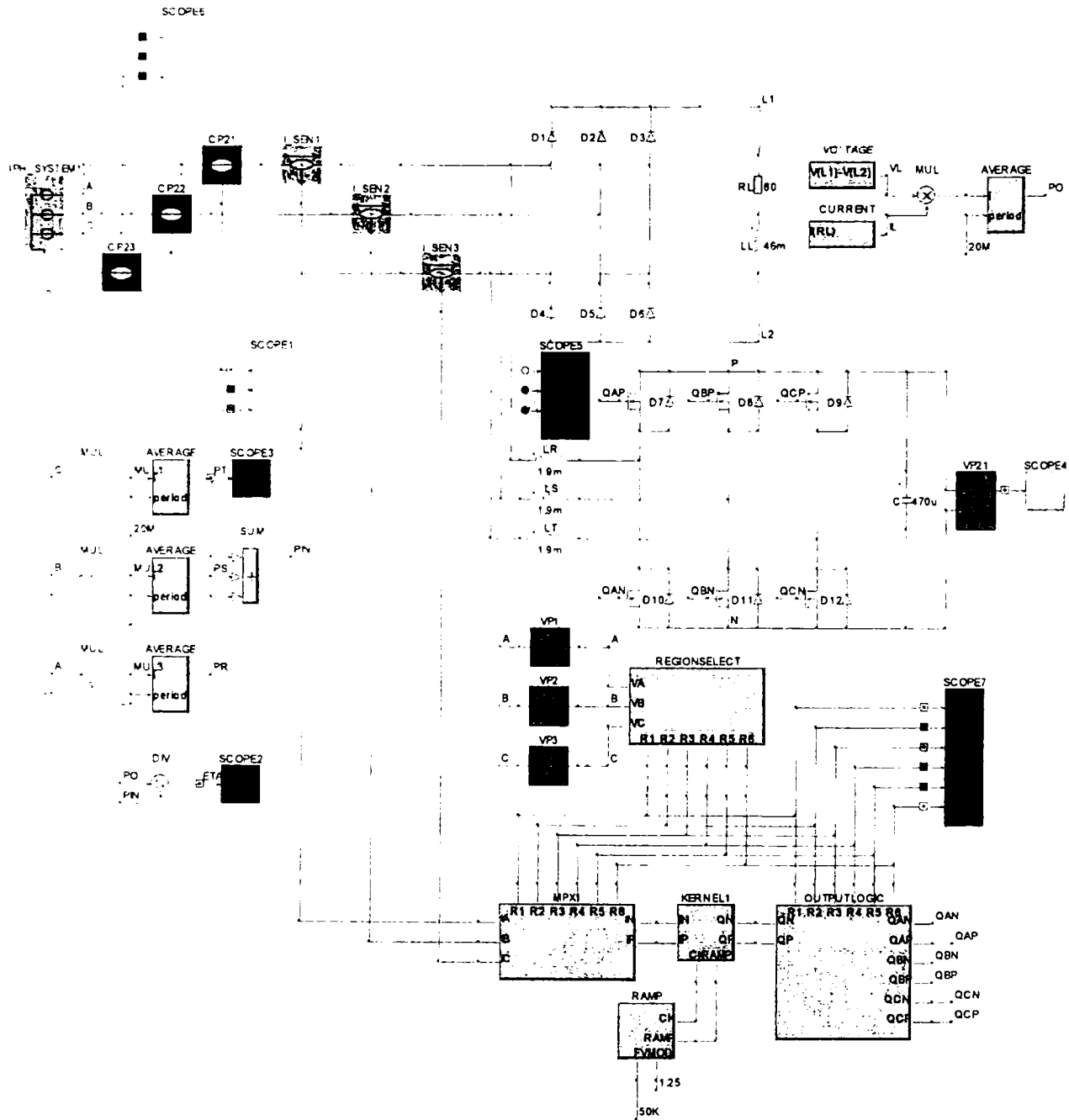


Fig. 7.21. Configurația schemei de simulare a circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-vectorială

În urma simulării, formele de undă ale curenților de fază, au rezultat cele din Fig. 7.22b, în mod corelat cu tensiunile de fază (Fig. 7.22a).

Relațiile teoretice prognozează pentru tensiunea de pe capacitate o valoare de  $394V$ , ceea ce este confirmat de simulare (Fig. 7.22c). Glitch-urile din formele de undă ale curenților au două cauze: comutările din redresorul trifazat și comutările din multiplexorul circuitului de comandă care modifică curenții aplicați nucleului, ceea ce evidențiază în partea de putere caracterul vectorial al comenzii.

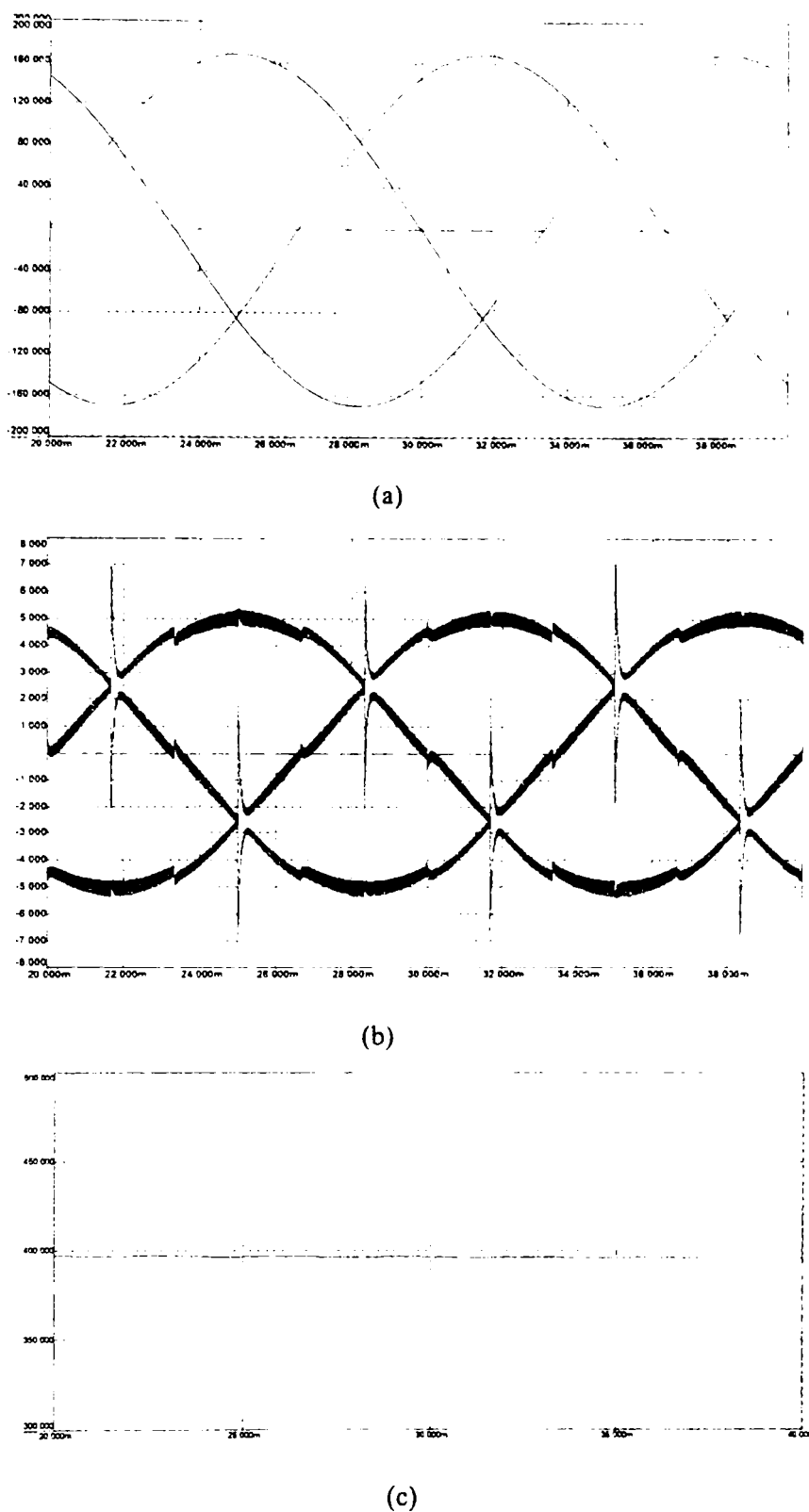


Fig. 7.22. Formele de undă rezultate în urma simulării circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-vectorială

- (a) – tensiunile de fază,  $u_R, u_S, u_T$
- (b) – curenții absorbiți de la rețea,  $i_R, i_S, i_T$
- (c) – tensiunea  $E$  de pe capacitatea  $C$

În partea de comandă se disting elementele funcționale conform schemei bloc tipice comenzii vectoriale: nucleul și generatorul de rampă (blocurile bibliotecă KERNEL.lib respectiv RAMP.lib), circuitul de selecție a regiunii (biblioteca REGIONSELECT.lib) care



necesită o informație legată de sistemul trifazat de tensiuni, multiplexorul (biblioteca MPX.lib) care furnizează nucleului curenții  $i_x$  și  $i_y$ , și blocul de distribuție a impulsurilor de ieșire (biblioteca OUTPUTLOGIC.lib).

Pentru evidențierea îmbunătățirii factorului de putere realizată de către circuitul APF a fost efectuată analiza spectrală a curentului de fază prima dată în lipsa circuitului APF, apoi în prezența acestuia. Rezultatele sunt prezentate mai jos:

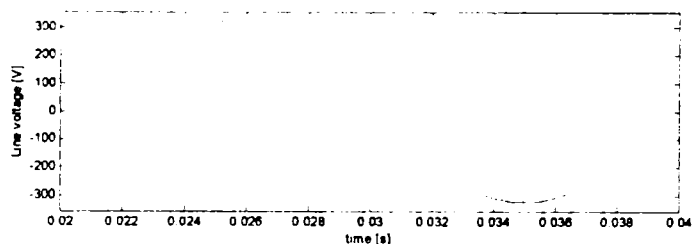
*În absența circuitului APF trifazat în punte cu comandă integrativ-vectorială*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

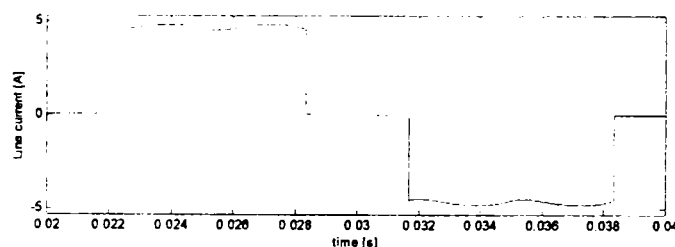
THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
28.43	0.9619	0.4003	1.0000	0.9618

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

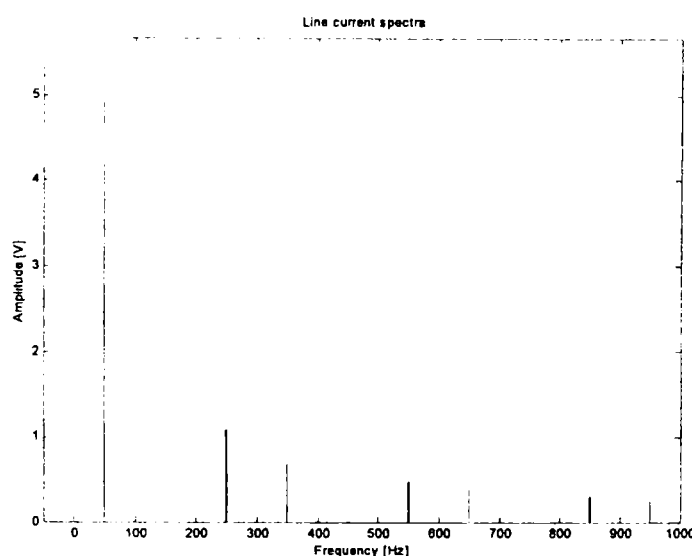
THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
30.97	0.9552	0.4003	1.0000	0.9552



(a)



(b)



(c)

Fig. 7.23. Analiza spectrală a curentului unei faze în lipsa circuitului APF trifazat cu comandă integrativ-vectorială

(a) – tensiunea de fază,  $u_R$

(b) – curentul de fază,  $i_R$

(c) – spectrul curentului de fază

*APF trifazat în punte cu comandă integrativ-vectorială*

Principalii parametri de merit pentru calculul trunchiat (pentru primele 20 de armonici):

THDtr[%]	Kd_tr	phi1[deg]	Kphi	PFtr
5.1433	0.9987	-0.0714	1.0000	0.9987

Principalii parametri de merit pentru calculul total:

THDtot[%]	Kd_tot	phi1[deg]	Kphi	PFtot
11.0187	0.9940	-0.0714	1.0000	0.9940

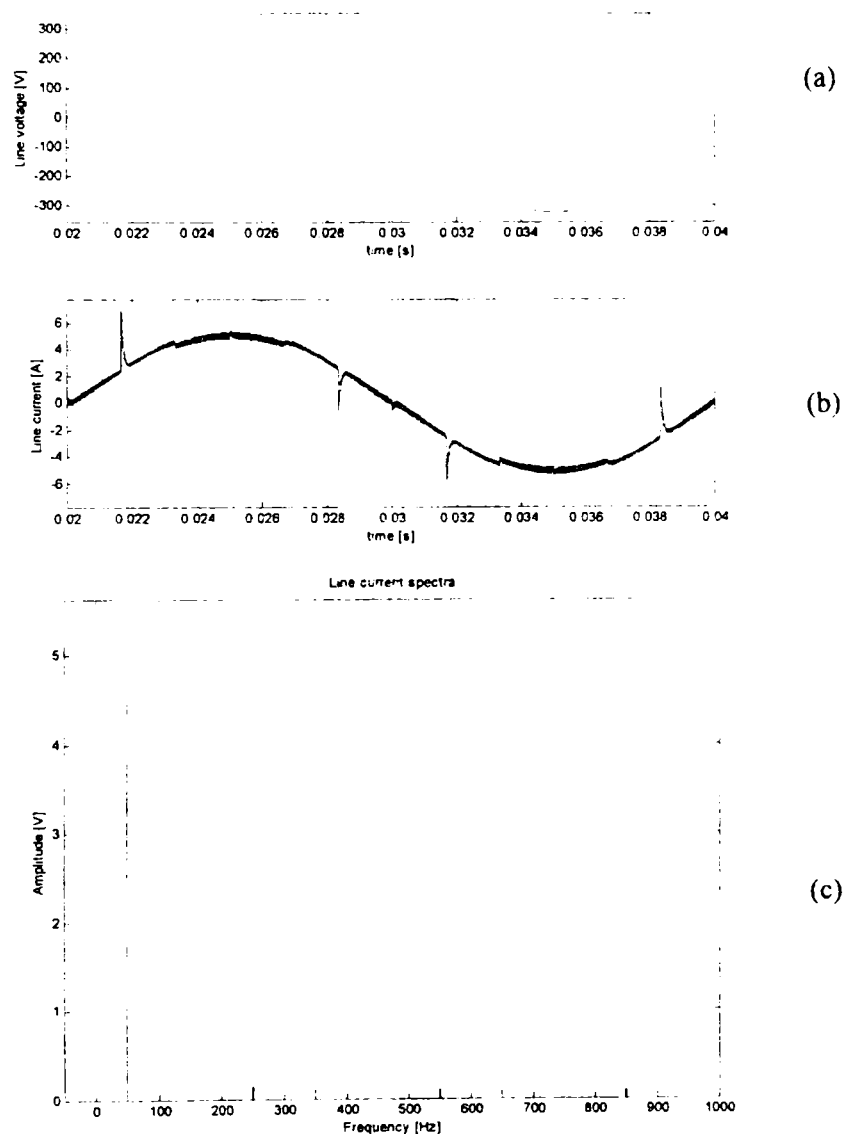


Fig. 7.20. Analiza spectrală a curentului unei faze pentru circuitul APF trifazat cu comandă integrativ-vectorială  
(a) – tensiunea de fază,  $u_R$   
(b) – curentul de fază,  $i_R$   
(c) – spectrul curentului de fază

Se constată că se produce o scădere a coeficientului de distorsiuni armonice de la 28.43% la 5.14% , respectiv o creștere a factorului de putere de la 0.9618 la 0.9987. Aceste rezultate confirmă eficiența circuitului APF cu comandă integrativ-vectorială.

## 7.4. Concluzii

Din punct de vedere topologic filtrele active monofazate se pot extinde în mod natural la structuri trifazate, puntea trifazată reprezentând elementul central al filtrului activ. Totuși ceea ce diferă esențial de cazul monofazat este tipul de comandă.

Autorul pleacă de la ecuațiile matriciale generale ale funcționării filtrului activ trifazat, exploatând faptul că matricea sistemului este singulară, permițând astfel o mare varietate de soluții pentru comandă. Se optează tot pentru comanda integrativă care păstrează aceleași avantaje ale versiunii monofazate. Cu toate acestea ***din marea varietate de soluții posibile autorul reține pe cele ce permit o implementare practică cât mai facilă.***

În ceea ce privește comanda integrativ-scalară ***autorul pune în evidență*** că ea are atuu important al simplității, datorită utilizării unei purtătoare unice. Unicitatea rezultă simplu impunând ca factorii de umplere aferenți unui braț să depindă numai de curentul de fază aferent brațului respectiv. În acest fel structura circuitului de comandă rezultă imediat, caracteristica sa fiind simetria relativă la cele trei brațe. Spre deosebire de cazul monofazat există un grad de libertate dacă unul dintre coeficienți se încadrează între două limite ce determină factori de umplere continuali, pozitivi și subunitari. Solicitarea în tensiune a tranzistoarelor punții este cel puțin egală cu dublul amplitudinii tensiunii de fază, ceea ce uneori este un dezavantaj.

***În cazul în care se dorește extinderea comenzii integrativ-scalare la o punte în care un braț este substituit cu un divizor capacitiv, autorul arată că este imposibil a se utiliza purtătoare unică care să se compare numai cu curentul de fază aferent unui singur braț.*** În schimb există posibilitatea unei purtătoare unice care să se compare cu formal aceeași combinație liniară de curenți pentru fiecare braț. Se arată că deși se câștigă în simplitatea circuitului de comandă, solicitarea în tensiune a tranzistoarelor crește de  $\sqrt{3}$  ori. În acest fel, ca și în cazul monofazat această soluție trebuie privită cu prudență din punct de vedere al reducerii pierderilor de comutație.

Mult mai eficientă în ceea ce privește randamentul este comanda integrativ-vectorială. Ea este într-un fel un corespondent al comenzii vectoriale pentru invertoare, aplicată circuitelor APF. Ideea este ca fiecare braț al punții să nu comute la înaltă frecvență pe o durată egală cu o treime din perioada rețelei. Reducerea cu 33% a pierderilor în comutație este contrabalansată de complexitatea sporită a circuitului de comandă. ***Autorul prezintă implementarea detaliată la nivel de poartă logică a fiecăruia dintre cele patru blocuri funcționale ale circuitului de comandă.*** Din fericire circuitul de comandă se pretează a se realiza cu Arii Logice Programate (PAL) fără nici un fel de dificultate. Trebuie accentuat că această soluție este atractivă și datorită faptului că solicitările în tensiune ale tranzistoarelor punții sunt cele mai mici dintre toate soluțiile propuse de către autor.

***Verificarea prin simulare a topologiilor și metodelor de comandă dezvoltate a confirmat prognoza teoretică atât calitativ cât și cantitativ.*** Analiza armonică a curentului de fază efectuată cu luarea în considerație doar a primelor 20 de armonici arată că se pot obține coeficienți totali de distorsiuni armonice în jur de 5,8% în cazul utilizării punților complete. Această valoare este foarte bună dacă ținem cont de faptul că însăși tensiunea rețelei de curent alternativ are distorsiuni tipice de 5%. Se constată că în cazul punții cu 4 tranzistoare și divizor capacitiv coeficientul de distorsiuni armonice crește la 9%, o explicație putând fi aceea că doar doi curenți intră în procesul de decizie în circuitul de comandă, iar pe de altă parte există pulsații în tensiunile de pe cele două capacități. Acesta este un argument în plus în a manifesta circumspecție când se optează pentru această topologie. Parametrii de merit determinați considerând toate armonicile curentului arată o creștere a acestora numai până la 11% ceea ce este absolut satisfăcător. ***Autorul estimează*** că preocupările în domeniu circuitelor APF trifazate se vor focaliza pe investigarea fenomenelor ce apar, în special pe studiul subarmonicilor în cazul unei rețele trifazate și a unor sarcini nesimetrice.

## CAPITOLUL 8

### Concluzii

Teza elaborată își propune să aducă anumite contribuții în analiza, comanda, proiectarea și sistematizarea circuitelor de corecție a factorului de putere. Deși inițial s-a dorit ca accentul tezei să cadă pe comanda circuitelor PFC, inerentele aspecte topologice și de proiectare l-au determinat pe autor să se decidă a le include în lucrare. În acest fel se consideră că teza a câștigat în coeziune și caracter unitar.

Problematika investigată se adresează atât versiunilor monofazate cât și trifazate. De asemenea, din punct de vedere topologic sunt tratate atât arhitecturile pe cale serie, cât și cele paralele cunoscute sub denumirea de filtre active de putere. Deși în mod tradițional circuitele PFC presupun o tensiune de alimentare alternativă, autorul a investigat și convertoare cu alimentare cu tensiune continuă, la care condiția de factor de putere unitar implică un curent de intrare fără pulsații.

Într-o primă parte introductivă este subliniată necesitatea corecției active a factorului de putere, ca răspuns la standardele internaționale din ce în ce mai restrictive, fiind definiți principalii parametri de merit pentru care autorul propune o metodă de calcul.

În domeniul convertoarelor dc-dc având curent de intrare cu pulsații nule autorul propune o metodă de sinteză prin modificarea adecvată a celulelor de bază generatoare. Sunt obținute astfel familii de convertoare, aducându-se astfel o generalizare și o unificare a rezultatelor publicate în articole separate în literatură.

În investigarea și dezvoltarea de noi structuri de circuite PFC monofazate se face apel la o serie de concepte de analiză: sursa de putere ideală, rețelele POPI și rezistorul fără pierderi. Ele au permis emiterea unor concluzii legate de posibile arhitecturi. Sunt de duse relații cantitative de dimensionare precum și condițiile necesare funcționării în anumite moduri ale convertoarelor dc-dc din componența circuitelor PFC. În cazul structurilor monofazate autorul insistă asupra tehnicilor de comandă moderne, cu accent pe simplitate și eficiență. Dintre metodele de comandă analizate autorul crede că de departe comenzile integrative sunt superioare motiv pentru care sunt propuse generalizări ale acestora și extinderi pentru alte structuri de convertoare.

Domaniul circuitelor PFC trifazate este abordat de o manieră similară în care din punct de vedere al structurilor efortul a fost canalizat spre obținerea unor topologii cu factor de utilizare ridicat al componentelor semiconductoare. De asemenea au fost investigate atât convertoare hard-switching cât și corespondentele lor cu comutație soft. De aceea prin vastitatea și spiritul analitic profund se consideră că a fost realizat un valoros studiu comparativ sintetic în domeniul. În ceea ce privește comanda acestor convertoare, analiza matricială efectuată a permis o abordare unitară și generală a mai multor familii de convertoare. Astfel comenzile integrative scalare și vectoriale aferente unor clase de circuite PFC trifazate rezultă ca și cazuri particulare plecând de la ecuația matricială de bază a familiei. Sunt făcute aprecieri privind aspectele calitative ale unor forme de undă și sunt de duse relații cantitative necesare funcționării corecte cu anumite tipuri de comenzi.

Considerându-le ca soluții moderne și eficiente de corecție a factorului de putere, filtrele active de putere le este consacrat un spațiu important. În cazul monofazat cercetările au vizat atât aplicarea comenzilor integrative pe structuri punte și semipunte, cât și explicării și soluționării fenomenelor de instabilitate locală. De asemenea au fost vizate unele aspecte de modelare care au permis dezvoltarea unor controllere mai performante.

Pentru filtrele active de putere trifazate, plecând de la ecuațiile matriciale generale s-a optat tot pentru implementarea comenzilor integrative scalare și vectoriale. Datorită complexității controllerelor este prezentată schema detaliată a acestora, precum și unele

considerente privind randamentul și condițiile de funcționare corectă în cazul punții trifazate și a variantelor ei.

Toate cercetările și analizele teoretice au fost dublate de verificări prin simulare care au confirmat justetea rezultatelor obținute.

Explozia pe care au cunoscut-o în ultimii 10 ani circuitele PFC, dar puținele articole de referință și de sinteză, au făcut ca documentarea bibliografică să nu fie ușoară și autorul este conștient că niciodată completă. Totuși se consideră că principalele direcții ale domeniului au fost explorate în profunzime. De aceea, date fiind vastitatea și orizontul de explorare larg pe care problematica circuitelor de corecție a factorului de putere le oferă, contribuțiile aduse de autor au fie un caracter punctual, în sensul că se referă la un aspect îngust (de exemplu un anumit circuit, sau anumite aspecte legate de o anumită tehnică de comandă), fie un pronunțat caracter de generalitate (de exemplu aplicarea comenzii integrative vectoriale la o clasă de circuite).

În cele ce urmează se prezintă o sinteză a contribuțiilor pe care autorul consideră că le-a adus prin elaborarea acestei teze:

- dezvoltarea unui program MATLAB ca instrument de analiză ce oferă posibilitatea obținerii parametrilor de merit în două ipostaze: cu neglijarea armonicilor începând de la o anumită armonică și cu luarea în considerație a tuturor armonicilor din semnalul de curent, limita superioară fiind restricționată doar de pasul de timp.
- analiza comparativă a convertoarelor având curenți de intrare cu pulsații nule provenite prin modificarea celulei de bază generatoare a convertoarelor BUCK, BOOST, BUCK-BOOST clasice. Se demonstrează că topologiile finale sunt reductibile la convertoarele clasice având un filtru la intrare sau un filtru intermediar.
- o nouă topologie de convertor CUK având bobine necuplate magnetic și curent fără pulsații la intrare. Fezabilitatea acestui circuit a verificată prin simulare comparativ cu versiunea clasică având bobine cuplate.
- obținerea unui convertor SEPIC cu bobine necuplate și cu curenți de intrare fără pulsații, (echivalent cu un convertor BUCK-BOOST cu filtru LC la intrare), cu precizarea avantajului față de topologia clasică. Deducerea unui convertor pătratic de tip  $\delta_1$ -BOOST având curent de intrare fără pulsații și bobine necuplate (echivalent cu un convertor  $\delta_1$ -BOOST cu filtru LC la intrare).
- deducerea condițiilor de curent cu pulsații nule printr-o bobină dintr-un ansamblu de trei bobine cuplate magnetic.
- un nou convertor FLYBACK cu bobine cuplate, având curent de intrare fără pulsații, structură de circuit confirmată prin simulare.
- prezentarea unor elemente de magnetică integrată ca punct de plecare în dezvoltarea unor convertoare dc-dc performante cu posibile aplicații în corecția factorului de putere.
- deducerea formulelor de calcul a solicitărilor de tensiune și curent ale elementelor unui circuit PFC și un studiu comparativ al principalelor soluții de circuite PFC monofazate cu aplicații în alegerea topologiei adecvate din acest punct de vedere.
- elaborarea inecuațiilor ce garantează funcționarea necondiționată (pe o întreagă semiperioadă a tensiunii de alimentare) CCM respectiv DCM a unor clase de convertoare dc-dc monofazate utilizate ca circuite PFC.
- analiza principalelor metode moderne de comandă a circuitelor PFC monofazate, cu prezentarea în detaliu a controllerului aferent.
- pentru comanda prin curentul mediat a circuitelor PFC monofazate se propune o strategie de dimensionare a amplificatorului de eroare la nivel de componentă.
- deducerea expresiei purtătoarei și a rezistenței emulate în cazul comenzii cu purtătoare neliniară a convertorului BOOST precum și a convertoarelor cu funcția de transfer de forma  $D/(1-D)$ , funcționând în regim CCM.
- soluții de implementare practică a generatorului de purtătoare neliniară.

## Concluzii

- analiza distorsiunilor armonice ale curentului de intrare în cazul convertoarelor de forma  $D/(1-D)$ , la care se introduc distorsiuni armonice prin metoda de generare a purtătoarelor.
- extinderea comenzii cu purtătoare neliniară la convertoare cu funcționare DCM, cu exemplificare pe un convertor BOOST, fiind prezentate inclusiv relațiile de dimensionare. Dezvoltarea unui program MATLAB de analiză a coeficientului total de distorsiuni armonice funcție de rezistența emulată normalizată.
- generalizarea comenzii cu purtătoare neliniară și introducerea conceptului de comandă integrativă, cu relevarea superiorității acesteia în cazul convertorului BUCK-BOOST CCM prin posibilitatea implementării exacte a legii purtătoarei.
- propunerea unui circuit PFC complet nou, structurat pe un convertor FLYBACK DCM având trei bobine cuplate și curent de intrare fără pulsații de înaltă frecvență (obținut prin extinderea firească la conversia ac-dc a convertorului dc-dc cu aceleași proprietăți menționat anterior).
- relevarea posibilității de utilizare a convertoarelor pătratice ca și circuite PFC. Introducerea unui nou circuit PFC bazat pe un convertor pătratic de tip  $\delta_1$ -BOOST.
- toate contribuțiile teoretice legate de circuitele PFC monofazate și modalitățile lor de comandă au fost verificate și confirmate prin simulare, în fiecare caz investigat evaluându-se parametrii de merit fiind obținute valori excelente.
- studiu de ansamblu ca rezultat al unei semnificative sinteze bibliografice privind topologiile de circuite PFC trifazate cu unul sau mai multe întrerupătoare active, în variante hard-switching și soft-switching. Evaluarea comparativă a soluțiilor ca bază de alegere a topologiei pentru o aplicație practică.
- deducerea ecuațiilor matriciale generale ce guvernează funcționarea convertorului BOOST trifazat în punte cu 6 întrerupătoare active și a redresorului VIENNA.
- determinarea strategiilor de comutație la comanda cu histereză a convertorului BOOST trifazat în punte cu 6 întrerupătoare active și a redresorului VIENNA. Verificarea prin simulare a funcționării în comanda cu histereză a acestor structuri.
- găsirea relațiilor de tensiune ce garantează funcționarea corectă a convertorului BOOST trifazat în punte cu 6 întrerupătoare active și a redresorului VIENNA la comanda integrativ-scalară.
- relația de dimensionare a inductanțelor convertoarelor de mai sus la comanda integrativ-scalară plecând de la fenomenele de instabilitate locală care pot apărea în cazul în care aceste inductanțe sunt de valori mici.
- verificarea prin simulare a corectitudinii funcționării convertoarelor trifazate cu comandă integrativ-scalară. Pentru redresorul VIENNA au fost simulate patru variante de control și anume: prin curentul mediat sau curentul de vârf, prin inductanțe sau prin întrerupătoarele active.
- elaborarea unui controller vectorial integrativ pentru un convertor BUCK trifazat și pentru două variante de convertor BUCK-BOOST, una cu tensiune de ieșire pozitivă și alta cu tensiune de ieșire negativă. Deducerea expresiei rezistenței emulate în situația în care cel utilizat în procesul de decizie este curentul prin întrerupător. Toate cele trei topologii au fost simulate, confirmându-se fezabilitatea comenzii.
- deducerea condiției ce asigură purtătoare unică pentru ambele circuite de comandă din nucleul controllerului vectorial al circuitelor trifazate reductibile la topologii BOOST duale serie sau paralel.
- dezvoltarea în detaliu a controllerelor vectoriale pentru circuitele PFC trifazate reductibile la topologii BOOST duale serie sau paralel, fiind deduse ecuațiile de funcționare ale principalelor blocuri componente, pe baza cărora au fost construite blocuri bibliotecă în vederea simulării modulare.
- Efectuarea unor simulări de detaliu pentru fiecare reprezentant al familiei de circuite PFC trifazate reductibile la topologii BOOST duale serie (5 reprezentanți) și BOOST duale

- paralele (5 reprezentanți), cu aprecieri calitative privind natura unor forme de undă și aprecieri cantitative relativ la valorile unor parametri de merit.
- implementarea comenzilor de tip integrativ pentru modurile de comandă unipolar și bipolar în cazul filtrelor active de putere monofazate. Au fost deduse ecuațiile matematice ale funcționării controllerului care apoi și-au găsit corespondent în modulatoare PWM practice. În cazul în care constantele de integrare diferă de valorile teoretice sunt deduse relațiile neliniare ale rezistenței emulate.
  - demonstrarea faptului că solicitările de tensiune ale întrerupătoarelor se dublează în cazul semipunții, ceea ce face ca pierderile în comutație să se diminueze doar în mică măsură, singurul avantaj al semipunții fiind costul mai redus.
  - relații de dimensionare pentru bobina filtrului activ de putere rezultate din necesitatea evitării instabilității locale. Aceste relații au fost deduse atât pentru punte cât și pentru semipunte, în ambele cazuri pentru comandă unipolară și bipolară.
  - un nou algoritm de dimensionare a regulatorului extern necesar stabilizării tensiunii continue aplicate punții. Utilizând metoda factorului K polii și zerourile sunt plasate adecvat pentru a furniza o margine de fază îmbunătățită.
  - relații de dimensionare a filtrului LC de înaltă frecvență de la intrare, necesar suprimării componentelor de înaltă frecvență din curentul absorbit de la sursă. Este dedus un set de cerințe pe care filtrul trebuie să le îndeplinească, în urma cărora este enunțat un algoritm complet de proiectare a acestuia, transpus într-un program MATLAB care permite proiectarea automată a filtrului utilizat în tandem cu circuite PFC sau circuite APF monofazate.
  - simulări complete și comparative pentru filtrele active de putere monofazate cu comandă unipolară și bipolară utilizând structuri punte și semipunte, cu diferite tipuri de sarcină neliniară. Relevarea fenomenului de instabilitate locală în cazul inductanțelor de valori reduse și verificarea eficienței filtrului RF dimensionat conform algoritmului propus. Evidențierea îmbunătățirii parametrilor de merit și a purității spectrale în prezența filtrelor active de putere față de situația în care acestea lipsesc.
  - analiza și elaborarea ecuațiilor matriciale pentru filtrul activ de putere trifazat în punte, cu evidențierea faptului că matricea sistemului este singulară ceea ce permite o largă varietate de metode de comandă.
  - demonstrarea simplității comenzii integrative scalare în cazul punții trifazate complete, simplitate rezultată prin existența unei purtătoare unice pentru toate cele trei faze. Găsirea condiției de unicitate prin impunerea ca factorii de umplere aferenți unui braț să depindă numai de curentul de fază corespunzător brațului respectiv.
  - evidențierea gradului de libertate care conferă flexibilitate în alegerea valorii constantei de timp a integratorului în cazul unei punți trifazate complete și demonstrarea faptului că solicitarea în tensiune a tranzistoarelor punții este cel puțin egală cu dublul amplitudinii tensiunii de fază.
  - pentru o structură de punte în care un braț este un divizor capacitiv se demonstrează imposibilitatea utilizării unei purtătoare unice care să se compare numai cu curentul unei faze și găsirea combinațiilor liniare între curenții de fază care pot intra în procesul de comparare cu o purtătoare unică. Este relevat faptul că în cazul acestei structuri având numai 4 întrerupătoare solicitarea în tensiune a acestora este de  $\sqrt{3}$  ori mai mare decât în cazul punții complete, ceea ce face ca pierderile în comutație să nu se reducă decât în mică măsură.
  - deducerea setului complet de ecuații ce guvernează circuitele APF trifazate în cazul în care acestora li se aplică comanda integrativă vectorială. Este evidențiat faptul că solicitările în tensiune pentru acest tip de comandă sunt mai reduse decât în cazul comenzii integrativ-scalare. Sunt propuse scheme de implementare detaliată a tuturor blocurilor funcționale din componența controllerului vectorial.

## Concluzii

- simulări comparative între un filtru activ de putere trifazat în punte completă și un filtru activ de putere trifazat cu un braț al punții substituit cu un divizor capacitiv, ambele având comandă integrativ scalară, cu evidențierea solicitărilor de tensiune crescute pentru cel de-al doilea circuit.
- simularea individuală a blocurilor din componența controllerului vectorial integrativ și verificarea unui filtru activ de putere trifazat cu comandă integrativ-vectorială. Aprecieri și interpretări calitative a diferiților parametrii de merit obținuți.

Spectrul larg de aplicații posibile în domeniul corecției factorului de putere face ca orice prognoză într-un domeniu atât de vast să fie din start incompletă. Conștient de acest lucru autorul încearcă să sugereze unele dintre viitoarele posibile preocupări în acest domeniu.

- găsirea unor topologii simple de convertoare cu tensiune de ieșire bipolară și curenți de intrare cu pulsații nule utilizate ca și circuite PFC.
- modul în care noul model de transformator propus de Prof. Cuk își va găsi aplicare în structurile de circuite PFC cu izolare existente și cum ar putea fi acestea modificate pentru a exploata eficient acest model.
- aplicarea modelului celor trei bobine cuplate și altor topologii cea FLYBACK cu aplicații în corecția activă a factorului de putere.
- extinderea metodelor de comandă prezentate pentru convertoare monofazate cu comutație soft.
- studiul privind topologia optimă care efectuează corecția factorului de putere și stabilizarea tensiunii de ieșire la nivelul unui singur etaj.
- aplicarea procesoarelor de semnal, a tehnicilor fuzzy și a rețelelor neuronale în comanda circuitelor PFC.
- elaborarea de modele de semnal mic și pentru circuite PFC altele decât cele bazate pe convertorul BOOST.
- tehnici de comandă prin care să se îmbunătățească răspunsul dinamic al circuitelor PFC.
- controllere digitale simple care să implementeze tehnici de comandă analogice (de exemplu comanda cu purtătoare neliniară).
- studiul efectelor unui sistem de alimentare neechilibrat și a unor sarcini asimetrice în cazul corecției factorului de putere în sisteme trifazate.
- construirea de filtre active de putere pe baza altor topologii decât structurile în punte și variante ale acestora.



**BIBLIOGRAFIE**

- [1] Abramovitz, W., Ben-Yaakov, S., *Simplified static and dynamic model of the 3-loop active power factor correction systems*, Proc. EPE '97, vol. I, 1997, pp. 354-359.
- [2] Andreyca, B., *Active power factor correction using zero current and zero voltage switching techniques*, Proc. HFPC'91, June 1991, pp. 46-60.
- [3] Băbăiță, M., Alexa, F., Negoșescu, D., *Power Factor Enhancement Using Single Switch Three Phase Boost Converters*, Analele universității din Oradea, 1999, pag. 42-46.
- [4] Ben-Yaakov, S., Zeltser, I., *PWM converters with resistive input*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, June 1998, pp. 519-520.
- [5] Ben-Yaakov, S., Zeltser, I., *The dynamics of a PWM boost converter with resistive input*, IEEE Trans. Ind. Electron., June 1999, vol. 46, pp. 613-619.
- [6] Bîrcă-Gălățeanu, Ș., *DC-DC converters with low input-current ripple*, Proceedings of the International Symposium on Signal Circuits and Systems SCS'97, 1997, Iași, Oct. 2-3, vol. I, pp. 160-163.
- [7] Buso, S., Malesani, L., *Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, no. 5, October 1998, pp. 242-247.
- [8] Buso, S., Mattavelli, R., Rossetto, I., Spiazzi, G., *Simple digital control improving dynamic performance of power factor preregulators*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, Sept. 1998, pp. 814-823.
- [9] Buso, S., Spiazzi, G., Tagliavia, D., *Simplified control technique for high-power-factor flyback, cuk and sepic rectifiers operating in CCM*, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, Sept./Oct. 2000, pp. 1413-1418.
- [10] Capel, A., *A versatile zero Ripple Topology*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC, 1988, pp. 133-141.
- [11] CASPOC – Reference Manual, Simulation Research
- [12] Chen, J. Chang, C., *Analysis and design of SEPIC converter in boundary condition mode for universal-line power factor correction applications*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pp. 742-747.
- [13] Chen, J., Maksimovic, D., Erickson, R., *A new low-stress buck-boost converter for universal-input PFC applications*, Proc. IEEE APEC'01, 2001, pp. 343-349.
- [14] Chen, W., Lee, F. C., *Single magnetic unity power factor, isolated power converter with ripple free input current*, Proc. IEEE PESC'98, 1998, pp. 1450-1455.
- [15] Chow, M. H. L., Siu, K. W., Tse, C. K., Lee, Y. S., *A novel method for elimination of line-current harmonics in single-stage PFC switching regulators*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 1, Jan. 1998, pp. 75-83.
- [16] Ćuk, S., *General topological properties of switching converters*, IEEE PESC, 1979 Record, pp. 109-130, June 1979.
- [17] Ćuk, S., *A new zero-ripple switching dc-to-dc converter and integrated magnetics*, Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1980, Atlanta (GA), Oct. 16-20, pp. 12-23.
- [18] Ćuk, S., Middlebrook, R. D., *A new optimum topology switching dc-to-dc converter*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'1977 Record, June 1977, pp. 160-179.
- [19] Ćuk, S., Middlebrook, R. D., *Coupled-inductor and other extensions of a new optimum topology switching dc-to-dc converter*, Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1977, Los Angeles (CA), Oct. 2-6, pp. 1110-1126.
- [20] Ćuk, S., *Modular telecommunication converters*, Proceedings of the 9<sup>th</sup> International Symposium on Power Electronics, Ee'97, Novi-Sad, October, 22-24, 1997, Invited paper.
- [21] Ćuk, S., *Switching dc-to-dc converter with zero input or output current ripple*, Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1978, Toronto, Canada, Oct. 1-5, pp. 1131-1146.
- [22] Destobbeleer, F., Segurier, G., Castelain, A., *AC-DC converter minimizing induced harmonics in industrial power systems*, IEEE Trans. Power Electron., Oct. 1987, vol. 2, pp. 320-327.
- [23] Dixon, J. W., Contardo J. M., Moran, L. A., *A Fuzzy-Controlled Active Front-End Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics and Minimum Sensing Variables*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, July, 1999, pp. 724-729.
- [24] Dixon, J. W., *Control System for Three-Phase Active Power Filter which Simultaneously Compensates Power Factor and Unbalanced Loads*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42, no. 6, December 1995, pp. 636-641.
- [25] Dixon, L., *Average current mode control of switching power supplies*, Unitrode Design Seminar, Unitrode Corporation, 1994.
- [26] *Electromagnetic Compatibility (EMC)—Part 3: Limits—Section 2: Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current < 16 A per Phase)*, IEC 1000-3-2 Doc., 1995.

- [27] Eissa, M. O., Leeb, S. B., Verghese, G. C., Stankovic, A. M., *Fast controller for a unity-power-factor PWM rectifier*, IEEE Trans. Power Electron., Jan. 1996, vol. 11, pp. 1-6.
- [28] Erickson, R. W., *Fundamentals of power electronics, First Edition*, Chapman & Hall, New York, 1997.
- [29] Erickson, R. W., Madigan, M., Singer, S., *Design of a simple high power factor rectifier based on the flyback converter*, IEEE Applied Electronics Conference, 1990 Record, pp. 792-801.
- [30] Erickson, R. W., Maksimović, D., *Fundamentals of power electronics, Second Edition*, Kluwer Academic publishers Group, Massachusetts, 2001.
- [31] Erickson, R. W., *Some topologies of high quality rectifiers*, First International Conference on Energy, Power, and Motion Control, May, 5-6, 1997, Tel Aviv, Israel - Keynote paper.
- [32] Garcia O., Cobos, J. A., Alou, P., Preito, R., Uceda, J., Ollero, S., *New Family of Single Stage AC/DC Power Factor Correction Converters with Fast Output Voltage Regulation*, IEEE PESC Records 1997, pp. 536-542.
- [33] Gil, P., Sebastián, J., Cobos, J. A., Uceda, J., Aldana, F., *Analysis of the zero-current-switched quasiresonant converters used as power factor preregulators*, IEEE PESC Record, 1992, pp. 1052-1060.
- [34] Grigore, V., Kyyra, J., *A step-down converter with low ripple input current for power factor correction*, Proc. IEEE APEC'00, 2000, pp. 188-194.
- [35] Grigore, V., Kyyra, J., *Comparative Evaluation of Selected Three-Phase Rectifiers for Power Factor Correction*, EPE 2001, Graz, Austria.
- [36] Grigore, V., Kyyra, J., Rajamaki, J., *Input filter design for power factor correction converters operating in discontinuous conduction mode*, Proc. IEEE Electromagnetic Compatibility'99, 1999, pp 145-150.
- [37] Hong, J., Maksimovic, D., Erickson, R. W., Khan, I., *Half-cycle control of the parallel resonant converter operated as a high power rectifier*, IEEE Trans. Power Electron., Jan. 1995, vol. 10, pp. 1-8.
- [38] Hsu, C. Y., Wu, H. Y., *A New Single-Phase Active Power Filter with Reduced Energy Storage Capacitor*, IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 143, no. 1, January 1996, pp. 25-30.
- [39] Huang, S. J., Wu, J. C., *Control Algorithm for Three-Phase Three-Wired Active Power Filters Under Non-Ideal Mains Voltages*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, July, 1999, pp. 753-760.
- [40] Huber, L., Jovanovic, M. M., *Design-oriented analysis and performance evaluation of clamped-current-boost input-current shaper for universal-input-voltage range*, IEEE Trans. Power Electron., May 1998, vol. 13, pp. 528-537.
- [41] Huber, L., Zhang, J., Jovanovic, M. M., Lee, F. C., *Generalized topologies of single-stage input-current-shaping circuits*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, July 2001, pp. 508-513.
- [42] Hui, S. Y. R., Cheng, K. W. E., Prakash, S. R. N., *A fully soft-switched extended-period quasiresonant power-factor-correction circuit*, IEEE Trans. Power Electron. vol. 12, Sept. 1997, pp. 922-930.
- [43] *IEC 1000-3-2*, First Edition, Commission Electrotechnique Internationale, Geneva, 1995.
- [44] *IEC 555 standard: Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Equipment, Part II: Harmonics*, IEC publication.
- [45] Ismail, E. H., Erickson, *A New Class of Low-Cost Three-Phase High-Quality Rectifiers with Zero-Voltage Switching*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 4, July 1997, pp. 734-742.
- [46] Ismail, E. H., Erickson, R. W., *Application of One-Cycle Control To Three-Phase High Quality Resonant Rectifier*.
- [47] Jain, P. K., Tanju, M. C., *A unity power factor resonant AC/DC converter for high-frequency space power distribution system*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, no. 2, March, 1997, pp. 325-331.
- [48] Jayaram N., Maksimović, D., *Power factor correctors based on coupled-inductor Sepic and Ćuk converters with nonlinear-carrier control*, IEEE APEC, Anaheim, CA, Feb 15-19, 1998, pp. 468-474.
- [49] Kanetkar, V. R., Dubey, G. K., *Current controlled boost-type single-phase voltage source converters for bi-directional power flow*, IEEE Trans. Power Electron., Mar. 1997, vol. 12, pp. 269-277.
- [50] Kassakian, J. G., Schlecht, M. F., Verghese, G. C., *Principles of power electronics*, Addison Wesley, 1991.
- [51] Kazerani, M., Ziogas, P. D., Joos, G., *A novel active current wave shaping technique for solid-state input power factor conditioners*, IEEE Trans. Ind. Electron., Feb. 1991, vol. 38, pp. 72-78.
- [52] Kolar, J. W., Kamath, G. R., Mohan, N., Zach, F. C., *Self-adjusting input current ripple cancellation of coupled parallel connected hysteresis-controlled boost power factor correctors*, Proc. IEEE PESC'95, 1995, pp. 164-173.
- [53] Kolar, J. W., Sree, H., Zach, F. C., *Novel aspects of an application of 'zero'-ripple techniques to basic converter topologies*, Proceedings. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'97, 1997, St. Louis (Mo), June 22-27, pp. 796-803.
- [54] Kolar, J. W., Zach, F. C., *A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Line Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, August 1997, pp. 456-467.

- [55] Kolar, J. W., Zach, F. C., *Novel 'zero' ripple ĆUK and SEPIC converter topologies requiring no coupling of input and output inductors*, Proceedings of the Power Conversion and Intelligent Motions Conference, Nürnberg, 1997, June 6-8, pp. 91-103.
- [56] Lai, Z., Smedley, K. M., Ma, Y., *Time quantity one-cycle control for power-factor correctors*, IEEE Trans. Power Electron., Mar. 1997, vol. 12, pp. 369-375.
- [57] Lambert, J. A., Coelho, E. A. A., Vieira, J. B., De Freitas, L. C., Farias, V. J., *Active Power Filter Control Based on Imposition of Input Sinusoidal Current*, PESC 97 Record, vol. 1, pp. 406-411.
- [58] Lascu, D., *A new class of zero-voltage switching PWM dc-dc converters*, Proceedings of the International Conference on Power Conversion and Intelligent Motion, PCIM, Nürnberg, Germany, 1998, May 26-28, pp. 537-546.
- [59] Lascu, D., *A new, ripple-free output current boost converter topology - part 1*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria Electrotehnică, Electronică și Telecomunicații (Transactions on Electrotechnics, Electronics and Communications), Tom 43 (57), Fascicola 1, 1998, pp. 85-92.
- [60] Lascu, D., *A new, ripple-free output current boost converter topology - part 2*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria Electrotehnică, Electronică și Telecomunicații (Transactions on Electrotechnics, Electronics and Communications), Tom 43 (57), Fascicola 1, 1998, pp. 93-100.
- [61] Lascu, D., *Analysis and design of a zero current switching power factor correction circuit*, Lucrările Sesiunii Științifice ale Universității "Aurel Vlaicu" din Arad, Ediția a IV-a, "25 de ani de învățământ tehnic superior arădean", Arad, 30-31 Octombrie, 1997, vol VIII, pag. 261-268.
- [62] Lascu, D., Lascu, M., *A ripple-free input current buck-boost converter with discontinuous conduction characteristics*, Proceedings of the International Symposium on System Theory, Robotics, Computers & Process Informatics SINTES 9, Craiova, June 4-6, 1998, vol. III, pp. 56-63.
- [63] Lascu, D., Negoiteșcu, D., "Simulation of a Buck-Boost Converter with a Digital Controller Using the CASPOC Package", *Analele Universității "Eftimie Murgu"*, Reșița, 1996, pag. 209-214.
- [64] Lascu, D., Negoiteșcu, D., Popescu, V., *Hybrid models for dc-dc converters*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications Etc 2002, Timișoara, Sept. 29-30, 2002, vol. II, pp. 57-61.
- [65] Lascu, D., *Transferul controlat al energiei prin convertoare PWM și rezonante*, Teza de doctorat, UPT, 1998.
- [66] Lee, J. Y., Moon, G. W., Youn, M. J., *Design of a power-factor-correction converter based on half-bridge topology*, IEEE Trans, Ind, Electron., vol. 46, Aug. 1999, pp. 710-723.
- [67] Lee, Y. S., Wang, S. J., Hui S. Y. R., *Modelling analysis and application of buck converters in discontinuous-input-voltage mode operation*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, no 2, March, 1997, pp. 350-360.
- [68] Lin, R., Hou, Y. L., Chiang, H. K., *Implementation of a three-level rectifier for power factor correction*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, Sept. 2000, pp. 891-900.
- [69] Lin, R., Hwang, T. S., *Single-phase rectifier with high power factor in continuous and discontinuous conduction mode of boost and buck-boost derived topologies used as power factor correctors*, Proc. IEEE IECON'95, 1995, pp. 335-341.
- [70] Liu, R., Batarseh, I., Lee, C.Q., *Resonant power factor correction circuits with resonant capacitor-voltage and inductor-current-programmed controls*, Proc. IEEE PESC'93, 1993, pp. 675-680.
- [71] Liu, R., Lee, C. Q., Batarseh, I., *A unified approach to the design of resonant power factor correction circuits*, IEEE PESC Record, 1992, pp. 181-188.
- [72] Lo, Y. K., Chiu, H. J., Ou, S. Y., *Constant-switching-frequency control of switch-mode rectifiers without current sensors*, IEEE Trans. Ind. Electron., Oct. 2000, vol. 47, pp. 1172-1174.
- [73] Lopez, Y. K., de Vicuna, L. G., Castilla, M., Matas, J., Lopez, M., *Sliding-mode-control design of a high-power-factor buck-boost-rectifier*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, June 1999, pp. 604-612.
- [74] Madigan, M., Erickson, R. W., Ismail, E., *Integrated High Quality Rectifier-Regulators*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992, pp. 1043-1051.
- [75] Maksimović, D., Ćuk, S., *A unified analysis of PWM converters in discontinuous modes* IEEE Trans. Power Electron. vol. 6, no. 3, July, 1991, pp. 476-490.
- [76] Maksimović, D., *Design of the clamped-current high-power-factor boost rectifier*, IEEE Applied Electronics Conference, 1994 Record, pp. 584-590.
- [77] Maksimović, D., Jang, Y., Erickson, R., *Nonlinear-carrier control for high power boost rectifiers*, IEEE Applied Electronics Conference, 1995 Record, pp. 635-641.
- [78] Mao, H., Lee, F. C. Y., Boroyevich, D., Hiti, S., *Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 4, August 1997, pp. 437-446.

- [79] MATLAB – Reference Manual, MathWorks Inc.
- [80] Meyer, J. M., Rifer, R., *A single-phase rectifier with reduced current ripple and power factor correction*, Proc. EPE'97, vol. 2, 1997, pp. 876-880.
- [81] Mohan, N., Undeland, T., Robbins, W., *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, Second edition, New York, John Wiley & Sons, 1995.
- [82] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, Popovici, A., Băbăiță, M., *Convertoare de energie cu poluare redusă a rețelei și factor de putere unitar*, Grant A, C.N.C.S.U. nr.7004/1997, tema 24.
- [83] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, Popovici, A., Băbăiță, M., *Convertoare de energie cu poluare redusă a rețelei și factor de putere unitar*, Grant A, C.N.C.S.U. nr.36/1998, tema 19.
- [84] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, Popovici, A., Băbăiță, M., *Cercetări privind reducerea poluării armonice a rețelei de distribuție a energiei electrice*, Grant C, Banca Mondială-MEN nr.12824/1999.
- [85] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, Popovici, A., Băbăiță, M., *Controlul neuro-fuzzy al convertoarelor electronice cu poluare redusă, compatibile cu standardele europene*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.35034/1999, tema 4.
- [86] Mureșan, T., Popescu, V., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, Popovici, A., Băbăiță, M., *Controlul neuro-fuzzy al convertoarelor electronice cu poluare redusă, compatibile cu standardele europene*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.36681/2000, tema 31.
- [87] Nakata, A., Ueda, A., Torii, A., *A Method of Detection for an Active Power Filter Applying Moving Average to pq-Theory*, IEEE PESC 1998.
- [88] **Negoiteșcu, D.**, *A Power Factor Measuring Circuit*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications "ETc 2000", Timișoara 23-24 Noiembrie, 2000, pag. 152-155.
- [89] **Negoiteșcu, D.**, Băbăiță, M., Alexa, F., *Power Factor Enhancement Using Single Switch Three Phase Buck Converters*, Analele universității din Oradea, 1999, pag. 302-307.
- [90] **Negoiteșcu, D.**, *Controller Design for Single Phase APF Circuits*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications "ETc 2004", Timișoara 22-24 Octombrie, 2004, pag. 152-155.
- [91] **Negoiteșcu, D.**, Lascu, D., *Simulation applications of a general-purpose one-cycle controller*, Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications Etc 2002, Timișoara, Sept. 29-30, 2002, vol. II, pp. 62-67.
- [92] **Negoiteșcu, D.**, Lascu, D., *Small Signal Models and Dynamics for Buck-Boost Converter*, Analele Universității "Eftimie Murgu", Reșița, 1996, pag. 185-190.
- [93] **Negoiteșcu, D.**, Popescu, V., *Converter boost pătratic cu aplicații în corecția activă a factorului de putere*, Oradea, 2004.
- [94] **Negoiteșcu, D.**, *Realizări în proiectarea și exploatarea sistemelor de control al factorului de putere*, Referat 1 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 1998.
- [95] **Negoiteșcu, D.**, *Optimizarea sistemului de comandă al convertoarelor de energie cu factor de putere reglabil*, Referat 2 în cadrul pregătirii pentru doctorat, 1999.
- [96] Popescu, V., Lascu, D., *A versatile circuit for power factor improvement of dc converters*, Proceedings of the 4<sup>th</sup> International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments, OPTIM'94, Brașov, May 12-14, 1994, vol. II, pp. 83-89.
- [97] Popescu, V., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, *"Convertoare de putere în comutație. Aplicații"*, Editura de Vest, 1999.
- [98] Popescu, V., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, *Surse de alimentare în telecomunicații*, Editura de Vest, Timișoara, 2002.
- [99] Popescu, V., Mureșan, T., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, Popovici, A., Băbăiță, M., *Optimizarea consumurilor energetice și a calității puterii prin utilizarea filtrelor active de putere cu comandă integrativă*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.33501/2002, tema 38.
- [100] Popescu, V., Mureșan, T., Lascu, D., **Negoiteșcu, D.**, Popovici, A., Băbăiță, M., *Optimizarea consumurilor energetice și a calității puterii prin utilizarea filtrelor active de putere cu comandă integrativă*, Grant A, C.N.C.S.I.S. nr.33550/2003, tema 23.
- [101] Prasad, R., Ziogas, P. D., Manias, S., *A comparative evaluation of SMR converters with and without active input current wave shaping*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 35, pp. 461-468, Aug. 1988.
- [102] Qian, J., Lee, F. C., *A high-efficiency single-stage single-switch high-power-factor AC/DC converter with universal input*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, July 1999, pp. 699-705.
- [103] Qian, J., Zhao, Q., Lee, F. C., *Single-stage single-switch power factor correction ac/dc converters with bus voltage feedback for universal line applications*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, Nov. 1998, pp. 1079-1088.
- [104] Qiao C., Smedley, K., M., *A General Three-Phase PFC Controller for Rectifiers with a Parallel-Connected Dual Boost Topology*, IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, October 2-7, 1999.

- [105] Qiao C., Smedley, K., M. *Three-phase Unity-Power-Factor VIENNA Rectifier with Unified Constant-frequency Integration Control*, CIEP 2000, Mexico.
- [106] Qiao C., Smedley, K., M. *Unified Constant-frequency Integration Control of Three-phase Standard Bridge Boost Rectifier*, CIEP 2000, Mexico.
- [107] Qiao C., Smedley, K., M., *A General Three-Phase PFC Controller for Rectifiers with a Series-Connected Dual Boost Topology*, IEEE Industry Applications Conference Annual Meeting, October 2-7, 1999.
- [108] Qiao C., Smedley, K., M., *One-Cycle Controlled Three-phase Buck-derived Rectifier*, International Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, Beijing China.
- [109] Qiao, C. Smedley, K. M., *An Improved Integration-Reset Controlled Single-Phase Unity-Power-Factor Boost Rectifier with Lower Distortion*, IECON, November, 1999.
- [110] Qiao, C., Jin, T., Smedley, K. M., *Unified Constant-frequency Integration Control of Three-Phase Active Power Filters with Vector Operation*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2001.
- [111] Qiao, C., Smedley, K. M., *A Comprehensive Analysis and Design of a Single Phase Active Power Filter with Unified Constant-frequency Integration Control*, IEEE PESC, 2001.
- [112] Qiao, C., Smedley, K. M., *A universal input single-stage power supply with power factor correction and automatic voltage clamping*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pp. 907-913.
- [113] Qiao, C., Smedley, K. M., *Three-Phase Active Power Filters with Unified Constant-frequency Integration Control*, International Power Electronics and Motion Control Conference, August 15-18, 2000, Beijing, China.
- [114] Qiao, M. G., Smedley, K. M., *A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input current shaper*, IEEE Trans. Power Electron., May 2001, vol. 16, pp. 360-368.
- [115] Redl, R., Balogh, L., *RMS, DC, Peak and Harmonic Currents in High-Frequency Power-Factor Correctors with Capacitive Energy Storage*, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1992 Record, pp. 533-540.
- [116] Redl, R., Balogh, L., Sokal, N. O., *A New Family of Single-Stage Isolated Power Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage*, IEEE PESC Records 1994, pp. 1137-1144.
- [117] Ridley, R. *Average Small-Signal Analysis of the Boost Power Factor Correction Circuit*, Proceedings of the Virginia Power Electronics Center Seminar, Blacksburg, VA, Sept. 1989, pp. 108-120.
- [118] Salmon, J. C., *Techniques for minimizing the input current distortion of current controlled single phase boost rectifiers*, IEEE Trans. Power Electron., Oct. 1993, vol. 8, pp. 509-520.
- [119] Santi, E., Čuk, S., *Comparison and design of three coupled inductor structures*, Proceedings of the 20<sup>th</sup> IEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Bologna, Italy, 1994, Sept. 5-9, vol. 1, pp. 262-267.
- [120] Schlecht, M. F., Miwa, B. A., *Active Power Factor Correction for Switching Power Supplies*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 2, No. 4, October 1987, pp. 273-281.
- [121] Schlecht, M. *Time-Varying Feedback Gains for Power Circuits with Active Waveshaping*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1981 Record, pp. 52-59.
- [122] Sebastian, J., Cobos, J. A., Gil, P., Uceda, J., *The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM Dc-to-Dc Converters Used as Power Factor Preregulators*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992 Record, pp. 1061-1070.
- [123] Severns, R. P., Bloom, G. E., *Modern dc-to-dc switchmode power converter circuits*, Van Nostrand Reinhold, New-York, 1985.
- [124] Simonetti, D. S. L., Sebastitin, J., dos Reis, F. S., Uceda, J., *Design criteria for Sepic and Cuk converters as power factor preregulators in discontinuous conduction mode*, Proc. IEEE IECON'92, 1992, pp. 283-288.
- [125] Singer, S., Erickson, R. W., *Canonical Modeling of Power Processing Circuits Based on the POPI Concept*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 1, January 1992, pp. 37-43.
- [126] Singer, S., Erickson, R. W., *Power source element and its properties*, IEE Proceedings-Circuits Devices Systems, June 1994, vol. 141, no. 3, pp. 220-226.
- [127] Singer, S., *Realization of loss-free resistive elements*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-36, no. 12, January 1990.
- [128] Singer, S., *The Application of Loss-Free Resistors in Power Processing Circuits*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 4, October 1991, pp. 595-600.
- [129] Singh, B., Haddad, K. Al., Chandra, A. *A review of active filters for power quality improvement*, IEEE Trans. Ind. Electron, Oct. 1999, vol. 46, pp. 960-971.
- [130] Smedley, K. M., Čuk, S., *One-cycle control of switching converters*, IEEE Trans. Power Electron. vol. 10, no. 6, Nov, 1995, pp. 625-633.
- [131] Smedley, K. M., Čuk, S., *One-Cycle Control of Switching Converters*, PESC 1991, pp. 888-896.
- [132] Sousa, F. Barbi, I., *A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, Nov. 1995, pp. 746-752.

- [133] Spiazzi, G., Lee, F. C., *Implementation of single-phase boost power-factor-correction circuits in three-phase applications*, IEEE Trans. Ind. Electron., June 1997, vol. 44, pp. 365-371.
- [134] Spiazzi, G., Mattavelli, P., Rossetto, L., *Power factor preregulators with improved dynamic response*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, no. 2, March, 1997, pp. 343-349.
- [135] Spiazzi, G., Mattavelli, P., Rossetto, L., *Methods to Improve Dynamic Response of Power Factor Preregulators: an Overview*, European Power Electronics Conf. (EPE), Sevilla (Spain), September 1995, Vol.3, pp.754-759.
- [136] Spiazzi, G., Mattavelli, P., Rossetto, L., *Power factor preregulators with improved dynamic response*, Proc. IEEE PESC '95, 1995, pp. 151-156.
- [137] Spiazzi, G., Tenti, P., *Introduction to IEC 1000-3-2 Harmonic Standard*, Tutorial Course on Utility Interface Issues of Power Electronic Converters - Ch. 5, presented at the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), San Diego, October 1996.
- [138] Srinivasan, R., Oruganti, R., *A unity power factor converter using half-bridge boost topology*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, June 1997, pp. 487-500.
- [139] Tang, W., Jiang, Y., Hua, G., Lee, F. C., Cohen, I., *Power factor correction with flyback converter employing charge control*, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1993 Record, pp. 293-298.
- [140] Tenti, P., Spiazzi, G., *Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques*, Tutorial presented at the European Power Electronics Conference (EPE), Sevilla (Spain), September 1995.
- [141] Tepper, S. Dixon, J., Venegas, G., Moran, L., *A Simple Frequency Independent Method for Calculating the Reactive and Harmonic Current in a Nonlinear Load*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 6, December 1996, pp. 647-654.
- [142] Torrey, D. A., Zamel, A., *Single-Phase Active Power Filter for Multiple Nonlinear Loads*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, May 1995, pp. 263-271.
- [143] Tse, K., Chow, M. H. L., *New single-stage power-factor-corrected regulators operating in discontinuous capacitor voltage mode*, Proc. IEEE PESC'97, 1997, pp. 371-377.
- [144] Venable Industries, *Optimum Feedback Amplifier Design for Control Systems*, Venable Industries, Technical Paper #3.
- [145] Wang, J., Dunford, W., Mauch, K., *Analysis of a ripple-free input current boost converter with discontinuous conduction characteristics*, IEEE Trans. Power Electron. vol. 12, no. 4, pp. 684-694.
- [146] Wang, J., Dunford, W., Mauch, K., *Design of boost and buck converters with coupled inductor*, Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'95, 1995, Atlanta (GA), June 18-22, pp. 273-279.
- [147] Wei, H., Batarseh, I., *Comparison of basic converter topologies for power correction*, Proc. IEEE SOUTH EASTCON'98, 1998, pp. 348-353.
- [148] Yang, E., Jiang, Y., Hua, G., Lee, F. C., *Isolated Boost Circuit for Power Factor Correction*, IEEE Applied Power Electronics Conference, 1993 Record, pp. 196-203.
- [149] Zane, R., Maksimović, D., *Modeling of high power factor rectifiers based on switching converters with nonlinear-carrier control*, IEEE PESC 96, pp. 1105-1111.
- [150] Zane, R., Maksimović, D., *Nonlinear-carrier control for high-power-factor rectifiers based on flyback, Ćuk or Sepic converters*, Proceedings of IEEE APEC, March 3-7, 1996, San Jose, CA, pp. 814-820.
- [151] Zane, R., Maksimovic, D., *A mixed-signal ASIC power-factor-correction (PFC) controller for high frequency switching rectifiers*, Proc. IEEE PESC'99, 1999, pp. 117-122.
- [152] Zhao, Q., Tao, F., Xu, P., Wei, J., Lee, F. C., *Improving performance of continuous current mode boost converters for power factor correction*, Proc. IEEE PESC'01, 2001, pp. 642-647.
- [153] Zhou, C., Jovanovic, M., *Design Tradeoffs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power Factor Correction Circuits*, High Frequency Power Conversion Conference, 1992 Proceedings, pp. 209-220.
- [154] Zhou, C., Ridley, R. B., Lee, F. C., *Design and analysis of a hysteretic boost power factor correction circuit*, Proc. IEEE PESC'90, 1990, pp. 800-807.
- [155] Zhou, L., Smedley, K. M., *Unified Constant-Frequency Integration Control of Active Power Filters*, APEC 2000, pp. 406-412.

ANEXA 1**Program de calcul al parametrilor de merit și de analiză spectrală  
a unui curent presupus extras dintr-o sursă sinusoidală**

```

% Plot the waveforms of the line current from a file
% and displays the current spectra
% The ASCII file has to contain only two columns representing the time and the
% current respectively (exactly one period of data).
% Nharm denotes the number of harmonics to be displayed and taken into account
% when evaluating the truncated THD (THDtr).

function spectru_corect(file1,Nharm)

format short
Fer=4;
for i=1:Fer
    close % delete the last 'Fer' graphic windows
end

% Plot the waveforms
eval(['load ' file1 '.txt']);
wav=eval(file1); N=length(wav(:,2)); tmin=wav(1,1); tmax=wav(N,1);

subplot(2,1,1), plot(wav(:,1), 325*sin(2*pi*50*wav(:,1)), 'k'); xlabel('time [s]'); ylabel('Line voltage [V]');
axis([tmin tmax 1.1*min(325*sin(2*pi*50*wav(:,1))) 1.1*max(325*sin(2*pi*50*wav(:,1))]);
subplot(2,1,2), plot(wav(:,1),wav(:,2), 'k'); xlabel('time [s]'); ylabel('Line current [A]'); axis([tmin tmax
1.1*min(wav(:,2)) 1.1*max(wav(:,2))]);

T=tmax-tmin;
fstep=1/T; % step frequency;
fmax=floor(N/2-1)*fstep; % maximum allowable frequency
Nharmmax=floor(N/2-1); % the maximum number of harmonics

if Nharm>Nharmmax
    Nharm=N-1;
else
end

fmaxplot=Nharm*fstep; f=0:fstep:fmaxplot;

Four=fft(wav(:,2));
Ampl(1)=(1/N)*abs(Four(1)); % dc component
for t=2:1:Nharmmax+1
    Ampl(t)=(2/N)*abs(Four(t)); % other harmonics, with Ampl(2) being the fundamental
end
disttr=sqrt(2)*Ampl(1); disttot=sqrt(2)*Ampl(1);

for i=3:Nharm+1
    disttr=sqrt(disttr^2+Ampl(i)^2);
end

for i=3:Nharmmax-1
    disttot=sqrt(disttot^2+Ampl(i)^2);
end

I1=Ampl(2); % fundamental amplitude
THDtr=disttr/I1;
THDtot=disttot/I1;

```

```

Kd_tr=1/sqrt(1+THDtr^2);
Kd_tot=1/sqrt(1+THDtot^2);
phi1=180/pi*(-angle(Four(2))-pi/2);
Kphi=cos(-angle(Four(2))-pi/2);
PFtr=Kphi*Kd_tr;
PFtot=Kphi*Kd_tot;

figure
bar(f,Ampl(:,1:Nharm+1),0.01); colormap([0 0 0]);
title('Line current spectrum'); xlabel('Frequency [Hz]'); ylabel('Amplitude [V]');
axis([-fstep fmaxplot 0 1.1*max(Ampl)]); zoom;

TRUNC=[THDtr*100 Kd_tr phi1 Kphi PFtr];
TOT=[THDtot*100 Kd_tot phi1 Kphi PFtot];
disp('Low frequency analysis:');
fprintf('\n');
disp(' THDtr[%] Kd_tr phi1[deg] Kphi PFtr');
fprintf('\n');
disp(TRUNC);

fprintf('\n');

disp('Total analysis:');
fprintf('\n');
disp(' THDtot[%] Kd_tot phi1[deg] Kphi PFtot');
fprintf('\n');
disp(TOT);

```

## ANEXA 2

### **Program de calcul al coeficientului total de distorsiuni armonice funcție de rezistența emulată normalizată la un convertor BOOST DCM având comanda cu purtătoare neliniară**

```

clear all; close all;

Vgrms=115; Vo=230; Remin=60; C=100e-6; f=60; wl=2*pi*f;
Kx=[0.6 0.8 1 1.2 1.4 1.6 2 3];

x=logspace(0,2,100);
for i=1:length(Kx)
    for j=1:length(x)
        THD(j)=abs((1-Kx(i)/x(j))*Vgrms^2/(Vo^2*Remin)*1/(2*wl*C*x(j)))/sqrt(4+((1-
        Kx(i)/x(j))*Vgrms^2/(Vo^2*Remin)*1/(2*wl*C*x(j))^2))*100;
    end
    semilogx(x,THD,'k'); hold on;
end
axis([1 100 0 6]); grid; xlabel('Re,av/Remin'); ylabel('THD [%]')

```



**ANEXA 3**

**Program de dimensionare al unui filtru LC de intrare pentru rejecția componentelor de înaltă frecvență din curentul de intrare al unui circuit PFC sau APF monofazat**

```
% Dimensionare filtru.  
clear all; close all;  
VM=311; f=50; fs=50e3;  
% Calculul lui Re functie de topologia aleasa  
Po=1000;  
a=20; % atenuarea dorita a componentelor de inalta frecventa ale curentului  
cosphimin=0.999; % valoarea minima admisibila pt factorul de umplere  
  
f0=fs/sqrt(a+1),  
tgphimax=sqrt(1/cosphimin^2-1),  
Q=(tgphimax+sqrt(tgphimax^2+4*(2*f/f0)^2*(1-(2*f/f0)^2)))/(2*2*f/f0*(1-(2*f/f0)^2)),  
Re=VM^2/(2*Po); R0=Re/Q;  
Lf=Re/(2*pi*f0*Q), Cf=Q/(2*pi*f0*Re),  
Rf=sqrt(Lf/Cf),
```