

**Universitatea „Dunărea de Jos” Galați**  
**Facultatea de Automatică, Calculatoare,**  
**Inginerie Electrică și Electronică**

Rezumatul tezei de doctorat:

**Contribuții privind reducerea regimului  
deformant generat de sarcini neliniare  
de mică putere**

Doctorand: Ing. Epure Silviu Ionuț

Conducător științific: Prof. dr. ing. Roșu Mina Emil

Galați, 2013



## ANUNȚ

Universitatea „Dunărea de Jos” din Galați vă face cunoscut că, în ziua de **26.04.2013**, ora **11.30**, în **sala Y106 a Facultății de Automatică, Calculatoare, Inginerie Electrică și Electronică**, va avea loc susținerea publică a tezei de doctorat intitulată: **„CONTRIBUȚII PRIVIND REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT GENERAT DE SARCINI NELINIARE DE MICĂ PUTERE”**, elaborată de doamna/domnul **ing. EPURE C. SILVIU-IONUȚ**, în vederea atribuirii titlului științific de doctor în domeniul **Inginerie electrică**.

Comisia de doctorat are următoarea componență:

- Președinte** **conf.univ.dr.ing. Emilia PECHEANU**  
Universitatea „Dunărea de Jos” din Galați
- Conducător de doctorat** **prof.univ.dr.ing. Mina-Emil ROȘU**  
Universitatea „Dunărea de Jos” din Galați
- Referenți oficiali:**
- 1. prof.univ.dr.ing. Florin IONESCU**  
Universitatea POLITEHNICA din București
  - 2. prof.univ.dr.ing. Alexandru BITOLEANU**  
Universitatea din Craiova
  - 3. prof.univ.dr.ing. Emil CEANGĂ**  
Universitatea „Dunărea de Jos” din Galați

# Cuprins

<b>I. Introducere</b> .....	<b>1</b>
<b>II. Problematika domeniului</b> .....	<b>3</b>
II.1. Calitatea energiei. Indicatori de calitate .....	3
II.2. Specificul consumatorilor monofazați, de mică putere .....	4
II.3. Reglementari privind calitatea energiei. Standarde în aplicare .....	6
II.4. Utilizarea energiei regenerabile și reglementări asociate .....	7
<b>III. Metode de corecție a regimului deformant din rețelele electrice</b> .....	<b>8</b>
III.1. Filtre pasive .....	8
III.2. Filtre active/hibride .....	8
III.3. Performanțe .....	11
III.4. Direcții de cercetare asociate domeniului .....	11
<b>IV. Analiza și modelarea numerică a unor sarcini monofazate, de mică putere, tipice</b>	<b>12</b>
IV.1. Sistem electronic „datalog” pentru achiziția semnalelor .....	12
IV.2. Analiza și modelarea consumatorilor monofazați neliniari uzuali .....	12
<b>V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect...</b>	<b>19</b>
V.1. Metoda controlului indirect .....	19
V.2. Simulare numerică .....	25
<b>VI. Descrierea platformei experimentale</b> .....	<b>32</b>
VI.1. Structura platformei experimentale .....	32
VI.2. Implementarea algoritmilor de reglare .....	35
VI.3. Funcționarea buclei PLL de refacere a referinței sinusoidale.....	37
<b>VII. Sursa auxiliară de energie</b> .....	<b>39</b>
VII.1. Circuit electronic pentru extragerea puterii maxime de la panoul fotovoltaic ..	39
VII.2. Implementarea și validarea experimentală a algoritmilor MPPT .....	39
VII.3. Transferul energiei electrice de la sursa auxiliară spre filtrul activ.....	42
<b>VIII. Rezultate experimentale</b> .....	<b>43</b>
VIII.1. Reducerea regimului deformant .....	43
VIII.2. Regim dinamic generat de variația consumatorilor .....	49
VIII.3. Funcționarea filtrului activ cu utilizarea sursei auxiliare de energie .....	50
VIII.4. Concluzii .....	52
<b>IX. Concluzii</b> .....	<b>53</b>
<b>Lista lucrărilor publicate</b> .....	<b>56</b>
<b>Bibliografie</b> .....	<b>58</b>



## Capitolul I - Introducere

În concepția modernă, *energia electrică* este un produs comercial cu utilizare imediată, a cărui calitate este influențată în mod egal de generator, distribuitor și consumator. Fiecare dintre cele trei componente influențează un anumit set de parametri ai energiei electrice vehiculate, însă consumatorul reprezintă principala sursă de perturbații din sistemul energetic.

Cea mai mare parte a problemelor asociate sistemului energetic apar în rețeaua de distribuție, ca urmare a interacțiunilor dintre consumatori și rețea. Ansamblul consumatorilor reprezintă principala sursă de perturbații a sistemului, prin: elementele neliniare de interfață, consum nesimetric pe cele trei faze, modificarea permanentă a puterii consumate, dar și prezența elementelor reactive, generatoare de putere reactivă în sistem.

Consumatorii de putere medie și mică sunt alimentați prin linii comune de transport și distribuție, iar perturbațiile produse de fiecare consumator în parte pătrund în rețea, se însumează și se propagă către restul echipamentelor. Normele care specifică limitele parametrilor de calitate a energiei vizează fiecare echipament consumator în parte și sunt cu atât mai permissive cu cât puterea echipamentului este mai mică. Distribuitorul poate suporta într-o anumită măsură supraîncărcarea sau poluarea rețelei, iar consumatorii prezintă în general un grad suficient de robustețe la variația parametrilor tensiunii de alimentare. Raportul dintre beneficii și costuri impune utilizarea sau nu a elementelor de corecție a regimului deformant. Evoluția rapidă a echipamentelor electrice va conduce la creșterea nivelului de poluare din rețeaua publică de electricitate până la situația în care furnizorul va impune penalizări consumatorilor poluanți.

Reducerea regimului deformant este o problemă dificilă, fără soluție unică și universală. Metoda actuală de compensare a perturbațiilor folosește *filtre active* pentru a introduce în rețea distorsiuni complementare celor generate de sarcinile poluante. Există avantaje multiple față de filtrele pasive, prin faptul că filtrul activ se adaptează în timp real variației sarcinilor atât ca nivel de putere cât și ca spectru al distorsiunilor și poate compensa în același timp mai multe tipuri de perturbații (armonice de curent, putere reactivă, dezechilibrul rețelei trifazate). Complexitatea și costul mai ridicat justifică utilizarea acestuia pentru compensarea unor sarcini poluante de putere medie sau a unui grup echivalent de sarcini de mică putere, deoarece filtrul activ este realizat ca un compromis între funcționalitate și cost.

Direcțiile de cercetare actuale vizează îmbunătățirea funcționalității și a metodelor de control, dar și optimizarea structurii hardware a filtrului activ. Dacă în ceea ce privește structura hardware s-au propus și analizat majoritatea soluțiilor posibile, în ceea ce privește dezvoltarea metodelor de control, posibilitățile sunt practic nelimitate. Introducerea dispozitivelor numerice de prelucrare a semnalelor face posibilă implementarea oricărei structuri de control, analiză sau gestionare a funcționării filtrului activ.

Deoarece structura hardware a filtrului activ este asemănătoare cu cea a invertorului de tensiune cu conectare la rețea, a apărut ideea combinării celor două structuri pentru a integra ambele funcționalități în același circuit. Dintre sursele de energie regenerabilă, energia solară este cea mai accesibilă dar și cea mai sigură, eficiența conversiei directe cu celule fotovoltaice este de 8-40% în funcție de tehnologia de fabricație, iar nivelul maxim de putere al radiațiilor solare la nivelul solului, în România, este de cca. 1300 W/m<sup>2</sup>.

Caracterul puternic fluctuant al iluminării panourilor fotovoltaice reprezintă cea mai importantă problemă a acestui generator. Utilizarea bateriilor pentru stocarea temporară a energiei poate fi evitată dacă se conectează generatorul fotovoltaic în paralel cu rețeaua energetică națională, ceea ce permite preluarea imediată a întregii cantități de energie regenerabilă. Dezavantajul este suportat de generatoarele clasice din sistemul energetic, care trebuie să-și modifice permanent punctul de funcționare pentru a compensa fluctuațiile de putere ale surselor regenerabile.

### Obiectivele tezei

Activitatea de cercetare asociată temei este structurată pe trei aspecte esențiale:

- *analiza consumatorilor neliniari, de mică putere dar cu largă răspândire în rețelele electrice monofazate din mediul rezidențial.*

Este de așteptat ca tipul perturbațiilor generate să fie strâns corelat cu structura internă a surselor de alimentare din echipamentele respective dar și cu parametrii tensiunii de alimentare. Pe baza măsurătorilor experimentale se realizează modele simplificate ale echipamentelor, astfel încât structurile analitice obținute să poată fi utilizate în simularea numerică a ansamblului rețea-consumatori. Un circuit electronic portabil, folosit la achiziția numerică a curbelor de tensiune și curent aferente consumatorilor analizați este dezvoltat anume în acest scop.

- *proiectarea unei soluții eficiente de compensare a distorsiunilor observate, pornind de la analiza metodelor actuale de filtrare.*

Se dorește compensarea distorsiunilor injectate în rețea de către sarcinile electrice poluante cu ajutorul unui filtru activ de tip derivație care poate compensa atât armonicile de curent cât și puterea reactivă pentru un grup de consumatori de tipul celor analizați experimental. Dimensionarea filtrului se face pentru consumatori uzuali, monofazați, de putere cumulată până la 1 kW.

Soluția propusă este dezvoltată analitic, avându-se în vedere obținerea unei legi de control simple, ușor de implementat atât analogic cât și numeric. Pe baza unei metodologii proprii de dimensionare a componentelor filtrului, se realizează un model complet de simulare numerică a funcționării filtrului activ.

- *propunerea unei metode prin care energia electrică obținută de la o sursă regenerabilă de mică putere poate fi utilizată pentru compensarea distorsiunilor din rețeaua electrică sau pentru alimentarea cel puțin parțială a consumatorilor locali (poluanți sau nu).*

Oportunitatea utilizării energiei regenerabile provine din accesibilitatea panourilor solare, din structura hardware asemănătoare dintre inverterul cu conectare la rețea și filtrul activ derivație și respectiv din lipsa restricțiilor de instalare și utilizare a panourilor fotovoltaice.

În lucrarea de față, sursa auxiliară de energie conține un panou solar, un convertor de tensiune continuă cu funcție MPPT și o baterie pentru stocarea temporară a energiei. Un convertor c.c./c.c. suplimentar este utilizat pentru a transfera energia din baterie către inverterul filtrului activ. Soluția este modulară și permite utilizarea energiei electrice provenite de la oricare altă sursă (turbină eoliană de mică putere, bicicletă cu generator etc.).

Circuitul de interfață dintre panou și baterie este de concepție proprie și utilizează o structură de control îmbunătățită, implementată într-un microcontroller de uz general. Bateria este utilizată pentru filtrarea fluctuațiilor de putere de la ieșirea panoului fotovoltaic, care astfel nu se mai regăsesc în energia transferată rețelei electrice.

Pentru validarea experimentală a soluției propuse, atât cea de filtrare activă cât și cea de extragere și utilizare a energiei regenerabile, se realizează un stand experimental. Acesta are la bază metode și circuite numerice actuale pentru achiziția datelor, prelucrarea informațiilor și implementarea strategiilor de control asociate filtrului activ. Testarea filtrului activ se face pe sarcini electrice reale, având în vedere și măsurile de protecție care se impun pentru funcționarea circuitului în limitele de siguranță.

Pe baza structurilor dezvoltate, proiectate și testate se vor stabili utilitatea, utilizabilitatea, avantajele și dezavantajele soluției propuse, precum și posibilitățile de dezvoltare ulterioară.

## Capitolul II - Problematika domeniului

Energia electrică este o formă de energie deosebit de suplă și adaptabilă ce poate fi transformată în alte forme de energie: căldură, lumină, energie mecanică, electromagnetică, acustică, vizuală etc. Date fiind utilizările energiei electrice, este de dorit ca tensiunea furnizată consumatorilor să prezinte alternanțe regulate după o sinusoidă perfectă și o amplitudine constantă.

Fig.2.1 este un exemplu de reprezentare grafică a utilizării surselor primare de energie, din care se pot extrage informații privind eficiența generării și utilizării energiei electrice:

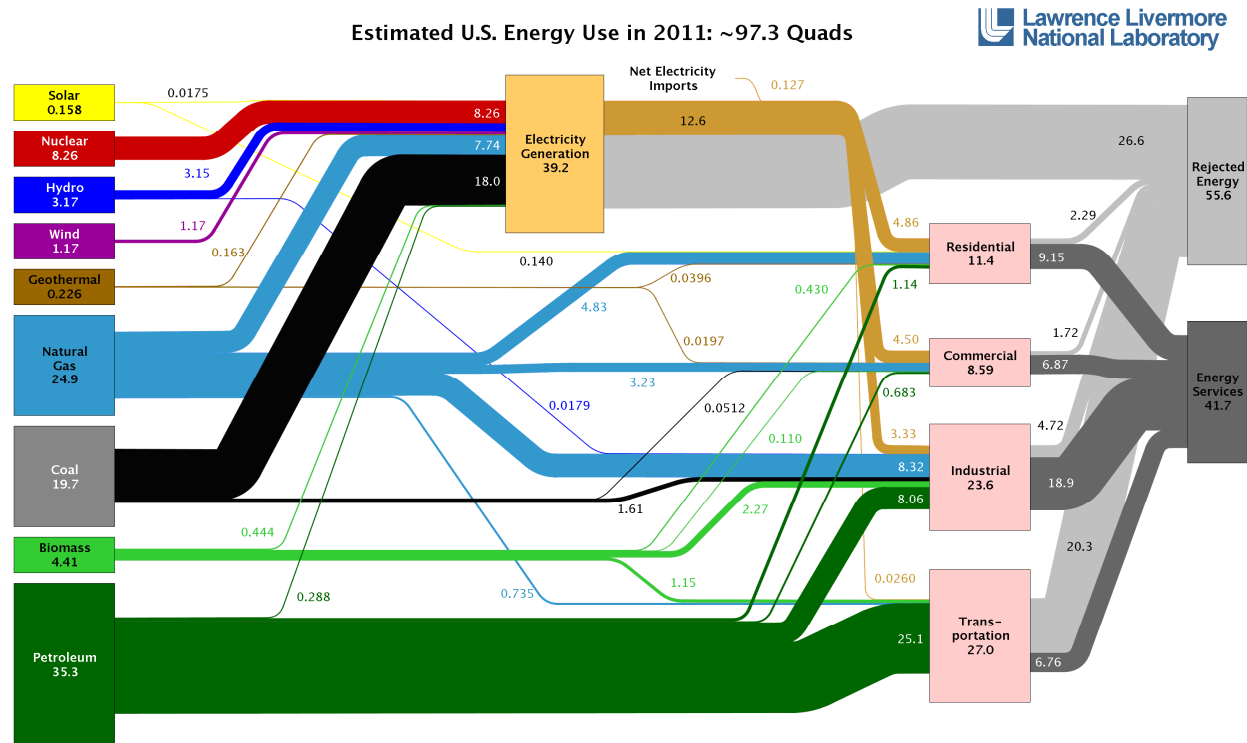


Fig.2.1 Fluxul energetic pentru anul 2011, în S.U.A, preluat din [web 1].

Se poate observa că aproape 40% din totalul energiei brute consumate (1 „Quad”  $\approx 10^5 \text{ BTU} \approx 3 \cdot 10^{10} \text{ kWh}$ ) este folosit pentru generarea energiei electrice, iar eficiența sistemului de generare și distribuție a energiei electrice este de cca. 32%. Din aceeași reprezentare reiese faptul că energia electrică este utilizată cu precădere pentru alimentarea consumatorilor rezidențiali, comerciali și doar parțial a celor industriali.

### II.1. Calitatea energiei electrice. Indicatori de calitate

Scopul urmărit de orice furnizor de energie electrică este de a pune permanent la dispoziția consumatorilor o tensiune alternativă sinusoidală, de frecvență și valoare efectivă între anumite limite fixate contractual, simetrică pe cele trei faze ale rețelei. Calitatea serviciului de alimentare este determinată de siguranța în funcționare a instalației, compatibilitatea electromagnetică a instalațiilor cu mediul în care funcționează și calitatea energiei electrice la punctul de delimitare dintre consumator și furnizor.

**Siguranța în funcționare** reprezintă aptitudinea unui dispozitiv de a îndeplini funcția specificată în condițiile date, de-a lungul unei perioade de referință date.

Prin **compatibilitate electromagnetică** se înțelege aptitudinea unui aparat sau sistem de a funcționa într-un mod satisfăcător și fără a produce perturbații electromagnetice intolerabile pentru tot ce se află în mediul înconjurător.

**Perturbațiile** susceptibile să influențeze direct rețeaua electrică sunt cele de joasă frecvență produse de fluctuații de frecvență și tensiune, goluri de tensiune și microîntreruperi, supratensiuni atmosferice sau de comutație.

Având în vedere că sistemul de distribuție a energiei electrice este unul trifazat, se pune problema **echilibrării liniilor de transport** și distribuție a energiei.

**Regimul deformant** este regimul permanent de funcționare a rețelelor electroenergetice de curent alternativ în care undele de tensiune și de curent sunt periodice și cel puțin una dintre ele nu este sinusoidală. Receptoarele deformante pot fi de două categorii:

- *elemente deformante de categoria I*, care alimentate cu tensiuni sau curenți riguros sinusoidali produc fenomene deformante,
- *elemente deformante de categoria a II-a*, care nu produc regimul deformant dar care alimentate cu curenți deformanți amplifică această deformare.

Prin **indicator de calitate** se înțelege un parametru de apreciere cantitativă a proprietăților unui produs, care este analizat sub aspectul îndeplinirii cerințelor privind producerea, exploatarea sau consumul.

**Abaterea de tensiune** într-un anumit punct al rețelei se estimează prin diferența dintre valoarea tensiunii de serviciu și a celei nominale sau prin diferența dintre valoarea medie și cea nominală, în condițiile unei variații aleatoare a tensiunii.

**Golul de tensiune** reprezintă o scădere bruscă, de scurtă durată, a valorii efective a tensiunii unei rețele, având o amplitudine cuprinsă între o valoare minimă sesizabilă (cca. 20% din valoarea nominală) și 100%, durata variației de tensiune fiind de cel mult 3 secunde.

**Indicatorii regimului deformant** caracterizează forma nesinusoidală a tensiunii:

- *nivelul unei armonice de rang N (pentru curent)*:  $i_N = 100 \cdot I_N / I_1$  [%];
- *coeficientul de distorsiune (THD)*: (pentru curent):  $\delta_i = \frac{I_d}{I_1} \cdot 100 = \frac{100}{I_1} \cdot \sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} I_N^2}$  [%];
- *factorul de putere* caracterizează cât anume din puterea aparentă absorbită de consumator reprezintă puterea activă utilizată efectiv și se definește ca raportul dintre puterea activă, P, și puterea aparentă, S, a consumatorului, pe baza contorizării consumului de energie electrică activă și reactivă într-un interval de timp specificat

$$\cos(\varphi) = P / S \quad (2.10)$$

### II.2. Specificul consumatorilor monofazați, de mică putere

În categoria consumatorilor de putere medie și mică se încadrează aproape toți consumatorii din așezările umane (sate, orașe). Consumatorii casnici/rezidențiali se conectează la rețeaua de distribuție prin branșamente monofazate, de putere maximă 11kW sau prin branșamente trifazate, dacă necesarul de putere se încadrează între 11 și 30kW.

#### II.2.1. Structura uzuală

Doar o mică parte a consumatorilor pot utiliza direct energia electrică sub forma alternativă; restul consumatorilor necesită însă, într-o formă sau alta, tensiune continuă pentru alimentare. Cea mai simplă metodă de conversie a tensiunii alternative în tensiune continuă implică utilizarea punților de diode redresoare și filtrarea tensiunii pulsatorii de ieșire. Structura este avantajoasă pentru consumator deoarece, are eficiență bună și se poate aplica pentru orice nivel de tensiune. Problema constă în faptul că energia este preluată din rețea pe intervale scurte de timp (cca. 1ms) din fiecare semiperioadă, când tensiunea instantanee a rețelei este apropiată de valoarea de vârf. Orice transformator electric plasat între rețea și puntea redresoare este utilizat ineficient, inclusiv transformatorul aferent punctului de transformare de joasă tensiune, în secundarul căruia se însumează toți curenții consumatorilor arondați.



### II.2.2. Utilizare statistică

Institutul Național de Statistică, [web 2], oferă câteva informații despre evoluția în timp a sistemului energetic: ponderea resurselor primare utilizate, ponderea producătorilor și a consumatorilor:

- cca. 11% din energia electrică produsă se pierde în sistemul de transport și distribuție, iar valoarea procentuală nu scade semnificativ de la an la an;
- populația utilizează cca. 20% din totalul energie electrice produse,
- sistemul de iluminare împreună cu aparatura de birou sunt responsabile pentru aproape 40% din consumul total de energie dintr-o clădire, fiind depășite doar de sistemul de climatizare,
- fluctuații zilnice, săptămânale și sezoniere sunt regasite în toate componentele consumului de energie electrică, în toate zonele rezidențiale și nu numai.

### II.2.3. Influența asupra calității energiei electrice

Pentru evidențierea interacțiunilor dintre rețea și consumatori a fost imaginată și modelată o structură monofazată simplificată, Fig.2.9, în care un generator sinusoidal de amplitudine efectivă 230V și frecvență 50Hz alimentează 5 sarcini electrice (S1,...S5), fiecare de putere activă 1kW; impedanțele de distribuție (Z1,...Z3) sunt considerate de valorile (1mH,1Ω).

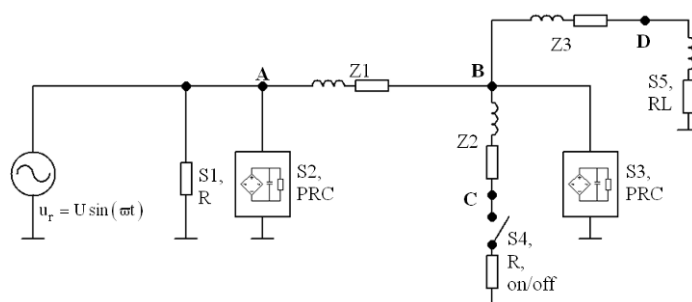


Fig.2.9 Exemplu de circuit simplificat al rețelei electrice monofazate

Schema a fost transpusă în mediul de simulare numerică Matlab/ Simulink/ SimPowerSystems și s-au obținut rezultatele de simulare din Fig.2.10 și Fig.2.11, care arată fenomene previzibile:

- în nodurile **B**, **C** și **D** tensiunea devine distorsionată din cauza consumatorului puternic nelinier S3 care absoarbe pulsații de curent cât timp tensiunea la borne depășește o anumită valoare; aceste vârfuri de curent determină o cădere de tensiune proporțională cu amplitudinea curentului prin impedanța de distribuție Z1. Efectul secundar constă în distorsionarea în același mod și a tensiunii de alimentare pentru consumatorii S4 și S5;

- deconectarea consumatorului S4 produce în nodul **C** supratensiune cauzată de întreruperea curentului ce circula prin inductanțele Z1 și Z2. Supratensiunile se resimt și în nodurile **B** și **D**, unde chiar dacă au o amplitudine mult mai mică pot determina oscilații de frecvență mare și scurtă durată ale tensiunii de rețea;

- caracterul puternic inductiv al consumatorului S5 face ca acesta să absoarbă curent aproape sinusoidal, astfel că tensiunea din punctul **D** nu este nici îmbunătățită dar nici distorsionată suplimentar de consumatorul S5.

- deși consumatorii S2 și S3 au structură hardware identică (și implicit puteri active identice), amplitudinea curentului preluat din rețea diferă semnificativ – impedanța de distribuție Z1 micșorează gradientul curentului prin consumatorii nodului B (sau filtrează armonicile superioare ale curenților impuși de consumatorii din nodul B);

- consumatorul S4 introduce nesimetrii ale curentului din circuit, resimțite în amonte până la generator;

- curentul preluat de consumatorul cu caracter inductiv este puternic defazat față de tensiunea nodului **D**, iar puterea aparentă pentru S5 este de cca. 2kVA cu factor de putere de cca 0.5.

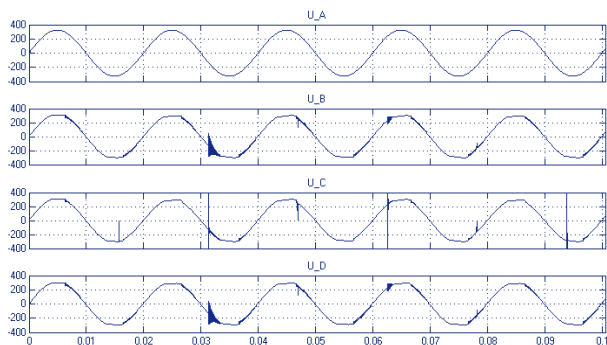


Fig.2.10 Evoluția în timp a curbelor de tensiune pentru nodurile A,B,C,D

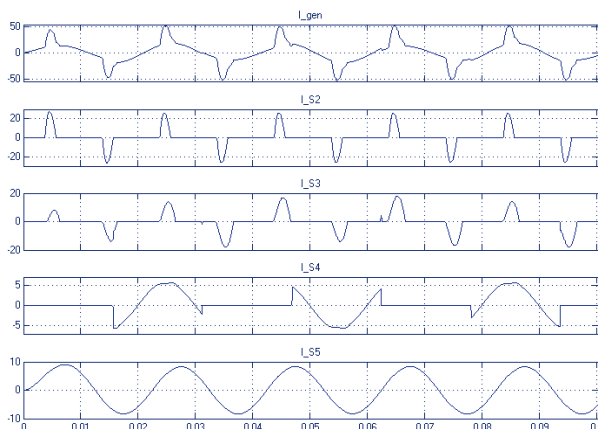


Fig.2.11 Evoluția în timp a curbelor de curent asociate consumatorilor S2, S3, S4 și S5.

Analiza spectrală a curenților, Fig.2.12, arată că pentru consumatorii neliniari aleși se introduc în sistem armonici impare ale curentului fundamental.

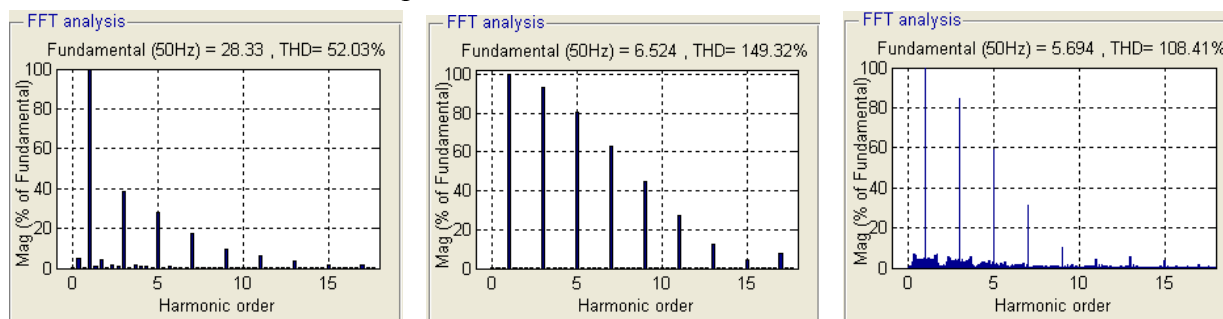


Fig.2.12 Spectrul de armonici al curenților prin: a) generator, b) S2, c) S3

### II.3. Reglementari privind calitatea energiei. Standarde în aplicare

Reglementările privind calitatea energiei electrice s-au concretizat în „*Standardul de Performanță pentru Serviciul de Distribuție a Energiei Electrice*”, care trebuie înțeles ca un compromis între furnizor și consumator. În condiții normale de funcționare, tensiunile armonice în punctele de delimitare, la joasă și medie tensiune, nu trebuie să depășească limitele maxime indicate în Tabelul 2.2:

Tabelul 2.2. Limite impuse pentru amplitudinea armonicilor de tensiune

Armonici impare (% din fundamentală):				Armonici pare (% din fundamentală):	
Ne-multiplu de 3		Multiplu de 3			
Rang	Prag	Rang	Prag	Rang	Prag
5	6%	3	5%	2	2%
7	5%	9	1,5%	4	1%
11	3,5%	15 și 21	0,5%	6 la 24	0,5%
13	3%				
17	2%				
19,23,25	1,5%				

Standardul EN 61000-3-2 reglementează limitele pentru amplitudinea armonicilor de curent, pentru aparatura electronică de mică putere.

Factorul de putere capacitiv este interzis prin standard, dar permite utilizarea condensatoarelor în paralel cu unele tipuri de consumatori pentru a crește factorul de putere.

Din analiza valorilor limită impuse prin standard, se poate observa cu ușurință faptul că sunt cu atât mai permissive cu cât puterea echipamentului este mai mică.

Pentru aparatele electronice din categoria D (calculator personal, monitor pentru PC, echipamente de radio și televiziune, cu putere până în 600W) EN 61000-3-2 specifică:

Tabelul 2.4. Limite impuse pentru amplitudinea armonicelor de curent, echipamente din clasa D

Ordinul armonicii n	Amplitudinea maximă [mA/W]	Curentul armonic maxim [A]
3	3.4	2.3
5	1.9	1.14
7	1	0.77
9	0.5	0.4
11	0.35	0.33
13 ≤ n ≤ 39 (doar valori impare)	3.85/n	Se specifică separat

Pentru echipamentele de iluminat (clasa C) cu putere mai mare decât 25W, se specifică:

Tabelul 2.5. Limite impuse pentru amplitudinea armonicelor de curent, echipamente din clasa C

Ordinul armonicii n	Valoarea maximă a armonicelor de curent [% din armonica fundamentală]
2	2
3	30 * factorul de putere al consumatorului
5	10
7	7
9	5
11 ≤ n ≤ 39	3

Pentru echipamentele de luminat cu putere mai mică de 25W se specifică faptul că armonica a 3-a a curentului absorbit nu trebuie să depășească 86% din amplitudinea fundamentalei, iar armonica a 5-a 61%..

### II.4. Utilizarea energiei regenerabile și reglementări asociate

Obiectivul impus României, conform Directivei 2009/28/CE privind promovarea utilizării energiei din surse regenerabile, este ca până în anul 2020, 24% din consumul final de energie să fie obținut din surse regenerabile. Conform legislației actuale, nu există interdicții sau aprobări necesare pentru utilizarea panourilor solare în aplicații proprii, izolate de rețelele comerciale de distribuție a energiei electrice, iar interconectarea „micilor producători” cu rețeaua se poate realiza în condiții specificate. Nu există limitări nici în situația în care sistemul fotovoltaic este conectat la rețea după punctul de facturare, iar prin punctul de facturare energia circulă unidirecțional spre consumator. Promovarea sistemelor de generare a energiei electrice din surse regenerabile se face prin oferirea de facilități (certIFICATE VERZI) persoanelor fizice care montează și utilizează astfel de sisteme. Aceste facilități reduc substanțial durata de recuperare a investiției, iar primirea certificatelor verzi este garantată pe o perioadă de 15 ani.

Pentru un parc PV de putere mare, bancul necesar de baterii conduce la un cost prohibitiv, astfel că energia este injectată direct în sistemul energetic, cu o structură de genul celei din Fig.2.17. Invertoarele de rețea se sincronizează cu tensiunea rețelei și nu funcționează decât dacă sunt conectate la un sistem de tip sistem energetic național.

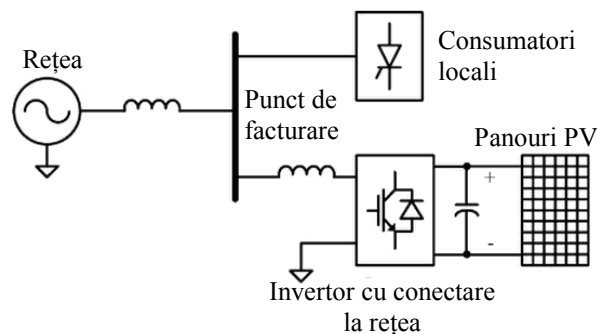


Fig.2.17 Exemplu clasic de conectare a panourilor fotovoltaice la rețeaua națională

## Capitolul III – Metode de corecție a regimului deformant din rețelele electrice

Deoarece impedanța rețelei este una distribuită, iar sarcinile neliniare sunt conectate în toate nodurile rețelei, nu se poate utiliza un singur circuit pentru compensarea globală a distorsiunilor. Rezolvarea problemei se face punctual, prin utilizarea unor „filtre de rețea”, *pasive*, *active* sau *hibride*, conectate între rețea și consumatorii neliniari.

### III.1. Filtre pasive

Acestea sunt realizate din bobine, condensatoare și rezistoare conectate încât să formeze un circuit rezonant pe frecvența armonicii care trebuie atenuată. O problemă greu de controlat este interacțiunea dintre diverse elemente reactive existente în rețea la un moment dat. Pentru filtrele pasive, pierderile de putere activă sunt determinate de pierderile de magnetizare și curenții turbionari în miez, de rezistența electrică a bobinei precum și de pierderile active în condensator.

### III.2. Filtre active/hibride

Aceste circuite se bazează pe de o parte pe dezvoltarea rapidă a elementelor semiconductoare de putere, iar pe de altă parte pe suportul oferit de automatică și de domeniul modelării și procesării semnalelor. Limitările sunt date de putere, fiabilitate și producerea perturbațiilor electro-magnetice.

#### III.2.1 Structură hardware

În funcție de rolul pe care trebuie să-l îndeplinească, un filtru activ se poate conecta în paralel (Fig.3.4.a) sau în serie (Fig.3.4.b) cu sarcina poluantă:

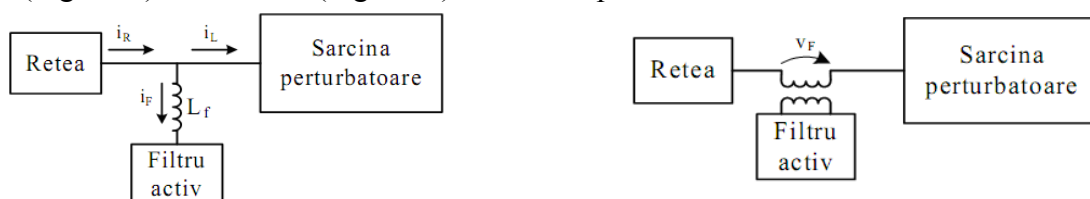


Fig.3.4. Conectarea filtrului activ a) în paralel cu sarcina poluanta b) în serie

Orice filtru activ conține:

- un rezervor de energie electrică,
- transductoare de tensiune sau curent pentru achiziția informațiilor de interes,
- un element de execuție cu rolul de a transfera energia între acumulatorul local, consumatorul neliniar și rețea;
- un circuit de prelucrare a semnalului, cu rolul de a stabili referința de tensiune sau de curent pentru regulatorul de tensiune/curent, ce comandă elementul de execuție

Elementele amintite se pot recunoaște cu ușurință în exemplul din Fig.3.5:

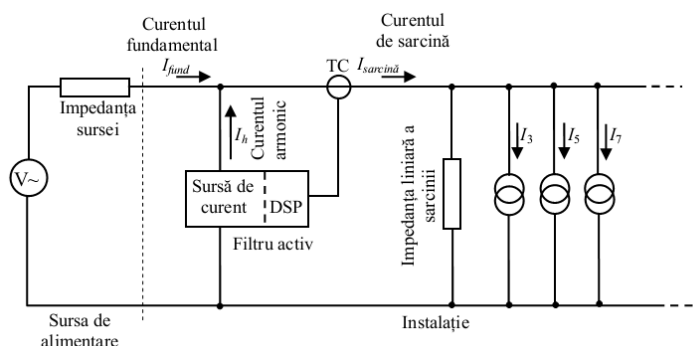


Fig.3.5. Structura simplificată a unui filtru activ derivație.

#### Structura unificată filtru activ – inverter de rețea

În prezent nu există reglementări care să forțeze utilizatorii de rând să rezolve problema calității energiei consumate, astfel că este puțin probabil ca aceștia să investească veniturile proprii pentru îmbunătățirea calității energiei electrice din sistemul național. Se pot propune însă soluții atractive care să motiveze utilizatorii de rând să investească în echipamente cu rol de filtru activ. Pentru aceasta, structura filtrului trebuie să fie simplă, robustă cu preț redus și să ofere cel puțin un beneficiu imediat, tangibil, utilizatorului obișnuit.

Primele studii [ALB 09], [XIA 08] privind utilizarea inverterului din cadrul sistemului fotovoltaic pentru a realiza și funcția de filtru activ au apărut în 2008. Structura permite implicit utilizarea energiei regenerabile fotovoltaice pentru alimentarea consumatorilor proprii, micșorând cantitatea de energie consumată de la rețea, fără a fi nevoie însă de un sistem fotovoltaic complet (nu se folosesc baterii pentru stocarea energiei).

#### III.2.2 Metode de comandă pentru comutatoarele statice

Elementul de execuție al filtrului activ derivație are rolul de a impune la ieșire un curent electric de o anumită formă și amplitudine. Pentru a utiliza eficient dispozitivele semiconductoare de putere, acestea sunt utilizate în regim de comutație și nu în regim liniar. Pierderile de putere pe componentele filtrului sunt minimizate, chiar dacă spectrul armonicelor compensabile de filtru se reduce sensibil sub valoarea frecvenței de comutație a inverterului.

În mod obișnuit, semnalele de comandă pentru comutatoarele statice sunt generate fie cu ajutorul reguletoarelor cu histerezis, fie cu ajutorul modulateorilor PWM precedate de un regulator liniar clasic care determină performanțele de regim dinamic ale buclei de reglare.

#### III.2.3 Strategii de control

Legea de control dictează practic principiul după care funcționează filtrul activ, ce semnale analogice sunt achiziționate din sistem, modul în care se obțin mărimile de referință pentru buclele de reglare precum și specificul acestor bucle.

Filtrele active au fost dezvoltate inițial pentru îmbunătățirea calității energiei în rețelele trifazate. Odată ce numărul de sarcini neliniare monofazate de mică putere a crescut, efectul perturbator combinat al acestora a impus proiectarea filtrelor active și pentru sistemele monofazate. Dacă structura hardware poate fi ușor adaptată pentru trecerea de la trifazat la monofazat, metodele de control nu sunt întotdeauna compatibile.

În cazul unui filtru derivație, cea mai importantă problemă o constituie calcularea referinței pentru curentul injectat în rețea, astfel încât neliniaritățile sarcinii să fie compensate. Rezolvarea problemei în domeniul „timp” implică utilizarea unor metode precum cea a puterilor instantanee, a puterii active constante, a factorului de putere unitar etc. Metoda puterilor instantanee, metoda extragerii componentelor poluante din curenții de sarcină și metoda controlului indirect sunt prezentate în teză.

**Metoda controlului indirect** utilizează în mod inteligent componentele hardware ale filtrului activ, precum și poziționarea traductoarelor, astfel încât prelucrările matematice aferente buclelor de reglare să fie minime.

Privit în ansamblu, filtrul activ este utilizat drept convertor bidirecțional AC/DC ridicător de tensiune, cu două obiective:

- tensiunea de ieșire (la bornele condensatorului  $C_{DC}$ ) să se mențină constantă,
- curentul preluat din/transferat în rețea să fie sinusoidal și în fază cu tensiunea rețelei.

Pentru aceasta se implementează două bucle de reglare, una pentru tensiune și una pentru curent. Bucla de tensiune determină amplitudinea curentului schimbat cu rețeaua, iar bucla de curent impune curentul necesar (amplitudine \* semnal sinusoidal de referință).

Sarcina care trebuie compensată de filtrul activ este conectată după traductorul de curent al filtrului activ, astfel încât suma celor doi curenți ( $i_f$ ,  $i_s$ ) este măsurată. În acest fel, consumatorul devine o perturbație care afectează cele două bucle de reglare ale filtrului activ.

Schema de principiu, cu care se poate obține semnalul de comandă pentru inverterul de tensiune, este dată în Fig.3.19:

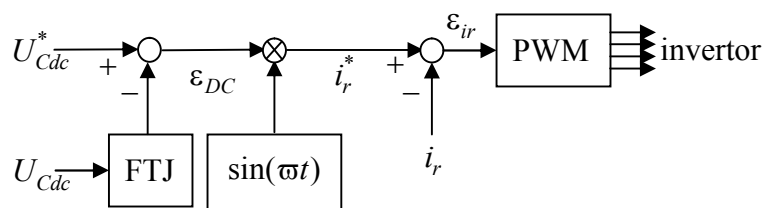


Fig.3.19. Structura strategiei de control indirect

Se impune adăugarea unui regulator pentru eroarea de reglare a tensiunii și a unui regulator pentru bucla de reglare a curentului.

#### III.2.4 Bucla PLL pentru refacerea referinței sinusoidale

Metoda controlului indirect, cât și alte strategii de control necesită un semnal de referință de formă sinusoidală, în fază cu tensiunea rețelei. De calitatea acestui semnal sinusoidal depind performanțele filtrului activ, iar singura metodă de obținere constă în implementarea unei bucle PLL care să genereze acest semnal pornind de la curba de tensiune a rețelei.

Structura bloc a unei bucle PLL este cea din Fig.3.20:

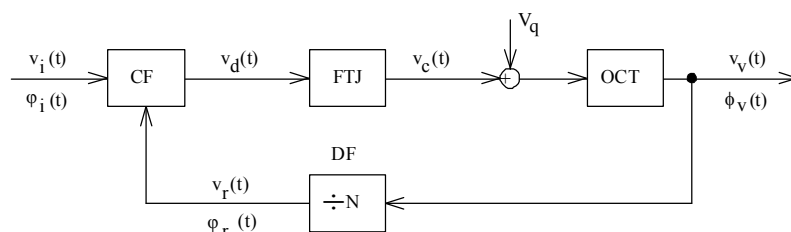


Fig.3.20. Structura generală a unui circuit PLL

În principiu, un oscilator comandat în tensiune este comandat cu un semnal proporțional cu diferența de fază dintre semnalul de intrare și semnalul de reacție (de ieșire) astfel încât diferent de fază să fie minimă. Modelarea matematică a circuitului din Fig.3.20 este prezentată în detaliu în teză.

S-a testat o soluție analogică, bazată pe generatorul de semnal MAX038, cu rezultate experimentale foarte bune în regim staționar, dar cu timpi tranzitorii mari la pornirea circuitului. Distorsiunile armonice ale semnalului de ieșire sunt neglijabile, însă regimul de pornire este cel care pune probleme, deoarece nu există un semnal digital de ieșire care să arate sincronizarea buclei PLL.

#### III.2.5 Curent sinusoidal sau sarcină rezistivă?

O problemă de detaliu, ocolită în majoritatea lucrărilor de specialitate din domeniul filtrelor active, este reprezentată de scopul filtrului activ derivație: trebuie să compenseze toate armonicile de curent ale sarcinii, sau trebuie să transforme sarcina poluantă într-un consumator rezistiv?

Primul circuit este întâlnit în literatura de specialitate sub denumirea de **filtru activ paralel (APF)**, iar cel din urmă ca **circuit de corecție a factorului de putere(PFC)**. În cazul în care tensiunea de rețea este perfect sinusoidală, ambele soluții conduc la același rezultat – curent sinusoidal absorbit din rețea.

În ceea ce privește consumatorul, este corect ca echipamentele electrice utilizate să prezinte factor de putere unitar, deci un circuit PFC este favorizat. În ceea ce privește distribuitorul, este de dorit ca rețeaua să nu fie încărcată cu componente armonice ale curentului, deci un APF paralel este ideal.

### III. Metode de corecție a regimului deformant din rețelele electrice

Metoda controlului indirect, prezentată în Capitolul V, poate adapta cu ușurință funcționarea filtrului activ între impunerea „curent de rețea sinusoidal” și „sinteza unei sarcini pur rezistive” prin utilizarea sau nu a unui circuit PLL pentru generarea semnalului de referință pentru curentul de rețea.

#### III.3. Performanțe

În tehnologia curentă, un filtru activ corect realizat permite reducerea coeficientului de distorsiuni armonice al curentului absorbit din rețea de la  $THD_{SN} = 40...200\%$  (pentru sarcina neliniară fără filtru activ) până la  $THD_{compensat} = 2...5\%$ , precum și aducerea factorului de putere foarte aproape de unitate ( $\cos \varphi = 0.9...0.99$ ). Acest reziduu de 2...5% este dat de riplul curentului reglat sau de mici erori dinamice ale buclilor de reglare.

Îmbunătățirea este una profundă, mai mult decât suficientă pentru buna funcționare a echipamentelor electronice din rețea, iar succesul unui filtru activ nu mai este hotărât de diferența de 1..2% pentru THD ci de alte caracteristici precum robustețe, fiabilitate, cost.

[TEL 09] aplică aceleași structuri hardware trei metode de control (aceleași metode prezentate în subcapitolul III.2.3). Rezultatele obținute sunt prezentate în Tabelul 3.1:

Tabelul 3.1:

Metoda de control	THD I [%] Simulare	THD I [%] experimental	THD U [%] experimental	cos $\varphi$	Frecv. de comutație
fără F.A.	43%	43.2%	3.3	0.8	-
putere medie	1.6	$\cong 2.8\%$	$\cong 2.9$	$\cong 1$	<16kHz
p-q adaptat	2.4	-	-	-	-
control indirect	2.4	-	-	-	-

#### III.4. Direcții de cercetare asociate domeniului

Evoluția tehnologică a dispozitivelor semiconductoare de putere permite creșterea randamentului și a frecvenței de comutație a invertoarelor de putere, cu un efort de comandă mai mic; există cercetări ample pentru realizarea unor dispozitive de stocare a energiei cu greutate mică, capacitate de stocare mare, număr mare de cicluri încărcare/descărcare și rezistență internă foarte mică cu utilizări multiple în economia actuală.

Odată cu apariția sistemelor numerice de calcul a luat avânt ramura de control inteligent a sistemelor electronice; astfel există astăzi circuite digitale de tip microcontroller, DSP, FPGA, care permit implementarea unor algoritmi de filtrare activă de complexitate crescută.

În domeniul de tensiune 600-1200V, tranzistoarele IGBT au fost pentru o perioadă lungă cea mai bună alegere în domeniul invertoarelor de putere deoarece combină ușurința comenzii de la tranzistoarele MOS cu structura colector-emitor a tranzistoarelor bipolare de putere, eliminând circuitul de comandă ineficient al tranzistoarelor bipolare și rezistența drenă-sursă mare (și puternic variabilă în funcție de diverși parametri) a tranzistoarelor MOS. Cercetări recente conduse de firma americană CREE Inc au permis dezvoltarea tehnologiei de realizare a tranzistoarelor pe bază de carbură de siliciu, iar rezultatele au fost spectaculoase: s-au obținut tranzistoare MOSFET cu carbură de siliciu, cu performanțe superioare tranzistoarelor IGBT [YUN 07]. Un articol recent prezintă realizarea unui modul demonstrativ „dual-switch” de 1200 V și 100 A, [CRE 10] ce poate funcționa până la 200°C – temperatura joncțiunii pentru tranzistoarele cu carbură de siliciu din modul.

## Capitolul IV – Analiza și modelarea numerică a unor sarcini neliniare monofazate, de mică putere, tipice

Pentru a putea compensa neliniaritățile curentului absorbit din rețea de către sarcinile poluante, este necesară o etapă de analiză și modelare a acestor consumatori în care se ține cont atât de structura internă a echipamentelor poluante cât și de rezultatele măsurărilor experimentale din sistem. Modelele teoretice sunt ajustate astfel încât diferența dintre experiment și simulare să fie minimă.

### IV.1. Sistem electronic „datalog” pentru achiziția semnalelor

Pentru analiza comportării consumatorilor din punct de vedere al energiei absorbite din sistem, a fost proiectat, realizat și utilizat un circuit electronic ce permite înregistrarea în format digital a două semnale analogice: tensiunea instantanee de la bornele consumatorului și curentul instantaneu absorbit.

Datele achiziționate se stochează pe o memorie de tip SDCard, în format text, compatibil cu mediul Matlab.

Structura de ansamblu a dispozitivului este prezentată în Fig.4.1a) iar blocurile pot fi identificate pe circuitului fizic, prezentat în Fig.4.1b):

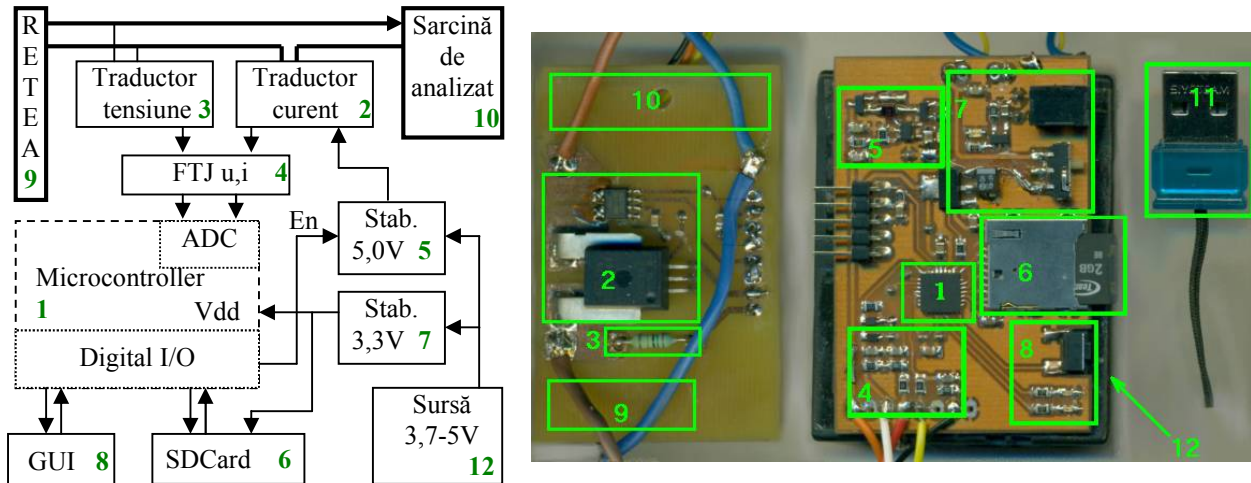


Fig.4.1 a) Schema bloc a dispozitivului „datalog”, b) corespondența blocurilor pe circuitul fizic

Rezoluția cu care este măsurat curentul de intrare este **26mA/LSB**, iar rezoluția cu care se achiziționează tensiunea de rețea este de **0.71V/LSB**. S-au implementat două frecvențe de eșantionare a intrărilor, una de 4 kHz pentru analiza regimului dinamic la pornirea diverselor aparate și una cu frecvență maximă (89kHz) pentru analiza conținutului de armonici.

**Verificarea funcționării corecte** s-a realizat cu ajutorul unei sarcini electrice cunoscute, respectiv un bec cu incandescență de 230V/75W. După importarea datelor în mediul Matlab, s-a calculat puterea activă utilizată de consumator:  $mean(curent00004.*tensiune00004)=74.9W$ .

### IV.2. Analiza și modelarea consumatorilor monofazați neliniari uzuali

#### IV.2.1. Surse de iluminat

Soluțiile curente de iluminat se bazează pe tuburi fluorescente, [ATK 09], (de cca. 2 ori mai eficiente ca lămpile cu incandescență) sau LED-uri cu lumină albă, [CRE 11], (de cca. două ori mai eficiente decât lămpile fluorescente).

#### Consumatori liniari (model de referință)

Pentru referință, primul element analizat este un bec de iluminat cu incandescență. Curentul este proporțional cu tensiunea instantanee de la borne, iar coeficientul de distorsiuni



#### IV. Analiza și modelarea numerică a unor sarcini monofazate, de mică putere, tipice

armonice al tensiunii se regăsește în coeficientul THD al curentului. Valoarea medie a puterii active este 74.9W, iar puterea maximă instantanee este de valoare dublă.

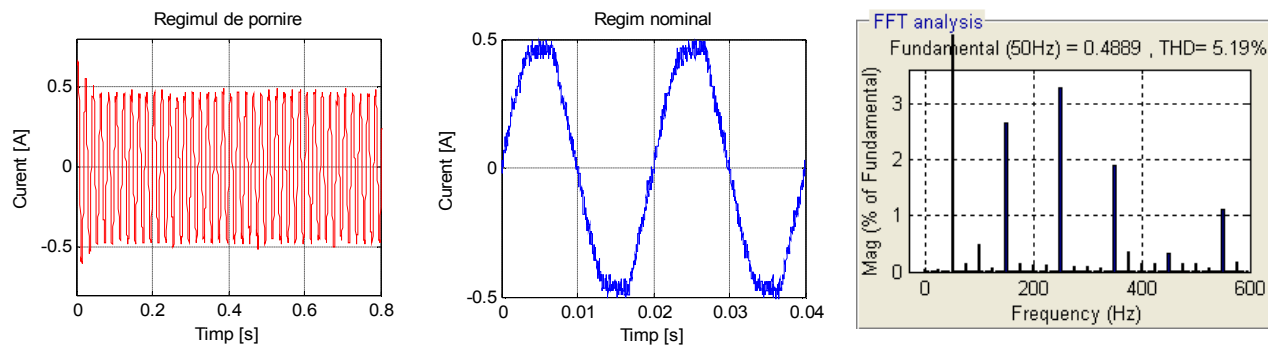


Fig.4.10 Semnale măsurate pentru un consumator linear de 75W

Utilizarea unei **lămpi cu bec cu incandescență și reglaj al intensității luminoase** permite reglarea puterii active a lămpii între 10 și 99% în funcție de unghiul de deschidere al unui triac:

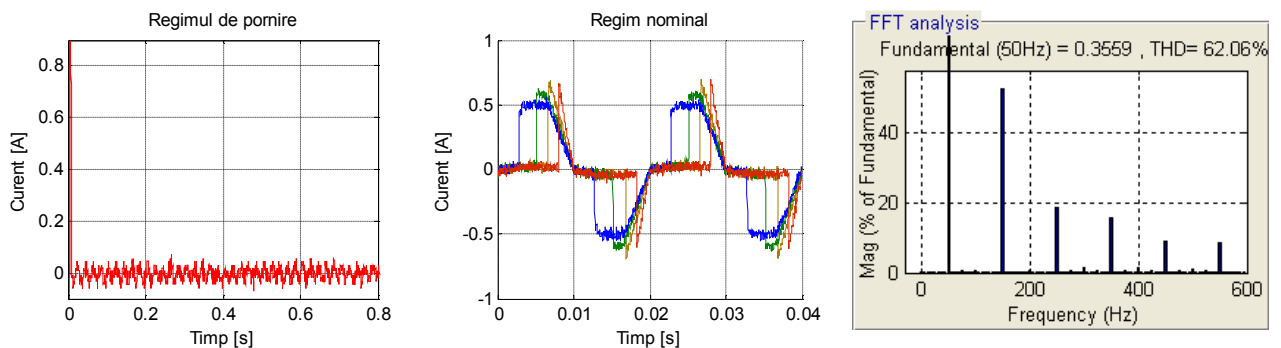


Fig.4.12. Semnale măsurate pentru o lampă cu reglajul intensității luminoase prin reglarea unghiului

În cazul **lămpilor fluorescente compacte (CFL)**, tubul fluorescent este alimentat cu tensiune de frecvență mare, iar limitarea curentului se face cu o inductanță de valoare mică. Circuitul electronic conține un redresor dublă-alternanță cu filtrare capacitivă și oscilatorul de înaltă frecvență. După amortizarea curentului prin tubul fluorescent, consumul energetic este constant iar întreg circuitul electronic se comportă ca un redresor dublă-alternanță cu sarcină RC. Formele de undă asociate unei lămpi de 26W sunt prezentate în Fig.4.13:

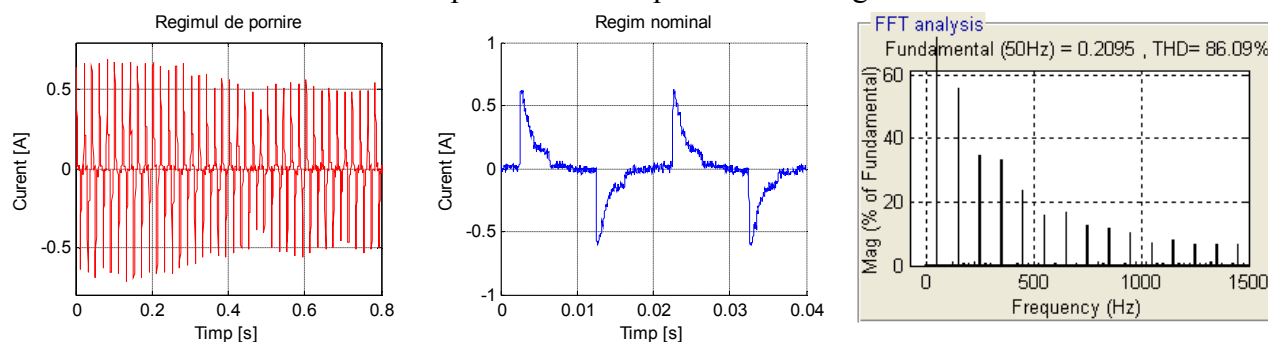


Fig.4.13 Semnale măsurate pentru o lampă fluorescentă compactă de 26W

**Lămpile fluorescente clasice**, cu tub fluorescent lung sunt încă utilizate datorită luminii uniforme. Structura clasică este compusă dintr-un inductor de valoare mare (0.4...1H în funcție de puterea nominală a lămpii) și un circuit „starter” care are rolul de a amorsa curentul prin lampa fluorescentă. După amorsarea curentului, circuitul se comportă în rețea ca o sarcină RL, unde componenta R este dată de rezistența gazului ionizat și rezistența ohmică a inductorului:

## IV. Analiza și modelarea numerică a unor sarcini monofazate, de mică putere, tipice

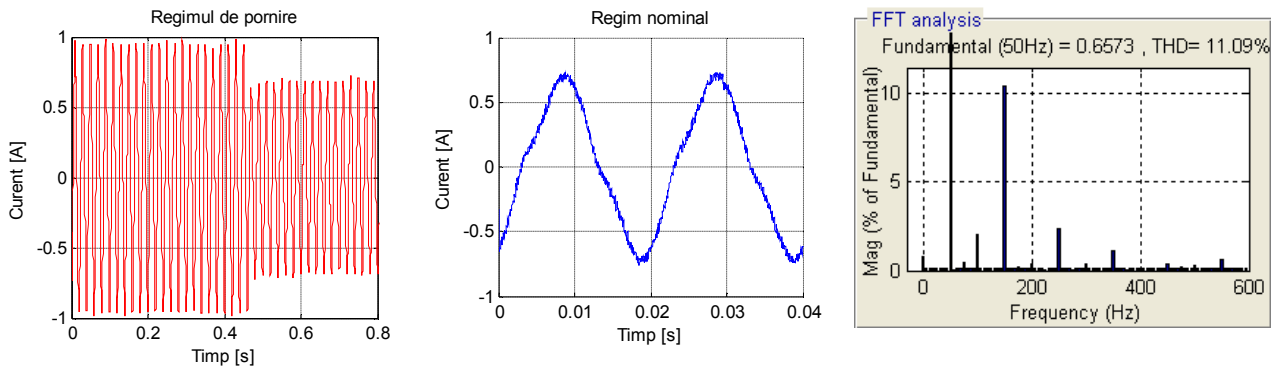


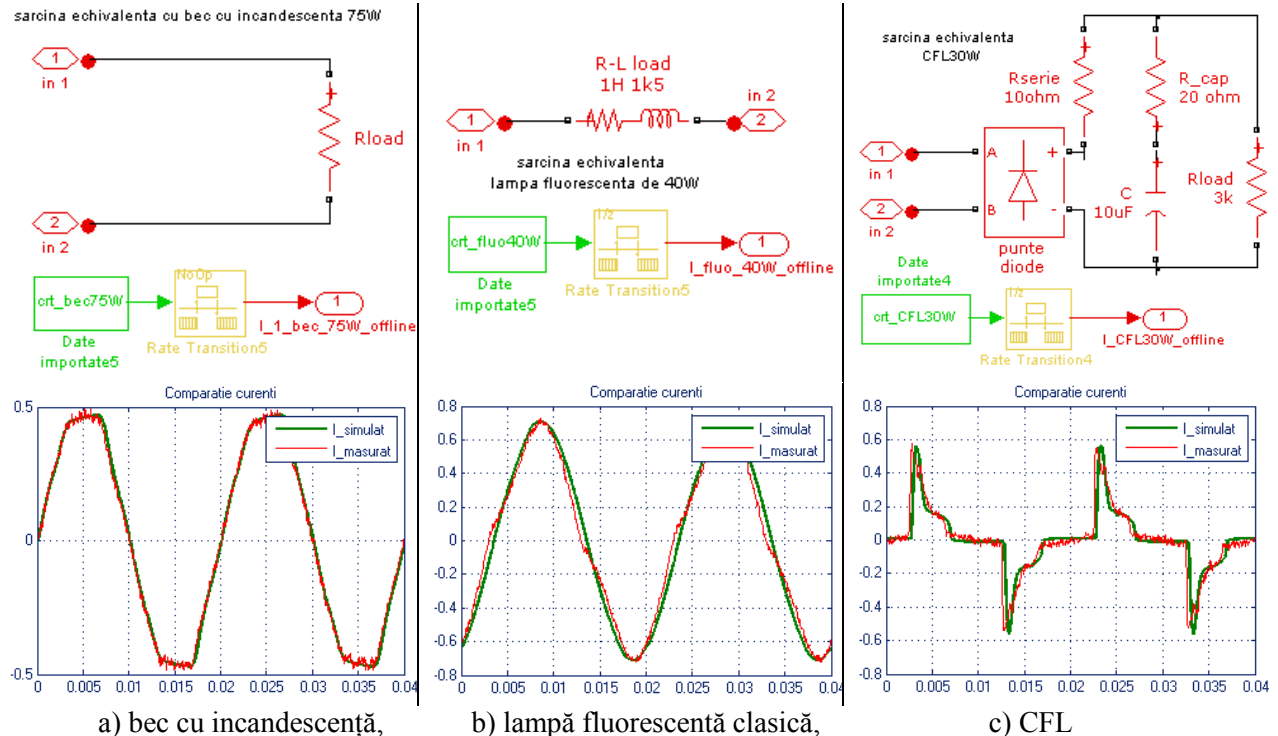
Fig.4.14 Semnale măsurate pentru o lampă fluorescentă clasică de 40W

Componenta activă a puterii în regim staționar este de 46W. Datorită factorului de putere subunitar, puterea instantanee maximă este de aproape patru ori mai mare decât puterea activă utilizată.

### Model de simulare

Pe baza informațiilor cunoscute despre structura internă și a măsurătorilor anterior realizate, s-au desenat circuite echivalente de simulare în mediul SimPowerSystems pentru un bec clasic, o lampă fluorescentă cu drosel inductiv și o lampă fluorescentă compactă.

Se poate observa că forma curentului, atât experimental cât și simulat nu respectă monotonia de variație prezentată în exemplul teoretic din Fig.2.11 ( $I_{S2}$ ), și aceasta deoarece modelul teoretic presupunea că tensiunea de intrare este perfect sinusoidală. Practic, aplatizarea vârfurilor sinusoidale duce la modificarea curbei curentului în suficientă măsură încât spectrul de armonici și valoarea maximă să se modifice semnificativ.



a) bec cu incandescență,

b) lampă fluorescentă clasică,

c) CFL

Fig.4.15 Comparție experimental-simulare pentru echipamentele generatoare de lumină

IV.2.2. Aparate schimbătoare de căldură, cu compresor electric

Analiza experimentală

a) aparat de aer condiționat de „9000btu”. În funcție de regimul de lucru, puterea activă consumată se găsește în domeniul 450-850W.

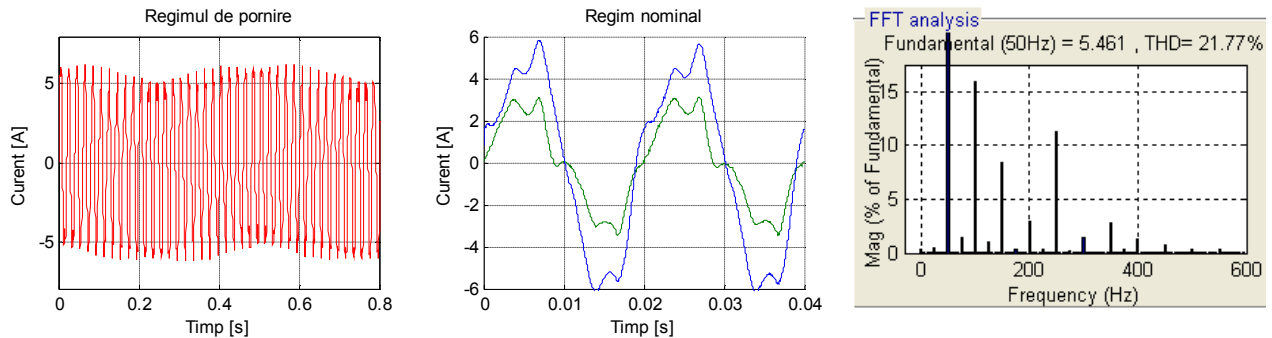


Fig.4.18 Semnale măsurate pentru un aparat de aer condiționat

b) Fig.4.19 caracterizează consumul energetic pentru două frigidere de dimensiune medie, reprezentare cu albastru, respectiv roșu. Regimul normal de funcționare diferă prin forma curentului, chiar dacă puterile active medii consumate sunt aproape egale (100...130W).

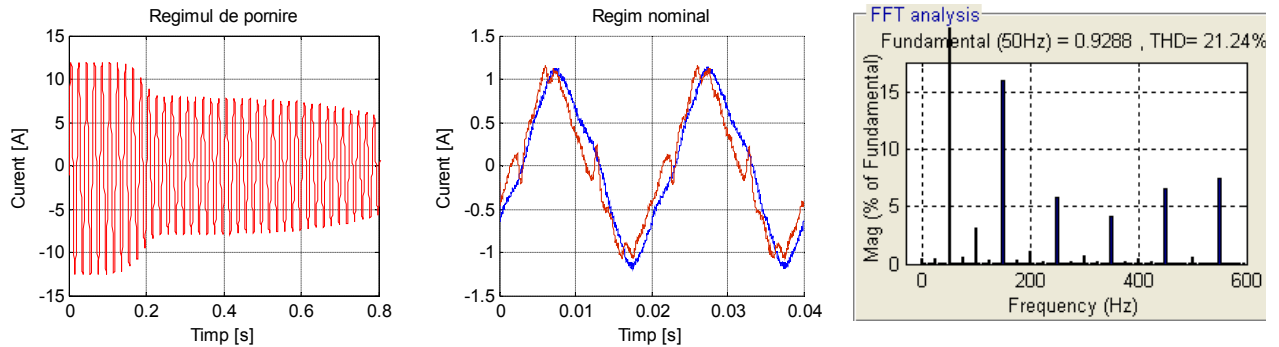


Fig.4.19 Semnale măsurate pentru două frigidere de uz casnic

Model de simulare

S-a ales un model bazat doar pe forma curentului achiziționat experimental. Astfel, s-a creat în Simulink un circuit care reproduce curentul electric achiziționat prin intermediul unei surse de curent controlate (toolbox SimPowerSystems):

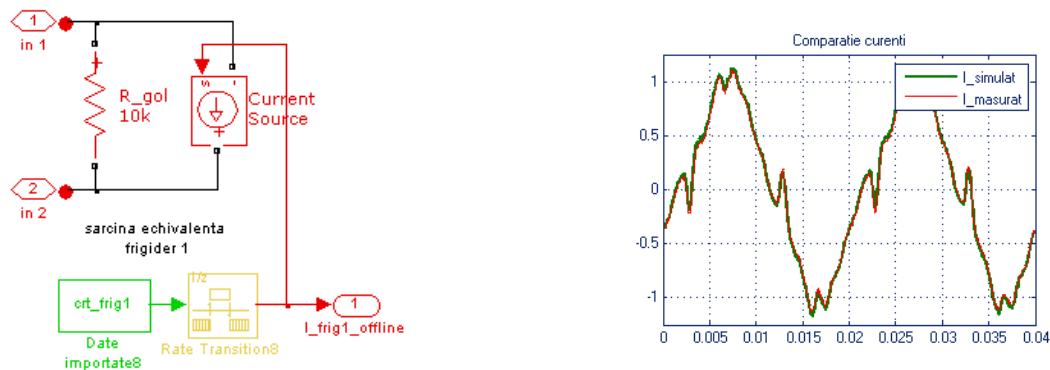


Fig.4.20 Comparație experimental-simulare pentru unul din frigiderele analizate

Avantajul constă în simplitatea implementării și exactitatea reproducerii curentului în modelul de simulare, iar dezavantajul este dat de lipsa legăturii cauză-efect dintre tensiunea de rețea utilizată în simulare și curentul absorbit de aparat. Dezavantajul este de importanță minoră deoarece variațiile tensiunii de rețea (valoare efectivă, valoare de vârf, distorsiuni), atât în realitate cât și în modelul de simulare sunt reduse.

## IV. Analiza și modelarea numerică a unor sarcini monofazate, de mică putere, tipice

### IV.2.3. Sisteme de afișare și prelucrare digitală a informației

Calculatoare personale, monitoare, imprimante, alimentatoare pentru telefon etc. sunt în prezent principala sursă de curenți armonici în rețeaua electrică.

#### Analiza experimentală

Au fost examinate echipamente uzuale: televizor, PC portabil, PC de tip desktop cu monitor LCD, un grup de 4 PC-uri desktop cu monitoare CRT și un PC cu PFC:

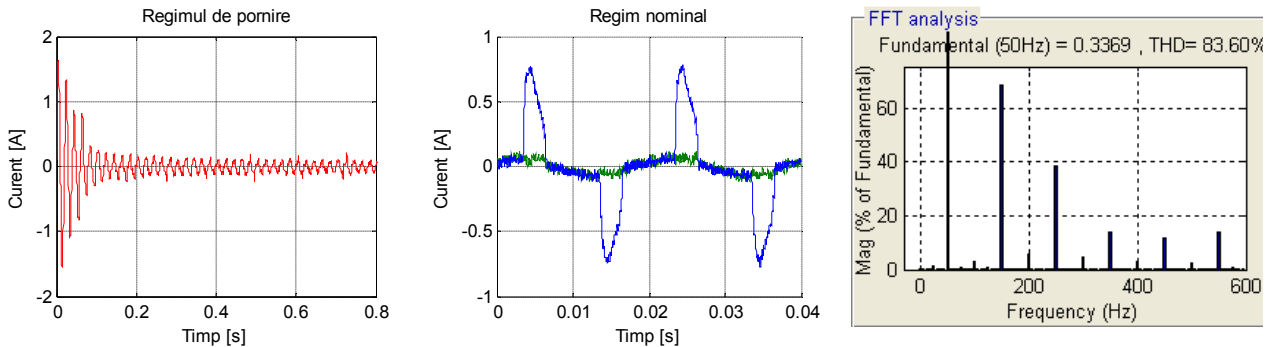


Fig.4.24 Semnale măsurate pentru un TV cu tub catodic

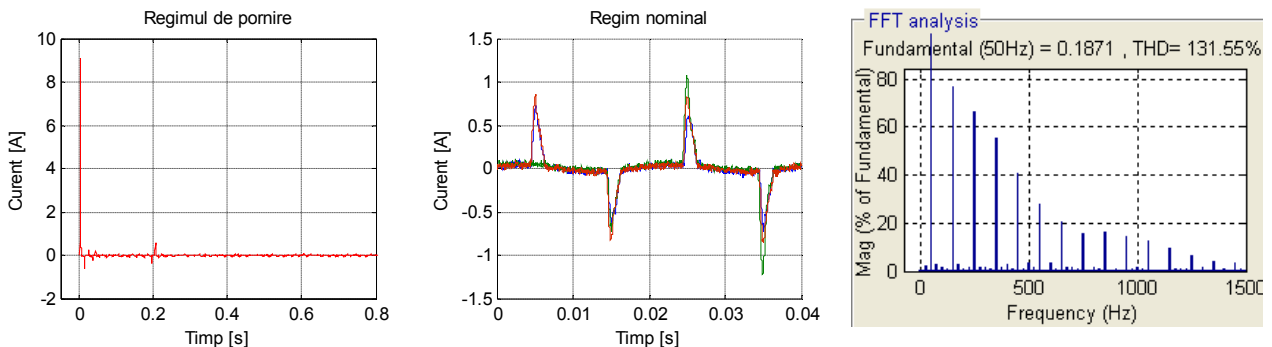


Fig.4.25 Semnale măsurate pentru un PC portabil

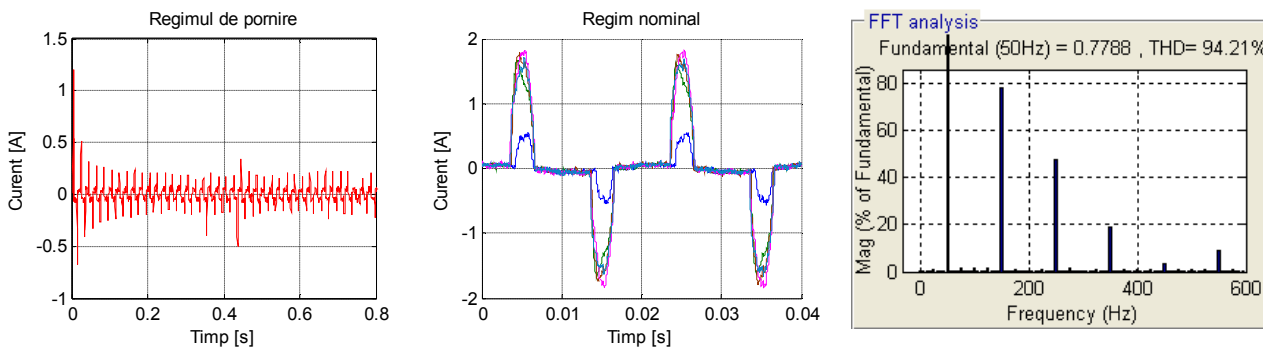


Fig.4.26 Semnale măsurate pentru un PC „desktop”

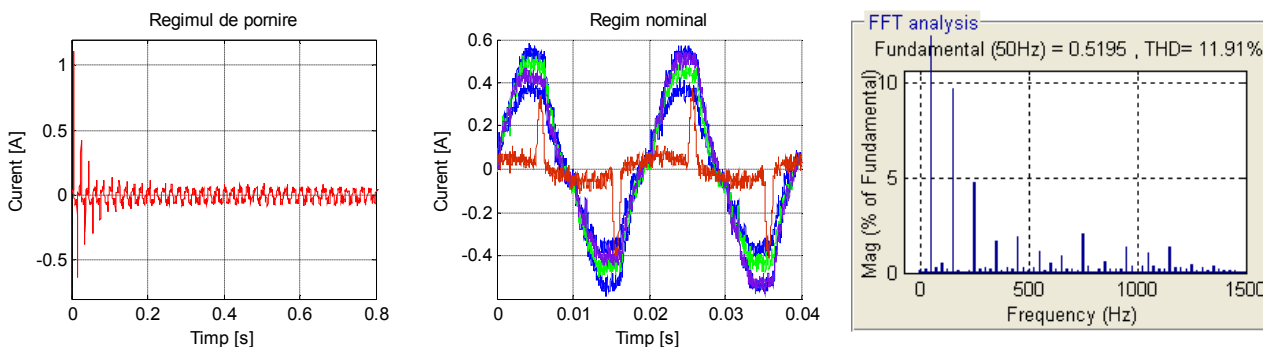


Fig.4.29 Semnale măsurate pentru un PC (doar unitatea centrală) cu circuit de corecție a factorului de putere

## IV. Analiza și modelarea numerică a unor sarcini monofazate, de mică putere, tipice

Deși sunt pe pragul descendent al utilizării, **televizoarele cu tub catodic** reprezintă încă o parte importantă a dispozitivelor de afișare a informației, iar structura electrică este identică cu structura unui **monitor PC cu tub catodic**. Deși puterea activă medie a echipamentului analizat este de 51W, valoarea maximă a puterii instantanee este de cca. 5 ori mai mare. Conținutul de armonici al curentului conține componente de amplitudine importanta până la cele de rangul 11.

**Calculatoarele personale portabile (PC laptop)** ajung să reprezinte o parte importantă a sistemelor de calcul actuale. Puterea activă utilizată de un astfel de aparat are valoare redusă (25-35W în cazul analizat). La fiecare conectare la rețea, în funcție de valoarea instantanee a tensiunii din momentul conectării, este posibil să apară un supracurent important (în cazul prezentat – vârf de 9A pe durata primei semiperioade a tensiunii). Spectru de armonici al curentului conține componente până la ordinul 25, conducând la un THD >100%.

**Calculatoarele de tip desktop** sunt utilizate pe scară largă în birouri, laboratoare etc. Deși structura hardware este asemănătoare cu cea a calculatoarelor portabile, în acest caz accentul se pune pe puterea de calcul a mașinii și pe calitatea ecranului folosit. Sursa de alimentare este tot de tip redresor – sarcină R-C, ceea ce duce la apariția armonicilor de rang impar (3,5,7) în spectrul curentului absorbit. Nu numai amplitudinea curentului de rețea se modifică în funcție de încărcare, ci și alura vârfului de curent. Coeficientul THD al curentului este apropiat de 100%. Puterea activă determinată pe baza măsurătorilor experimentale variază între 30 și 150W.

Pentru PC-ul desktop cu PFC, în funcționare normală curentul absorbit din rețea are aceeași formă și fază cu tensiunea de rețea, spectrul curentului conține puține armonici, de amplitudine mică, ceea ce duce la un THD redus (10-12%). În regimul „stand-by” sursa de alimentare își schimbă structura în cea de redresor cu sarcină R-C.

### Model de simulare

S-au realizat două modele de simulare care să reflecte comportarea redresorului cu sarcină R-C și cu R variabil, unul de putere mică – având ca model experimental PC-ul portabil, și unul de putere mare – ce are ca model ansamblul de 4 PC-uri de tip desktop.

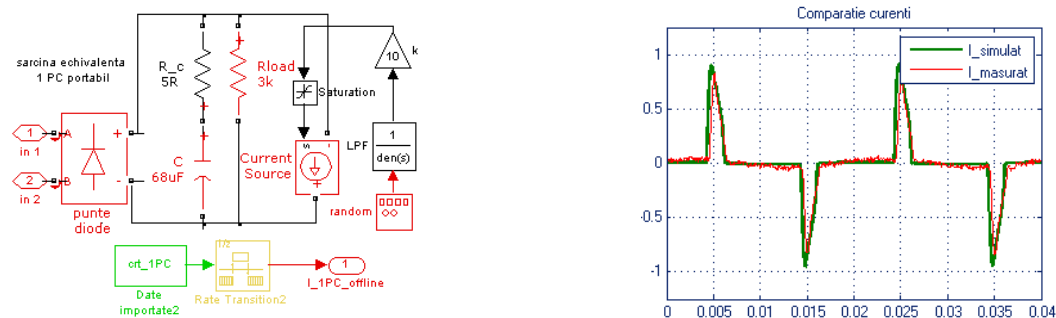


Fig.4.30 Comparatie experimental-simulare pentru un PC portabil

Practic, s-a observat că în sursele de alimentare pentru PC-uri se folosesc câte 2 condensatoare de 330uF conectate în serie, iar filtrul pasiv de interfață cu rețeaua conține două condensatoare de 220nF și două inductanțe conectate pe același miez de ferită, fiecare având inductanța de 1mH. În schemele electronice ale monitoarelor CRT se preferă condensatoare de valoare mai mare (470uF/400V sau chiar 680uF/400V). Ținând cont de aceste valori, s-au dimensionat componentele utilizate în modelul de simulare din Fig.4.31.

## IV. Analiza și modelarea numerică a unor sarcini monofazate, de mică putere, tipice

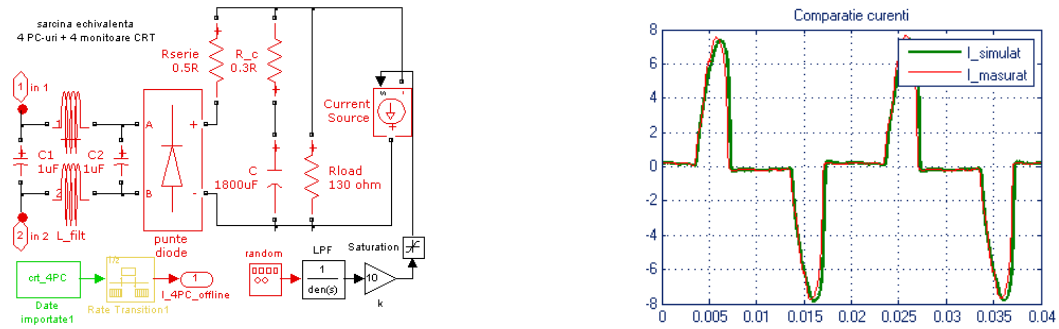


Fig.4.31 Comparatie experimental-simulare pentru un grup de 4 PC-uri de tip desktop

### IV.3. Concluzii

Sistemul electronic „datalog”, dezvoltat, realizat și utilizat a permis achiziția numerică a semnalelor de tensiune și curent de la bornele echipamentelor electrice analizate. Atât rezoluția conversiei analog numerice cât și frecvența de eșantionare au valori suficiente pentru reproducerea fidelă a semnalelor analogice de intrare. Fiecare set de rezultate, stocat pe memoria SDCard de către microcontroller poate fi transferat cu ușurință pe orice calculator personal, în scopul importării datelor în mediul Matlab.

În ceea ce privește analiza experimentală a semnalelor de tensiune și curent, s-a observat că în toate cazurile analizate tensiunea din rețea a fost afectată de regimul deformant al consumatorilor poluanți din rețea. Indicatorul THD al tensiunii de rețea, determinat offline pe baza curbelor de tensiune achiziționate experimental la diverse momente de timp și în diferite noduri ale rețelei, s-a situat ca valoare numerică între 3 și 7%.

Toate echipamentele electrice analizate au demonstrat structura neliniară a sursei de alimentare prin conținutul important de armonici impare al curentului generat în rețea. Tabelul 4.1 sintetizează valorile rezultate din prelucrarea semnalelor de curent asociate echipamentelor:

Tabelul 4.1 Parametri ai echipamentului

Aparat:	Lampă cu incand.	Lampă cu controlul unghiului de aprindere	Lampă CFL	Tub fluorescent clasic	Aparat de aer condiționat	Frigider	PC portabil	PC desktop
THD pentru curentul generat [%]	5	60	86	11	22	21	80-130	80-100
Armonici ale curentului [ordin]	Identic tensiune	3, 5, 7, 9, 11	3, 5, ... 25	3, 5	3, 5, 7, 9	3, 5, 7, 9, 11	3, 5, ... 25	3, 5, 7, 9, 11
Putere activă [W]	75	75	30	46	400-850	100	30	150
Obs.	-	-	-	generează p. reactivă	generează p. reactivă	generează p. reactivă	-	-

Toate modele de simulare aproximează foarte bine semnalul în curent măsurat experimental, cu condiția ca și tensiunea de rețea utilizată în simulare să fie identică cu cea măsurată experimental.

## Capitolul V – Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

### V.1. Metoda controlului indirect

Metoda controlului indirect, descrisă ca principiu de reglare în subcapitolul III.2.3, este prezentată ca structură în Fig.5.1:

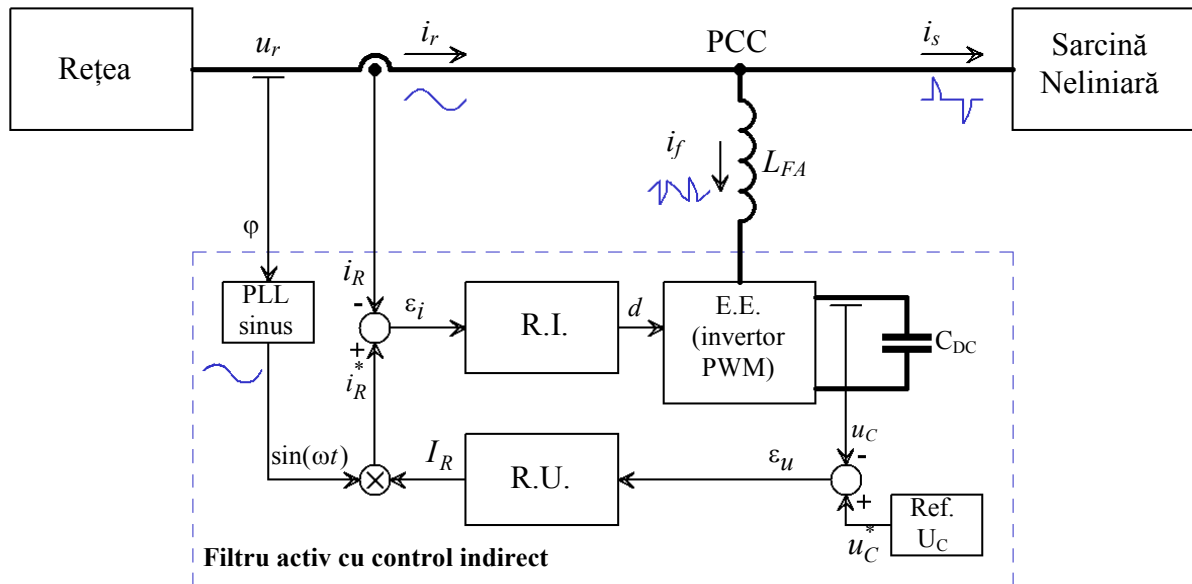


Fig.5.1. Structura de control a filtrului activ cu control indirect

Aceasta utilizează în mod inteligent componentele și buclele de reglare ale filtrului activ clasic, astfel:

- o buclă de curent forțează curentul absorbit de ansamblul filtru-sarcină poluantă la forma și amplitudinea ideală (curbă sinusoidală și în fază cu tensiunea din punctul comun de conectare, PCC),
- o buclă de tensiune menține cvasiconstantă energia stocată în condensatorul filtrului activ, energie astfel calculată încât să asigure realizarea celei mai mari amplitudini necesare a fi impusă pentru curentul absorbit de la rețea,
- inverterul de tensiune este folosit atât pentru a genera curentul solicitat de la filtru în scopul îndeplinirii condiției de mai sus, cât și drept redresor PWM „boost” pentru a menține încărcarea condensatorului la tensiunea de lucru (cca de două ori valoarea de vârf a tensiunii de rețea). Ambele funcții sunt controlate printr-o comandă unică de tip PWM.

Ecuția curenților pentru PCC are forma:

$$i_r(t) = i_s(t) + i_f(t), \quad (5.1)$$

$i_r$  - curentul absorbit de la rețea,  $i_s$  - curentul sarcinii neliniare,  $i_f$  - curentul vehiculat de filtru.

Prin conectarea filtrului în paralel cu sarcina neliniară, circuitul rezultat va absorbi din rețea curentul

$$i_r(t) = i_{f1}(t) + i_{s1}(t) + \tilde{i}(t), \quad (5.4)$$

unde  $\tilde{i}(t) = \tilde{i}_f(t) + \sum_{k=2}^{\infty} i_{sk}(t) + i_{sq}(t)$  este componenta poluantă totală.

## V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

Având în vedere că regulatorul de curent RI, Fig.5.1., are ca scop reglarea curentului total absorbit din rețea,  $i_r(t)$ , iar acest curent se dorește a fi sinusoidal și în fază cu tensiunea rețelei, se impune ca intrarea de referință a acestuia să fie de forma

$$i_r^*(t) = I_R \frac{u_r}{\sqrt{2}U} = I_R \cdot \sin \omega t, \quad (5.6)$$

$u_r(t) = \sqrt{2}U \cdot \sin \omega t$  este tensiunea rețelei în PCC;  $U$  - valoarea efectivă a tensiunii rețelei;  $I_R$  - ieșirea regulatorului de tensiune RU.

Adoptând pentru simplificare un regulator de curent de tip P cu amplificarea  $k$ , rezultă ecuația de comandă a filtrului activ de forma

$$d = k(i_r^* - i_r) = k(i_r^* - i_{f1} - i_{s1} - \tilde{i}_f - \sum_{k=2}^{\infty} i_{sk} - i_{sq}). \quad (5.7)$$

În ecuația de mai sus sunt trei componente de aceeași frecvență și fază  $i_r^*, i_{f1}, i_{s1}$ , în timp ce pentru restul componentelor nu se poate face o asemenea descriere deoarece componenta poluantă  $\tilde{i}_f$  este necunoscută. Dacă regulatorul de curent este corect proiectat, eroarea de regim staționar între impunerea  $i_r^*$  și curentul realizat  $i_r$  este nulă. În aceste condiții rezultă egalitățile

$$i_r^* = i_{f1} + i_{s1} \quad (5.8)$$

$$\tilde{i}_f = - \sum_{k=2}^{\infty} i_{sk} - i_{sq}. \quad (5.9)$$

Ecuția (5.8) indică faptul că impunerea  $i_r^*$  conduce la realizarea componentelor active ale filtrului și sarcinii neliniare.

Ecuția (5.9) furnizează informații privind curentul furnizat de filtrul activ, adică faptul că acoperă componentele armonică și reactivă ale sarcinii neliniare. Nici una dintre aceste componente nu este măsurată sau utilizată direct în structura de calcul din Fig.5.1.

Sunt necesare măsuri de protecție la supracurent pentru inverterul filtrului activ, ceea ce implică adăugarea unui traductor suplimentar pentru curentul prin inverter.

Rămân două probleme de rezolvat: prima constă în eroarea de realizare a curentului impus,

$$\varepsilon_i = i_r^* - i_r, \quad (5.10)$$

care în mod ideal ar trebui să fie nulă atât în regim dinamic cât și staționar.

A doua problemă este generată de obținerea impunerii de curent  $i_r^*$  cu precădere în situațiile în care sarcina neliniară este variabilă. Presupunem că se modifică în sens crescător curentul sarcinii neliniare  $i_{s1}$ , care atrage imediat creșterea erorii conform ecuației (5.10), cu tendința de micșorare a curentului vehiculat de filtru. Un prim efect constă în micșorarea tensiunii  $u_c$  de pe capacitatea  $C_{DC}$ . Eroarea la intrarea regulatorului de tensiune RU, dată de ecuația (5.11), crește, generând modificarea impunerii de curent  $i_r^*$  la valoarea corespunzătoare noii situații.

$$\varepsilon_u = u_c^* - u_c \quad (5.11)$$

Dezavantajul strategic al metodei constă în eroarea staționară nenulă necesară pentru determinare a amplitudinii curentului. Utilizarea unui regulator cu caracter integrator pe calea



## V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

directă a buclei de reglare a tensiunii elimină acest neajuns și permite funcționarea filtrului activ cu energie cvasi-constantă în condensatorul de tensiune continuă (rezervorul de energie).

Metoda controlului indirect nu implică utilizarea transformatei FFT în calculul referinței de curent, ci presupune înmulțirea unei mărimi lent variabile cu un semnal sinusoidal în fază cu tensiunea rețelei; performanțele filtrului vor fi direct dependente de calitatea semnalului sinusoidal utilizat. Deoarece tensiunea rețelei conține în majoritatea cazurilor perturbații sau distorsiuni, nu poate fi folosită ca referință de semnal sinusoidal, dar poate fi folosită ca semnal de sincronizare pentru un circuit PLL.

Pe de altă parte, structura și parametrii de acord pentru cele două regulatoare sunt esențiale pentru performanțele filtrării active, motiv pentru care calculul acestora este făcut, pe cât posibil, analitic.

### V.1.1 Dimensionarea componentelor hardware

Implică determinarea unei soluții optime care să permită funcționarea corectă a filtrului activ în scopul propus.

**DIM0:** se dorește proiectarea unui filtru activ care să poată compensa un grup de consumatori neliniari de tip punte redresoare cu sarcină RC, de putere activă totală 1 kW.

În urma măsurătorile experimentale, s-a observat că un grup de 4 unități PC împreună cu 4 monitoare CRT utilizează o putere activă maximă de cca. 500W sub forma unui curent de 6.5A, pe durata a cca. 3ms/semiperioadă, în condițiile în care și tensiunea de rețea este aplatizată la cca. 300V. Prin extrapolare rezultă că un grup de consumatori neliniari de tip PRC și putere activă 1kW vor prelua energia activă din rețea sub forma unor vârfuri de curent  $I_{v,1kW} \approx 13A$  și durata  $t_v \approx 3ms$ .

**DIM1:** curentul de colector pentru tranzistoarele din modulul IGBT,  $I_C > 25A$  astfel încât filtrul activ să poată funcționa corect și în prezența unei tensiuni de rețea nedistorsionate.

Din analiza modulelor IGBT actuale, disponibile pe scară largă, rezultă disponibilitatea unor module IGBT, cu: curent de colector,  $I_C = 25 A$  ( $80^\circ C$ ), tensiune colector-emitor  $U_{CE0} = 1200 V$ , timp de comutație (valoarea maximă dintre  $t_{on-off}$  și  $t_{off-on}$ )  $< 1 \mu s$ .

Frecvența de comutație care se poate utiliza pentru comanda acestor module depinde de timpilor de comutație precum și de puterea disipată în comutație. În acest caz se alege:

**DIM2:** frecvența semnalului PWM de comandă a inverterului,  $f_{PWM} = 20kHz$ , cu limitarea factorului de umplere la domeniul  $[10;90]\%$ .

O condiție fundamentală pentru funcționarea corectă a inverterului de tensiune este ca tensiunea de regim staționar la bornele condensatorului  $C_{DC}$  să fie mai mare decât valoarea instantanee maximă a tensiunii de rețea (cca. 340V). Există pe scară largă condensatoare electrolitice de tensiune nominală 400...450V și capacitate de până la 10000 $\mu F$ . O altă componentă care este afectată de valoarea tensiunii pe condensator este circuitul de comandă pentru inverter. Sunt disponibile la prețuri competitive circuite integrate monolitice care asigură comanda unui braț sau a 3 brațe de tranzistoare IGBT/MOSFET, cu un număr minim de componente externe. Cea mai mare diversitate a acestor circuite integrate funcționează pentru tensiuni  $< 600V$ . Se alege astfel tensiunea la bornele condensatorului  $C_{DC}$ , în regim staționar:

**DIM3:**  $U_{Cdc} = 500 V$

**Dimensionarea inductanței** filtrului activ,  $L_{FA}$  depinde de cea mai rapidă variație a  $i_{SN}(t)$  care se dorește a fi compensată, de frecvența de comutație și factorul de umplere minim/maxim permis și de tensiunea care se poate aplica la bornele  $L_{FA}$  pentru producerea curentului instantaneu necesar.

## V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

Din **DIM2** rezultă faptul că semnalul PWM de comandă a invertorului nu poate rămâne în starea de 0 sau 1 logic mai mult de 0.5 ms, astfel că gradientul curentului prin sarcina neliniară aleasă este calculat pentru  $\Delta t = 0.5 \text{ ms}$ . Valoarea cea mai defavorabilă este de  $\Delta i_{SN} / \Delta t = 20 \text{ A} / 500 \mu\text{s}$ .

Pentru a putea compensa această variație a  $i_{SN}(t)$ , inductanța filtrului activ,  $L_{FA}$ , trebuie să permită obținerea cel puțin a aceluiași gradient de curent, pornind de la tensiunea aplicabilă la bornele inductanței (exact tensiunea de la bornele  $C_{DC}$ ):

$$L_{FA} < \frac{u_{Lfa}}{\Delta i_{L\_FA} / \Delta t} \approx \frac{500 \text{ V}}{20 \text{ A} / 500 \mu\text{s}} = 12.5 \text{ mH} \quad (5.15)$$

Valoarea se încadrează în domeniul uzual [2..20mH] al inductanțelor utilizate pentru conectarea la rețea a filtrului activ derivație. O valoare mai mică a inductanței permite o buclă de reglare a curentului mai rapidă, care poate compensa și alte perturbații tranzitorii (de exemplu curentul de pornire al unor consumatori).

**DIM4:** Se alege ca valoare maximă  $L_{FA} \approx 12 \text{ mH}$

Pentru a minimiza efectul riplului curentului  $i_{LFA}$ , asupra consumatorilor, se pot adăuga filtre pasive de tip trece-jos (cu frecvența de tăiere 20kHz) între filtrul activ și punctul comun de conectare, respectiv între PCC și consumatori.

Ca impuneri practice suplimentare, inductorul folosit pentru  $L_{FA}$  trebuie:

- să aibă pierderi mici la frecvența de comutație (20 kHz),
- să nu se satureze pentru curenți de frecvență mică și amplitudine mare (50...500Hz, 25A).

Dimensionarea **condensatorului de stocare a energiei**,  $C_{DC}$  depinde de energia vehiculată de condensatorul filtrului activ, pe durata fiecărei semiperioade și de tensiunea de regim staționar de la bornele condensatorului.

Din valorile dimensionate deja, s-a hotărât faptul că filtrul activ va compensa o sarcină neliniară de putere activă 1kW. Un calcul exact al energiei vehiculate prin condensator nu se justifică, deoarece depinde de parametri variabili în timp. Se poate face însă aproximarea că  $C_{DC}$  transportă toată energia necesară sarcinii active. Rezultă astfel calculul simplificat pentru o semiperioadă:

$$W_{SN\_10ms} = 1 \text{ kW} \cdot 10 \text{ ms} = 10 \text{ J} = W_{Cdc\_in} = W_{Cdc\_out} \quad (5.16)$$

Dacă se admite ca această energie să producă o variație de tensiune la bornele condensatorului de 5% din valoarea de regim staționar ( $U_{Cdc\_med} = 500 \text{ V}$ ), rezultă:

$$\mathbf{DIM5:} C_{DC} = 2 \cdot \frac{W_{Cdc\_in}}{\Delta U_{Cdc}^2} = \frac{2 \cdot 10 \text{ J}}{(525^2 - 475^2) \text{ V} \cdot \text{V}} = 400 \mu\text{F} \quad (\text{se alege valoarea standard } 470 \mu\text{F})$$

### V.1.2. Dimensionarea buclelor de reglare pentru tensiune și curent

Alegerea structurii și acordarea reglatoarelor de tensiune și de curent se face ținând cont de rolul buclelor respective și de regimurile dinamice care pot să apară în funcționarea normală a filtrului. Aceste regimuri dinamice sunt impuse de:

- armonicile de curent introduse în sistemul reglat de către sarcina neliniară,
- modificarea puterii active a sarcinii neliniare,
- modificarea tensiunii la bornele condensatorului  $C_{DC}$  în situații tranzitorii (la pornire sau la variația în treaptă a puterii consumatorilor).

Pentru a determina modelul matematic al **buclei curentului** se va determina întâi modelul elementului de execuție (invertor de tensiune conectat prin inductanță serie la rețea) iar după

## V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

alegerea regulatorului de curent se va determina comportarea sistemului în buclă închisă de reglare.

Se notează semnalele de interes din circuit ca în Fig.5.4:

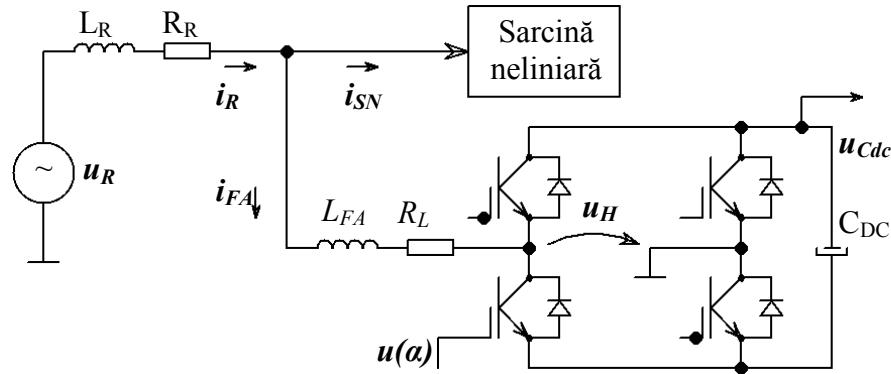


Fig.5.4. Semnale de interes pentru determinarea funcției de transfer a inverterului

Mărimea de intrare pentru elementul de execuție al filtrului activ (inverterul de tensiune) este factorul de umplere  $\alpha$  al semnalului PWM de comandă al punții,  $u(\alpha)$ . Mărimea de ieșire este curentul  $i_{FA}$  impus de elementul de execuție în circuit.

Se demonstrează relația intrare-ieșire a elementului de execuție:

$$H_{ic}(s) = \frac{1}{\frac{L_{FA}}{U_{Cdc}} \cdot s} \quad (5.24)$$

Comportarea este de element integrator, cu răspunsul dinamic controlat de raportul  $\frac{L_{FA}}{U_{Cdc}}$ . Acest fapt permite utilizarea unui **regulator de tip P plasat pe calea directă a buclei de reglare**:

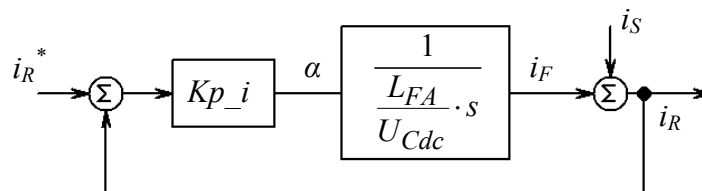


Fig.5.5. Bucla de reglare a curentului

Se obține funcția de transfer a sistemului în buclă închisă:

$$H_{io}(s) = \frac{H_{ic}(s)}{H_{ic}(s)+1} = \frac{1}{\frac{1}{Kp\_i} \cdot \frac{L_F}{U_{Cdc}} \cdot s + 1} = \frac{1}{T_i \cdot s + 1} \quad (5.25)$$

Constanta  $Kp\_i$  a regulatorului poate fi utilizată deci pentru a modifica dinamica elementului de execuție. Cum la dimensionarea inductanței filtrului activ s-a luat în calcul ca gradientul curentului prin filtru să fie același cu gradientul maxim al curentului spre sarcina poluantă, rezultă că nu este necesară nici creșterea și nici scăderea dinamicii buclei de reglare a curentului, deci  $Kp\_i=1$ .

**DIM6:** Deoarece bucla de reglare a curentului conține deja un element integrator (inductanța  $L_{FA}$ ), se propune utilizarea semnalului PWM de comandă pentru inverter, cu un regulator de tip P, cu  $Kp\_i=1$  pe calea directă.

Pentru alegerea și **dimensionarea regulatorului de tensiune**, este necesar să se determine funcția de transfer în buclă deschisă pentru calea de tensiune, respectiv relația dintre variația tensiunii pe condensator și variația amplitudinii curentului de rețea.

## V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

Se demonstrează că funcția de transfer în buclă deschisă pentru calea de tensiune este

$$H_{uc}(s) = \frac{\Delta X_{DC}}{\Delta I^*} = \frac{U_{R\_var f}}{C_{DC} \cdot s} = k_f \cdot \frac{1}{s} \quad (5.35)$$

Relația este liniară pentru calea curent de rețea –energie stocată în condensator (respectiv pătratul tensiunii pe condensator), dar neliniară dacă se consideră mărimile electrice măsurabile în circuit (curentul de rețea și tensiunea pe condensator). În principiu însă, menținerea în condensator a unei cantități constante de energie de la perioada la perioadă înseamnă și menținerea constantă a tensiunii medii la bornele condensatorului (deoarece capacitatea acestuia este invariantă).

Pentru asigurarea regimului de lucru dorit al buclei de tensiune se va utiliza un regulator de tip PI pe calea directă, cu avantajul că eroarea staționară a tensiunii se va anula după un timp prestabilit. Se impune ca:

- suprareglajul răspunsului indicial al buclei de tensiune să fie cât mai mic, deoarece semnifică acumularea temporară în condensatorul filtrului activ a unei cantități de energie mai mare decât cea impusă. Acest surplus va fi înapoiat rețelei pe durata timpului tranzitoriu al buclei de reglare, producând circulații nenesare de putere în circuit.
- timpul tranzitoriu al buclei de tensiune să fie suficient de mare pentru îndeplinirea primei cerințe, (de exemplu 5 perioade ale tensiunii de rețea).

Pentru acordarea regulatorului se folosește *metoda alocării poli-zero-uri*, prin care se propune ca prin adăugarea unui **regulator PI** pe calea directă și închiderea buclei de reglare, să se obțină funcția de transfer de ordin 2:

$$H_{uo}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{H_R(s) \cdot H_{uc}(s)}{1 + H_R(s) \cdot H_{uc}(s)}, \quad (5.36)$$

unde  $H_R(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$  reprezintă funcția de transfer a regulatorului dorit, iar

$\sigma = e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \cdot 100$  [%] este suprareglajul răspunsului indicial.

Uzual se alege  $\xi \geq \sqrt{2}/2 = 0.7$ , ceea ce conduce la un suprareglaj  $\sigma \leq 4.3\%$ , însă în această situație se dorește ca sistemul să răspundă fără suprareglaj, chiar dacă durata timpului tranzitoriu este mai mare. Se alege astfel valoarea maximă a parametrului,  $\xi = 1$ , și durata

regimului tranzitoriu pentru răspunsul indicial,  $t_t \cong \frac{4}{\xi\omega_n} \stackrel{ales}{=} 0.1s$  (5 perioade ale tensiunii rețelei), de unde rezultă  $\omega_n \cong 40$  [rad / s]

După identificarea parametrilor rezultă **parametrii regulatorului PI din bucla de reglare a tensiunii:**

$$k_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n}{k_f} = 0.12;$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2}{k_f} = 2.3$$

## V.2. Simulare numerică

### V.2.1. Model Simulink al structurii simulate

Structura bloc a modelului propus este prezentată în Fig.5.5:

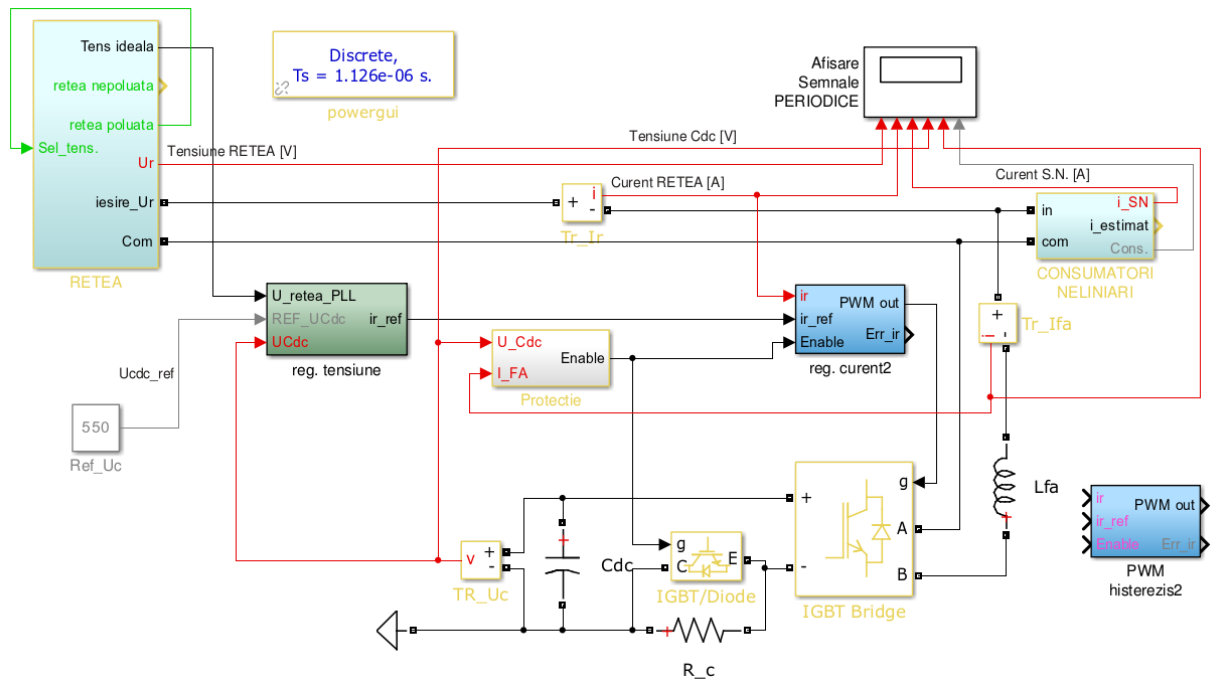


Fig.5.5. Structura modelului de simulare pentru filtrul activ monofazat cu control indirect

Schema filtrului activ este realizată cu un învertor de tensiune comandat în punte, iar structura de comandă este implementată într-un microcontroller de tip DSP (*Digital Signal Processing*). Acesta va achiziționa semnalele analogice de la traductoare la momente potrivite de timp, iar între momentul achiziției informațiilor și momentul actualizării comenzii va exista o întârziere intrinsecă dată de viteza de calcul a ecuațiilor. Pentru a modela această comportare discretă, blocurile de reglare „reg.tensiune” și „reg.curent” sunt realizate în două exemplare, unul continuu și unul discontinuu, și vor fi prezentate în cele ce urmează.

Blocul consumatorilor permite realizarea oricărei combinații a sarcinilor încât filtrul activ poate fi testat în detaliu. Pentru fiecare consumator modelat există în spațiul de lucru Matlab un vector asociat curentului electric pe care consumatorul îl generează în rețeaua electrică reală. Acest semnal este utilizat pentru a genera curentul estimat al ansamblului sarcinilor, în scopul comparării cu semnalul rezultat din simularea numerică a structurii electrice, dar și pentru compararea curbelor de curent în cazul în care curba de tensiune a rețelei simulate diferă ca formă de tensiunea reală.

### V.2.2. Funcționarea buclelor de tensiune și curent

Sunt vizate performanțele celor două bucle în ceea ce privește rejectia perturbațiilor (provenite de la sarcina neliniară sau de la rețea), zgomotul de comutație introdus în mărimea reglată cât și evoluția dinamică a filtrului. Astfel:

**Bucula de reglare a curentului** a fost testată independent de funcționarea buclei de tensiune, prin deschiderea buclei de tensiune și plasarea unor „perturbații” în locul blocurilor „RETEA”, „Sarcină neliniară” și „condensator DC”. Fig.5.14 prezintă structura simulată:

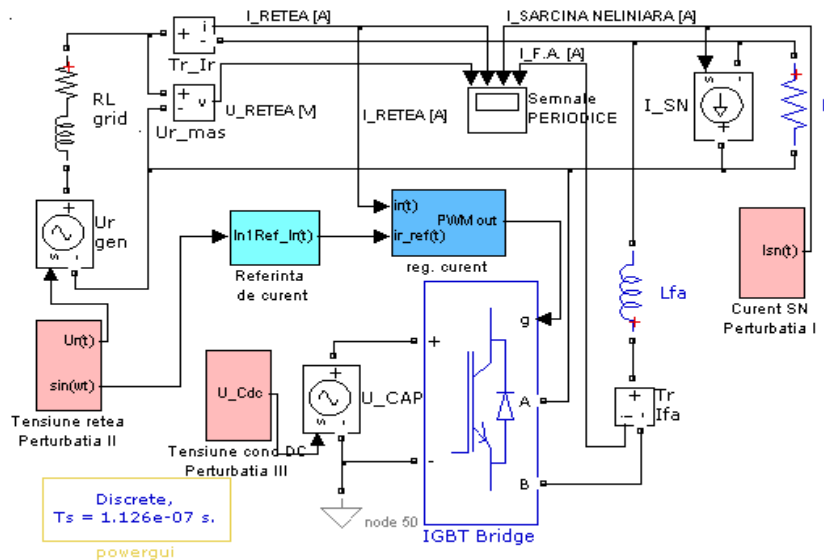


Fig.5.14 Model de simulare în buclă deschisă pentru regulatorul de curent

**Rejecția simultană a tuturor perturbațiilor care afectează bucla de curent, Fig.5.20.**

În funcționarea normală, toate cele trei perturbații acționează asupra buclei de reglare. S-a considerat o sarcină neliniară alcătuită dintr-un consumator de tip PRC și un consumator reactiv-inductiv. Tensiunea  $U_{Cdc}$  variază în jurul valorii de 490V, iar tensiunea de rețea este cea deformată.

Se observă atât compensarea armonicilor de curent cât și a componentei reactive.

Se observă că bucla de curent impune curent de rețea sinusoidal, compensând armonicile curentului de sarcină, neliniaritățile din tensiunea de rețea și variațiile tensiunii pe  $C_{DC}$ , aducând coeficientul de distorsiuni armonice al curentului absorbit din rețea până la o valoare practic nesemnificativă, Fig.5.21b).

Spectrul de armonici al curentului de sarcină, prezentat în Fig.5.21a), conține componente spectrale până la ordinul 21, conducând la creșterea indicatorului THD până la 43%.

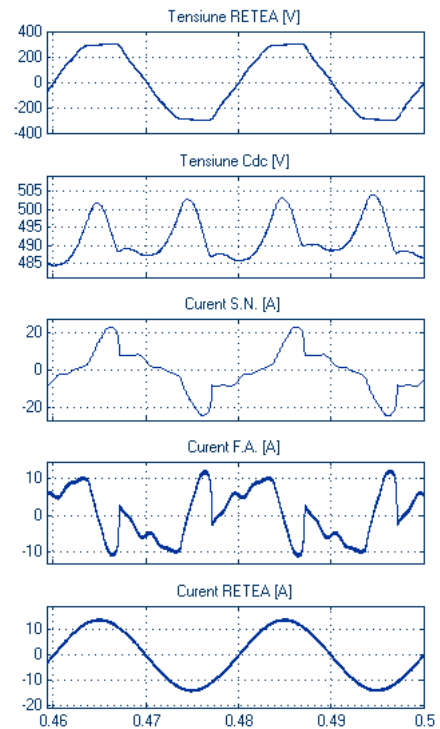


Fig.5.20. Simularea buclei de curent în prezența tuturor perturbațiilor

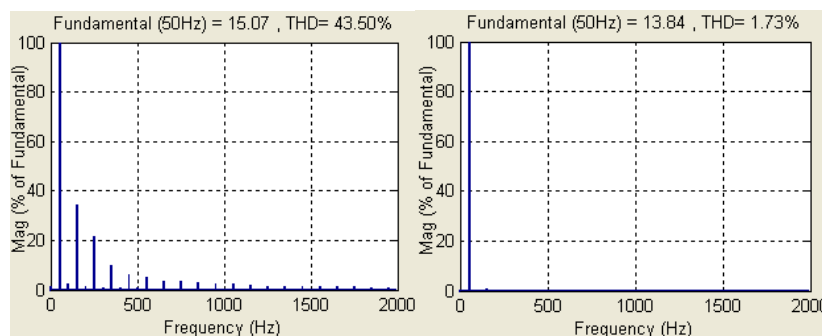


Fig.5.21. a) spectrul curentului  $I_{SN}$ , b) spectrul curentului  $I_{RETEA}$

### Buclo de reglare a tensiunii

Pentru a analiza comportarea buclei de reglare a tensiunii, s-au închis ambele bucle de reglare (tensiune și curent), s-a deconectat sarcina, și s-a considerat o situație în care regulatorul de tensiune primește un semnal de tip treaptă la intrare. Această situație corespunde momentului de conectare a filtrului la rețea, când tensiunea pe condensator trebuie să crească de la 300V până la valoarea de referință de 500V (de la 0 la cca. 300V condensatorul se încarcă prin intermediul diodelor antiparalel din modulul IGBT)

Fig.5.22 arată funcționarea buclei fără suprareglaj semnificativ și cu timp tranzitoriu mai mic de 0.1s – valori foarte apropiate de cele utilizate pentru dimensionarea regulatorului din buclă.

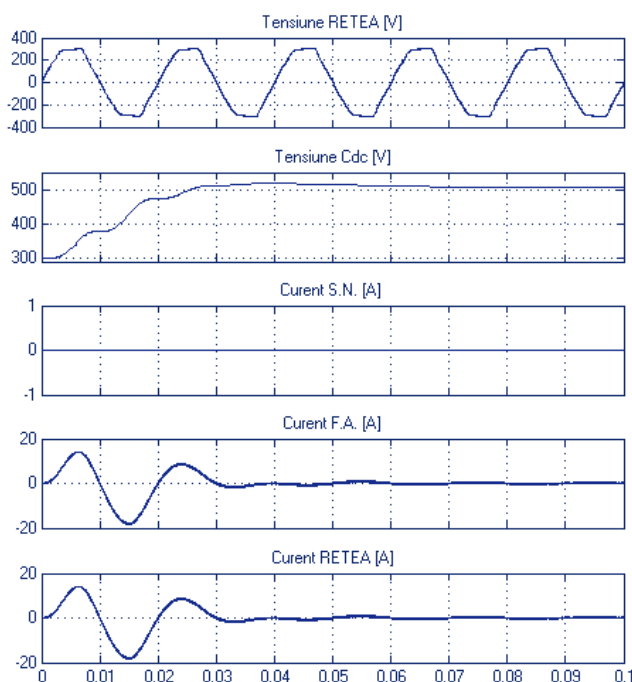


Fig.5.22. Răspunsul în timp la variația în treaptă a referinței de tensiune

### V.2.3. Funcționarea filtrului activ. Performante teoretice

Utilizând modelul complet s-a simulat funcționarea filtrului activ pentru a verifica: regimul de pornire, funcționarea cu tensiune de rețea ideală respectiv reală, și măsura în care este compensat regimul deformant generat de sarcinile neliniare.

**Regimul de pornire al filtrului activ** consideră o situație reală, în care filtrul activ este conectat la rețea în același timp cu un grup de 4 calculatoare PC (consumatorul nr.5). Formele de undă asociate tensiunilor și curenților din circuit sunt reprezentate în Fig.5.23. Ultimul set de forme de undă din Fig.5.23 arată starea fiecărui consumator, reprezentată ca nivel logic: 0 – deconectat, 1 – conectat. Numărul de ordine al consumatorilor, de la 1 la 10 corespunde notație din blocul consumatorilor, reprezentat în Fig.5.13:

- (1) lampă cu incandescență, putere activă 75W,
- (2) lampă cu incandescență, putere activă 350W,
- (3) lampă fluorescentă clasică, putere activă 40W,
- (4) lampă fluorescentă compactă, putere activă 8W,
- (5) și (6) grupuri de patru PC inclusiv monitoarele, putere activă 500W/grup,
- (7) frigider, putere activă 100W,
- (8) generator simulat de armonici ale curent,
- (9) sarcină RL, 100mH, 15Ω,
- (10) sarcină RC, 100μF, 50Ω.

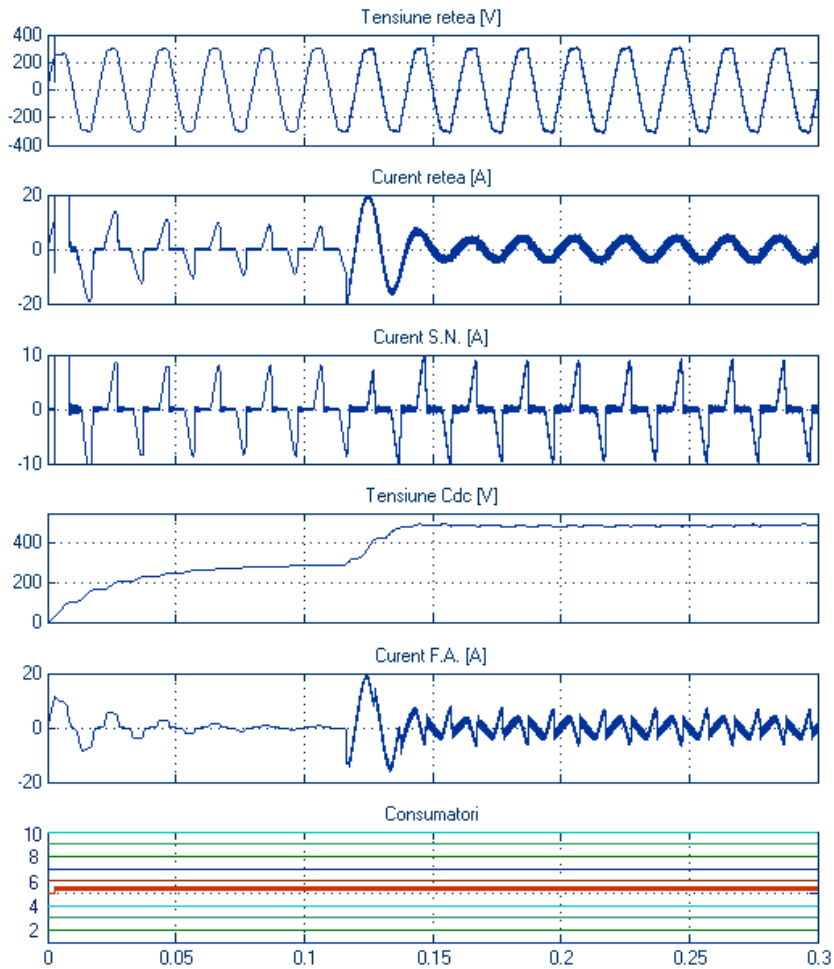


Fig.5.23. Regimul dinamic de pornire a filtrului activ proiectat

O analiză succintă a regimurilor de lucru din Fig.5.23 arată că inverterul filtrului intră în funcționare numai după ce condensatorul  $C_{DC}$  s-a încărcat până la tensiunea de  $290V$  (prin diodele antiparalele ale tranzistoarelor IGBT din inverter și rezistența serie de limitare  $R_c$ , Fig.5.5). Odată cu activarea inverterului, curentul de rețea devine sinusoidal, filtrul activ realizând în același timp atât acumularea energiei în condensatorul propriu cât și compensarea regimului deformant generat de consumator. Atingerea regimului staționar pentru tensiunea de la bornele condensatorului se face fără suprareglaj important, și în decurs de cca. 3 perioade al tensiunii.

Mai multe scenarii de simulare sunt prezentate în teză, pentru a caracteriza funcționarea estimată a filtrului pentru

- compensarea consumatorilor rezistivi alimentați cu tensiune nesinusoidală,
- consumatori generatori de putere reactivă,
- consumatori de tip redresor cu sarcină RC, alimentați fie cu tensiune sinusoidală, fie cu tensiune deformată, identică celei din rețea

Un alt scenariu de simulare consideră **toate tipurile de sarcini modelate**, Fig.5.28. Regimul deformant impus de sarcini este unul important: impulsuri de curent de valoare  $25A$ , aspect asimetric al curbei de curent, spectru variat al armonicilor de curent, circulație de putere reactivă. Chiar și în această situație filtrul activ impune curent de rețea sinusoidal, compensând majoritatea perturbațiilor produse de sarcini (fac excepție regimurile tranzitorii în care circuitul de protecție dezactivează funcționarea filtrului activ).



## V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

Bucula de reglare a curentului obține semnalul de referință prin înmulțirea amplitudinii curentului (ieșirea regulatorului de tensiune) cu un semnal de referință de amplitudine unitară și formă sinusoidală. La momentul de simulare  $t=0.3s$  s-a comutat acest semnal de la forma perfect sinusoidală la un semnal identic curbei de tensiune din rețea. Filtrul activ a devenit emulator de sarcină rezistivă prin impunerea curentului de rețea de aceeași formă și fază cu tensiunea din rețea. Cu excepția curbei curentului de rețea, nici o altă mărime din sistem nu a fost afectată de această tranziție.

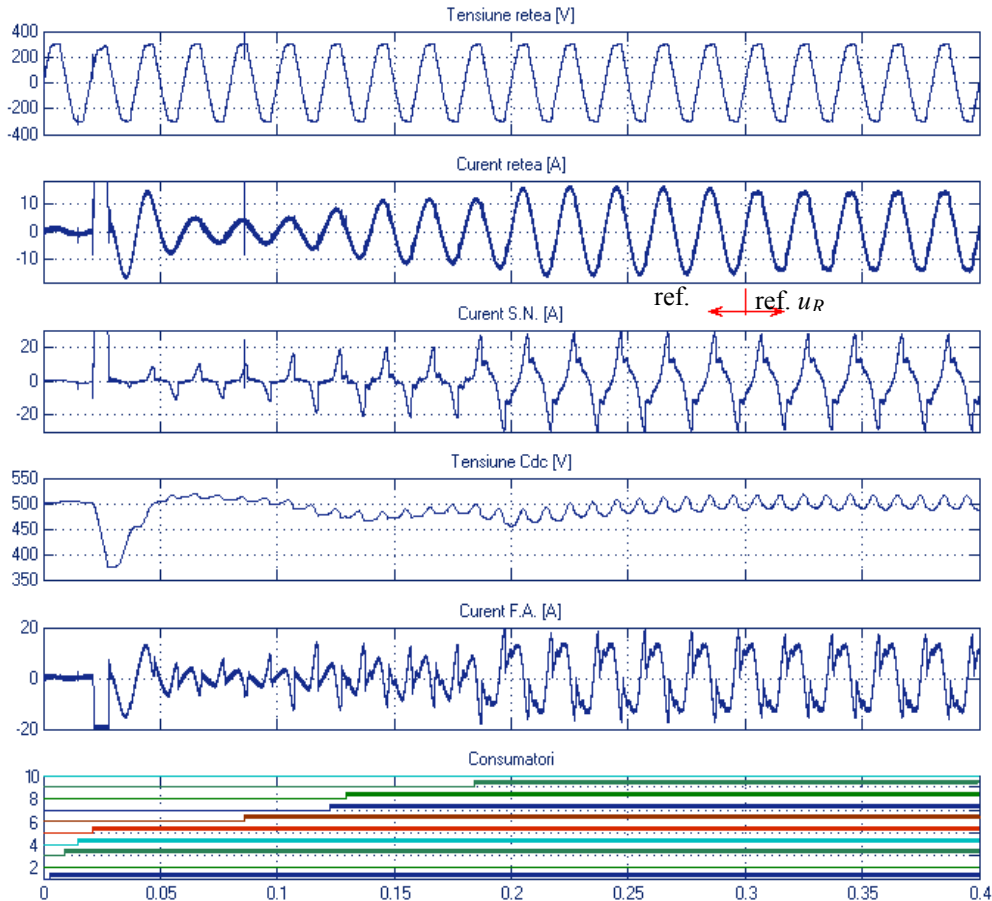


Fig.5.28. Funcționarea filtrului activ cu toate tipurile de sarcini modelate

Variația tensiunii pe condensator este direct dependentă de nivelul de putere al sarcinii (liniare sau neliniare) conectate sau deconectate din circuit. Există posibilitatea ca în anumite situații particulare, tensiunea de pe condensator să ajungă la limita inferioară sau cea superioară. Se impune în aceste cazuri sistarea funcționării filtrului activ până când sarcina poluantă depășește regimul tranzitoriu.

O ultimă situație simulată constă în **utilizarea unei surse auxiliare de energie** pentru a injecta energie electrică în condensatorul  $C_{DC}$ . Este esențial *ca structura sursei auxiliare să fie de tip generator de curent* și nu de tensiune, pentru a nu suprapune două bucle de reglare a tensiunii pe condensatorul  $C_{DC}$  Fig.5.29 prezintă modul în care a fost conectată sursa auxiliară în modelul filtrului activ, iar Fig.5.30 prezintă rezultatul simulării.

## V. Modelarea și simularea numerică a filtrului activ monofazat, cu control indirect

În primele  $0.1s$  filtrul activ ajunge la punctul static de funcționare aferent sarcinii neliniare conectate. Injectarea unui curent constant în nodul în care este conectat  $C_{DC}$  face ca energia auxiliară să fie transferată de către invertor în PCC și apoi preluată de către sarcina neliniară.

Pentru cazul simulat energia auxiliară este suficientă pentru alimentarea consumatorului neliniar în proporție de 100%, astfel că după activarea sursei auxiliare curentul preluat din rețea se anulează, însă necesarul de curent al sarcinii este asigurat în totalitate de către filtrul activ.

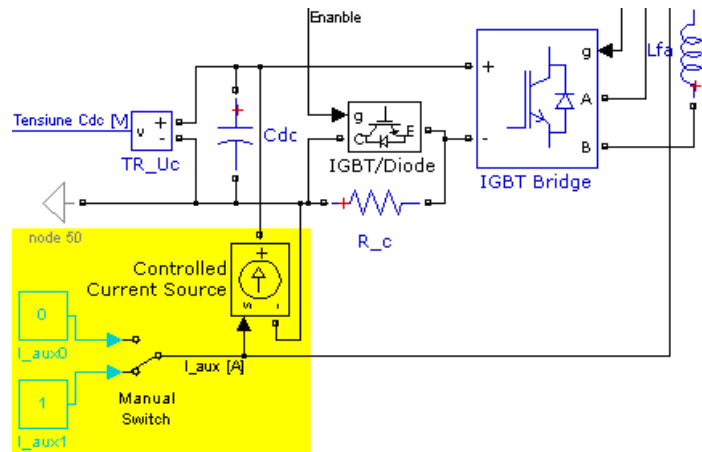


Fig.5.29. Conectarea unei surse auxiliare de energie la structura filtrului activ

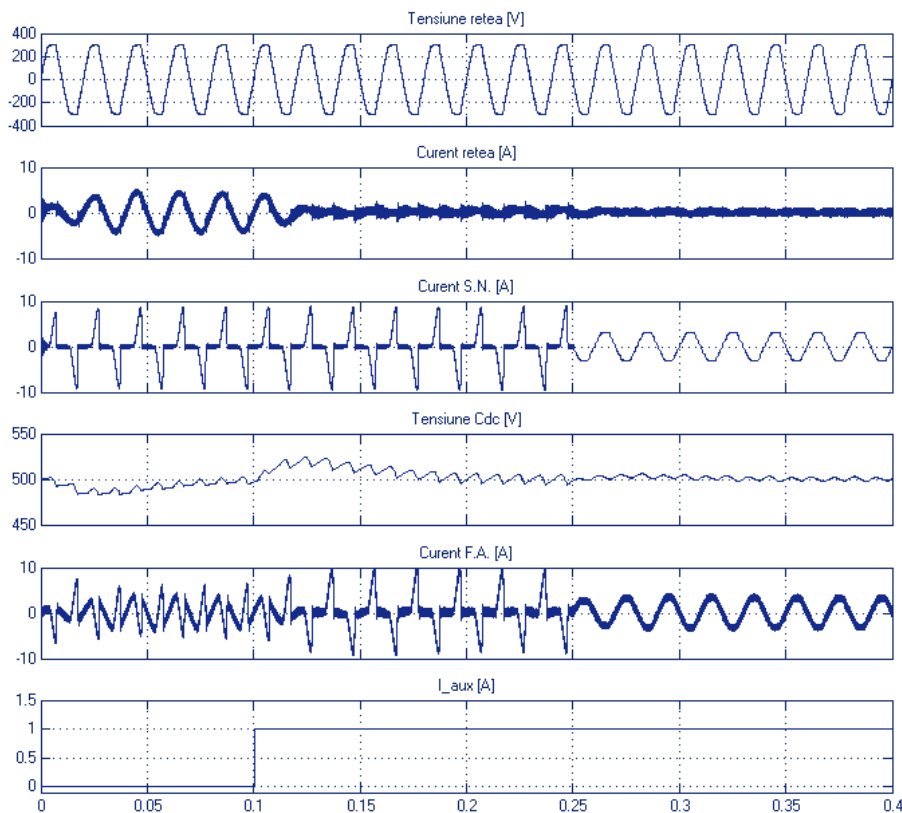


Fig.5.30. Simulare numerică pentru cazul în care filtrul activ primește energie dintr-o sursă auxiliară.

La momentul de simulare  $t=0.25s$ , sarcina neliniară este deconectată și înlocuită cu o sarcină liniară de aceeași putere activă. Se observă că filtrul activ continuă să asigure curentul electric necesar sarcinii, de data aceasta de forma unui curent aproape sinusoidal. Energia transferată cu rețeaua este neglijabilă, fapt dovedit prin amplitudinea neglijabilă a curentului de rețea. Se dovedește astfel că energia provenită de la sursa auxiliară poate fi utilizată pentru alimentarea consumatorilor liniari sau neliniari compensați de filtrul activ cu control indirect.

### V.3. Concluzii

S-au prezentat atât raționamentul care stă la baza strategiei de control indirect cât și analiza matematică a sistemului de reglare.

S-a propus o metodologie de dimensionare a componentelor filtrului activ care combină modelul filtrului, prezentat în acest capitol cu analiza experimentală a consumatorilor, prezentată în Capitolul IV. Soluția obținută a fost implementată într-un model complet de simulare ce include atât structurile echipamentelor electrice neliniare cât și semnalele reale de tensiune.

S-a studiat separat funcționarea fiecărei bucle de reglare, pentru a determina influența diverselor perturbații asupra mărimilor reglate și s-a constatat că răspunsul în timp al fiecărei bucle de reglare satisface pe deplin cerințele necesare filtrului activ.

Diverse scenarii de simulare au vizat comportarea filtrului activ în ansamblu, ca element de reducere a regimului deformant introdus de sarcinile electrice neliniare. Rezultatele simulărilor arată atât compensarea armonicilor de curent cât și a componentei reactive din consumul sarcinilor neliniare.

Regimul dinamic produs de modificarea nivelului de putere al sarcinii este de scurtă durată ( $<0.1s$ ), iar tranziția de la un punct de funcționare la altul se face fără suprareglaj sau oscilații ale amplitudinii curentului de rețea.

În urma simulării diverselor scenarii de funcționare s-au obținut indicii de real folos pentru implementarea practică a filtrului activ:

- este necesar un circuit de protecție la supracurent prin inverter (implică utilizarea unui traductor de curent suplimentar), deoarece atât sarcinile reactive cât și regimul dinamic produs de conectarea consumatorilor pot conduce la depășirea curentului maxim admis de inverterul filtrului activ,
- este necesar un filtru pasiv de tip trece-jos, conectat între filtrul activ și punctul comun de conectare cu rețeaua pentru a reduce influența zgomotului de comutație asupra tensiunii și curentului din rețea (evident și asupra consumatorilor conectați în PCC).

Cel mai important indicator al funcționării corecte a filtrului activ este coeficientul de distorsiuni armonice pentru curentul de rețea. În toate regimurile de funcționare simulate acesta a fost cuprins între 5 și 6%, în situația în care curentul generat de consumatori a prezentat THD de până la 100%.

Rangul celei mai înalte armonici de curent care poate fi compensată de filtrul activ este dat de gradientul curentului prin inductorul de interfață al filtrului (care la rândul său depinde de inductanță și de tensiunea  $U_{Cdc}$ ), și nu este limitat în nici un fel de strategia de control indirect. Implementarea numerică a circuitului de reglare poate impune totuși limitări suplimentare, cauzate de viteza de calcul a buclelor de reglare asociate filtrului activ.

Strategia de control indirect poate impune curent de rețea sinusoidal, sau poate emula o sarcină rezistivă prin simpla înlocuire a semnalului de referință pentru curba impusă a curentului.

Utilizarea unei surse auxiliare de energie pentru alimentarea consumatorilor compensați de filtrul activ este posibilă dacă energia auxiliară este introdusă sub forma unui curent (controlat/reglat) în nodul în care este conectat  $C_{DC}$ . Strategia controlului indirect este cea care permite implementarea acestei funcții, fără a fi necesară modificarea în nici un fel a buclelor de reglare asociate funcției de filtru activ.

## Capitolul VI – Descrierea platformei experimentale

### VI.1. Structura platformei experimentale

Standul experimental a fost realizat pentru a certifica funcționarea filtrului activ în condiții reale de lucru. În aceasta situație există riscul unor comportări neanticipate în care unele componente pot funcționa defectuos sau deloc. Este esențială deci utilizarea echipamentelor de analiză a circuitelor electronice (osciloscop, generator de semnal etc.) pentru depănarea și ajustarea diversilor parametri.

S-a decis ca structura filtrului activ să fie concepută pentru a funcționa cu tensiune de rețea de 115V, iar între rețeaua reală (230Vca) și ansamblul filtru activ – consumatori poluanți sa se intercaleze un transformator de izolare galvanică, coborâtor de tensiune. Se păstrează astfel caracterul „real” al standului, prin utilizarea filtrului activ pentru a compensa sarcini electrice reale cu tensiune de intrare de 115V (majoritatea surselor de alimentare în comutație actuale acceptă tensiune de intrare cuprinsă între 90 și 250Vca), dar se minimizează în același timp riscurile de defect „catastrofal” sau de accident prin electrocutare pe durata testelor.

Parametrii esențiali ai standului realizat experimental schițat în Fig.6.1 sunt:

- tensiunea de alimentare:  $115V/50Hz$ , cu distorsiuni armonice  $3\div 5\%$ ;
- condensator pentru stocarea energiei:  $C_{DC} = 700\mu F/800V$ ;
- inductor de conectare cu rețeaua:  $L_{FA} = 2...8mH$  (8mH cu prize intermediare)
- frecvența de comutație a inverterului:  $20kHz$
- bucla software de control a filtrului activ:  $20kHz$ ,
- traductoare de curent:  $\pm 12A$ , cu izolare galvanica și bandă  $[0; 80]kHz$ ,
- traductoare de tensiune cu izolare galvanică, cu bandă  $[0; 100]kHz$ ,
- conversie analog numerică a semnalelor de intrare:  $12biți$ ;
- consumatori neliniari de tip inductiv, capacitiv, PRC.

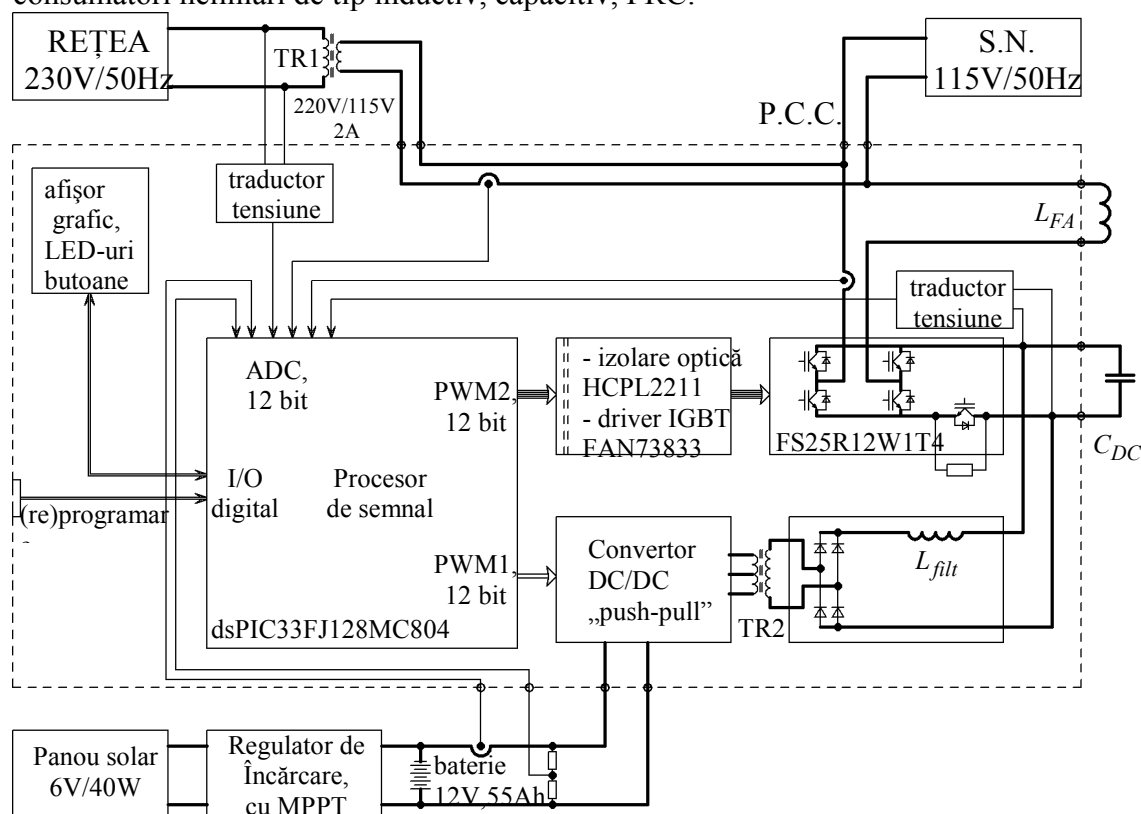


Fig.6.1. Structura standului experimental

Legea de control indirect implică utilizarea a două traductoare, unul de tensiune (pentru tensiunea de la bornele  $C_{DC}$ ) și unul de curent (pentru curentul de rețea reglat,  $i_R$ ).

Pentru obținerea semnalului de referință pentru forma curentului reglat s-a utilizat încă un traductor de tensiune pentru a prelua forma tensiunii de rețea. În algoritmul care rulează în procesorul numeric de semnal există posibilitatea utilizării acestui semnal ca atare sau posibilitatea utilizării lui pentru sincronizarea unei bucle PLL cu ieșire numerică sinusoidală.

Traductorul de curent conectat între inverter și PCC este utilizat pentru a implementa protecția la supracurent prin inverter.

Standul experimental conține și un convertor DC/DC pentru a transfera energie electrică dintr-o sursă auxiliară (baterie auto, 12V/56Ah) către filtrul activ și implicit către consumatorii compensați. Bateria este utilizată ca element de stocare temporară a energiei provenite de la două panouri solare (6V/40W în total). Capitolul VIII descrie în detaliu întreg circuitul auxiliar de energie.

Fig.6.2. prezintă o imagine de ansamblu a platformei experimentale, exceptând transformatorul de rețea, consumatorii neliniari și sursa auxiliară de energie.

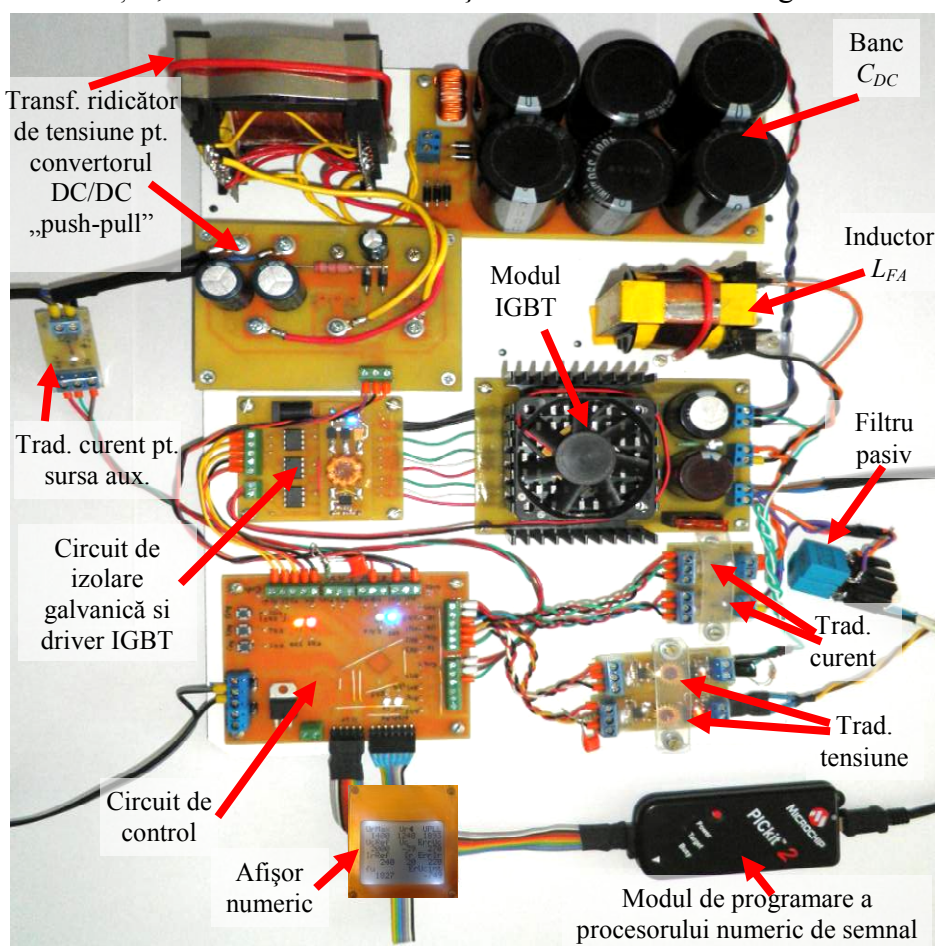


Fig.6.2. Imagine de ansamblu a platformei fizice

Circuitul de control asigură toată partea electronică necesară funcționării procesorului numeric de semnal (alimentare, programare, LED-uri, afișor etc). Procesorul numeric generează semnalele PWM de comandă pentru tranzistoarele inverterului. Circuitul de izolare galvanică și adaptare de nivel asigură translatarea nivelelor logice ale semnalelor PWM generate de microcontroller, la nivelele de tensiune necesare comandării fiecărui tranzistor din modulul IGBT.

### VI.1.1. Circuitele electronice de putere

Partea electronică de putere a platformei conține inverterul de tensiune utilizat de către filtrul activ, convertorul DC/DC conectat între baterie și condensatorul  $C_{DC}$  al filtrului, precum și circuitul de interfață dintre panoul solar și baterie.

**Inverterul de tensiune**, este realizat cu ajutorul unei punți trifazate de tranzistoare IGBT, FS25R12W1T4, de  $1200V$  și  $25A$ , [pdf 3]. Din cele trei brațe ale punții, două sunt utilizate de inverterul propriu-zis, iar din al 3-lea braț se folosește doar tranzistorul „de jos” pentru a conecta/deconecta în/din circuit, condensatorul de stocare a energiei. Această soluție elimină necesitatea utilizării unui tranzistor de putere suplimentar pentru conectarea condensatorului.

**Inductorul de interfață între rețea și inverter** este realizat pe miez de ferită, cu întrefier și prize intermediare pentru 2, 2.5, 3, 4, 7 și 8mH. S-au putut testa astfel diferite combinații între valoarea inductanței și tensiunea de pe condensatorul filtrului activ.

La **comanda punții de tranzistoare** s-au folosit circuite integrate specializate pentru izolare galvanică (HCPL2211, [pdf 4]) și respectiv asigurarea nivelelor de tensiune corespunzătoare fiecărui tranzistor (FAN73833 [pdf 5]).

Pentru testarea filtrului activ de putere s-au utilizat **sarcini neliniare** de tipul celor prezentate în Capitolul IV:

- consumator neliniar de test de tip PRC, cu rezistență reglabilă și diferite valori pentru condensator;
- consumator real de tip PRC: sursă de alimentare pentru laptop, cu alimentare „universală”  $100...250Vca$ ;
- consumator real de tip PRC: lampă de iluminat cu tuburi fluorescente și droser electronic;
- consumator real de tip transformator urmat de punte redresoare, filtrare cu condensator și sarcină rezistivă: sursa de tensiune continuă, reglabilă, pentru laborator, cu transformator de rețea;
- consumator inductiv-rezistiv (inductor  $10mH$ , rezistență reglabilă);
- consumator capacitiv-rezistiv (condensator  $30\mu F/250Vca$ , rezistență reglabilă);

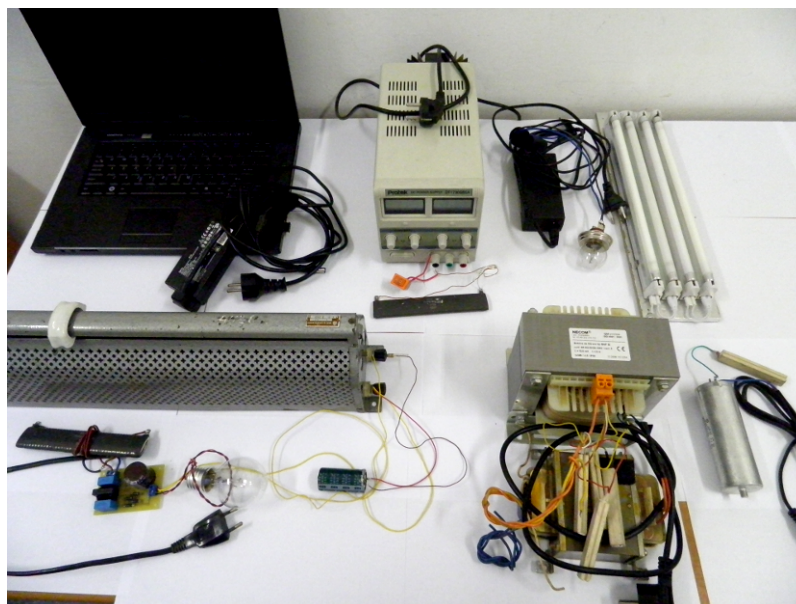


Fig.6.8 Consumatori utilizați pentru testarea filtrului activ

**Traductoarele de curent** sunt construite pe baza circuitului integrat ACS712 [pdf 7], traductor de curent cu senzor de tip Hall. Există variante cu domeniu al curentului de intrare de  $\pm 12/20/30/50A$ , cu banda garantată a semnalului de  $80kHz$  și tensiune de izolare galvanică de  $350V(\text{minimum})...2100Vac(\text{maximum admis})$ . Viteza de răspuns ( $10\mu s$ ) a traductorului este mai mult decât satisfăcătoare pentru implementarea buclei de reglare a curentului ( $20kHz$ ).



**Traductoarele de tensiune**, Fig.6.10, sunt proiectate după o schemă proprie, bazată pe circuitul de izolare galvanică ACPL-C784, [pdf 8]. Performanțele dinamice acestui traductor sunt dictate practic de performanțele circuitului ACPL-C784: bandă a semnalului de intrare;  $100\text{kHz}$ , neliniarități neglijabile, tensiune de izolare galvanică  $1000\text{V}$ .

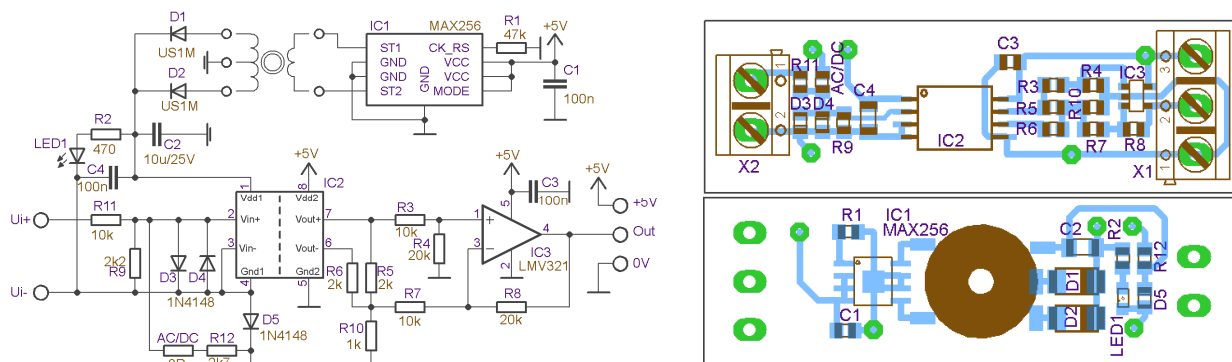


Fig.6.10. Traductor de tensiune, schema electronică și cablaj imprimat

În mod normal, circuitul funcționează cu semnal de intrare bipolar. Simbolul electric notat „AC/DC” în Fig.6.10.a permite adăugarea unei tensiuni continue de offset (de  $-0.3\text{V}$ ) peste semnalul de intrare, încât domeniul semnalului de intrare devine  $0\dots V+$ , cu  $V+$  determinat de valoarea rezistenței serie exterioare. Utilizând acest artificiu, circuitul proiectat poate fi folosit atât pentru măsurarea tensiunii continue de pe condensatorul filtrului activ cât și pentru măsurarea tensiunii alternative de rețea.

### VI.1.2. Circuitul electronic de comandă

Legea de reglare a filtrului activ, împreună cu alte funcționalități ale platformei au fost implementate într-un circuit de tip procesor numeric de semnal, dsPIC33FJ128MC804 [pdf 10].

Dintre modulele interne microcontrollerului, s-au utilizat:

- oscilatorul intern RC pentru generarea frecvenței interne de lucru a microcontrollerului, și pentru implementarea buclei PLL necesară regulatorului de curent;
- numărătorul „Timer3” pentru generarea întreruperii de  $20\text{kHz}$  cu ajutorul căreia se realizează bucla de reglare a curentului;
- modulul PWM2 cu ieșiri complementare pentru generarea semnalului de comandă ( $20\text{kHz}$ ) pentru inverter;
- modulul PWM1 cu ieșirile 1 și 2 pentru generarea semnalului de comandă pentru convertorul DC/DC de interfață între sursa auxiliară de energie și filtrul activ;
- modulul ADC, configurat pentru conversia pe 12 biți a maxim 8 intrări analogice;
- pini generici de intrare/ieșire digitali pentru interfața cu 3 butoane, 6 LED-uri și un afișor numeric de tip PCD8544
- port de programare „în circuit”.

Frecvența de tact a microcontrollerului ( $80\text{MHz}$ ) a fost generată cu ajutorul oscilatorului RC intern pentru a putea exploata una din funcțiile speciale ale acestui modul: ajustarea fină a frecvenței de tact, necesară implementării buclei PLL de refacere a referinței sinusoidale pentru bucla de curent a filtrului activ.

### VI.2. Implementarea algoritmilor de reglare

Algoritmul implementat în microcontroller este structurat în două bucle de reglare:

- una rapidă, pentru implementarea regulatorului de curent și a buclei PLL; este realizată cu ajutorul unei întreruperi de timp real, sincronizată cu semnalul PWM de comandă al inverterului, iar semnalele analogice de intrare necesare întregului program se achiziționează imediat ce semnalul de întrerupere a fost activat;

- una lentă, realizată pentru implementarea regulatorului de tensiune și actualizarea unor informații utile pe afișorul platformei.

Controlul convertorului DC/DC pentru preluarea energiei din sursa auxiliară necesită o altă buclă de reglare, care a fost realizată în paralel cu bucla de tensiune pentru  $C_{DC}$

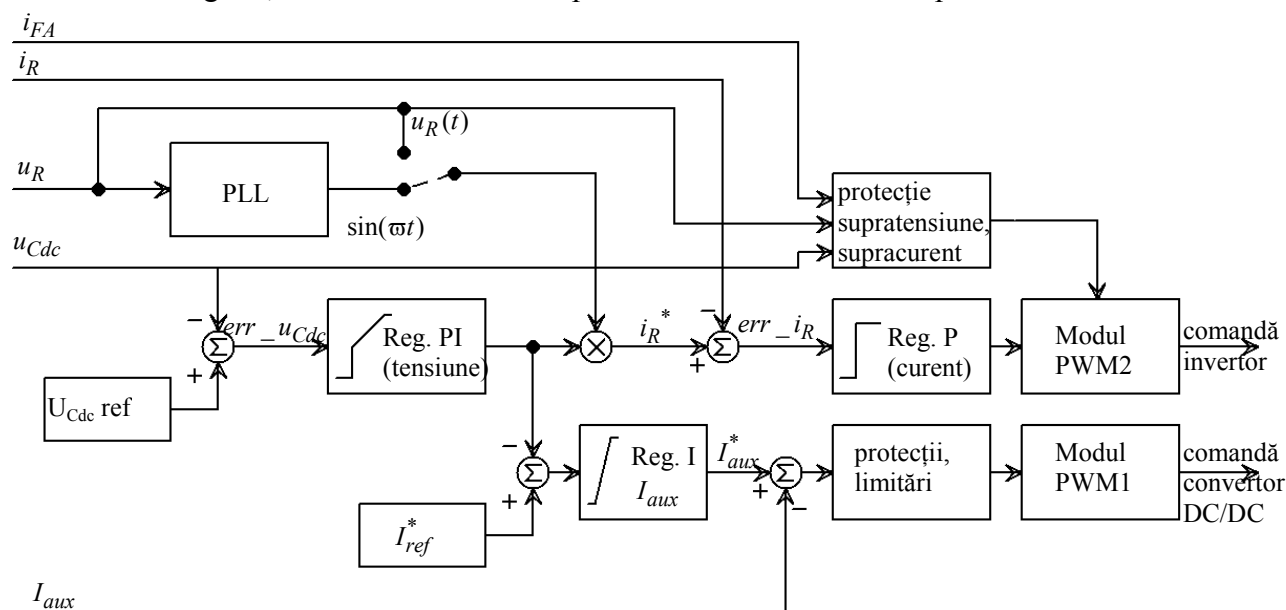


Fig.6.12 Buclă de reglare implementate în procesorul numeric de semnal

Pentru dezvoltarea părții software a aplicației s-a folosit un **mediu de dezvoltare** de nivel înalt cu limbaj de programare Pascal adaptat sistemelor cu microcontroller. Pe lângă funcțiile predefinite în mediul de dezvoltare, s-au definit și utilizat funcții care accesează în mod direct resursele hardware ale microcontrolleurului pentru configurarea și utilizarea modulelor ADC și PWM încât să se obțină funcționalitatea dorită.

- **Bucla de reglare a curentului** s-a realizat cu ajutorul unei întreruperi de timp real dată de modulul Timer3.

Fig.6.14 prezintă corelația întreruperii de timp real cu semnalul PWM și citirea semnalelor analogice de intrare. Se poate observa faptul că prelucrările matematice din buclă durează cca.  $\frac{1}{4}$  din perioada întreruperii, deci există rezervă de timp de calcul pentru implementarea altor funcționalități.

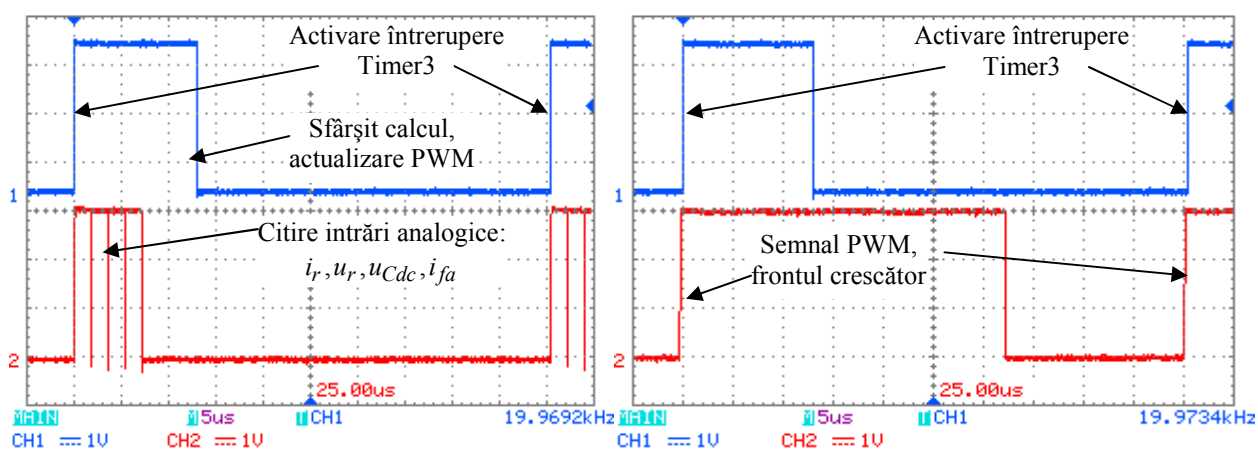


Fig.6.14 (a) Sincronizarea întreruperii de timp real cu achiziția semnalelor analogice, (b) sincronizarea întreruperii de timp real cu semnalul PWM de comandă pentru invertor

O altă facilitate importantă a microcontrollerului ales este aceea de a actualiza factorul de umplere al semnalului PWM în orice moment al perioadei. Astfel buclă de curent actualizează



comanda inverterului imediat ce noua valoare a fost calculată și se obține o întârziere de cca.  $15\mu s$  între momentul citirii intrărilor și momentul actualizării comenzii. Fără această funcție, regulatorul de curent ar fi funcționat cu o întârziere intrinsecă de  $50\mu s$ , prin actualizarea comenzii la pasul actual în funcție de valorile semnalelor de intrare de la iterația anterioară a întreruperii.

**Bucula de reglare a tensiunii** este realizată prin software în interiorul programului principal, alături de alte operații de afișare sau testare a diverselor situații necritice. Constanta de timp a acestei bucle lente poate fi reglată la orice valoare mai mare ca  $0.5ms$ .

De importanță deosebită pe durata dezvoltării aplicației sunt elementele de **protecție la supracurent sau supratensiune**. Ambele protecții s-au realizat software, în interiorul buclei de reglare a curentului. Fig.6.16 prezintă cele două situații:

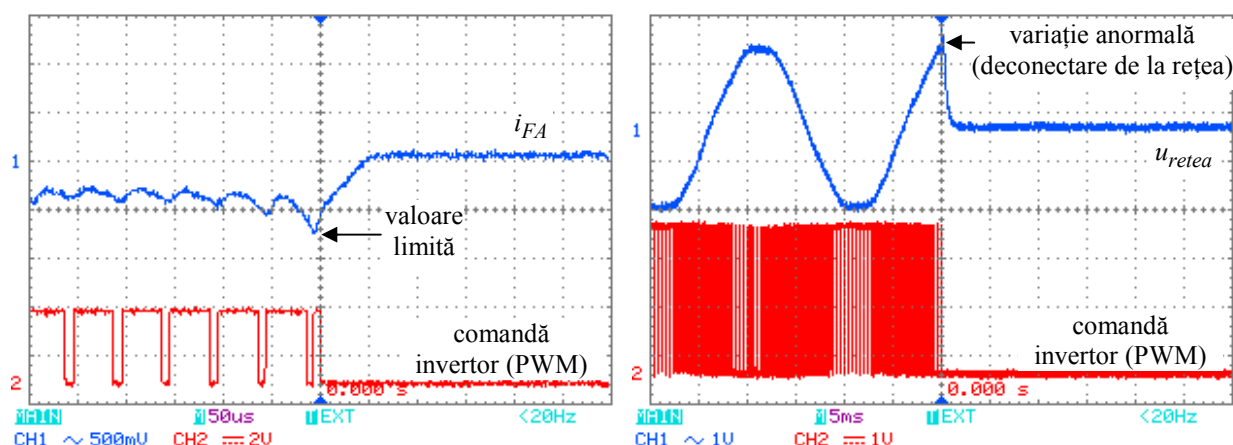


Fig.6.16 Funcționarea protecțiilor la supracurent prin inverter (a) și tensiune de rețea anormală (b)

### VI.3. Funcționarea buclei PLL de refacere a referinței sinusoidale

Două aspecte sunt absolut esențiale în ceea ce privește funcționarea buclei PLL: semnalul de ieșire trebuie să fie armonic iar defazajul dintre semnalul de sincronizare și semnalul de ieșire trebuie să fie neglijabil (cel puțin mai mic decât eroarea introdusă de funcționarea în comutație a inverterului).

Implementarea numerică, prezentată în continuare, are la bază o idee originală prin care însăși frecvența internă cu care funcționează microcontrollerul este alterată astfel încât să se sincronizeze semnalul de ieșire cu cel de intrare, cu o eroare minimă de fază. Aceasta soluție implică faptul că toate modulele interne ale microcontrollerului vor funcționa cu frecvență variabilă în același procent cu care variază și frecvența rețelei electrice. Variația este neglijabilă atât pentru funcționarea oricărui modul al microcontrollerului cât și pentru spectrul semnalului PWM utilizat pentru comanda inverterului. Rezoluția cu care poate fi reglată frecvența de tact a microcontrollerului (între  $-10$  și  $+12\%$  cu pas de  $0.3\%$ ) este suficientă pentru a implementa bucla PLL pe baza acestui algoritm.

Sincronizarea activării buclei PLL se realizează la inițializarea microcontrollerului, prin așteptarea trecerii prin zero a primului front crescător al tensiunii de rețea. Buclele de reglare ale filtrului activ intră în funcțiune odată cu bucla PLL, deci nu apar situații de funcționare nesincronizată cu rețeaua.

Rezultatele experimentale demonstrează atât pornirea corectă, cu eroare de fază neglijabilă de la primul moment al *activării* buclei PLL cât și menținerea acestei valori minime pe termen nedeterminat. Deși există, eroarea de fază are un aport nesemnificativ asupra curbei curentului de rețea, comparativ cu riplul cauzat de comutația inverterului din filtrul activ.

Fig.6.22 prezintă modul de pornire al buclei PLL, unde se poate observa: inițializarea corectă a buclei, lipsa oscilațiilor de fază inerente calării circuitelor PLL analogice și eroarea de fază neglijabilă începând cu primul moment de funcționare.

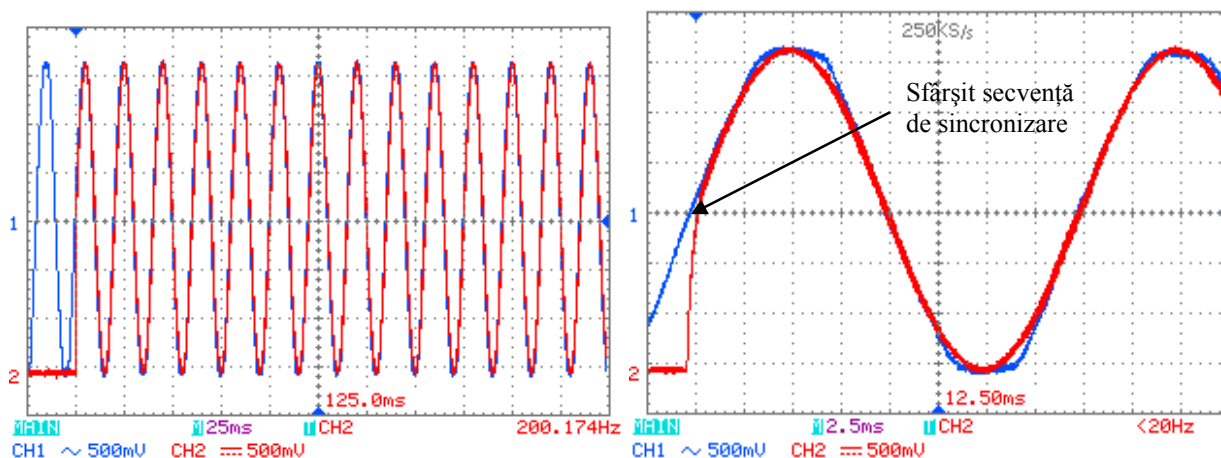


Fig.6.22. CH1: tensiunea rețelei, CH2: ieșirea buclei PLL (semnal analogic refăcut din cel PWM)

### VI.4. Concluzii

Sistemul experimental propus pentru testarea funcționării filtrului activ cu control indirect s-a realizat modular, permițând reconfigurarea, ajustarea sau înlocuirea oricărui bloc funcțional.

Structura electronică realizată conține toate blocurile funcționale impuse unei astfel de aplicații: invertor de tensiune monofazat, circuit electronic de control, traductoare de curent și tensiune, izolare galvanică între partea de forță și cea de control etc. S-au prezentat: schema electronică, desenul de cablaj și formele de undă corespunzătoare semnalelor de interes pentru fiecare bloc funcțional al platformei.

Circuitul electronic de control utilizează un procesor numeric de semnal pe 16 biți (de tip microcontroller) pentru a achiziționa informațiile analogice din sistem și pentru a genera semnalele PWM de comandă, conform algoritmului numeric de reglare. S-a acordat atenție deosebită sincronizării comutației invertorului cu momentul în care se achiziționează semnalele analogice de intrare. Comanda invertorului se actualizează la fiecare perioadă a semnalului PWM.

Soluția numerică de implementare a buclei PLL asigură performanțe suficient de bune pentru utilizarea acesteia în structura filtrului activ.

## Capitolul VII – Sursa auxiliară de energie

În aplicația de față s-au utilizat două panouri fotovoltaice, de mică putere ( $20W/panou$ ) și tensiune mică ( $6V$ ) pentru a încărca o baterie plumb-acid clasică de  $12V$ ,  $45Ah$ . Între panourile conectate în paralel și baterie s-a conectat un circuit ridicător de tensiune, controlat de un microcontroller low-cost, ce implementează funcția MPPT atât timp cât nivelul de încărcare al bateriei este mai mic de 100%. Panourile sunt poziționate fix, către S-V, astfel că doar o parte a zilei sunt iluminate în mod direct. Fig.7.1 arată panourile solare și circuitul de interfață cu bateria:

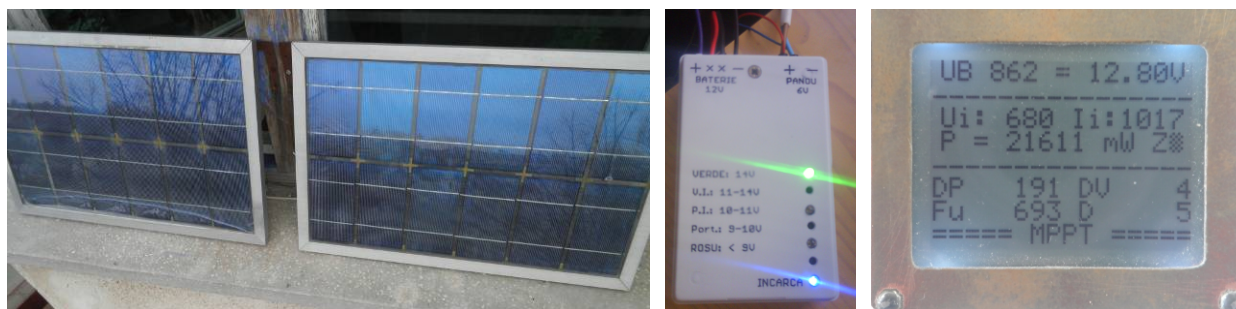


Fig.7.1 a) Panourile solare, b) circuitul de interfață cu bateria, c) afișorul aferent circuitului de interfață

### VII.1. Circuit electronic pentru extragerea puterii maxime de la panoul fotovoltaic

Circuitul prezentat în Fig.7.2 realizează transferul de energie de la panourile solare către bateria electrochimică.

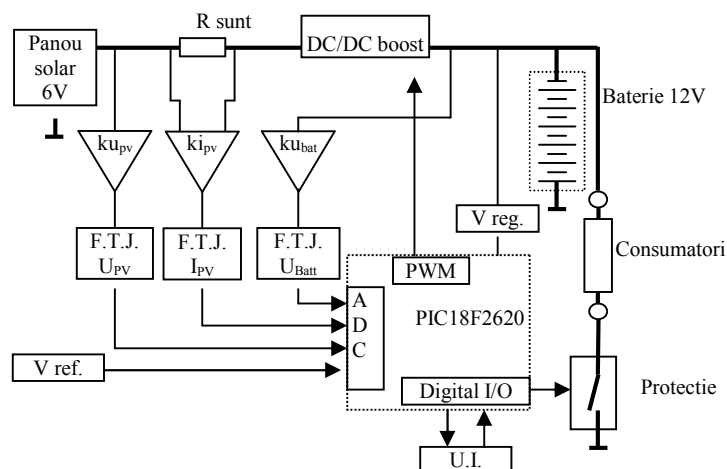


Fig.7.2 Circuit MPPT pentru încărcarea bateriei de la panouri solare

Nu există izolare galvanică între componentele circuitului deoarece toate punctele din circuit sunt la tensiune mică față de masă, iar între baterie și inverterul filtrului activ se va conecta un convertor DC/DC cu izolare galvanică.

### VII.2. Implementarea și validarea experimentală a algoritmilor MPPT

Structuri de control clasice pentru realizarea funcției MPPT sunt prezentate în [SER 08], [MUH 08], [HOH 03] și se bazează ori pe perturbarea punctului curent de funcționare, ori pe parametrii dați de producător pentru panoul solar respectiv. Pentru implementarea funcției MPPT s-au testat doi algoritmi clasici, „perturb & observe” și „incremental conductance” cărora li s-au adus îmbunătățiri proprii [EPU 12]:

**Algoritmul „P&O” propus compară trei valori ale puterii:** cea actuală, cea obținută pentru un factor de umplere mai mic și cea pentru un factor de umplere mai mare decât cel curent. *Valoarea perturbației,  $\Delta d_k$ , este ajustată permanent astfel încât să existe diferențe minime dar sesizabile între cele trei puteri calculate la fiecare iterație; această perturbație este utilizată și pentru determinarea pasului cu care se va modifica comanda convertorului DC/DC pentru următoarea iterație.*

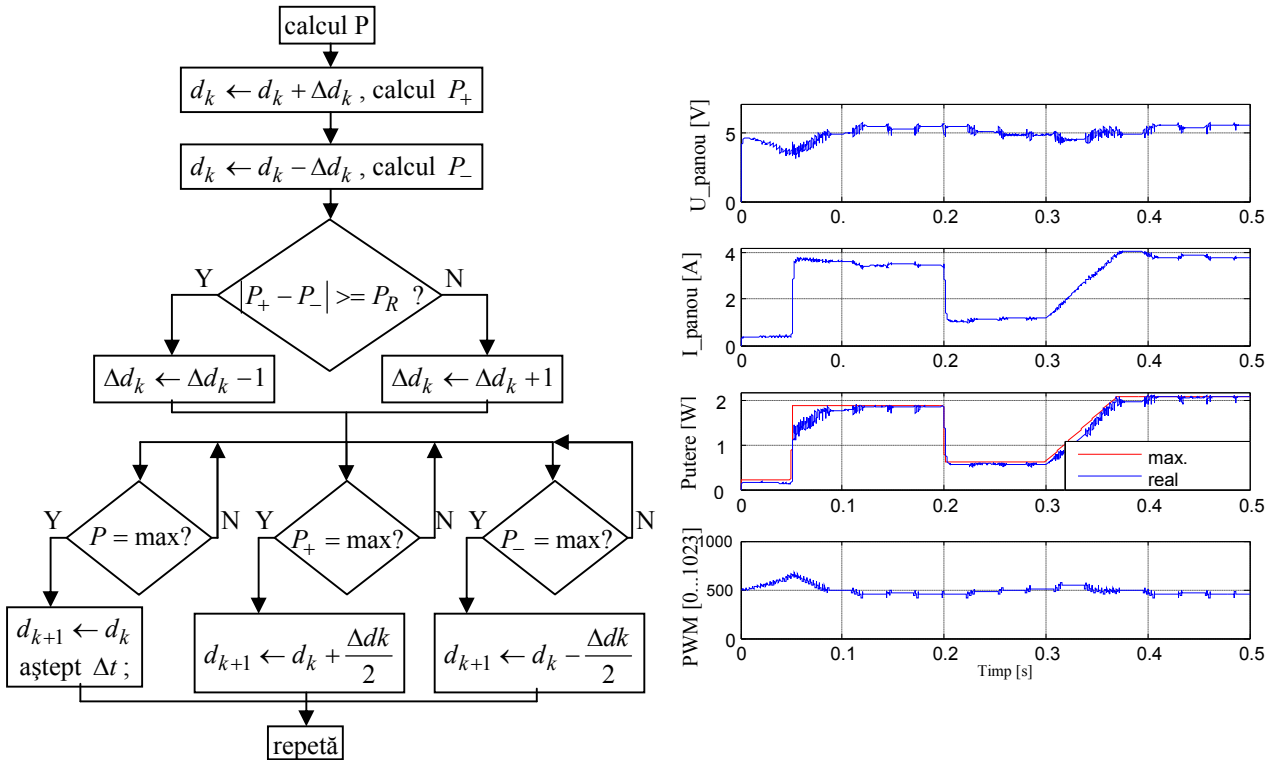


Fig.7.3 a) Algoritmul „P&O” modificat, c) rezultate de simulare

Rezultatele de simulare din Fig.7.3b) arată buna funcționare a algoritmului atât pentru variații treaptă cât și rampă ale iluminării panoului, iar rezultatele experimentale, Fig.7.4, sunt asemănătoare:

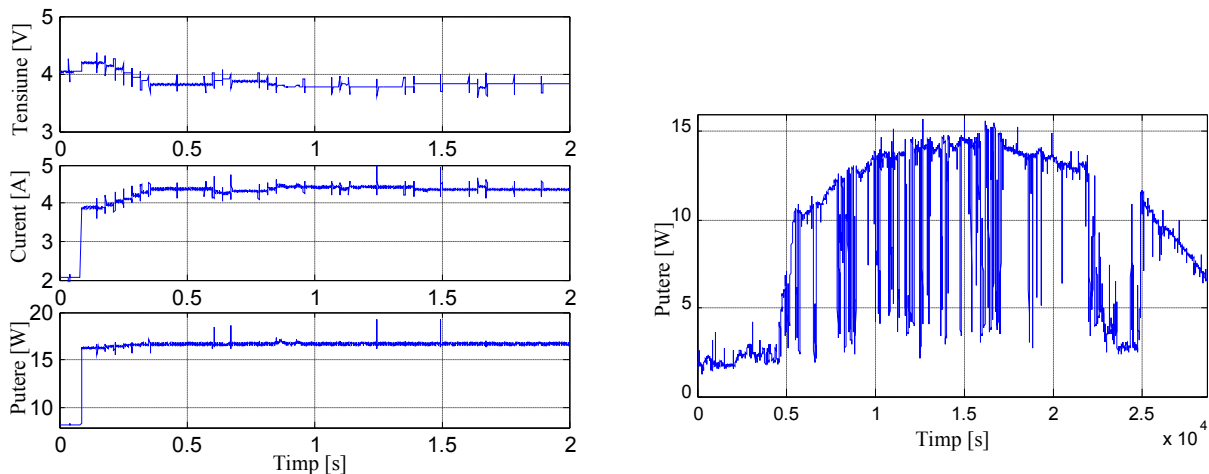


Fig.7.4 Rezultate experimentale: a) răspuns pentru variație treaptă a iluminării, b) înregistrare a puterii extrase de la panou, pe durata unei zile (9W putere medie pe intervalul analizat)

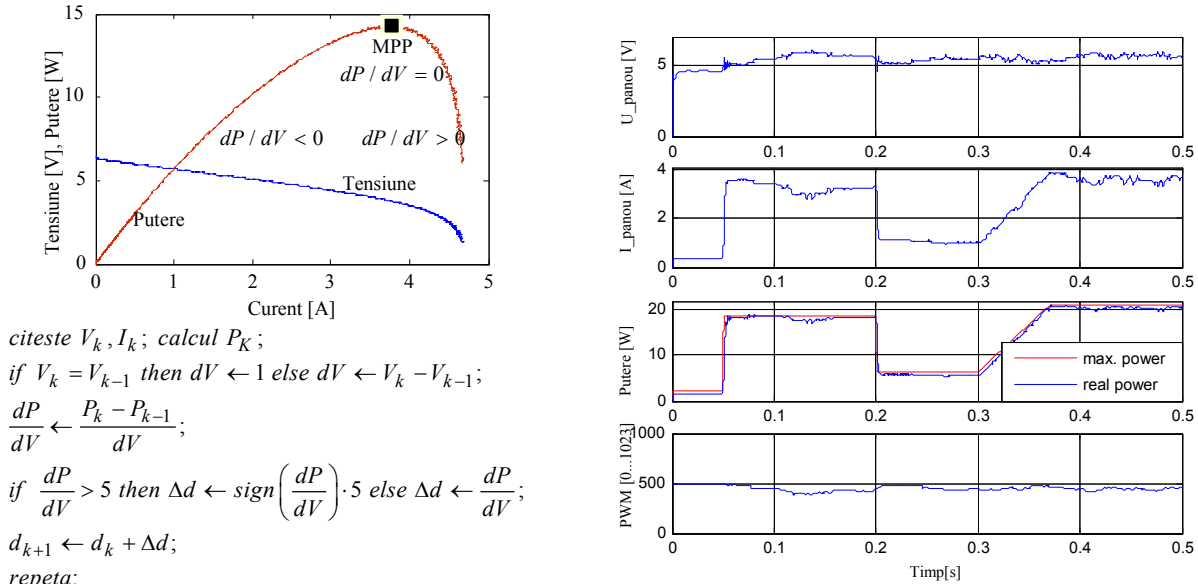
Ca valori numerice: punctul de funcționare este perturbat la fiecare 200ms, timp de 5ms iar valoarea perturbației nu depășește 100mW în jurul punctului de funcționare curent.

**Algoritmul „incremental conductance”** a fost modificat prin *rescrierea ecuației de calcul pentru comanda convertorului DC/DC sub forma:*

$$d_{k+1} \leftarrow d_k + \frac{dP}{dV}, \text{ cu } \frac{dP}{dV} \text{ limitat la o valoare numerică convenabilă („5”), iar } d_k$$

reprezintă comanda pentru convertorul DC/DC (factorul de umplere al semnalului PWM, reprezentat ca număr întreg pe 10 biți [0..1023]).

Rezultatele de simulare, Fig.7.5b), arată performanțe foarte bune atât pentru regimul staționar cât și pentru situații tranzitorii ale iluminării panoului.



citeste  $V_k, I_k$ ; calcul  $P_k$ ;  
 if  $V_k = V_{k-1}$  then  $dV \leftarrow 1$  else  $dV \leftarrow V_k - V_{k-1}$ ;  
 $\frac{dP}{dV} \leftarrow \frac{P_k - P_{k-1}}{dV}$ ;  
 if  $\frac{dP}{dV} > 5$  then  $\Delta d \leftarrow \text{sign}\left(\frac{dP}{dV}\right) \cdot 5$  else  $\Delta d \leftarrow \frac{dP}{dV}$ ;  
 $d_{k+1} \leftarrow d_k + \Delta d$ ;  
 repeta;

Fig.7.5 a) Algoritmul „incremental conductance” modificat, b) rezultate de simulare

Rezultatele experimentale, Fig.7.6, dovedesc buna funcționare și a acestui algoritm; puterea de ieșire are valoarea maximă chiar dacă tensiunea și curentul variază aparent aleatoriu în jurul valorii medii. Avantajul acestei metode constă în faptul că odată sistemul ajuns în punctul de putere maximă, rămâne în acest punct de funcționare până când iluminarea panoului se modifică (spre deosebire de algoritmul „P&O” care se bazează pe perturbarea la intervale regulate de timp a punctului de funcționare).

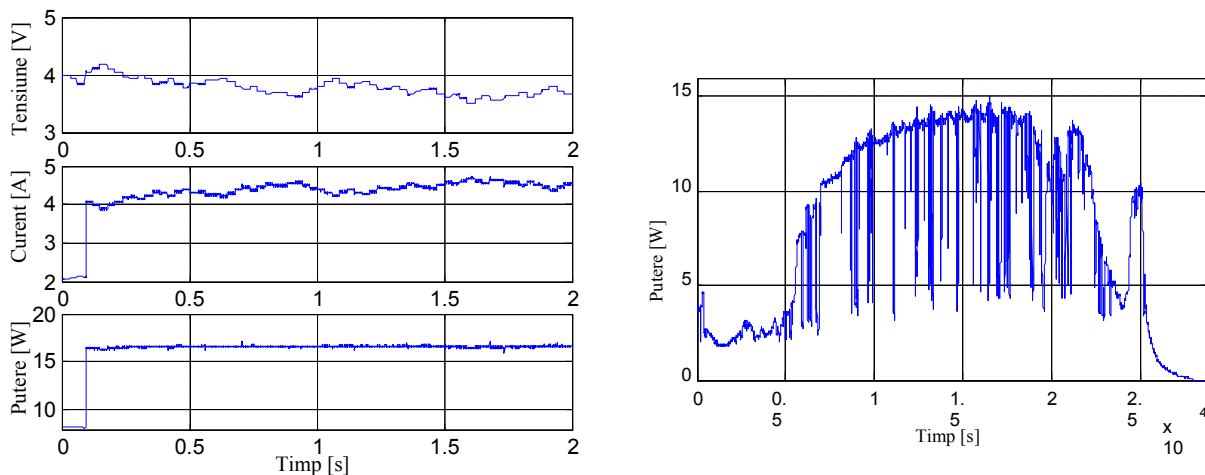


Fig.7.6. Rezultate experimentale: a) răspuns pentru variație treaptă a iluminării, b) înregistrare a puterii extrase de la panou, pe durata unei zile (8W putere medie pe intervalul analizat)

Rezultatele experimentale prezentate din Fig.7.4 și Fig.7.6 au fost achiziționate cu circuitul „datalog” (prezentat în Capitolul IV) și afișate în mediul Matlab.

### VII.3. Transferul energiei electrice de la sursa auxiliară spre filtrul activ

În Capitolul V s-a prezentat un caz de simulare numerică în care un generator de curent injectează curent și implicit energie activă în condensatorul filtrului activ, iar strategia de control indirect direcționează implicit această energie este către consumatori (liniari sau nu).

Pentru a implementa acest generator de curent, se propune utilizarea structurii clasice „push-pull” cu transformator ridicător de tensiune.

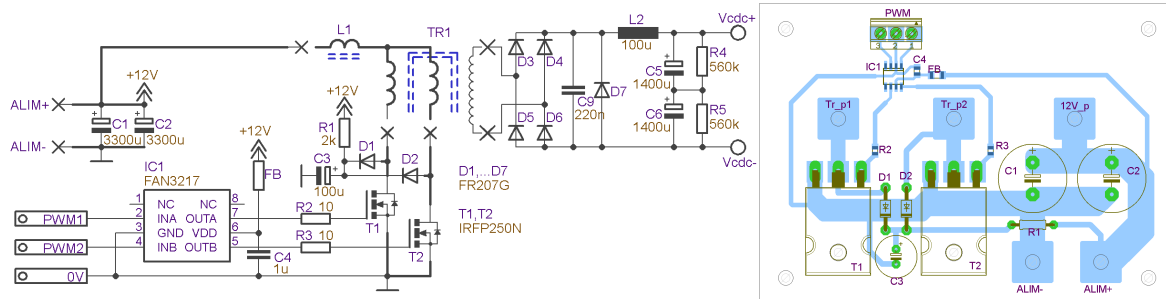


Fig.7.7 Convertorul DC/DC pentru preluarea energiei din sursa auxiliară

Transferul energetic de la sursa auxiliară către filtrul activ este strâns legat referința de amplitudine a curentului de rețea, calculată cu ajutorul buclei de reglare a tensiunii pe condensatorul  $C_{DC}$  al filtrului activ. Ca urmare, cantitatea de energie ce poate fi preluată din sursa auxiliară va fi cel mult egală cu cantitatea de energie utilizată de consumatorii neliniari compensați, astfel încât amplitudinea de referință a curentului de rețea să scadă până la zero.

Amplitudinea curentului absorbit din baterie se stabilește ca un compromis între durata medie de iluminare a panourilor fotovoltaice, puterea acestora, puterea cerută de consumatorii neliniari și durata cât aceștia funcționează. O referință prea mică pentru acest curent face ca nu toată energia generată de panourile fotovoltaice să fie utilizată, iar o referință prea mare duce la epuizarea rapidă a bateriei.

### VII.4. Concluzii

Prima parte a montajului prezentat (ansamblul panouri solare, baterie și circuit de încărcare cu funcție MPPT) poate fi utilizat și independent pentru alte aplicații. De asemenea oricare altă sursă regenerabilă de energie electrică, ce poate încărca o baterie auto, poate fi utilizată în această aplicație ca sursă primară de energie (micro-turbină eoliană, bicicletă cu generator etc.).

S-au dezvoltat și experimentat doi algoritmi pentru funcția MPPT. Implementarea numerică a arătat că algoritmul derivat din metoda clasică „incremental conductance” este mai rapid și conține mai puține operații numerice decât algoritmul derivat din metoda „perturb & observe”, chiar dacă rezultatele de simulare și cele experimentale arată performanțe comparabile atât la variația iluminării panourilor în rampă sau treaptă, cât și în regim staționar în punctul de putere maximă.

Convertorul c.c./c.c. conectat între baterie și filtrul activ asigură atât nivelul de tensiune necesar la ieșire cât și izolarea galvanică dintre sursa auxiliară de energie și filtru (rețea).

Prin comanda etajului „push-pull” cu semnale PWM decalate, cu factor de umplere inferior valorii maxime de 50% și prin netezirea curentului de ieșire cu ajutorul unei inductanțe conectată între puntea redresoare a convertorului și condensatorul filtrului activ s-a reușit injectarea în invertorul de tensiune a unui curent continuu, reglabil, fără a distruge bucla de reglare a tensiunii aferentă filtrului activ.

Semnalele digitale de comandă pentru cele două tranzistoare ale etajului „push-pull” sunt generate cu ajutorul unui modul PWM hardware intern procesorului numeric de semnal utilizat la implementarea strategiei de control pentru filtrul activ.



## Capitolul VIII – Rezultate experimentale

Transformatorul de legătură dintre rețeaua de  $230Vca$  și platforma experimentală este considerat element suplimentar care asigură testarea filtrului în condiții de siguranță, și nu o parte componentă a sistemului de filtrare activă dezvoltat. Funcționarea consumatorilor este slab influențată, însă filtrul activ este forțat să funcționeze în condiții mai dificile decât dacă ar fi conectat direct la rețea.

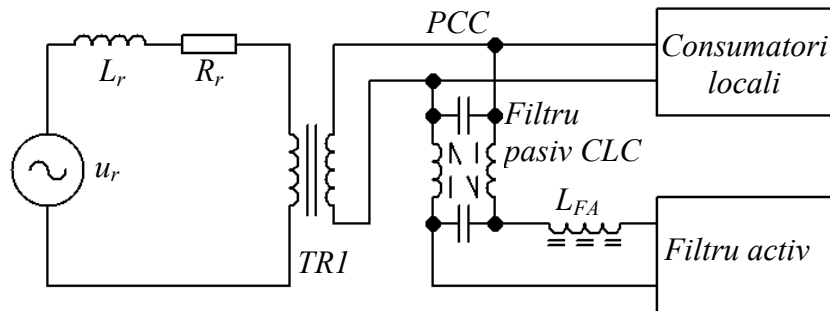


Fig.8.1. Circuitul de conectare dintre filtrul activ, transformatorul de rețea și consumatori (traductoarele de tensiune și curent nu au fost reprezentate)

În ceea ce privește funcționarea de ansamblu a platformei experimentale, s-a dovedit necesară utilizarea unui filtru pasiv trece-jos conectat între punctul comun de conectare și inductorul filtrului activ, ca în Fig.8.1. Acest filtru este de structură condensator – inductor dublu – condensator (CLC,  $C=220nF$ ,  $2 \times L=30\mu H$  bobinate în antifază pe același miez de ferită) și se utilizează în mod curent în sursele de alimentare în comutație pentru a împiedica pătrunderea în rețea a zgomotului de comutație produs de inverter.

În lipsa acestui filtru tensiunea din PCC are forma prezentată în Fig.8.4a, unde se poate observa existența unei componente de înaltă frecvență, cu amplitudine de cca.  $50V$ , cauzată de riplul curentului generat de inverterul de tensiune. Acest riplu al tensiunii din PCC poate produce efecte importante nedorite pentru consumatorii conectați în PCC.

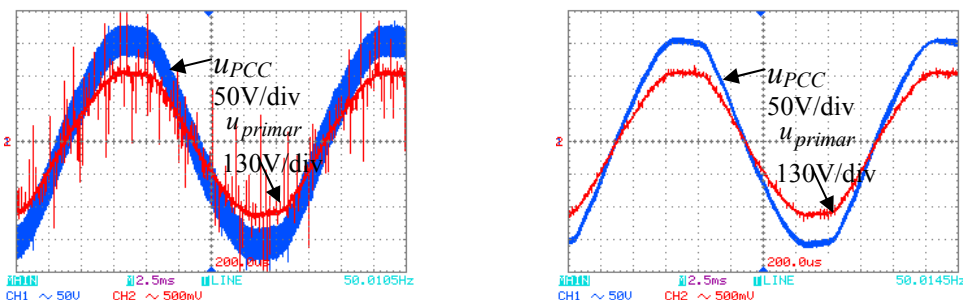


Fig.8.4. Tensiunea din PCC și tensiunea de rețea a) fără, b) cu filtru pasiv CLC între PCC și F.A.

### VIII.1. Reducerea regimului deformant

Rezultatele experimentale au urmărit caracterizarea comportării filtrului activ cu control indirect în situații reale de funcționare și sunt structurate pe trei categorii de sarcini electrice: liniare, neliniare de tip PRC, și reactive. Este prezentată și o situație de încărcare maximă a platformei experimentale, cu toate tipurile de sarcini testate.

Deoarece bucla PLL este implementată în algoritm indiferent dacă este utilizată sau nu, este posibilă comutarea între funcționarea filtrului activ ca emulator de sarcina rezistivă (fără utilizarea buclei PLL) și funcționarea ca circuit de compensare a tuturor armonicilor de curent. Vor fi prezentate ambele cazuri, pentru toate categoriile de consumatori analizați, pentru a analiza beneficiile fiecărei metode.

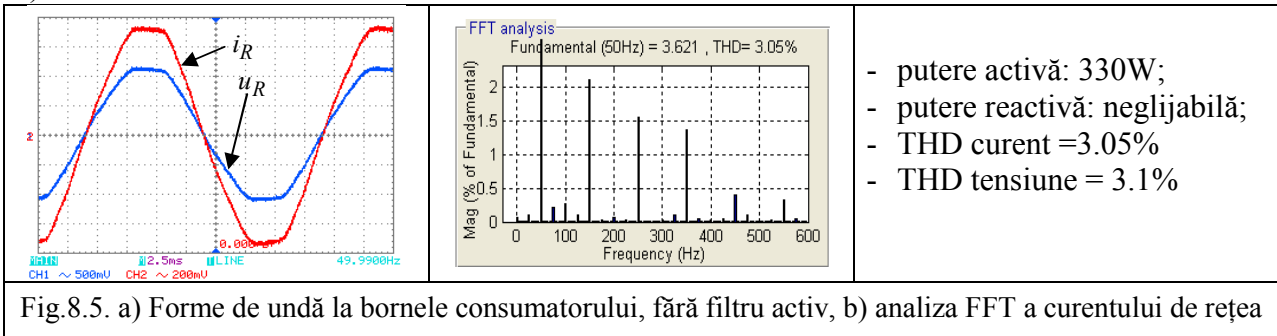
S-a calculat de asemenea și puterea activă utilizată de filtrul activ în fiecare situație.

## VIII.1.1. Compensarea armonicilor de curent

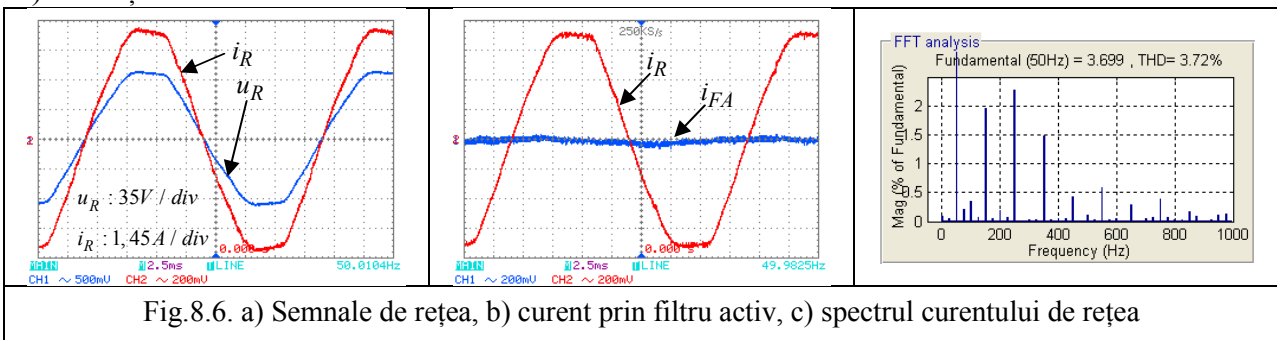
Componentele armonice ale curentului pot fi produse de consumatorii neliniari, sau de consumatorii liniari rezistivi alimentați cu tensiune deformată. S-a demonstrat teoretic că filtrul activ cu control indirect poate impune curent sinusoidal indiferent de gradul de deformare al tensiunii rețelei, atât timp cât semnalul sinusoidal de referință pentru bucla de curent este obținut cu ajutorul unei bucle PLL sincronizată cu tensiunea rețelei.

Utilizarea unui **consumator electric rezistiv** (plită electrică, 330W/115Vca) permite testarea filtrului activ pentru impunerea curentului de rețea sinusoidal, în prezența tensiunii de rețea deformate.

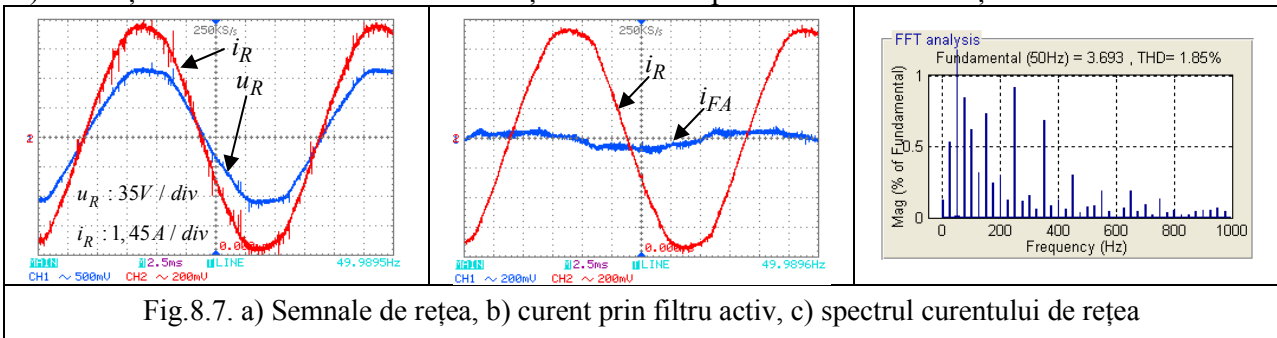
a) Caracteristica  $u-i$  a sarcinii:



b) Funcționare cu filtru activ ca emulator de sarcină rezistivă:



c) Funcționare cu filtru activ cu referință sinusoidală pentru curentul de rețea:



Se observă că activarea filtrului activ duce la creșterea puterii active totale consumate cu cca.  $10W$  (amplitudinea curentului de rețea devine  $3.7A$  față de  $3.62A$  fără filtru activ) Această valoare corespunde pierderilor de putere activă pe inverter, condensatorul de tensiune continuă al filtrului și pe inductorul de interfață cu rețeaua în situația în care amplitudinea curentului injectat de filtrul activ în nod este neglijabilă.

Prin compararea situației a) cu b) se observă ca zgomotul de comutație introdus de filtrul activ duce la creșterea THD pentru curentul de rețea cu cca.  $0.7\%$ .

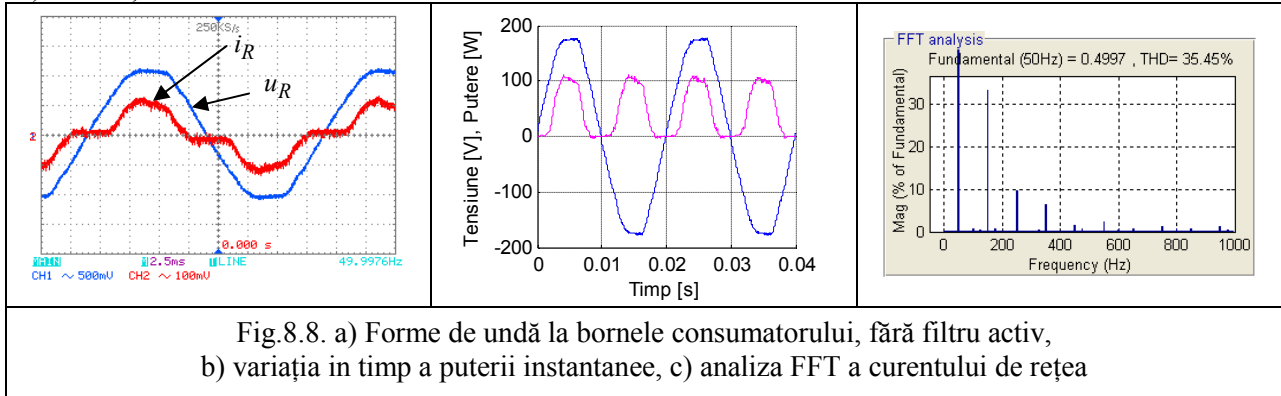
Totuși, prin utilizarea referinței sinusoidale, indicatorul THD al curentului scade până la  $1.8\%$ , valoare mai mică decât cea a tensiunii de alimentare.



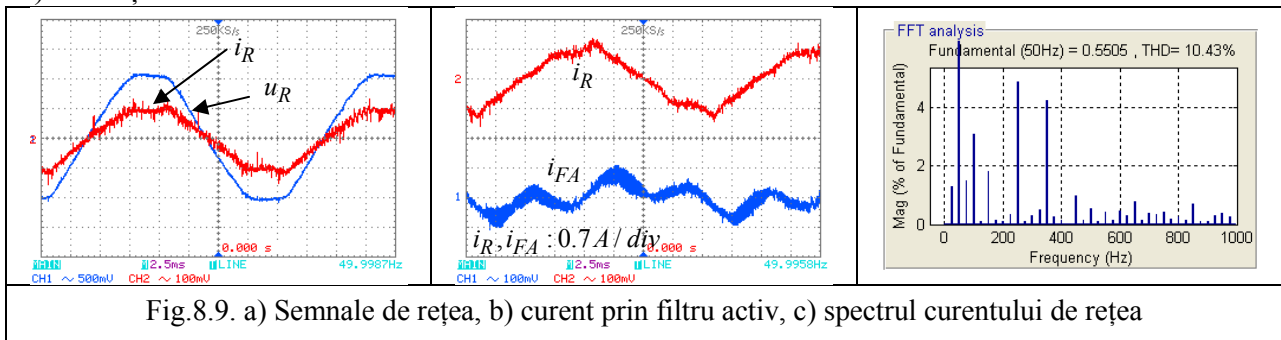
**Consumator de tip punte redresoare și sarcină RC**

Un consumator reprezentativ pentru această situație este sursa de alimentare pentru calculatoarele portabile. În toate cazurile întâlnite, domeniul tensiunii de intrare este de 100..250V, iar structura internă a sursei nu conține circuit de compensare a factorului de putere. Consumul mediu al unui calculator portabil (regăsit în puterea preluată de sursa din rețea) este de 20..45W, în funcție de starea bateriei, utilizarea procesorului sau a dispozitivelor periferice.

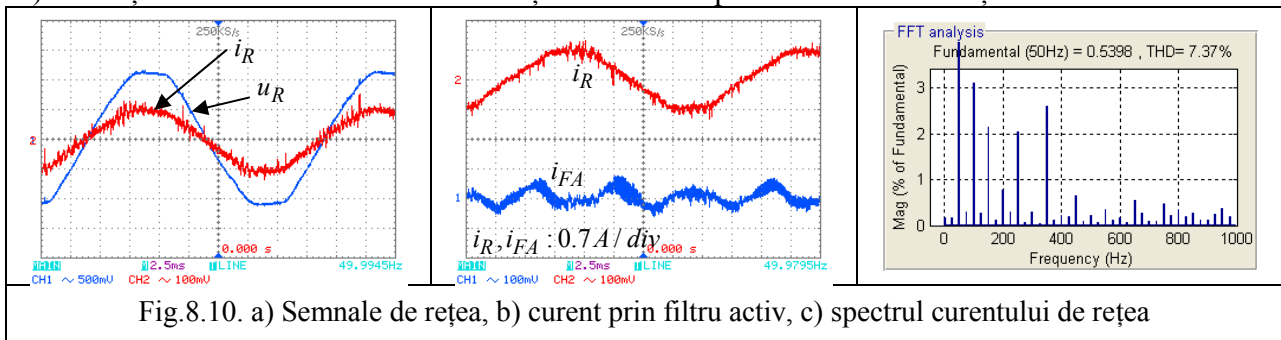
a) Funcționare fără filtru activ:



b) Funcționare cu filtru activ ca emulator de sarcină rezistivă:



c) Funcționare cu filtru activ cu referință sinusoidală pentru curentul de rețea:



În lipsa filtrului activ, sursa analizată consumă 45Wh, fără componentă reactivă, iar indicatorul THD al curentului absorbit este 35%. Activarea filtrului activ duce la scăderea THD al curentului de rețea de la 35% la 7...10% în funcție utilizarea sau nu a buclei PLL.

Oscilații de frecvență mare dar amplitudine mică sunt prezente în curentul reglat ca urmare al interacțiunii dintre filtrul activ și filtrul pasiv de deparazitare din componența sursei. Amplitudinea acestor oscilații poate fi scăzută prin scăderea parametrului  $k_p$  al regulatorului de curent (cu dezavantajul creșterii erorii față de forma de referință), însă pentru acest nivel al oscilațiilor de curent efectele sunt neglijabile pentru ambele echipamente.

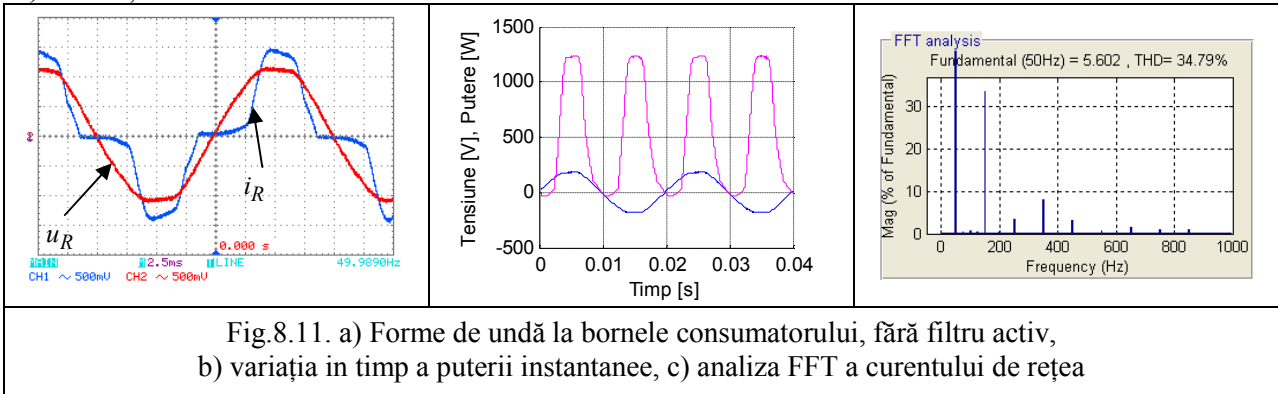
Puterea disipată pe componentele filtrului activ a fost de 5W...10W, valoare comparabilă cu cea din cazul anterior prezentat.

**Consumator mixt, format din mai multe echipamente perturbatoare conectat în paralel.**

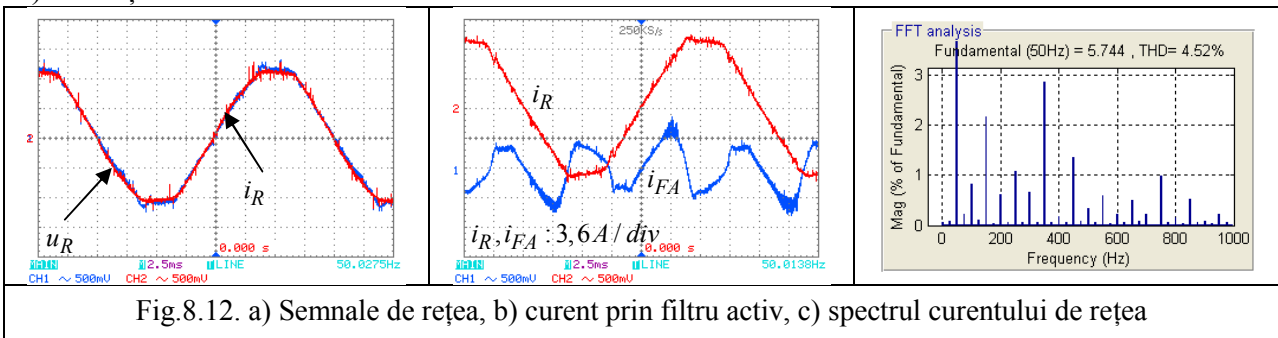
Conectarea în paralel a mai multor consumatori poluanți duce la însumarea perturbațiilor în punctul comun de conectare. Un filtru activ derivație conectat în același nod trebuie să compenseze neliniaritățile din nod în ansamblul lor. Dacă fiind structura de control indirect, amplitudinea și rangul armonicilor de curent care pot fi compensate nu au nici o relevanță cât timp nu sunt atinse limitele de amplitudine sau frecvență maximă ale filtrului activ.

S-au conectat în paralel următoarele echipamente: · grup de lămpi fluorescente compacte de putere totală 24W, · sursă de alimentare pentru laborator (transformator, punte redresoare, filtrare și sarcină rezistivă de 90W), · inductor + rezistență serie (1mH, 75Ω), · sarcină de tip PRC cu  $R=50\Omega$ ,  $C=700\mu F$ . Formele de undă asociate funcționării cu și fără filtru activ sunt:

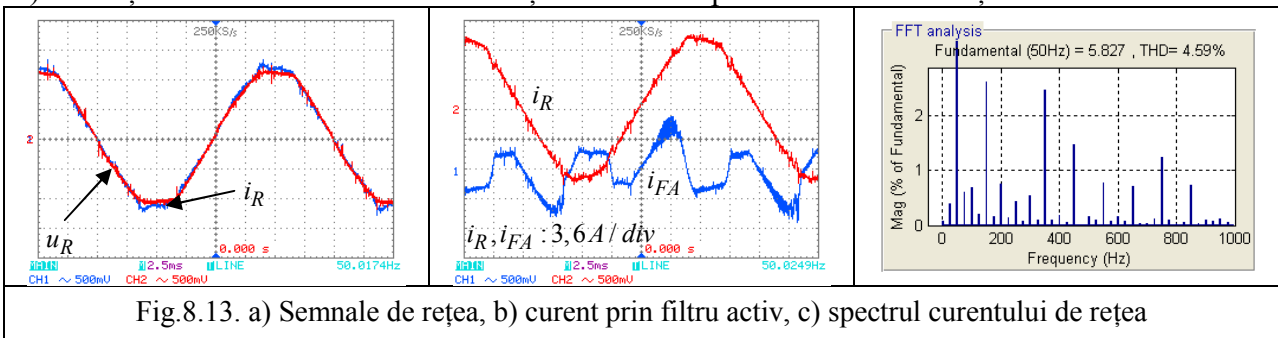
a) Funcționare fără filtru activ:



b) Funcționare cu filtru activ ca emulator de sarcină rezistivă:



c) Funcționare cu filtru activ cu referință sinusoidală pentru curentul de rețea:



Puterea activă totală a consumatorilor: 508W, preluată din rețea cu un curent alternativ pulsatoriu cu  $THD = 34\%$ . Activarea filtrului activ duce la scăderea  $THD$  până la 4.5...4.6%, dar și la creșterea consumului de putere activă până la cca. 530W. Pierderile de putere în filtru cresc proporțional cu amplitudinea (și forma) curentului injectat de filtrul activ, iar această putere se regăsește în mod evident sub formă de căldură în miezul magnetic al inductorului și în radiatorul punții de tranzistoare IGBT.

Altfel spus, *consumul de putere activă al filtrului activ este proporțional cu efortul depus pentru a liniariza sarcinile poluante.*

## VIII.1.2. Compensarea puterii reactive a sarcinilor

Principalele elemente generatoare de energie reactivă în rețea sunt componentele inductive (inductanțe, motoare, relee etc.). Există și situații în care se produce energie reactivă capacitivă însă aceste cazuri reprezintă excepții în rețeaua electrică. Compensarea energiei reactive de către un filtru activ derivație implică faptul că energia reactivă a sarcinii poluante va circula doar între sarcină și filtrul activ.

**Consumator reactiv-inductiv,  $R=75\Omega$  și  $L=1\text{mH}$** 

Figurile următoare arată variația în timp a tensiunii de rețea și a curenților de interes fără/respectiv cu filtru activ în circuit. Se remarcă defazajul de cca.  $\pi/4$  dintre tensiune și curent ( $\cos \varphi = 0.7$ ), puterea activă de 137W, iar indicatorul THD al curentului sarcinii de 1.26%.

a) Funcționare fără filtru activ:

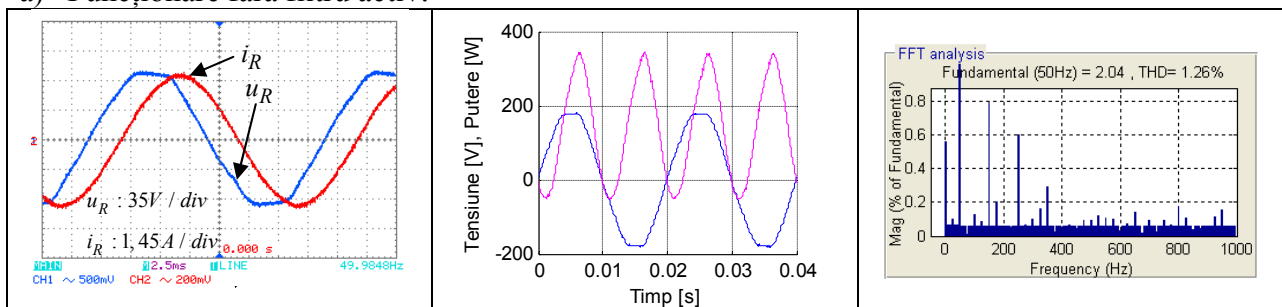


Fig.8.14. a) Forme de undă la bornele consumatorului, fără filtru activ, b) variația în timp a puterii instantanee, c) analiza FFT a curentului de rețea

b) Funcționare cu filtru activ ca emulator de sarcină rezistivă:

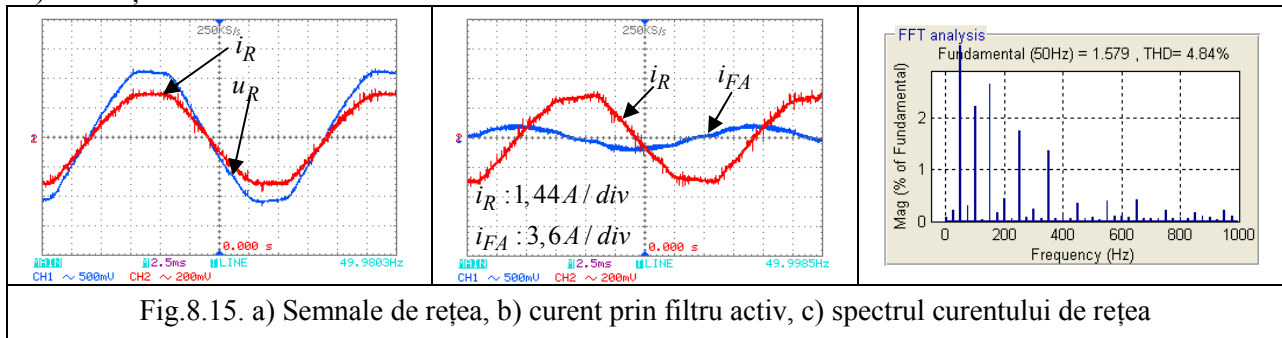


Fig.8.15. a) Semnale de rețea, b) curent prin filtru activ, c) spectrul curentului de rețea

c) Funcționare cu filtru activ cu referință sinusoidală pentru curentul de rețea:

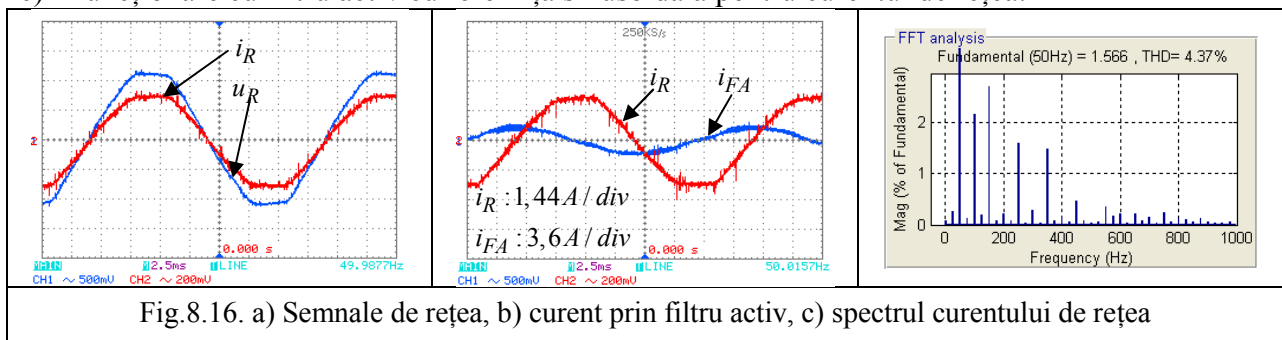


Fig.8.16. a) Semnale de rețea, b) curent prin filtru activ, c) spectrul curentului de rețea

Se poate observa că în ambele cazuri în care filtrul activ funcționează, puterea reactivă este compensată total de către filtrul activ, cu dezavantajul creșterii THD al curentului de rețea până la 4.5...5%, indiferent de utilizarea sau nu a buclei PLL.

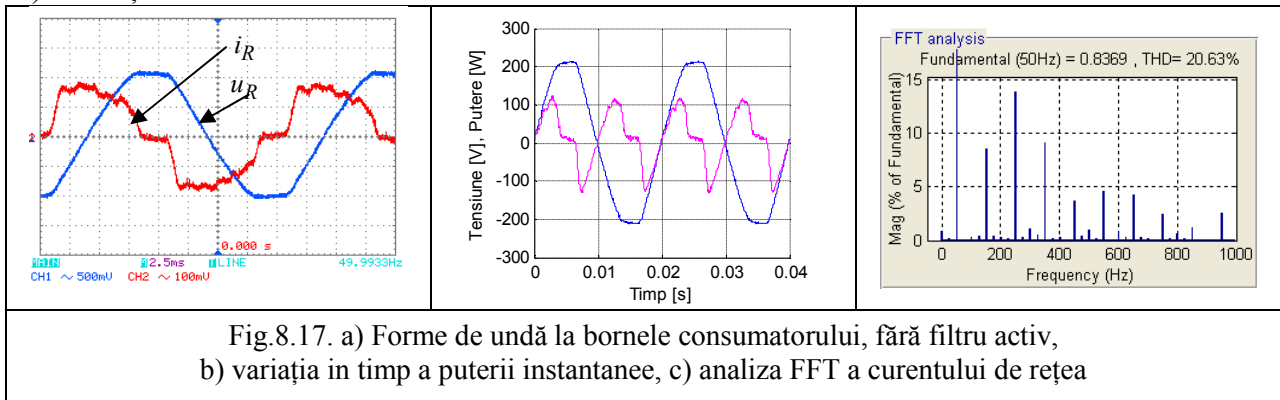
Putere activă consumată în filtru a fost și în acest caz apropiată de 10W.

*Factorul de putere al ansamblului filtru activ – sarcină reactivă inductivă este unitar.*

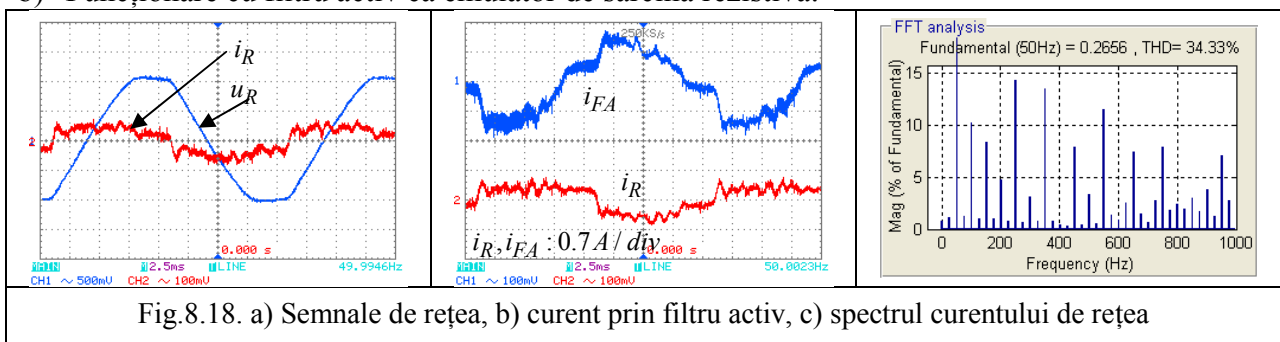
**Consumator reactiv-capacitiv**

S-a utilizat un grup RC ( $5\Omega$ ,  $30\mu\text{F}$ ), caracterizat prin  $P_{\text{activă}} = 10\text{W}$ ,  $P_{\text{reactivă}} = 21\text{VAR}$ .

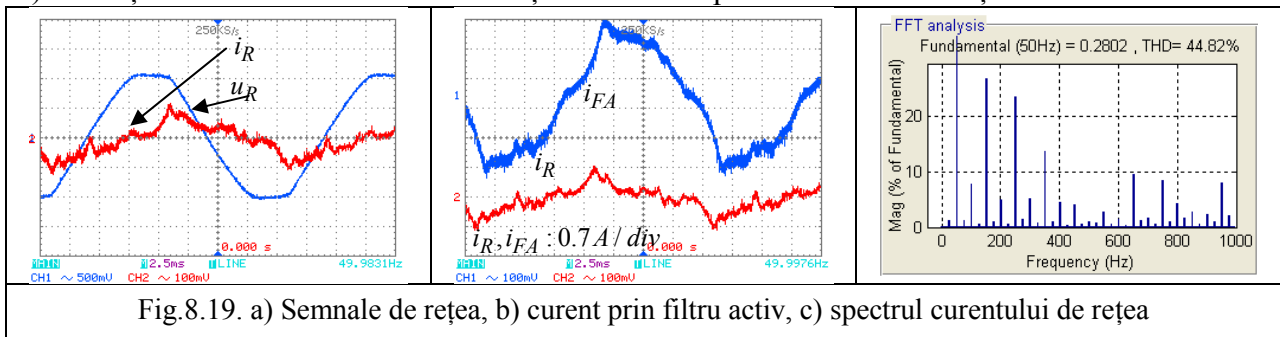
a) Funcționare fără filtru activ:



b) Funcționare cu filtru activ ca emulator de sarcină rezistivă:



c) Funcționare cu filtru activ cu referință sinusoidală pentru curentul de rețea:



Forma de undă a curentului prin consumator, Fig.8.17a) se explică prin suprapunerea a două fenomene:

- orice sarcină pur capacitivă absoarbe de la o sursă ideală de tensiune un curent de forma  $i_c = C \cdot du / dt$ , unde  $u$  reprezintă tensiunea instantanee aplicată la bornele consumatorului. Se explică astfel zona de curent nul prin sarcină cât timp tensiunea rețelei este constantă (zona vârfurilor aplatizate),
- în circuitul real, rețeaua de distribuție conține implicit o componentă inductivă, dată de conductoarele de legătură și de transformatoarele de rețea. Se creează astfel condiții favorabile apariției unor circuite oscilante RLC serie, cu caracter cu atât mai pronunțat cu cât componenta rezistivă din circuit este mai nesemnificativă. Se explică astfel variațiile oscilante, de frecvență mare ale curentului de sarcină din Fig.8.17 – Fig.8.19. Componentele implicite R,L,C ale impedanței rețelei sunt specifice fiecărui nod în parte, ceea ce îngreunează substanțial proiectarea unui circuit de corecție.

Pe de altă parte, filtrul activ prezentat a fost proiectat pentru a compensa un gradient maxim al curentului de sarcină, determinat pe cale experimentală prin analiza consumatorilor de tip PRC. În situația de față, circuitul rezonant RLC serie din PCC generează variații ale

curentului mai rapide decât cele compensabile de către filtrul activ, astfel că se regăsesc în curentul de rețea din Fig.8.18 și Fig.8.19.

Filtrul activ testat reduce însă amplitudinea componentei reactive a curentului de rețea, prin vehicularea energiei reactive între consumator și invertorul de tensiune al filtrului. După activarea filtrului, puterea reactivă a grupului consumator - filtru activ a scăzut la 4VAR (fără PLL) sau 2VAR (cu PLL), iar puterea activă a crescut cu 5W (fără PLL) respectiv 10W (cu PLL).

*Filtrul activ realizat compensează consumatorii reactivi capacitivi, îmbunătățind factorul de putere, însă nu atenuează oscilațiile de înaltă frecvență generate de circuitul oscilant RLC serie format între inductanța rețelei și condensatorul sarcinii.*

## VIII.2. Regim dinamic la variația consumatorilor

Una din problemele importante care vizează utilizabilitatea circuitului propus este cea a stabilității la modificarea consumatorilor. Se impune ca adăugarea sau deconectarea oricărui consumator în/din PCC să nu conducă la funcționarea defectuoasă a filtrului activ, atât timp saltul de putere al sarcinii nu depășește nivelul de putere al filtrului activ.

Constanta de timp a componentei integrale a regulatorului de tensiune poate fi reglată la orice valoare mai mare decât  $0.2\text{ ms}$  (valoarea minimă este dată de viteza de execuție a instrucțiunilor din bucla principală a algoritmului implementat în microcontroller).

Fig.8.20 și Fig.8.21 prezintă variația semnalelor de interes pentru două cazuri ale constantei de timp a integratorului:

- pentru  $\tau_{\text{int}} = 5\text{ms}$  se obține un răspuns aperiodic al buclei de reglare, cu o variație lentă a amplitudinii curentului absorbit din rețea;

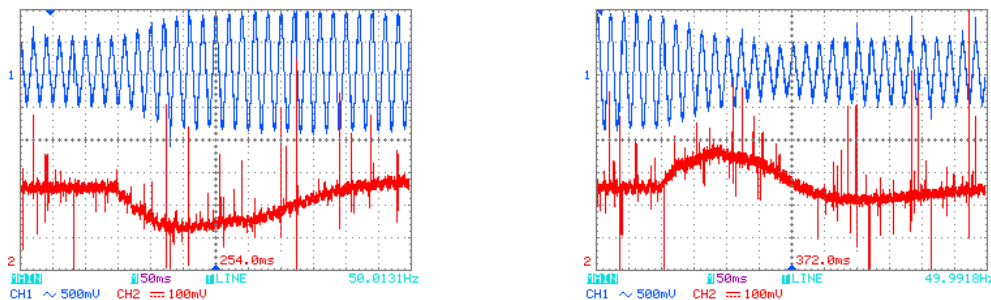


Fig.8.20. Amplitudinea curentului de rețea față de variația tensiunii pe condensatorul filtrului activ  
Constanta de timp a integratorului din bucla de reglare a tensiunii = 5ms

- pentru  $\tau_{\text{int}} = 0.2\text{ms}$  răspunsul este periodic amortizat, însă mult mai rapid decât în primul caz (amplitudinea curentului ajunge la noua valoare în cca. 2 perioade ale tensiunii).

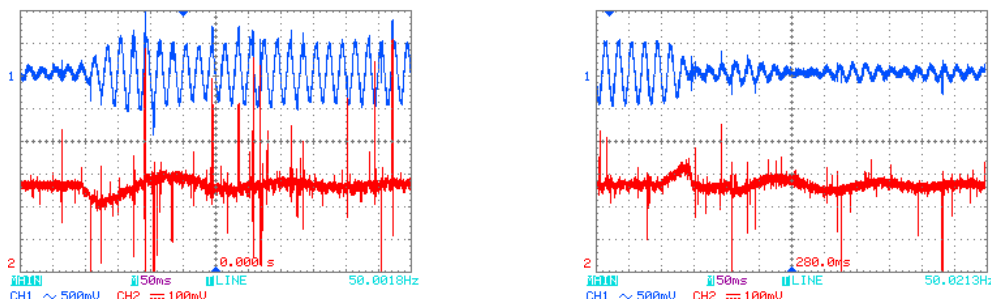


Fig.8.21. Amplitudinea curentului de rețea față de variația tensiunii pe condensatorul filtrului activ  
Constanta de timp a integratorului din bucla de reglare a tensiunii = 0.2ms

Două alte exemple a variației curentului de rețea sunt prezentate în Fig.8.23, pentru a) conectarea și b) deconectarea unei sarcini din grupul consumatorilor. Variația amplitudinii curentului este una aperiodică, fără oscilații sau suprareglaj, atât la conectarea cât și la deconectarea sarcinii de putere (plita electrică, 350W):

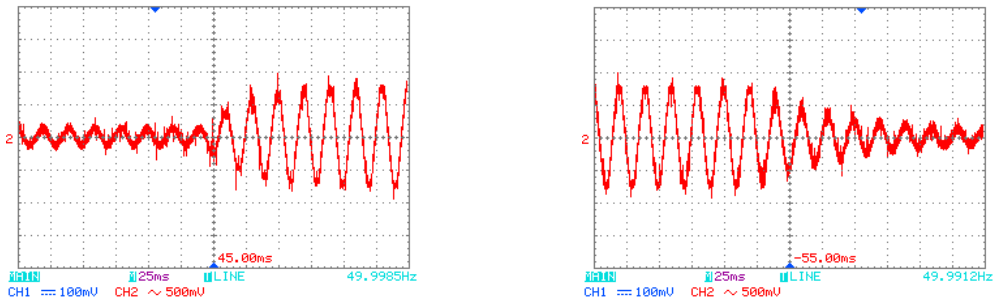
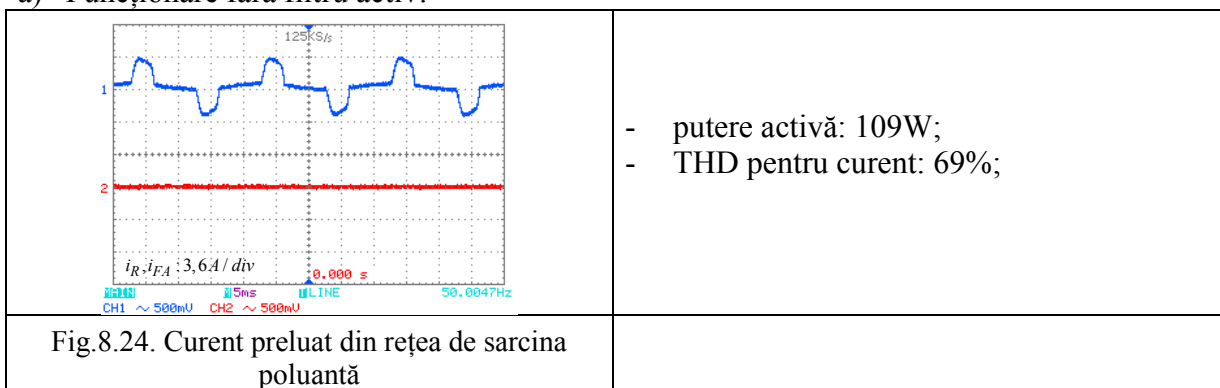


Fig.8.23. Curent de rețea la a) creșterea sarcinii de la 50W la 400W b) scăderea sarcinii de la 400 la 50W

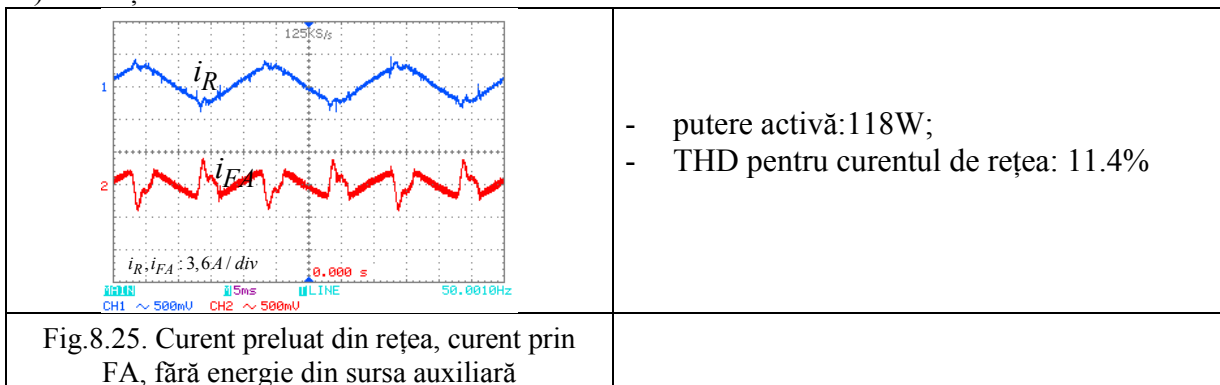
### VIII.3. Funcționare cu consumator neliniar și sursă de energie auxiliară

S-a utilizat consumatorul de tip redresor cu sarcină RC ( $R=200\Omega$ ,  $C=700\mu F$ ), conectat în paralel cu o lampă cu incandescență de 20W; filtrul activ impune referință sinusoidală de curent.

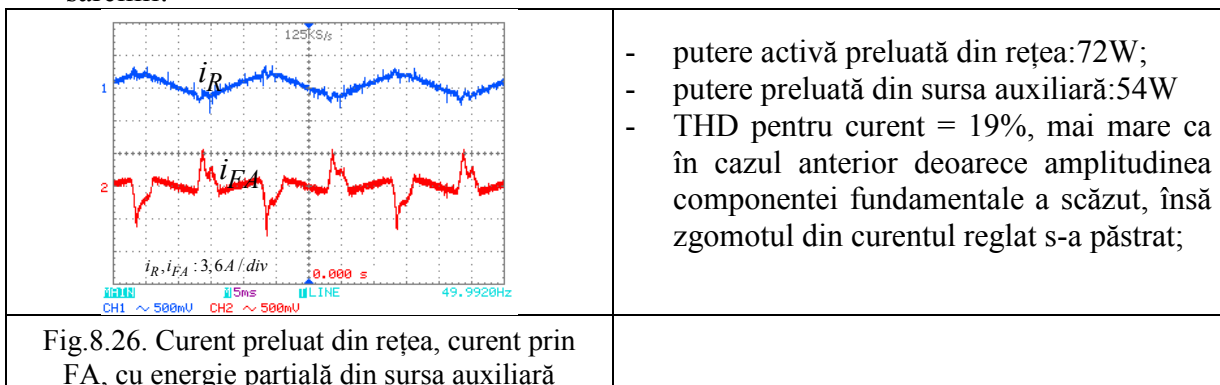
a) Funcționare fără filtru activ:



b) Funcționare cu filtru activ fără sursă auxiliară:



c) Funcționare cu filtru activ cu sursa auxiliară ce livrează o parte a energiei necesare sarcinii:





Transferul energiei din sursa auxiliară spre sarcina neliniară conduce la înrăutățirea formei curentului absorbit de sarcină, deoarece impedanța mai mică a filtrului activ față de cea a rețelei permite redresorului cu diode să absoarbă curent cu gradient mai mare decât în cazul alimentării de la rețea; combinând acest fenomen cu tensiunea de din PCC, stabilită de rețeaua electrică, se obține forma curentului din Fig.8.26.

Deși soluția propusă în această lucrare este ca sursa auxiliară să fie utilizată exclusiv pentru alimentarea consumatorilor, **este posibilă utilizarea filtrului activ cu control indirect pentru a injecta în rețea surplusul de energie**. Fig.8.27 prezintă patru situații: a) fără filtru activ, b) cu filtru activ funcțional, dar fără sursa auxiliară c) cu utilizarea sursei auxiliare doar pentru alimentarea consumatorului (curentul de rețea are amplitudine nulă), c) filtrul activ alimentează consumatorul neliniar și în același timp injectează în rețea curent sinusoidal. Curentul preluat de consumator a fost calculat numeric de către osciloscop, ca diferență între curentul de rețea (canalul 1) și curentul filtrului activ (canalul 2), toate semnalele fiind reprezentate pe aceeași scară ( $200mV/div$  corespunzător valorii reale a curentului de  $1.45A/div$ ).

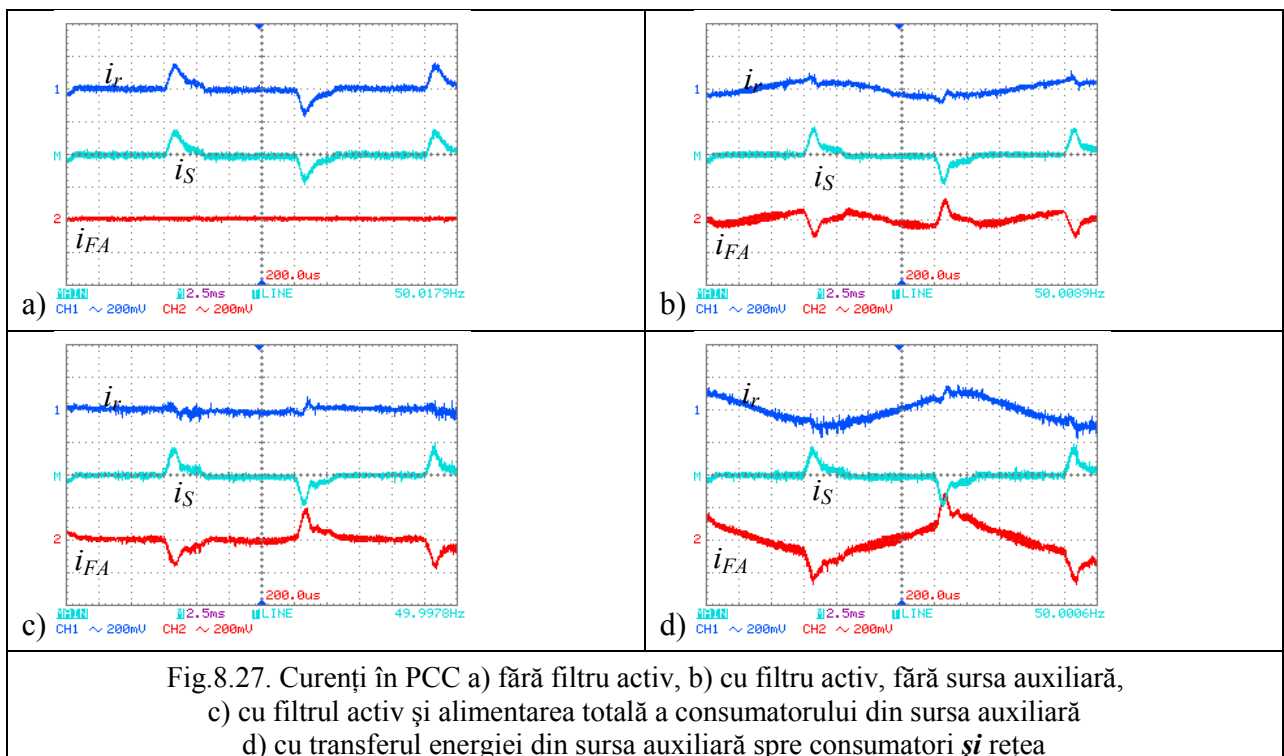
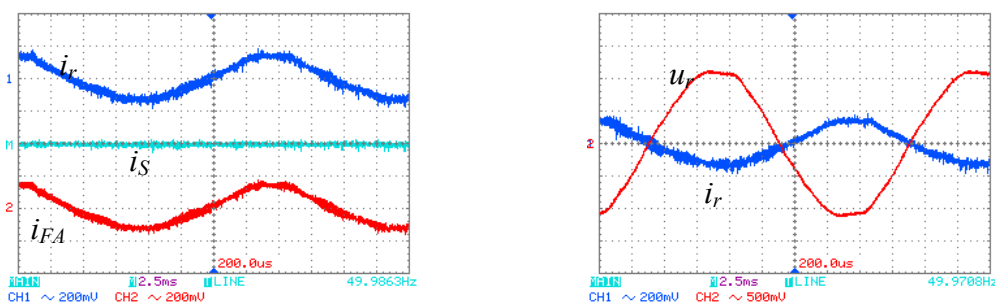


Fig.8.28 prezintă cazul în care filtrul activ este utilizat ca inverter de rețea, unde energia din sursa auxiliară este transferată rețelei electrice sub forma unui curent sinusoidal. Se observă defazajul de  $180^\circ$  dintre tensiunea și curentul de rețea, care demonstrează circulația energiei spre rețea.



## VIII.4. Concluzii

Structura de filtrare activă dezvoltată în această lucrare a fost testată cu ajutorul platformei experimentale și a sarcinilor electrice monofazate de mică putere. S-a demonstrat atât potențialul structurii de a reduce semnificativ regimul deformant generat de sarcinile neliniare de mică putere, cât și posibilitatea de a utiliza energie electrică generată local pentru alimentarea consumatorilor conectați la filtrul activ. Strategia de control indirect, utilizată pentru implementarea filtrului activ, permite simultan compensarea armonicilor de curent, a curentului reactiv cât și utilizarea filtrului activ ca invertor cu conectare la rețea.

În ceea ce privește reducerea regimului deformant, s-au realizat măsurători pentru valoarea indicatorului THD, pentru conținutul de armonici al curentului de rețea și pentru componentele activă și reactivă ale puterii, în lipsa respectiv în prezența filtrului activ. Valorile obținute sunt sintetizate în Tabelul 8.1.

Tabelul 8.1. Valori determinate experimental pentru structura de filtrare activă propusă

Parametru pt. energia preluată din rețea		THD <sub>iR</sub> [%]	Putere activă [W]	Putere reactivă [VAR]
R	Fără F.A.	3.1 (=THD <sub>uR</sub> )	330	-
	Cu F.A. fără PLL	3.7	340	-
	Cu F.A. cu PLL	1.85	340	-
PRC	Fără F.A.	35.4	45	-
	Cu F.A. fără PLL	10.4	52	-
	Cu F.A. cu PLL	7.3	54	-
RL	Fără F.A.	1.26	137	137
	Cu F.A. fără PLL	4.84	145	-
	Cu F.A. cu PLL	4.37	145	-
RC	Fără F.A.	20.6	10	21
	Cu F.A. fără PLL	34	15	4
	Cu F.A. cu PLL	44	20	2
Combinăție de consumatori poluanți	Fără F.A.	34.8	508	-
	Cu F.A. fără PLL	4.5	530	-
	Cu F.A. cu PLL	4.6	530	-

Un alt aspect legat de influența consumatorilor asupra funcționării filtrului activ constă în legătura de directă dependență dintre amploarea regimului deformant indus de consumator și puterea activă disipată în filtrul activ. În toate cazurile analizate, puterea disipată pe invertorul filtrului a fost de 5...25W, valoare ce cuprinde atât componenta cauzată de comutație cât și cea cauzată de rezistențele interne ale comutatoarelor statice, a inductorului  $L_{FA}$  și condensatorului  $C_{DC}$ . În lipsa regimului deformant al consumatorilor, filtrul activ este are consum neglijabil.

Regimul dinamic la variația consumatorilor este de scurtă durată (mai mic de 100ms) în funcție de amploarea saltului de putere. Trecerea de la un punct static de funcționare la altul se face fără suprareglaj al amplitudinii și fără deformarea curbei sinusoidale a curentului de rețea.

În secțiunea VIII.3 s-a demonstrat faptul că filtrul activ derivație, monofazat, cu control indirect poate fi utilizat în același timp ca invertor de tensiune, alimentând sarcinile conectate la ieșire cu energie electrică provenită de la un generator local. Pentru acest mod de funcționare, tipul sarcinii electrice conectate la filtrul activ nu are importanță, astfel că se pot alimenta fără restricție atât consumatori liniari cât și neliniari. Energia preluată din sursa auxiliară poate reprezenta orice procent din energia necesară sarcinii, urmând ca echilibrul energiilor din punctul comun de conectare să se realizeze pe seama energiei transferate cu rețeaua.



## Capitolul IX - Concluzii

La o analiză atentă, majoritatea consumatorilor de mică putere introduc perturbații în rețeaua electrică de distribuție. Regimul deformant astfel creat afectează atât furnizorii de electricitate prin creșterea pierderilor, utilizarea ineficientă a generatoarelor și transformatoarelor, cât și consumatorii prin modificarea parametrilor energetici ai echipamentelor electrice.

Utilizarea filtrelor active de rețea devine o necesitate impusă de generalizarea regimului deformant generat de sarcinile electrice neliniare de mică putere. Direcțiile de cercetare asociate filtrării active vizează pe de o parte integrarea optimă a noilor tehnologii semiconductoare, cu creșterea domeniului de putere și a spectrului de perturbații care pot fi compensate cu filtre active și pe de altă parte îmbunătățirea strategiilor de control, astfel încât să se obțină maximum de funcționalitate pentru o structură hardware impusă.

Un alt domeniu în plină dezvoltare este cel al exploatarea surselor de energie regenerabilă, în special solare și eoliene. Principala problemă care afectează aceste sisteme este variația periodică totală a puterii generate la ieșire și este contracarată fie prin utilizarea bateriilor pentru stocarea temporară a energiei, fie prin conectarea sistemului fotovoltaic/eolian în paralel cu un generator cu funcționare continuă (ca de exemplu rețeaua energetică națională).

Teza propune un sistem electronic de reducere a regimului deformant generat de sarcinile electrice neliniare de mică putere în rețelele monofazate. Structura îmbină funcția de filtru activ derivație cu cea de inverter cu conectare la rețea, astfel că sistemul realizează simultan atât compensarea perturbațiilor produse de consumatori, cât și utilizarea energiei generate local (de la o sursă regenerabilă) pentru alimentarea consumatorilor proprii. Strategia controlului indirect, aleasă pentru guvernarea filtrului activ, este cea care permite implicit integrarea celor două funcționalități, cu ajutorul unui model matematic ușor de implementat.

### Performanțe de filtrare

Cu ajutorul platformei experimentale s-a demonstrat faptul că filtrul activ derivație, monofazat, cu control indirect, împiedică pătrunderea în rețeaua electrică a armonicilor de curent generate de consumatorii neliniari, reducând indicatorul THD al curentului de rețea de la valori cuprinse între 30 și 40% (în lipsa filtrului activ) până la valori de 2...7%, în funcție de nivelul de putere al consumatorilor.

Funcționarea filtrului activ cu impunerea curentului sinusoidal de rețea necesită utilizarea buclei PLL de refacere a referinței sinusoidale și conduce la scăderea indicatorului THD cu 2...3% sub valoarea obținută pentru funcționarea ca emulator de sarcină rezistivă.

Energia reactivă a sarcinilor este de asemenea compensată. În cazul consumatorilor cu caracter inductiv filtrul activ compensează total energia reactivă și aduce la unitate factorul de putere al ansamblului filtru-consumator, iar în cazul particular al sarcinilor electrice cu caracter capacitiv, filtrul activ reduce energia reactivă injectată în rețea, aducând factorul de putere al grupului filtru-consumator la o valoare mai bună de 0.9.

Conectarea filtrului activ în circuitul consumatorilor conduce la creșterea consumului de energie electrică, cu valoarea corespunzătoare pierderilor din inverterul filtrului activ. S-a determinat o componentă constantă a pierderilor, de cca.  $10W$ , măsurabilă în lipsa consumatorilor (sau în prezenta consumatorilor liniari), și o componentă variabilă, proporțională cu amplitudinea regimului deformant generat de consumatori. Această componentă a fost aproximată experimental la cca. 4...5% din puterea consumatorilor puternic neliniari. De exemplu, pentru sarcini mixte de putere activă  $508W$  și THD al curentului de cca. 34%, puterea activă totală disipată pe elementele filtrului activ a fost de  $30W$ . O altă situație asemănătoare, a arătat creșterea puterii active de la  $137W$  la  $145W$ .

**Contribuții personale**

- **Analiza experimentală a echipamentelor electrice de mică putere**, utilizate pe scară largă în activitățile cotidiene, a oferit informații esențiale pentru înțelegerea cauzelor regimului deformant din rețeaua electrică de joasă tensiune, dar și pentru determinarea impactului acestor echipamente neliniare asupra energiei vehiculate în sistem;
- **A fost conceput și utilizat un circuit electronic „datalog”, cu funcționare independentă, care permite înregistrarea curbelor de tensiune și curent de la bornele oricărui echipament electric monofazat.** Semnalele achiziționate sunt stocate numeric într-un fișier text, pe un mediu digital modern de stocare a informației (SDCard), și pot fi importate direct în mediul numeric Matlab pentru analiză și prelucrare offline;
- **S-au modelat principalele echipamente electrice neliniare monofazate** din rețea, pe baza curbelor experimentale de tensiune și curent, și cu minime informații despre structura surselor de alimentare. Simularea numerică a acestor modele arată diferențe minore între formele de undă obținute prin simulare numerică și semnalele măsurate experimental;
- **S-a propus implementarea unui filtru activ derivație, monofazat, guvernat cu metoda controlului indirect**, pentru compensarea regimului deformant al consumatorilor monofazați. Această strategie de control a fost dezvoltată matematic în detaliu, cu aplicare pentru sistemele electrice monofazate și are la baza două bucle de reglare: una pentru impunerea curbei dorite a curentului de rețea, și una pentru stabilirea amplitudinii acestui curent, ca efect indirect al echilibrului energetic din nodul în care este conectat filtrul activ;
- **S-a propus o metodologie proprie de dimensionare a componentelor filtrului activ** care evaluează cerințele de proiectare și parametrii tehnologici ai componentelor semiconductoare actuale;
- **A fost realizat un model complet de simulare numerică** ce înglobează sarcinile electrice neliniare modelate anterior, structura filtrului activ derivație și curba de tensiune reală a rețelei (utilizată offline). Simularea numerică a arătat rezultate excepționale de filtrare a regimului deformant, dar a oferit și indicii esențiale pentru implementarea practică a filtrului activ: limitarea curentului de pornire pentru inverterul de tensiune, adăugarea unui traductor de curent pentru a asigura protecția inverterului, necesitatea protecției la supratensiuni, supracurenți sau variații anormale ale tensiunii de rețea;
- **S-a proiectat și realizat în totalitate o platformă experimentală cu funcționare autonomă** (fără PC), care permite verificarea funcționării filtrului activ. Au fost rezolvate elegant toate problemele ce țin de realizarea practică a inverterului de tensiune, a circuitului electronic de control, a traductoarelor de tensiune și curent, a circuitelor de izolare galvanică etc.;
- Dintre blocurile funcționale ale platformei, **de concepție complet originală este traductorul de tensiune cu izolare galvanică** care asigură performanțe superioare traductoarelor comerciale în ceea ce privește banda și amplitudinea semnalului prelucrat. Utilizarea unui circuit de izolare galvanică cu transfer optic al informației asigură imunitatea traductorului la perturbațiile electro-magnetice din apropierea inverterului de tensiune.
- **Strategiile de control asociate sistemului de filtrare activă au fost implementate într-un procesor numeric de semnal de tip microcontroller**, care înglobează module hardware esențiale structurii prezentate. Un aspect esențial pentru buna funcționare a circuitului de reglare este sincronizarea achiziției semnalelor analogice din sistem cu semnalul PWM al inverterului, pentru a evita atât zgomotul de comutație cât și intermodulația;
- **Bucula PLL a fost integrată în structura de control a filtrului activ și implementează o idee originală** prin care însăși frecvența internă a procesorului de semnal este ajustată astfel încât semnalul de ieșire al buclei PLL să fie sincronizat cu trecerile prin zero ale tensiunii de

rețea. S-a arătat experimental că această soluție oferă avantaje net superioare față de cele clasice, analogice. Pe lângă corelația implicită dintre bucla PLL și algoritmul de reglare al filtrului activ, este facilitată și utilizarea filtrelor numerice cu număr constant de parametri în interiorul algoritmilor de reglare;

- A fost realizat un **studiu al regimurilor tranzitorii ale filtrului activ, cauzate de conectarea, deconectarea sau modificarea nivelului de putere al consumatorilor**, cu analiza variației în timp a tensiunilor și curenților din circuit;

- Prin testarea experimentală a filtrului activ, **s-a demonstrat că filtrul activ monofazat cu control indirect compensează eficient și implicit toate armonicile curentului generat de consumatorii uzuali, precum și energia reactivă generată de consumatori**. Rezultatele experimentale sunt în concordanță cu dezvoltarea analitică a sistemului și cu simulările numerice anterior realizate;

- Atât prin simulare cât și prin testare experimentală a fost abordată o problemă de detaliu în ceea ce privește principiul de funcționare al filtrului activ, și anume dacă **rolul filtrului derivație este de a emula un consumator rezistiv, sau de a impune curent de rețea sinusoidal** indiferent de gradul de distorsionare a curbei de tensiune. Performanțele de filtrare activă pentru cele două principii diferă doar la nivel de detaliu, cea de-a doua metodă conducând la distorsiuni armonice mai mici cu câteva procente pentru curentul de rețea;

- **S-a propus și verificat experimental posibilitatea utilizării unei surse auxiliare de energie pentru alimentarea consumatorilor locali prin intermediul filtrului activ**; această idee se regăsește în puține lucrări de specialitate, iar rezultate experimentale sunt prezentate în și mai puține publicații. Strategia de control indirect a filtrului activ derivație asigură echilibrul energetic dintre rețea, sursa auxiliară și consumatori, indiferent de tipul (liniar sau nelinier) și puterea consumatorilor. Se poate opta pentru utilizarea energiei auxiliare pentru asigurarea parțială sau totală a energiei necesare consumatorilor locali, sau pentru alimentarea consumatorilor și injectarea surplusului energetic în rețea. Toate aceste situații au fost verificate experimental. Structura propusă nu asigură redundanța sursei de alimentare pentru consumatorii locali, ci alimentarea acestora în paralel de la rețea și sursa auxiliară, cu reducerea consumului de energie de la rețea și implicit a valorii facturii energiei electrice;

- **Sursa auxiliară de energie** este de realizare proprie, și conține două panouri fotovoltaice de putere mică, un convertor c.c./c.c. cu funcție MPPT și o baterie electrochimică de uz general. Partea de extragere a energiei electrice de la panouri funcționează independent de algoritmul filtrului activ și are ca scop extragerea cantității maxime de energie și menținerea bateriei în stare încărcată (tampon). Convertorul c.c./c.c. este de concepție proprie și implementează numeric (într-un microcontroller pe 8 biți, de uz general) algoritmul de urmărire al punctului de putere maximă pentru panoul fotovoltaic.

- **S-au propus, simulat și validat experimental două strategii MPPT originale** care pornesc de la metode MPPT clasice. Strategiile propuse determină în timp real punctul de funcționare de putere maximă, pe baza informațiilor de tensiune și curent de la bornele panoului fotovoltaic. Dintre cele două soluții, se remarcă varianta bazată pe metoda clasică „incremental conductance”, implementată numeric printr-un număr minim de operații matematice, dar cu performanțe de top.

**Lucrări științifice în domeniul tezei de doctorat:**

- [EPU 12,1] *PLL Model for Grid Voltage Reference Reconstruction*, S. Epure, R. Belea, The Annals of "Dunarea De Jos", University of Galati, Romania FASCICLE III, Vol.35, No.1, 2012, ISSN 1221-454X
- [EPU 12,2] *Low power battery charger with solar panel input — The M.P.P.T. algorithms*, S. Epure, R. Solea, 16th International Conference on System Theory, Control and Computing (ICSTCC), IEEE, ISBN: 978-1-4673-4534-7, 2012
- [EPU 11] *Low power battery charger with solar panel input - The electronic circuit*; S. Epure, E. Roșu The Annals of "Dunarea De Jos", University of Galati, Romania FASCICLE III, Vol.34, No.2, 2011, ISSN 1221-454X
- [EPU 10] *Indirect Control of a low power Single-Phase Active Power Filter*; S. Epure, E. Rosu, The Annals of "Dunarea De Jos", University of Galati, 2010
- [EPU 08] *Chopper-Based Closed-Loop Current Control for Low Power Wind Energy Conversion Systems*, S. Epure, I. Munteanu, E. Ceangă, International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEEE-2008, pag.296-303, Galati, Romania
- [EPU 06] *An Experimental Platform for Low Power DC Drives - Application to Sliding Mode Motion Control*, S. Epure, I. Munteanu, A. I. Bratcu, International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEEE-2006, pag. 193-198, Galati, Romania
- [BRA 07] *Energetic Optimization of Variable Speed Wind Energy Conversion Systems by Extremum Seeking Control*, Bratcu A.I., Munteanu I., Ceanga E., Epure S., Proceedings of the IEEE Region 8 EUROCON 2007 International Conference on Computer as a Tool, IEEE, ISBN 1-4244-0813-X, pp. 2536-2541
- Dispozitiv de monitorizare a deprinderilor specifice atletismului în condiții reale de manifestare, C. Mereuță, E. Mereuta, S. Epure, D. Ganea, cerere de brevet în curs de examinare, nr. (P) A01419/21.12.2011**

**Alte lucrări științifice publicate:**

- [EPU 11] *Electronic circuits for EMFi-based ultrasound transducers*; Epure Silviu, Belea Radu, and Aiordachioaie Dorel International Conference – 4th Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence ECAI 2011, 30 June -2 July, Pitești, România
- [EPU 11] *On automated ultrasonic measurement system*; Silviu Epure, Radu Belea, Dorel Aiordachioaie, Razvan Solea IEEE 17th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging SIITME 2011, 20-23 Sept., Timisoara, Romania
- [EPU 11] *On artificial pinnae design and fabrication technology*; Silviu Epure, Dorel Aiordachioaie IEEE 17th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging SIITME 2011, 20-23 Sept., Timisoara, Romania
- [EPU 10] *EMFi based Ultrasound Transceivers*; Silviu Epure, Radu Belea, Dorel Aiordachioaie IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging SIITME 2010, 23-26 Sept., Pitesti, Romania
- [EPU 10] *On Biomimetic Sonar Head - First Experiments and Results*; S.Epure, M.Mazarel, C.Chiculita, D.Aiordachioaie IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging SIITME 2010, 23-26 Sept., Pitesti, Romania
- [AIO 11] *On low resolution ultrasonic image processing for target recognition purposes*; Dorel Aiordachioaie, Marius Mazarel, Claudiu Chiculita, Razvan Solea, Silviu Epure

- and Laurentiu Frangu The 4th WSEAS International Conference on Sensors and Signals SENSIG 2011, 3-5 Nov., Catania, Italy
- [AIO 11] *Bio-mimetic sonar heads for autonomous vehicles*; Aiordachioaie Dorel, Frangu Laurentiu, Belea Radu, Epure Silviu, Mazarel Marius, Chiculita Claudiu International Conference – 4th Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence ECAI 2011, 30 June -2 July, Pitești, România
- [FRN 10] *Embedded System for Audio Source Separation*; L.Frangu, M.Mazarel, C.Chiculita, S.Epure, IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging, SIITME 2010, 23-26 Sept., Pitesti, Romania
- [MAZ 10] *On Biomimetic Sonar Head - Hardware Description and Analysis*; M.Mazarel, S.Epure, C.Chiculita, C.Miholca, D.Aiordachioaie IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging SIITME 2010, 23-26 Sept., Pitesti, Romania
- [POP 10] *New Quantum Inspired Genetic Algorithm for Evolvable Hardware*; R. Popa, V. Nicolau, S. Epure, IEEE The 3rd International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEEE-2010, 16-18 Sept., Galati, Romania
- [BEL 09] *Practical In Loop Compensation of a Hybrid Amplifier Driving a Capacitive Load*; R. Belea, S. Epure, International Conference – 3rd Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence, ECAI 2009, 3-5 June, Pitești, Romania
- [AIO 09] *On Ultrasound Transducers with EMFi material*; D. Aiordăchioaie, R. Belea, L. Frangu, M. Măzarel, S. Epure, IEEE 15th International Symposium for Design and Technology of Electronics Packages, SIITME 2009, 17-20 Sept., Gyula, Hungary
- [FRN 08,1] *An Embedded Platform for Smart Multiple Sensor Network*; L. Frangu, M. Mazarel, C. Chiculita, S. Epure, 3rd Intl. Conf. „From Scientific Computing to Computational Engineering”, 9-12 July 2008, Athens, Greece
- [FRN 08,2] *An Embedded Platform for Video and Audio Signal Processing*; L. Frangu, S. Epure, M. Mazarel, C. Chiculita, Intl. Symposium for Design and Technology of Electronic Packages, SIITME 2008, 18-21 Sept., Predeal, Romania
- [POP 08] *FPGA Circuits for Evolvable Hardware*; R. Popa, S. Epure, V. Nicolau, International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEEE-2008, pag. 70-74, Galati, Romania
- [POP 06] *Evolvable Hardware in Xilinx PLDs*; R. Popa, V. Nicolau, S. Epure, International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, ISEEE-2006, pag. 108-113, Galati, Romania

---

---

## Bibliografie

- [ABD 09] *New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions*, Abdusalama M., P. Poureb, S. Karimia and S. Saadateh, Electric Power Systems Research, Volume 79, Issue 5, Pages 759-765, 2009
- [AHM 11] *Active Power Filter: Review of Converter Topologies and Control Strategies*, Ahmet TEKE, Lütfü SARIBULUT, M. Emin MERAL, Mehmet TÜMAY, 2011
- [AKA 96] *New Trends in Active Filters for Power Conditioning*, IEEE Transactions, IA-32, Akagi H., 1996
- [AKA 07] *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, Akagi H., E.H. Watanabe, M. Aredes, WILEY 2007 (2007)
- [ALB 09] *Hybrid Active Power Filter Connected to a Photovoltaic Array*, Razvan-Daniel Albu, Daniel Albu, 2009
- [ANG 08] *Handbook of Power Quality*, Edited by Angelo Baghini University of Bergamo, Italy, John Wiley & Sons Ltd 2008, ISBN: 978-0-470-06561-7
- [ALI 05] *Uninterruptible power supplies and active filters*, Ali Emadi, Abdolhosein Nasiri, Stoyan B. Bekiarov, Illinois Institute of Technology, Electrical and Computer Engineering Department, Chicago, IL, 2005
- [ARR 00] *Power system quality assessment*, J. Arrillaga, N.R. Watson, S. Chen, ISBN 0-471-98865-0, April 2000
- [A&M 93] *Using Fourier Series To Model Hourly Energy Use In Commercial Buildings*, A. Dhar, T.A. Reddy, D.E. Claridge, Energy Systems Laboratory, Texas A&M University System, 1993
- [ATK 09] *Harmonic Distortion Caused By Compact Fluorescent Lights On Electrical Networks*, G Atkinson-Hope And Sd Stimpson, 2009
- [BAL 12] *Cercetări și contribuții privind îmbunătățirea calității energiei electrice în sistemele electrice*, Teza de doctorat, C. Balanuta, conducator stiintific Prof.dr.ing. G. Fetecău, 2012
- [CHA 10] *Comparison of Three Phase Shunt Active Power Filter Algorithms*, Charles.S, G. Bhuvaneshwari, International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 2, No. 1, February, 2010
- [CHE 08] *Direct Power Control of Active Filters with Averaged Switching Frequency Regulation* Chen B.S. and G. Joss (nov. 2008), IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, pp.2729-273, 2008
- [COM 06] *Managing Energy Costs in Office Buildings, Commercial*, Energy Advisor, 2006
- [CRE 10] *Electrical And Thermal Performance Of 1200 V, 100 A, 200°C, 4h-Sic Mosfet-Based Power Switch Modules*, James Scofield And Neil Merrett, Cree, Inc. 2010
- [CUL 08] *Contributii privind algoritmi de prelucrare a semnalelor si conducere automata a convertoarelor statice de putere cu rol de filtre active*, Teza de doctorat, M. Culea, conducator stiintific Prof.dr.ing. Emil CEANGA, 2008
- [DOM 90] *Harmonic mitigation techniques for the improvement of power quality of adjustable speed drives*, Domijan, A., Jr., Embriz-Santander, E. (ASDs) , Conf. Proc. on APEC 1990, pp. 96 –105.

- 
- [EPR 95] *Performance and Design Evaluation of Switch-Mode Power Supplies - AC Interface Issues*, EPRI Power Electronics Applications Center Knoxville, Tennessee, 1995
- [ESP 10] *Guidebook On Energy Efficient Electric Lighting For Buildings*, Espoo 2010
- [FAR 07] *Integration of photovoltaic power systems in high-penetration clusters for distribution networks and mini-grids*, Farid Katiraei, Konrad Mauch, Lisa Dignard-Bailey, International Journal of Distributed Energy Resources, Volume 3 Number 3 July - September 2007
- [FRA 08,1] *Fraunhofer ISE sets new record for inverter efficiency, SiC transistors increase efficiency of PV systems*, Press release, January 15, 2008
- [GEI 09] *Improvement of Power Quality and Reliability with Multifunctional PV-Inverters in Distributed Energy Systems*, D. Geibel, Dr. T. Degner, C. Hard, Dr. M. Antchev, Dr. A. Krusteva, Electrical Power Quality and Utilisation, 2009
- [GRE 05] *Control techniques for active power filters*, Green, T.C.; Marks, J.H.; IEE Proceedings- Electric Power Application, Vol. 152, no. 2, pp. 369-381, 2005.
- [GUR 11] *Contribuții privind controlul filtrelor active în vederea reducerii conținutului de armonici din rețelele electrice*, Tzeza de doctorat, G. Gurguiatu, conducator stiintific Prof. dr. ing. Emil Rosu
- [HAB 00] *Active power filters: A review*; El-Habrouk M., M.K.Darwish and P.Mehta, ) IEE Proc-Electr. Power Appl, sept 2000
- [HOH 03] *Comparative study of maximum power point tracking algorithms*, D. P. Hohm, M. E. Ropp, Progress in Photovoltaics: Research and Applications, 2003, vol. 11, no. 1, pp.47–62
- [HOL 94] *Pulse width modulation for electronic power conversion* J. Holtz, Proc. of the IEEE, vol. 82, pp. 1194–1214, August, 1994.
- [HOR 10] *Active Power Filtering Implementation Using Photovoltaic System with Reduced Energy Storage Capacitor*, Horng-Yuan Wu, Chin-Yuan Hsu, Tsair-Fwu Lee\*, Member, IEEE. World Academy of Science, Engineering and Technology 62 2010
- [HYO 02] *Spectral Analysis of Instantaneous Powers in Single-Phase and Three-Phase Systems With Use of  $p-q-r$  Theory*, Hyosung Kim, Frede Blaabjerg, and Birgitte Bak-Jensen, Ieee Transactions On Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002
- [ILO 11] *A Single Phase Grid Connected PV Inverter to Control Load Power Consumption from Grid with Inbuilt Grid Reactive Power and Current THD Control Capability*, Industry Liaison Office, National University of Singapore, oct. 2011
- [ING 97] *A Novel Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter* Ingham, D., Round, S, Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1997, Vol.2, 26-29 May 1997 Pp. 744 - 749
- [KAR 03] *An Adaptive Filter for Synchronous Extraction of Harmonics and Distortions*, Karimi, H., Kharimi – Ghartemani, M., Reza Irvani, M. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, No.4, Oct. 2003
- [LAM 03] *Large-area smart glass and integrated photovoltaics*, C. M. Lampert, Solar Energy Materials and Solar Cells, 2003
- [LUM 10] *Power Quality measurements near DER and disturbing loads*, M. van Lumig, S. Bhattacharyya, J.F.G. Cobben, prof.ir. W.L. Kling, International Conference on

---

---

Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11) Spain, 13th to 15th April, 2010

- [MIL 11] *Direct Monolithic Integration of Organic Photovoltaic Circuits on Unmodified Paper*, Miles C. Barr<sup>1</sup>, Jill A. Rowehl<sup>3</sup>, Richard R. Lunt<sup>2</sup>, Jingjing Xu<sup>1</sup>, Annie Wang<sup>2</sup>, Christopher M.
- [MAR 05] *A New Hybrid Active Power Filter Topology Enabling Low Voltage Switching Devices and Storage Capacitors*, Marques H.S., Anunciada A.V., 2005
- [MAR 07] *Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems*, María Isabel Milanés Montero, Enrique Romero Cadaval, Fermín Barrero González, IEEE 2007
- [MUH 08] *Maximum Photovoltaic Power Tracking Controller for Low Power Applications*, Muhammad Abdul Latif, Azah Mohamed, M A Hannan, 2nd WSEAS/IASME International Conference on Renewable Energy Sources (RES'08), pp.75-80
- [NAY 08] *A Low Power Single-Phase Utility Interactive Inverter For Residential Pv Generation With Small Dc Link Capacitor*, Nayeem A. Ninad & Luiz A. C. Lopes, 2008
- [OUL 05] *A Neural Approach for the Control of an Active Power Filter*, D. Ould Abdeslam, P. Wira, J. Mercklé, and Y.-A. Chapuis, 5th International Power Electronics Conference (IPEC'2005), Niigata, Japan, April 4-8, 2005
- [PHI 96] *K-Factor can be a Misleading Power Quality Indicator*, Philip J.A. Ling, Cyril J. Eldridge, Toronto, Canada, Powersmiths International Corp
- [RAH 09] *Field Programmable Gate Array-Based Pulse-Width Modulation for Single Phase Active Power Filter*, N.A. Rahim, Z. Islam, 2009
- [ROS 08] *Active Power Filter with Indirect Control for Line-Frequency Controlled Rectifiers*, E. Rosu, M. Culea, T. Dumitriu, T. Munteanu, R. Paduraru, ISEEE 2008.
- [RIC 02] *Electricity Use in California: Past Trends and Present Usage Patterns*, Richard E. Brown, Jonathan G. Koomey, Ernest Orlando Lawrence Berkeley National Laboratory, University of California, May 2002
- [SER 08] *Optimized Maximum Power Point Tracker for Fast-Changing Environmental Conditions*, D. Sera, R. Teodorescu, J. Hantschel, and M. Knoll, IEEE Trans. Industrial Electronics, July. 2008, vol. 55, no. 7, pp. 2629-2637
- [SAC 07] *PLL-Less Active Power Filter Based on One-Cycle Control for Compensating Unbalanced Loads in Three-Phase Four-Wire System*, Sachine Hirve, Kishore Chatterjee, B. G. Fernandes, M. Imayavaramban, and Suman Dwari, IEEE 2007
- [SHR 01] *Ghid de Aplicare. Calitatea Energiei Electrice, Armonici. Filtre active de retea*; Shri Karve, MGE UPS Systems Ltd, Martie 2001
- [STE 03] *Ghid de Aplicare. Calitatea Energiei Electrice, Armonici. Filtre pasive de retea*; Stefan Fassbinder, Deutsches Kupferinstitut, Iunie 2003
- [SIN 99] *A review of active filters for power quality improvement*, Singh B., K. Al-Haddad, A. Chandra (oct 1999) IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, pp. 960-971, ISSN: 0278-0046
- [TEL 09] *Comparison of Three Control Theories for Single-Phase Active Power Filters*, Telmo Santos, J. G. Pinto, P. Neves, D. Gonçalves, João L. Afonso, IECON 2009 - The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 3 5 November 2009, Porto, Portugal



- 
- [XIA 08] *Unified Control of Photovoltaic Grid-connection and Power Quality managements*, Xiaogao Chen, Qing Fu, Shijie Yu, Longhua Zhou, Workshop on Power Electronics and Intelligent Transportation System, 2008
- [YON 99] *New approaches of low cost hybrid active filter*, Yonghai, X., Xiangning, X., Lianguang, L. –Proc. of Electric Power Engineering, 1999. pp. 291.
- [YUN 07] *Performance Evaluation of Silicon-Carbide MOSFET in Three-Phase High-Power-Factor Rectifier*, Yungtaek Jang, David L. Dillman, and Milan M. Jovanovic, Power Electronics Laboratory, 2007
- [ZHA 08] *A Novel Hysteresis Current Controller for Active Power Filter With Constant Switching Frequency* Zhang, J., Jiao, J., Ni, Y., Chen, S. -, IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, pp. 692-697, 2008
- [CRE 11] *Solutii de iluminat pe baza de led-uri*, <http://www.creeledlighting.com/Products.aspx>
- [OSR 12] <https://assets.sylvania.com/assets/Documents/CONS-LEGIS-2010.4f30843d-1e56-4791-a827-8fd269771f3c.pdf>
- [GE 12] [http://www.gelighting.com/na/home\\_lighting/products/energy\\_smart.htm](http://www.gelighting.com/na/home_lighting/products/energy_smart.htm)
- [pdf 1] *KA7524, Power Factor Controller*, Unisonic Technologies
- [pdf 2] *L6561, Power Factor Controller, ST Semiconductor*, [http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application\\_note/CD00004002.pdf](http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/CD00004002.pdf)
- [pdf 3] *FS25R12W1T4*, Infineon Technologies, [www.infineon.com/dgdl/DS\\_FS25R12W1T4.pdf](http://www.infineon.com/dgdl/DS_FS25R12W1T4.pdf)
- [pdf 4] *HCPL2211*, Avago Technologies, [www.avagotech.com/docs/AV02-0674EN](http://www.avagotech.com/docs/AV02-0674EN)
- [pdf 5] *FAN73833*, Fairchild Semiconductor, [www.fairchildsemi.com/pf/FA/FAN73833.html](http://www.fairchildsemi.com/pf/FA/FAN73833.html)
- [pdf 6] *FAN3217*, Fairchild Semiconductor, [www.fairchildsemi.com/ds/FA/FAN3216T.pdf](http://www.fairchildsemi.com/ds/FA/FAN3216T.pdf)
- [pdf 7] *ACS712*, Allegro MicroSystems Inc., <http://www.allegromicro.com/~Media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>
- [pdf 8] *ACPL-C784*, Avago Technologies, [www.avagotech.com/docs/AV02-1436EN](http://www.avagotech.com/docs/AV02-1436EN)
- [pdf 9] *MAX256*, Maxim Semiconductor, [datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX256.pdf](http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX256.pdf)
- [pdf 10] *dsPIC33FJ128MC804*, Microchip Technology Inc., <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70291G.pdf>
- [web 1] [https://flowcharts.llnl.gov/archive.html#energy\\_archive](https://flowcharts.llnl.gov/archive.html#energy_archive)
- [web 2] <http://www.insse.ro/cms/rw/pages/comunicate/resurseenergie.ro.do>
- [web 3] *Thermosolar power station in Spain works at night*, <http://phys.org/news/2012-03-thermosolar-power-station-spain-night.html>
- [web 4] *Solar cell with world's highest conversion efficiency of 37.7% sets new record with triple-junction compound solar cell*, <http://phys.org/news/2012-12-solar-cell-world-highest-conversion.html#nRlv>
- [web 5] *Solar Photovoltaic Cell/Module Shipments Report*, [www.eia.gov/renewable/annual/solar\\_photo/](http://www.eia.gov/renewable/annual/solar_photo/)