



UNIVERSITATEA „POLITEHNICA” din BUCUREȘTI

ȘCOALA DOCTORALĂ ETTI-B

REZUMATUL TEZEI DE DOCTORAT

**Metode moderne de control pentru convertoarele de putere cu
semnale de referință variabile**

**Modern Methods for Control of Power Converters with
Variable Reference Signals**

Doctorand: Ing. Sergiu Oprea

COMISIA DE DOCTORAT

Președinte	Prof. Dr. Ing. Gheorghe Brezeanu	de la	Univ. Politehnica București
Conducător de doctorat	Prof. Dr. Ing. Constantin Rădoi	de la	Univ. Politehnica București
Referent	Prof. Dr. Ing. Dan-Alexandru Stoichescu	de la	Univ. Politehnica București
Referent	Prof. Dr. Ing. Alexandru Șerbanescu	de la	Academia Tehnică Militară, București
Referent	Prof. Dr. Ing. Gheorghe Gavrilă	de la	Universitatea din Pitești

BUCUREȘTI 2018

Cuprins

1. Introducere	3
1.1 Prezentarea domeniului de doctorat	3
1.2 Scopul tezei	3
1.3 Conținutul tezei	3
2. Controlul convertoarelor de putere cu referințe variabile	5
2.1. Convertoare cu semnale de referință variabile	6
2.2. Tipuri de controlere	7
2.2.1. Controlerul de tip histeretic	7
2.2.2. Controlul cu variabile glisante	8
2.2.3. Controlerul de tip „Deadbeat”	9
2.2.4. Controlerul de tip PI în sisteme de referință sincrone	9
2.2.5. Controlerul de tip repetitiv	11
2.2.6. Controlerul de tip <i>Proportional-Rezonant</i>	12
2.2.7. Concluzii	13
3. Implementarea controlerului PR în domeniile de timp s și z	14
3.1. Implementarea controlerului PR în domeniul s	14
3.1.1. Concluzii	16
3.2. Implementarea controlerului PR în domeniul z	17
3.2.2. Efectele procesului de discretizare	17
3.2.3. Efectele procesului de cuantizare	18
3.2.4. Implementarea bazată pe amplificatorul sensibil la fază	18
3.2.5. Efectele zgomotului	21
3.2.6. Concluzii	22
3.3. Răspunsul în timp al controlerului PR	22
3.3.1. Efectele factorului de amortizare nenul	22
3.3.2. Concluzii	25
4. Controlul convertoarelor de putere folosind controlere PR	25
4.1. Controlul invertoarelor	25
4.1.1. Controlul de tip hibrid	27
4.1.2. Concluzii	28
4.2. Controlul filtrelor active de putere	28
4.3. Controlul circuitelor de corecție a factorului de putere	29
4.4. Evaluarea stabilității sistemului de control	30
4.4.1. Concluzii	31
5. Rezultate practice	31
5.1. Platformele hardware	31
5.2. Controlerul PR în domeniul s	32
5.3. Controlul inverterului monofazat	33
5.4. Concluzii	35
6. Concluzii	36
6.1. Rezultate obținute	36
6.2. Contribuții originale	37
6.3. Lista lucrărilor originale	37
6.4. Perspective de dezvoltare ulterioară	38
Bibliografie selectivă	39

1 Introducere

1.1 Prezentarea domeniului tezei de doctorat

Domeniul abordat în cadrul acestei teze aparține electronicii de putere, și anume controlul convertoarelor statice de putere ce operează cu semnale de referință variabile precum invertoarele, filtrele active de putere și redresoarele comandate. Subiectul este unul de actualitate având în vedere importanța creșterii eficienței energetice la nivel global. De asemenea, dezvoltarea rapidă a sistemelor de conversie a energiei provenită din surse alternative (panouri solare, generatoare eoliene, etc.) suscită o atenție sporită din partea comunității științifice pentru găsirea de metode noi de control pentru convertoarele de putere implicate.

1.2 Scopul tezei de doctorat

Lucrarea de față aduce contribuții la metodele de control pentru convertoarele de putere ce operează cu semnale de referință variabile. Dintre metodele consacrate de control pentru acest tip de convertoare de putere, autorul tratează în detaliu controlul rezonant considerând ca acesta asigură performanțe și flexibilitate maxime și este recunoscut de comunitatea științifică ca fiind metoda modernă de control în acest caz. Sunt vizate atât aspectele teoretice ce țin de modelarea comportamentului controlerelor rezonante precum și aspectele practice legate de implementarea acestui tip de control în cele două domenii fundamentale, s și z . Aspectele ce țin de implementarea practică a controlului rezonant au o importanță ridicată astfel ca o parte importantă a tezei tratează pe larg aceste aspecte. Se propune implementarea acestui tip de control folosind soluții de cost scăzut pentru a facilita introducerea sa și în cadrul aplicațiilor cu cost scăzut precum cele rezidențiale. Metodele propuse sunt validate prin măsurători efectuate asupra platformei hardware implementată practic folosind componente electronice uzuale accesibile pe piață.

1.3 Conținutul tezei de doctorat

Capitolul 1 prezintă domeniul și scopul tezei de doctorat precum și conținutul capitolelor tezei.

Capitolul 2 prezintă convertoarele ce operează cu semnale de referință variabile precum și metodele de control dezvoltate special pentru aceste convertoare. De asemenea sunt prezentate și sistemele de referință uzuale, sisteme utilizate pentru analiza convertorului precum și a sistemului de control asociat. Pentru fiecare metodă de control sunt prezentate avantajele și dezavantajele precum și sistemul de referință în care operează controlerul respectiv.

Capitolul 3 tratează implementarea controlerului rezonant de tip PR în cele două domenii fundamentale: domeniul de timp continuu (s) și domeniul de timp discret (z). Autorul propune câteva topologii de circuite ce pot fi folosite pentru implementarea controlerului *Proportional-Rezonant* (PR) în domeniul s . Pentru fiecare tip de circuit sunt prezentate schema electrică, ecuațiile ce descriu funcționarea precum și diagramele *Bode*. Sunt discutate de asemenea avantajele și dezavantajele fiecărui tip de circuit. Pentru cazul implementării în domeniul z sunt discutate topologiile specifice precum și efectele adverse introduse de procesele asociate domeniului z precum cele de discretizare și cuantizare. Efectul zgomotului și rezoluției finite a convertorului ADC asupra performanțelor

controlerului *PR* sunt de asemenea discutate în detaliu. Autorul prezintă în detaliu efectele câștigului finit al termenului rezonant asupra performanțelor controlerului *PR* precum timpul de răspuns la semnalul de tip treaptă unitate și eroarea staționară. Autorul propune o metodă de implementare a termenului rezonant bazată pe amplificatorul sensibil la fază, metodă ce evită efectele adverse introduse de procesul de cuantizare și face posibilă implementarea controlului rezonant folosind procesoare de 16 biți în virgulă fixă al căror cost este considerabil mai mic decât al procesoarelor în virgulă mobilă folosite tradițional pentru implementarea acestui tip de control.

Capitolul 4 discută în detaliu despre controlul celor trei mari categorii de convertoare ce operează cu referințe variabile folosind controlul rezonant de tip *PR*. Pentru fiecare tip de convertor s-a dezvoltat un model *PSIM* și s-au evaluat performanțele folosind diverse metode de control. Ca și contribuții originale, autorul propune introducerea unui termen rezonant pentru controlul redresorului cu distorsiuni reduse bazat pe convertorul *Boost* precum și utilizarea controlului de tip hibrid. În acest capitol este abordată și problema evaluării stabilității sistemului de control. Sunt prezentate tehnicile uzuale de analiză pentru sistemele lineare, invariante în timp precum diagramele *Nyquist* și *Bode* și funcția senzitivitate.

Capitolul 5 prezintă rezultatele practice obținute de autor precum și platformele hardware folosite. Evaluarea performanțelor metodelor de control se face utilizând un invertor monofazat de putere mică și o placă de control care poate fi folosită pentru implementarea atât a controlului digital cât și a controlului hibrid propus în capitolul anterior. Performanțele controlerului *PR* implementat în domeniul *s* sunt evaluate folosind analiza în frecvență (diagramele *Bode*) precum și analiza în timp. Rezultatele practice obținute sunt comparate cu cele obținute în urma simulărilor.

Anexele prezintă modelele *PSIM* și *MATLAB* utilizate pe parcursul acestei teze de doctorat. De asemenea sunt prezentate schemele electrice ale modulelor hardware precum și imagini din timpul testelor efectuate folosind aceste module.

2 Controlul convertoarelor de putere cu referințe variabile

Controlul convertoarelor statice de putere care lucrează cu semnale de referință variabile în timp precum invertoarele și filtrele active de putere se realizează în mod tradițional folosind controlere de tip „Proportional-Integral” ce operează în sisteme de referință sincrone (*PI-dq*). O serie de transformări de coordonate precum transformările *Clarke* și *Park* sunt necesare pentru a se asigura operarea controlerului *PI* în sistemul de referință sincron. Se elimină astfel principalul dezavantaj asociat controlerului de tip *PI* și anume imposibilitatea eliminării erorii staționare în cazul în care semnalele de referință și cel de eroare variază în timp. O diagramă bloc a unei astfel de implementări este prezentată în Fig. 2.1.

Complexitatea ridicată a unei astfel de soluții face dificilă modelarea și implementarea sistemului de control. Costul final al soluției este de asemenea ridicat deoarece necesită utilizarea unor procesoare de semnal cu putere de calcul ridicată.

O serie largă de metode de control dedicate acestui tip de convertor de putere a fost propusă de cercetătorii din domeniu de-a lungul timpului. Obiectivul principal avut în vedere a fost obținerea de rezultate similare celor pe care controlul de tip *PI* le aduce în cazul convertoarelor *DC-DC* și anume eroare staționară nulă, simplitatea implementării precum și analiza teoretică facilă.

În cele ce urmează sunt prezentate metodele de control dezvoltate special pentru convertoarele cu semnale referință variabile. Se va face de asemenea o prezentare sumară a celor trei tipuri majore de convertor ce necesită semnale de referință variabile: invertoarele, filtrele active de putere și redresoarele comandate.

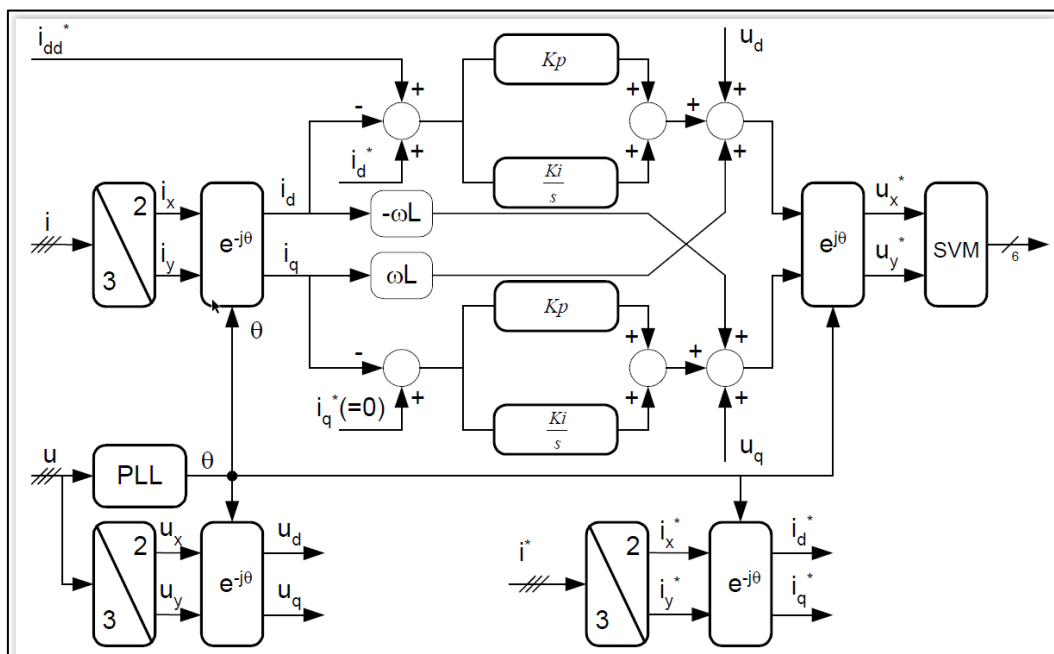


Fig. 2.1 Invertor trifazat controlat folosind controlere de tip *PI-dq* [1]

2.1 Convertoare de putere cu referințe variabile în timp

Prima categorie de convertoare de putere ce operează cu semnale de referință variabile în timp o reprezintă invertoarele. În Fig. 2.2 (a) este prezentat un inverter monofazat întâlnit în mod curent în aplicații de tip *UPS*. Se pot controla atât curentul (i_L) cât și tensiunea (u_L) de ieșire iar semnalele de referință asociate sunt sinusoidale sau includ componente armonice. În Fig. 2.2 (b) se prezintă un inverter trifazat cu sarcină echilibrată. Se pot controla cei trei curenți de linie i_A , i_B și i_C în cazul mașinilor electrice sau tensiunile u_A , u_B și u_C în cazul invertoarelor de tip „*sursă de tensiune*”.

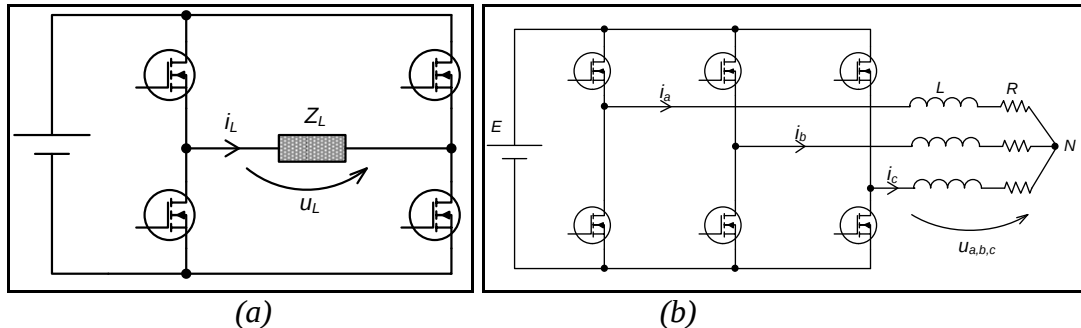


Fig. 2.2 Inverter monofazat și inverter trifazat cu sarcină echilibrată

Filtrele active de putere (FAP) sunt circuite capabile să îmbunătățească factorul de putere în cazul sarcinilor neliniare prin eliminarea armonicilor curentului de linie. FAP oferă în general performanțe îmbunătățite comparativ cu filtrele pasive, dar la un cost mai ridicat. Diagrama electrică a unui FAP de tip paralel este prezentată în Fig. 2.3 (a). În acest caz inverterul livrează către sarcină doar componentele armonice ale curentului absorbit astfel încât generatorul furnizează doar componenta fundamentală a curentului care este sinusoidală.

Redresoarele comandate sunt a treia categorie majoră de convertoare unde semnalele de referință sunt variabile. Gama de putere a acestui tip de convertor este de asemenea foarte largă de la câțiva wați în cazul aplicațiilor pentru iluminare cu *LED* până la mulți MW în cazul acționării industriale (băi de electroliză, laminoare, etc.). În cazul acestui tip de convertor strategia de control se concentrează pe obținerea a două deziderate: controlul magnitudinii parametrului de ieșire (tensiunea în majoritatea cazurilor) precum și controlul formei curentului de intrare. Forma curentului de intrare este foarte importantă pentru menținerea unui factor de putere ridicat. În Fig. 2.3 (b) se prezintă diagrama electrică a unui redresor comandat de tip *Vienna*. Acest tip de redresor trifazat este întâlnit în industrie, la puteri mari, unde este necesar controlul magnitudinii tensiunii continue de ieșire precum și menținerea unui factor de putere ridicat.

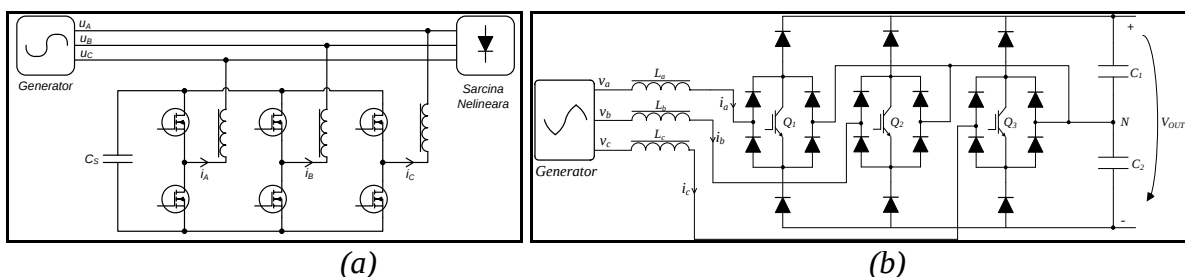


Fig. 2.3 Filtru activ de putere de tip „paralel” (a) și redresorul Vienna (b)

2.2 Tipuri de controlere

2.2.1 Controlul de tip histeretic

Acest tip de controler a fost primul propus pentru controlul invertoarelor și *FAP* în *SRS*c. Pentru mulți ani a fost singurul tip de control ce asigură performanțe ridicate în cazul semnalelor de referință variabile în timp [2, 3]. Controlul histeretic este folosit pentru comanda invertoarelor [6] și filtrelor active precum și a circuitelor de corecție a *FP*. În Fig. 2.4 (a) se prezintă un astfel de controler pentru controlul curentului de sarcină în cazul unui inverter monofazat. Prin extensie, aceeași configurație se utilizează și în cazul invertoarelor trifazate pentru controlul curentului de linie în cele trei faze.

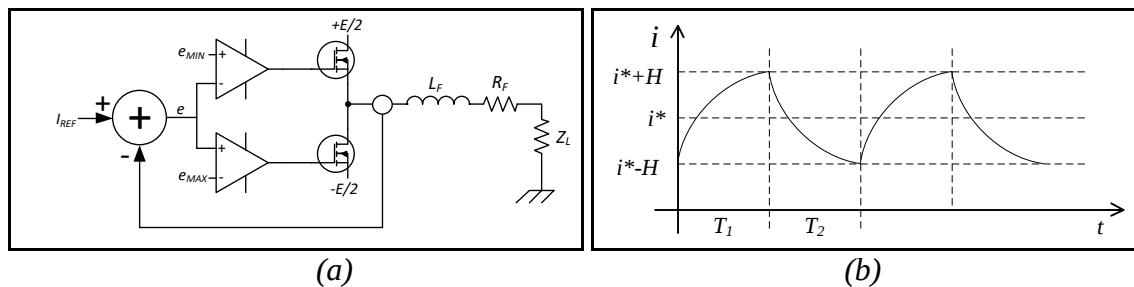


Fig. 2.4 Controler de tip histeretic(a) și evoluția curentului în timp(b) [7]

Semnalul de comandă pentru comutatoarele de putere se obține prin compararea semnalului de eroare e cu cele două praguri e_{MIN} și e_{MAX} . Dacă e este mai mic decât e_{MIN} , atunci comutatorul superior ce asigură creșterea curentului este acționat în starea „închis”. Similar, dacă e este mai mare decât e_{MAX} , atunci comutatorul inferior este acționat în starea „închis” provocând descreșterea curentului de ieșire. Într-o implementare reală, un circuit suplimentar de comandă a comutatoarelor asigură protecția acestora precum și inserția unui „timp mort” între stările de comutație ale celor două comutatoare.

Acest tip de controler, care aparține familiei de controlere neliniare, vine cu o serie de avantaje notabile: este simplu de implementat și este stabil necondiționat [33], asigură o bună acuratețe și un răspuns excelent la variațiile referinței sau ale semnalului de reacție [2, 4] și prezintă o sensibilitate redusă la variația parametrilor sarcinii [5].

Deși acest tip de controler a fost folosit pe scară largă pentru controlul curenților în invertoare și *FAP*, există o serie de dezavantaje asociate:

- Frecvența de comutație este variabilă. Acest lucru face dificilă proiectarea filtrelor suplimentare pentru eliminarea perturbațiilor. De asemenea, frecvența variabilă poate afecta funcționarea elementelor de putere. Din cauza frecvenței variabile de comutație se pot excita rezonanțele parazite ale filtrului de ieșire sau ale mașinii electrice ce constituie sarcina [5].
- Eliminarea selectivă a armonicilor în cazul *FAP* este practic imposibilă cu acest tip de controler.
- În cazul sistemelor trifazate acest controler este sensibil la interferențele ce apar între cele trei faze. Au fost propuse soluții analitice pentru aceasta problema dar acestea sunt sensibile la estimarea parametrilor sistemului.

Un alt dezavantaj este legat de complexitatea analizei în cadrul evaluării stabilității sistemului de control. Fiind un controler neliniar, tehnicile de analiză sunt complicate și uneori doar aproximative, fiind imposibil să se găsească o soluție analitică pentru problemă [34].

2.2.2 Controlul cu variabile glisante

Convertoarele de putere ce lucrează în comutație sunt sisteme neliniare cu structură variabilă în timp. Bazat pe această observație, se poate introduce controlul cu variabile glisante cunoscut în literatură ca „*Sliding Mode Control*” [7]. Acest tip de control este folosit cu succes pentru controlul invertoarelor, filtrelor active de putere, circuitelor CFP precum și pentru implementarea diverselor observatoare de stări, utilizate pentru controlul mașinilor electrice.

În mod intuitiv, se observă că un sistem linear și invariabil în timp de ordinul unu (descriș de ecuații diferențiale de ordinul unu) este mult mai ușor de controlat decât un sistem nelinier și variabil în timp. Pornind de la această observație, strategia de control în cazul controlului cu variabile glisante se concentrează pe găsirea unui sistem linear de ordinul unu a cărui dinamică este echivalentă cu dinamica sistemului original nelinier [29]. În acest moment, problema originală a controlului sistemului nelinier de ordinul n se reduce la controlul sistemului linear echivalent de ordinul unu. „Principalele avantaje ale controlului cu alunecare sunt simplitatea implementării, stabilitate, posibilitatea adaptării la mari variații ale parametrilor sistemului, comanda directă a stării comutatoarelor” [7].

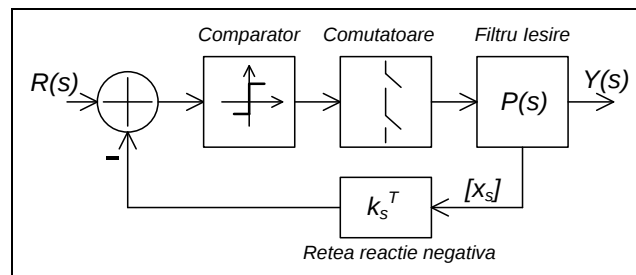


Fig. 2.5 Un sistem nelinier cu structură variabilă [7]

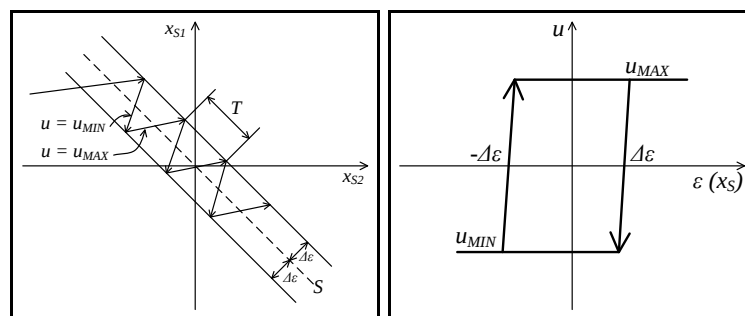


Fig.2.6 Traiectoria de alunecare și evoluția mărimii de control u în funcție de eroare [7]

Dacă se consideră o regiune mărginită de $\pm \Delta \varepsilon$ în apropiere de S , variabilele de stare vor evolua în interiorul acestei regiuni, „alunecând” practic pe traiectoria S . În cazul concret al unui sistem similar celui din Fig.2.5, variabilele de stare sunt controlate direct de starea celor două comutatoare. Valoarea histerezisului $\Delta \varepsilon$ depinde de frecvența cu care comută cele două comutatoare; o valoare nulă a histerezisului implică o frecvență de comutație infinită.

Cea mai simplă formă de implementare a acestui tip de controler are la bază un comparator cu histererezis similar celui din Fig. 2.4 (a). Frecvența de comutație este variabilă, acesta fiind unul dintre dezavantajele acestei implementări. Eliminarea acestui dezavantaj a fost pentru mulți ani unul dintre obiectivele majore ale cercetătorilor. S-au propus câteva modificări, dintre care se pot aminti introducerea unor semnale auxiliare pentru generarea comenzilor comutatoarelor și o schemă de generare a semnalului PWM cu frecvență fixă, unde semnalul modulator este furnizat de controlerul cu variabile glisante [7].

2.2.3 Controlerul de tip „Deadbeat”

Acest tip de controler face parte din familia controlerelor predictive și poate fi implementat numai în domeniul de timp discret (digital) [28]. Popularitatea lui a crescut semnificativ odată cu introducerea pe scară largă a controlului digital [8, 28]. Ideea principală din spatele acestui tip de control vine din analiza funcției de transfer în buclă închisă a unui sistem discret:

$$H_S(z) = \frac{H_C(z)H_P(z)}{1+H_C(z)H_P(z)} \quad (2.1)$$

unde $H_S(z)$ este funcția de transfer control-ieșire, $H_C(z)$ este funcția de transfer a controlerului iar $H_P(z)$ este funcția de transfer a sistemului controlat, respectiv funcția de transfer a convertorului de putere, în acest caz.

Dacă se impune o întârziere minimă pentru toate frecvențele de lucru, putem nota $H_S(z) = z^{-2}$. Întârzierea de doi cicli este asociată calculelor necesare implementării controlerului (primul ciclu) și modulatorului PWM, filtrului de ieșire și eventual, timpului mort asociat inverterului (al doilea ciclu) [8].

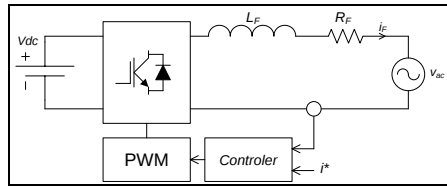


Fig. 2.7 Filtrul de ieșire al unui inverter

Dacă se consideră un inverter, la a cărei ieșire este conectat un filtru compus din inductanța L_F și rezistorul R_F (Fig.2.7), se poate utiliza aproximarea de tip *Zero-Order-Hold* (ZOH) pentru discretizarea funcției de transfer asociate:

$$H_F(s) = \frac{1}{sL_F + R_F} \quad (2.2)$$

Se consideră funcția de transfer a convertorului în domeniul de timp discret obținută prin discretizarea funcției originale cu ZOH:

$$H_P(z) = z^{-1} Z \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1-e^{-sT_s}}{s} H_L(s) \right] \right\} = \frac{z^{-2}}{R_F} \frac{1-e^{-\tau}}{1-z^{-1}e^{-\tau}} \quad (2.3)$$

unde $\tau = R_F T_s / L_F$

Utilizând (2.1) și (2.3), funcția de transfer a convertorului de tip „Deadbeat” devine:

$$H_{DB}(z) = \frac{R_F}{1-e^{-\tau}} \frac{1-z^{-1}e^{-\tau}}{1-z^{-2}} \quad (2.4)$$

Acest tip de controler asigură performanțe foarte bune dar nu poate reduce eroarea staționară la zero, din cauza celor doi cicli de întârziere. De asemenea, pentru asigurarea performanțelor maxime, este necesar să se estimeze cu precizie ridicată parametrii sistemului controlat.

2.2.4 Controlerul de tip PI în sisteme de referință sincrone

Controlerul de tip „proportional-integral” (PI) este cel mai popular tip de controler și unul dintre cele mai intens studiate și utilizate [29]. Răspunsul în frecvență al controlerului de tip PI prezintă un pol în origine și un zero a cărui poziție poate fi controlată. Controlerul PI este utilizat pe scară largă pentru controlul convertoarelor DC-DC de putere, în special cele care utilizează „Programmed Current Mode Control” ca strategie de comandă [35]. Controlerul PI are câștig infinit la frecvență nulă, fiind capabil să elimine eroarea staționară în cazul semnalelor de curent continuu sau cu variație foarte lentă în timp. Pentru semnale cu

frecvență diferită de zero, acest controler nu poate asigura eliminarea erorii staționare performanțele sale în acest caz fiind modeste.

Rezolvarea problemei asociate câștigului scăzut pentru semnale alternative se face apelând la transformările de coordonate. În cazul sistemelor trifazate se utilizează transformata *Park* (Fig. 2.8). Cele două controlere *PI* se folosesc pentru controlul i_d și i_q , aceste două semnale fiind de curent continuu acum [9]. Se elimină astfel erorile staționare, dar complexitatea sistemului de control crește considerabil.

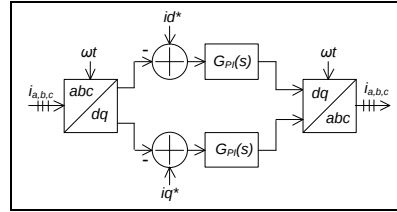


Fig. 2.8 Controlerul *PI* în sistemul de referință sincron (sistemul este trifazat și balansat)

În cazul *FAP* este necesară uneori eliminarea selectivă a armonicilor. În acest caz, viteza unghiulară ω_0 asociată transformării *Park* trebuie să fie setată corespunzător armonicii ce trebuie eliminată; $\omega_0 = h\omega_1$ unde h este rangul armonicii ce trebuie eliminată iar ω_1 frecvența unghiulară a fundamentalei. Pentru fiecare controler asociat unei componente armonice trebuie ajustați individual parametrii K_P și K_I [10].

$$G_{PI}(s) = K_P + K_I \frac{1}{s} \quad (2.5)$$

O aplicație tipică de inverter conectat la rețeaua națională și controlat folosind controlere *PI* în *SRSc* este prezentată în Fig. 2.9. Complexitatea este foarte ridicată și pentru implementare este necesar un *DSP* cu putere ridicată de calcul. Pentru cazul sistemelor nebalansate se utilizează câte două controlere *PI* pentru fiecare secvență. În acest caz, complexitatea este foarte ridicată, fiind necesar un număr dublu de controlere și un set dublu de transformări de coordonate.

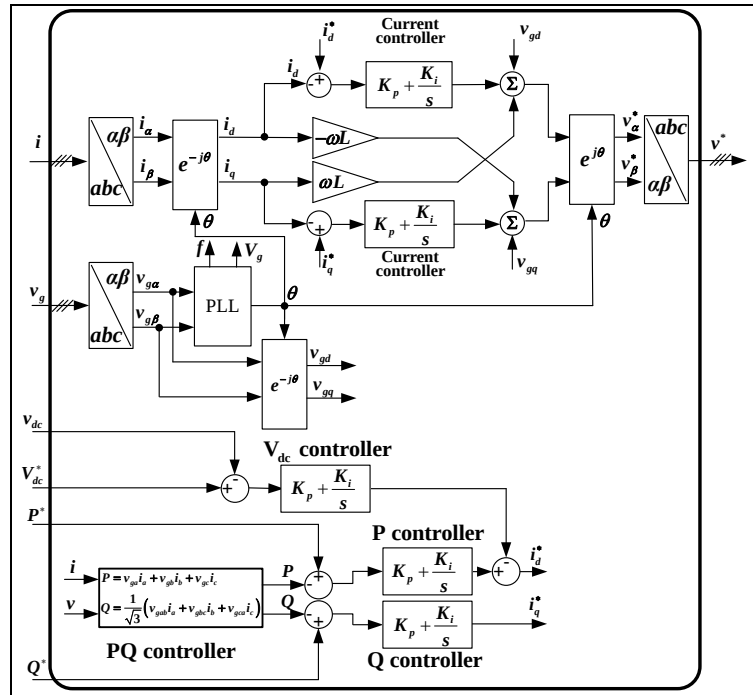


Fig. 2.9 Aplicație tipică pentru controlul unui inverter conectat la rețeaua națională

2.2.5 Controlerul de tip repetitiv

Acest tip de controler a fost propus în încercarea de a minimiza erorile staționare în cazul convertoarelor ce lucrează cu semnale de referință armonice precum *FAP*. La baza acestui tip de controler stă principiul modelului intern: se pot obține erori staționare nule pentru o referință data, dacă în modelul controlerului este inclus modelul generatorului de referință [11].

Controlul repetitiv a fost propus inițial pentru sistemele de tip *SISO*, lineare și invariante în timp. Originalitatea acestui tip de control stă în dezvoltarea unui model intern pentru orice generator de semnal periodic cu perioadă cunoscută T . Modelul este de forma:

$$M_{IC}(s) = \frac{1}{1-e^{-Ts}} \quad (2.6)$$

Dacă bucla de control include $M_{IC}(s)$, atunci sistemul este capabil să urmărească o referință periodică cu perioada T , cu eroare staționară zero. O implementare tipică în domeniul de timp continuu este reprezentată în Fig. 2.10.

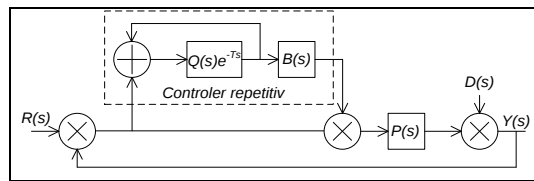


Fig. 2.10 Controler repetitiv în domeniul s

Termenul $M_{IC}(s)$ nu are limitări în ceea ce privește câștigul la frecvențe ridicate, teoretic neexistând restricții chiar și la valori infinite ale frecvenței. Acest lucru este nedorit în cazul unei implementări practice, în special în cazul convertoarelor de putere. Au fost propuse modificări, cum ar fi introducerea unui filtru de tip „trece-jos” în bucla pentru limitarea câștigului la frecvențe ridicate. Acest lucru crește imunitatea la zgomot și robustețea soluției dar reduce performanțele la frecvențe ridicate.

Răspunsul în frecvență prezintă o serie infinită de poli pe axa ω plasați la distanță egală unul de celălalt. Plasat într-un sistem de control în buclă închisă, acest controler asigură câștig infinit la frecvența multiplu de $1/(n_d Ts)$ rezultând astfel erori staționare nule pentru aceste frecvențe. În cazul unui semnal de frecvență fundamentală f_1 și armonicile asociate condiția ce trebuie satisfăcută este $n_d T_s = 1/f_1$.

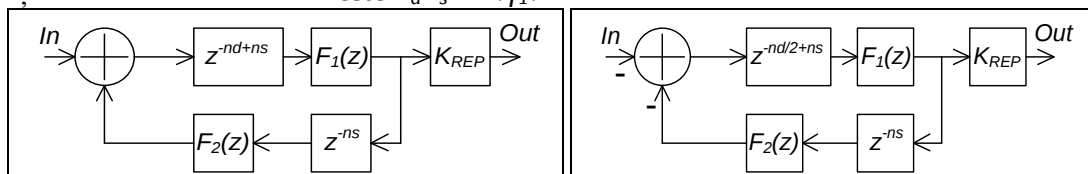


Fig. 2.11 Controler repetitiv ce operează cu armonici pare și impare, respectiv numai armonice impare

Există însă o serie de dezavantaje ce trebuie luate în calcul dacă se dorește folosirea acestui tip de controler:

- n_s este un număr întreg. Acest lucru limitează opțiunile în ceea ce privește valoarea frecvențelor unde apar vârfurile de câștig.
- n_s trebuie să fie același pentru toate frecvențele asociate armonicilor. Dacă răspunsul în frecvență al filtrului de ieșire al convertorului nu este proporțional cu frecvența, cum este cazul filtrelor de tip *LCL*, atunci controlerul este incapabil să compenseze erorile de fază introduse de acest filtru. Aceasta este o limitare serioasă ce poate afecta negativ stabilitatea sistemului controlat.

2.2.6 Controlerul de tip *Proportional-Rezonant*

Controlerele de tip „*Proportional-Rezonant*” au fost introduse ca o alternativă de control pentru invertoare [15], *FAP* [12], redresoare comandate [13], *STATCOM*, *DVR* [18] și sisteme de comanda a motoarelor [19]. Acest tip de controler elimină eroarea staționară în cazul referințelor variabile în timp fiind capabil să opereze direct în *SRSt*. Este unul dintre cele mai studiate controlere datorită flexibilității, performanțelor și simplității pe care le oferă [12-19]. Fig. 2.12 prezintă o implementare specifică a unui inverter trifazat folosind controlere de tip *PR* în *SRSt* [16].

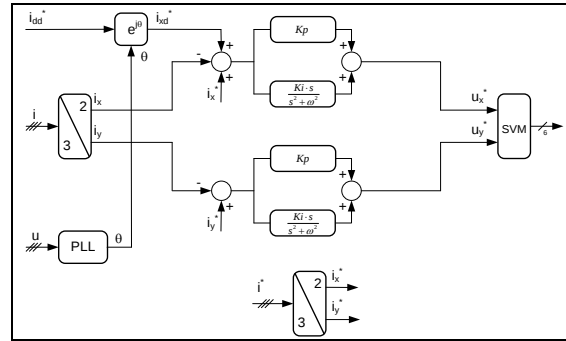


Fig. 2.12 Inverter trifazat controlat folosind controlere de tip *PR* în sistem de referință staționar

Se observă că implementarea bazată pe controlere de tip *PR* este semnificativ mai puțin complexă decât implementarea clasică bazată pe controlere de tip *PI*. Controlerul *PR* acționează asupra ambelor secvențe (pozitivă și negativă) în cazul sistemelor nebalansate; astfel complexitatea sistemului de control este mult redusă ne mai fiind necesară extragerea explicită a secvențelor simetrice.

Forma generală în domeniul *Laplace* a unui controler de tip *PR* este:

$$G_C(s) = K_P + K_R \frac{s}{s^2 + \omega_R^2} \quad (2.11)$$

unde K_P – câștigul termenului proporțional, K_R – câștigul termenului rezonant, ω_R – frecvența de rezonanță

Se pot adăuga termeni rezonanți suplimentari dacă aplicația o cere (cum este cazul eliminării selective a armonicilor în cazul filtrelor active de putere). Câștigul la frecvența de rezonanță este infinit, similar unui sistem de ordinul doi unde factorul de amortizare este zero. Un astfel de controler nu poate fi implementat utilizând circuite analogice sau digitale deoarece este imposibilă obținerea unui câștig infinit în practică. Forma practică a unui controler *PR* este:

$$G_C(s) = K_P + K_R \frac{s}{s^2 + \xi s + \omega_R^2} \quad (2.12)$$

unde: ξ – factorul de amortizare.

Termenul al doilea al ecuației (2.11) este asociat unui integrator generalizat. Practic un semnal de tip „*sinus*” va fi integrat în timp fără introducerea unei erori suplimentare de fază [17]. Existența acestui termen conduce la existența unei similarități între controlerele de tip *PI* și cele de tip *PR* cu specificația că, în cazul celor de tip *PR* termenul integral acționează numai asupra semnalelor cu frecvențe foarte apropiate de frecvența de rezonanță. Controlerul *PR* asigură un câștig ridicat în jurul frecvenței proprii de rezonanță fiind astfel capabil să elimine eroarea staționară în cazul referințelor variabile în timp.

2.2.7 Concluzii

O serie largă de metode și îmbunătățiri ale acestora a fost propusă pentru controlul convertoarelor ce operează cu semnale de referință variabile. Fiecare metodă are avantaje și dezavantaje asociate putând fi folosită pentru controlul unui anume tip de convertor.

Controlul de tip histeretic asigură performanțe excelente în ceea ce privește urmărirea semnalului de referință și răspunsul la variația sarcinii. Dezavantajele majore ale acestui controler sunt frecvența de comutație variabilă și sensibilitatea la variația parametrilor convertorului. Un alt dezavantaj este legat de complexitatea metodelor de analiză a stabilității acestui tip de controler necesită analiza folosind metodele dedicate controlului neliniar, care sunt în general dificil de aplicat.

Controlul cu variabile glisante asigură de asemenea performanțe excelente la variațiile semnalului de referință și ale sarcinii dar necesită frecvența de comutație variabilă. Metodele propuse pentru asigurarea unei frecvențe fixe de comutație afectează negativ performanțele acestui tip de control. Metodele de analiză ale stabilității sunt complexe deoarece acest controler este unul neliniar.

Controlerul de tip “*Deadbeat*” poate fi implementat doar în domeniul z și aparține familiei de controlere predictive. Performanțele obținute cu acest tip de control sunt bune dar depind într-o proporție importantă de acuratețea cu care se estimează parametrii sistemului controlat. Variația acestor parametri afectează negativ controlerul “*Deadbeat*”.

Controlerul de tip *PI* ce rulează în *SRS_c* este folosit pe scară largă pentru controlul convertoarelor cu semnale de referință variabilă, fiind și cel mai popular și studiat tip de control. Acesta asigură performanțe excelente în ceea ce privește eliminarea erorii staționare, dar sistemul de control are o complexitate foarte ridicată din cauza multiplexelor schimbări ale sistemului de referință.

Controlerul de tip repetitiv a fost prima soluție introdusă pentru sistemele unde referința este variabilă în timp și prezintă componente armonice. Această soluție, deși oferă performanțe bune, prezintă dificultăți de implementare. Linia de întârziere necesară se implementează ușor în domeniul z dar dificil în domeniul s . De asemenea, există constrângeri în ceea ce privește spectrul de frecvență pentru semnalul controlat.

Controlerul de tip *PR*, implementat folosind integratorul generalizat, a generat un interes deosebit pentru comunitatea științifică datorită flexibilității pe care o oferă. Acest tip de controler operează în *SRS_t* asigurând aceleași performanțe ca și controlerul *PI* în *SRS_c* dar cu o complexitate a sistemului de control net inferioară. Este metoda modernă de control adoptată pe scară largă pentru controlul convertoarelor cu referințe variabile.

În capitolul următor se analizează implementarea controlerului *PR* în cele două domenii fundamentale: domeniul de timp continuu s și domeniul de timp discret z .

3 Implementarea controlerului PR în domeniile de timp s și z

3.1. Implementarea controlerului PR în domeniul s

În literatura de specialitate prezentarea și analiza controlerului PR se face într-o proporție ridicată în domeniul s . Totuși când se ajunge la implementarea practică a acestui tip de control ea se face în majoritatea cazurilor în domeniul z . Principalul motiv este flexibilitatea pe care o oferă implementarea digitală precum și dezvoltarea rapidă a soluțiilor dedicate acestui tip de control. Implementarea în domeniul s prezintă câteva avantaje care pot simplifica procesul de proiectare a acestui tip de control. Dintre acestea se pot enumera:

- Maturitatea metodelor de analiză în domeniul s . Întregul proces de proiectare poate fi făcut în domeniul s și apoi se poate trece în domeniul z cu ajutorul câtorva metode binecunoscute (transformările de tip *Euler* direct și invers, transformarea *Tustin*, etc.)
- Implementarea folosind circuite active de tipul amplificatoarelor operaționale. Acest lucru poate duce la reducerea substanțială a prețului în cazul anumitor aplicații.
- Lipsa constrângerilor asociate sistemelor discrete în ceea ce privește spectrul frecvențelor de lucru. În cazul sistemelor discrete frecvența maximă trebuie să respecte criteriul *Nyquist*; în cazul sistemelor analogice acest lucru nu este necesar.
- Rezoluția unui sistem analogic este în general mai mare decât a unui sistem digital; parametrii nu sunt afectați de erorile de cuantizare sau cele introduse de procesul de calcul.
- Un număr mare de simulatoare operează în domeniul de timp continuu. Se pot aminti aici cele bazate pe *SPICE*.

Principalul dezavantaj al implementării în domeniul s rămâne lipsa de flexibilitate. Un exemplu în acest sens poate fi cel al controlerelor PR care operează cu frecvențe variabile. În acest caz ajustarea frecvenței centrale de lucru în cazul sistemelor analogice este extrem de dificilă și nepractică. În cazul sistemelor digitale acest lucru se face ușor doar modificând coeficienții asociați filtrului.

În Fig. 3.1 se prezintă o posibilă configurație a unui controler PR în domeniul s . Implementarea are la bază un amplificator operațional și componente pasive de tip R , L și C . Prezența circuitului LC serie în bucla de reacție a amplificatorului modifică câștigul acestuia în funcție de frecvență. Impedanța circuitului rezonant LC serie este minimă la frecvența de rezonanță, câștigul fiind maxim la această frecvență. Frecvența de rezonanță este dată de:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1)$$

Funcția de transfer a circuitului este:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} = - \left[\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3}{R_1} \left(1 + \frac{sR_2C}{1+s^2LC} \right) \right] \quad (3.2)$$

Presupunem $R_2 \ll R_1$ și $R_2 \ll R_3$:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \cong - \left[\frac{R_3}{R_1} \left(1 + \frac{sR_2C}{1+s^2LC} \right) \right] \quad (3.3)$$

Câștigul amplificatorului pentru frecvențe diferite de frecvența de rezonanță f_c este dat de R_1 , R_2 și R_4 .

$$G_P \cong - \frac{R_3}{R_1} \quad (3.4)$$

Acest câștig este asociat termenului proporțional și este independent de frecvență.

Schema din Fig.3.1 poate fi ușor modificată să suporte frecvențe de rezonanță multiple prin adăugarea de termeni rezonanți suplimentari. În Fig. 3.2 se prezintă schema unui controler PR cu trei frecvențe de rezonanță: 50 Hz (frecvența fundamentalei), 150 Hz (armonica a treia) și 250 Hz (armonica a cincea).

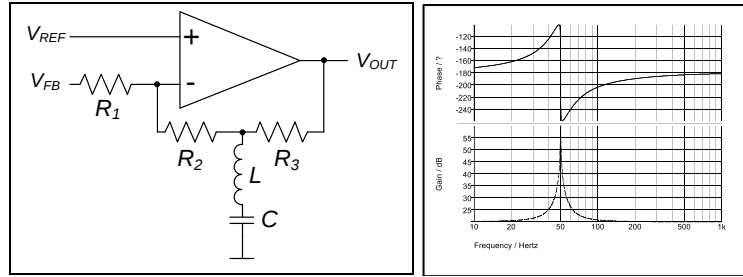


Fig. 3.1 Implementarea unui controler PR cu circuit LC serie și diagramele Bode (fr=50Hz)

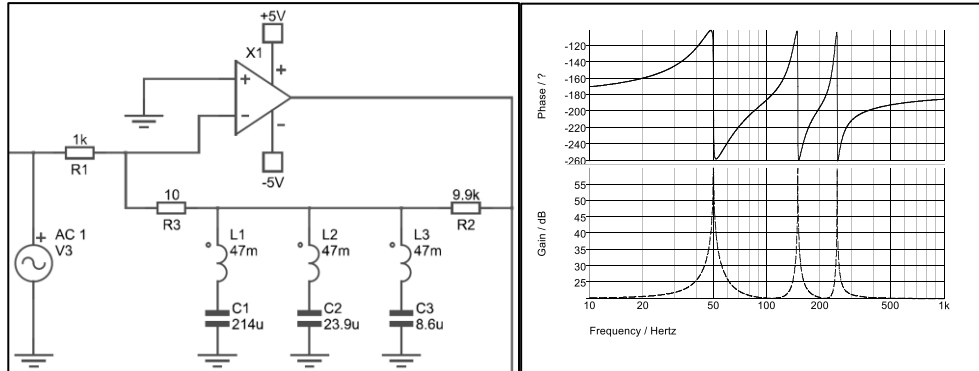


Fig. 3.2 Controler PR cu frecvente de rezonanță multiple și diagramele Bode asociate

Topologiile prezentate sunt simple și pot fi folosite cu succes în simulările invertoarelor, *FAP* și circuitelor de corecție a factorului de putere în domeniul s. Exista totuși un dezavantaj major asociat acestor circuite și anume valorile nepractice pentru componentele circuitului LC. O bobină cu valoarea de 47mH, toleranță bună și factor de calitate ridicat este foarte greu de produs în practică. Costul și dimensiunile unei astfel de componente sunt foarte mari. De asemenea, condensatorul are valoare mare și este nepolarizat. El trebuie să aibă o toleranță strânsă pentru a evita erorile importante ce pot afecta frecvența de rezonanță. O astfel de componentă are un preț foarte ridicat și se produce în serii de valori, găsirea valorii necesare acordului frecvenței de rezonanță (în general diferită de valorile standard), fiind practic imposibilă. În aceste condiții este necesar să se caute soluții ce pot fi implementate ușor folosind componente uzuale, produse în serii largi la un cost scăzut. Sunt de evitat de asemenea componentele de dimensiuni mari și toleranțe largi cum sunt bobinele.

Folosind același principiu al introducerii în bucla de reacție a unor rețele a căror impedanță variază cu frecvența, se pot obține topologii care pot fi utilizate pentru controlere PR. Rețeaua de tip „dublu T”, folosită frecvent la sinteza filtrelor de tip „oprește-bandă”, prezintă un răspuns specific unui sistem de ordinul doi cu o scădere accentuată a câștigului la frecvența de rezonanță. Frecvența de rezonanță pentru o astfel de rețea este dată de:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C_1} \quad (3.5)$$

Funcția de transfer a rețelei este:

$$H_T(s) = \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 - s\Delta\omega} \quad (3.6)$$

unde $\omega_0 = 1/RC$. Factorul de calitate Q este egal cu 0,25.

În Fig. 3.3 este prezentată o posibilă configurație de controler PR implementat folosind o rețea de tip „dublu T” introdusă în bucla de reacție a unui amplificator inversor. Amplificatorul de tip repetor X3 asigură o impedanță de ieșire ridicată pentru rețeaua „dublu

T'' . Câștigul proporțional este bine definit pentru frecvențele diferite de frecvența de rezonanță și este dat de:

$$G_P = -\frac{R_9}{R_1} \quad (3.7)$$

Factorul de calitate este relativ redus așa cum se poate remarca din diagramele *Bode* asociate.

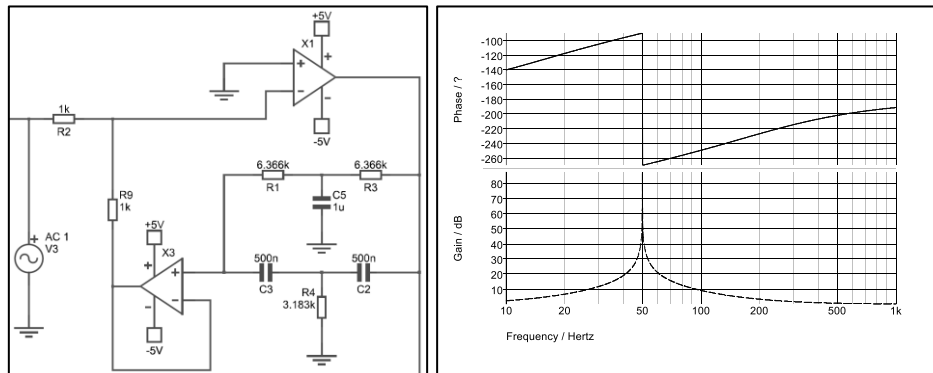


Fig. 3.3 Controler PR implementat cu rețea de tip „dublu T”

3.1.1. Concluzii

Implementarea controlerelor *PR* în domeniul *s* se poate face folosind câteva topologii de amplificatoare în a căror buclă de reacție s-au introdus elemente cu impedanță ce variază în funcție de frecvență. Importanța practică a acestor circuite este relativ restrânsă din cauza sensibilității ridicate la toleranțele componentelor precum și a flexibilității foarte reduse. Practic, frecvența de rezonanță nu poate fi ajustată dinamic acesta constituind un dezavantaj major pentru aplicațiile ce necesită controlul continuu asupra acestui parametru cum sunt invertoarele conectate la rețeaua națională de distribuție a energiei electrice sau *FAP*.

Implementarea în domeniul *s* prezintă totuși interes atunci când sunt vizate aplicațiile unde costul final trebuie ținut sub control precum invertoarele cu frecvență fixă ce fac parte din sisteme de tip “surse de tensiune neîntreruptibile” (*UPS*).

Topologiile prezentate pot fi utile de asemenea pentru simularea circuitelor de putere folosind simulatoare în domeniul de timp continuu de tip *SPICE*. În acest caz, influența elementelor parazite și a zgomotului asupra performanțelor controlerului se pot estima folosind componente reale în locul celor ideale întâlnite în mod uzual în simulări.

3.2. Implementarea controlerului PR în domeniul z

Implementarea acestui controler în domeniul discret prezintă importanță deosebită în special datorită dezvoltării fulminante a soluțiilor dedicate controlului digital. Implementarea digitală a controlerelor elimină dezavantajele asociate implementărilor analogice cum ar fi lipsa flexibilității, variația parametrilor cu toleranța componentelor și efectele nedorite produse de îmbătrânirea componentelor [28, 30]. Literatura de specialitate prezintă controlerul PR în domeniul s , unul dintre motive fiind maturitatea analizei făcută în acest domeniu. Totuși, marea majoritate a aplicațiilor ce includ controlere PR sunt implementate în domeniul z folosind microprocesoare, controlere digitale sau $FPGA$ -uri. În vederea implementării în domeniul z s-au propus câteva metode de discretizare fiecare având propriile avantaje și dezavantaje. Efectele introduse de procesul de discretizare nu pot fi neglijate iar concluziile rezultate în urma analizei din domeniul s pot fi afectate într-o măsură semnificativă de aceste efecte.

3.2.1. Efectele procesului de discretizare

Proiectarea controlerelor rezonante este făcută în general în domeniul s . Stabilitatea sistemului de control este de asemenea evaluată în domeniul s , apoi întregul controler este discretizat folosind una dintre metodele consacrate discutate mai sus și implementată într-un DSP . Efectele introduse de procesul de cuantizare precum și efectele legate de implementarea concretă a controlerului în DSP trebuie evaluate cu grijă în vederea obținerii performanțelor așteptate.

Unul dintre efectele adverse ale procesului de discretizare constă în deplasarea frecvenței polilor și zerourilor [20]. Poziția lor originală din planul complex s este diferită de poziția acestora în planul z . Consecința acestei deplasări în frecvență este degradarea semnificativă a performanțelor controlerului.

Pentru evaluarea corectitudinii conversiei din s în z se discretizează (2.12) cu metodele *Tustin*, *ZOH* și *FOH* și se observă efectele asupra frecvenței de rezonanță folosind digramele *Bode*. Termenul proporțional K_p a fost omis pentru simplitate. Factorul de amortizare este $\xi=10E-4$ iar frecvența de eșantionare este 10 kHz. În Fig.3.4 se prezintă diagramele *Bode* pentru termenul rezonant original în s și pentru termenul rezonant discretizat cu metoda *Tustin*. Termenul rezonant are frecvența de rezonanță egală cu 350 Hz. Se poate observa același fenomen care apare și la discretizarea termenului rezonant implementat cu două integratoare simple. Frecvența de rezonanță după procesul de discretizare este 348,6 Hz; o eroare de circa -1,4 Hz. Câștigul este afectat semnificativ, practic fiind foarte scăzut pentru frecvența originală de 350 Hz.

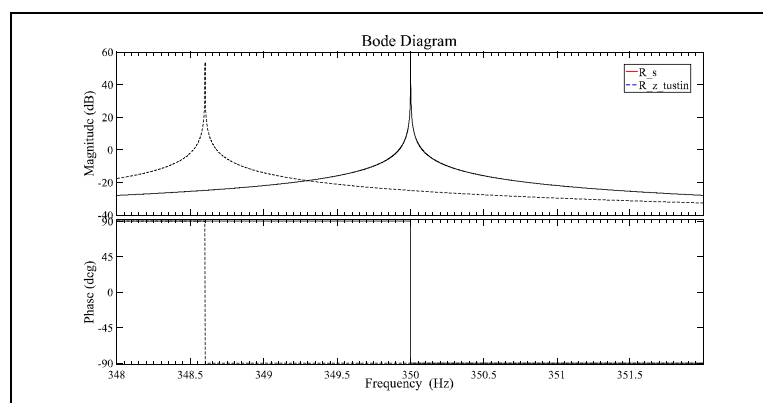


Fig. 3.4 Diagramele Bode pentru discretizarea cu metoda Tustin

3.2.2. Efectele procesului de cuantizare

Implementarea controlerului în *DSP* presupune reprezentarea coeficienților și a semnalului de la ieșirea convertorului analog-digital într-un format acceptat de către *DSP*. Acest proces introduce efecte adverse suplimentare ce trebuie luate în considerare pentru o bună evaluare a performanțelor controlerului. Majoritatea controlerelor digitale dedicate aplicațiilor de putere folosesc reprezentarea în virgulă fixă pe un număr fix de biți ce variază între 16 și 32 de biți.

Unul din efectele adverse introduse de procesul de cuantizare a coeficienților este deplasarea frecvenței polilor unui filtru digital. Se poate determina variația poziției polilor p_i la variația coeficienților a_k introducând funcția de sensibilitate:

$$\frac{\partial p_i}{\partial a_i} = \frac{z^{-k}}{-(z^{-1} \prod_{j \neq i, 1}^N (1 - p_j z^{-1}))} \Big|_{z=p_i} \quad (3.8)$$

Se poate remarca că dacă polii au poziții apropiate, sensibilitatea la perturbarea valorii coeficienților este mare. În cazul termenului rezonant din componența controlerului *PR* polii sunt complex conjugați având aceeași frecvență unghiulară. În acest caz sensibilitatea asociată este extrem de ridicată. În [22] se propune următoarea expresie pentru deplasarea frecvenței polilor dubli în cazul unui sistem de ordinul M :

$$\Delta z_{pn} \approx \left[\frac{\sum_{k=1}^N -\Delta a_k z_{pn}^k}{\prod_{l=1, z_{pl} \neq z_{pn}}^N (z_{pn} - z_{pl})} \right]^{1/M} \quad (3.9)$$

În cazul termenului rezonant efectele cuantizării pot fi extrem de pronunțate. În cazul cuantizării pe 16 biți eroarea frecvenței polilor dubli este de aproximativ 0,04 Hz. Câștigul este puternic afectat de aceasta eroare (Fig. 3.5). În cazul utilizării cuantizării pe 24 și 32 de biți eroarea introdusă este mică, practic diagramele *Bode* pentru câștig se suprapun.

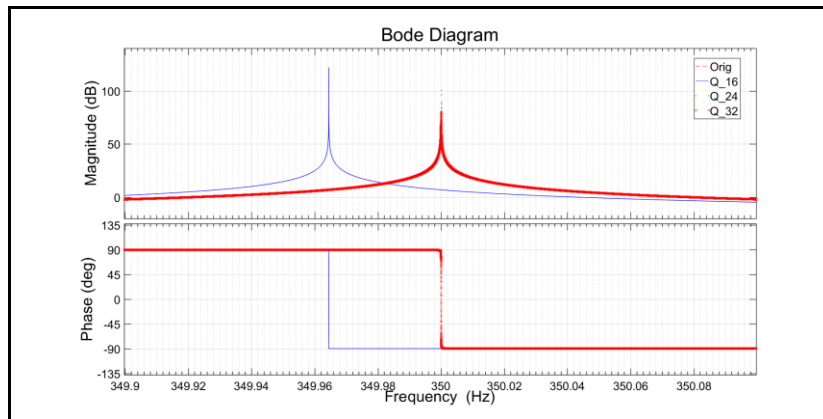


Fig.3.5 Diagramele Bode pentru termenul rezonant original și termenii cuantizați pe 16, 24 și 32 de biți.

3.2.3. Implementarea bazată pe amplificatorul sensibil la fază

Analiza efectelor introduse de procesul de cuantizare făcută în subcapitolul anterior relevă practic imposibilitatea implementării termenului rezonant folosind un *DSP* de cost redus cu rezoluție de 16 biți și reprezentare în virgulă fixă. Acest fapt constituie un dezavantaj major dacă se dorește proiectarea unui convertor cu control digital și cost scăzut. Având în vedere acest aspect, autorul propune o implementare ce are la bază principiul amplificatorului sensibil la faza cunoscut în literatura sub denumirea “*Lock-in Amplifier*”. Diagrama bloc a unui astfel de amplificator este reprezentată în Fig. 3.6.

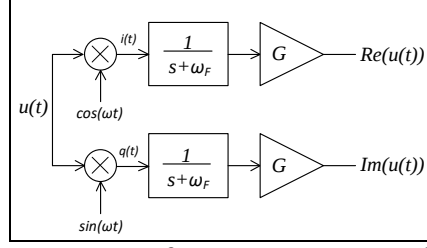


Fig. 3.6 Amplificatorul sensibil la fază

Cele două semnale $i(t)$ și $q(t)$ de la ieșirea înmulțitoarelor sunt numite și “în fază” respectiv “în cuadratură”. Expresiile asociate sunt:

$$i(t) = u(t)\cos(\omega t) \quad (3.10)$$

$$q(t) = u(t)\sin(\omega t)$$

Dacă se consideră $u(t)$ ca fiind:

$$u(t) = A_u \cos(\omega t)$$

Atunci rezultă:

$$i(t) = A_u \cos(\omega t) \cos(\omega t) = \frac{A_u}{2} [\cos(0) + \cos(2\omega t)] = \frac{A_u}{2} [1 + \cos(2\omega t)] \quad (3.11)$$

$$q(t) = A_u \cos(\omega t) \sin(\omega t) = \frac{A_u}{2} [\sin(2\omega t) - \sin(0)] = \frac{A_u}{2} \sin(2\omega t) \quad (3.12)$$

Componentele alternative sunt filtrate cu un filtru de tip “trece-jos” iar componenta de curent continuu rezultată este amplificată de amplificatorul G . Pentru frecvențe diferite de ω componenta de curent continuu este nulă, practic ieșirea amplificatoarelor G fiind nulă. Circuitul se comportă ca un filtru “trece-banda” extrem de îngust cu frecvența centrală egală cu $\omega/2\pi$. Dacă se înlocuiesc filtrele de tip “trece-jos” de la ieșirea înmulțitoarelor cu integratoare ideale iar ieșirea acestor integratoare se înmulțește cu semnalele de referință $\sin(\omega t)$ sau $\cos(\omega t)$ circuitul rezultat se comportă ca un integrator generalizat care are frecvența centrală $\omega/2\pi$; câștigul este infinit pentru semnalele cu frecvența $\omega/2\pi$ și nul pentru semnalele ce au altă frecvență.

Termenul rezonant implementat cu ajutorul principiului amplificatorului sensibil la fază are diagrama bloc reprezentată în Fig. 3.7 (a). În general, semnalele de referință $\sin(\omega t)$ și $\cos(\omega t)$ sunt disponibile în interiorul sistemului de control fiind generate local folosind oscilatoare controlate sau circuite PLL.

Pentru un controler PR frecvența centrală de rezonanță este cunoscută fiind un parametru inițial de proiectare. Având în vedere acest aspect, configurația se poate simplifica așa cum se arată în Fig.3.7 (b). În acest caz semnalul de eroare $e(t)$ este defazat suplimentar cu 90° cu ajutorul unui filtru de tip “trece-tot” defazor [24]. Astfel este necesar să se asigure doar semnalul de referință $\sin(\omega, t)$ și ω . Filtrul de tip “trece-tot” se implementează ușor în domeniul z și este puțin sensibil la efectele cuantizării având ordinul unu [119]. Ecuația caracteristică cu diferențe finite este (3.13) [24]

$$y[n] = Ay[n - 1] + Bx[n] - x[n] \quad (3.13)$$

Pentru cazul în care eroarea de fază introdusă de filtrul de ieșire este mică, termenul rezonant se poate implementa folosind topologia din Fig. 3.8 (a). Conform (3.11) și (3.12) componenta continuă de la ieșirea circuitului de înmulțire depinde de diferența de fază între semnalul $e(t)$ și $\sin(\omega t)$. Pentru maximizarea componentei continue este necesar ca diferența de fază între cele două semnale să fie nulă. Compensarea eventualelor erori de fază introduse

de sistemul controlat se poate face folosind filtre defazoare de tip “trece-tot” așa cum se arată în Fig.3.8 (b). Faza suplimentară introdusă de filtrul “trece-tot” se estimează cu:

$$\angle H_{AP}(s) = 180 - 2 \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (3.14)$$

Unde ω_0 este frecvența proprie a filtrului “trece-tot”.

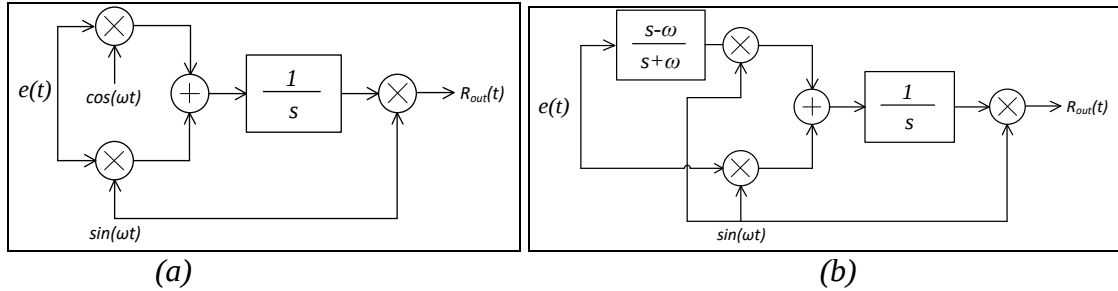


Fig. 3.7 Termenul rezonant bazat pe principiul amplificatorului sensibil la fază (a) și forma sa simplificată (b)

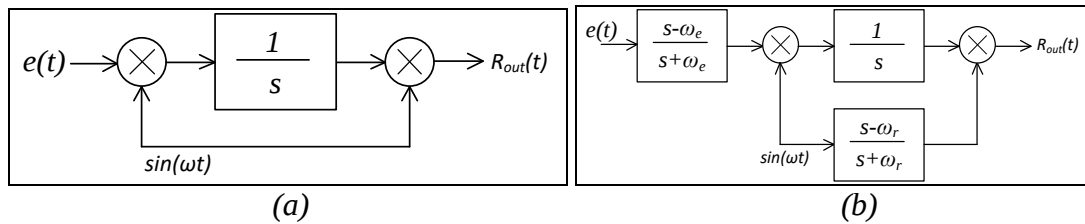


Fig. 3.8 Termenul rezonant simplificat suplimentar și compensarea erorilor de fază pentru termenul rezonant simplificat

Avantajul major al implementării ce are la bază amplificatorul sensibil la fază este sensibilitatea scăzută față de erorile de cuantizare asociate coeficienților filtrelor ce intră în componența termenului rezonant. Practic, performanțele depind de precizia semnalului de referință $\sin(\omega_r t)$. În cazul în care acest tip de control este implementat practic folosind un DSP de cost scăzut, 16 biți și virgulă fixă, acesta poate constitui un avantaj major. Există și un dezavantaj al acestei implementări: calculul referinței $\sin(\omega t)$ în timp real necesită resurse importante. Acest lucru poate deveni o problemă majoră dacă există mai mulți termeni rezonanți ce necesită semnale de referință de frecvențe diferite cum este cazul FAP. Pentru cazul utilizării procesoarelor în virgulă fixă funcțiile trigonometrice sunt calculate folosind tabele; astfel timpul necesar de calcul este mult redus.

Pentru aplicațiile de putere mare întâlnite în industrie costurile asociate folosirii unui DSP puternic în virgulă mobilă nu reprezintă o problema majoră.

3.2.4. Efectele zgomotului

Conversia parametrilor de control din domeniul s în domeniul z se face cu ajutorul unui convertor analog-digital, *ADC*. Acesta introduce la rândul său efecte adverse de care trebuie să se țină cont într-o implementare reală. Primele efecte sunt introduse de procesele de eșantionare și cuantizare ce au loc în *ADC*.

Se consideră distribuția zgomotului ca fiind uniformă în intervalul $-\Delta_N/2, \Delta_N/2$ unde Δ_N este intervalul de cuantizare. Media statistică a semnalului eroare definit ca $e_n = Q[x(n)] - x(n)$ este nulă. Varianța erorii este:

$$\sigma_Q^2 = E[e_n^2] = \frac{\Delta_N^2}{12} \quad (3.15)$$

Pentru un *ADC* de 10 biți, gama dinamică teoretică este de circa 60 dB. În practică zgomotul introdus de procesele asociate convertorului de putere (comutația elementelor de putere, rezonanțele parazite, etc.) pot reduce aceasta gamă dinamică. *DSP*-urile dezvoltate pentru aplicațiile de putere includ în general un *ADC* cu o rezoluție ce variază între 10 și 16 biți. Tipul de convertor preferat este cel cu aproximații succesive datorită costului scăzut și vitezei ridicate. Prezenta *ADC*-ului în interiorul *DSP* este condiționată de constrângerile legate de momentul în care se face achiziția; un semnal de sincronizare a momentului de achiziție este generat de generatorul *PWM* integrat. În Fig.3.9 (a) se prezintă intervalele optime în care procesul de eșantionare poate să aibă loc. Practic acest interval impune restricții în ceea ce privește frecvența de eșantionare; frecvența de eșantionare trebuie să fie un submultiplu întreg al frecvenței de comutație. În cazul optim cele două frecvențe coincid.

În [27] se arată că, în cazul semnalelor sinusoidale varianța estimată de (3.15) nu este corectă. În acest caz este nevoie de o relație corectată care să estimeze corect acest parametru:

$$\sigma_Q^2 = \frac{1}{12} + \frac{1}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n^2} J_0(2\pi nA) \quad (3.18)$$

Unde J_0 este funcția *Bessel* de ordinul 0 iar A este amplitudinea semnalului sinusoidal.

În Fig.3.9 (b) se arată varianța erorii în funcție de amplitudinea A a semnalului sinusoidal. Pentru valori mari ale amplitudinii semnalului varianța se poate aproxima precis folosind (3.15). Când amplitudinea semnalului scade varianța erorii de cuantizare diferă semnificativ față de valoarea estimată cu (3.15). Pentru a minimiza erorile introduse de procesul de cuantizare este necesar să se maximizeze amplitudinea semnalului aplicat la intrarea *ADC* astfel încât în toate cazurile aceasta să se situeze către limita superioară a gamei acceptate.

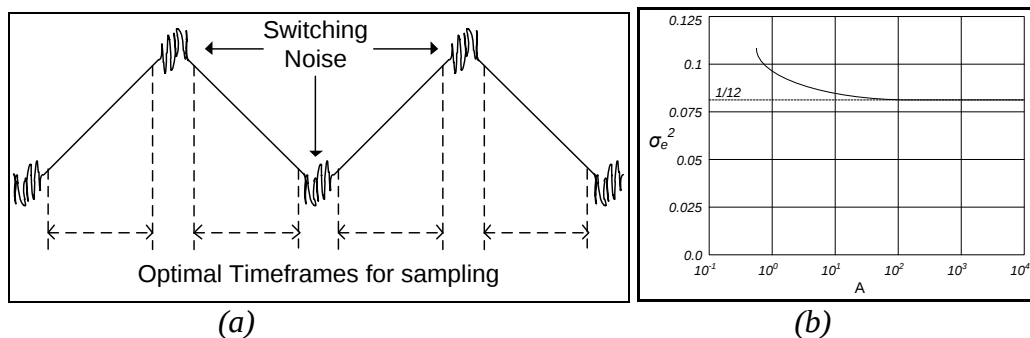


Fig.3.9 Momentele optime de eșantionare (a) și varianța erorii în funcție de amplitudinea semnalului A (b)

3.2.5. Concluzii

Implementarea controlerului *PR* în domeniul z prezintă importanță practică deosebită datorită avantajelor pe care le oferă aceasta. Dintre aceste avantaje se pot enumera: flexibilitatea crescută, toleranțele extrem de strânse ale parametrilor, lipsa efectelor produse de factorii de mediu precum temperatura și a celor inerente procesului de îmbătrânire a componentelor. Există totuși o serie de efecte adverse asociate acestei implementări care trebuie luate în considerare pentru a se asigura o estimare corectă a performanțelor controlerului. Principalele efecte sunt legate de procesul de cuantizare, inevitabil în cadrul implementării digitale. Termenul rezonant al controlerului *PR* prezintă doi poli complex conjugați a căror frecvență este egală ceea ce îl face extrem de sensibil la erorile produse de cuantizare asupra coeficienților filtrului digital echivalent. Simulările efectuate conduc la concluzia că este practic imposibil să se implementeze un astfel de controler folosind un *DSP* de 16 biți în virgulă fixă (cost scăzut). A fost propusă o soluție pentru rezolvarea acestei situații și anume implementarea termenului rezonant folosind un amplificator sensibil la fază. Soluția propusă permite implementarea controlerului *PR* folosind *DSP*-uri de cost redus special dezvoltate pentru aplicații de putere.

Au fost discutate de asemenea efectele introduse de zgomot asupra controlerului, demonstrându-se practic imposibilitatea obținerii performanțelor estimate folosindu-se modele în domeniul s și rezoluția extrem de ridicată a simulatoarelor ce operează în acest domeniu.

3.3. Răspunsul în timp al controlerului *PR*

Topologiile prezentate anterior pot fi folosite pentru implementarea controlului rezonant în special când se dorește verificarea aplicației folosind un simulator în domeniul s . Evaluarea stabilității controlerului și a răspunsului acestuia la treapta unitate sunt pași esențiali în etapa de proiectare. De asemenea este important să se evalueze efectele câștigului finit al termenului rezonant; într-o implementare reală câștigul este finit și depinde de rezoluția sistemului de control.

3.3.1. Efectele factorului de amortizare nenul

Se consideră controlerul *PR* descris de (2.12). Aceasta este forma populară întâlnită în majoritatea articolelor de specialitate. Se va evalua prin simulare răspunsul la un semnal de excitație sinusoidal precum și răspunsul la treapta unitate. Pentru simplitate se consideră $K_P=1$. De asemenea K_R este constant, 10. Pentru analiză se folosește *Simetrix/Simplis*. Frecvența de rezonanță este 50 Hz în toate cazurile.

În [12] se arată că nu este avantajos să se introducă un factor de amortizare deoarece câștigul infinit nu afectează stabilitatea sistemului controlat; punctul de interes unde se evaluează stabilitatea este cel unde câștigul buclei este unitar iar poziția acestui punct depinde de caracteristicile sistemului controlat nu ale controlerului. Totuși, în articolul menționat se discută numai despre răspunsul în frecvență nu și despre cel în timp. În Fig. 3.11 sunt prezentate răspunsurile la treapta unitate pentru versiunea originală implementată cu două integratoare ideale și versiunea propusă de autor. Un semnal sinusoidal cu frecvența de 50 Hz este aplicat pentru o durată de o secundă. Se observă că în cazul termenului rezonant ideal ieșirea rămâne constantă după îndepărtarea stimulului. În cazul termenului rezonant modificat ieșirea converge exponențial către zero după îndepărtarea stimulului.

Pentru evaluarea efectelor timpului de răspuns al termenului rezonant asupra performanțelor sistemului controlat se folosește un model de inverter monofazat unde curentul de ieșire este controlat folosind un controler PR . Pentru acest model parametri sunt: frecvența de comutație 20 kHz, inductanța bobinei 1 mH, rezistorul de sarcină 1 Ω . Pentru primul set de simulări parametrii controlerului sunt: $K_P=1$, $K_R=1$ și $\zeta=10E-5$. Sunt afișați următorii parametri: tensiunea de referință pentru controler V_{ref} , curentul din inductor IL , ieșirea termenului proporțional P_Out și ieșirea termenului rezonant R_Out . În Fig. 3.12. sunt afișați acești parametri rezultați în urma simulării. Se observă răspunsul de tip exponențial la ieșirea termenului rezonant după aplicarea semnalului de tip treaptă. În prima parte a intervalului termenul proporțional domină ieșirea controlerului și asigură urmărirea referinței V_{ref} . Timpul de creștere pentru semnalul termenului rezonant este ridicat, pentru compensarea erorii staționare fiind necesare multe perioade ale semnalului de referință. Când amplitudinea semnalului de referință este redusă semnificativ, ieșirea termenului rezonant are o amplitudine ridicată și din cauza factorului de amortizare foarte mic descrește cu o constantă de timp foarte mare. Acest lucru introduce un fenomen suplimentar nedorit și anume o eroare a semnalului controlat; în acest caz curentul din inductor prezintă o componentă alternativă a cărei amplitudine nu este controlată de referință. Această eroare este prezentă în formele de undă prezentate în Fig.3.12.

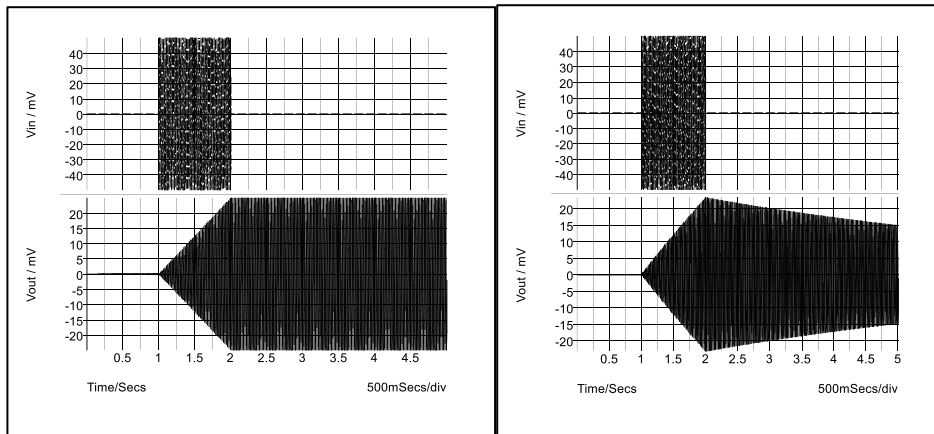


Fig. 3.11 Răspunsul la treapta unitate pentru termenul rezonant original și pentru cel modificat

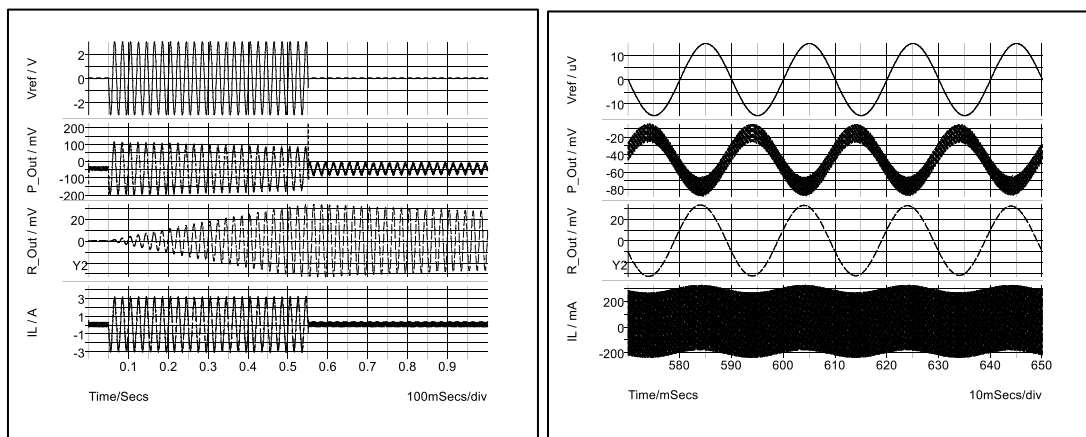


Fig.3.12 Răspunsul în timp al inverterului la treapta unitate ($\zeta=10E-5$) și eroarea introdusă de răspunsul termenului rezonant

Pentru analiza cantitativă a erorii staționare introduse de câștigul finit al termenului rezonant se utilizează un model al sistemului controlat. Diagrama bloc a sistemului în buclă închisă este reprezentată în Fig.3.33 (a). Invertorul este modelat ca un sistem de ordinul întâi cu funcția de transfer:

$$H_{INV}(s) = G_{PWM} \frac{1}{sL + R_L} \quad (3.44)$$

Unde L este inductanța filtrului de ieșire, R_L este rezistența sarcinii iar G_{PWM} este câștigul modulatorului PWM. G_S este câștigul senzorului de curent cu care se măsoară curentul din inductor.

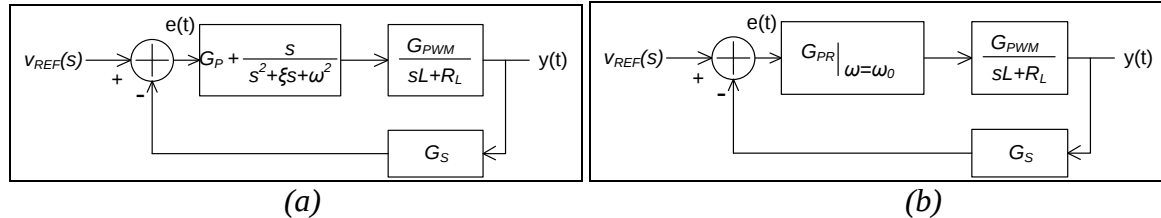


Fig.3.13 Modelul sistemului în buclă închisă, complet (a) și simplificat (b)

Pentru evaluarea erorii staționare în cazul sistemelor de control cu reacție negativă se apelează la teorema valorii finale [32]. Pentru un sistem dat eroarea staționară este:

$$e_f(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (3.46)$$

Unde e_f este eroarea staționară ($t \rightarrow \infty$) iar $E(s)$ este eroarea din sistemul de control calculată ca și diferență dintre semnalul de referință și cel real de la ieșirea sistemului.

Evaluarea erorii staționare se face aplicând la intrarea sistemului un stimul de tip impuls, treaptă unitate, rampă sau rampă accelerată și evaluând (3.46). Pentru cazul controlerului PR cu intrare sinusoidală această teoremă nu se poate aplica deoarece nu sunt îndeplinite condițiile de existență pentru (3.46). Ecuația rezultată pentru care trebuie evaluată limita prezintă o pereche de poli complecși, caz în care teorema valorii finale nu se aplică. De asemenea valoarea finală în cazul unui semnal sinusoidal nu se poate defini. Pentru a se putea aplica această teoremă în cazul sistemului controlat cu PR sunt necesare câteva ipoteze inițiale:

- Câștigul termenului rezonant este finit. Acest lucru este asigurat de factorul de amortizare nenul.
- Sistemul este controlat acum de un controler de tip “proporțional” al cărui câștig este dat de valoarea câștigului controlerului PR evaluat pentru frecvența de rezonanță.
- Stimulul aplicat este de tip treaptă unitate.

În Fig.3.13 (b) este prezentat noul sistem ce rezultă în urma aplicării ipotezelor simplificatoare de mai sus. Pentru acest sistem rezultat aplicarea teoremei valorii finale conduce la:

$$e_f = \frac{1}{1 + \frac{G_S G_{PR} G_{PWM}}{R_L}} = \frac{R_L}{R_L + G_S G_{PR} G_{PWM}} \quad (3.53)$$

Eroarea staționară este nenulă pentru orice câștig G_{PR} finit. Un câștig ridicat reduce eroarea staționară; în cazul unui integrator ideal acest câștig este infinit, eroarea staționară în acest caz fiind nulă. Câștigul termenului rezonant amortizat la frecvența de rezonanță se poate calcula astfel:

$$G_{PR}(\omega_0) = \left| \frac{s}{s^2 + \xi s + \omega_0^2} \right|_{s=j\omega_0} = \frac{1}{\xi} \quad (3.54)$$

3.3.2. Concluzii

Într-o implementare reală câștigul termenului rezonant este întotdeauna finit. Acest fapt implică existența unei erori staționare nenule. Practic sistemul este controlat de un controler proporțional și eroarea staționară a acestuia se poate estima folosind teorema valorii finite.

Răspunsul în timp la treapta unitate este puternic dependent de factorul de amortizare. Un factor de amortizare mic face ca răspunsul termenului rezonant să fie foarte lung introducând erori suplimentare dacă semnalul de referință scade brusc de la valoarea de regim staționar la o valoare considerabil mai mică. Creșterea factorului de amortizare conduce la reducerea timpului de răspuns al termenului rezonant la treapta unitate dar scade câștigul acestuia crescând eroarea staționară.

4 Controlul convertoarelor de putere folosind controlere PR

Acest capitol investighează utilizarea controlului PR pentru convertoarele de putere ce lucrează cu semnale de referință variabile în timp. Se va evalua acest tip de control pentru câteva tipuri de convertoare de putere precum invertoarele, FAP și circuite CFP folosind simulările în domeniul s. Modelele pentru simulări se vor dezvolta folosind mediile de simulare PSIM și Simetrix/Simplis.

4.1. Controlul invertoarelor

Evaluarea performanțelor se face folosind un model dezvoltat în PSIM. În acest caz parametrul controlat este curentul mediu din inductorul de ieșire care corespunde curentului livrat în sarcină de inverter. Se va implementa controlul valorii medii a curentului folosind trei tipuri de controlere în sistemul de referință staționar. Cele trei tipuri de controler folosite sunt: tip P, tip PI și tip PR. Tipul de modulație folosit este cel de tip „bipolar” cu o frecvență a purtătoarei de 20 kHz. Câștigul senzorului de curent ce măsoară curentul i_L este unitar.

În Fig. 4.1 (a) se prezintă curentul de ieșire (i_L) a inverterului monofazat în cazul utilizării unui controler de tip P cu câștigul proporțional unitar. Se observă existența unei erori staționare consistente. Reducerea acestei erori staționare se face prin creșterea câștigului proporțional. Fig. 4.1 (b) prezintă eroarea staționară în cazul în care câștigul proporțional este de 20 dB. Creșterea câștigului proporțional la 46 dB reduce semnificativ valoarea erorii staționare (Fig. 4.2) dar funcționarea modulatorului PWM este afectată de prezența riplului în tensiunea de comandă.

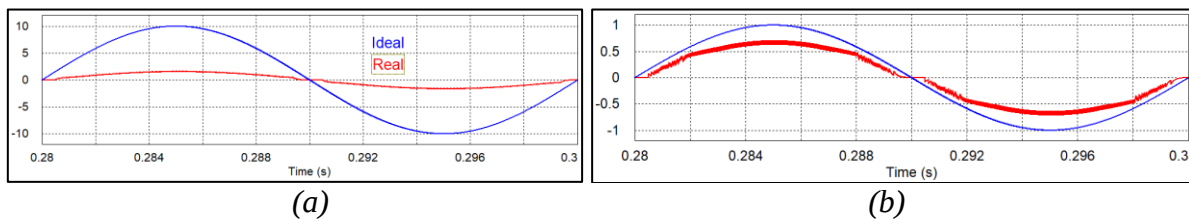


Fig. 4.1 Forma ideală și cea obținută la ieșirea inverterului pentru curentul de ieșire în cazul unui controler de tip P ($GP=0$ dB (a), $GP=20$ dB (b))

Următorul tip de controler aplicat este cel de tip PI. Funcția de transfer asociată este:

$$H_{PI}(s) = \frac{1+\tau s}{\tau s} \quad (4.1)$$

unde $\tau=0.001$ secunde.

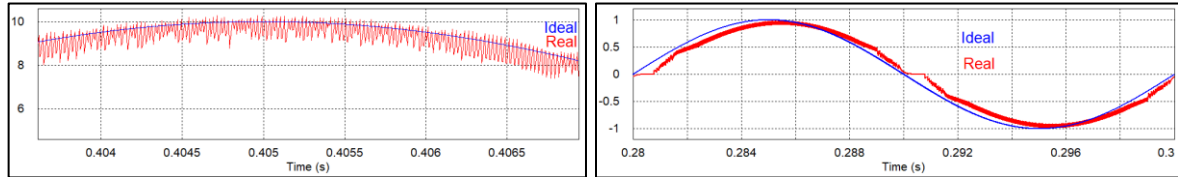


Fig. 4.2 Eroarea staționară în cazul unui controler de tip P (GP=46 dB) și eroarea staționară în cazul unui controler de tip PI

În acest caz se observă prezența erorii staționare precum și prezența unei erori de fază, controlerul nefiind capabil să urmărească referința impusă. Această eroare suplimentară de fază poate afecta semnificativ performanțele inverterului în cazul în care acesta este conectat în paralel cu rețeaua prin reducerea factorului de putere. Creșterea câștigului proporțional reduce diferența de fază dar afectează negativ funcționarea modulatorului PWM.

Pentru următorul set de simulări se introduce controlul de tip PR. Controlerul PR utilizat pentru controlul inverterului este descris de:

$$H_{PR}(s) = 1 + \frac{s}{s^2 + 0.01s + (2\pi 50)^2} \quad (4.2)$$

În acest caz câștigul proporțional este unitar iar câștigul termenului rezonat este finit, egal cu 40 dB la frecvența de rezonanță. Forma de undă a curentului de ieșire este prezentată în Fig.4.3. Eroarea staționară este redusă substanțial fără afectarea funcționării modulatorului PWM. THD este excelent de circa 4.4%.

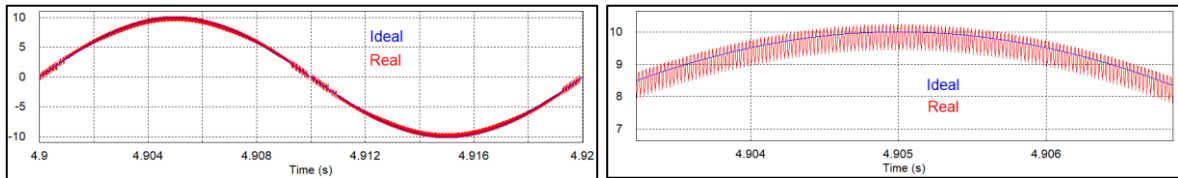


Fig. 4.3 Forma ideală a curentului și cea obținută la ieșirea inverterului pentru tensiunea de ieșire în cazul unui controler de tip PR și eroarea staționară

Simulările anterioare demonstrează superioritatea netă a controlului rezonant față de soluțiile clasice bazate pe controlere P și PI. În cele ce urmează se vor evalua performanțele controlului rezonant în cazul în care sarcina de la ieșirea inverterului este neliniară. Pentru primul set de simulări sarcina conectată la ieșirea constă dintr-un redresor dublă alternanță urmat de un filtru cu un condensator de 4700 μF și un rezistor de 10 Ω . Controlerul folosit este cel descris de (4.2). Curentul de ieșire și spectrul acestuia sunt prezentate în Fig.4.4. În acest caz THD este de 33% iar spectrul este dominat de fundamentală și armonicile impare ale acestuia în special a treia și a cincea.

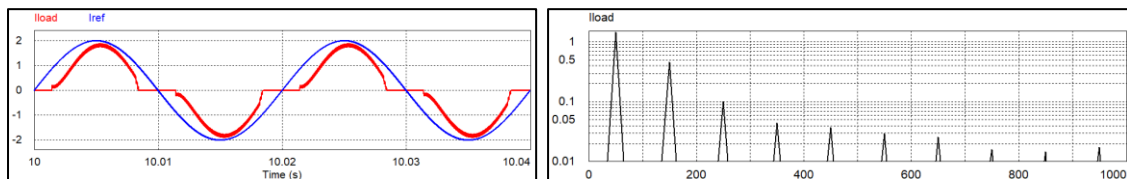


Fig. 4.4 Curentul de ieșire în cazul sarcinii neliniare și spectrul asociat

Introducerea unui termen rezonant suplimentar acordat pe frecvența armonice a treia conduce la obținerea unui *THD* de 24%, o scădere de circa 9% față de cazul precedent unde un singur termen rezonant era prezent. Curentul de ieșire și spectrul acestuia sunt prezentate în Fig. 4.5. În acest caz câștigul celor doi termeni rezonanți este egal, respectiv 40 dB la frecvențele de rezonanță asociate. Se remarcă amplitudinea scăzută a armonice a treia.

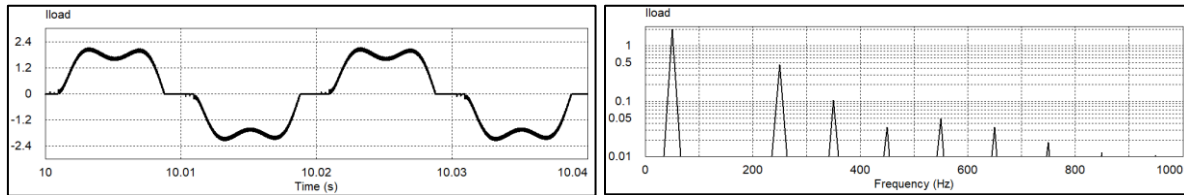


Fig. 4.5 Curentul de ieșire în cazul sarcinii neliniare și control PR cu doi termeni rezonanți și spectrul asociat

4.1.1. Controlul hibrid

Controlul rezonant al invertoarelor permite obținerea unor performanțe deosebite și poate să înlocuiască cu succes controlul clasic bazat pe controlere P și PI în *SRSs* sau PI în *SRSc*. Costul implementării controlului rezonant este în general mai ridicat față de soluțiile clasice ce folosesc circuite integrate dedicate deoarece reclamă folosirea unui *DSP*. O soluție cu costuri reduse ce poate fi folosită pentru controlul invertoarelor simple ce intră în componența *UPS* are la bază un sistem de control hibrid. În cadrul acestui sistem controlerul rezonant este implementat în domeniul s iar ieșirea acestuia comanda un modulator *PWM* digital ce face parte dintr-un sistem digital. Semnalul de referință este generat de către sistemul digital folosind un convertor de tip *DAC*. Implementarea acestei topologii se poate face folosind microcontrolere de 8 biți al căror cost este foarte redus prin comparație costurile asociate unui *DSP* dedicat.

Diagrama bloc a controlerului hibrid propus este prezentată în Fig.4.6. Controlerul *PR* este implementat în domeniul s folosind una dintre topologiile prezentate în capitolul precedent. Semnalul de referință este generat de către microcontroler folosind convertorul *DAC* intern și un generator de semnal sinusoidal controlat numeric, *NCO*. Amplitudinea tensiunii de ieșire a inverterului este controlată în bucla închisă prin modificarea amplitudinii semnalului sinusoidal de referință. Semnalul de la ieșirea controlerului *PR* este trecut în domeniul z cu ajutorul convertorului *ADC* intern și comandă direct generatorul *PWM* digital din interiorul microcontrolerului. Astfel se poate folosi un microcontroler cu cost redus pentru implementarea unui sistem de control rezonant pentru aplicații de tip *UPS*.

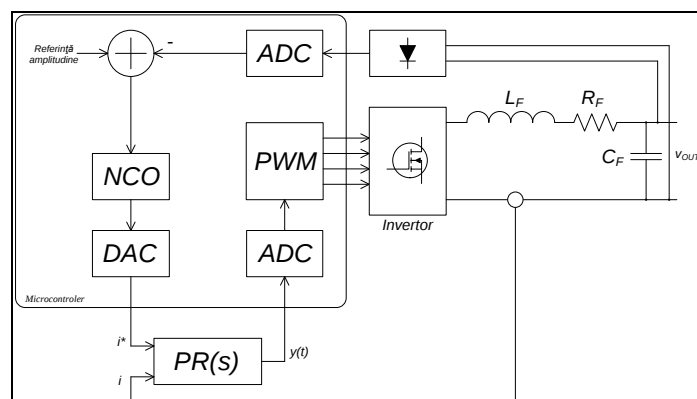


Fig. 4.6 Diagrama bloc a controlerului hibrid

4.1.2. Concluzii

Utilizarea controlului rezonant pentru invertoare aduce beneficii substanțiale atât în cazul sarcinilor lineare, prin reducerea erorii staționare, cât mai ales în cazul sarcinilor neliniare unde asigură eliminarea selectivă a armonicilor în *SRS*t fără a se apela la schimbări de coordonate. Costul relativ ridicat al implementării în domeniul z este justificat de performanțele obținute. Pentru aplicațiile cu cost scăzut unde frecvența semnalului de referință este fixă se poate utiliza controlul de tip hibrid caz în care implementarea controlerului *PR* este făcută în domeniul s folosind amplificatoare operaționale și componente pasive.

4.2. Controlul filtrelor active de putere

Filtrele active de putere reprezintă o categorie de convertoare de putere folosite pentru îmbunătățirea factorului de putere în cazul sarcinilor neliniare pentru care nu s-au luat măsuri locale de îmbunătățire a acestui factor. Blocul funcțional major din componenta acestor convertoare este inverterul monofazat sau trifazat. Descrierea detaliată a funcționării este făcută în [7].

În vederea evaluării performanțelor *FAP* s-a elaborat modelul *PSIM* prezentat în Anexa A. Se vor evalua performanțele diferitelor metode de control bazate pe controlere lineare de tip *PI* și *PR*.

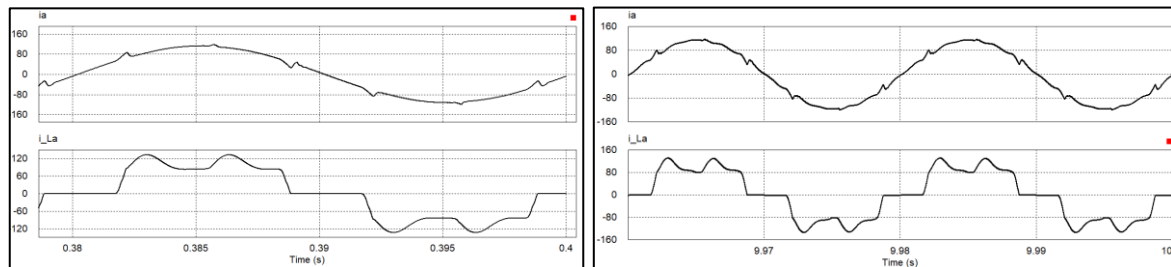


Fig. 4.7 Curentul de linie și cel de sarcină pentru un *FAP* trifazat controlat cu controler *PI* respectiv *PR*

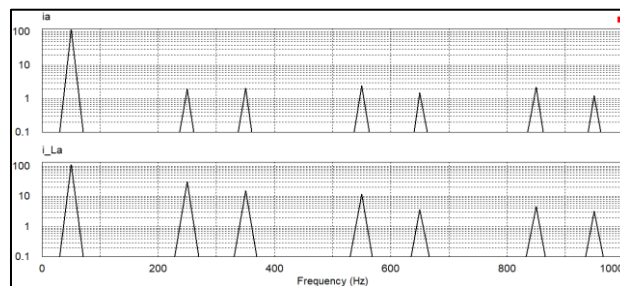


Fig. 4.8 Spectrul curentului de linie respectiv de sarcina (controler de tip *PI*)

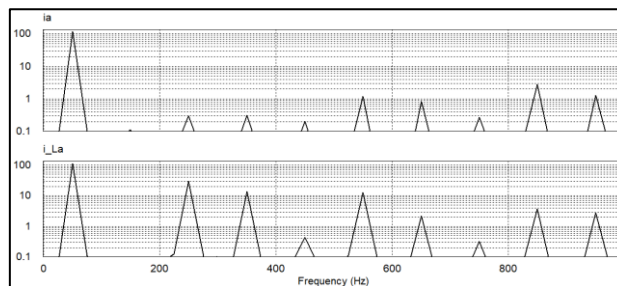


Fig. 4.9 Spectrul curentului de linie respectiv de sarcina (controler de tip *PR*)

4.3. Controlul circuitelor de corecție a factorului de putere

În Fig. 4.10 se prezintă o implementare clasică a unui *CCFP* ce are la bază un convertor de tip *Boost*. Această configurație este răspândită pe scară largă fiind utilizată pentru corecția factorului de putere atât în sistemele trifazate cât și în cele monofazate. Este de asemenea configurația de bază pentru implementarea redresoarelor cu distorsiuni reduse în cadrul convertoarelor *AC-DC* de uz general întâlnite în industrie precum și în bunurile de larg consum. Pentru primul set de simulări se utilizează controlerul de tip *PI*. Aceasta este configurația uzuală întâlnită în majoritatea aplicațiilor pentru corecția *FP*. Controlerul *PI* este descris de :

$$H_{PI}(s) = 0.5 \frac{1+\tau s}{\tau s} \quad (4.15)$$

unde $\tau = 0.0001$ secunde.

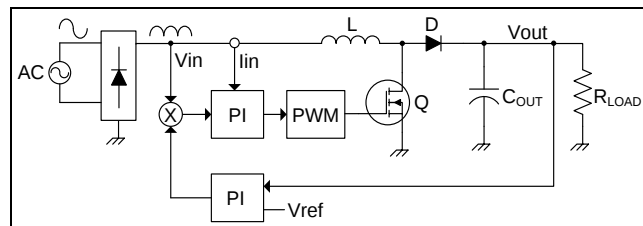


Fig. 4.10 Circuit de corecție a *FP* implementat cu convertor de tip *Boost*

Performanțele redresorului cu distorsiuni reduse bazat pe convertorul *Boost* și controlat cu controler *PI* sunt în general foarte bune. Totuși convertorul *Boost* este foarte sensibil la zgomot iar în cazul aplicațiilor de putere mare în care frecvența de comutație este relativ scăzută este de dorit să se reducă nivelul riplului de înaltă frecvență introdus în modulatorul *PWM*. Astfel banda controlerului trebuie limitată sever la doar câțiva kHz. Această limitare a benzii are un impact negativ asupra capacității de urmărire a semnalului de referință. În acest caz se poate introduce un termen rezonant acordat pe frecvența fundamentală a semnalului de referință respectiv 100 Hz în acest caz. Controlerul conține doi termeni, unul de tip *P* cu bandă limitată și unul rezonant acordat pe frecvența de interes. Termenul proporțional poate fi înlocuit cu un termen de tip *PI* caz în care limitarea de bandă este inerentă.

Funcția de transfer a controlerului propus este:

$$H_{PR}(s) = K_P \frac{\omega_P}{s + \omega_P} + K_R \frac{1}{s^2 + \omega_R^2} \quad (4.16)$$

unde $K_P = 26$ dB, $K_R = 0$ dB, $\omega_P = 2\pi 700$ și $\omega_R = 2\pi 100$.

Fig.4.11 prezintă spectrul curentului de intrare în cazul celor doua strategii de control. Se poate remarca o scădere importantă a amplitudinii armonice a treia în cazul utilizării termenului rezonant.

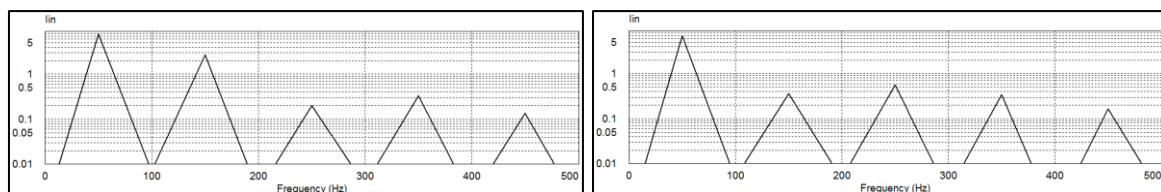


Fig. 4.11 Spectrul curentului de intrare pentru un *CCFP* controlat cu un controler de tip *PI* respectiv *PR*

Circuitele *CFP* ce au la bază redresorul cu distorsiuni reduse implementat cu convertor *Boost* beneficiază la rândul lor de îmbunătățirea performanțelor dacă se utilizează controlul rezonant. Introducerea unui singur termen rezonant în paralel cu controlerul clasic de tip *P* sau *PI* poate reduce semnificativ amplitudinea armonice dominante în special acolo unde există constrângeri legate de frecvența maximă de comutație. Termenul rezonant asigură și o protecție minimă împotriva zgomotului introdus de semnalul de referință care este preluat din tensiunea de intrare. Această strategie de control a fost propusă în [O.1].

4.4. Evaluarea stabilității sistemului de control

Evaluarea stabilității sistemului de control este un pas important în etapa de proiectare a convertorului de putere. Controlerul *PR* aparține familiei de controlere lineare pentru care analiza stabilității se face folosind tehnicile specifice cum ar fi criteriul *Nyquist* și diagramele *Bode*.

Se consideră inverterul din Fig.2.7 a cărei funcție de transfer este (2.2). Controlerul aferent conține un termen proporțional și trei termeni rezonanți acordați pe frecvența fundamentală de 50 Hz respectiv pe armonica a treia și a cincea. Diagrama sistemului în buclă închisă este reprezentată în Fig.4.12.

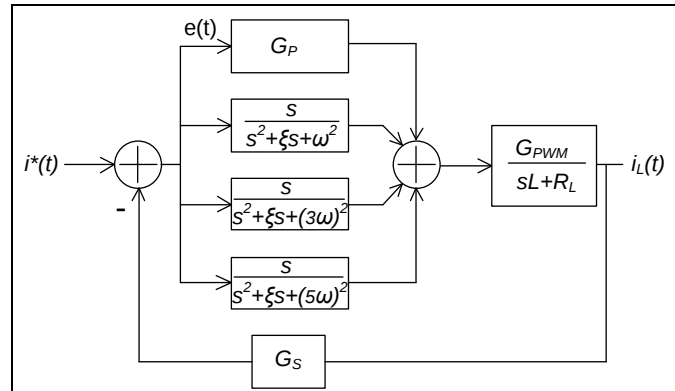


Fig. 4.12 Diagrama bloc a sistemului în buclă închisă

Funcția de transfer a sistemului în buclă închisă este:

$$G_{CL}(s) = \frac{G_F(s)}{1 + G_S(s)G_F(s)} \quad (4.17)$$

Unde $G_F(s)$ este funcția de transfer a căii directe și este dată de:

$$G_F(s) = \frac{G_{PWM}}{sL + R_F} \left(G_P + \frac{s}{s^2 + \zeta s + \omega^2} + \frac{s}{s^2 + \zeta s + (3\omega)^2} + \frac{s}{s^2 + \zeta s + (5\omega)^2} \right) \quad (4.18)$$

Pentru polinomul caracteristic al acestei funcții de transfer se pot trasa diagramele *Bode* sau cele *Nyquist* și se poate evalua stabilitatea folosind criteriile cunoscute. Complexitatea ridicată a expresiei funcției de transfer face dificilă utilizarea tehnicilor analitice de analiză. În general din cauza ordinului mare al polinomului caracteristic (în acest caz polinomul este de ordinul șapte) metodele analitice ce necesită găsirea soluțiilor sunt dificil de aplicat. Metodele grafice precum diagramele *Bode* oferă informații importante atât despre stabilitate cât și despre parametrii adiționali importanți precum banda sistemului de control.

4.4.1. Concluzii

Evaluarea stabilității sistemului este o etapă fundamentală în proiectarea aplicațiilor ce implică convertoare de putere controlate folosind controlere rezonante. Pentru a evalua stabilitatea se apelează la tehnicile consacrate sistemelor lineare și invariante în timp precum diagramele *Bode* și *Nyquist*. Acesta este un avantaj major al controlerelor *PR* prin comparație cu metodele neliniare folosite în trecut.

5 Rezultate practice

Pentru implementarea controlerului *PR* propus în Capitolul 3 s-a dezvoltat o platformă hardware flexibilă ce constă dintr-un inverter monofazat și o placă de comandă și control. Placa de comandă și control permite implementarea controlului rezonant atât în domeniul s cât și în domeniul z .

5.1. Platformele hardware

În Fig. 5.1 este prezentată imaginea inverterului și a filtrului de ieșire. Cele două subansamble se interconectează folosind conectorul J2 plasat pe placa inverterului. Tensiunea de intrare în inverter este furnizată din exterior folosind conectorul J1. Gama tensiunii de intrare este între 0 V și 400 V iar curentul maxim furnizat de inverter este 5 A, curent efectiv. Sistemul de control digital este implementat folosind un *DSC* de tip *dsPIC33FJ16GS502* produs de compania *Microchip Technology*. Acest *DSC* este special dezvoltat pentru controlul convertoarelor de putere. Semnalele de comandă pentru comutatoarele de putere sunt furnizate de către generatorul *PWM* digital integrat. De asemenea, același generator *PWM* asigură introducerea “*timpului mort*” necesar comenzii optime a comutatoarelor de putere.

Controlerul *PR* analogic este implementat folosind topologia descrisă în Fig. 3.6. O rețea de tip “*dublu T*” este introdusă în bucla de reacție negativă a unui amplificator operațional. Ieșirea rețelei “*dublu T*” este izolată față de intrarea inversoare a amplificatorului operațional (nod de impedanță scăzută) cu ajutorul unui amplificator de tip repetor. În cadrul rețelei “*dublu T*” s-au folosit componente pasive obișnuite, rezistoare și condensatoare cu toleranța de 5%. Condensatoarele folosite sunt de tip film *PPS* (*Polyphenylene sulfide*) cu factor de calitate ridicat. Ansamblul format din cele două plăci este prezentat în Fig. 5.1 (c).

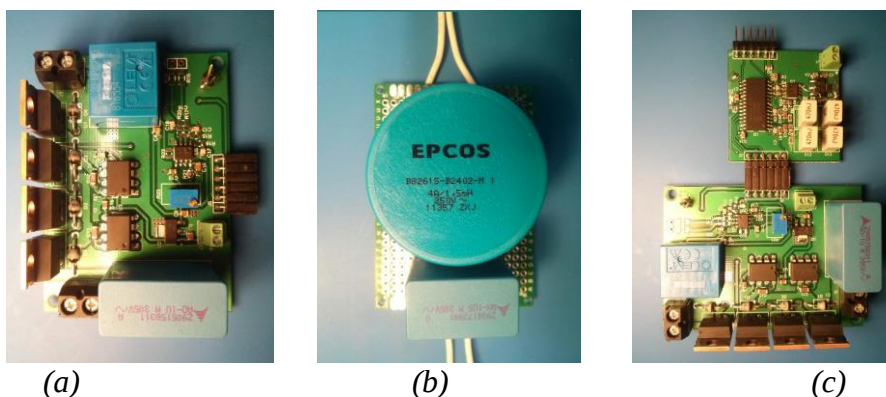


Fig. 5.1 Inverterul (a), filtrul de ieșire (b) și ansamblul inverter-placă de comandă (c)

5.2. Controlerul *PR* în domeniul *s*

Evaluarea performanțelor controlerului *PR* implementat în domeniul *s* se face prin efectuarea de măsurători în domeniul frecvență folosind analizorul Bode 100 și în domeniul timp folosind generatorul de semnal și osciloscopul. Frecvența de rezonanță măsurată folosind analizorul de tip *Bode 100* este aproximativ 51,6 Hz, o deviație acceptabilă având în vedere faptul ca nu s-au depus eforturi în ceea ce privește alegerea unor componente cu toleranțe strânse. Valoarea condensatoarelor măsurată cu ajutorul unei punți *RLC* este de 488 nF, o deviație de 3,8% față de valoarea nominala de 470 nF. Câștigul la frecvența de rezonanță este de circa 50 dB iar factorul de calitate este relativ scăzut așa cum au arătat și simulările efectuate în Capitolul 3.

În Fig. 5.2 sunt prezentate semnalele de intrare și ieșire ale controlerului *PR*. Semnalul de intrare are amplitudinea de circa 2,5 mV_v iar cel de ieșire circa 0,83 V_v. Câștigul determinat în aceste condiții este de 50,4 dB, foarte aproape de valoarea măsurată de analizorul *Bode 100*.

Răspunsul în timp la semnalul de tip treaptă unitate este prezentat în Fig.5.3. Se observă o similitudine ridicată cu comportamentul din simulările efectuate în Capitolul 3.

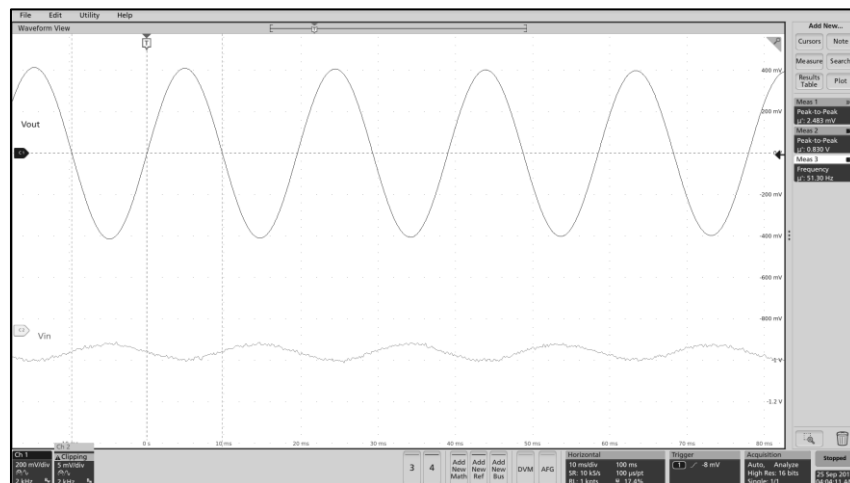


Fig. 5.2 Tensiunile de intrare și ieșire pentru controlerul *PR* analogic

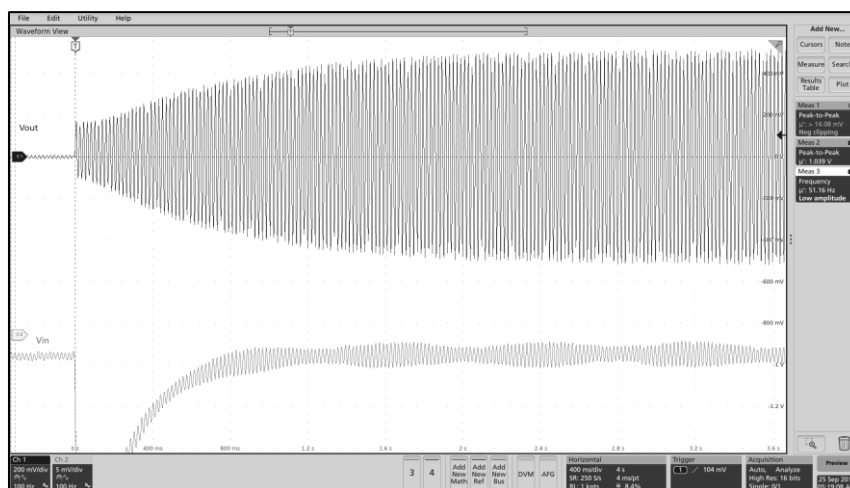


Fig. 5.3 Răspunsul în timp pentru controlerul *PR* analogic

5.3. Controlul invertorului monofazat

Următorul set de teste se efectuează asupra invertorului monofazat folosind controlul digital și diferite tipuri de sarcini conectate la ieșire. Se vor evalua atât spectrul curentului de ieșire cât și răspunsul la variația unor parametri externi cum ar fi tensiunea de intrare a invertorului.

Un rezistor de 10Ω și putere disipată maximă de $50W$ este folosit ca sarcină pentru invertorul monofazat pentru evaluarea performanțelor controlerului PR în cazul sarcinilor liniare. Tensiunea de alimentare a invertorului este între $20V$ și $60V$ furnizată de către o sursă de laborator reglabilă. Frecvența de comutație este fixă, de $20kHz$, iar tipul de modulație PWM folosit este cel simetric cu purtătoare triunghiulară. Se introduc pe rând termeni rezonanți și se urmăresc efectele acestor termeni asupra spectrului curentului de ieșire. Rezultatele sunt prezentate în figurile 5.4 și 5.5.

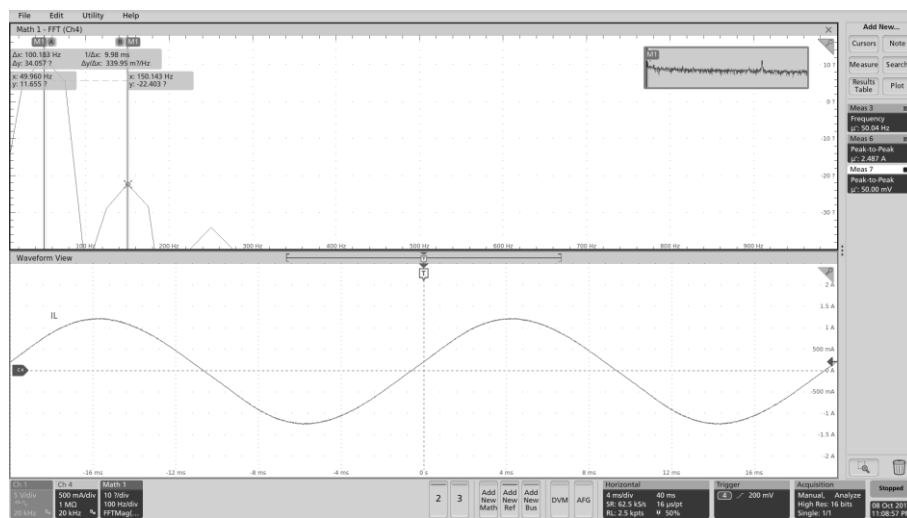


Fig. 5.4 Spectrul curentului din inductor; controlul este de tip PR cu un singur termen rezonant (50 Hz)

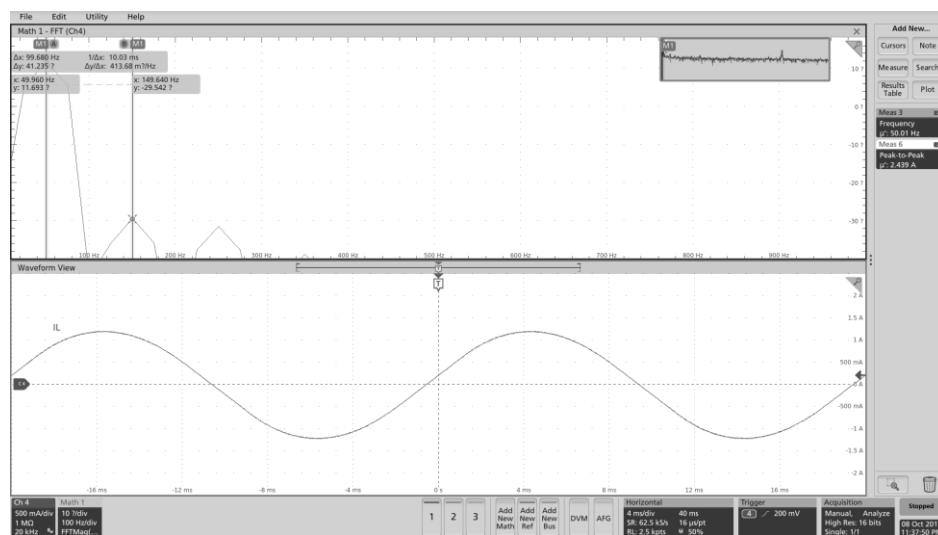


Fig. 5.5 Spectrul curentului din inductor; controlul este de tip PR cu doi termeni rezonanți (50 Hz și 150 Hz)

Sarcina neliniară se compune dintr-un redresor monofazat dublă alternanță urmat de un condensator de $4700\mu\text{F}$. Sarcina redresorului este același rezistor de $10\Omega/50\text{W}$. Pentru primele teste se folosește controlerul *PR* cu un singur termen rezonant acordat pe frecvența fundamentală și câștig proporțional unitar. Spectrul curentului de ieșire în acest caz este prezentat în Fig.5.6.

Pentru următorul set de teste se introduc pe rând termeni rezonanți suplimentari acordați pe frecvențele corespunzătoare armonicilor a treia, a cincea respectiv a șaptea. Rezultatele obținute sunt prezentate în Fig.5.7. Se remarcă eliminarea selectivă a armonicilor dominante asigurată de câștigul ridicat al controlerului la frecvențele corespunzătoare acestor armonice.

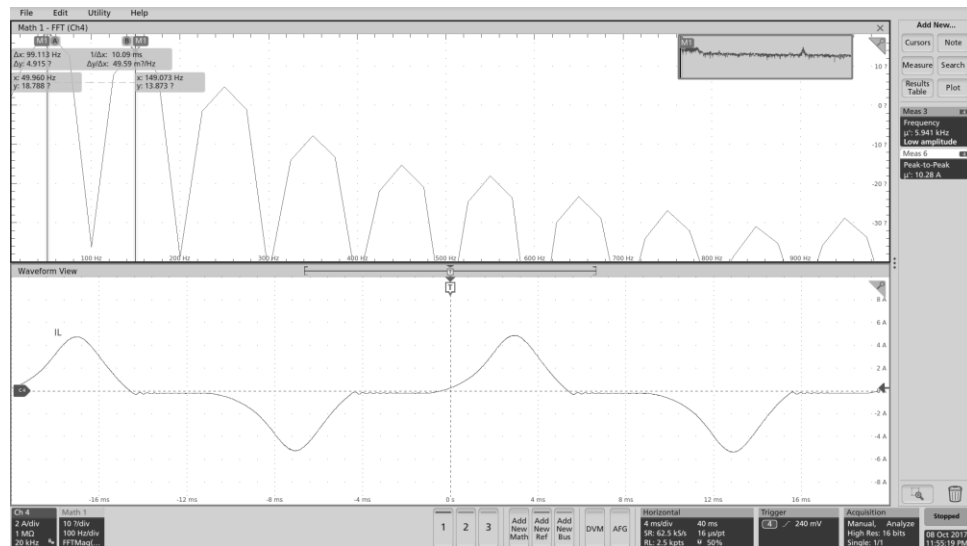


Fig. 5.6 Spectrul curentului din inductor în cazul sarcinii neliniare; controlul este de tip PR cu un singur termen rezonant (50 Hz)

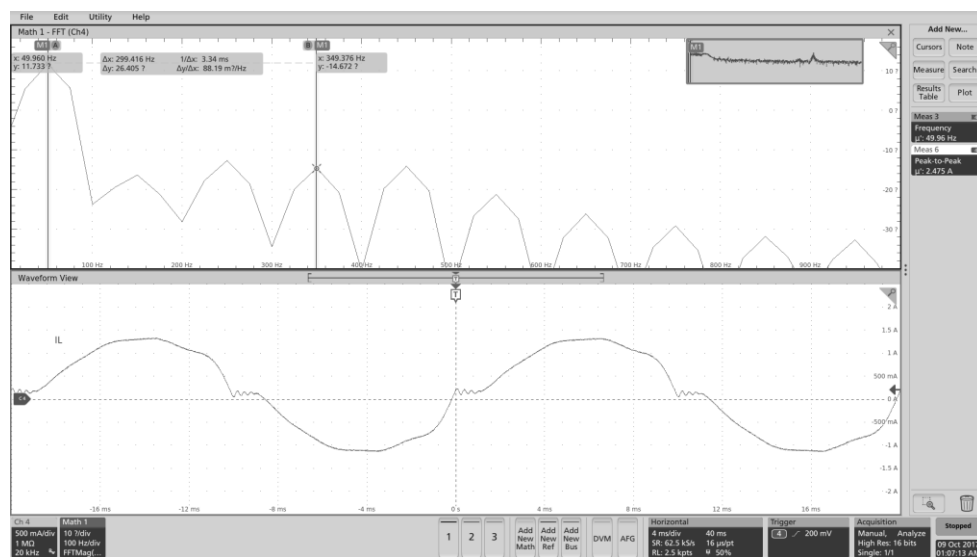


Fig. 5.7 Spectrul curentului din inductor în cazul sarcinii neliniare; controlul este de tip PR cu patru termeni rezonanți (50 Hz, 150 Hz, 250 Hz, 350 Hz)

Evaluarea răspunsului la semnalul de tip treaptă unitate se face în primul caz prin varierea tensiunii de alimentare a inverterului și urmărirea efectului asupra parametrului controlat, respectiv curentul de ieșire. Sarcina folosită în acest caz este liniară ($10\Omega/50W$) iar controlerul *PR* conține doar un singur termen rezonant acordat pe frecvența fundamentală. Răspunsul controlerului *PR* la variația bruscă a tensiunii de alimentare de la 30V la 60V este prezentat în Fig.5.8. Se remarcă timpul lung de răspuns, similar celui obținut din simulări.

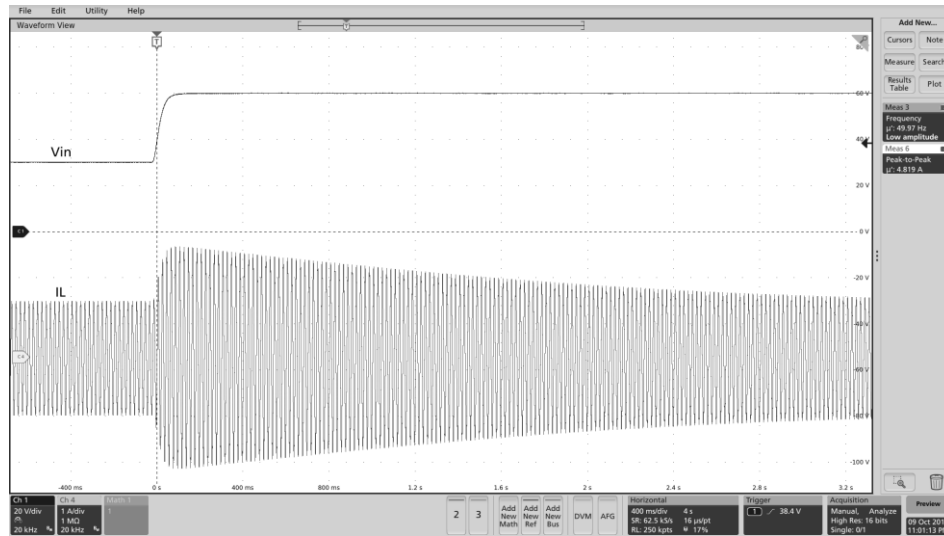


Fig. 5.8 Răspunsul controlerului la variația tensiunii de intrare inverterului

5.4. Concluzii

Controlerul *PR* asigură performanțe excelente atunci când este folosit pentru controlul convertoarelor de putere ce necesită semnale de referință variabile. Aceste performanțe sunt confirmate de testele efectuate pe platforma hardware implementată în acest scop. Rezultatele practice concordă într-o măsură foarte mare cu rezultatele obținute în urma simulărilor.

Dintre avantajele controlului de tip *PR* se pot aminti:

- Controlerul *PR* operează în *SRSs*. Acesta este un avantaj fundamental care duce la reducerea semnificativă a complexității sistemului de control; nu mai sunt necesare numeroase schimbări de coordonate mai ales în cazul sistemelor trifazate.
- Câștigul foarte ridicat la frecvențele de rezonanță. Practic eroarea staționară în cazul componentelor spectrale ce coincid cu frecvențele de rezonanță este nulă (foarte mică în cazul unei implementări reale).
- Termenii rezonanți sunt selectivi asigurând o rejecție excelentă a zgomotului. Se obțin performanțe ridicate folosind un câștig proporțional scăzut, reducându-se astfel sensibilitatea controlerului la zgomotul introdus de convertorul de putere.
- Eliminarea selectivă a armonicilor, foarte importantă în cazul *FAP*, se realizează foarte ușor. Practic se introduc termeni rezonanți pe frecvențele armonicilor ce trebuie eliminate.
- Controlerul *PR* aparține familiei de controlere lineare. Astfel, pentru analiza sistemelor de control *PR* se pot folosi metodele simple, consacrate de analiză precum diagramele *Bode* și *Nyquist*.

Metoda simplificată de implementare propusă în 3.3 face posibilă realizarea controlerului *PR* folosind *DSP*-uri cu cost scăzut, de 16 biți în virgulă fixă. Se deschide astfel calea dezvoltării de aplicații performante unde costul alocat implementării și analizei sistemului de control este ținut sub control. Performanțele măsurate pentru acest tip de implementare sunt excelente; eroarea staționară pentru cazul în care este controlat curentul de ieșire al unui invertor monofazat cu sarcină lineară este de aproximativ 0,6%.

Pentru cazul în care costul final al aplicației trebuie să fie foarte scăzut așa cum este cazul *UPS* de uz comercial se poate implementa controlul de tip hibrid. Utilitatea acestui tip de control, relativ restrânsă din cauza toleranțelor componentelor pasive folosite la implementare, a fost confirmată de testele practice.

6. Concluzii

6.1. Rezultate obținute

În Capitolul 2 au fost prezentate metodele uzuale de control pentru convertoarele de putere cu semnale de referință variabile: controlul de tip histeretic și controlul cu variabile glisante, ambele aparținând familiei de controlere neliniare, controlerul de tip *PI* în sistemul de referință sincron, controlerul de tip *Vector PI*, controlerul de tip repetitiv și controlerul rezonant de tip *PR*. Pentru fiecare metoda s-au precizat avantajele și dezavantajele precum și sistemul de referință în care operează respectivul tip de controler. Capitolul se încheie cu o serie de concluzii legate de metodele de control prezentate cea mai importantă fiind legată de controlerul rezonant de tip *PR*. Aceasta metodă este considerată de autor ca fiind metoda modernă de control pentru convertoarele de putere menționate asigurând atât performanțe foarte bune cât și o simplitate remarcabilă în ceea ce privește implementarea practică și analiza teoretică.

Capitolul 3 discută despre implementarea controlului rezonant de tip *PR* în cele două domenii fundamentale, *s* respectiv *z*. Sunt propuse cinci topologii de circuite analogice ce pot fi folosite pentru implementarea controlerului *PR* în domeniul *s*. Aceste circuite pot fi folosite atât pentru simularea convertorului folosind simulatoare ce operează exclusiv în domeniul de timp continuu cât și pentru implementarea controlului rezonant hibrid în cazul aplicațiilor de cost scăzut. În ceea ce privește implementarea în domeniul *z* au fost discutate efectele ce limitează performanțele acestui tip de control în special atunci când se folosesc *DSP*-uri în virgula fixă și cu putere de calcul relativ restrânsă. Pentru a face posibilă implementarea facilă a controlului rezonant folosind procesoare de cost scăzut, autorul a propus folosirea amplificatorului sensibil la fază și filtre defazoare de tip „trece-tot”. Astfel, folosind această tehnică este posibilă implementarea controlerului *PR* folosind *DSC*-uri de 16 biți în virgulă fixă special dezvoltate pentru controlul convertoarelor de putere. În acest capitol s-au evaluat atât prin simulări cât și analitic efectele factorului de amortizare nenul asupra performanțelor controlului (aparitia unei erori staționare ce poate fi determinată analitic și modificarea răspunsului sistemului la un stimul de tip „treapta unitate”). De asemenea s-au evaluat efectele procesului de cuantizare și ale zgomotului asupra performanțelor controlerului *PR* implementat în domeniul *z*.

În Capitolul 4 autorul evaluează performanțele controlului rezonant în cazul celor trei categorii majore de convertoare cu referințe variabile: invertoarele, *FAP* și circuitele de corecție a *FP*. Pentru fiecare tip de convertor s-au evaluat parametrii precum eroarea staționară și spectrul curentului folosind diverse metode de control. În acest capitol autorul propune controlul hibrid pentru invertoarele monofazate. Metoda hibridă de control presupune rularea controlului rezonant în domeniul *s* iar generarea semnalului de referință

precum și cel *PWM* se face de către un microcontroller în domeniul z . Obiectivul principal al acestei metode este reducerea costului controlerului astfel încât și sistemele simple precum cele rezidențiale să beneficieze de avantajele aduse de acest tip de control.

Rezultatele practice sunt prezentate în Capitolul 5. Metodele de implementare a controlului rezonant propuse în Capitolele 3 și 4 sunt evaluate folosind o platformă hardware ce conține un inverter monofazat și o placă de comandă și control. Autorul a implementat controlul rezonant de tip *PR* folosind metoda ce are la bază amplificatorul sensibil la fază folosind un *DSC* de 16 biți în virgulă fixă de tip *dsPIC33FJ16GS502*. Măsurătorile efectuate confirmă fezabilitatea metodei propuse; controlerul *PR* implementat conține până la patru termeni rezonanți asigurând eliminarea selectivă a armonicilor a treia, a cincea și respectiv a șaptea în cazul unei sarcini neliniare ce constă dintr-un redresor monofazat urmat de un filtru capacitiv și de un rezistor. Folosind aceeași placă de comandă și control au fost evaluate funcționarea și performanțele controlului de tip hibrid. Și această metodă se dovedește fezabilă și contribuie la reducerea semnificativă a costului acolo unde acest lucru este important (cazul micro-invertoarelor întâlnite în *UPS*-uri).

6.2. Contribuții originale

La data realizării acestei teze și după cunoștința autorului următoarele reprezintă contribuții originale:

- S-a propus implementarea termenului rezonant ce face parte din controlerul *PR* cu doua integratoare neideale. Astfel se pot simula efectele introduse de câștigul finit al termenului rezonant, fapt ce se întâlnește într-o implementare reală.
- S-au propus și prezentat câteva topologii de circuite ce pot fi folosite pentru implementarea controlerului *PR* în domeniul s . Aceste circuite pot fi folosite pentru simularea convertoarelor controlate cu controlere *PR* folosind simulatoare ce operează exclusiv în domeniul s sau pentru implementarea controlului de tip hibrid.
- S-au analizat efectele timpului de răspuns al termenului rezonant asupra performanțelor convertorului. De asemenea s-au analizat efectele câștigului finit și s-a determinat valoarea erorii staționare introdusă de acest câștig finit.
- S-a propus implementarea termenului rezonant folosind amplificatorul sensibil la fază [O.8, O.9]. Acest lucru face posibilă implementarea controlului de tip *PR* folosind *DSP*-uri în virgulă fixă cu cost scăzut.
- S-a propus folosirea controlului de tip hibrid pentru aplicațiile unde costul trebuie ținut sub control așa cum sunt micro-invertoarele [O.9]. În acest caz controlerul *PR* este implementat în domeniul s în timp ce generatorul semnalului de referință precum și modulatorul *PWM* sunt implementate în domeniul z folosind un microcontroller de 8 biți.
- S-a propus introducerea unui termen rezonant în bucla de control a unui circuit *CFP* [O.1]. Astfel se pot îmbunătăți performanțele în special în cazul aplicațiilor de putere mare unde frecvența de comutație este mică, apropiată de frecvența semnalului de referință.

6.3 Lista lucrărilor originale

[O.1] Oprea S., Rădoi C., Florescu A., “Single-phase power factor correction circuit with Proportional-Resonant control”, ECAI 2014, October 23 – October 25, 2014.

- [O.2] Oprea S., Hamzescu-Rosu M., Rădoi C, “ Implementation of Simple MPPT Algorithms Using Low-Cost 8-Bit Microcontrollers”, ECAI 2014, October 23 – October 25, 2014.
- [O.3] Florescu A., and Oprea S., "High Efficiency LLC resonant converter with digital control", Revue Roumaine des Sciences Techniques – Serie Electrotechnique et Energetique, pp. 183-192, ISSN 0035-4066, 2013.
- [O.4] Adriana Florescu , Sergiu Oprea, "PV charger system using a synchronus buck converter", Proceedings of Simpozionul Național de Electrotehnică Teoretică (SNET 2013), 14 Decembrie 2012, Facultatea de Inginerie Electrică, Universitatea "Politehnica" din București, pp. 238-243, ISSN 2067-4147
- [O.5] Sergiu Oprea, Constantin Rădoi, Adriana Florescu, Andrei-Stefan Savu and Adrian-Ioan Lită, "Power Architectures and Power Conditioning Unit for Very Small Satellites", Lecture Notes in Energy vol. 37, Springer International Publishing AG 2017, ISBN 978-3-319-49874-4
- [O.6] Andrei Cocor, Adriana Florescu, Ana-Maria Popescu, Dan-Alexandru Stoichescu, Sergiu Oprea „Power supply blocks with Cúk and self - lift Cúk converters for telecommunication sites”, International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), 2014
- [O.7] Mihnea Roșu-Hamzescu, Sergiu Oprea, Cristina Polonschii, Eugen Gheorghiu, Mihaela Gheorghiu, „High Performance Low Cost Impedance Spectrometer for Biosensing”, 21st International Conference on Control Systems and Computer Science, 2017
- [O.8] S. Oprea, C. Rădoi, „On the implementation of rezonant controlers in continuous and discrete time domains”, Buletinul științific al universitatii „Politehnica” din București, 2018, în publicare

6.4 Perspective de dezvoltare ulterioară

Tematica abordată va continua sa fie una de actualitate în măsura în care interesul pentru dezvoltarea aplicațiilor dedicate conversiei energiei provenite din surse alternative (panouri solare, generatoare eoliene, etc.) se menține ridicat. În ceea ce privește dezvoltarea ulterioară se pot aminti următoarele direcții:

- Dezvoltarea de metode noi pentru implementarea termenilor rezonanți în domeniul z care să asigure simultan două deziderate: precizie ridicată, simplitatea analizei teoretice și a realizării practice. Acest lucru face posibilă reducerea semnificativă a timpului alocat calculelor controlerului; astfel se pot implementa sarcini auxiliare de către procesor cum ar fi analiza spectrală a semnalului eroare în cazul *FAP*.
- Studiul implementării termenilor rezonanți în domeniul s folosind tehnici precum cea cunoscută sub numele de „*filtre cu capacități comutate*”. Astfel se poate asigura acuratețea ridicată a frecvenței de rezonanță a termenului rezonant fără folosirea componentelor scumpe și de dimensiuni mari precum condensatoarele de precizie.

Bibliografie selectivă

- [1] R. Bojoi, L. Limongi, F. Profumo, D. Ruiu, and A. Tenconi, "Analysis of current controllers for active power filters using selective harmonic compensation schemes," *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, vol. 4, no. 2, pp. 139–157, 2009.
- [2] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, "Comparison of current control techniques for active filter applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, Oct. 1998.
- [3] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani, P. Mattavelli, "A dead-beat adaptive hysteresis current control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 4, pp. 1174–1180, Jul. 2000.
- [4] M. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage source PWM converters: a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, Oct. 1998.
- [5] M. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage source PWM converters: a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, Oct. 1998.
- [6] B. Bose, "An adaptive hysteresis-band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 5, pp. 402–408, Oct. 1990.
- [7] M. Teodorescu, "Metode și Sisteme Avansate de Comandă pentru Filtre Active de Putere", Teza de doctorat, 2012.
- [8] P. Mattavelli, "An improved deadbeat control for UPS using disturbance observers," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 206–212, Feb. 2005.
- [9] P. Chapman, S. Sudhoff, "A multiple reference frame synchronous estimator/ regulator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 197–202, Jun. 2000.
- [10] P. Mattavelli, "A closed-loop selective harmonic compensation for active filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 81–89, Jan./Feb. 2001.
- [11] M. Tomizuka, "Zero phase error tracking algorithm for digital control", *J. OD Dynamic Systems Measurements Control*, vol. 109, pp. 65–68, Mar. 1987.
- [12] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo, "Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 6, pp. 1402–1412, Nov. 2005.
- [13] D. Ruiu, R. I. Bojoi, L. R. Limongi, and A. Tenconi, "New stationary frame control scheme for three-phase PWM rectifiers under unbalanced voltage dips conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 1, pp. 268–277, Jan./Feb. 2010.
- [14] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," in *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, Sep. 2006, pp. 750–762.
- [15] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," in *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC*, vol. 1, 2004, pp. 580–586.
- [16] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P.C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 5, Sep. 2006.
- [17] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, "Proportional-Resonant Controllers. A New Breed of Controllers Suitable for Grid-Connected Voltage-Source Converters," *Journal of Electrical Engineering*, 2006.
- [18] M. Newman, D. Holmes, J. Nielsen, F. Blaabjerg, "A dynamic voltage restorer (DVR) with selective harmonic compensation at medium voltage level," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1744–1753, Nov./Dec. 2005.
- [19] A. V. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems," in *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC*, Mar. 2006.

- [20] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar, P. Fernandez-Comesana, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, July 2010
- [21] A. G. Yepes, Francisco D. Freijedo, Oscar Lopez, Jesus Doval-Gandoy, "High-Performance Digital Resonant Controllers Implemented With Two Integrators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 2, Feb. 2011
- [22] A. G. Place, G. H. Allen, "Generalized Pole Sensitivity Analysis Due to Parameter Perturbation," *IEEE Transactions on Circuits and Systems—II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, no. 10, October 1997
- [23] A. G. Place, G. H. Allen, "Perturbation Effects on Filters Having Localized Poles," *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, May 1995
- [24] Phillip A. Regalia, Sanjit K. Mitra, P. P. Vaidyanathan "The Digital All-Pass Filter: A Versatile Signal Processing Building Block," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, No. 1, Jan. 1988
- [25] B. Widrow, "Statistical Analysis of Amplitude-Quantized Sampled-Data Systems," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry*, Vol. 79, Issue 6, Jan. 1961
- [26] G. Chiorboli, "Uncertainty of Mean Value and Variance Obtained from Quantized Data," *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Anchorage, Alaska, USA*, 21-23 May, 2002
- [27] M. F. Wagdy, W-M Ng, "Validity of Uniform Quantization Error Model for Sinusoidal Signals Without and With Dither," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. vol. 38. no. 3. June 1989
- [28] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. J. Hudgins, Ed. Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [29] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, M. E. Salgado, *Control System Design*. Prentice Hall, 2000.
- [30] H. T. N. Charles L. Phillips, *Digital Control System Analysis and Design*,. 3rd Edition. Prentice Hall, 1995.
- [31] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 1st ed. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [32] K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 2009.
- [33] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics. Selected Problems*, Academic Press 2002, ISBN 0-12-402772-5.
- [34] Jean-J. E. Slotine, W. Li, *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991
- [35] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., New York, Kluwer Academic Publishers, 2004.