



(12)

## CERERE DE BREVET DE INVENȚIE

(21) Nr. cerere: **a 2022 00512**

(22) Data de depozit: **25.08.2022**

(41) Data publicării cererii:  
**28.02.2024** BOPI nr. **2/2024**

(71) Solicitant:  
• UNIVERSITATEA "DUNĂREA DE JOS"  
DIN GALAȚI, STR.DOMNEASCĂ NR.47,  
GALAȚI, GL, RO

(72) Inventatori:  
• GĂICEANU MARIAN,  
STR.DR.NICOLAE ALEXANDRESCU, NR.1,  
BL.C2, SC.4, AP.68, GALAȚI, GL, RO;

• EPURE SILVIU IONUȚ, STR.ROȘIORI,  
NR.39, BL.PIN2, SC.2, AP.32, GALAȚI, GL,  
RO;

• ȘOLEA RĂZVAN-CONSTANTIN,  
STR.NĂRUJA, NR.3, GALAȚI, GL, RO;  
• BUHOSU RĂZVAN, STR.NUCULUI, NR.2,  
BL.Z4, SC.1, ET.4, AP.18, GALAȚI, GL, RO

(54) **UNIFICAREA IMPLEMENTĂRII ȘI TESTĂRII ALGORITMILOR DE CONTROL A FILTRELOR ACTIVE DE PUTERE TRIFAZATE, DE JOASĂ TENSIUNE, DE TIP PARALEL, ÎN STAND EXPERIMENTAL ȘI ÎN PROTOTIPURI FILTRE ACTIVE DE PUTERE**

(57) Rezumat:

Invenția se referă la implementarea și testarea unor algoritmi de control de calitate a energiei electrice atât pe un sistem experimental de laborator, cât și pe șapte prototipuri de filtre active de putere (FAP) de tip paralel, filtre controlate cu un regulator proporțional-integral de tensiune continuă și utilizarea a șapte metode de control pentru compensarea armonicilor și a puterii reactive pentru o sarcină neliniară, gestionate de un regulator proporțional de curent și modulator cu histerezis. FAP se bazează pe o structură de control cu o buclă de calare a fazei care generează semnale sinusoidale, de aceeași frecvență și fază cu tensiunile de fază ale rețelei electrice de alimentare, o buclă externă pentru tensiunea de pe condensator și trei bucle de reglare a curentului, câte una pentru fiecare fază, cu regulator de tip P (proporțional), urmate de un modulator de tip histerezis pentru obținerea impulsurilor de comandă pentru puntea trifazată de comutatoare statice. Bucla de tensiune determină amplitudinea curentului schimbat cu rețeaua de alimentare, iar bucla de curent impune

curentul de referință (amplitudine\*semnal sinusoidal de referință). Printr-un modulator de histerezis, semnalele de comandă ale invertorului de tensiune din cadrul FAP sunt utilizate atât pentru a compensa armonicile de curent din rețea, drept redresor ridicător de tensiune, cu modulație în lățime a impulsurilor, pentru a menține valoarea necesară la bornele condensatorului de tensiune continuă, cât și pentru compensarea puterii reactive. Pentru sistemul experimental, strategia de control implementată unifică controlul indirect cu toți algoritmi de control specifici prototipurilor, fără a fi necesară schimbarea configurației hardware a acestora. Pentru fiecare prototip industrial, strategia de control implementată unifică controlul indirect cu un algoritm de control propriu, fără a fi necesară schimbarea configurației hardware a acestora.

Revendicări: 5

Figuri: 56

Cu începere de la data publicării cererii de brevet, cererea asigură, în mod provizoriu, solicitantului, protecția conferită potrivit dispozițiilor art.32 din Legea nr.64/1991, cu excepția cazurilor în care cererea de brevet de invenție a fost respinsă, retrasă sau considerată ca fiind retrasă. Întinderea protecției conferite de cererea de brevet de invenție este determinată de revendicările conținute în cererea publicată în conformitate cu art.23 alin.(1) - (3).



OFICIUL DE STAT PENTRU INVENȚII ȘI MARCI	
Cerere de brevet de invenție	
Nr. ....	a 2022 00572
Data depozit .....	25-08-2022

## UNIFICAREA IMPLEMENTĂRII ȘI TESTĂRII ALGORITMILOR DE CONTROL A FILTRELOR ACTIVE DE PUTERE TRIFAZATE, DE JOASĂ TENSIUNE, DE TIP PARALEL, ÎN STAND EXPERIMENTAL ȘI ÎN PROTOTIPURI FILTRE ACTIVE DE PUTERE

### Descrierea invenției

**Invenția se referă la** implementarea și testarea algoritmilor de control de calitate a energiei electrice atât pe un sistem experimental de laborator, cât și pe șapte prototipuri Filtre active de putere de tip paralel, filtre controlate cu un regulator Proporțional-Integral (PI) de tensiune continuă și utilizarea a șapte metode de control pentru compensarea armonicilor și a puterii reactive pentru o sarcină neliniară, gestionate de un regulator Proporțional (P) și un modulator cu histerezis. Pe sistemul experimental sunt implementate toate șapte metode de control, fiind denumit în continuare FAP-0L. Prototipurile filtre active de putere sunt numite FAP-0E, FAP-0SE, FAP-0IA, FAP-0S, FAP-0US, FAP-0D, FAP-0ET. Pe fiecare prototip, metoda de control constă dintr-un algoritm propriu (din categoria metodelor directe) și un algoritm al controlului indirect. Deși aceste metode presupun modificări hardware pentru implementarea algoritmilor, soluția revendicată în această propunere de brevet nu necesită nicio modificare hardware în prototipuri sau în standul experimental. Acest fapt se constituie într-un avantaj major pentru producerea filtrelor active la nivel industrial, conducând la performanțe ridicate, la timpuri reduși de punere în funcțiune, respectiv, de reconfigurare a metodelor de control în implementarea și testarea fizică a acestora. De asemenea, tot pentru reducerea timpului de implementare și de creștere a performanțelor atât pentru FAP-0L, cât și pentru cele șapte prototipuri, se propune în acest brevet o metodă de autocalibrare a traductoarelor.

Atât sistemul experimental, cât și prototipurile sunt realizate prin interconectarea unor componente și echipamente electronice programabile având ca scop reducerea armonicilor de curent și compensarea puterii reactive din rețelele electrice de alimentare. Sistemul experimental FAP-0L permite testarea filtrelor pentru oricare configurație a rețelei electrice: 110 V / 220 V / 230 V tensiune alternativă, atât pentru frecvențe 50 Hz, cât și pentru 60 Hz. Limitele sistemului descris sunt: tensiune alternativă 0~330VL-N / 0~570VL-L, frecvența tensiunii 30~100 Hz, puterea maximă: 30kVA.

Prototipurile, datorită limitării capacității de memorare/stocare, permit implementarea și testarea metodei de control direct cu o metodă de control indirect. Prototipurile filtre active de putere (FAP) au fost testate în domeniul larg al tensiunii de alimentare [10-230Vca, 50Hz], proiectate a funcționa la tensiune nominală 230Vca și la o frecvență nominală  $f=50\text{Hz}$ . Toate strategiile de comandă ale filtrelor active de putere sunt implementate în circuite digitale programabile de tip FPGA, configurabile cu ajutorul unui calculator de tip desktop, putând funcționa ulterior și în mod autonom.

Poluarea armonică a rețelelor electrice conduce la reducerea securității și fiabilității sistemelor energetice.

Performanța filtrului activ depinde de două părți: sistemul de control al curentului și generarea de referință armonică. Autorii au implementat și testat 7 algoritmi de control pentru a compara și a crește performanța pentru extragerea curenților de referință ai filtrului trifazat de putere activă de tip paralel în condiții de tensiune echilibrată, folosind regulatorul de curent Proporțional (P) și un modulator cu histerezis.

Strategia de control care generează semnale de compensare se bazează pe domeniul timpului sau domeniul frecvenței. Abordarea domeniului de frecvență utilizează transformata Fourier și analiza acesteia, ceea ce duce la o cantitate mare de calcule, făcând metoda de control mult mai complicată. În abordarea domeniului timp, sunt utilizate concepte tradiționale de analiză a circuitelor și transformări algebrice asociate cu modificările sistemelor de referință, simplificând partea de control.

Metoda componentei curentului activ și reactiv instantaneu ( $id-iq$ ) [Soares, 2000] și metoda puterii reactive instantanee (teoria PQ [Akagi 2007]) sunt două strategii de control în domeniul timpului utilizate pe scară largă în filtrele active de putere. Metoda bazată pe componentele de curent activ și reactiv instantaneu ( $id-iq$ ) urmărește să compenseze dezechilibrul armonic și armonica fundamentală. Ambele metode sunt complet independente de frecvență. În condiții de tensiune dezechilibrată, se constată că metoda ( $id-iq$ ) are o performanță de compensare armonică superioară.

Pentru a face față acestor avantaje, eforturile recente s-au concentrat în dezvoltarea filtrelor active care sunt capabile să compenseze nu numai armonicile, ci și curenții de sarcină asimetrici care sunt cauzăți de sarcinile neliniare și dezechilibrate.

Controlul  $id-iq$  se bazează pe un sistem rotativ sincron derivat din tensiunile rețelei fără utilizarea unei bucle de calare a fazei (PLL). Prin metoda de control  $id-iq$  sunt evitate multe probleme de sincronizare.

Întrucât [João, 2000] teoria PQ se formulează în domeniul timpului, această teorie este valabilă atât pentru funcționarea în regim staționar, cât și tranzitoriu, permițând controlul FAP în timp real. Un alt avantaj al acestei teorii este simplitatea calculelor sale, deoarece sunt necesare numai operații algebrice. Convertizoarele sursă de tensiune sunt utilizate ca topologii de filtru de putere activă. Această topologie este prezentată în Figura 1, transformă o tensiune de c.c. într-o tensiune de curent alternativ (c.a.) obținând un semnal de comandă adecvat la dispozitivele semiconductoare de putere. Convertizoarele sursă de tensiune sunt preferate în detrimentul convertoarelor sursă de curent, deoarece sunt mai eficiente și costuri inițiale mai mici decât convertoarele sursă de curent [Verdelho 1997; Akagi 1990; Mikkili 2011]. S-a constatat că, în condiții de tensiune distorsionată, metoda componentei curentului activ și reactiv instantaneu ( $id-iq$ ) este superioară metodei puterii active și reactive instantanee (PQ).

Obiectivele FAP-urilor implementate sunt:

- tensiunea de ieșire (la bornele condensatorului din circuitul intermediar de curent continuu) să se mențină constantă,
- curentul preluat din/transferat în rețea să fie sinusoidal,
- curentul preluat din/transferat în rețea să fie în fază cu tensiunea rețelei.

Astfel, FAP se bazează pe o structură de control cu o buclă PLL care generează semnale sinusoidale, de aceeași frecvență și fază cu tensiunile de fază ale rețelei electrice de alimentare, o buclă externă pentru tensiunea de pe condensator și trei bucle de reglare a curentului, câte una pentru fiecare fază, cu regulator de tip P (proporțional), urmate de un modulator de tip histerezis pentru obținerea impulsurilor de comandă pentru puntea trifazată de comutatoare statice. Bucla de tensiune determină amplitudinea curentului schimbat cu rețeaua de alimentare, iar bucla de curent impune curentul de referință (amplitudine \* semnal sinusoidal de referință). Printr-un modulator histerezis, semnalele de comandă ale inverterului de tensiune din cadrul FAP sunt utilizate atât pentru a compensa armonicile de curent din rețea, cât și pentru compensarea puterii reactive.

FAP-0L, din punct de vedere constructiv, conține:

- inverter trifazat de tensiune, cu comandă în lățime a impulsurilor,
- sistem electronic de calcul, de timp real, cu tehnologie bazată pe circuite numerice reconfigurabile, de foarte mare viteză, de tip FPGA
- transductoare de tensiune și de curent,
- calculator/PC de uz general pentru configurarea circuitului FPGA;
- sursa de tensiune alternativă trifazată, programabilă,
- sarcini electrice trifazate neliniare,
- inductanțe de interfață între inverterul de tensiune și punctul comun de conectare sursa-sarcini poluante.

Prototipurile industriale au aceeași structură constructivă cu FAP-0L, putând fi alimentate de la o sursă de tensiune alternativă trifazată, programabilă, dar în mod autonom utilizează sursa de tensiune alternativă furnizată în punctul comun de conectare (PCC).

Pentru validarea funcționării sistemului experimental (FAP-0L ) și a celor 7 prototipuri FAP s-au utilizat șapte strategii de control (tabel I):

1. **control indirect**- FAP-0L UGAL, FAP-0ET, cunoscută în domeniul electronicii de putere drept control pe circuitul intermediar de curent continuu, „DC side control”, aplicată pentru sistemul trifazat, împreună cu modulația în lățime a impulsurilor (PWM) bipolară, aplicată comutatoarelor statice de putere. Filtrul activ de putere nu necesită cunoașterea armonicilor a curenților de sarcină și nici a componentei reactive [Rosu 2006];

2. control dezvoltat pe **principiul sincronizării curentului cu componentă de secvență pozitivă a tensiunii (SEC-POZ)** FAP-0E - funcționează cu un curent echilibrat de la sursă în fază cu secvența pozitivă a tensiunii de la sursă [Benalla 2004; Chang 2006];

3. control dezvoltat pe **metoda separării componentelor poluante - Filtru oprește bandă** – FOB- FAP-0SE. Curenții de la sarcină sunt trecuți printr-un filtru oprește bandă, care la rândul său este proiectat pentru a elimina frecvența fundamentalei, obținându-se referința armonicilor de curent pentru toate cele trei faze [Büyüç, 2017, Yazdani, 2008];

4. control dezvoltat pe **principiul maximului (MAX)** - filtrarea curentului deformat de la sarcină pentru extragerea componentei fundamentale FAP-0IA [Morán 95]. Curentul alternativ generat de filtrul activ este forțat să urmeze semnalul de referință obținut de la generatorul de referință de curent. În acest circuit, curentul de sarcină distorsionat este filtrat extrăgând componenta fundamentală. Filtrul trece-bandă este reglat la frecvența fundamentală (50 sau 60 Hz), astfel încât atenuarea câștigului introdusă în semnalul de ieșire al filtrului să fie zero și unghiul de defazare este de  $180^{\circ}$ . Astfel, curentul de ieșire al filtrului este exact egal cu componenta fundamentală a curentului de sarcină, dar defazat cu  $180^{\circ}$ . Dacă curentul de sarcină este adăugat la componenta de curent fundamentală obținută din filtrul trece-bandă de ordinul doi, se obține forma de undă a curentului de referință necesar pentru a compensa numai distorsiunea armonică. Pentru a asigura puterea reactivă cerută de sarcină, semnalul de curent obținut de la filtrul trece-bandă de ordinul doi este sincronizat cu tensiunea de fază corespunzătoare sursei, astfel încât curentul de ieșire al filtrului activ este forțat să conducă tensiunea de ieșire a acestuia, generând astfel puterea reactivă necesară și absorbind puterea reală necesară pentru a menține constantă tensiunea de curent continuu și pentru a furniza pierderile de comutație [Morán 95];

5. control dezvoltat pe **principiul puterilor instantanee (PQ)**- permite compensarea puterii armonice în rețelele electrice de tensiune echilibrate/necchilibrate bazându-se pe puterea instantanee (PQ) FAP-0S [Akagi, 2020] [Imam, 2020];

6. control dezvoltat pe **principiul algoritmului sincron (DQ)** FAP-0US [Li 2015; Musa 2017];

7. control dezvoltat pe **metoda separării componentelor poluante - Filtru trece jos -FTJ** [Ionescu 98] folosește un filtru trece jos (FTJ) pentru extragerea componentei fundamentale din componenta poluantă- FAP-0D.

Făcând referire la tabelul I, pentru sistemul experimental FAP-0L strategia de control implementată unifică controlul indirect (8) cu toți algoritmi de control specifici prototipurilor industriali (1-7), fără a fi necesară schimbarea configurației hardware a acestora. Pentru fiecare prototip industrial, strategia de control implementată unifică controlul indirect (FAP-0L) cu un algoritm de control propriu, considerate ca metode de control direct (1. FAP-0E, 2. FAP-0SE, 3. FAP-0IA, 4. FAP-0S, 5. FAP-0US, 6. FAP-0D, 7. FAP-0ET), fără a fi necesară schimbarea configurației hardware a acestora. Prin urmare, în fiecare prototip industrial, controlul este asigurat prin metoda indirectă și o metodă directă de control (în acord cu tabelul I). În FPGA rulează în paralel mai multe metode de control, doar una fiind disponibilă la un anumit moment de timp. Comutarea între metode se poate face în timp real, fără a modifica structura hardware și fără a dezactiva FAP.

Majoritatea problemelor de poluare armonică create în rețelele electrice de alimentare se datorează caracteristicilor neliniare și frecvenței de comutație ridicată a echipamentelor electronice de putere. Armonicile de curent generate, respectiv puterea reactivă produsă în sistemul de alimentare cu energie electrică, conduc la efecte nedorite în rețeaua de generare și distribuție a energiei electrice: randamentul punctelor de transformare scade din cauza armonicilor de curent din rețea, tensiunea livrată consumatorilor finali este distorsionată. Filtrele de putere activă au fost dezvoltate de-a lungul anilor pentru a rezolva aceste probleme pentru a îmbunătăți calitatea energiei.

Filtrul activ de putere de tip paralel este folosit pentru a elimina armonicile de curent și compensarea puterii reactive simultan, în circuite cu sarcini neliniare (transformatoare și bobine saturate, comutarea rapidă a dispozitivelor semiconductoare de putere). Creșterea unei astfel de neliniarități cauzează diferite caracteristici nedorite, cum ar fi eficiența scăzută a sistemului și factorul de putere scăzut. De asemenea, provoacă perturbări altor consumatori și interferențe în rețelele de comunicații din vecinătate. În mod clasic, filtrele paralele pasive, constau din filtre LC reglabile și/sau filtre pasive trece-sus/ trece-jos, sunt folosite pentru a suprima armonicile, iar condensatoarele din circuitul intermediar de curent continuu sunt folosiți pentru a îmbunătăți factorul de putere. Aceste filtre au limitările compensației fixe, dimensiuni mari și pot ajunge la condiții de rezonanță.

În comparație cu filtrul de putere pasiv, filtrele active pot compensa dinamic rețeaua de alimentare, nedepinzând de impedanța sistemului, eliminând astfel apariția rezonanței. Filtrele active de putere pot ajusta puterea reactivă în mod continuu, nedepinzând de frecvența de alimentare a rețelei.

Filtrele active de putere folosesc algoritmi complicați precum transformarea Fourier rapidă (FFT) care calculează transformata Fourier discretă (DFT) în domeniul frecvenței sau transformarea Park și transformarea Clarke în domeniul timp.

Procesul de compensare a controlului indirect se bazează doar pe detectarea curenților de linie, o abordare diferită de celelalte metode convenționale (tabel I), care necesită detectarea armonicilor sau a componentelor puterii reactive ale sarcinii.

Diversitatea topologiilor de filtre de putere activă dezvoltate sunt evidențiate în [Grady, 1990; Singh, 1999; Peng, 1990; Watanabe, 1993; Akagi, 1994; Islam, 2012; Dixon, 1995; Morgan, 1995; Duke, 1993; Soares, 2000; Jain, 2003; Singh, 1999; Chatterjee, 1999; Islam, 2012; Lin, 1995; Bhattacharya, 1995]. Astfel, se deosebesc filtre active serie [3 Peng, 1990; Islam, 2012; Mahela 2016], paralel [Soares, 2000; Jain, 2003; Singh, 1999-10-12] și hibrid [15,16 Lin, 1995; Bhattacharya, 1995]. Filtrul de putere activă de tip paralel conține un convertor cu modulație în lățime a impulsului (PWM) de tip sursă de tensiune controlată în curent cu stocare capacitivă a energiei și s-a dovedit a fi eficient chiar și atunci când sarcina este profund neliniară [Grady, 1990; Peng, 1990; Dixon, 1995]. Majoritatea filtrelor active dezvoltate se bazează pe detectarea armonicilor [Morgan 1995, Duke 1993] și cerințele reactive ale sarcinii neliniare [Grady, 1990; Soares, 2000; Jain, 2003], necesitând un control complex. O nouă schemă a fost propusă în [Singh 1999], în care curentul de compensare necesar este determinat prin detectarea curentului de sarcină care este modificat în continuare doar prin detectarea curenților de linie [Singh, 1999; Chatterjee, 1999; Mahela, 2016]. Un compensator reactiv instantaneu și un sistem supresor de armonici este propus [Chatterjee, 1999] fără utilizarea senzorilor de tensiune, dar necesită hardware complex pentru generatorul de referință de curent.

Convertoarele statice de putere sunt cea mai importantă cauză a armonicilor, inter armonicilor și apariției curenților din conductorul neutru. Armonicile sunt produse de redresoare, acționări electrice variabile, soft-starter-uri, balast electronic pentru lămpi cu descărcare, surse de alimentare în comutație și sistemele de încălzire, ventilație și aer condiționat (HVAC) folosind acționări electrice variabile. Echipamentele afectate de armonici includ transformatoare, motoare, cabluri, întrerupătoare și condensatoare (rezonanță). Supratensiunile sunt produse, de cele mai multe ori, de convertoare și afectează în principal dispozitivele electronice de control. Curenții neutri sunt produși de echipamente care utilizează surse de alimentare în comutație, cum ar fi PC-uri, imprimante, fotocopiatoare. Curenții neutri afectează serios temperatura conductorului neutru și capacitatea



transformatorului. Inter armonicile sunt produse de convertoare statice de frecvență, ciclo-convertoare, motoare cu inducție și dispozitive de arc.

Există diferite definiții ale puterii în condiții nesinusoidale. Două dintre metodele de definire a puterii în condiții nesinusoidale au fost introduse de Budeanu în 1927 și Fryze în 1932. Fryze a definit puterea în domeniul timpului, în timp ce Budeanu a făcut-o în domeniul frecvenței, arătând conceptul convențional de pierderi de putere reactive și aparente, utilitatea sa în cazuri nesinusoidale.

Prezența armonicilor în liniile electrice are ca rezultat pierderi mai mari de putere în distribuție, și provoacă probleme prin interferența în sistemele de comunicații și, uneori, provoacă defecțiuni de funcționare a echipamentelor electronice, care sunt din ce în ce mai critice deoarece sunt formate din sisteme de control microelectronice, care funcționează sub niveluri foarte scăzute de energie. Din cauza acestor probleme, problemele de calitate a energiei furnizate consumatorilor finali sunt de mare îngrijorare. Standardele internaționale privind calitatea energiei electrice (IEEE-519, IEC 61000, EN 50160, etc.) impun ca echipamentele electrice să aibă o limitare a injectării de armonici în sistem într-o limită specificată care a fost îndeplinită de standardele internaționale.

Aceste echipamente atrag componente de putere armonică și reactivă de curent din rețeaua de curent alternativ. În sistemul trifazat, ele pot provoca dezechilibru și pot atrage curenți în conductorul neutru excesivi. Armonicile injectate, sarcina de putere reactivă și curentul din conductorul neutru de nivel înalt cauzează eficiență scăzută a sistemului și factor de putere scăzut, de asemenea, provoacă perturbări altor consumatori.

Există două abordări pentru atenuarea problemelor de calitate a energiei electrice. *Prima abordare* se numește condiționarea sarcinii, care asigură ca echipamentul să fie mai puțin sensibil la perturbațiile de putere, permițând funcționarea chiar și în cazul unei distorsiuni semnificative de tensiune. *Cealaltă soluție* este instalarea de sisteme de condiționare a liniilor care suprimă sau contracarează perturbațiile sistemului de alimentare. Filtrele pasive au fost utilizate cel mai frecvent pentru a limita fluxul de curenți armonici în sistemele de distribuție. Ele sunt de obicei proiectate personalizat pentru aplicație. Cu toate acestea, performanța lor este limitată la câteva armonice și pot introduce rezonanță în sistemul de alimentare. Printre diferitele opțiuni tehnice noi disponibile pentru îmbunătățirea calității energiei, filtrele de putere activă s-au dovedit a fi o alternativă importantă și flexibilă pentru a compensa perturbările de curent și tensiune în sistemele de distribuție a energiei.

Filtrele de putere activă au devenit o alternativă viabilă la filtrele pasive. Prin intermediul electronicii de putere, filtrul activ introduce componente armonice de curent sau tensiune, care anulează componentele armonice ale sarcinilor neliniare sau, respectiv, liniilor de alimentare. Au fost introduse diferite topologii de filtre de putere active: serie, paralel și hibrid.

Multe strategii de control, cum ar fi teoria puterii reactive instantanee, dezvoltată inițial de Akagi și colab. [Akagi, 1984], teoria dq în sistem de referință sincron [Bhattacharya, 1995], metoda de detectare sincronă [Lin, 1995] și metoda filtrului oprește bandă [Büyüç, 2017; Yazdani, 2008] sunt utilizate în dezvoltarea FAP-urilor trifazate [Nastran 1994].

Progresul componentelor microelectronice a condus la dezvoltarea AF prin intermediul microprocesoarelor, microcontrolerelor [Hayafune, 1984] și procesoare de semnal digital (DSP) [Choi 1995, Jin 1995].

Datorită dezvoltării tehnologiei microelectronicii, controlul FAP se poate face on-line pe baza implementării unor algoritmi complecși: legea de control proporțională-integrală (PI) [Furuhashi, 1990, Lou 1995, Chen, 1991], controlul cu structură variabilă [Torrey 1995, Radulovic 1984], [Saetieo 1995], logica fuzzy, și rețele neuronale [Round 1993] pentru îmbunătățirea performanței dinamice și staționare a FAP. Cu aceste îmbunătățiri, FAP-urile sunt capabile să ofere acțiuni corective rapide, chiar și cu sarcini neliniare care se schimbă dinamic.

**În scopul reducerii conținutului de armonici** din rețeaua de distribuție a energiei electrice, se conectează în paralel cu sarcinile poluante filtre active de putere care compensează local distorsiunile generate de sarcini. La nivele mici de putere există dispozitive semiconductoare de care pot funcționa la frecvență mare de comutație, ceea ce

conduce la obținerea unor performanțe foarte bune de filtrare.

La nivel național se cunosc o serie de brevete care fac referire la metode și procedee de calitate a energiei electrice.

Brevetul RO131355 (A2) se referă la o metodă bazată pe teoria puterii aparente complexe instantanee și la un sistem trifazat pentru comandă a filtrelor active de tip paralel, sub tensiune nesinusoidală, cu rol de a compensa armonicile de curent și/sau puterea reactivă.

În brevetul RO131297 (A0), invenția se referă la o metodă de control pentru un compensator capacitiv automat, destinat îmbunătățirii factorului de putere și echilibrării curenților în rețele electrice trifazate cu patru conductoare, implementată prin intermediul unui program de calculator în sistemul de control al compensatorului. Metoda se bazează pe valorile efective ale componentelor reale și imaginare ale curenților de secvență ai sarcinii, definește, ca fiind mărimi de control ale procesului de reglaj, nivelurile de compensare a componentelor de secvență pozitivă, negativă și zero ale curenților de sarcină, fiind o metodă mare consumatoare de timp, necesitând resurse de calcul puternice.

Brevetul RO132402 (A0) se referă la un sistem adaptiv pentru asigurarea calității energiei în rețelele de joasă tensiune, sistem ce utilizează două filtre active de putere conectate în paralel, devenind o metodă costisitoare.

Invenția RO131356 (A2) se referă la un sistem static de filtrare și regenerare, pentru substații de tracțiune de curent continuu, ce realizează, pe de o parte, filtrarea activă a armonicilor de curent și compensarea puterii reactive în rețeaua de alimentare a substației de tracțiune, și, pe de altă parte, recuperarea energiei electrice obținute în timpul frânării vehiculului, de exemplu, tren, metrou sau tramvai, prin transformarea energiei cinetice de către un echipament aflat pe vehicul. Sistemul conform invenției se conectează în paralel cu substația de tracțiune în curent continuu. Structura de implementare conține multe echipamente de interconectare, conducând la o fiabilitate redusă.

La nivel internațional se cunosc o serie de brevete care fac referire la metode și procedee de calitate a energiei electrice.

În brevetul internațional CN201210257565A este propus un sistem de filtrare activă trifazată, tip derivație, cu control indirect, utilizând o metodă de control alunecător cu liniarizare după stare pentru tensiunea de pe condensator. Această metodă utilizează blocuri de determinare a conținutului armonic (filtru trece jos).

În brevetul CN106877326A [SHEN JIUZHU, 2017] invenția revendică un control indirect al curentului utilizând un compensator armonic bazat pe un controler PI (Proportional Integral) și un controler VPI (Vector PI) în paralel și funcționează pe armonica fundamentală într-un sistem de coordonate de frecvență mobil.

Tehnicile actuale de control a filtrelor active implică închiderea a două sau mai multe bucle de reglare pentru mărimile de interes din sistem.

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. Pentru aceasta, informația utilă poate fi extrasă din analiza curentului de sarcină, cu ajutorul unor filtre pasive trece-sus sau trece-jos, sau prin descompunerea în serie Fourier a semnalului distorsionat. Deoarece distorsiunile apar sub forma componentelor armonice, se pot proiecta circuite care să extragă exact amplitudinea și faza acestor componente. Rezolvarea problemei în domeniul „timp” implică utilizarea unor metode precum cea a puterilor instantanee, a puterii active constante, a factorului de putere unitar etc.

## AUTOCALIBRAREA

Scop: -a fost creat un algoritm de autocalibrare care se poate aplica senzorilor Hall de curent/tensiune de ieșire analogică pentru a îmbunătăți acuratețea măsurătorilor, a crește fiabilitatea echipamentelor FAP și confortul pentru realizarea în serie și la timp a echipamentelor FAP.

Autorii propun o strategie de calibrare pentru mai toți senzorii (curent/tesniune) dintr-un FAP. Datorită efectului de îmbătrânire și a mediului de funcționare dur, problema

incertitudinii de precizie este inevitabilă în acești senzori cruciali, ceea ce are ca rezultat performanța de conducere slabă. Funcționarea unui FAP trifazat presupune, de obicei, utilizarea a trei senzori de tensiune și șase de curent.

Pentru a controla eficient FAP, mai mulți senzori de curent și tensiune [Jiadong 2020] sunt instalați pentru a furniza semnale de reacție pentru microcontroler [Vukosavić 2016; Xia 2017]. După un timp îndelungat de utilizare, precizia senzorilor multipli de curent se degradează inevitabil cu grade diferite din cauza îmbătrânirii, interferențelor și derivei temperaturii [Chakraborty 2015; Jung 2006; Salmasi 2017; Kim 2014]. Deoarece gradul de inexactitate pentru fiecare senzor este necunoscut pot fi produse semnale de reacție inexacte, ducând la performanțe reduse ale controlului sau chiar la producerea altor pericole [Yan, 2018]. Dacă inexactitatea senzorului nu este calibrată [Trinh, 2018], durata de viață a FAP va fi redusă din cauza performanței deteriorate a sistemului, făcând imposibilă îndeplinirea duratei de viață estimate de producător [Zhai 2017].

În lucrările [Abubakar 2017, Simon 1995] autorii au prezentat metoda de calibrare pentru tensiune și senzorul Hall. Lucrarea [Abubakar 2017] a aplicat regresia polinomială de la 1 la 5 pentru a determina cea mai bună relație de potrivire între intrarea și ieșirea unui senzor de tensiune. Autorii au folosit 2 abordări pentru a calcula instantaneu cu o eroare de măsurare mai mică de 2,5% și metoda tensiunii vârf-vârf cu o eroare mai mică de 1%. Cel mai bun rezultat a venit din regresia polinomială de ordinul trei. Lucrarea [Simon 1995] a propus o nouă metodă de autocalibrare pentru a genera 3 semnale de referință pentru a calcula legea polinomială de ordinul doi pentru corecția caracteristică a senzorului pentru a asigura fiabilitatea și acuratețea sistemului.

Articolul [Bengtsson 2012] a tratat problema proiectării unei dimensiuni optime pentru un tabel de căutare care se aplica pentru liniarizarea senzorului. Această cercetare a propus o teorie pentru găsirea dimensiunii minime a unui tabel de căutare care nu afectează acuratețea senzorului. Deoarece în orice sisteme încorporate mici, acestea oferă doar o cantitate mică de memorie, astfel încât tabelul de căutare trebuie redus la o dimensiune minimă. În lucrarea [Sonowal 2013] a fost aplicată o tehnică de interpolare liniară pe intervale în circuite cu logică reconfigurabilă (Field Programmable Gate Array - FPGA) pentru a liniariza caracteristica neliniară a termistorului în timp real.

### **I. Metode de calibrare: manuală și automată (autocalibrare)**

Strategia propusă de autocalibrare nu necesită un echipament suplimentar și nici un model matematic al sistemului (nu necesită un aparat matematic complex), dar utilizează relații logice între senzori. Aceste considerente conduc la concluzia eliminării filtrelor și observatoarelor în procesul de calibrare. Deoarece dinamica autocalibrării este în timp real, la schimbarea rapidă a sarcinii, amplitudinea curenților va fi măsurată cu exactitate, fiind o condiție necesară în obținerea referințelor de curent ale filtrului activ de putere.

Strategia permite calibrarea în același timp a tuturor senzorilor în timp real, făcându-i insensibili la apariția zgomotului, conducând la obținerea unor curenți echilibrați pe cele trei faze.

Curenții mășurați sunt trimiși pe reacția buclei de control a curentului, deci stabilitatea sistemului este asigurată.

Acest lucru este necesar pentru a îmbunătăți acuratețea calibrării și pentru a permite realizarea adaptării datelor de către structura FPGA.

Procesul de autocalibrare realizează calibrarea în timp real a senzorilor de curent și tensiune utilizați.

Descrierea sistemului de calibrare automată, a metodei de autocalibrare și a testării preciziei sunt prezentate mai departe.



Eficacitatea strategiei de calibrare propuse depinde, în principal, de acuratețea valorilor curente eșantionate în comparație cu cele reale.

### **Autoconfigurare**

La alimentarea părții de control a filtrului activ de putere (FAP) este necesar să se realizeze autocalibrarea traductoarelor de tensiune și de curent, înainte de a activa circuitul trifazat de ieșire al FAP.

Traductoarele de tensiune și de curent sunt circuite electronice cu sensibilitatea crescută și prelucrare analogică a semnalului de măsurat. Ca urmare, sunt susceptibile de apariția unor erori sistematice precum dispersia parametrilor, offset la ieșire, variația mărimii de ieșire cu temperatura, sensibilitate la perturbațiile magnetice și electromagnetice.

În standul experimental de laborator (FAP-0L), traductoarele de curent (LEM, LA 55-P) și de tensiune (LEM, LV 25-P) realizează conversia între mărimea de intrare și semnalul de ieșire cu ajutorul unor traductoare cu efect HALL, care sunt senzori de câmp magnetic. Folosind acest tip de senzor se obține o bandă largă a semnalului măsurat cu ajutorul traductorului, însă senzorul este sensibil și la câmpul magnetic extern, care va produce în semnalul de ieșire o componentă care nu are legătură cu semnalul electric măsurat. În plus, circuitul electronic intern al traductorului prezintă o valoare de ieșire nenulă (numit offset de ieșire) atunci când la intrare semnalul măsurat este zero. Anularea acestei componente nu este posibilă, însă se poate face presupunerea rezonabilă că este constantă în timp atât timp cât structura hardware și amplasarea componentelor metalice în stand nu se modifică.

Existența tensiunii de offset la ieșirea traductoarelor poate conduce la funcționarea incorectă sau cu performanțe reduse a filtrului activ de putere în ansamblu său.

Există 3 metode de compensare a offsetului de ieșire:

- A. În circuitele electronice pur analogice (Fig.2) se folosește un potențiomtru și un circuit sumator pentru a ajusta manual „zero-ul” de ieșire în lipsa semnalului de intrare în traductor.

**Ajustarea manuală** implică alimentarea părții de control a FAP, achiziționarea semnalelor analogice de la traductoare, în lipsa tensiunii trifazate din sistemul de putere. Valorile obținute pentru ieșirea fiecărui traductor reprezintă valoarea de offset corespunzătoare. Se notează valorile obținute și se adaugă în blocul software de achiziție a datelor analogice câte un bloc de însumare a semnalului achiziționat cu valoarea de offset notată anterior pentru fiecare din cele 9 traductoare din FAP industrial.

- B. În circuitele cu prelucrare numerică a semnalelor se poate adăuga o componentă numerică constantă semnalului achiziționat de la traductor, astfel încât să se obțină corespondența zero semnal de intrare în traductor – zero semnal achiziționat. Valoarea numărului care trebuie adăugat se stabilește manual, prin citirea rezultatului de conversie analog-numerică cu semnal nul de intrare în traductor și reintroducerea acestei valori cu semn schimbat în algoritmul numeric. Re-calibrarea traductoarelor se face doar manual, prin remăsurarea valorilor de offset, recompilarea programului și reprogramarea procesorului numeric.

- C. Ajustarea automată implică realizarea unei bucle software de măsurare a offset-ului la inițializarea sistemului, cu condiția ca prin comenzi software să se poată impune ca semnalul de intrare în traductor să fie nul pe durata determinării offset-ului. În cazul filtrului activ de putere, utilizarea unui contactor de putere pentru a conecta FAP la rețeaua electrică creează posibilitatea ca prin neconectarea la rețea, toate semnalele de intrare în traductoare să fie nule.

**Ajustarea automată** se face după organigrama din figura 3.

Algoritmul de control de autoconfigurare a fost implementat în mediul LABVIEW, sub forma unei bucle care rulează doar la inițializarea programului, pentru un timp de 10 secunde, și determină simultan valorile de offset pentru toate cele 9 traductoare din FAP.

Blocul de achiziție a semnalelor conține operațiile matematice pentru compensarea

offsetului, iar valorile necesare se obțin prin măsurare automată și mediere timp de 10 secunde la alimentarea părții de control a FAP. Valorile de offset se memorează apoi între registre numerice în FPGA.

Se folosește blocul "Meas, Variance and standard deviation Express VI" pentru a determina valoarea medie a ieșirii fiecărui traductor prin medierea a 1000 de eșantioane achiziționate cu o frecvență de eșantionare de 10 ms (2 eșantioane pe perioada tensiunii de rețea pentru a anula efectul cuplajelor parazite și efectul zgomotului electromagnetic de joasă frecvență).

Cât timp această buclă este în execuție, FAP nu este conectat la rețeaua electrică, iar la intrarea traductoarelor se aplică un semnal nul.

Valoarea de offset (Fig.4) se obține prin medierea a 1000 de eșantioane, achiziționate la fiecare 10ms pentru rețeaua de 50Hz, astfel încât ponderea zgomotului electromagnetic cauzat de rețeaua de distribuție electrică să nu afecteze rezultatul (echivalentul unui filtru oprește-bandă - notch filter- acordat pe frecvența de 50Hz). Parametrii unui bloc de mediere din figura 4 sunt evidențiați în figura 5:

La sfârșitul execuției, după achiziția și medierea celor 1000 de eșantioane, blocul de mediere activează semnalul „output valid”, afișat ca „offset traductoare OK” în interfața grafică a programului, care va dezactiva bucla de mediere.

Obținerea semnalului util pentru fiecare mărime măsurată (Fig.6) se face prin scăderea valorii de offset din semnalul determinat la fiecare conversie analog-numerică, conform diagramei de mai jos. De remarcat faptul că pentru traductoarele de tensiune (ultimele 3 semnale din diagramă) nu se face autocorecția offsetului, deoarece traductoarele respective nu se pot deconecta de la semnalul măsurat și nici semnalul măsurat nu se poate aduce la zero pe timpul autocalibrării (tensiunile respective sunt tensiuni continue la bornele unor condensatoare care se descarcă lent, iar prin resetarea/repornirea filtrului ar fi considerată drept offset o valoare falsă) .

Blocul de afișare a valorilor de offset (Fig.7) memorate în procesorul numeric de semnal poate fi folosit pentru a analiza funcționarea traductoarelor. Valorile de offset afișate sunt pentru semnalele scalate cu constanta traductoarelor respective și reprezintă până la 5% din domeniul traductorului. De exemplu, semnalul afișat cu albastru deschis (**I filtru 1**), din fig.8, reprezintă ieșirea unui traductor de curent cu domeniul de  $\pm 100A$  și are offset de cca. **9A**. După autocalibrarea offsetului, valoarea numerică a semnalului **I filtru 1** devine mai mică de **0.1A** pentru curent de măsurat nul.

Semnalele de ieșire converg către zero după secvența de autocalibrare a offset-ului (Fig.9):

#### Avantaje:

- algoritmul ajută la calibrarea ieșirilor analogice ale senzorilor de curenți/tensiune pentru o creștere a preciziei măsurătorilor, dar și o reducere a timpului de calibrare.
- asigurarea fiabilității și acurateții măsurării
- un avantaj important al aplicării acestei metode de autocalibrare este conectarea rapidă a nodurilor de măsurare din rețelele de senzori;
- foarte utile în sistemele de timp real.
- ajută la creșterea performanțelor de control prin oferirea unor date exacte ale marimilor masurate

#### Concluzii:

- 1) Strategia propusă de autocalibrare nu necesită un echipament suplimentar și nici un model matematic al sistemului (nu necesită un aparat matematic complex), dar utilizează relații logice între senzori. Aceste considerente conduc la concluzia eliminării filtrelor și observatoarelor în procesul de calibrare. Deoarece dinamica autocalibrării este în timp

real, la schimbarea rapidă a sarcinii, amplitudinea curenților va fi măsurată cu exactitate, fiind o condiție necesară în obținerea referințelor de curent ale filtrului activ de putere.

- 2) Strategia permite calibrarea în același timp a tuturor senzorilor în timp real, făcându-i insensibili la apariția zgomotului, conducând la obținerea unor curenți echilibrați pe cele trei faze.
- 3) Curenții mășurați sunt trimiși pe reacția buclei de control a curentului, deci stabilitatea sistemului este asigurată.
- 4) Acest lucru este necesar pentru a îmbunătăți acuratețea calibrării și pentru a permite realizarea adaptării datelor de către structura FPGA.
- 5) Procesul de autocalibrare realizează calibrarea în timp real a senzorilor de curent și tensiune utilizați.

## **II. Unificarea metodelor de control.**

În FPGA pot rula în paralel mai multe metode de control, din care una singură este folosită pentru a acționa FAP.

Comutarea între metode este realizată în timp real, fără a modifica structura hardware și fără a dezactiva FAP (Fig.10).

### **II.1 Unificarea algoritmilor de control pentru sistemul de laborator FAP-0L**

Se pot implementa bucle de reglare a FAP cu diverși algoritmi și se comută „on-line” între algoritmi pentru a obține cele mai bune performanțe. Limitarea constă în dimensiunea FPGA-ului.

Algoritmii de control pentru filtrul activ de putere (FAP) intră în trei categorii:

- Algoritm/bucle de reglare trifazate pentru compensarea armonicilor de curent produse de consumator,
- Algoritm/bucă de reglare pentru menținerea constantă/cvasi-constantă a energiei stocate în condensatorul de tensiune continuă din invertorul de tensiune
- Algoritm/bucle de reglare trifazate pentru impunerea curentului la forma și amplitudinea necesară astfel încât curentul preluat din rețea de grupul FAP-consumator să aibă un coeficient de distorsiuni armonice totale (THD) cât mai redus.

Sunt prezentate în continuare 7 metode de guvernare pentru FAP-0L, astfel încât THD-ul curentului absorbit din rețea să fie minim. O parte dintre metode impun curentul de rețea (suma FAP+consumator), iar restul metodelor impun curentul preluat din rețea de FAP, ținând cont de componentele armonice ale curenților de sarcină.

Blocurile funcționale care realizează achiziția semnalelor analogice, conversia analog-numerică, transferul datelor în procesorul numeric FPGA, bucla PLL de refacere a formelor sinusoidale pentru referințe și bucla de reglare a energiei de c.c. din invertor nu vor fi descrise în continuare. Funcționarea acestor blocuri asigură semnalele analogice și digitale care apar în figurile următoare.

1. Algoritmul „**Secvență pozitivă**” (Fig.11) calculează valoarea efectivă a puterii electrice a consumatorului pentru a determina amplitudinea curentului sinusoidal care trebuie impus pe conductoarele de fază ce alimentează FAP și consumatorul. (**curentul reglat= curentul de rețea (suma FAP+consumator)**)
2. Algoritmul „**Secvență pozitivă cu filtru oprește bandă**” (Fig.12) determină forma și amplitudinea curentului injectat de FAP în nodul sursa-FAP-consumator, pornind de la forma și amplitudinea curentului de sarcină: se aplică un filtru oprește bandă care elimină componenta fundamentală (50Hz) din curba curentului de sarcină, iar rezultatul se însumează (cu semn schimbat pentru a compensa componentele

neliniare ale curentului de sarcină) cu forma sinusoidală a curentului necesar menținerii energiei de c.c. constante în inverter (**curentul reglat= curentul injectat de FAP**)

3. Algoritmul „**Metoda maximului**” (Fig.13, 14) determină forma și amplitudinea curentului de rețea ținând cont de valoarea efectivă, RMS (Fig.13), cea mai mare a curenților de fază pentru consumator. Această valoare, scalată corespunzător, se adaugă necesarului de curent pentru a menține constantă energia de c.c. din inverter. (**curentul reglat= curentul de rețea (suma FAP+consumator)**)
4. Algoritmul „**PQ**” (Fig.15-18) determină componentele poluante (Fig.15-17) a curentului de sarcină, pentru a impune în curentul injectat de FAP componentele compensatoare (Fig.18). Se folosesc transformările clasice domeniul timp/alfa-beta/PQ pentru obținerea componentelor poluante (**curentul reglat= curentul de FAP**)
5. Algoritmul „**DQ**” (Fig.19) determină componentele poluante a curentului de sarcină, pentru a impune în curentul injectat de FAP componentele compensatoare (**curentul reglat= curentul de FAP**)
6. Algoritmul „**Secvență pozitivă, cu filtru trece-jos**” (Fig.20) determină componentele poluante a curentului de sarcină, pentru a impune în curentul injectat de FAP componentele compensatoare. Semnalele armonice ale curenților de sarcină se obțin cu ajutorul unui filtru trece-jos, cu ajutorul căruia se elimină componenta fundamentală (50Hz) din semnalul de curent de la sarcină (**curentul reglat= curentul de FAP**)
7. Algoritmul „**Control indirect**” (Fig.21) nu conține o buclă definită pentru a caracteriza comportarea liniară sau neliniară a sarcinii, ci folosește bucla de reglare a energiei de c.c. stocate în inverter și transductoare de curent amplasate pe conductorul de rețea (însușează curentul prin FAP și cel prin sarcina neliniară) . (**curentul reglat= curentul de rețea (suma FAP+consumator)**)

Bucla de impunere a curentului (de rețea sau de FAP, după algoritmul FAP) este o buclă de reglare ce rulează cu viteză maximă în procesorul FPGA (Fig.22), viteză limitată de viteza conversiei analog-numerice pentru semnalele de curent. S-a folosit un regulator bipozițional cu histerezis, care comandă puntea trifazată de tranzistoare IGBT, obținându-se semnal bipolar la ieșirea inverterului de tensiune/punții trifazate de IGBT. Inductanțele de interfață dintre puntea trifazată și rețea filtrează componentele de comutație de înaltă frecvență și limitează gradientul de curent prin FAP astfel încât regulatorul Proporțional (P) și modulatorul cu histerezis să funcționeze corect (să aibă timp de răspuns suficient pentru a opri un scurtcircuit, dar să fie și suficient de rapid încât să compenseze armonicile de curent ale sarcinii).

Deoarece:

- a) componentele hardware sunt comune pentru toți algoritmi prezentați,
- b) bucla de reglare a curentului acționează asupra inverterului de tensiune atât pentru a impune curentul prin FAP cât și pentru a impune curentul de rețea (în funcție de algoritmul FAP),
- c) toți algoritmi prezentați se bazează pe aceeași buclă de reglare a energiei de c.c. din inverterul de tensiune (se impune ca tensiunea din circuitul de curent continuu al inverterului să fie aproximativ dublul tensiunii de vârf a tensiunii de fază a rețelei), și rulează corect chiar dacă la inițializarea algoritmului de guvernare a FAP energia de c.c. este la valoarea nominală a regulatorului de tensiune,

s-a propus realizarea unui sistem de comutare „on-line” a algoritmului de guvernare pentru FAP. Pentru aceasta s-a implementat un multiplexor cu ajutorul căruia semnalul de „eroare” aplicat la intrarea comparatorului de curent cu histerezis este selectat ca unul dintre cele 6

semnale de eroare calculate pentru fiecare algoritm în parte. Utilizatorul poate comuta între algoritmi pentru a alege varianta optimă, în funcție de criteriul cel mai important: THD minim (ex: control indirect), imunitatea FAP la conectarea/deconectarea sarcinii (algoritmii care impun curentul prin FAP, nu prin rețea), compensarea armonicilor de curent de ordin mare etc.

Comutarea între algoritmi nu necesită deconectarea FAP de la rețea sau consumator, atât timp cât buclele de reglare mențin semnalele de tensiune și curent la valorile corecte. Astfel, sunt enumerate câteva exemple: 1) nu scade tensiunea de c.c. din inverterul de tensiune până la apariția erorii de subtensiune; 2) bucla de reglare a curentului a ajuns la saturație/scurtcircuit; 3) circuitul de c.c. este preîncărcat la o tensiune mai mare decât vârful tensiunii de rețea.

## **II.2 Unificarea algoritmilor de control pentru prototipurile industriale FAP-0x (x=E, SE, IA, S, US, D, ET)**

### **II.2.1. Unificarea algoritmului dezvoltat pe metoda "secvența pozitivă" SEC-POZ și metoda de control indirect pentru prototipul industrial FAP-0E**

În figura 24 se prezintă proiectul realizat în mediul LABVIEW pentru FAP-0E.

În figura 25 se prezintă implementarea LabView a medierii tensiunii de rețea și determinarea mărimii de ieșire a valorii efective a puterii active P\_RMS

Algoritmul bazat pe "secvența pozitivă" implementat în mediul LABVIEW pentru FAP-0E se prezintă în figura 26.

Implementarea LabView a erorii de curent (Eroare SP) cu metoda Secvența pozitivă pentru FAP-0E este prezentată tot în figura 26.

Implementarea LabView a erorii de curent cu metoda controlului indirect pentru FAP-0E este prezentată în figura 27.

Unificarea algoritmilor pentru prototipul FAP-0E, precum și implementarea LabView a regulatorului Proporțional (P) de curent și modulatorului cu histerezis sunt prezentate în figura 28.

Interfața LabView cu utilizatorul este concepută și implementată conform figurii 29. Interfața facilitează comutarea on-line între algoritmul Secvența pozitivă și controlul indirect.

### **II.2.2. Unificarea algoritmului dezvoltat pe metoda "Filtru oprește bandă - FOB" și metoda de control indirect pentru prototipul industrial FAP-0SE**

Metoda de control FOB și determinarea erorii de curent cu metoda FOB sunt prezentate în figura 30, implementate în LabView pentru FAP-0SE.

Implementarea LabView a erorii de curent cu metoda controlului indirect pentru FAP-0SE este prezentată în figura 31.

Unificarea algoritmilor pentru prototipul FAP-0SE, precum și implementarea LabView a regulatorului Proporțional (P) de curent și modulatorului cu histerezis sunt prezentate în figura 32.

Interfața LabView cu utilizatorul este concepută și implementată conform figurii 33.

Interfața facilitează comutarea on-line între algoritmul FOB și controlul indirect.

### **II.2.3. Unificarea algoritmului dezvoltat pe "principiul maximului (MAX)" și metoda de control indirect pentru prototipul industrial FAP-0IA**

Metoda de control bazată pe "principiul maximului (MAX)" și determinarea erorii de curent cu metoda MAX sunt prezentate în figura 34, implementate în LabView pentru FAP-0IA.

Implementarea LabView a erorii de curent cu metoda controlului indirect pentru FAP-0IA este prezentată în figura 35.

Unificarea algoritmilor pentru prototipul FAP-0IA, precum și implementarea LabView a

regulatorului Proporțional (P) de curent și modulatorului cu histerezis sunt prezentate în figura 36.

Interfața LabView cu utilizatorul este concepută și implementată conform figurii 37. Interfața facilitează comutarea on-line între algoritmul MAX și controlul indirect.

#### **II.2.4. Unificarea algoritmului dezvoltat pe metoda PQ și metoda de control indirect pentru prototipul industrial FAP-0S**

Filtrarea pe baza metodei PQ este implementată în LabView, după cum urmează.

În figura 38 se prezintă obținerea componentelor bifazate, în sistem de referință fix (alfa, beta), a componentelor de curent și tensiune implementate în LabView.

Pe baza componentelor bifazate de curent și tensiune se determină puterile activă și reactivă în sistem de referință fix, prin implementare LabView, conform figurii 39.

Determinarea componentelor PQ este finalizată în figura 40.

Determinarea curenților de referință și a erorii de curent este prezentată în figura 41.

Unificarea algoritmilor pentru prototipul FAP-0S, precum și implementarea LabView a regulatorului Proporțional (P) de curent și modulatorului cu histerezis sunt prezentate în figura 42.

#### **II.2.5. Unificarea metodei bazate pe principiul algoritmului sincron (DQ) și metoda de control indirect pentru prototipul FAP-0US**

Metoda de control DQ și determinarea erorii de curent cu metoda DQ sunt prezentate în figura 44, implementate în LabView pentru FAP-0US.

Implementarea LabView a erorii de curent cu metoda controlului indirect pentru FAP-0US este prezentată în figura 45.

Unificarea algoritmilor pentru prototipul FAP-0US, precum și implementarea LabView a regulatorului Proporțional (P) de curent și modulatorului cu histerezis sunt prezentate în figura 46

Interfața LabView cu utilizatorul este concepută și implementată conform figurii 47.

Interfața facilitează comutarea on-line între algoritmul DQ și controlul indirect.

#### **II.2.6. Unificarea algoritmului dezvoltat pe metoda separării componentelor poluante, cu FTJ și metoda de control indirect pentru prototipul FAP-0D**

Metoda de control bazată pe separarea componentelor poluante, cu FTJ și determinarea erorii de curent cu metoda FTJ sunt prezentate în figura 48, implementate în LabView pentru FAP-0D.

Implementarea LabView a erorii de curent cu metoda controlului indirect pentru prototip FAP-0D este prezentată în figura 49.

Unificarea algoritmilor pentru prototipul FAP-0D, precum și implementarea LabView a regulatorului Proporțional (P) de curent și modulatorului cu histerezis sunt prezentate în figura 50.

Interfața LabView cu utilizatorul este concepută și implementată conform figurii 51.

Interfața facilitează comutarea on-line între algoritmul FTJ și controlul indirect.

#### **II.2.7. Metoda dezvoltată pe principiul controlului indirect (CI) pentru prototipul industrial FAP-0ET**

Determinarea erorii de curent cu metoda controlului indirect este prezentată în figura 52, implementate în LabView pentru prototipul industrial FAP-0ET

Implementarea LabView a regulatorului Proporțional (P) de curent și modulatorului cu histerezis este prezentată în figura 53.

Frecvența de comutație e dată de viteza cu care se executa bucla de reglare a curentului (pasul de iterație este de cca 10 "ticks", echivalent cu cca. 300ns ), corelata cu viteza de



conversie analog-numerică a semnalelor de intrare (conversia durează cca 100 "ticks" = 3 $\mu$ s), și cu gradientul curentului prin inductanța de interfață dintre invertorul de tensiune și punctul de conectare la rețea al FAP.

Timpul de răspuns al buclelor de control este de aproximativ 3.3 $\mu$ s.

Frecvența de maximă comutație este limitată practic prin combinația: - banda de histerezis a regulatorului de curent; - inductanța de interfață dintre invertorul de tensiune și rețea; - diferența de tensiune dintre tensiunea continuă din invertorul de tensiune și tensiunea instantanee de rețea.

Valori măsurate practic sunt după cum urmează: frecvența maximă de comutație : 15kHz - 20kHz, frecvența minimă de comutație: 1kHz

În tabelul I sunt evidențiați algoritmi de control implementați pentru Filtrele Active de Putere. Interfața cu operatorul, contribuție proprie, de nivel superior (Fig.55) conține principalele moduri de control și domenii virtuale necesare pentru funcționarea filtrului activ de putere (FAP). Această buclă are o prioritate redusă și rulează în procesorul CPU al platformei cRIO, respectiv sbRIO. Timpul maxim de eșantionare al acestei bucle este de 100 $\mu$ s, nu suficient pentru a implementa buclele de control FAP în timp real, dar suficient de rapid pentru a fi folosit ca „interfață cu utilizatorul” cu operatorul uman. Modulul PWM generează semnale ON/OFF complementare pentru cele trei brațe ale invertorului de putere. Nu a fost implementat niciun timp mort, deoarece driverul IGBT include deja această funcție ca protecție standard. Perioada semnalului PWM este calculată în „ticks” FPGA, frecvența de comutație de 15 kHz însemnând 3000 „ticks”. Această opțiune permite o variație / creștere PWM fină de 0,03%.

#### **Avantaje ale unificării algoritmilor și implementării în FAP-uri**

- 1) Se pot valida metodele de control „inactive” prin vizualizarea (LabView, PC) semnalelor de comandă pentru IGBT-uri, pe baza semnalelor reale culese în timp real, în timp ce FAP funcționează corect comandat de metoda de control activă (emularea comenzilor).
- 2) Alegerea „in situ” a algoritmului de control astfel încât să se obțină rezultatele cele mai bune de filtrare pentru sarcina particulară.
- 3) Elementele de protecție la supracurent și supratensiune sunt implementate în procesorul FPGA, putând fi ajustate în funcție de algoritmul testat;
- 4) Valorile componentelor analogice de putere (bobina de interfață dintre invertorul de tensiune și rețea, precum și condensatorul de tensiune continuă din invertorul de tensiune), dimensionate după metoda controlului indirect, permit obținerea performanțelor maxime de filtrare pentru toate strategiile de control aplicabile;
- 5) Pe structura standului experimental FAP-0L, dar și al prototipurilor FAP industriale, blocul traductoarelor de tensiune și de curent constă din 3 traductoare de tensiune și 6 traductoare de curent, conectate între rețea, consumatorul poluant și invertorul de tensiune. Poziția acestora și a sensului de măsurare pot fi modificate fără modificarea părții hardware a standului experimental și a prototipurilor;
- 6) Structura de control indirect nu necesită detectarea armonicilor superioare, componentelor reactive de curent sau componentelor de curent de secvență negativă.

Sistemul de putere de filtrare activă experimental FAP-0L implementat conține blocurile funcționale formate din:

- I. Sursa de alimentare
- II. Punctul comun de conectare (PCC)
- III. Filtru activ de putere
- IV. Sarcină neliniară

Semnalele analogice obținute de la traductoarele de tensiune și de curent sunt aplicate la intrările convertoarelor analog-numerice asociate modulului de bază pentru achiziția semnalelor analogice și comanda inverterului cRIO (FAP-0L) sau sbRIO (prototipuri industriale) și apoi sunt transferate procesorului FPGA, prin placa de adaptare a nivelelor logice pentru semnalele PWM de comandă pentru inverter, pentru utilizare în buclele de control.

Semnalul PWM obținut prin strategia de control indirect a filtrului activ, se aplică inverterului de tensiune pentru controlul comutatoarelor statice de putere.

Calculatorul de tip PC este utilizat pentru monitorizarea și controlul funcționării filtrului activ. Informațiile de interes sunt afișate fie numeric, fie ca grafice în funcție de timp.

Algoritmul de control se dezvoltă pe un sistem de calcul uzual, de tip desktop și se transferă modulului cRIO sau sbRIO pentru execuție locală. Calculatorul de tip desktop este utilizat apoi pentru controlul filtrului activ (start/stop) și pentru monitorizarea semnalelor de interes, sub forma numerică sau grafică (Figura 9).

#### Avantaje ale utilizării FAP:

- FAP conduce la creșterea randamentului prin eliminarea armonicilor de curent și prin compensarea energiei reactive;
- FAP conduce la reducerea investițiilor în sistemele de protecție ale rețelelor electrice;
- FAP conduce la reducerea investițiilor sursei de alimentare, deci a transformatorului de rețea, conduce la o reducere a secțiunilor cablurilor de alimentare și o putere redusă pentru întreruptoare, separatoare;
- FAP conduce la creșterea productivității prin asigurarea continuității de alimentare cu energie electrică;
- Răspuns dinamic foarte rapid;
- Reducerea poluării armonice conduce la creșterea securității și fiabilității sistemului energetic.

**Scurtă descriere a desenelor**

Semnificația figurilor care însoțesc prezenta propunere de invenție este prezentată în continuare.

Fig. 1. Schema de conectare a filtrului activ paralel

Fig. 2 Metodă de compensare a offsetului de ieșire în circuitele electronice analogice

Fig. 3. Algoritm de autocalibrare

Fig. 4 Determinare offset

Fig. 5 Achiziția și medierea celor 1000 de eșantioane

Fig. 6 Obținerea semnalului util pentru fiecare mărime măsurată

Fig. 7 Blocul de fișare a valorilor de offset

Fig. 8 Determinarea automată a offset-ului la traductoare. Secvența de autocalibrare

Fig. 9 Eliminare offset

Fig. 10 Unificarea metodelor de control (direct și indirect) pe același stand

Fig.11 Metoda de determinare a secvenței pozitive

Fig. 12 Metoda de determinare a secvenței pozitive FOB

Fig. 13 Metoda de control a maximumului. Determinare valoare efectivă a curentului

Fig. 14 Metoda de control a maximumului. Determinare referință de curent

Fig. 15 Transformarea Clarke directă în algoritmul „PQ”

Fig.16 Transformare alfa-beta la PQ

Fig.17 Determinare P și Q

Fig.18 Impunerea în curentul injectat de FAP a componentelor compensatoare

Fig.19 Algoritmul „DQ”

Fig. 20 Algoritmul „Secvența pozitivă, cu filtru trece-jos”

Fig. 21 Algoritmul „Control indirect”

Fig. 22 Unificarea celor 7 metode de control. Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis

Fig. 23 Sistem de comutare „on-line” a algoritmului de guvernare pentru FAP-0L

Fig.24 Algoritm bazat pe „secvența pozitivă” SEC-POZ

Fig. 25 Medierea tensiunii de rețea și determinare P\_RMS

Fig. 26 Algoritm Secvența pozitivă și determinare eroare de curent cu metoda Secvența pozitivă (Eroare SP)

Fig. 27 Determinare eroare de curent la control indirect (eroare CI)

Fig. 28 Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis integrat cu SEC-POZ

Fig.29 Interfața de monitorizare și control Labview pentru metoda unificată de control Secvența pozitivă și control indirect, corespunzătoare prototipului FAP-0E

Fig.30 Metoda de control FOB și determinarea erorii de curent cu metoda FOB (Eroare)

Fig. 31 Calcul eroare de curent prin metoda controlului indirect

Fig. 32 Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis integrat cu FOB

Fig. 33 Interfața de monitorizare și control Labview pentru metoda unificată de control "Filtru

**oprește bandă - FOB" și control indirect**

Fig. 34 Metoda de control MAX și determinarea erorii de curent cu metoda MAX (Eroare MAX)

Fig. 35 Calcul eroare de curent prin metoda controlului indirect pentru FAP-0IA

Fig. 36 Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis integrat cu metoda MAX

Fig. 37 Interfață de monitorizare și control Labview pentru metoda unificată de control metoda maximului și control indirect

Fig. 38 Metoda de control PQ

Fig. 39 Determinare puteri activă și reactive în sistem de referință fix

Fig. 40 Determinare componente PQ

Fig. 41 Determinare mărimi de referință

Fig. 42 Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis integrat cu metoda PQ

Fig. 43 Interfață de monitorizare și control Labview pentru metoda unificată de control PQ și control indirect

Fig. 44 Metoda de control DQ și determinarea erorii de curent cu metoda DQ (Eroare DQ)

Fig.45 Calcul eroare de curent prin metoda controlului indirect pentru FAP-0US

Fig. 46 Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis integrat cu metoda DQ

Fig.47 Interfață de monitorizare și control Labview pentru metoda unificată de control DQ și control indirect

Fig. 48 Implementare Labview a metodei separării componentelor poluante, cu FTJ și determinarea erorii de curent cu metoda FTJ pentru FAP-0D

Fig. 49 Calcul eroare de curent cu control indirect pentru prototip FAP-0D

Fig. 50 Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis integrat cu metoda FTJ

Fig. 51 Interfață de monitorizare și control Labview pentru metoda unificată de control metoda separării componentelor poluante, cu FTJ și control indirect

Fig. 52 Calcul eroare de curent, implementată în LabView pentru prototipul industrial FAP-0ET

Fig.53 Regulator Proporțional (P) de curent și modulator cu histerezis integrat cu metoda CI

Fig.54 Interfață de monitorizare și control Labview pentru stabilire lățime de bandă a regulatorului cu histerezis

Fig. 55 Interfață de monitorizare și control Labview pentru metoda de control indirect

Tabel I. . Implementare algoritmi de control pentru Filtrele Active de Putere

## FIȘA BIBLIOGRAFICĂ

- [Soares 2000] V. Soares, Pedro Verdelho, "An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No.4, July 2000.
- [Akagi 2007] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning," IEEE Press on Power Engineering, A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2007.
- [João, 2000] João Afonso, Carlos Couto, Júlio Martins, "Active Filters with Control Based on the p-q Theory," IEEE Industrial Electronics Society Newsletter, Vol.47, No.3, pp.5-10, Sept 2000.
- [Verdelho 1997] P. Verdelho and G. D. Marques, "An active power filter and unbalanced current compensator," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, pp. 321–328, June 1997.
- [Akagi 1990] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae, "Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 26, pp. 93–98, Feb. 1990.
- [Mikkili 2011] S. Mikkili and A. K. Panda, "APF for mitigation of current harmonics with p-q and id-iq control strategies using pi controller," Journal of Trends in Electrical Engineering, Vol. 1, No. 1, pp. 1-11, May 2011
- [Rosu 2006] *Indirect control of a single-phase active power filter*, Roșu E, Culea M, Dumitriu T, Munteanu T.. The Annals of "Dunarea de Jos" University of Galati. Fascicle III, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, 2006
- [Benalla, 2004] H. Benalla, H. Djeghloud, "A Novel Time-Domain Reference-Computation Algorithm for Shunt Active Power Filters," ACSE Journal, vol. 6, nr. 2, pp. 33-40, 2006.
- [Chang 2006] Chang, G.W.; Tai-Chang Shee (2004). *A novel reference compensation current strategy for shunt active power filter control*. , 19(4), 0–1758. doi:10.1109/tpwrd.2004.835430
- [Büyük 2017] M. Büyük, A. Tan, M. İnci and M. Tümay, "A notch filter based active damping of I1c1 filter in shunt active power filter," *2017 International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEE.2017.8171701
- [Yazdani, 2008] Yazdani, D., Bakhshai, A., Joos, G., & Mojiri, M. (2008). *An adaptive notch filtering approach for harmonic and reactive current extraction in active power filters*. *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. doi:10.1109/iecon.2008.4758010
- [Morán 95] L. A. Morán, J. Dixon, & R. R. Wallace, "A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, No. 4, pp. 402–408, August 1995.
- [Akagi 1983] H. Akagi, Y. Kanazawa, K. Fujita și A. Nabae, "Generalized Theory of Instantaneous Reactive Power and Its Application," Electrical Engineering in Japan, vol. 103B, nr. 7, pp. 483-490, 1983.
- [Imam 2020] A. Imam, . R. S. Kumar și Y. A. Al-Turki, "Modeling and Simulation of a PI Controlled Shunt Active Power Filter for Power Quality Enhancement Based on P-Q Theory," Electronics, vol. 9, nr. 637, pp. 117, 2020
- [Li 2015] X. Li, H. He, J. Lu și Z. Liang, "Modified Synchronous Reference Frame Method for Active Power Filter Under Asymmetric and Distorted Supply Voltages Condition," în International Conference on Industrial Informatics-Computing Technology, Wuhan, China, 2015.
- [Musa 2017] S. Musa, M. A. M. Radzi, H. Hizam, N. I. A. Wahab, Y. Hoon și M. A. A. M. Zainuri, "Modified Synchronous Reference Frame Based Shunt Active Power Filter with Fuzzy Logic Control Pulse Width Modulation Inverter," Energies, vol. 10, nr. 758, pp. 1-17, 2017
- [Ionescu 98] Florin Ionescu, Dan Florica, Smaranda Nitu, Jean-Paul Six, Philippe Delarue, Cristian Bogus, "Electronica de Putere – Conversoare Statice", Editura Tehnica 1998, ISBN 973-31-1262-3
- [Grady 1990] W. M. Grady, M. J. Samotyj, and A. H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 5, no. 3, Jul. 1990, pp. 1536–1542.
- [Singh 1999] B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, Oct. 1999, doi: 10.1109/41.793345.
- [Peng 1990] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "Study of active power filters using quad series voltage source PWM converters for harmonic compensation," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no. 1, Jan. 1990, pp. 9–15.
- [Watanabe 1993] E.H.Watanabe, R.M.Stephan & M.Aredes, "New concepts of instantaneous active and reactive powers in electrical systems with generic loads," IEEE Transactions on Power

Delivery, vol.8, no.2, April 1993, pp.697-703

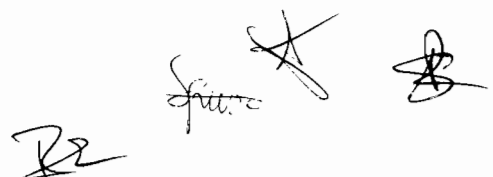
- [Akagi 1994] H.Akagi, "Trends in active power line conditioners," IEEE Transactions on power Electronics, vol 9, no 3, 1994, pp 263-268
- [Islam 2012] A. Islam et al., "Series active power filter implementation using P-Q theory," 2012 International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2012, pp. 915-918, doi: 10.1109/ICIEV.2012.6317511.
- [Dixon 1995] J.W.Dixon, J.J.Garcia & L.Morgan, "Control system for three phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.42, no.6, 1995, pp636-641.
- [Morgan 1995] L.A.Morgan, J.W.Dixon & R.R.Wallace, "A three phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonics compensation," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.42, no.4, August 1995, pp 402-408.
- [Duke 1993] R. M. Duke and S. D. Round, "The steady state performance of a controlled current active filter," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 8, Apr. 1993, pp. 140– 146.
- [Jain, 2003] S. Jain, P. Agarwal, and H. O. Gupta, "Design simulation and experimental investigations on a shunt active power filter for harmonics and reactive power compensation," Electrical Power Components and Systems, vol. 32, no. 7, Jul. 2003, pp. 671–692.
- [Singh, 1999] B. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Computer-aided modeling and simulation of active power filters," Electrical Machines and Power Systems, vol. 27, 1999, pp. 1227–1241. B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, Oct. 1999, doi: 10.1109/41.793345.
- [Chatterjee 1999] K. Chatterjee, B. G. Fernandes, and G. K. Dubey, "An instantaneous reactive voltampere compensator and harmonic suppressor system," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 2, Mar. 1999, pp. 381–392.
- [Islam, 2012] A. Islam et al., "Series active power filter implementation using P-Q theory," 2012 International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2012, pp. 915-918, doi: 10.1109/ICIEV.2012.6317511.
- [Lin, 1995] C. E. Lin, W. F. Su, S. L. Lu, C. L. Chen, and C. L. Huang, "Operation strategy of hybrid harmonic filter in demand-side system," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995, pp. 1862-1866.
- [Bhattacharya, 1995] S. Bhattacharya and D. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1995, pp. 2531-2540.
- [Mahela 2016] Prakash Mahela, O., & Gafoor Shaik, A. (2016). *Topological aspects of power quality improvement techniques: A comprehensive overview. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 58, 1129–1142.* doi:10.1016/j.rser.2015.12.251
- [Akagi, 1984] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-20, pp. 625-630 May/June 1984
- [Büyük, 2017] M. Büyük, A. Tan, M. İnci and M. Tümay, "A notch filter based active damping of  $l_{ll}$  filter in shunt active power filter," *2017 International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/PEE.2017.8171701
- [Yazdani, 2008] Yazdani, D., Bakhshai, A., Joos, G., & Mojiri, M. (2008). *An adaptive notch filtering approach for harmonic and reactive current extraction in active power filters. 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics.* doi:10.1109/iecon.2008.4758010
- [Nastran 1994] J. Nastran, R. Cajhen, M. Seliger, and P. Jereb, "Active power filter for nonlinear AC loads," IEEE Trans. Power Electron., vol. 9, pp. 92-96, Jan. 1994.
- [Hayafune, 1984] K. Hayafune, T. Ueshiba, E. Masada, and Y. Ogiwara, "Microcomputer controlled active power filter," in Proc. IEEE IECON'84, 1984, pp. 1221-1226
- [Choi 1995] J. H. Choi, G. W. Park, and S. B. Dewan, "Standby power supply with active power filter ability using digital controller," in Proc. IEEE APEC'95, 1995, pp. 783-789
- [Jin 1995] 24a Z. Li, H. Jin, and G. Joos, "Control of active filters using digital signal processors," in Proc. IEEE IECON'95, 1995, pp. 651-655.
- [Torrey, 1995], D. A. Torrey and A. M. A. M. Al-Zamel, "Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads," IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, pp. 263-272, May 1995.
- [Radulovic, 1984], Z. Radulovic and A. Sabanovic, "Active filter control using a sliding mode approach," in Proc. IEEE PESC'94, 1994, pp. 177-182.
- [Saetieo, 1995], S. Saetieo, R. Devaraj, and D. A. Torrey, "The design, implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control," IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. 31, pp.



61

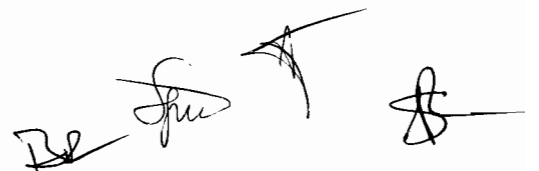
- 993-1000, Sept./Oct. 1995.
- [Round, 1993] S. D. Round and N. Mohan, "Comparison of frequency, time domain neural network controllers for an active power filter," in Proc. IEEE IECON'93, 1993, pp. 1099-1104.
- [Furuhashi 1990] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa, "A study on the theory of instantaneous reactive power," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 37, pp.86-90, Feb. 1990.
- [Jou 1995] 27a H. L. Jou, "Performance comparison of the three-phase active powerfilter algorithms," Proc. Inst. Elect. Eng.—Generation, Transmission, Distribution, vol. 142, no. 6, pp. 646-652, Nov. 1995.
- [Chen, 1991] C. Chen and D. M. Divan, "Simple topologies for single-phase AC line conditioning," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1991, pp. 911-917
- [Abubakar 2017] I. Abubakar, S. Abd Khalid, M. Mustafa, H. Shareef, and M. Mustapha, "Calibration of zmp101b voltage sensor module using polynomial regression for accurate load monitoring," vol. 12, pp. 1076–1084, 01 2017.
- [Simon 1995] P. L. C. Simon, P. H. S. de Vries, and S. Middelhoek, "Autocalibration of silicon hall devices," in Solid-State Sensors and Actuators, 1995 and Eurosensors IX.. Transducers '95. The 8th International Conference on, vol. 2, pp. 237 – 240, Jun 1995.
- [Bengtsson 2012] L. E. Bengtsson, "Lookup table optimization for sensor linearization in small embedded systems," vol. 02, pp. 177–184, 01 2012.
- [Sonowal 2013] D. Sonowal and M. Bhuyan, "Linearizing thermistor characteristics by piecewise linear interpolation in real time fpga," in 2013 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), pp. 1976–1980, Aug 2013.
- [Vukosavić 2016] S. N. Vukosavić, L. S. Perić, and E. Levi, "AC current controller with error-free feedback acquisition system," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 31, no. 1, pp. 381 - 391, Mar. 2016
- [Xia2017] C. L. Xia, P. F. Li, X. M. Li, and T. N. Shi, "Series IGBT chopping strategy to reduce DC-link capacitance for brushless DC motor drive system," IEEE Journal of Emerging and Selected Topic in Power Electronics, vol. 5, no. 3, pp. 1192 - 1204, Sep. 2017.
- [Chakraborty 2015] C. Chakraborty and V. Verma, "Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 3, pp. 1943-1954, Mar. 2015.
- [Salmasi, 2017] F. R. Salmasi, "A self-healing induction motor drive with model free sensor tampering and sensor fault detection, isolation, and compensation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 8, pp. 6105 - 6115, Aug. 2017.
- [Kim 2014] M. Kim, S. K. Sul, and J. Lee, "Compensation of current measurement error for current-controlled PMSM drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no. 5, pp. 3365 - 3373, Sep./Oct. 2014.
- [Jung 2006] H. S. Jung, S. H. Hwang, J. M. Kim, C. U. Kim, and C. Choi, "Diminution of current-measurement error for vector-controlled AC motor drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 5, pp. 1249 - 1256, Sep./Oct. 2006.
- [Chakraborty 2015] C. Chakraborty and V. Verma, "Speed and current sensor fault detection and isolation technique for induction motor drive using axes transformation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 62, no. 3, pp. 1943-1954, Mar. 2015.
- [Salmasi 2017] F. R. Salmasi, "A self-healing induction motor drive with model free sensor tampering and sensor fault detection, isolation, and compensation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 8, pp. 6105 - 6115, Aug. 2017.
- [Kim 2014] M. Kim, S. K. Sul, and J. Lee, "Compensation of current measurement error for current-controlled PMSM drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no. 5, pp. 3365 - 3373, Sep./Oct. 2014.
- [Jung 2006] H. S. Jung, S. H. Hwang, J. M. Kim, C. U. Kim, and C. Choi, "Diminution of current-measurement error for vector-controlled AC motor drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 42, no. 5, pp. 1249 - 1256, Sep./Oct. 2006.
- [Trinh, 2018] Q. N. Trinh, P. Wang, Y. Tang, L. H. Koh, and F. H. Choo, "Compensation of DC offset and scaling errors in voltage and current measurements of three-phase AC/DC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 6, pp. 5401 - 5414, June 2018.
- [Zhai 2017] Q. W. Zhai, K. Meng, Z. Y. Dong, and J. Ma, "Modelling and analysis of lithium battery operations in spot and frequency regulation service markets in Australia electricity market," IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 13, no. 5, pp. 2576 - 2586, Oct. 2017.
- [Yan, 2018] H. Yan, Y. X. Xu, J. B. Zou, Y. Fang, and F. Y. Cai, "A novel open-circuit fault diagnosis method for voltage source inverters with single current sensor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 10, pp. 8775 - 8786, Oct. 2018.

- [Jiadong, 2020] Lu, Jiadong, Hu, Yihua, Chen, Guipeng et al. (2 more authors) (2020) Mutual Calibration of Multiple Current Sensors With Accuracy Uncertainties in IPMSM Drives for Electric Vehicles. IEEE Transactions on Industrial Electronics. pp. 69-79. ISSN 0278-0046 <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.289632>
- RO131355 (A2) METODĂ ȘI SISTEM PENTRU COMANDA FILTRELOR ACTIVE PARALEL, SUB TENSIUNE NESINUSOIDALĂ, 2016
- RO131297 (A0) METODĂ DE CONTROL PENTRU UN COMPENSATOR CAPACITIV AUTOMAT DESTINAT ÎMBUNĂTĂȚIRII FACTORULUI DE PUTERE ȘI ECHILIBRĂRII SARCINII ÎN REȚELE ELECTRICE TRIFAZATE CU PATRU CONDUCTOARE , 2016
- RO132402 (A0) SISTEM ADAPTIV PENTRU ASIGURAREA CALITĂȚII ENERGIEI ÎN REȚELELE DE JOASĂ TENSIUNE, 2018
- RO131356 (A2) SISTEM DE FILTRARE ȘI REGENERARE PENTRU SUBSTAȚII DE TRACȚIUNE ÎN CURENT CONTINUU, 2016
- CN201210257565A, Feedback linearization sliding-mode control method of three-phase three-wire system shunt active power filter, CN102751727A (B) • 2012-10-24 • UNIV HOHAI CHANGZHOU
- CN106877326A , SHEN JIUZHU, Novel current control method for active power filter, 2017



**REVENDICĂRI**

1. Implementarea unificată a 6 metode de control direct și a unei metode de control indirect pe un sistem experimental filtru activ de putere trifazat FAP-0L, de tip paralel și testarea acestora, caracterizat prin aceea că permite implementarea oricărei strategii de control pentru filtrul activ paralel, împreună cu orice tip de modulație PWM a inverterului de tensiune, fără modificarea conexiunilor hardware dintre componentele electrice de putere; comutarea între metode se realizează on-line fără întreruperea funcționării sistemului;
2. Unificarea implementării algoritmilor de control pe același prototip industrial filtru activ de putere FAP-0E, FAP-0SE, FAP-0IA, FAP-0S, FAP-0US, FAP-0D, FAP-0ET, fără modificarea conexiunilor hardware dintre componentele electrice de putere. Comutarea între algoritmi nu necesită deconectarea FAP de la rețea sau consumator, realizându-se on-line, fără întreruperea funcționării prototipurilor;
3. Autocalibrarea în același timp a tuturor senzorilor, în timp real, din cadrul FAP-0L și din cadrul prototipurilor industriale făcându-i insensibili la apariția zgomotului, conducând la obținerea unor curenți echilibrați pe cele trei faze. Strategia propusă de autocalibrare nu necesită un echipament suplimentar și nici un model matematic al sistemului (nu necesită un aparat matematic complex). Algoritmii de control de autoconfigurare, propriu, a fost implementat în mediul LABVIEW, sub forma unei bucle care rulează doar la inițializarea programului, pentru un timp de 10 secunde, și determină simultan valorile de offset pentru toate cele 9 traductoare din FAP-0L, respectiv din prototipurile industriale filtre active de putere FAP-0E, FAP-0SE, FAP-0IA, FAP-0S, FAP-0US, FAP-0D, FAP-0ET
4. Pe fiecare prototip, metoda de control constă dintr-un algoritm propriu (din categoria metodelor directe) și un algoritm al controlului indirect. Deși aceste metode presupun modificări hardware pentru implementarea algoritmilor, soluția revendicată în această propunere de brevet nu necesită nicio modificare hardware în prototipuri sau în standul experimental. Acest fapt se constituie într-un avantaj major pentru producerea filtrelor active la nivel industrial, conducând la performanțe ridicate, la timpi reduși de punere în funcțiune, respectiv, de reconfigurare a metodelor de control în implementarea și testarea fizică a acestora;
5. Validarea metodelor de control "inactive" prin vizualizarea (LabView, PC) semnalelor de comandă pentru IGBT-uri, pe baza semnalelor reale culese în timp real, în timp ce FAP funcționează corect comandat de metoda de control activă (emularea comenzilor).



DESENELE EXPLICATIVE

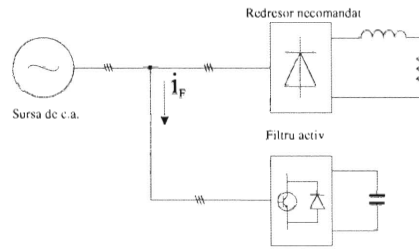


Fig. 1

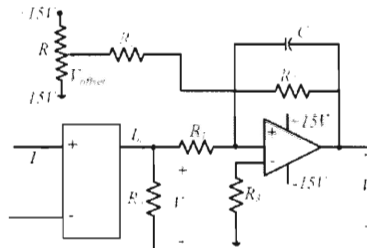


Fig. 2

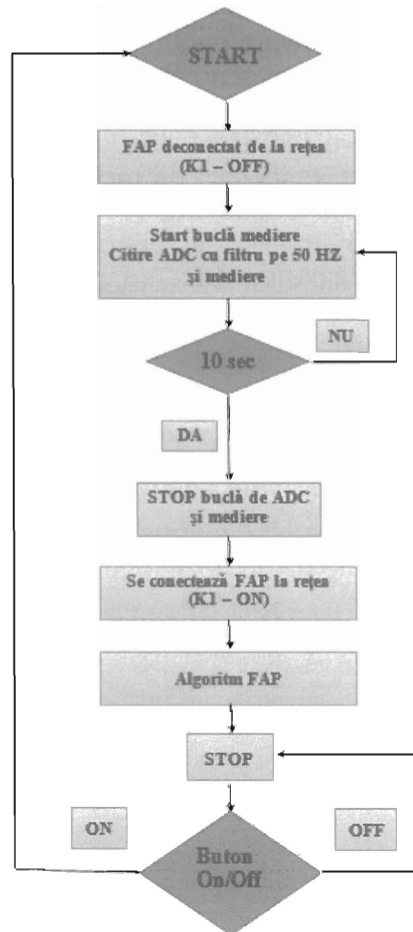
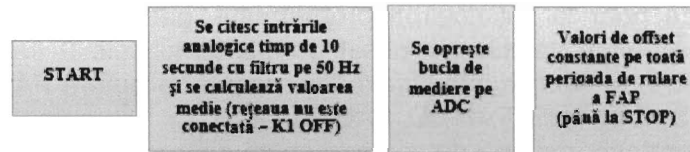


Fig. 3

*[Handwritten signatures and marks]*

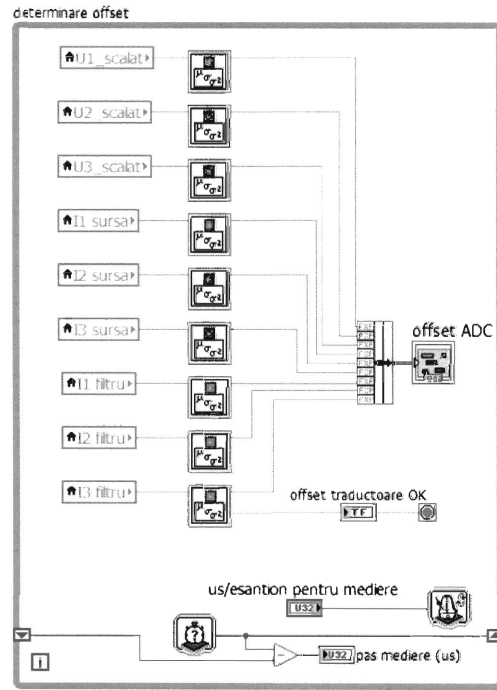


Fig. 4

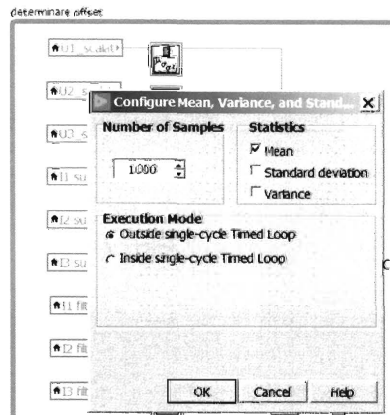


Fig. 5

*Re* *Spun* *T* *B*

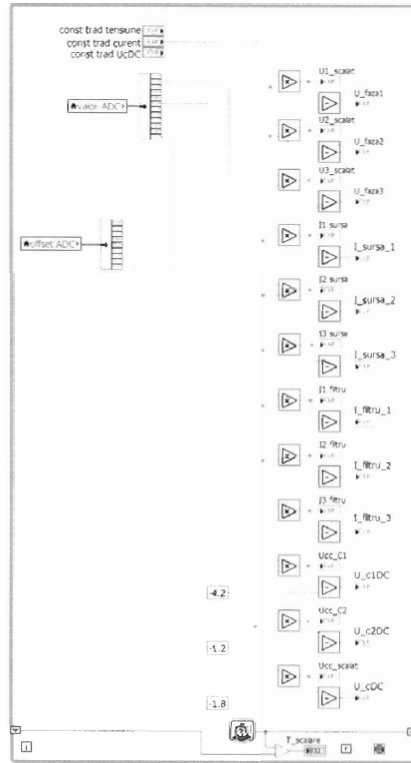


Fig. 6



Fig. 7

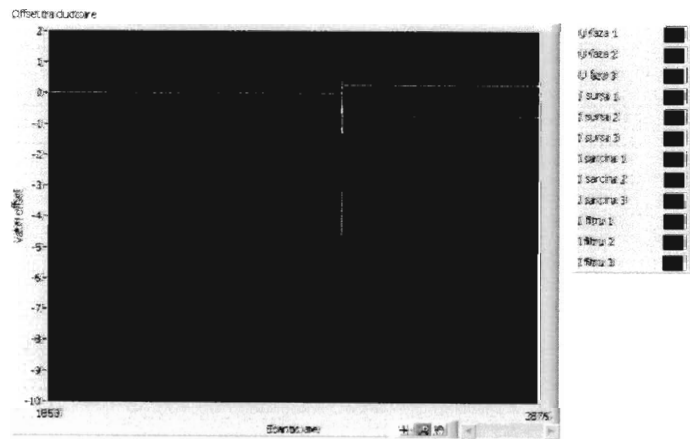


Fig. 8

*R2* *Spina* *[Signature]* *[Signature]*



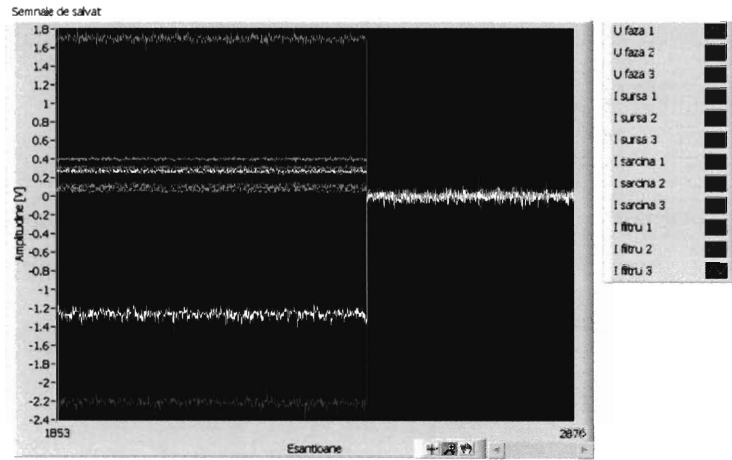


Fig. 9

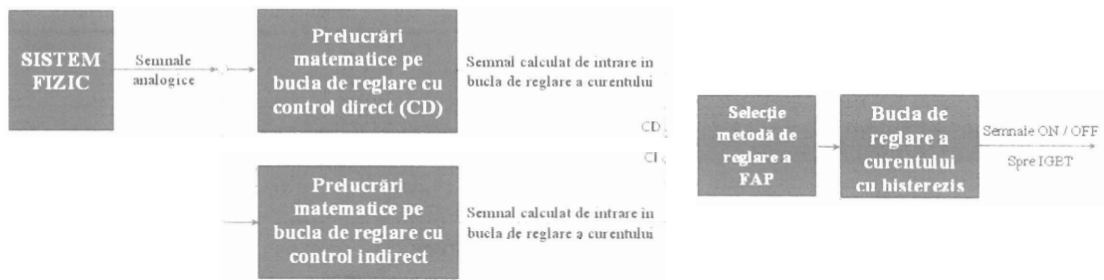


Fig.10

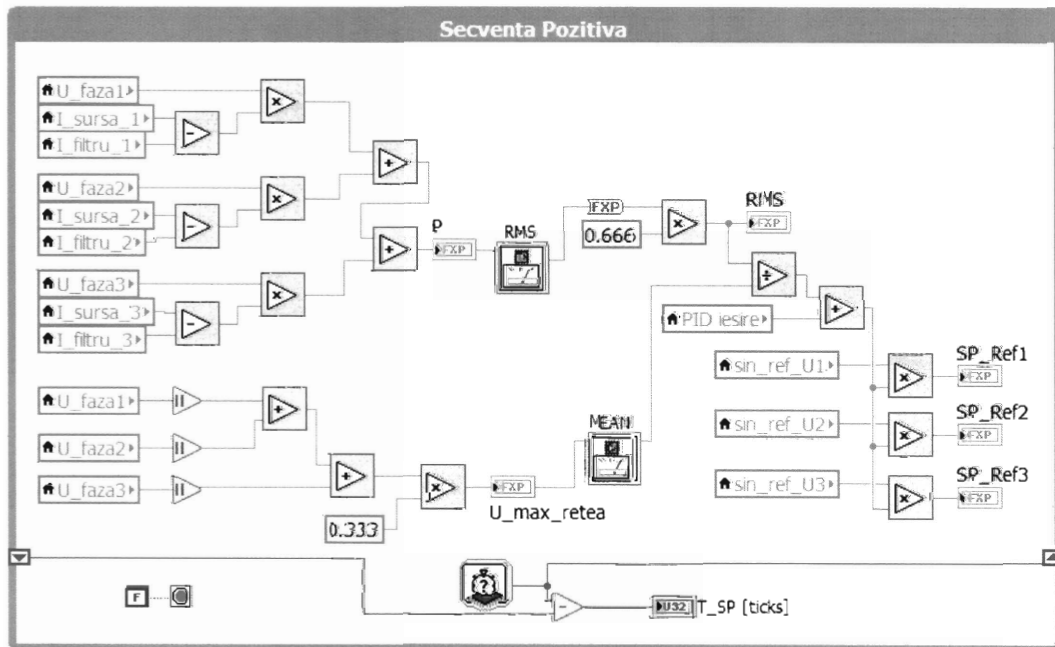


Fig.11

*Handwritten signatures and initials:*  
 - A signature that appears to be 'S. Ionescu'  
 - The initials 'R2'  
 - Another signature.

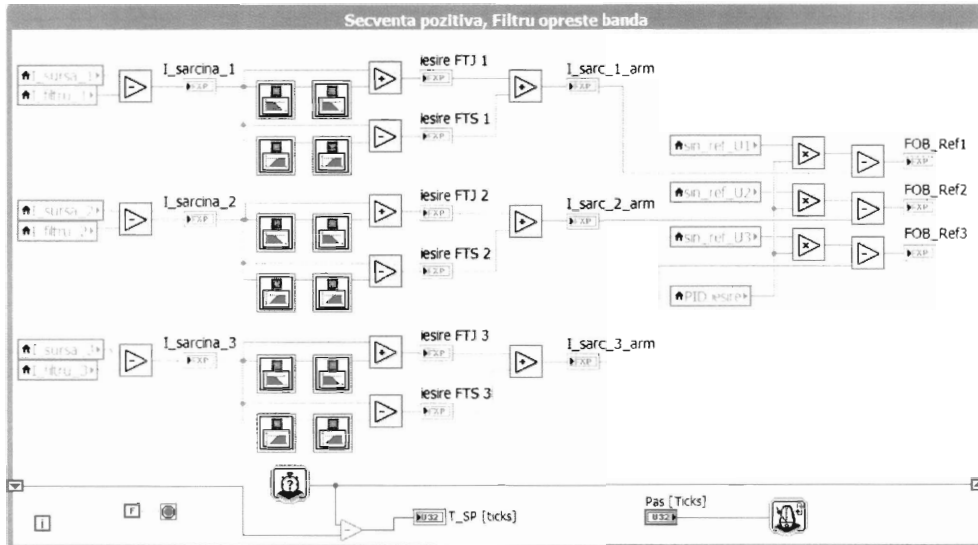


Fig.12

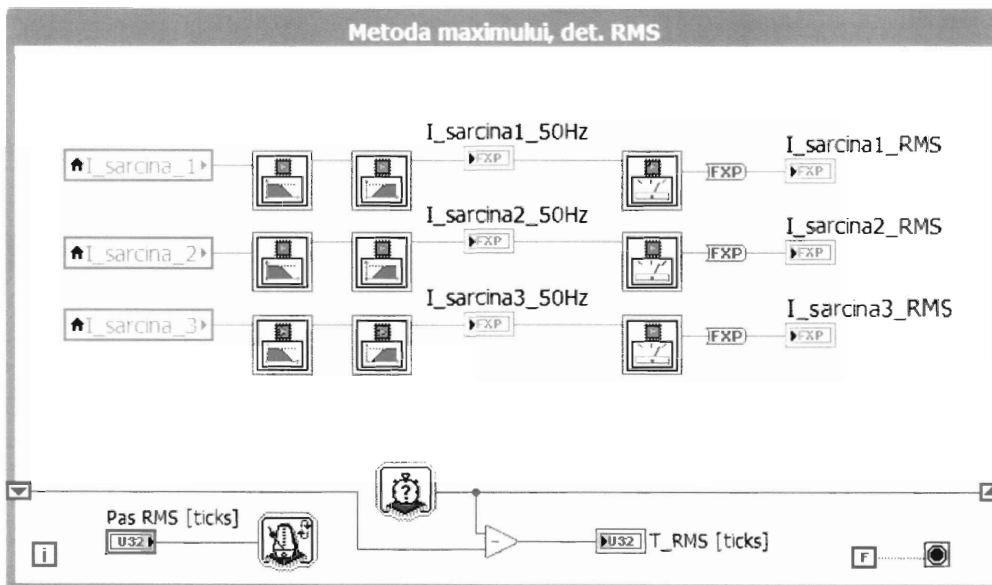


Fig.13

*Handwritten signatures and initials:*  
 [Signature] [Signature] [Signature]

57

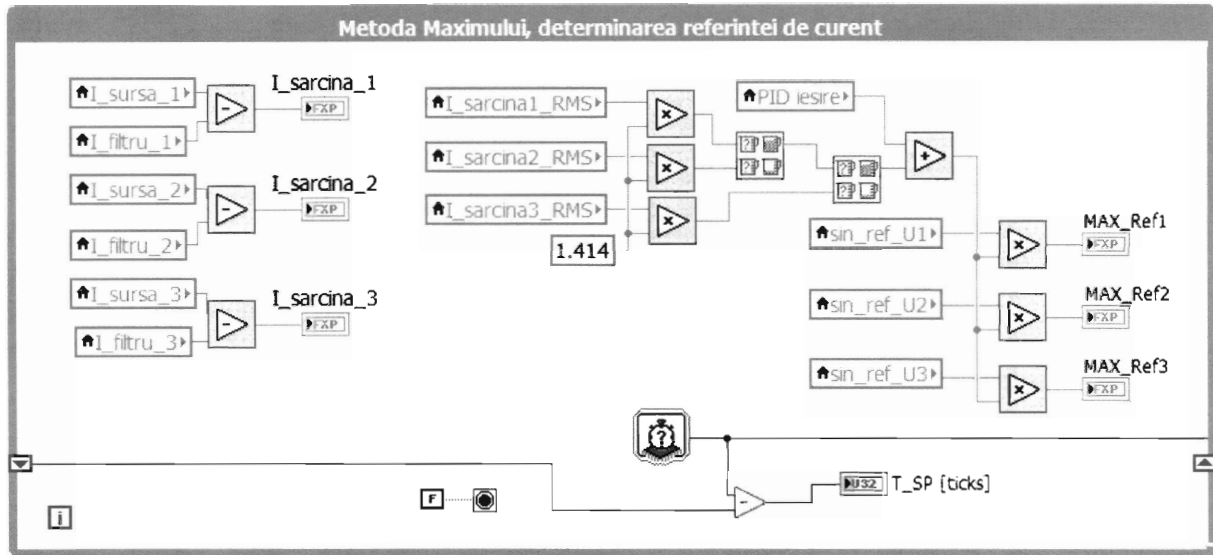


Fig.14

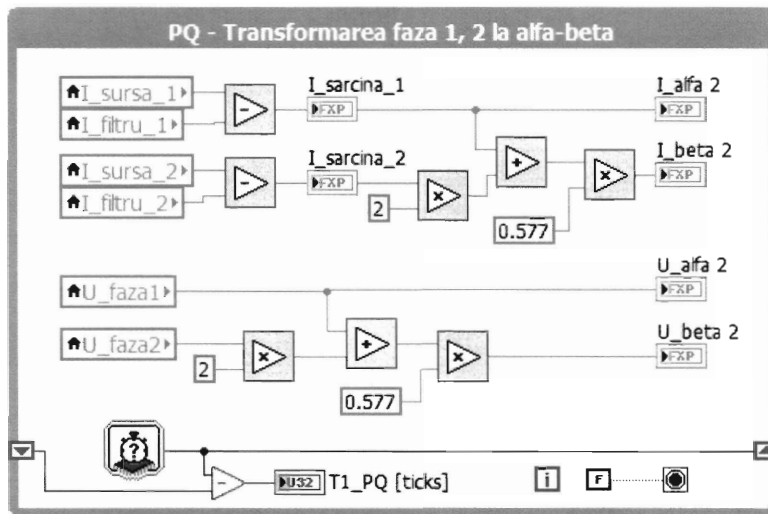


Fig.15

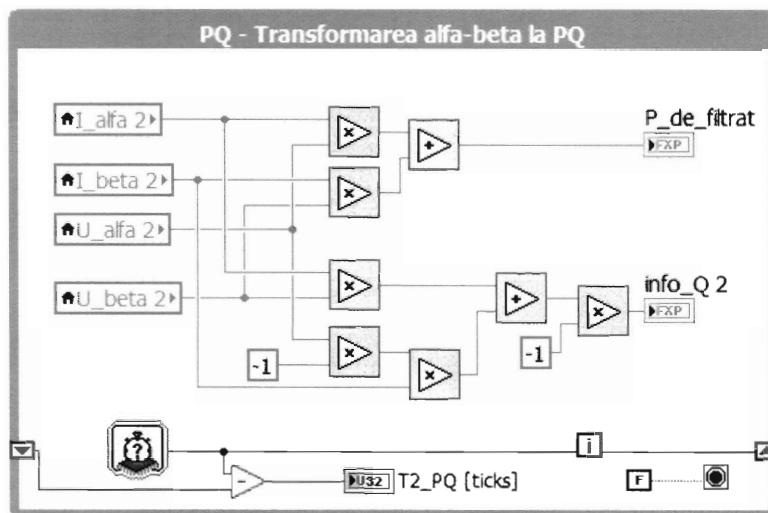


Fig.16

*Re fine*

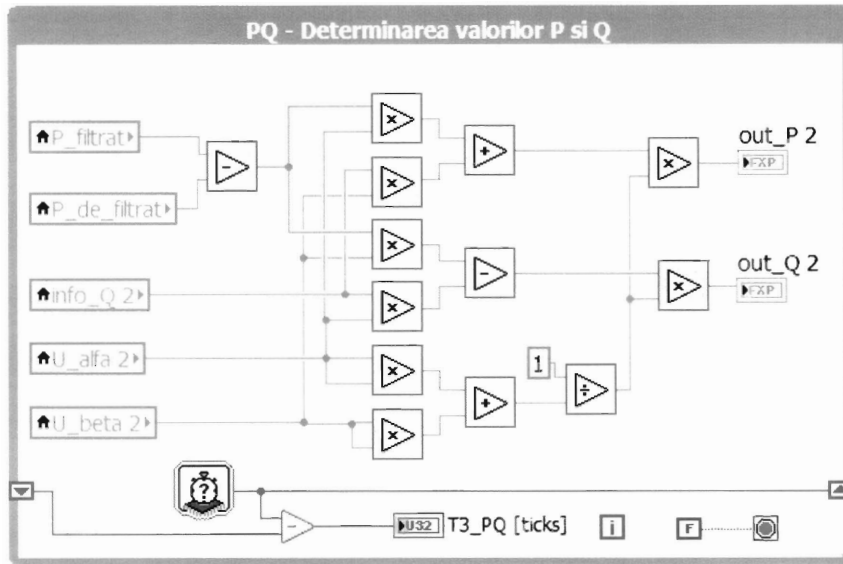


Fig.17

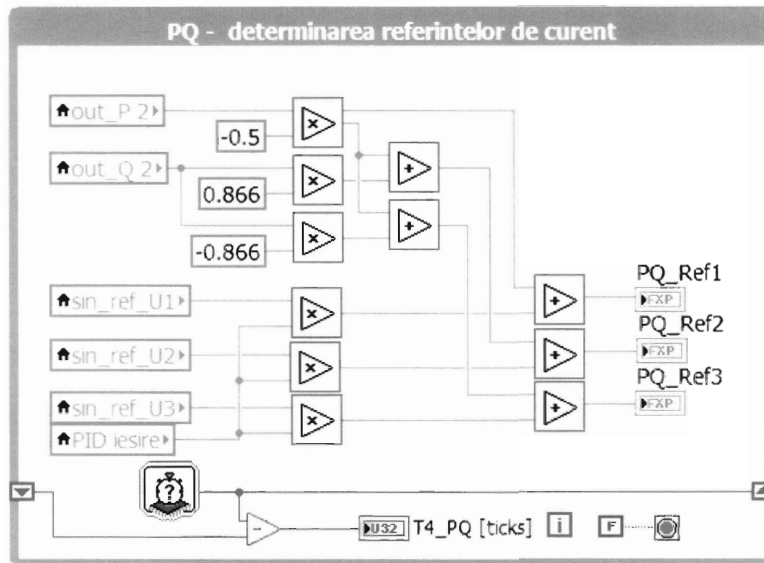
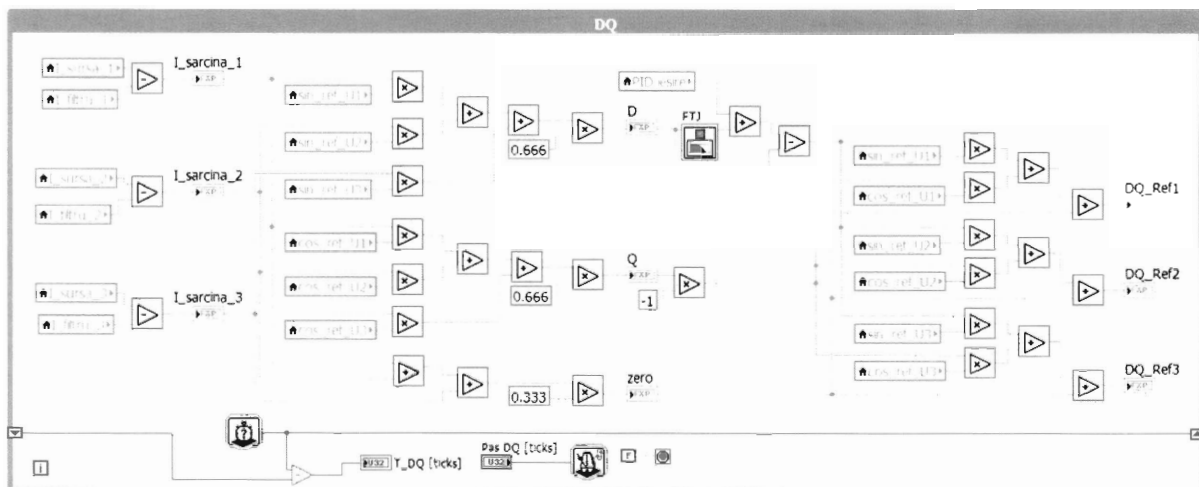


Fig.18



*[Handwritten signatures and marks]*

Fig.19

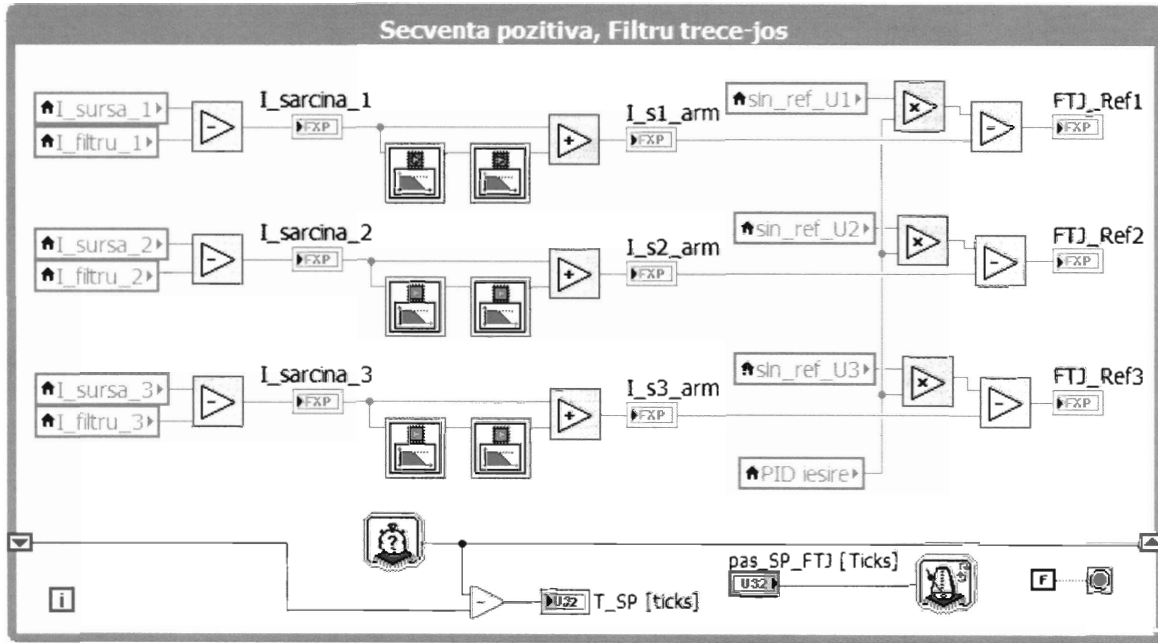


Fig.20

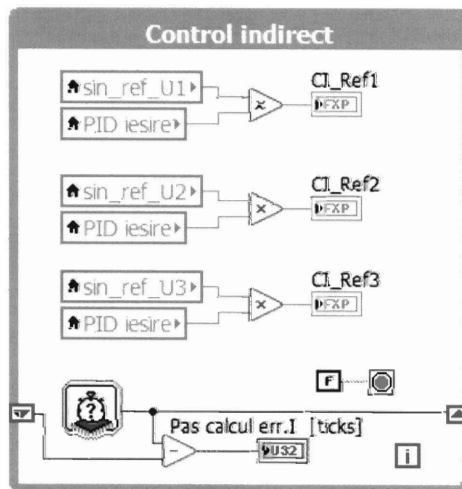


Fig.21

*RR* *fruc* *[Signature]* *[Signature]*

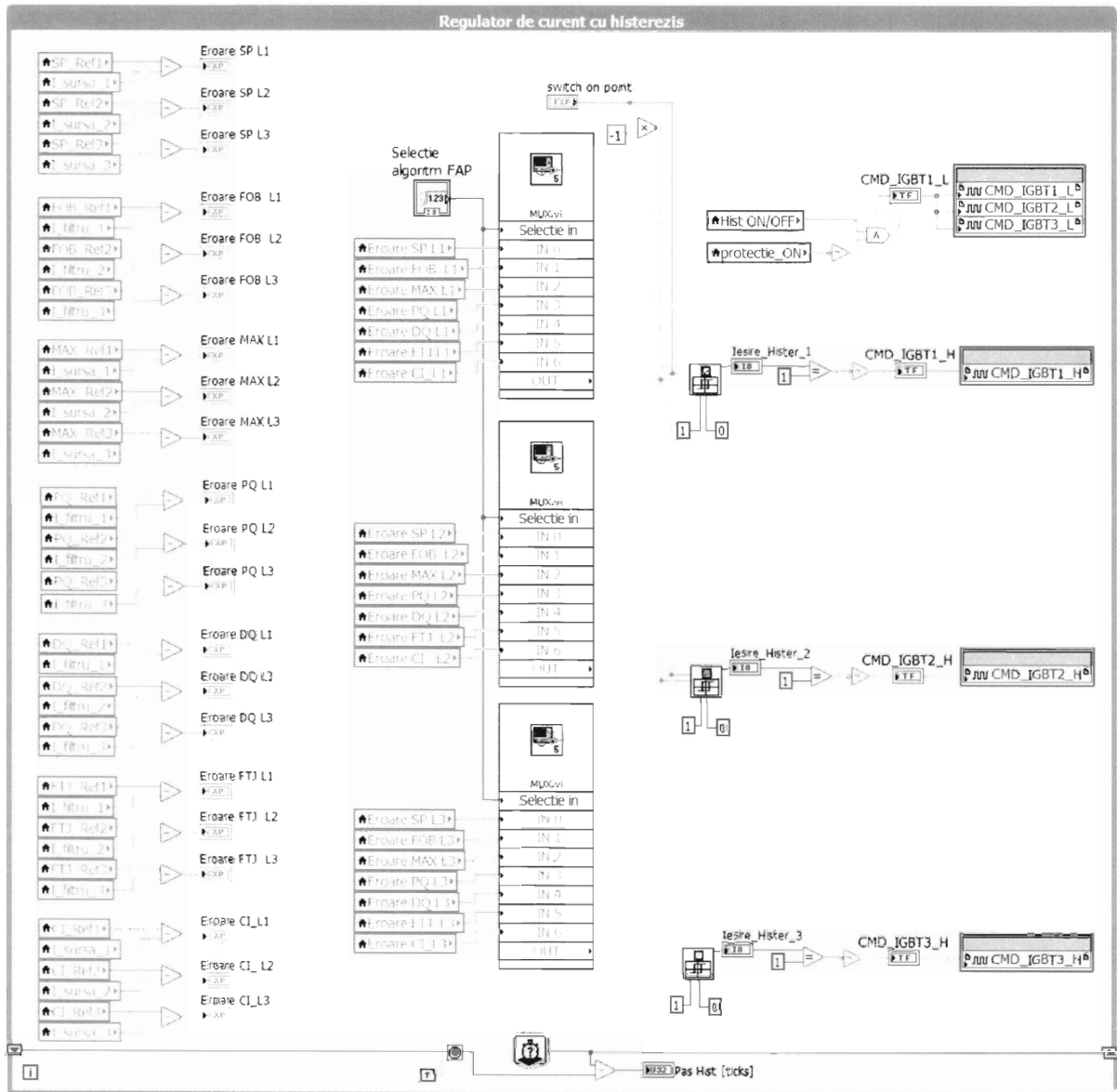


Fig.22

*[Handwritten signatures and scribbles]*



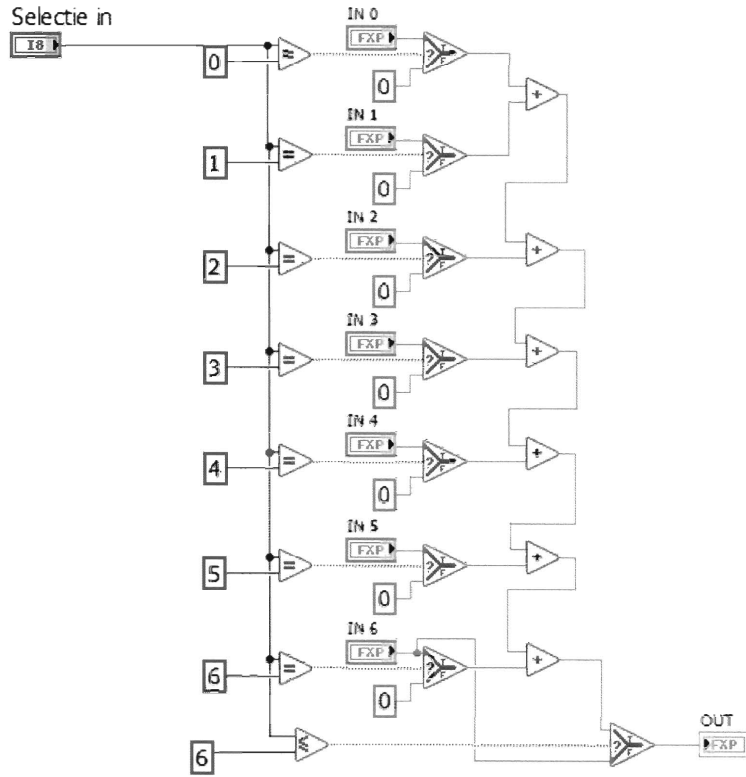


Fig.23

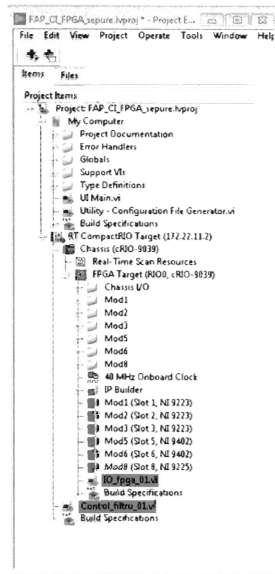


Fig.24

*[Handwritten signatures and marks]*

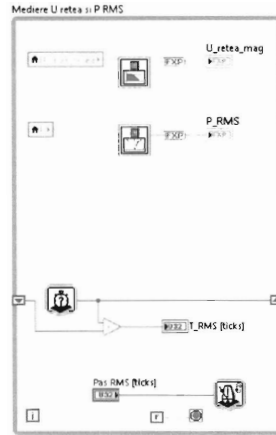


Fig.25

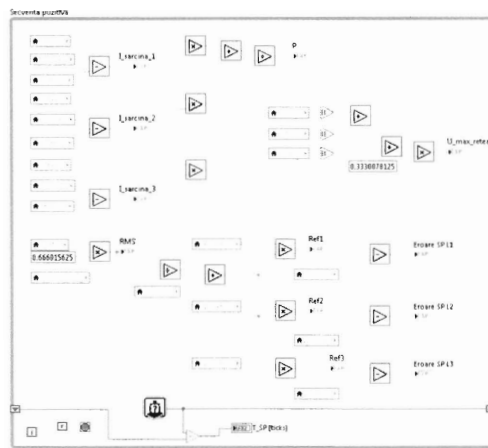


Fig.26

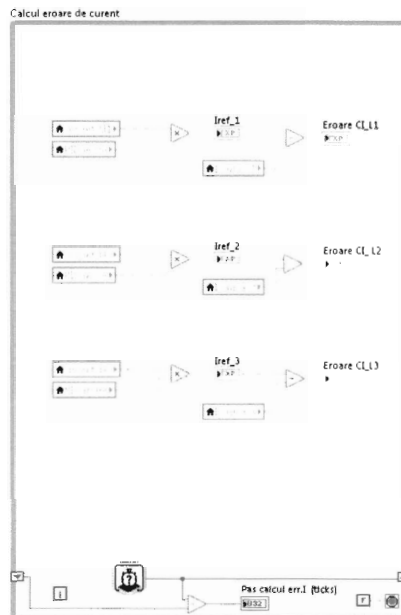


Fig.27

*[Handwritten signatures and initials]*

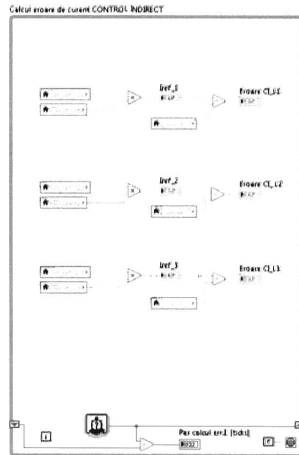


Fig.28

Regulator I cu histerzis

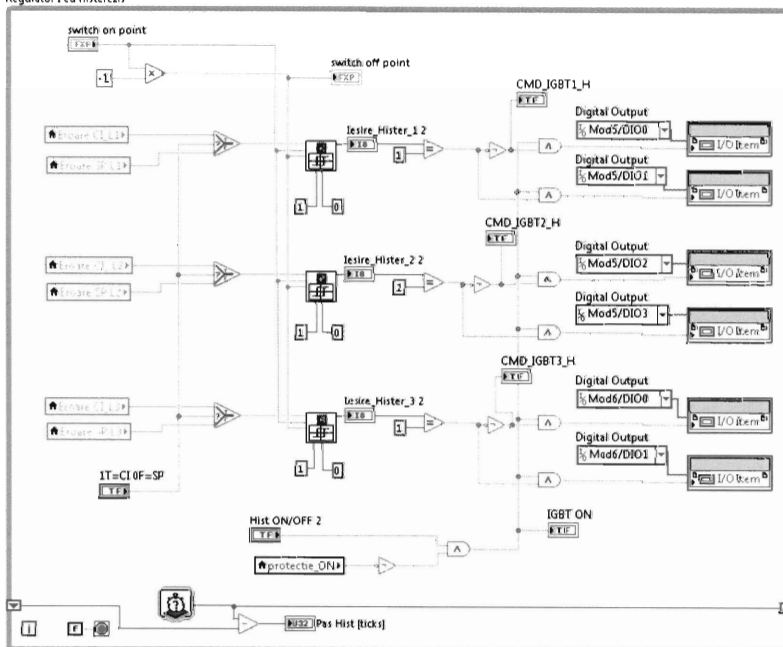


Fig.29

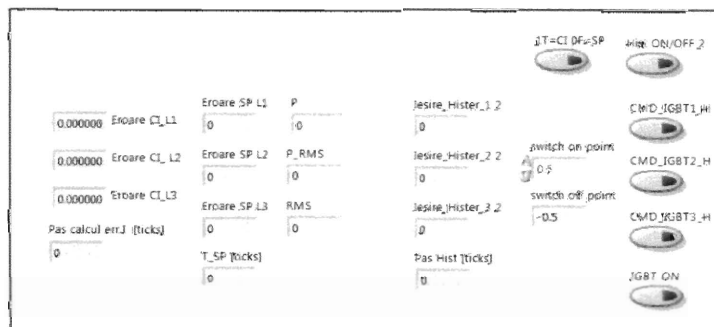


Fig.30

*[Handwritten signatures and marks]*

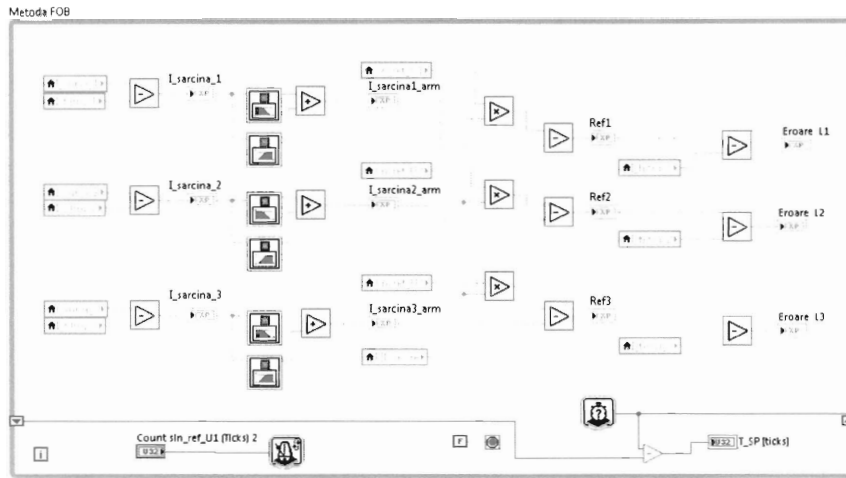


Fig.31

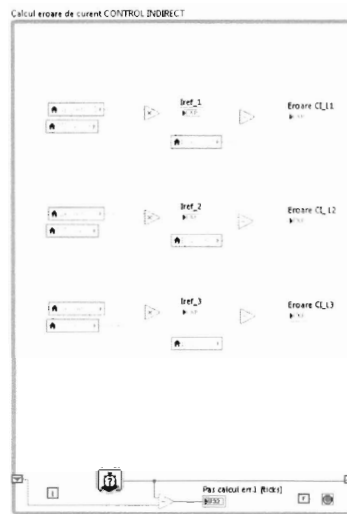


Fig.32

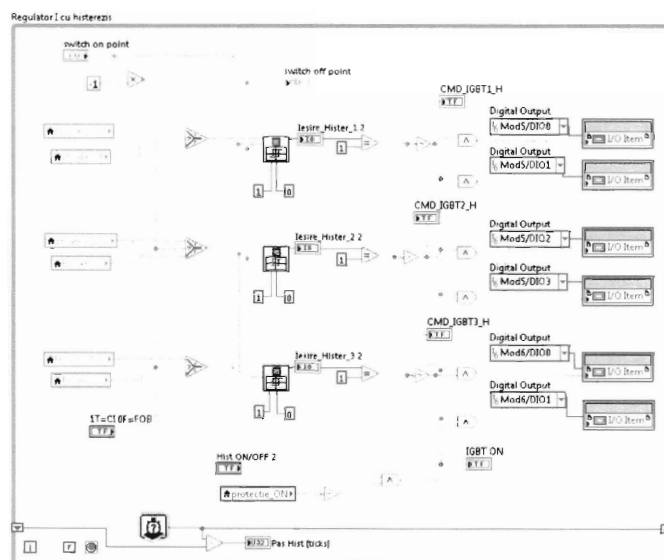


Fig.33

*Spure*

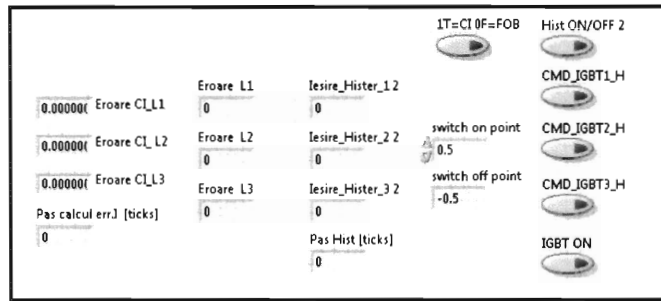


Fig.34

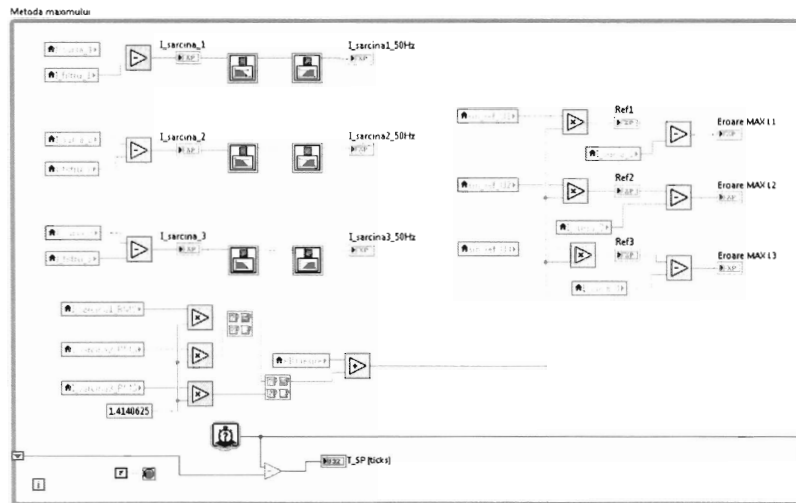


Fig.35

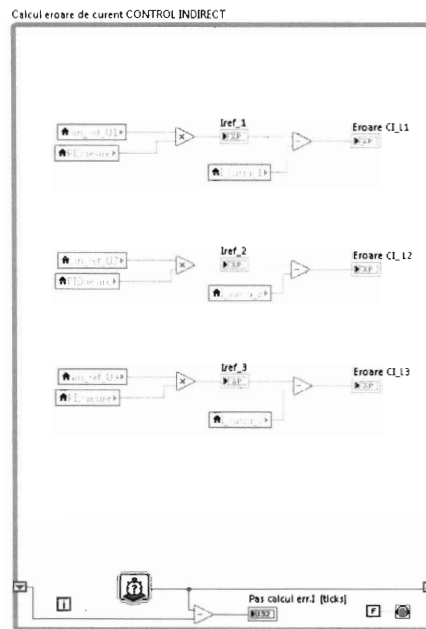


Fig.36

*[Handwritten signatures and initials]*

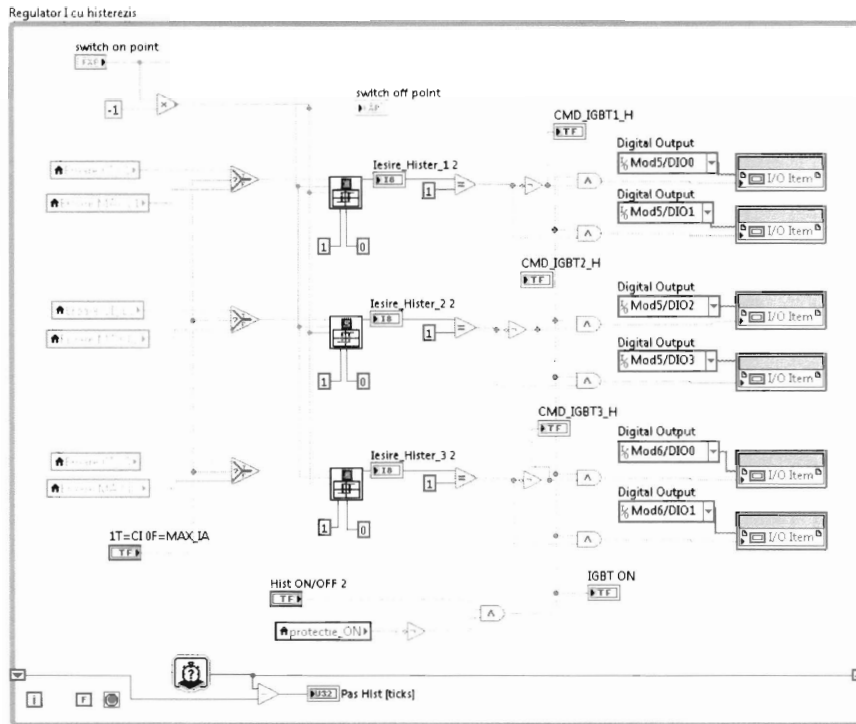


Fig.37

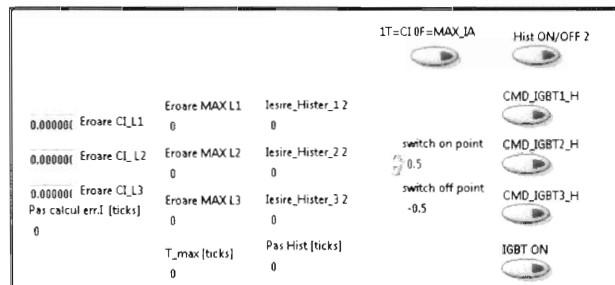


Fig.38

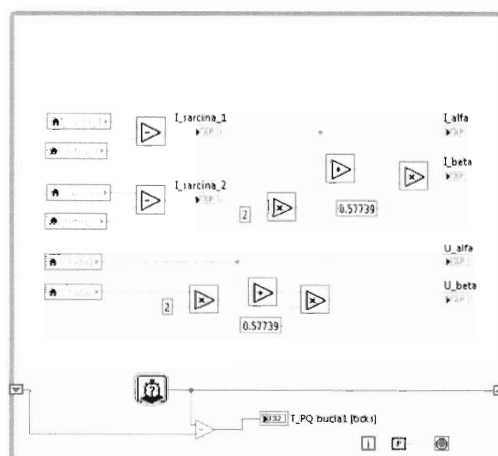


Fig.39

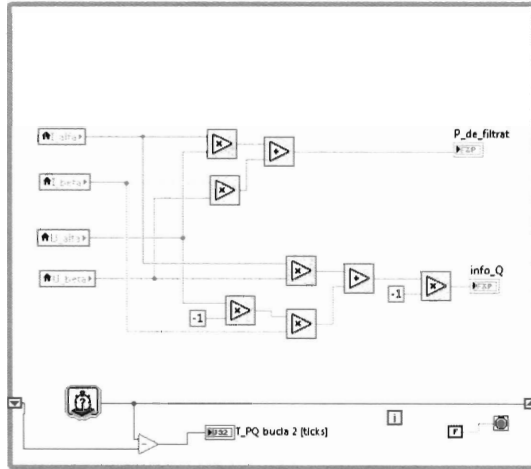


Fig.40

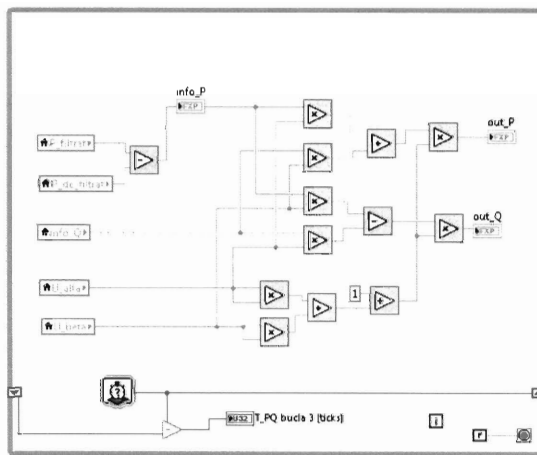


Fig.41

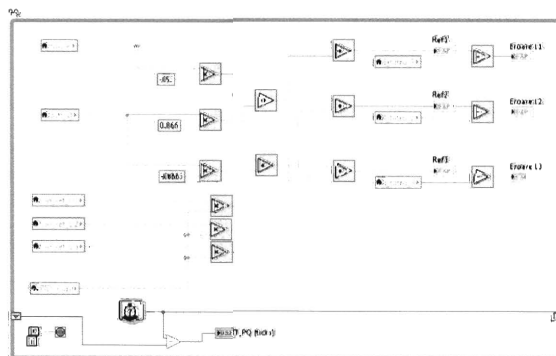


Fig.42

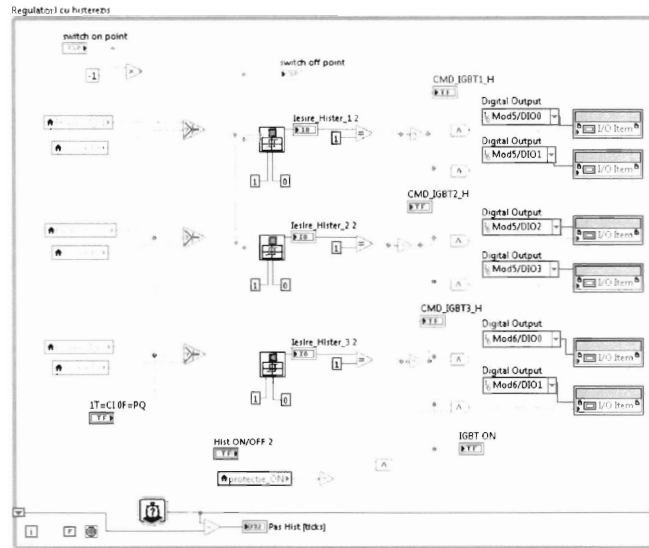


Fig.43

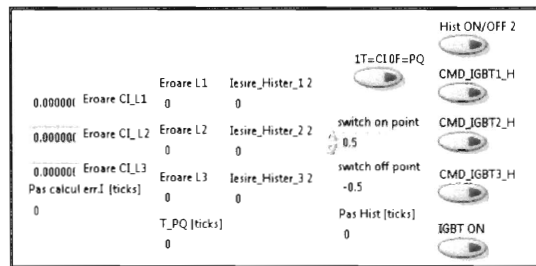


Fig.44

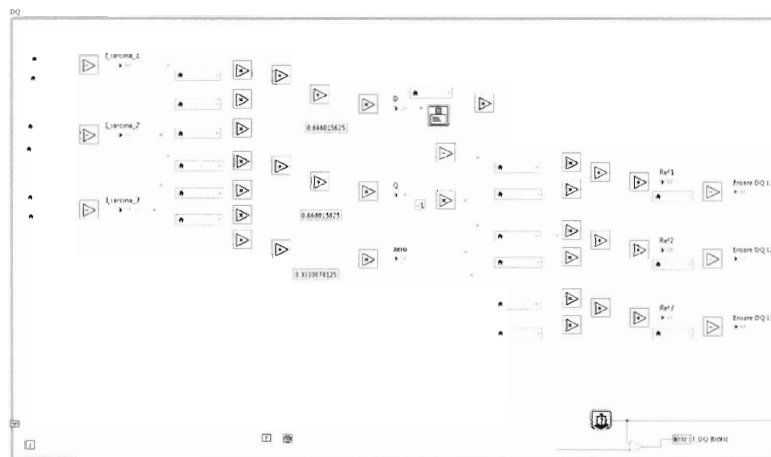


Fig.45

*[Handwritten signatures]*

*[Handwritten initials]*



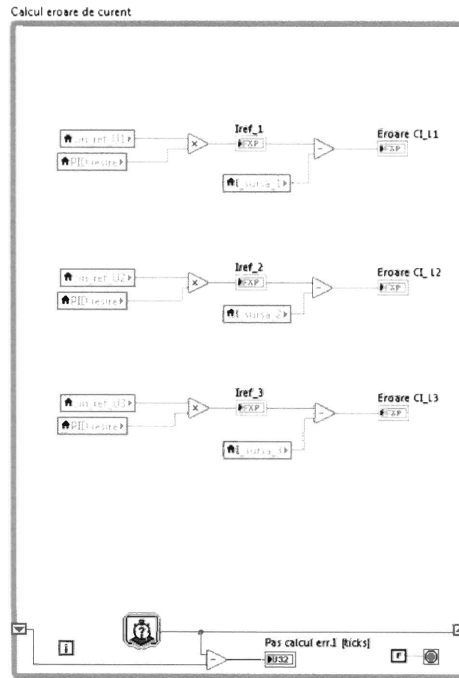


Fig.46

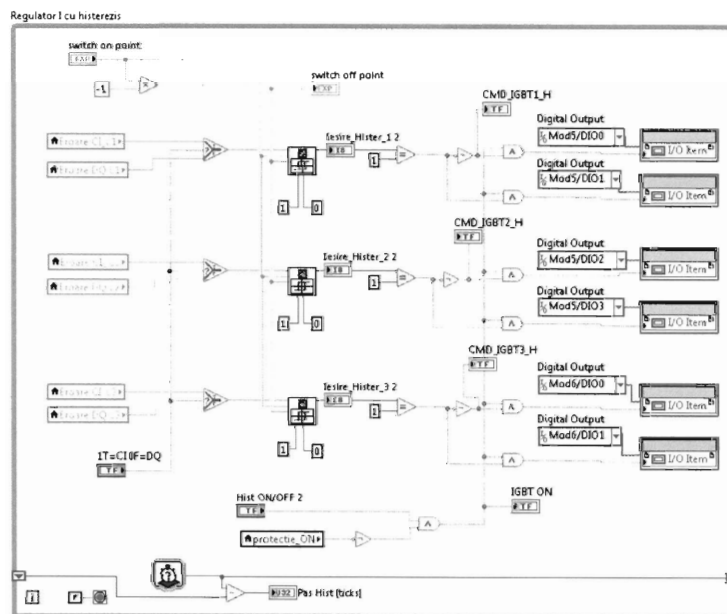


Fig.47

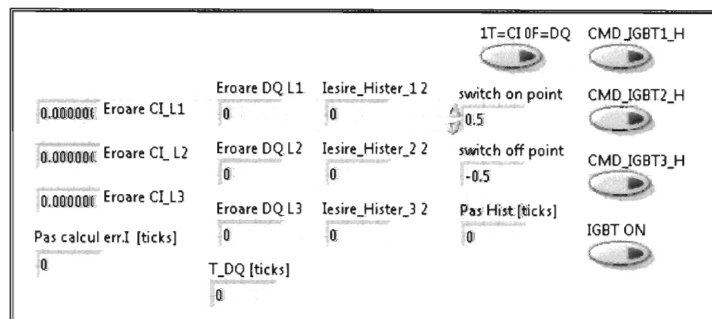


Fig.48

*Spuro*  
*RS*  
*[Signature]*  
*[Signature]*

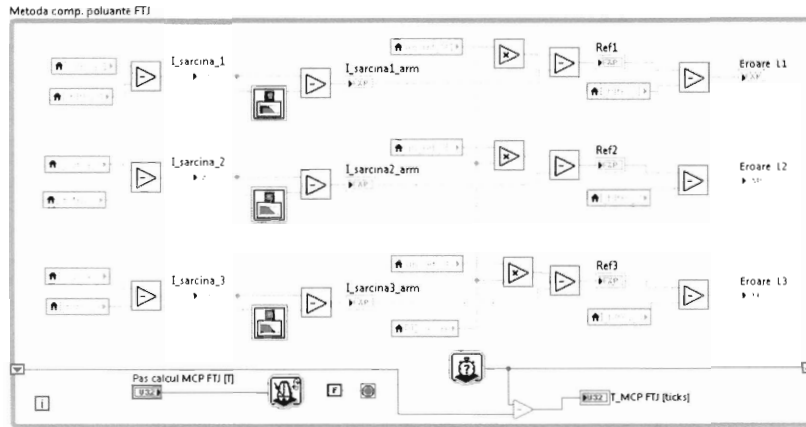


Fig.49

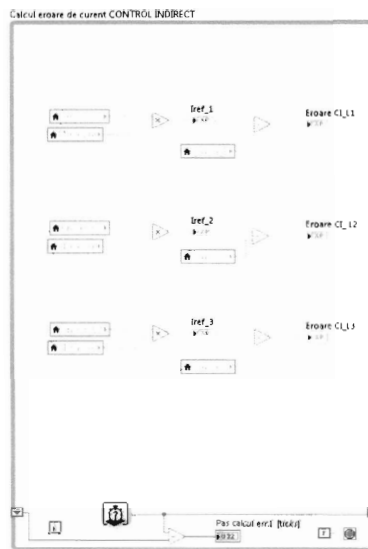


Fig.50

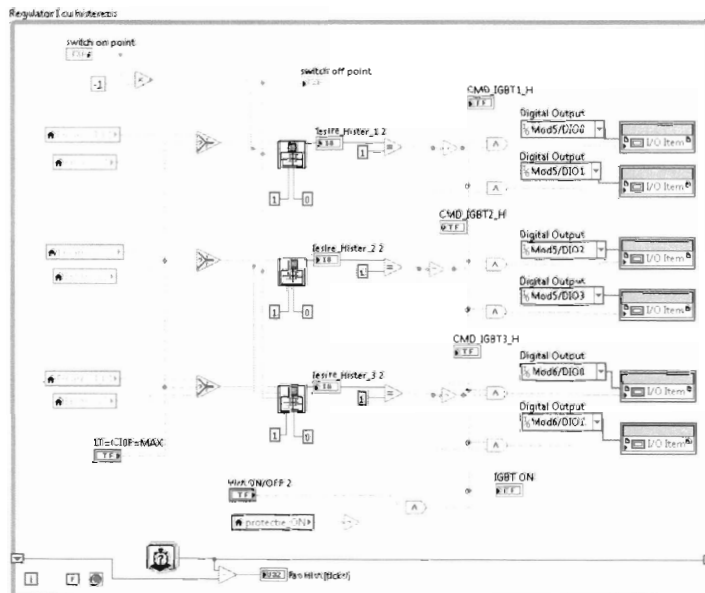


Fig.51

*[Handwritten signatures and initials]*

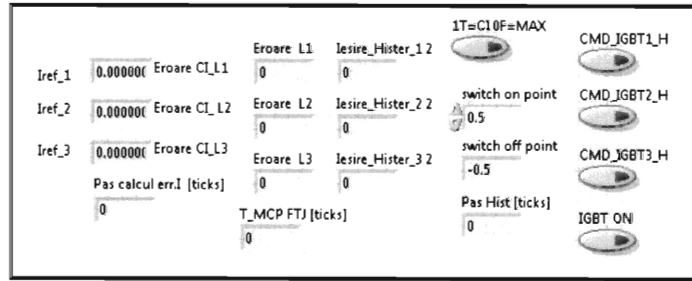


Fig.52

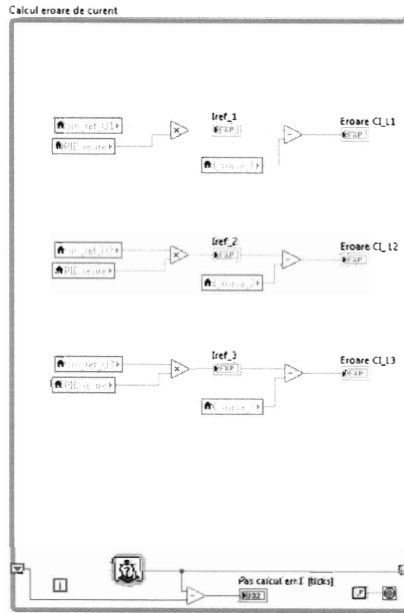


Fig.53

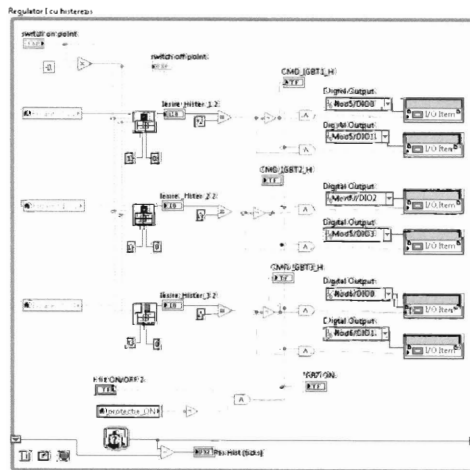


Fig.54

Handwritten signatures and initials at the bottom of the page.

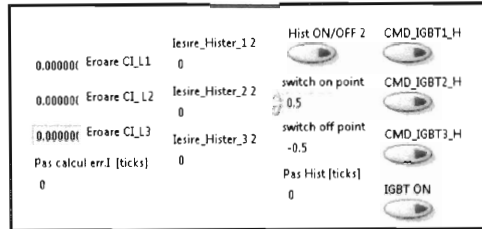


Fig.55

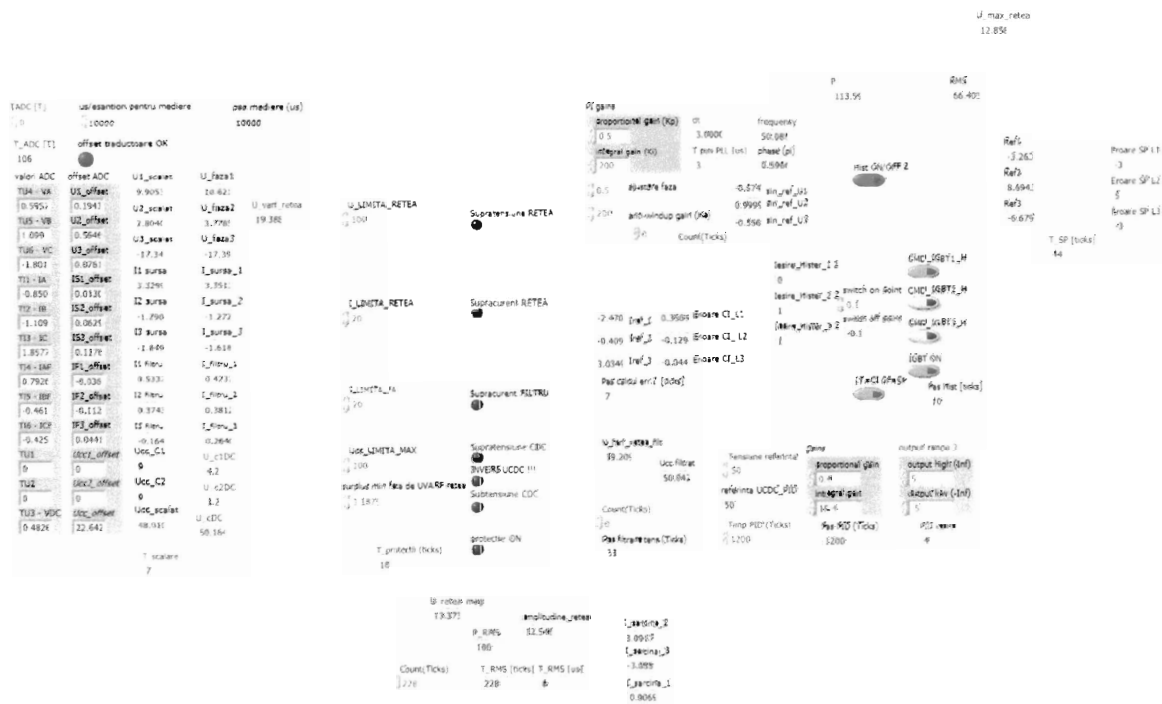


Fig.56

Tabel I. Implementare algoritmi de control pentru Filtrele Active de Putere

Nr. crt.	Strategia de comandă a FAP-0x	Prototip	
1	Dezvoltată pe principiul puterilor instantanee (PQ)	FAP-0S	
2	Dezvoltată pe principiul algoritmului sincron (DQ)	FAP-0US	
3	Dezvoltată pe principiul maximului (MAX)	FAP-0IA	
4	Dezvoltată pe principiul controlului indirect (CI)	FAP-0ET	
5	Dezvoltată pe principiul sincronizării curentului cu componenta de secvență pozitivă a tensiunii (SEC-POZ)	FAP-0E	
6	Dezvoltată pe metoda separării componentelor poluante	Filtru oprește bandă - FOB	FAP-0SE
7		Filtru trece jos - FTJ	FAP-0D
8.	Control indirect	FAP-0L	