

CONTRIBUȚII LA ANALIZA ÎN DOMENIUL TIMP A VARIAȚIILOR DE FUNCȚIONARE A MAȘINII ASINCRONE DE PUTERE REDUSĂ

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul INGINERIE ELECTRICĂ
de către

Nicușor TOTOR

Conducător științific:

Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing Alexandru VASILIEVICI

prof.univ.dr. Ioan-Adrian VIOREL

prof.univ.dr.ing. Claudia Steluța MARTIȘ

prof.univ.dr.ing. Iuliu DELEȘEGA

Ziua susținerii tezei: 29 Octombrie 2010

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|------------------------|---------------------------------------------|
| 1. Automatică | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie | 8. Inginerie Industrială |
| 3. Energetică | 9. Inginerie Mecanică |
| 4. Ingineria Chimică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 5. Inginerie Civilă | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2010

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Electrotehnică și Electroenergetică „Politehnica” din Timișoara. Mulțumiri deosebite se cuvin prof.dr.ing. Ion Boldea și conf. dr. Ing. Lucian Nicolae Tutelea pentru atenta și competența îndrumare pe parcursul elaborării tezei. Totodată se aduc mulțumiri prof. dr. ing. Ioan-Adrian Viorel pentru ajutorul acordat la elaborarea articolelor autorului și prof.dr.ing. Ștefan Preitl și prof.dr.ing. Radu-Emil Precup pentru punerea la dispoziție a convertorului electronic de putere redusă .

Timișoara, octombrie 2010

Nicușor Totor

Soției mele Marinela și fiicei noastre Andreea-Beatrice.

Totor , Nicușor

Contribuții la analiza în domeniul timp a variațiilor de funcționare a mașinii asincrone de putere redusă

Teze de doctorat ale UPT, Seria 6, Nr. 17, Editura Politehnica, 2010, 92 pagini, 143 figuri, 6 tabele.

ISSN:1842-7022

ISBN: 978-606-554-027-9

Cuvinte cheie:

Circuit intermediar de tensiune continuă , variații de tensiune și curent , model intern

Rezumat,

Se efectuează analiza în domeniul timp a variațiilor momentane ale tensiunii și curentului motorului asincron trifazat (MAS) de putere redusă (≤ 200 W) , datorate variațiilor tensiunii condensatorului electrolitic de filtraj (Cf) din circuitul intermediar de tensiune continuă al convertorului electronic (CE) și a oportunității reducerii capacității acestuia fără o creștere importantă a efectului negativ asupra variațiilor în regim nestaționar , situație aleasă pentru analiza comparativă a diferitelor variații rezultate prin micșorarea la jumătate a valorii capacității condensatorului electrolitic . Se face o analiză cu simulatorul numeric a situațiilor din practica acționărilor pentru care apar aceste variații folosind un model intern al circuitului intermediar (CI) , special construit pentru puteri reduse și se interpretează rezultatele pe o Mas de 180 wați pe arborele căreia s-a montat un ventilator . Se prezintă o realizare practică de măsurarea variațiilor de tensiune - curent alternative ale CSF și de tensiune - curent continue ale CI efectuate cu un sistem de achiziție digital , pentru validarea modelului propus .

CUPRINS	5
Notații	6
Capitolul 1 –	
1.1Introducere.	7
1.2Scopul tezei.	9
Capitolul 2 –Analiza pe domenii a variațiilor MAS de mică putere alimentate cu CE .	
2.1Analiza în domeniul timp a funcționării MAS cu CE.	11
2.2Analiza în domeniul timp a funcționării redresorului și a CI al CE.	20
2.3 Analiza în domeniul frecvență a funcționării Mas cu CE	23
Capitolul 3 – Analiza pe modele a funcționării MAS de putere redusă	
3.1 Modelul cu blocuri de simulare al MAS	28
3.2 Modelul cu blocuri de simulare al inverterului	31
3.3 Modelul cu blocuri de simulare al CI al CE	36
Capitolul 4 - Analiza simulărilor variațiilor de funcționare a Mas de putere redusă	
4.1 Funcționarea independentă de sarcină al MAS MP	40
4.2 Funcționarea cu sarcină constantă al MAS –ML	43
4.3 Funcționarea cu sarcină variabilă al MAS-MP	46
Capitolul 5 – Analiza experimentală a variațiilor de funcționare a unei Mas de 180 W	
5.1 Analiza variațiilor tensiunii continue a CI	50
5.2 Analiza variațiilor tensiunilor - curenților la pornire	52
5.3 Analiza variațiilor tensiunilor-curenților la reversare	55
5.4 Analiza variațiilor tensiunilor și curenților la oprire	56
5.5 Spectrul tensiunilor Mas alimentate de la CE	58
Capitolul 6 –Concluzii , perspective și contribuții	64
Contribuțiile autorului	66
Anexa	67
Bibliografie	86
Bibliografie selectivă	91

Notații

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	curenții de fază statorici , [A]
i_{sd}, i_{sq}	curenții statorici direct , respectiv în cuadratură , [A]
$i_m = i_s + i_r$	curentul de magnetizare , [A]
I_{cc}	curentul continuu al CI, [A]
I_R	curentul continuu al redresorului, [A]
I_C	curentul continuu al condensatorului electrolitic, [A]
$L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$	inductivitatea de dispersie statorică , respectiv rotorică , [H]
$M = \frac{3}{2} L_m$	inductivitatea mutuală (de magnetizare) , [H]
M_{em}	cuplul electromagnetic al MAs , [Nm]
p	numărul perechilor de poli ai MAs ,
R_s, R_r, R_m	rezistența statorică , rotorică , respectiv de magnetizare [Ω]
t	variabila timp , [μ s]
$T = \frac{1}{f}$	perioada , tensiunii de alimentare a Mas [ms]
u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}	tensiunile de fază statorice , [V]
u_{sd}, u_{sq}	tensiunile statorice directă , respectiv în cuadratură , [V]
U_{cc}	tensiunea continuă a CI , [V]
Ω	viteza unghiulară mecanică , [rad/s]
$\omega = 2\pi f$	pulsația electrică , [rad. el./s]

Capitolul 1 - Introducere.

Acționările electrice trifazate de putere redusă și cost scăzut existente în exploatare în Uniunea Europeană și Statele Unite ocupă primul loc în consumul de energie electrică, datorită domeniului vast de aplicație ale acestora [2], [16], [27], [60]. Există o tendință generală de reducere a numărului de elemente componente ale acestora în vederea reducerii costului de fabricație și a cheltuielilor cu mentenanța în exploatare [26]. În acest context se înscrie și miniaturizarea circuitului de filtrare pasivă a tensiunii cuasicontinue a circuitului intermediar de tensiune a convertorului electronic[CE].

În trecut acest condensator, preponderent în variantă electrolică, era ales de valoare cât mai mare pentru asigurarea unei variații considerate nule, însă cu timpul s-a demonstrat că această soluție nu este adecvată scopului propus [18], [20], [39]. Lucrarea de față abordează analiza în domeniul timp a funcționării Mas cu CE, în particular analiza variațiilor de tensiune continuă a circuitului intermediar [CI] cu ajutorul unui model intern complet bazat pe ecuațiile diferențiale de tensiune-curent ale inductanței serie și a capacității paralele de filtrare, precum și teoremele lui Kirchoff. Reducerea capacității condensatorului de filtrare reprezintă un deziderat care preocupă și astăzi pe cercetătorii din domeniu[20], [41]. Până acum însă modelul de stare al CI a fost numai descris de ecuații nesoluționate și aceasta numai pentru CE de curent [100].

S-au implementat diferite tipuri de control stabilizant al variațiilor tensiunii continue, care au condus la creșterea prețului echipamentului și mărirea numărului de elemente constitutive. După anul 2000 o creștere semnificativă a avut loc în ce privește puterea de calcul necesară implementării strategiilor cunoscute de control [46], [97]. Controlul scalar al mașinii asincrone (MAs) folosind controlere ce au implementat numeric această strategie de conducere a lor este utilizat pe scară largă și în domeniul puterilor mici ($< 200 \text{ W}$) pentru a oferi un răspuns satisfăcător în cuplu considerat proporțional cu pătratul amplitudinii tensiunii sau curentului statoric [15], [22].

Aceste controlere sunt deseori bazate pe unități de calcul de 16 sau 32 biți cu librării proprii de implementare a algoritmilor de control dar care necesită în continuare proceduri de dezvoltare și realizare rapidă în vederea reducerii timpului dintre testarea prototipului și fabricația de serie[40]. Astfel uneori se definește tensiunea cuasicontinuă ca fiind tensiunea continuă înmulțită cu un factor de corecție dat de valoarea optimă și valoarea nominală a tensiunii continue a circuitului intermediar (CI) [47]. O analiză particulară reprezintă modelul pentru care tensiunile și curenții statorici sunt considerate sinusoidale dar ecuațiile tensiune-curent sunt derivate din modelul ortogonal. În regim tranzitoriu sau cuasitransitoriu considerarea variațiilor tensiunilor și curenților este mai adecvată analizei în domeniul timp pentru că variațiilor momentane ale tensiunilor și curenților determină variații ale cuplului electromagnetic [1], [24], [29].

Modelul rezultat prin considerarea de variații mici și liniare în imediata vecinătate punctului de lucru al MAs numit și modelul micilor variații sau de semnal mic în teoria sistemelor, descrie mai bine variațiile de tensiune-curent ale Mas existente în acest regim [48]. Acest tip de model este utilizat la analiza în domeniul timp și frecvență a funcționării mașinilor electrice alimentate de la convertoare electronice de frecvență (CE), prezentat în Capitolul 2 [26].

Variațiile tensiunii continue ale CE determină variații semnificative ale tensiunii alternative de ieșire mică putere cu consecințe negative asupra fluctuațiilor cuplului și fluxurilor magnetice. În această disertație este considerat în mod special modelul de semnal mic al MAs după care în mod obișnuit se realizează analiza regimului dinamic [49]. MAs de mică putere față de avantajele binecunoscute acestui tip de masina prezintă cel puțin patru dezavantaje binecunoscute [2]

- curentul de magnetizare reprezintă 55 % din curentul nominal,
- alunecarea nominală este mărită (0,055) ,
- grad de încărcare, randament și factor de putere scăzute (~ 65 %)
- instabilitate la funcționarea în circuit deschis (fără reacție) .

Lucrarea este împărțită în șase capitole . Astfel , după Introducere în Capitolul 2 se rezolvă pe cale analitică sistemul de ecuații bazat pe modelul ortogonal al Mas pentru determinarea variațiilor curentului . Datorită variațiilor dependente de sarcină ale tensiunii U_c , la vârf curenții au o variație exponențială și nu sinusoidală . Analiza în domeniul timp a redresorului și al CI pune în evidență existența fluctuațiilor tensiunii U_c indiferent dacă sarcina este conectată sau nu și aceste fluctuații au fost validate experimental . Se determină o ecuație de gradul doi care face legătura dintre variațiile ΔU_c și curentul statoric și se rezolvă aceasta . Formularea acestei legături reprezintă prima contribuție adusă de autor și prezentată în teză . Pentru că analiza în frecvență pornește de la analiza în timp a mărimilor electrice considerate se consideră oportună determinarea locului rădăcinilor pentru o Mas de 180 W . Se constată că se obține o alură nouă pentru locul rădăcinilor , neîntâlnită pînă în prezent în literatură . În Capitolul 3 se prezintă modul de construire a structurilor cu blocuri bazate pe ecuațiile ca funcții de timp ale redresorului , circuitului intermediar și al inverterului de tensiune trifazat . Contribuția majoră în opinia autorului o reprezintă conceperea unei model intern de calcul al variațiilor tensiunii continue pentru MAs de putere redusă bazat în totalitate pe ecuațiilor integro-diferențiale ale circuitului de filtrare format din inductivitatea L_f și capacitatea de filtrare C_f . O analiză completă analitică și experimentală se poate face utilizând în mod intensiv mărimi instantanee ale variabilelor electrice de funcționare . În continuare în Capitolul 4 se prezintă rezultatele simulărilor și în Capitolul 5 cele ale măsurătorilor efectuate cu un analizor modern de calitate a energiei electrice utilizat în Energetică . În Capitolul 6 se prezintă concluziile autorului și perspective ce se întrevăd pe viitor .

Din anul 2002 specificațiile tehnice pentru fabricanții de acționări de c.a. impun ca echipamentul să fie testat înainte de conectarea sarcinii și mărimile de reacție după caz trebuie măsurate. Aceasta pentru ca CE să poată rămâne operațional în caz că acesta este pornit și motorul nu este conectat [46] , [73] . În acest sens o analiză a simulării funcționării de la CE a Mas de putere redusă având condensatorul electrolitic al CI redus la jumătate după opinia autorului este binevenită , prezentat în Capitolul 4 . Un studiu asemănător , sub formă de articol fără rezultate experimentale , efectuat în domeniul frecvență privind variațiile de curent continuu ale CI se găsește în [74] .

Variațiile tensiunii statorice depind de variația tensiunii continue a circuitului intermediar care apar datorită supratensiunilor de comutație din rețeaua publică ,

a opririi cu recuperare sau a armonicilor de tensiune rezultate în urma redresării bialternanta a tensiunii monofazate , respectiv de modulația în durată (PWM) a inverterului . Acest tip de modulație este acceptat în literatură ca fiind cel mai potrivit pentru controlul optim al mașinilor electrice de curent alternativ [99]. În ce privește comanda sistemelor de acționare scalare pentru MAs de putere de până la 200 W acestea sunt disponibile actualmente în comerț iar cele de control vectorial pentru această gamă de puteri sunt încă în faza de cercetare și dezvoltare [11]. În ce privește analiza regimului tranzitor al Mas alimentate cu CE se poate afirma că acesta a început pe la jumătatea deceniului 7 rezultate notabile au fost obținute în fiecare deceniu care a urmat [96]. În Fig. 1.1 se prezintă de exemplu variațiile de cuplu electromagnetic și viteză unghiulară în timpul pornirii în gol al unei Mas de putere redusă utilizând metoda accelerării câmpului [100] , [106] .

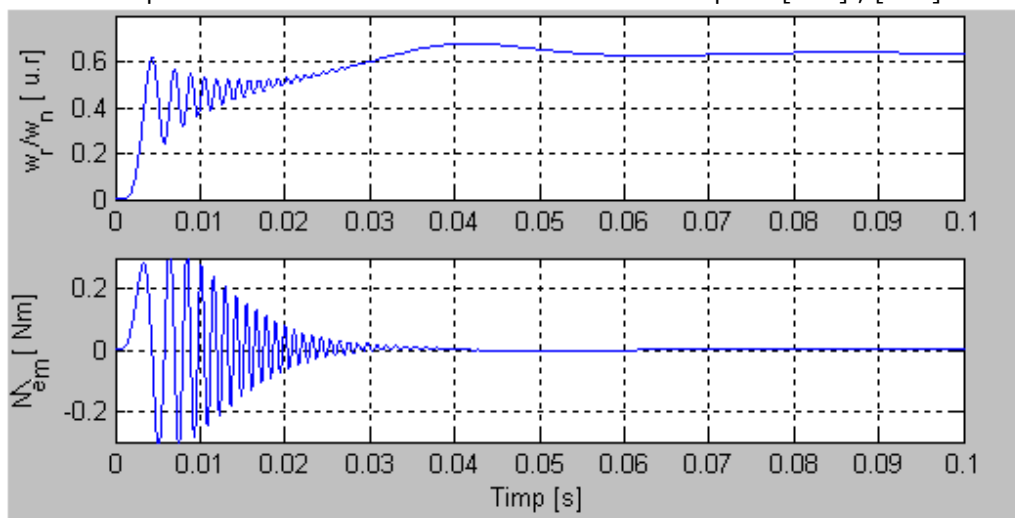


Fig. 1.1 Oscilațiile amortizate ale vitezei unghiulare la pornire în gol a unei Mas de 250 W .

Acest răspuns în viteză se datorează creșterii rapide (practic instantanee) a curentului de magnetizare , oscilațiile rapide ale cuplului determinând oscilații amortizate de viteză . Acest rezultat teoretic ne conduce la necesitate analizei amănunțite a comportării Mas de putere redusă .

1.2 Scopul tezei

Scopul principal al lucrării reprezintă analiza în domeniul timp al variațiilor momentane de tensiune și curent statoric ce caracterizează funcționarea MAs de mică putere și analiza armonică a acestora ținând cont de pulsațiile tensiunii continue , a căror amplitudine nu determină variații semnificative de funcționare existând astfel posibilitatea micșorării la jumătate a condensatorului electrolitic ales de multe ori pe considerente de limitare globală a variațiilor curentului de sarcină , dar nu și prin considerarea variațiilor instantanee ale acestora . Indiferent de variabila de proiectare aleasă tensiunea sau curentul circuitului intermediar (CI) până acum s-a lucrat cu mărimi independente de timp, fapt ce nu corespunde după cum se va vedea în această teză cu realitatea. Se demonstrează teoretic și se verifică experimental cu ajutorul modelului construit pe baza scrierii ecuațiilor diferențiale ale tensiunii și a curentului CI faptul că variațiile tensiunii continue a condensatorului electrolitic U_{cc} sunt dependente în timp de variațiile curentului

continuu al redresorului monofazat I_r , respectiv de variațiile curentului continuu de la intrarea în invertor I_i . Se determină o ecuație de gradul doi care face legătura dintre variațiile lui U_{cc} și curentul I_s având ca parametrii capacitatea C_f și frecvența de alimentare a Mas și se rezolvă această ecuație.

Numai cu ajutorul unui reglaj sincron automat al ambilor curenți I_{sd} și I_{sq} fapt ce impune un redresor comandat în curent, respectiv un invertor de tensiune (utilizat cu precădere la puteri reduse) controlat în curent, se poate ajunge la situația ideală în care la o creștere sau scădere a lui I_i să fie urmată aproape instantaneu de o scădere sau creștere a lui I_r astfel încât variația curentului condensatorului electrolitic I_c să fie zero și astfel tensiunea continuă a CI să fie constantă și independentă de sarcina CE [7],[78],[79],[72],[84]. Analiza în domeniul timp mai prezintă unele avataje fiind în acest caz mult mai concludentă decât analiza în domeniul frecvență deși cele două domenii sunt legate prin transformări integrale, pentru că se pot calcula variațiile pentru un interval de timp dat al mărimilor respective. Se efectuează simulări cu programul Matlab™ și se măsoară în timp real valorile instantanee ale tensiunii și curentului alternativ de la ieșirea CE. Pentru a putea analiza cantitativ influența filtrării tensiunii U_{cc} asupra variațiilor de tensiune alternativă de alimentare a MAs furnizate de invertorul de tensiune al CE, s-a procedat la reducerea variațiilor de tensiune continuă din circuitul a CE prin conectarea în paralel a unui condensator electrolitic suplimentar cu parametrii egali cu primul și a putea astfel analiza calitativ prin determinarea experimentală a spectrului pentru tensiune, respectiv a factorului de distorsiune a curentului pentru o fază a Mas de 180W.

Se trag concluzii privind oportunitatea micșorării variațiilor de tensiune – curent statoric prin mărirea capacității de filtrare a tensiunii continue a circuitului intermediar. De obicei analiza se efectuează pentru cazul dublării capacității condensatorului electrolitic [95]. Tensiunea variabilă a condensatorului de filtrae din CI al CE de tensiune este dependentă de variațiile curentului de sarcină al invertorului și de variațiile curentului redresorului. În cazul modulației spațiale vectoriale acest mod de considerare a tensiunii variabile a condus la posibilitatea patentării metodei [5].

În vederea optimizării costului CI utilizate la servoacționările cu performanțe reduse și a mării timpului de viață al produsului în literatură au fost concepute multe strategii de control care conduc la micșorarea capacității condensatorului de filtraj [90], [103]. Acest lucru va duce la mărirea variațiilor tensiunii continue a CI. În cazul modulației în durată (MID) aplicate CE de tensiune modulatorul rămâne în urmă cu una sau două perioade de eșantionare în urma convertorului analog numeric al tensiunii continue a CI [37]. Când motorul ajunge la frecvența de rezonanță, se produc oscilații de curent care conduc la oscilații de cuplu. Pentru a putea îmbunătății funcționarea în aceste condiții mărirea variațiilor tensiunii continue trebuie cunoscute pentru a putea proiecta o buclă internă a CE stabilizatoare de curent [66].

Astfel, variațiile curentului continuu din CI vor fi analizate prin utilizarea funcțiilor de comutație a invertorului ca funcție de timp. Aceste variații se scad din variațiile curentului redresat și filtrat de inductivitatea de netezire pentru a obține variațiile de curent din condensatorul electrolitic. Aceste variații reprezintă datele de intrare după care se alege valoarea capacității condensatorului electrolitic și după care se estimează ciclul de viață al acestuia [35], [67],[68],[70].

Capitolul 2 Analiza pe domenii a variațiilor Mas de mică putere alimentate cu convertoare electronice

În ultimul deceniu analiza interdependenței variațiilor de cuplu și flux a devenit interesantă datorită progreselor obținute de către controlul vectorial direct de cuplu și flux prin intermediul căruia se reduc pulsațiile cuplului electromagnetic [28]. În gama puterilor mici, o simulare a interdependenței variațiilor de flux asupra celor de cuplu în vederea determinării posibilităților de decuplare ale acestora încă nu a fost realizată. Variațiile flux magnetic sunt determinate direct de variațiile temporale ale curentului și tensiunii statorice conform modelului de tensiune. Deși variațiile tensiunii continue nu influențează variațiile de flux [8], o rezolvare a ecuațiilor de tensiune - curent care să determine expresia funcție de timp a componentelor axiale ale curenților statorici și rotorici când tensiunile statorice variază în trepte este necesară, pentru că astfel se va putea calcula variațiile curenților datorate variațiilor de sarcină [31].

2.1 Analiza în domeniul timp a a funcționării MAs cu CE

Cercetările în acest domeniu au fost făcute prima dată de către Ward, Kazi și Farkaš pentru Mas alimentată de la un inverter de tensiune cu 6 pulsuri funcționând la viteză unghiulară constantă. Analiza efectuată conduce la expresii explicite care se pretează la calculul exact al curenților statorici și rotorici ca funcții de timp și se bazează pe teoria celor 2 axe [65]. Modelul ortogonal descrie funcționarea Mas atât în regim static cât și dinamic și este reprezentat în fig.2.1. În regim static t.e.m. induse sunt nule. În regim dinamic situația se schimbă pentru că apare cuplajul dintre cele două axe proporțional cu viteza de variație a poziției unghiulare rotorice. La sincronism tensiunea statorică este egală cu t.e.m indusă și curenții rotorici nu conțin componenta de curent continuu.

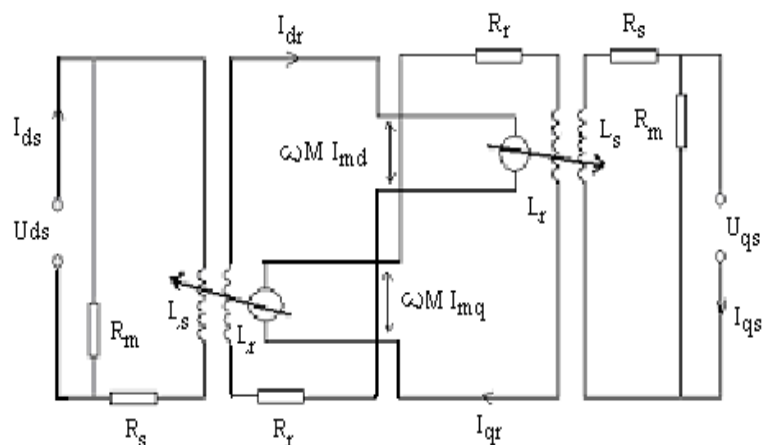


Fig.2.1 Schema electrică echivalentă dinamică a Mas a modelului ortogonal d,q.

12 Analiza în domeniul timp

Pentru a efectua o analiză în timp exactă vom presupune că Mas este alimentată cu un sistem trifazat de tensiuni dreptunghiulare pline cu amplitudinea constantă având referința punctul median al circuitului intermediar CI de tensiune continuă al convertorului electronic CE. Originea timpului este dată de momentul saltului pozitiv al tensiunii de fază U_s . Calculul se va limita la intervalul $0 < t < T/6$ adică pentru perioada trecerii fazorului flux dintr-un sector în următorul. Ecuația de stare care descrie complet comportarea Mas, se scrie matricial termen cu termen observând fig.2.1, pentru sub un sistem de referință fix statoric sub forma

$$\begin{pmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \\ U_{dr} \\ U_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & M \frac{d\theta}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} & L_r \frac{d\theta}{dt} \\ -M \frac{d\theta}{dt} & M \frac{d}{dt} & -L_r \frac{d\theta}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Prin inversarea ecuației (2.1) și aplicarea transformatei Laplace se obține:

$$i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} (Y_{s1} u_{ds} + Y_{s2} u_{qs}) \quad (2.2)$$

$$i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} (Y_{s1} u_{qs} - Y_{s2} u_{ds}) \quad (2.3)$$

$$i_{dr} = \frac{-M}{\sigma L_s L_r} (Y_{r1} u_{ds} + Y_{r2} u_{qs}) \quad (2.4)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} (Y_{r1} u_{qs} - Y_{r2} u_{ds}) \quad (2.5)$$

Admitanțele sunt polinoame funcție de variabila complexă:

$$Y_{r1} = D^{-1} \left(s^3 + \left(\frac{T_r + T_s}{\sigma} \right) s^2 + \left(\frac{T_r T_s}{\sigma} + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \right) s + \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \right) \quad (2.6)$$

$$Y_{r2} = D^{-1} \left(T_r \frac{d\theta}{dt} \frac{s}{\sigma} + \frac{T_s}{\sigma} \right) \quad (2.7)$$

$$Y_{s1} = D^{-1} \left[\left(s + T_r \right) \left\{ s^3 + \left(\frac{T_r + T_s}{\sigma} \right) s^2 + \frac{T_r T_s}{\sigma} \right\} + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \left(s + \frac{T_s}{\sigma} \right) \right] \quad (2.8)$$

$$Y_{r2} = D^{-1} k^2 \frac{d\theta}{dt} \frac{T_r s}{\sigma} \quad (2.9)$$

unde D este determinantul matricei de stare a Mas și are expresia:

$$D = \left[S^2 + \left\{ \frac{T_r + T_s}{\sigma} - j \frac{d\theta}{dt} \right\} S + T_r \frac{T_s - jd\theta/dt}{\sigma} \right] \times \left[S^2 + \left\{ \frac{T_r + T_s}{\sigma} + j \frac{d\theta}{dt} \right\} S + T_r \frac{T_s + jd\theta/dt}{\sigma} \right] \quad (2.10)$$

Dacă cele două componente ale tensiunii statorice ar fi funcții treaptă unitară Heaviside $H(t)$, curentul \dot{i}_{ds} ca funcție de timp ar avea expresia:

$$i_{ds}(t) = \frac{4}{\sigma L_s} \left\{ A_1 + {}^2 B_1 \exp(-X_1 t) \cos(X_2 t + \theta_{B1}) + {}^2 D_1 \exp(-Y_1 t) \cos(Y_2 t + \theta_{D1}) \right\} u_{ds} + \\ + \frac{4}{\sigma L_s} \left\{ A_2 + {}^2 B_2 \exp(-X_1 t) \cos(X_2 t + \theta_{B2}) + {}^2 D_2 \exp(-Y_2 t) \cos(Y_2 t + \theta_{D2}) \right\} u_{qs} \quad (2.11)$$

unde $(-X_1 \pm j X_2)$ și $(-Y_1 \pm j Y_2)$ sunt rădăcinile complexe conjugate ale ecuației: $D = 0$ (2.12)

expresii cu coeficienții dependenți de constantele de timp ale Mas și de viteza unghiulară :

$$A_1 = \frac{m_2 T_r}{(X_1^2 + X_2^2)(Y_1^2 + Y_2^2)} \quad (2.13)$$

$$B_1 = \frac{\left\{ (a_{1x} b_{1x} - a_{2x} b_{2x}) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 (m_3 - X_1) \right\}^2 + \left\{ (a_{1x} b_{2x} + a_{2x} b_{1x}) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 X_2 \right\}^2}{a_{1x}^2 + a_{2x}^2} \quad (2.14)$$

$$B_2 = \frac{m_4 \frac{d\theta}{dt}}{2 X_2 (a_{3x}^2 + a_{4x}^2)} \quad (2.15)$$

$$\theta_{B1} = \arctg \left\{ \frac{(a_{1x} b_{2x} + a_{2x} b_{1x}) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 X_2}{(a_{1x} b_{1x} - a_{2x} b_{2x}) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 (m_3 - X_1)} \right\} \quad (2.16)$$

$$\theta_{B2} = \arctg \left(- \frac{a_{3x}}{a_{4x}} \right) \quad (2.17)$$

Aceste unghiuri electrice au semnificația fazelor inițiale ale componentelor la $t=0$. (2.18)

$$A_2 = \frac{m_2 T_r}{(X_1^2 + X_2^2)(Y_1^2 + Y_2^2)} \\ D_1 = \frac{\left\{ (a_{1y} b_{1y} - a_{2y} b_{2y}) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 (m_3 - Y_1) \right\}^2 + \left\{ (a_{1y} b_{2y} + a_{2y} b_{1y}) + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 Y_2 \right\}^2}{a_{1y}^2 + a_{2y}^2} \quad (2.19)$$

$$D_2 = \frac{m_4 \frac{d\theta}{dt}}{2 Y_2 (a_{3y}^2 + a_{4y}^2)} \quad (2.20)$$

14 Analiza în domeniul timp

$$\theta_{D1} = \operatorname{arctg} \left\{ \frac{(a_{1y} b_{2y} + a_{2y} b_{1y}) + \left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2 y_2}{(a_{1y} b_{1y} - a_{2y} b_{2y}) + \left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2 (m_3 - y_1)} \right\} \quad (2.21)$$

$$\theta_{D2} = \operatorname{arctg} \left(-\frac{a_{3y}}{a_{4y}} \right) \quad (2.22)$$

unde cu m se definesc parametrii normalizați ai Mas având semnificația unor mărimi de calcul, după cum urmează

$$m_1 = \frac{T_r + T_s}{\sigma} \quad m_2 = \frac{T_r T_s}{\sigma} \quad m_3 = \frac{T_s}{\sigma} \quad m_4 = \frac{k^2 T_r}{\sigma} \quad m_5 = \frac{T_r}{\sigma} \quad (2.23+2.27)$$

iar a_{ix}, b_{ix} sunt polinoame de gradul patru în x_i și y_i care au forma:

$$a_{1x} = -2 \left[2 x_1 x_2^2 (x_1 - y_1) - \left\{ (x_1 - y_1)^2 - (x_2^2 - y_2^2) \right\} x_2^2 \right] \quad (2.28)$$

$$a_{2x} = 2 \left[\left\{ (x_1 - y_1)^2 - (x_2^2 - y_2^2) \right\} x_1 x_2 - 2 x_2^3 (x_1 - y_1) \right] \quad (2.29)$$

$$a_{3x} = (x_1 - y_1)^2 - (x_2^2 - y_2^2) \quad (2.30)$$

$$a_{4x} = 2 x_2 (x_1 - y_1) \quad (2.31)$$

$$b_{1x} = (\tau_r - x_1) (x_1^2 - x_2^2 - m_1 x_1 + m_2) - x_2 (m_1 x_2 - 2 x_1 x_2) \quad (2.32)$$

$$b_{2x} = (\tau_r - x_1) (m_1 x_2 - 2 x_1 x_2) + x_2 (x_1^2 - x_2^2 - m_1 x_1 + m_2) \quad (2.33)$$

$$b_{3x} = m_1 (x_1^2 - x_2^2) + 3 x_1 x_2^2 - x_1^3 - \left(m_2 + \left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2 \right) x_1 + m_3 \left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2 \quad (2.34)$$

$$b_{4x} = \left(m_2 + \left(\frac{d\theta}{dt}\right)^2 \right) x_2 + 3 x_1^2 x_2 - x_2^3 - 2 m_1 x_1 x_2 \quad (2.35)$$

Coeficienții a_{iy}, b_{iy} sunt la fel polinoame de gradul patru în x_i și y_i și au forma:

$$a_{1y} = -2 \left[2 y_1 y_2^2 (y_1 - x_1) - \left\{ (x_1 - y_1)^2 - (y_2^2 - x_2^2) \right\} y_2^2 \right] \quad (2.36)$$

$$a_{2y} = 2 \left[\left\{ (y_1 - x_1)^2 - (y_2^2 - x_2^2) \right\} y_1 y_2 - 2 y_2^3 (y_1 - x_1) \right] \quad (2.37)$$

$$a_{3y} = (y_1 - x_1)^2 - (y_2^2 - x_2^2) \quad (2.38)$$

$$a_{4y} = 2 y_2 (y_1 - x_1) \quad (2.39)$$

$$b_{1y} = (\tau_r - y_1) (y_1^2 - y_2^2 - m_1 y_1 + m_2) - y_2 (m_1 y_2 - 2 y_1 y_2) \quad (2.40)$$

$$b_{2y} = (\tau_r - y_1) (m_1 y_2 - 2 y_1 y_2) + y_2 (y_1^2 - y_2^2 - m_1 y_1 + m_2) \quad (2.41)$$

$$b_{3y} = m_1 (y_1^2 - y_2^2) + 3 y_1 y_2^2 - y_1^3 - \left(m_2 + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \right) y_1 + m_3 \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \quad (2.42)$$

$$b_{4y} = \left(m_2 + \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 \right) y_2 + 3 y_1^2 y_2 - y_2^3 - 2 m_1 y_1 y_2 \quad (2.43)$$

Sistemul trifazic al tensiunilor la ieșirea inverterului (egale cu tensiunea la bornele Mas) ca funcții de timp au expresiile:

$$u_a = 2 U_c \left\{ H(t) - H\left(t + \frac{3T}{6}\right) + H\left(t + \frac{6T}{6}\right) - H\left(t + \frac{9T}{6}\right) + \dots \right\} \quad (2.44)$$

$$u_b = 2 U_c \left\{ H\left(t - \frac{2T}{6}\right) - H\left(t - \frac{5T}{6}\right) + H\left(t - \frac{8T}{6}\right) - H\left(t + \frac{11T}{6}\right) + \dots \right\} \quad (2.45)$$

$$u_c = 2 U_c \left\{ -H\left(t - \frac{T}{6}\right) + H\left(t - \frac{4T}{6}\right) - H\left(t - \frac{7T}{6}\right) + H\left(t + \frac{10T}{6}\right) - \dots \right\} \quad (2.46)$$

Componentele pe axe ale tensiunii statorice ca funcții de timp se determină înlocuind (2.44), (2.45), (2.46) în relațiile:

$$u_{ds} = \frac{-1}{\sqrt{2}} (u_c + u_b) \quad (2.47)$$

$$u_{qs} = -\frac{u_b}{\sqrt{6}} \quad (2.48)$$

Astfel expresia inițială ca funcție de timp a componentelor axiale ale curentului statoric (vezi 2.11) nu mai este valabilă și expresia completă se obține din seria pașilor de timpi trecuți produși de toate aceste funcții treaptă cu întârzierile pe care le determină în dinamica rapidă a Mas. Înlocuind (2.47), (2.48) și (2.44), (2.45), (2.46) în (2.11) și făcând suma infinită , expresia curenților datorată exclusiv salturilor în timp a tensiunii

u_a și a coeficientului B_1 după regruparea termenilor comuni, devine:

$$\pm B_1 \exp(-x_1 t) \left(J_x \cos(x_2 t + \theta_{B1}) + S_x \sin(x_2 t + \theta_{B1}) \right) \quad (2.49)$$

Expresia curenților datorată exclusiv salturilor în timp a tensiunii u_b și a coeficientului B_1 este:

$$\pm B_1 \exp\left\{-x_1 \left(t + \frac{T}{6}\right)\right\} \left[J_x \cos\left\{x_2 \left(t + \frac{T}{6}\right) + \theta_{B1}\right\} + S_x \sin\left\{x_2 \left(t + \frac{T}{6}\right) + \theta_{B1}\right\} \right] \quad (2.50)$$

și cea datorată exclusiv salturilor în timp a tensiunii U_{cc} și a coeficientului

B_1 este:

$$\pm B_1 \exp\left\{-x_1 \left(t + \frac{2T}{6}\right)\right\} \left[J_x \cos\left\{x_2 \left(t + \frac{2T}{6}\right) + \theta_{B1}\right\} + S_x \sin\left\{x_2 \left(t + \frac{2T}{6}\right) + \theta_{B1}\right\} \right] \quad (2.51)$$

unde J_x , S_x , respectiv J_y , S_y sunt următoarele rapoarte funcție de perioada T și semiperioada T/2:

$$J_x = \frac{1 + \exp\left(-x_1 \frac{T}{2}\right) \cos\left(x_2 \frac{T}{2}\right)}{1 + \exp\left(x_1 T\right) + 2 \exp\left(-x_1 \frac{T}{2}\right) \cos\left(x_2 \frac{T}{2}\right)} \quad (2.52)$$

16 Analiza în domeniul timp

$$S_x = \frac{\exp\left(-X_1 \frac{T}{2}\right) \sin\left(X_2 \frac{T}{2}\right)}{1 + \exp\left(X_1 T\right) + 2 \exp\left(-X_1 \frac{T}{2}\right) \cos\left(X_2 \frac{T}{2}\right)} \quad (2.53)$$

$$J_y = \frac{1 + \exp\left(-Y_1 \frac{T}{2}\right) \cos\left(Y_2 \frac{T}{2}\right)}{1 + \exp\left(Y_1 T\right) + 2 \exp\left(-Y_1 \frac{T}{2}\right) \cos\left(Y_2 \frac{T}{2}\right)} \quad (2.54)$$

$$S_y = \frac{\exp\left(-Y_1 \frac{T}{2}\right) \sin\left(Y_2 \frac{T}{2}\right)}{1 + \exp\left(Y_1 T\right) + 2 \exp\left(-Y_1 \frac{T}{2}\right) \cos\left(Y_2 \frac{T}{2}\right)} \quad (2.55)$$

Termenii rămași din expresia (2.11) conduc la expresii similare celor de mai sus. După adăugarea acestor termeni expresiile celor două componente axiale ale curentului statoric și neglijarea termenilor ce conțin viteza unghiulară pentru că variațiile acestora nu sunt influențate de variațiile tensiunii continue(vezi [12]), rezultă relațiile:

$$i_{ds} = \frac{4U_c}{\sigma L_s} \left\{ \frac{A_1}{4} \sqrt{\frac{2}{3}} + \exp(-X_1 t) (K_1 \cos X_2 t - K_2 \sin X_2 t) + \exp(-Y_1 t) (K_3 \cos Y_2 t - K_4 \sin Y_2 t) \right\} \quad (2.56)$$

$$i_{qs} = -\frac{4U_c}{\sigma L_s} \left\{ \frac{A_1}{4} \sqrt{2} + \exp(-X_1 t) (K_5 \cos X_2 t - K_6 \sin X_2 t) + \exp(-Y_1 t) (K_7 \cos Y_2 t - K_8 \sin Y_2 t) \right\} \quad (2.57)$$

unde **Ki** sunt niște funcții a căror expresii sunt date în Anexă , iar cu h_{sx_i} , h_{cx_i} s-au notat funcțiile dependente de pasul de comutație T/6 respectiv dublul acestuia T/3:

$$h_{sx_1} = \exp\left(-X_1 \frac{T}{6}\right) \sin\left(X_2 \frac{T}{6}\right) \quad (2.58)$$

$$h_{sx_2} = \exp\left(-X_1 \frac{T}{6}\right) \cos\left(X_2 \frac{T}{6}\right) \quad (2.59)$$

$$h_{cx_1} = \exp\left(-X_1 \frac{T}{3}\right) \sin\left(X_2 \frac{T}{3}\right) \quad (2.60)$$

$$h_{cx_2} = \exp\left(-X_1 \frac{T}{3}\right) \cos\left(X_2 \frac{T}{3}\right) \quad (2.61)$$

$$h_{sy_1} = \exp\left(-Y_1 \frac{T}{6}\right) \sin\left(Y_2 \frac{T}{6}\right) \quad (2.62)$$

$$h_{sy_2} = \exp\left(-Y_1 \frac{T}{6}\right) \cos\left(Y_2 \frac{T}{6}\right) \quad (2.63)$$

$$h_{cy_1} = \exp\left(-Y_1 \frac{T}{3}\right) \sin\left(Y_2 \frac{T}{3}\right) \quad (2.64)$$

$$h_{cy_2} = \exp\left(-Y_1 \frac{T}{3}\right) \cos\left(Y_2 \frac{T}{3}\right) \quad (2.65)$$

și cu B_{is} , B_{ic} și D_{is} , D_{ic} următoarele expresii trigonometrice :

$$B_{1c} = B_1 (J_x \cos \theta_{B1} + S_x \sin \theta_{B1}) \quad (2.66)$$

$$B_{1s} = B_1 (J_x \cos \theta_{B1} - S_x \sin \theta_{B1}) \quad (2.67)$$

$$B_{2c} = B_2 \left(J_x \cos \theta_{B2} + S_x \sin \theta_{B2} \right) \quad (2.68)$$

$$B_{2s} = B_2 \left(J_x \cos \theta_{B2} - S_x \sin \theta_{B2} \right) \quad (2.69)$$

$$D_{1c} = D_1 \left(J_y \cos \theta_{D1} + S_y \sin \theta_{D1} \right) \quad (2.70)$$

$$D_{1s} = D_1 \left(J_y \cos \theta_{D1} - S_y \sin \theta_{D1} \right) \quad (2.71)$$

$$D_{2c} = D_2 \left(J_y \cos \theta_{D2} + S_y \sin \theta_{D2} \right) \quad (2.72)$$

$$D_{2s} = D_2 \left(J_y \cos \theta_{D2} - S_y \sin \theta_{D2} \right) \quad (2.73)$$

Urmând o cale similară celei de mai sus expresiile ca funcție de timp ale componentelor axiale ale curentului rotoric sunt:

$$i_{dr}(t) = \frac{4U_c M}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{\left(\frac{\sqrt{2}}{3} P_2 + \sqrt{2} P_3 \right)}{4} + \exp(-x_1 t) \left(K_1 \cos x_2 t - K_2 \sin x_2 t \right) + \exp(-y_1 t) \left(K_3 \cos y_2 t - K_4 \sin y_2 t \right) \right\} \quad (2.74)$$

$$i_{qr}(t) = \frac{4U_c M}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{-\left(\sqrt{2} P_2 + \frac{\sqrt{2}}{3} P_3 \right)}{4} + \exp(-x_1 t) \left(K_5 \cos x_2 t - K_6 \sin x_2 t \right) + \exp(-y_1 t) \left(K_7 \cos y_2 t - K_8 \sin y_2 t \right) \right\} \quad (2.75)$$

unde

$$P_2 = \frac{m_3 \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2}{\left(x_1^2 + x_2^2 \right) \left(y_1^2 + y_2^2 \right)} \quad (2.76)$$

$$P_3 = \frac{m_5 T_s \left(\frac{d\theta}{dt} \right)}{\left(x_1^2 + x_2^2 \right) \left(y_1^2 + y_2^2 \right)} \quad (2.77)$$

sunt coeficienți proporționali (câștiguri variabile) dependenți de viteza unghiulară .

K_j sunt niște funcții a căror expresie sunt date în Anexă și F_{is} , F_{ic} și

G_{is} , G_{ic} sunt funcții trigonometrice cu următoarele expresii:

$$F_{1c} = F_1 \left(J_x \cos \theta_{F1} + S_x \sin \theta_{F1} \right) \quad (2.78)$$

$$F_{1s} = F_1 \left(J_x \cos \theta_{F1} - S_x \sin \theta_{F1} \right) \quad (2.79)$$

$$F_{2c} = F_2 \left(J_x \cos \theta_{F2} + S_x \sin \theta_{F2} \right) \quad (2.80)$$

$$F_{2s} = F_2 \left(J_x \cos \theta_{F2} - S_x \sin \theta_{F2} \right) \quad (2.81)$$

$$G_{1c} = G_1 \left(J_y \cos \theta_{G1} + S_y \sin \theta_{G1} \right) \quad (2.82)$$

$$G_{1s} = G_1 \left(J_y \cos \theta_{G1} - S_y \sin \theta_{G1} \right) \quad (2.83)$$

18 Analiza în domeniul timp

$$G_{2c} = G_2 (J_y \cos \theta_{G2} + S_y \sin \theta_{G2}) \quad (2.84)$$

$$G_{2s} = G_2 (J_y \cos \theta_{G2} + S_y \sin \theta_{G2}) \quad (2.85)$$

și

$$F_1 = \frac{\left\{ (a_{1x} b_{3x} - a_{2x} b_{4x})^2 + (a_{1x} b_{4x} + a_{2x} b_{3x})^2 \right\}^{1/2}}{a_{1x}^2 + a_{2x}^2} \quad (2.86)$$

$$F_2 = \frac{m_s \frac{d\theta}{dt} \left[\left\{ (\tau_s - x_1) a_{1x} - x_2 a_{2x} \right\}^2 + \left\{ (\tau_s - x_1) a_{2x} + x_2 a_{1x} \right\}^2 \right]^{1/2}}{a_{1x}^2 + a_{2x}^2} \quad (2.87)$$

$$\theta_{F1} = \arctg \left(\frac{a_{1x} b_{4x} + a_{2x} b_{3x}}{a_{1x} b_{3x} - a_{2x} b_{4x}} \right) \quad (2.88)$$

$$\theta_{F2} = \arctg \left\{ \frac{(\tau_s - x_1) a_{2x} + a_{1x} x_2}{(\tau_s - x_1) a_{1x} - a_{2x} x_2} \right\} \quad (2.89)$$

$$G_3 = \frac{\left\{ (a_{1y} b_{3y} - a_{2y} b_{4y})^2 + (a_{1y} b_{4y} + a_{2y} b_{3y})^2 \right\}^{1/2}}{a_{1y}^2 + a_{2y}^2} \quad (2.90)$$

$$G_4 = \frac{m_s \frac{d\theta}{dt} \left[\left\{ (\tau_s - y_1) a_{1y} - y_2 a_{2y} \right\}^2 + \left\{ (\tau_s - y_1) a_{2y} + y_2 a_{1y} \right\}^2 \right]^{1/2}}{a_{1y}^2 + a_{2y}^2} \quad (2.91)$$

$$\theta_{G3} = \arctg \left(\frac{a_{1y} b_{4y} + a_{2y} b_{3y}}{a_{1y} b_{3y} - a_{2y} b_{4y}} \right) \quad (2.92)$$

$$\theta_{G4} = \arctg \left\{ \frac{(\tau_s - y_1) a_{2y} + a_{1y} y_2}{(\tau_s - y_1) a_{1y} - a_{2y} y_2} \right\} \quad (2.93)$$

În final rezultă expresia variației curentului statoric al Mas , pentru cele trei momente de timp (T/6;T/3;T/2) datorate funcționării cu 6 pași ai CE.

$$i_{sa}(t) = \frac{U_{cc}}{(R_s + R_r) \left(1 + e^{-\frac{t}{2(T_s + T_r)}} \right)} \left(1 - e^{-\frac{t}{2(T_s + T_r)}} - e^{-\frac{t}{3(T_s + T_r)}} + e^{-\frac{t}{6(T_s + T_r)}} \right) \quad (2.94)$$

În fig. 2.1 se prezintă variațiile curenților statorici la pornire calculați cu relația (2.94) . Se observă distorsiuni ale curenților față de sinusoidă datorate funcționării în trepte a CE , mici pulsații ale curentului datorate modulației MID și caracterul de undă variabilă în trepte păstrându-se ca și pentru tensiune .

Valoarea efectivă a curentului statoric nu depășește $1,2 / \sqrt{2} = 0,85$ A . Considerînd un interval mic de timp în care Ucc variază cu cantitatea ΔU_{cc} , perioadă egală cu T/2 rezultă

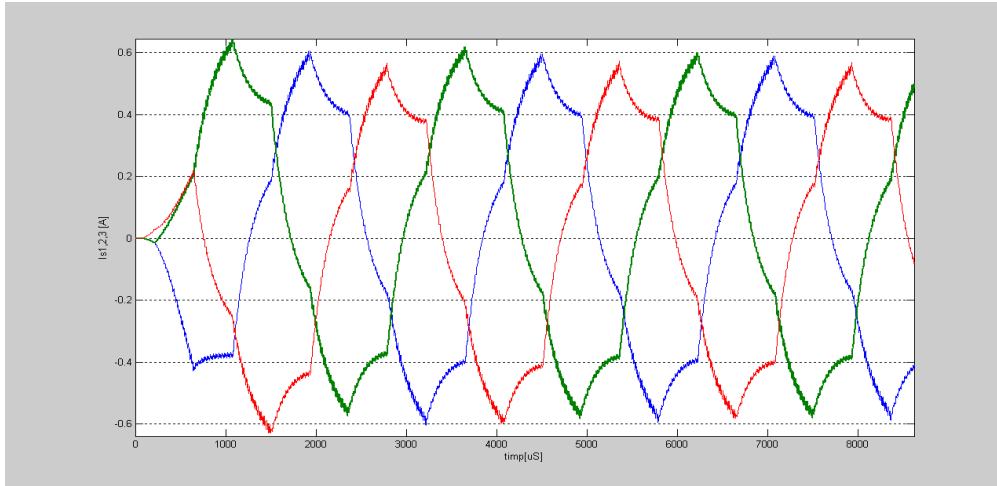


Fig. 2.1 Variația curenților statorici la funcționarea CE cu 6 pași și U_{cc} variabilă .

$$\Delta I_s = \frac{\Delta U_{cc}}{(R_s + R_r) \left(1 + e^{-\frac{T}{4(\tau_s + \tau_r)}} \right)} \left(1 - e^{-\frac{T}{4(\tau_s + \tau_r)}} - e^{-\frac{T}{6(\tau_s + \tau_r)}} - e^{-\frac{T}{12(\tau_s + \tau_r)}} \right) \quad (2.95)$$

Această relație ține cont numai de pulsațiile rezultate în urma redresării tensiunii monofazate ale rețelei . Pentru a analiza comprehensiv funcționarea Mas de mică putere efectul variațiilor cu sarcina al U_{cc} trebuie să suprapuse peste variațiile datorate tensiunii redresate fluctuante , calculul analitic ca funcție de timp ale acestora se complică și din această cauză construirea unui model complet al CI este necesară , model care să înglobeze ambele efecte ale variațiilor curenților din bobina de netezire a curentului L_f (componentă fără de care strategia MID sinusoidală nu poate fi implementată) și ale variațiilor cu sarcina a curenților statorici ai Mas de mică putere [63] . În cazul comenzii invertorului cu 12 trepte calculele se complică foarte mult , însă spectrul curentului statoric se îmbunătățește considerabil [45] .

2.2 Analiza în domeniul timp a funcționării redresorului 2.3 și a CI al CE.

În fig. 2.2 este reprezentată puntea redresoare cu diode împreună cu circuitul intermediar de filtrare .

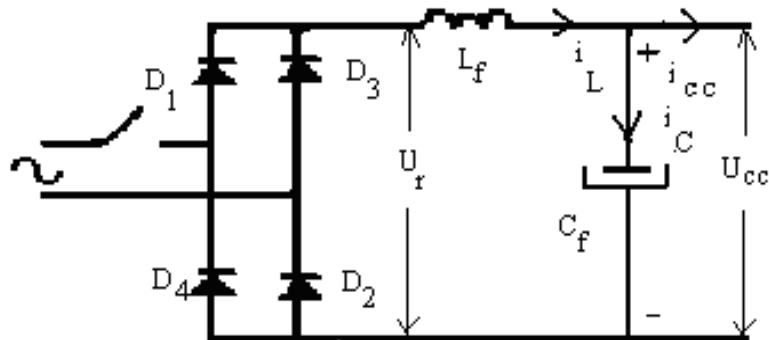


Fig. 2.2 Schema electrică a redresorului și a CI de filtrare .

Pentru analiza funcționarea redresorului alimentat de la rețeaua publică monofazăată împreună cu filtrul de tensiune continuă Lf-Cf se neglijează inductivitatea rețelei și se presupune că diodele sunt elemente de comutație ideale . Tensiunea rețelei se presupune că are o variație în timp sinusoidală

$$U_r = \sqrt{2}U \sin(2\pi \frac{t}{T}) \quad (2.96)$$

În momentul conectării la rețea a redresorului diodele D1 și D2 încep să conducă , condensatorul electrolitic fiind practic conectat la tensiunea vârf la vârf a rețelei $\sqrt{2}U$ care este tensiunea nominală a redresorului . Tensiunea pe condensator nu poate să crească instantaneu , aceasta și datorită limitării variațiilor curentului la care se opune inductivitatea de netezire Lf fără de care în primul moment rețeaua s-ar afla în scurtcircuit .

Scurtcircuitul este cu atât mai mare cu cât capacitatea condensatorului este mai mare. Variația tensiunii continue este considerată între valoarea maximă , respectiv minimă pe durata unei perioade T după cum se poate observa în Fig. 2.3 unde s-a ales o variație de 10% față de valoarea nominală. Rezultatul este obținut cu modelul Simulink al CI prezentat în cap. 3 .

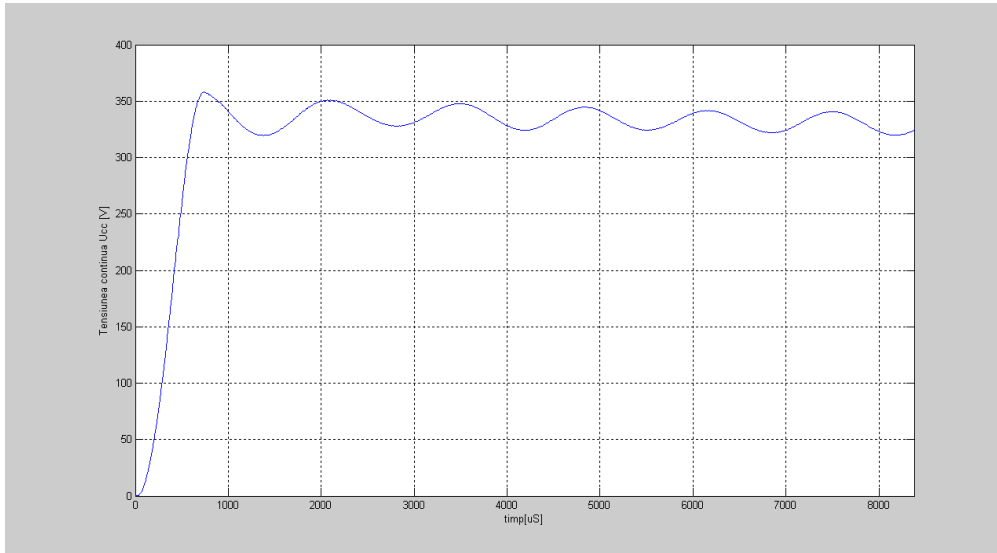


Fig. 2.3 Variațiile tensiunii continue a CI egale cu $0,1 U_{cc}$ (simulare , $C_f=1060\mu F$, $L_f=6,4$ mH).

S-a considerat că panta de descreștere este constantă adică s-a aproximat cu o dreaptă variația în timp a tensiunii , când de fapt ea este exponențială circuitul LfCf fiind un circuit oscilant amortizat . Pentru a determina expresia tensiunii continue funcție de timp considerăm momentul când tensiunea continuă devine crescătoare și aproximăm derivata în raport cu timpul la un moment dat

$$\frac{dU_{cc}}{dt} = \frac{U_{cc}(t) - U_{cc}(t_o)}{t - t_o} = \frac{\Delta U_{cc}}{\Delta t} \quad (2.97)$$

$$\frac{dU_{cc}}{dt} = - \frac{0,1U_{cc}}{\left(t_{inc} + \frac{T_n}{2}\right) - \frac{T_n}{4}} = - \frac{0,1U_{cc}}{t_{inc} + \frac{T_n}{4}} \quad (2.98)$$

unde t_{inc} reprezintă timpul inițial de încărcare condensatorului electrolitic . Pentru momentul când tensiunea continuă atinge valoarea maximă egală cu valoarea de vârf pozitivă a tensiunii nefiltrate a redresorului (v. Fig. 2.3) din (2.115) și (2.116) rezultă

$$\frac{U_{cc}(t) - U_{ccn}}{t - \frac{T_n}{4}} = - \frac{0,1U_{cc}}{t_{inc} + \frac{T_n}{4}} \quad (2.99)$$

$$U_{cco} = U_{cc}(t) \Big|_{t = \frac{T_n}{4}}$$

22 Analiza în domeniul timp

$$U_{cc}(t) = -\frac{0,1 U_{cc}}{t_{inc} + \frac{T_n}{4}} \left(t - \frac{T_n}{4} \right) + U_{cco} \quad (2.100)$$

$$U_{cc}(t) = -\frac{0,1 U_{cc}}{t_{inc} + \frac{T_n}{4}} t + U_{cco} \left(1 + \frac{0,1}{4 \frac{t_{inc}}{T_n} + 1} \right) \quad (2.101)$$

Expresia tensiunii continue ca funcție de timp este

$$U_{cc}(t) = \begin{cases} U_{cco} \sin\left(2\pi \frac{t}{T_n}\right) \cdot 0 \leq t < t_{inc} \\ -\frac{0,1 U_{cc}}{t_{inc} + \frac{T_n}{4}} t + U_{cco} \left(1 + \frac{0,1}{4 \frac{t_{inc}}{T_n} + 1} \right) \cdot t_{inc} \leq t < \frac{T_n}{2} \end{cases} \quad (2.102)$$

Perioda funcției de timp (2.118) este

$$U_{cc}\left(t + k \frac{T_n}{2}\right) = U_{cc}(t), \quad k=0,1,2,3,\dots \quad (2.103)$$

Tensiunea continuă conține două componente : prima componentă reprezintă tensiunea continuă pozitivă cu care se încarcă condensatorul , iar a doua tensiunea variabilă periodică cu care se încarcă -descarcă condensatorul . Timpul de încărcare se determină din faptul că la $t = t_{inc}$ se poate scrie

$$U_{cc} \sin\left(2\pi \frac{t_{inc}}{T_n}\right) = 0,1 U_{cc} \quad (2.104)$$

$$t_{inc} = \arcsin(0,1) \frac{T_n}{2\pi} = 3,566 \text{ ms} . \quad (2.105)$$

Pentru a putea calcula variațiile tensiunii continue U_{cc} am pornit de la relația empirică prezentată în lucrarea [18, p.16] care definește curentul din condensatorul electrolitic ca fiind un polinom de gradul doi , funcție de valoarea curentului statoric al motorului

$$I_c = a I_s^2 + b I_s \quad (2.106)$$

unde coeficienții polinomului au fost determinați experimental ca fiind

$$\begin{cases} a = 0,014 \div 0,02 \\ b = 1,0 \div 1,2 \end{cases}$$

Curentul din condensator este efectul variațiilor în timp a tensiunii la bornele acestuia înmulțită cu valoarea capacității

$$I_c = C_f \frac{dU_{cc}}{dt} = C_f \frac{\Delta U_{cc}}{T} \quad (2.107)$$

Înlocuind (2.125) în (2.124) și aproximând derivata cu variațiile (v. rel. 2.115) rezultă o ecuație de gradul doi care face legătura între curentul statoric al Mas și

variațiile tensiunii continue U_{cc} ale CI pe un interval de timp egal cu un pas de comutație a inverterului $T/6$

$$\frac{a}{C_f 6 f} I_s^2 + \frac{b}{C_f 6 f} I_s - \Delta U_{cc} = 0 \quad (2.108)$$

care are rădăcinile

$$I_{s1,2} = -\frac{b}{2a} \pm \sqrt{\frac{6b^2 + 4aC_f f \Delta U_{cc}}{24a^2}} \quad (2.109)$$

Discriminantul fiind întodeauna pozitiv am ales soluția , respectiv curentul pozitiv

$$I_s = -\frac{b}{2a} + \sqrt{\frac{6b^2 + 4aC_f f \Delta U_{cc}}{24a^2}} \quad (2.110)$$

În tabelul 1 se dau valorile curentului statoric nominal I_s calculat cu relația de mai sus funcție de variația tensiunii continue ΔU_{cc} , frecvență și valorile citite pe afișajul variatorului ATV 18™.

Tabelul 1 – valorile curentului statoric pt. diferite variații ale lui U_{cc}

IS calcul / IS citit	10 V	20 V	30 V
f= 5Hz	0,47/0,51	0,65/0,62	0,79/0,74
f=50Hz	1,05 /0,93	1,49/1,55	1,82/1,81
f=250Hz	1,49 /1,45	2,1/2,05	2,57/ 2,62

Se observă că odată cu creșterea vitezei Mas și a scăderii cu 10% a tensiunii nominale de alimentare nu se depășește curentul nominal al variatorului ($I_n = 3,5A$) $C_f = 530 \mu F$. În cazul în care se dorește îmbunătățirea răspunsului în cuplu al Mas prin reglarea rapidă a curentului statoric , pentru acordarea reguletoarele tip PI prin metoda locului rădăcinilor este necesară determinarea alurii acesteia , pentru diferite valori ale alunecării . Această determinare se va efectua în paragraful următor .

2.3 Analiza în domeniul frecvență a funcționării Mas cu CE.

S-a văzut anterior că datorită reacției de indus diferită pe cele două axe sistemul descris de ecuațiile (2.1) este neliniar și rezolvarea analitică este foarte complicată . Analiza în domeniul frecvență utilizând metoda locului polilor și zerourilor funcției caracteristice a Mas a fost făcută de J. Rogers , respectiv aplicând criteriul de stabilitate Nyquist funcției de transfer a Mas a fost făcută de T. Lipo . Ambele analize se bazează pe liniarizarea ecuațiilor de stare ale Mas prin considerarea modelului micilor variații ale mărimilor de intrare și ieșire din vecinătatea punctului stabil de funcționare. Astfel sistemul de ecuații (2.1) devine [59]

$$\begin{pmatrix} \Delta U_{ds} \\ \Delta U_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & M \omega(1-S) & R_r + L_r \frac{d}{dt} & L_r \omega(1-S) \\ -M \omega(1-S) & M \frac{d}{dt} & -L_r \omega(1-S) & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \Delta i_{ds} \\ \Delta i_{qs} \\ \Delta i_{dr} \\ \Delta i_{qr} \end{pmatrix} \quad (2.111)$$

Considerarea micilor variații liniare ale vitezei unghiulare, în jurul punctului de funcționare cu o alunecare oarecare S , determină variații ale cuplului electromagnetic conform ecuației mișcării de rotație:

$$\Delta M_{em} = \frac{J}{P} \frac{d\Delta\omega}{dt} \quad (2.112)$$

și

$$\Delta M_{rez} \equiv 0 \quad (2.113)$$

Ecuația caracteristică este identică cu ecuația determinării valorilor proprii ale matricei de stare a sistemului [57] :

$$\det \begin{pmatrix} -\frac{T_s - p}{\sigma} & \frac{\omega(1-S)M}{\sigma \sqrt{L_r L_s}} & \frac{T_r M}{\sigma L_s} & \frac{\omega(1-S)M}{\sigma L_s} \\ -\frac{\omega(1-S)M}{\sigma \sqrt{L_r L_s}} & -\frac{T_s - p}{\sigma} & -\frac{\omega(1-S)M}{\sigma L_s} & \frac{T_r M}{\sigma L_s} \\ \frac{T_s M}{\sigma L_r} & -\frac{\omega(1-S)M}{\sigma L_r} & -\frac{T_r - p}{\sigma} & -\frac{\omega(M^2 - S L_r L_s)}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{\omega(1-S)M}{\sigma L_r} & \frac{T_s M}{\sigma L_r} & \frac{\omega(M^2 - S L_r L_s)}{\sigma L_r L_s} & -\frac{T_r - p}{\sigma} \end{pmatrix} = 0 \quad (2.114)$$

Pentru a nu confunda notația obișnuită a alunecării s cu variabila complexă s , pentru variabila pulsație s-a trecut la notația veche p . După explicitarea determinantului după diagonală, numitorul funcției caracteristice este egalat cu zero pentru ca prin rezolvare să rezulte expresia polilor, respectiv a numărătorului funcției caracteristice pentru expresia zerourilor. Astfel, ecuația factorizată a polilor este:

$$\left\{ p^2 + p \frac{T_r + T_s}{\sigma} + \frac{T_r T_s}{\sigma} \right\}^2 + \omega^2 (1-S)^2 \left(p + \frac{T_r}{\sigma} \right)^2 = 0 \quad (2.115)$$

și are 4 rădăcini complexe de forma:

$$p = -\frac{1}{2} \left[\left(\frac{T_r + T_s}{\sigma} \right) \pm j\omega(1-S) \right] \mp \frac{1}{2} \sqrt{ \left(\frac{T_r + T_s}{\sigma} \pm j\omega(1-S) \right)^2 - \frac{4T_r}{\sigma} (T_s \pm j\omega(1-S)) } \quad (2.116)$$

Pentru a obține expresia zerurilor funcției caracteristice, trebuie rezolvată o ecuație polinomială de gradul trei de forma:

$$p^3 + p^2 \left(\frac{T_r + T_s}{\sigma} + T_s \right) + p \left[\frac{T_s}{\sigma} (2T_r + T_s) + \omega(1-S) \left\{ \omega(1-S) + \frac{2S}{S_c} T_s \right\} \right] + T_r \left(\frac{T_s^2 + \omega^2 (1-S)^2}{\sigma} + \frac{2S}{S_c} T_s \omega(1-S) \right) = 0 \quad (2.117)$$

unde cu S_c s-a notat alunecarea critică (maximă). Analizând forma expresiilor rădăcinilor funcției caracteristice se poate observa că acestea depind de trei parametri: raportul constantelor de timp reciproce τ_s / τ_r , alunecarea critică și inversul factorului de cuplaj $1/\sigma$. În fig.2.4 este reprezentat locul geometric al polilor ecuației caracteristice (2.115) pentru trei perechi de valori ale parametrilor S_c și τ_s / τ_r . S-au determinat prin calcul inversele constantelor de timp, coeficientul de dispersie și alunecarea critică, pe baza parametrilor de catalog ai Mas 180 W $\tau_s = 37,137$ [1/s], $\tau_r = 30,807$ [1/s], $\sigma = 0,166$, $s_c = 0,2$ (vezi Anexa).

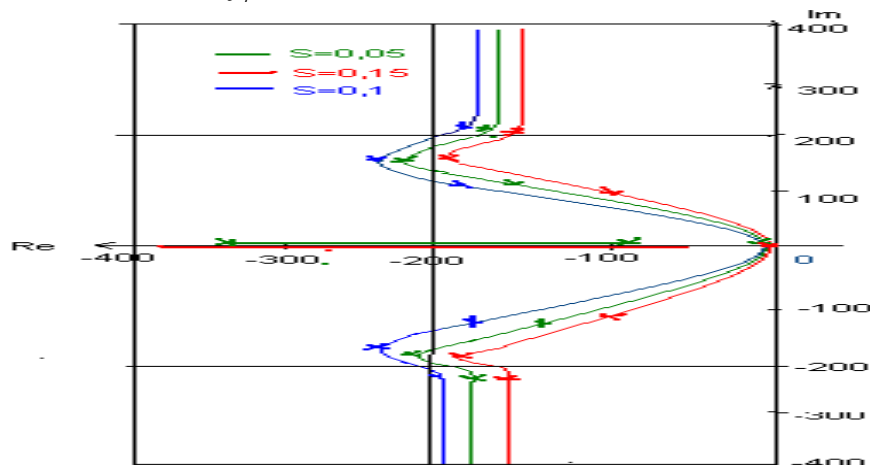


Fig.2.4 Locul polilor al Mas de 180 W .

Observând alura curbelor rezultă că pentru motorul considerat, ce are alunecarea critică 0,11 și frecvența nominală de 50Hz locul rădăcinilor este asemănător cu cel al funcționării alimentate de la invertoare comandate scalar cu buclă internă de curent [28]. Acest aspect se datorează efectului anulării zerourilor complexe de către polii învecinați și a compensării zeroului rămas de către polul cel mai apropiat de axa reală. Polii rămași : unul în origine și celălalt egal cu $-S_c$ determină regimul

dinamic al Mas. La scăderea frecvenței de alimentare alunecarea critică crește și partea reală a polilor apropiați de axa reală și zerourile reale devin tot mai negativi. La frecvențe mari polii complecși și zerourile complexe sunt mai puțin afectați și în consecință asimptotele locurilor rădăcinilor se deplasează ușor spre stânga.

Este de aceea posibil ca, prin varierea pantei U/f , să se obțină două perechi conjugate de rădăcini complexe egale și în aceste condiții compensarea oricărui regim dinamic va avea efectul de amortizare maxim posibil [7] , [35] , [36] . Scăderea frecvenței cauzează formarea unei ramuri sub formă de buclă dintre polii complecși de frecvență mare și zerourile complexe. O rădăcină situată pe ramura în formă de buclă va cauza apariția regimului dinamic dominant și este evident că în aceste condiții , cealaltă rădăcină va determina regimul dinamic subdominant . În fig.2.5 este reprezentat locul geometric al zerourilor ecuației caracteristice 2.117 .

Comparând aceste locuri geometrice cu cele din [28] se observă o asemănare cu locurile geometrice ale rădăcinilor al Mas alimentate cu invertoare de curent , care presupune pentru sarcini ușoare , o tensiune U_{cc} constantă . Având în vedere că orice Mas , indiferent de puterea ei , alimentate de la CE de curent prezintă variații de cuplu , acest fapt ne conduce la afirmația că Mas de putere redusă nu funcționează normal când sunt alimentate de la acest tip de CE .

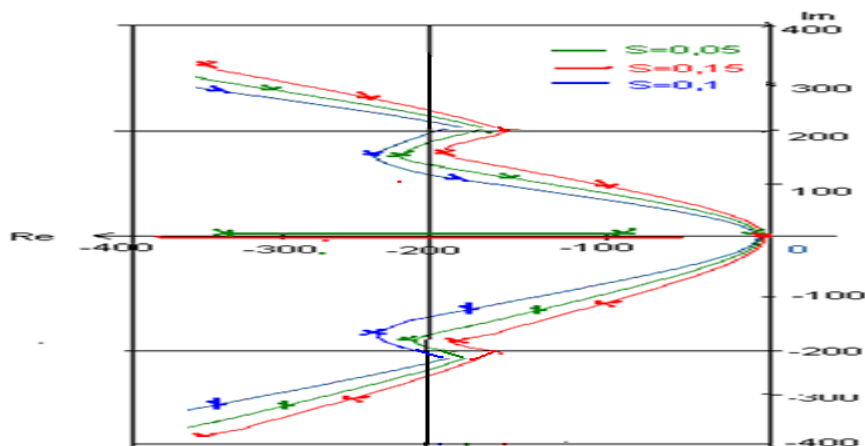


Fig.2.5 Locul zerourilor al Mas de 180 W .

Urmând o cale inversă de rezolvare a ecuațiilor de stare ale Mas , adică impunând curenții statorici pe axe și considerând efectul nedorit al cuplajului pe axe rezultă o eroare a tensiunii statorice care se poate corecta numai printr-un control cu reacție negativă de curent[43] . Din punct de vedere al teoriei sistemelor automate , unul din dezavantajele controlului scalar este faptul că acesta reprezintă un sistem cuplat la intrare în sensul că tensiunea de referință rezultă din frecvența (viteza) de referință [66] . Acest dezavantaj este eliminat de controlul scalar decuplat sau controlul direct de cuplu și flux care are pe calea de reacție un estimator de flux statoric, respectiv de cuplu [12],[32] .

Determinarea locului rădăcinilor ecuațiilor caracteristice a Mas este utilă în cazul proiectării controlului automat la stabilirea constantelor de timp integrate și proporționale ale regulatorului de turație prin metoda locului rădăcinilor pentru cazul controlului scalar cu traductori mecanici al vitezei unghiulare .

Variațiile cuplului electromagnetic s-au determinat prin calcul utilizând relația [65]

$$\Delta Mem = \frac{3}{2} L_h (i_{dm} \Delta i_{qr} - i_{qm} \Delta i_{dr}) \quad (2.118)$$

unde

$$\Delta i_{d,qr} = i_{d,qr} - i_{d,qr1}$$

sunt componentele axiale ortogonale ale curentului rotoric din care s-a extras componenta fundamentală . În tabelul 2 se dau valorile variațiilor cuplului pentru diferite frecvențe de alimentare calculate cu relația de mai sus .

Tabelul 2 -variațiile cuplului intern al Mas de 180 W funcție de viteză .

	5 Hz	25 Hz	50 Hz
ΔMem [Nm]	0,05	0,01	0,005

O variantă de calcul al lui ΔMem în timp discret a fost făcută de autor în referatul 3 și prezentată în [109] la PCIM Asia 2008 . După cum se observă variațiile cresc cu scăderea cuplului de sarcină datorită funcționării în buclă deschisă . Contribuțiile acestui capitol sunt :

- construirea unui model simplu al redresorului bialternanță monofazat ,
- determinarea ecuației de gradul doi care definește legătura dintre curentul motorului și variațiile de tensiune continuă având ca parametrii frecvența și capacitatea condensatorului electrolitic ,
- determinarea în planul complex a locului geometric al polilor și zerourilor prin rezolvarea cu ajutorul calculatorului numeric al ecuației caracteristice a sistemului de ecuații tensiune-curent Mas- CE scris sub formă de stare .

Capitolul 3 – Analiza funcționării MAs de putere redusă alimentate cu CE .

În acest capitol se va proceda la analiza sistemului deschis Mas-CE-Ventilator în sens invers în sensul că funcție de curentul din Mas se va determina variația tensiunii continue care va produce pe durata unui pas de comutație $T/6$ o variație a amplitudinii tensiunii de ieșire a inverterului cu modulație în durată (MID) . În acest fel se poate realiza o corelație între baza teoretică prezentată în capitolul precedent , simularea cu calculatorul efectuat cu ajutorul programului Matlab® prezentate în acest capitol și cel următor .

3.1 Modelul cu blocuri de simulare al MAs

Pentru a putea analiza funcționarea MAs de putere redusă în cazul alimentării cu CE trebuie determinate , sub formă de ecuații de stare , ecuațiile tensiuni – curenți pentru stator sunt scrise în sistemul de coordonate α - β solidar cu acesta . Ecuațiile tensiuni- curenți pentru rotor sunt scrise în sistemul de coordonate d-q , solidar cu acesta . Sistemul de coordonate d-q se rotește cu viteza unghiulară $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ în sensul de rotație al rotorului (regim de motor) , față de sistemul de coordonate α - β . Pentru că rotorul se rotește , rezultă că inductivitatea mutuală M este variabilă . Admițând o repartiție sinusoidală dealungul întrefierului a inducției magnetice , rezultă că și variația inductivității este sinusoidală . Inductivitatea mutuală M este maximă atunci când axele ortogonale ale celor două sisteme de coordonate sunt în aceeași direcție , respectiv nulă atunci când cele două sisteme de coordonate sunt perpendiculare . Curenții rotorici acționează prin inducție electromagnetică asupra înfășurării statorice producând curenți și reciproc , curenții statorici induc curenți în înfășurările rotorice (în colivia de vererită rotorică) . În consecință în cazul unei poziții oarecare a rotorului față de stator , la un moment dat ecuațiile tensiuni – curenți vor conține termeni în $\cos \theta$ și $\sin \theta$.

În Fig. 3.1 sunt reprezentate schematic înfășurările statorice și rotorice, figură în care se definesc unghiul θ și inductivitatea mutuală M . Pentru a putea scrie matricial noile ecuații de tensiuni și curenți trebuie să pornim de la ecuațiile de definiție ale fluxului statoric , respectiv rotoric

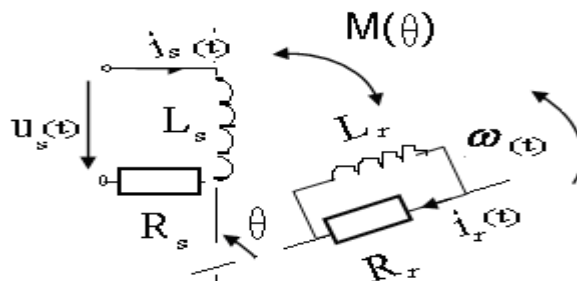


Fig. 3.1 Definierea unghiului θ și a inductivității mutuale M .

$$\Phi_s(t) = L_s i_s(t) + M(\theta) i_r(t) \quad (3.1)$$

$$\Phi_r(t) = L_r i_r(t) + M(\theta) i_s(t) \quad (3.2)$$

Prin derivare se obțin ecuațiile tensiune -curent ce caracterizează funcționarea Mas

$$u_s(t) = R_s i_s(t) + L_s \frac{d i_s(t)}{dt} + M(\theta) \frac{d i_s(t)}{dt} + \frac{d M(\theta)}{dt} i_r(t) \quad (3.3)$$

$$0 = R_r i_r(t) + L_r \frac{d i_r(t)}{dt} + M(\theta) \frac{d i_r(t)}{dt} + \frac{d M(\theta)}{dt} i_s(t) \quad (3.4)$$

Sub formă de stare ecuațiile de mai sus se rescriu cu termenul stâng conținând derivatele curenților , respectiv cu termenul drept conținând curenții și tensiunile

$$L_s \frac{d i_{s-a,\beta}(t)}{dt} + M(\theta) \frac{d i_{s-a,\beta}(t)}{dt} = u_{s-a,\beta}(t) - R_s i_{s-a,\beta}(t) - \frac{d M(\theta)}{dt} i_{r-d,q}(t) \quad (3.5)$$

$$L_r \frac{d i_{r-d,q}(t)}{dt} + M(\theta) \frac{d i_{r-d,q}(t)}{dt} = -R_r i_{r-d,q}(t) - \frac{d M(\theta)}{dt} i_{s-d,q}(t) \quad (3.6)$$

Prin proiectarea pe axele ortogonale se obțin componentele axiale necesare scrierii sub formă matricială de stare a ecuațiilor tensiuni - curenți (vezi 3.7) . Dacă s-ar rezolva această ecuație sub această formă ar rezulta expresiile curenților statorici și rotorici funcție de unghiul θ și nu de timpul t .

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_h(\cos \theta) & -L_h(\sin \theta) \\ 0 & L_s & L_h(\sin \theta) & L_h(\cos \theta) \\ L_h(\cos \theta) & L_h(\sin \theta) & L_r & 0 \\ -L_h(\sin \theta) & L_h(\cos \theta) & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{s-a} \\ \dot{i}_{s-\beta} \\ \dot{i}_{r-d} \\ \dot{i}_{r-q} \end{bmatrix} = \quad (3.7)$$

$$= \begin{bmatrix} u_{s-a} \\ u_{s-\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & -L_h(\sin \theta) \frac{d\theta}{dt} & -L_h(\cos \theta) \frac{d\theta}{dt} \\ 0 & R_s & L_h(\cos \theta) \frac{d\theta}{dt} & -L_h(\sin \theta) \frac{d\theta}{dt} \\ -L_h(\sin \theta) \frac{d\theta}{dt} & L_h(\cos \theta) \frac{d\theta}{dt} & R_r & 0 \\ -L_h(\cos \theta) \frac{d\theta}{dt} & L_h(\sin \theta) \frac{d\theta}{dt} & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-d} \\ i_{r-q} \end{bmatrix}$$

Pentru a elimina acest inconvenient se aplică o transformare de rotație R care elimină din expresiile curenților unghiul θ , adică din punct de vedere fizic se orientează înfășurarea directă și în cuadratură a rotorului cu axele α - β ale statorului

$$\begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-d} \\ i_{r-q} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Transformarea de rotație are forma

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (\cos \theta) & (\sin \theta) \\ 0 & 0 & -(\sin \theta) & (\cos \theta) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Transformarea de rotație inversă are forma

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (\cos \theta) & -(\sin \theta) \\ 0 & 0 & (\sin \theta) & (\cos \theta) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Dacă se scrie ecuația (3.8) pentru curenți și tensiuni în parte

$$U_{s,r-a,\beta,d,q} = R U_{s,r-a,\beta,a,\beta} \quad (3.11)$$

$$I_{s,r-a,\beta,d,q} = R I_{s,r-a,\beta,a,\beta} \quad (3.12)$$

atunci ecuația matricială de stare tensiune - curenți a MAs scrisă compact este

$$L_{a,\beta,a,\beta} \dot{I}_{s,r-a,\beta,d,q} = U_{s,r-a,\beta,d,q} - Z_{a,\beta,d,q} I_{s,r-a,\beta,d,q} \quad (3.13)$$

De aici rezultă că trebuie calculată derivata matricii curenți . Utilizând regula de derivare a unui produs se obține

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} &= \frac{d}{dt} \left(R \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} \right) = \frac{d}{dt} (R) \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} + R \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} = \\ &= \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{d\theta} (R) \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} + R \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Înlocuind (3.11) , (3.12) , (3.14) în (3.13) și efectuând calculele rezultă

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & L_h & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_h \\ L_h & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_h & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_{s-a} \\ \dot{i}_{s-\beta} \\ \dot{i}_{r-a} \\ \dot{i}_{r-\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s-a} \\ u_{s-\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & L_h \frac{d\theta}{dt} & R_r & L_r \frac{d\theta}{dt} \\ -L_h \frac{d\theta}{dt} & 0 & -L_r \frac{d\theta}{dt} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s-a} \\ i_{s-\beta} \\ i_{r-a} \\ i_{r-\beta} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Termenii care conțineau funcții trigonometrice au dispărut , iar matricea L este constantă . Cuplul electromagnetic se calculează cu relația cunoscută

$$M_{em} = \frac{3}{2} L_h (i_{s-\beta} i_{r-a} - i_{s-a} i_{r-\beta}) \quad (3.16)$$

În Fig.3.1 s-a reprezentat structura cu blocuri de simulare a modelului Mas construită pe baza ecuației matriciale(3.15) [3].

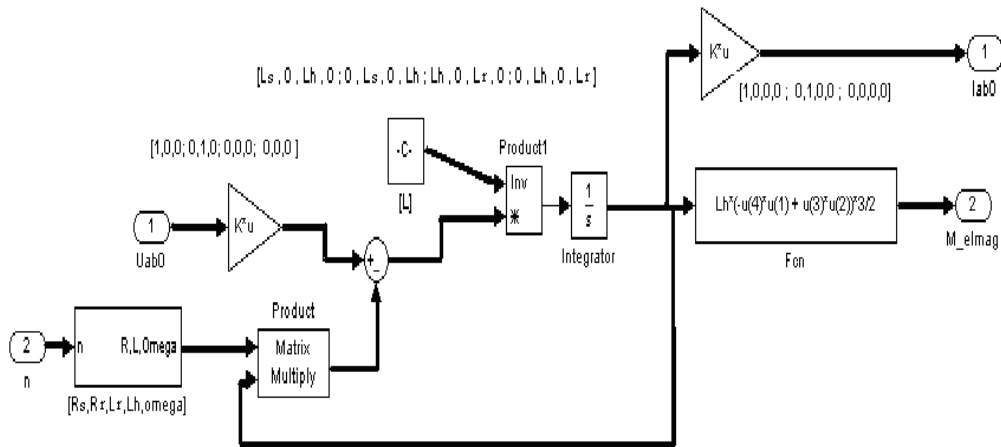


Fig.3.1 Modelul matricial de simulare a funcționării Mas cu rotorul în scurtcircuit .

Din multitudinea de modele existente în literatură acest model a fost ales de către autor datorită structurii sale robuste care a permis cel puțin pentru modelul motorului , o rulare rapidă de către calculator a programului de simulare . Calcule laborioase care au solicitat putere de calcul mărită se vor face pentru modelul CE prezentat în paragraful următor , model care simulează modulatorul de impulsuri în durată care comandă puntea invertorare trifazată .

3.2 Modelul cu blocuri de simulare al invertorului CE cu MID .

Un invertor este un CE static care prin intermediul unui CI (exclusiv de tensiune pentru puteri electrice reduse) permite livrarea la borne a unor tensiuni alternative care se doresc a fii cât mai posibil de formă sinusoidală . În Fig. 3.2 este reprezentată schema electrică a invertorului trifazat.Se definește funcția de comutare în tensiune a unui tranzistor de putere T_i , funcția de timp V_{ci} care poate avea două valori : 1 pentru tranzistor în conducție respectiv 0 pentru tranzistor blocat.

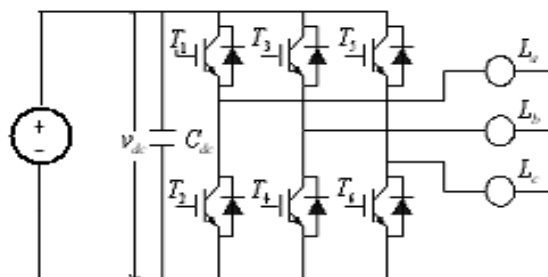


Fig. 3.2 Schema electrică a punții trifazate invertorare a CE .

32 Analiza în domeniul timp

Comanda tranzistoarelor T_{1,3,5} și T_{2,4,6} este complementară pentru a nu scurcircuita redresorul și CI. Se consideră că scara de timp este divizată în durate de timp egale cu perioada de comutație a invertorului. Atunci funcția de comutare v_{ci} va avea valoarea 1 pentru un subinterval de timp $\alpha = \alpha(k T_c) \neq 0$, respectiv 0 pentru subintervalul rămas. De reținut că valoarea lui α poate să varieze de la un interval la altul. În acest sens în interval de timp $[\kappa T_c, (\kappa + 1) T_c]$ pentru cazul general nici tensiunea U_{cc} nu mai poate fi considerată constantă. Funcția de comutație ca funcție de timp are forma

$$v_{ci} = \begin{cases} 1 & \text{pentru } \kappa T_c \leq t < \kappa T_c + \alpha(\kappa T_c) T_c \\ 0 & \text{pentru } \alpha(\kappa T_c) T_c \leq t < (\kappa + 1) T_c \end{cases}; \alpha(\kappa T_c) \in [0 \div 1], i = \{A, B, C\} \quad (3.17)$$

Tensiunile de linie pentru invertorul trifazat ca funcții de timp și de U_{cc} sunt

$$U_{AB} = U_{cc} (v_{cA} - v_{cB}) \quad (3.18)$$

$$U_{BC} = U_{cc} (v_{cB} - v_{cC}) \quad (3.19)$$

$$U_{CA} = U_{cc} (v_{cC} - v_{cA}) \quad (3.20)$$

Scrisă matricial ecuația tensiunilor invertorului este

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = U_{cc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cA} \\ v_{cB} \\ v_{cC} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Deoarece înfășurările statorului sunt conectate în stea cu nulul izolat curenții de linie pentru invertorul trifazat ca funcții de timp sunt

$$i_A = I_{cc} (v_{cA} - \frac{1}{2} v_{cB} - \frac{1}{2} v_{cC}) \quad (3.22)$$

$$i_B = I_{cc} (v_{cB} - \frac{1}{2} v_{cC} - \frac{1}{2} v_{cA}) \quad (3.23)$$

$$i_C = I_{cc} (v_{cC} - \frac{1}{2} v_{cA} - \frac{1}{2} v_{cB}) \quad (3.24)$$

Scrisă matricial ecuația curenților invertorului este

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = I_{cc} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cA} \\ v_{cB} \\ v_{cC} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

S-au considerat aceleași funcții de comutație ca și pentru curent, fapt ce conferă un caracter unitar analizei efectuate asupra funcționării pulsate a invertorului. Cu ajutorul funcțiilor de comutație se controlează durata dintre o conectare-deconectare a tranzistorului de putere și pentru a obține curenți sinusoidali în înfășurări aceste funcții variază sinusoidal în timp (MID sinusoidală)

$$V_A = \frac{1}{2}(1 + \sin \omega t) \quad (3.26)$$

$$V_B = \frac{1}{2}(1 + \sin(\omega t - 2\pi / 3)) \quad (3.27)$$

$$V_C = \frac{1}{2}(1 + \sin(\omega t + 2\pi / 3)) \quad (3.28)$$

În fig. 3. 3 este reprezentat modelul cu blocuri de simulare al inverterului CE .

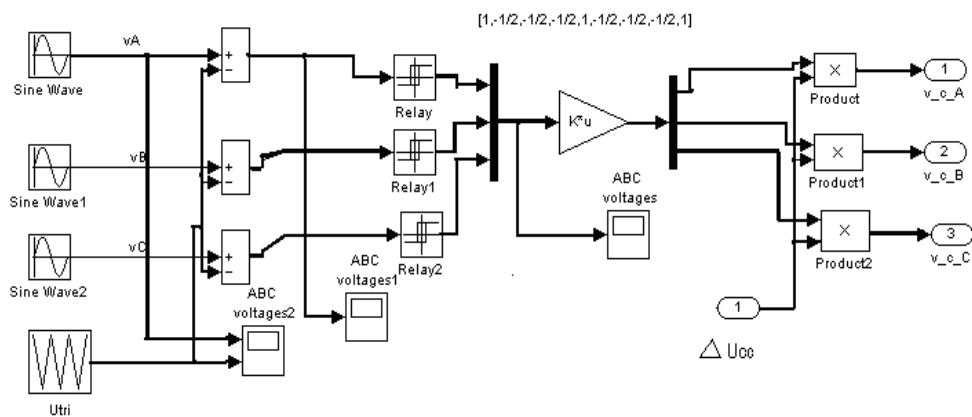


Fig. 3. 3 Modelul matricial de simulare al inverterului CE .

Deoarece orice inverter funcționează nelinier pentru diferite frecvențe o analiza a armonicilor pare (în special ordinele 46, 48, 50 și 52) pentru diferite frecvențe de ieșire și capacități de filtrare ale acesteia devine utilă . În Fig 3.4 este reprezentat spectrul tensiunii statorice la funcționarea CE cu frecvența de 5 Hz având condensatorul electrolitic mărit .

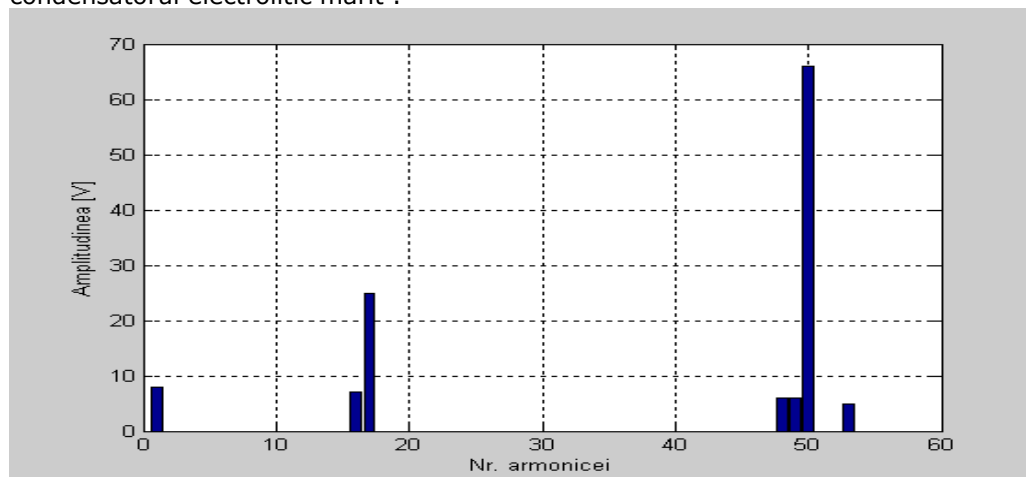


Fig 3.4 Spectrul tensiunii statorice (Cf mărit , f=5Hz)

În Fig 3.5 este reprezentat spectrul tensiunii statorice Usa la funcționarea CE cu frecvența de 25 Hz având condensatorul electrolitic mărit .

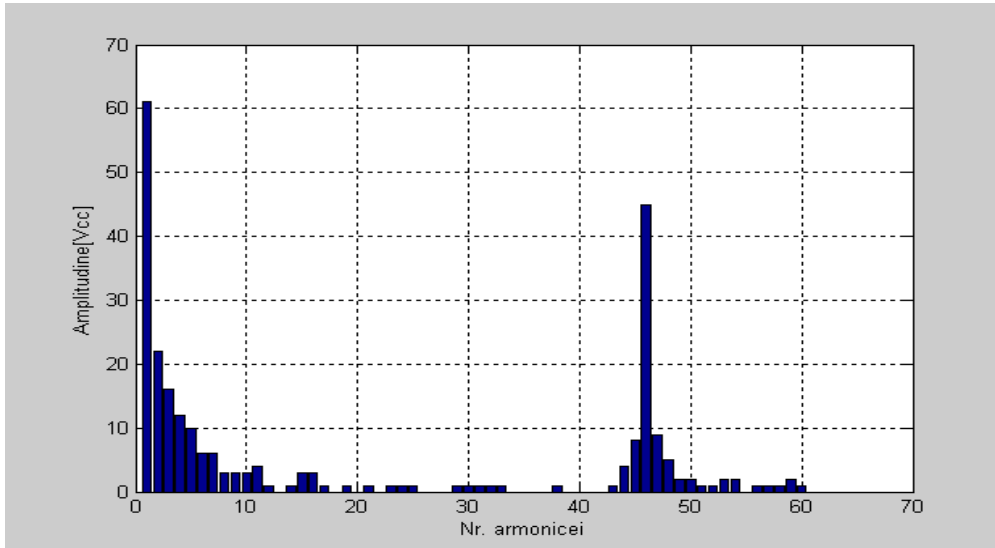


Fig 3.5 Spectrul tensiunii statorice (Cf mărit , f=25Hz)

În Fig 3.6 este reprezentat spectrul tensiunii statorice Usa la funcționarea CE cu frecvența de 50Hz având condensatorul electrolitic mărit .

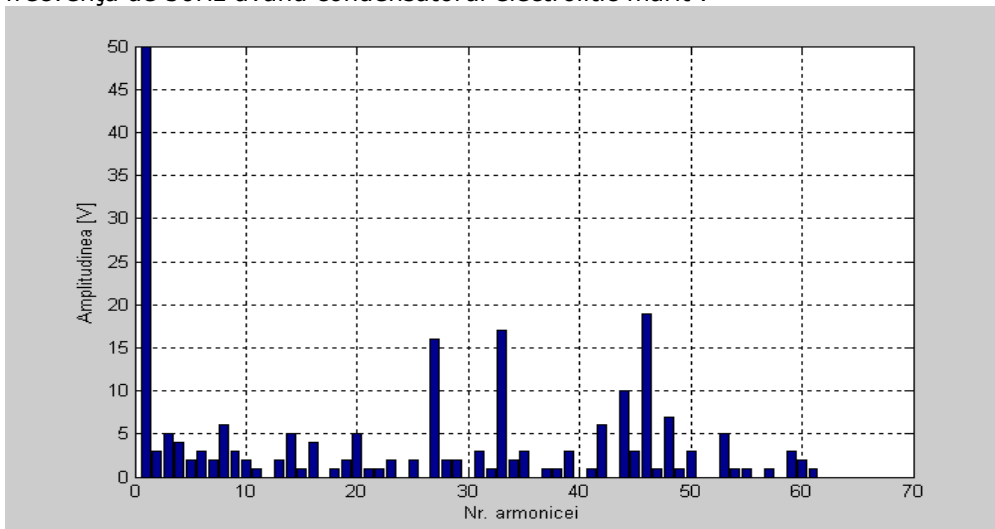


Fig 3.6 Spectrul tensiunii statorice (Cf mărit , f=50Hz)

În Fig 3.7 este reprezentat spectrul tensiunii statorice Usa la funcționarea CE cu frecvența de 5Hz având condensatorul electrolitic redus .

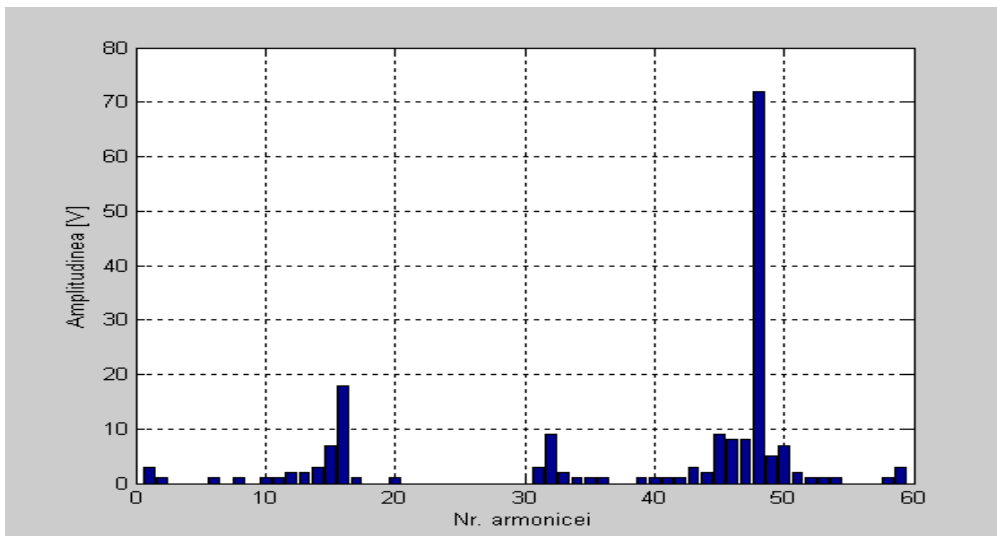


Fig 3.7 Spectrul tensiunii statorice (Cf redus , f=5Hz)

În Fig 3.8 este reprezentat spectrul tensiunii statorice Usa la funcționarea CE cu frecvența de 25Hz având condensatorul electrolitic redus .

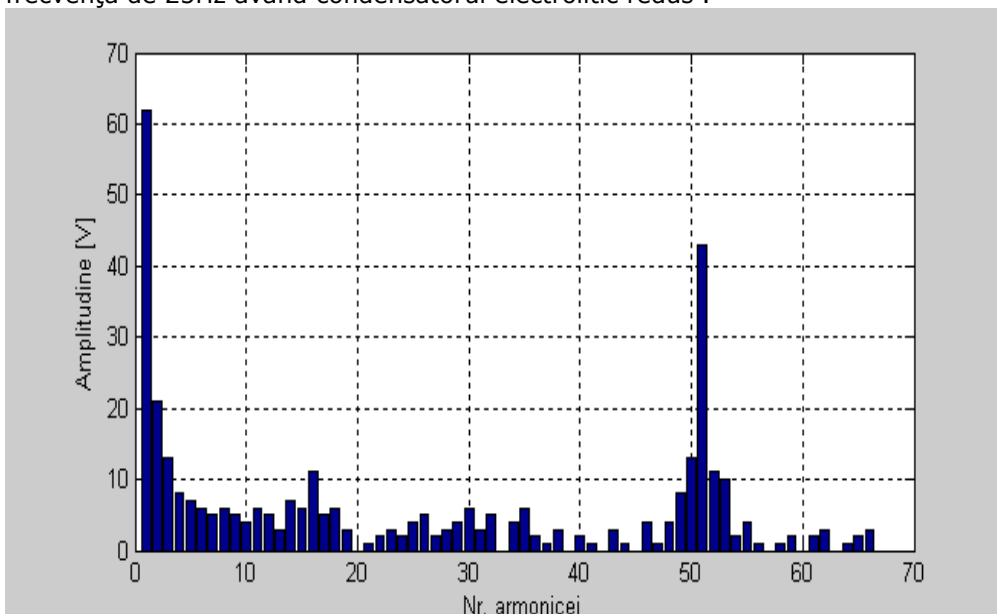


Fig 3.8 Spectrul tensiunii statorice (Cf redus , f=25Hz)

În Fig 3.9 este reprezentat spectrul tensiunii statorice Usa la funcționarea CE cu frecvența de 50Hz având condensatorul electrolitic redus .

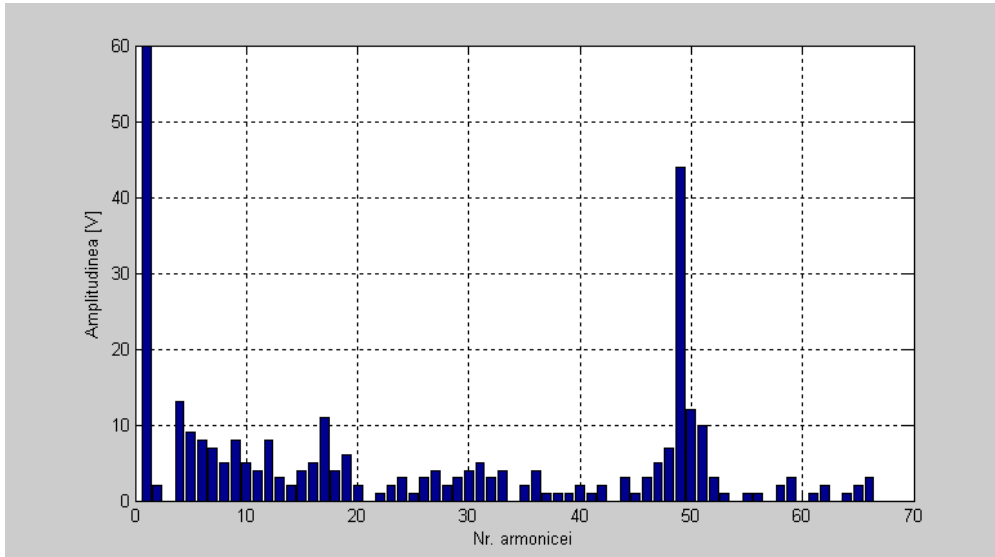


Fig 3.9 Spectrul tensiunii statorice (Cf redus, f=50Hz)

Analiza în frecvență relevă faptul , cunoscut în literatură [58] , că pe lângă fundamentală există trei tipuri de componente armonice ale spectrului tensiunii statorice și anume armonicile impare 1,3,5,7 .. ;armonicile impare diferite ca ordin de armonicile determinate de tensiunea în dinte de ferăstrău de la MID și armonicile pare de la pulsațiile tensiunii continue . Prin utilizare modelului intern se pune în evidență în special armonica nr. 48 , 50 și 52 după cum se poate observa din figurile de mai sus .Se evidențiază astfel într-un mod diferit de cel întâlnit în literatură privind cauza existenței cuplurilor sincrone perturbatoare care face dificilă funcționarea Mas de mică putere alimentate cu CE [68] .

3.3 Modelul cu blocuri de simulare al CI al CE

Pentru a putea determina variațiile tensiunii continue U_{cc} a condensatorului electrolic prin modelarea ca funcții de timp a variațiilor de curent ale acestuia $i_c(t)$ prima dată trebuie determinate variațiile de curent datorate variațiilor tensiunii redresate și nefiltrate (vezi Fig. 2.3) apoi variațiile de curent datorate variațiilor sarcinii inverterului , pentru ca prin scăderea acestora și integrarea rezultatului să rezulte cantitatea globală de sarcini electrice cu care se încarcă condensatorul electrolic care împărțită cu capacitatea acestuia să dea în final variația în timp a tensiunii continue de la bornele condensatorului . Curentul inductivității de filtrare se determină din integrarea tensiunii inductivității de filtrare egală conform teoremei tensiunilor aplicată CI cu diferența dintre tensiunea nefiltrată și tensiunea continuă U_{cc} a condensatorului electrolic

$$i_L(t) = \frac{1}{L_f} \int_0^t (U_r - U_{cc}) dt \quad (3.29)$$

Expresia funcție de timp a tensiunii nefiltrate obținute la ieșirea redresorului U_r (vezi Fig. 2.2) rezultă din explicitare funcției *valoare absolută* $|abs|$:

$$U_r(t) = \begin{cases} \sqrt{2}U \sin(\omega t) \text{ pentru } t_{inc} \leq t < \frac{T}{2} \\ -\sqrt{2}U \sin(\omega t) \text{ pentru } \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \quad (3.30)$$

Puterea electrică continuă P_{cc} a CI este

$$P_{cc} = U_{cc} \cdot I_{cc} \quad (3.31)$$

Puterea instantanee a Mas este

$$p = u_{s_A} i_{s_A} + u_{s_B} i_{s_B} + u_{s_C} i_{s_C} \quad (3.32)$$

Conform principiului conservării energiei electrice aceste două puteri sunt egale pentru orice interval de timp considerat

$$U_{s_ABC} \cdot I_{s_ABC} = [U_{cc} v_{c_i}] \cdot i_{s_ABC} = U_{cc} \times I_{CC} \quad (3.33)$$

$$I_{cc} = i_{s_ABC} \cdot v_{s_ABC} \quad (3.34)$$

Curentul CI este calculat prin înmulțirea scalară a matricei curenților statorici și matricea funcțiilor de comutație ale inverterului. Curentul instantaneu de încărcare sau descărcare al condensatorului este egal conform teoremei curenților aplicată nodului CI. În fig.3.10 este reprezentat modelul intern al CI.

$$i_C(t) = i_L(t) - I_{cc} \quad (3.35)$$

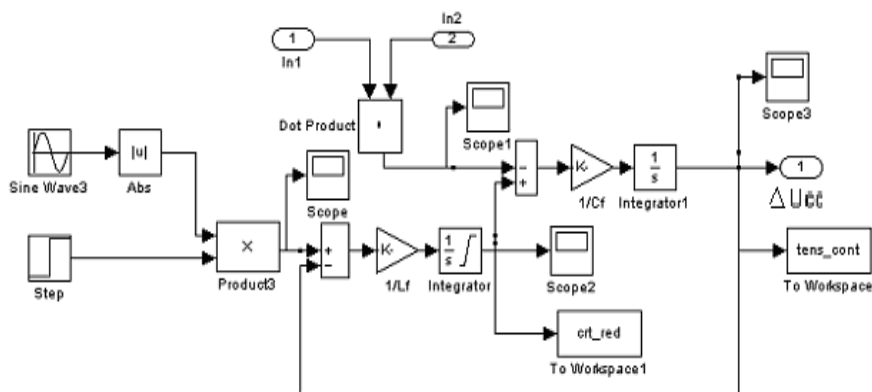


Fig. 3.10 Modelul de simulare al variațiilor tensiunii continue a CI.

Prin utilizarea ambelor teoreme ale lui Kirchoff și calcularea curentului continuu absorbit de inverter cu ajutorul funcțiilor de comutație utilizate la calcularea tensiunilor inverterului am reușit să construiesc modelul de stare complet a CI care

38 Analiza în domeniul timp

este dependent de sarcina Mas . Pentru cuplul de sarcină am ales o dependență pătrată de viteza Mas (ventilator elicoidal) , deci o încărcare ușoară a motorului , fapt pentru care se va simula numai variația bruscă a tensiunii continuă prin apariția unui gol de tensiune . Durata acestui gol de tensiune depinde de viteza de reacție și tipul circuitelor de restabilire a tensiunii de care dispune distribuitorul de energie electrică al rețelei locale . La studiul impactului golului asupra funcționării Mas durata variațiilor de tensiune este de aprox. $0,2 \pm 0,3$ s [83] . În condiții de laborator am procedat pentru măsurătorile experimentale la utilizarea unui autotransformator didactic tip ATR-8 (vezi foto Anexa) . La finalul acestui capitol se prezintă în fig. 3.11 și 3.12 variațiile curentului redresorului și ale condensatorului electrolitic .

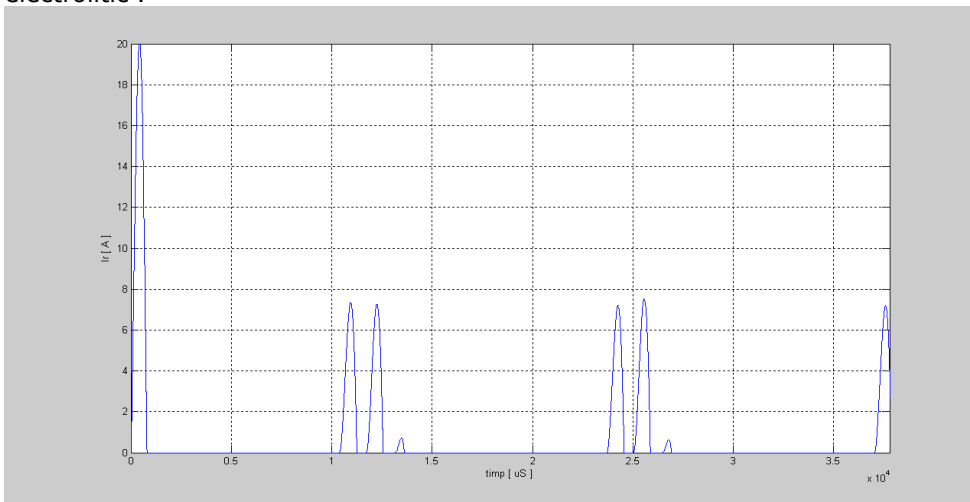


Fig.3.11 Variațiile curentului redresorului .

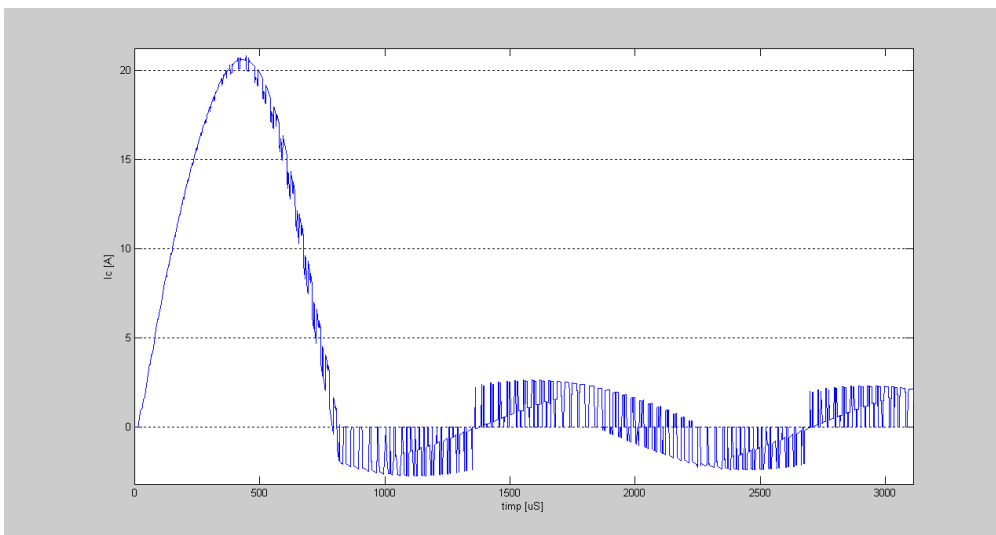


Fig.3.11 Variațiile curentului condensatorului .

Curentul continuu al redresorului are forma unor impulsuri ascuțite cu pauze între ele , iar cel alternativ al condensatorului are forma unor impulsuri variabile în trepte .S-au efectuat simulări pentru inductivitatea L_f înjumătățită (3,2 mH) , efectul asupra curentului redresorului fiind negativ în sensul că impulsurile de curent continuu sunt mai mari cu 25 % pentru capacitatea C_f înjumătățită la rândul ei (530 μ F). Alura curbei nu se modifică și de aceea acestea nu au fost prezentate .Curentul mare absorbit la pornire nu este acceptabil pentru că introduce în rețea supratensiuni de scurtă durată și de aceea în practică se utilizează o rezistență serie care limitează șocul de curent și care se scurtcircuitează după conectarea la rețeaua monofazată a CE .

Contribuțiile acestui capitol sunt :

- folosirea unui model de stare matricial al Mas în care elementele tuturor matricelor utilizate sunt funcții de timp ,
- folosirea aceluiași generator de funcții de comutație ca funcții de timp la obținerea tensiunilor și curenților ai CE cu MID ,
- construirea unui model intern al CI al CE care modelează variațiile în timp ale tensiunii continue al condensatorului electrolitic al CI funcție de variațiile în timp ale tensiunii redresate a rețelei și a variațiilor în trepte a tensiunii CE cu MID ,
- reconstrucția on-line a curentului continuu din curenții statorici de fază ai Mas de 180 W ca funcții de timp înmulțite cu funcțiile de comutație de curent ale inverterului trifazat ,
- construirea unui model simplu al redresorului bialternanță necomandat , alimentat de la rețeaua monofazată de 50 Hz ,
- posibilitatea simulării tuturor mărimilor de stare ale circuitului intermediar și anume curentul redresat al punții cu diode , curentul condensatorului electrolitic și curentul de ieșire al CI ,
- posibilitatea evaluării separate a efectului înjumătățirii inductivității L_f sau al condensatorului L_f datorate structurii interne flexibile a modelului circuitului intermediar CI .

Capitolul 4 - Analiza simulărilor variațiilor de funcționare a Mas de 180 W .

În acest capitol se va efectua analiza din punct de vedere al rezultatelor simulărilor funcționării independente , respectiv dependente de sarcină a Mas MP (4.3) , pentru a pune în evidență avantajele utilizării modelului intern al variațiilor tensiunii circuitului intermediar ca funcție de curentul de sarcină în vederea validării experimentale . Prin funcționarea independentă de sarcină înțelegem în această teză faptul , valabil până acum și anume că tensiunea continuă este constantă în regim staționar și cuasistaționar . Cu precădere se va analiza regimul nestaționar dependent de sarcină , regim care apare atunci când Mas MP porneste sau se opreste , sau se impune o creștere sau scădere a frecvenței de alimentare (încărcare virtuală) , fapt ce conduce la creșterea sau descreșterea curenților motorului [53] .

4.1 Funcționarea independentă de sarcină al MAs de putere redusă

În acest paragraf se vor prezenta rezultatele simulării obținute pe modelul CE-Mas de 180 W în cazul în care variațiile tensiunii continue sunt neglijate . Aceasta înseamnă că subsistemul redresor cu diode și circuitul intermediar de filtrare nu sunt incluse în modelul CE-Mas de 180 W cu ventilator .

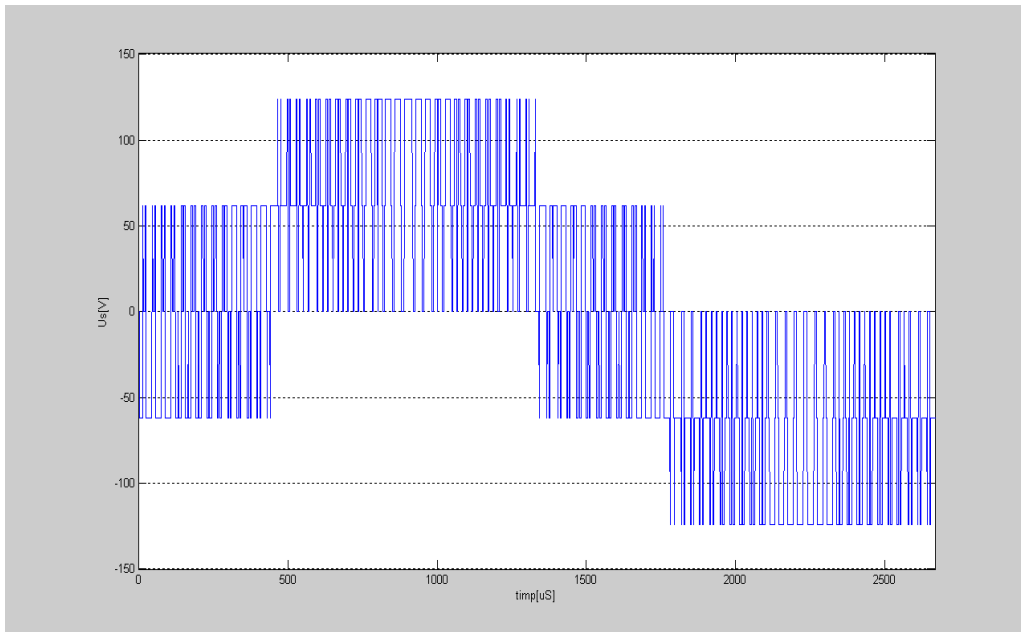


Fig 4.1 Variația tensiunii statorice pentru o fază ($f=50\text{Hz}$, simulare) .

În fig 4.1 este reprezentată variația tensiunii la pornire .Se observă variația în 6 pași tipică unui inverter cu MID și faptul că pe perioada unui pas valoarea de vârf este constantă .

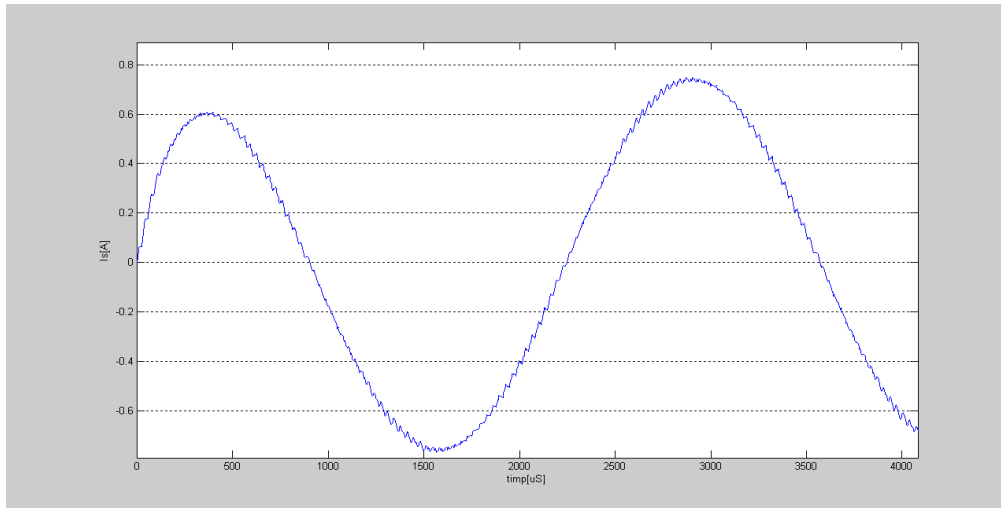


Fig. 4.2 Variația curentului statoric la pornire pentru o fază ($f=50\text{Hz}$, simulare) .

Din această figură se observă o alură tipică micilor variații care se suprapun peste sinusoidă și care determină pulsații ale cuplului electromagnetic . Aceste mici variații sunt tipice alimentării Mas de la convertoare statice și s-au pus în evidență datorită modelării exclusive a inverterului cu funcții de comutație ca funcții de timp , respectiv al modelului ortogonal de stare al Mas de putere redusă . În fig. 4.2 s-a reprezentat curentul la pornire al Mas de 180 W , fig. 4.3 puterea instantanee .

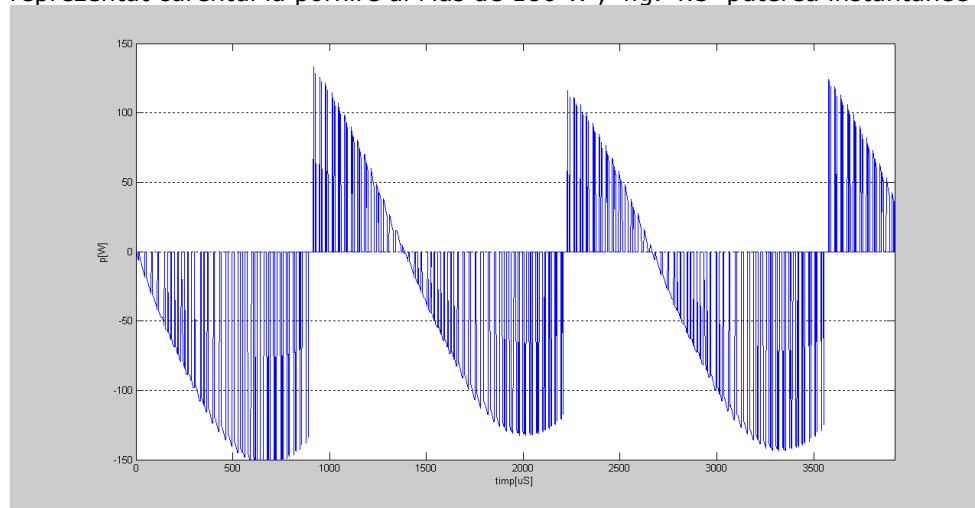


Fig. 4.3 Variația puterii instantanee la pornirea Mas de 180 W (simulare) .

42 Analiza în domeniul timp

Variațiile puterilor active , reactive și aparente în timp discret sunt date în [110], [111] și [112] ca articole ale autorului . În fig.4.4 și 4.5 se reprezintă variațiile la pornire ale cuplului electromagnetic respectiv un detaliu al variațiilor în regim staționar Mas de 180 W . Cuplul maxim este de 0,17 Nm iar variațiile sunt de 0,005 Nm . În fig 4.6 se reprezintă variațiile turației la pornire .

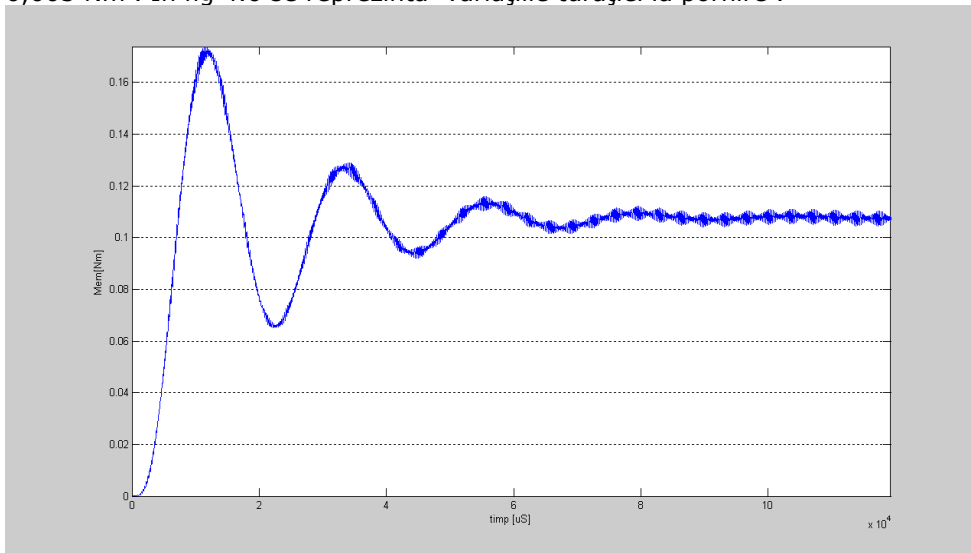


Fig. 4.4 Variația cuplului electromagnetic la pornirea Mas de 180 W (simulare) . .

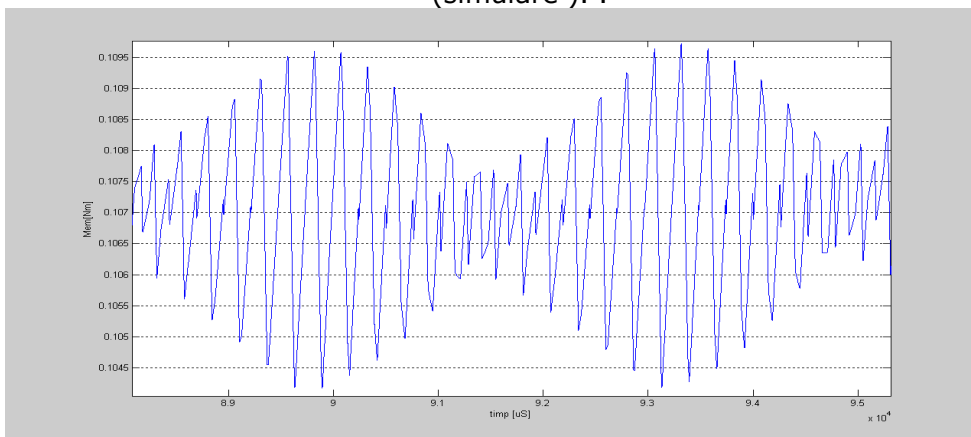


Fig. 4.5 Variația cuplului electromagnetic în regim staționar al Mas de 180 W (f=50 Hz , simulare) .

Micile variații existente atât în curentul statoric cât și în cel rotoric determină pulsații în cuplul electromagnetic [38] . Fenomenul se explică mai bine în domeniul frecvență prin analogia cu mixarea a două semnale de frecvențe diferite (în stator curenții au frecvența de alimentare pe când în rotor curenții au frecvența de alunecare) când apare fenomenul de bătaie în cuplul dezvoltat . În regim nestaționar variațiile turației sunt neglijabile datorită efectului de volant al ventilatorului[34].

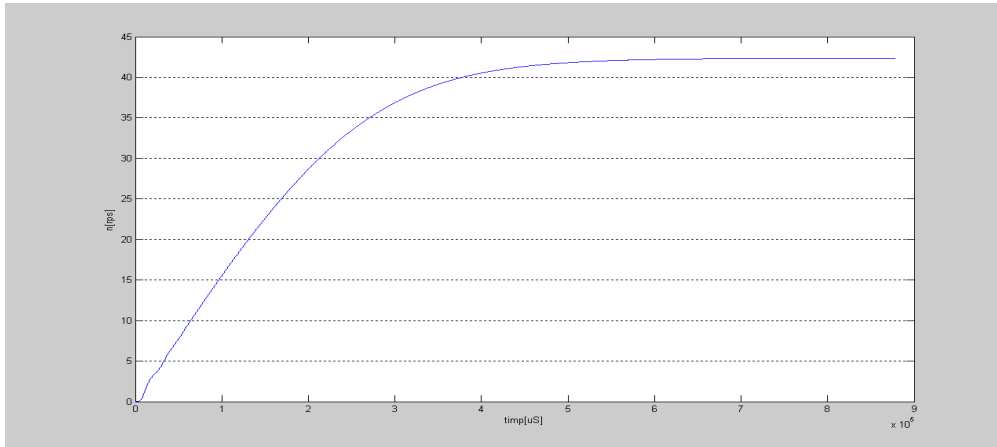


Fig. 4.6 Variația turației la pornire al Mas de 180 W ($f=50$ Hz , simulare)

În paragraful următor va fi simulat regimul staționar al Mas de mică cu tensiunea continuă dependentă de variația curentului din condensator .

4.2 Funcționarea cu sarcină constantă al MAS –ML

În acest caz la modelul convertorului se atașează modelul redresorului cu diode și al circuitului de filtrare , model prezentat în capitolul 3 , paragraful & 3.3 . Frecvența de referință a analizei au fost aleasă cea nominală de 50 Hz pentru care se vor prezenta și analiza rezultatele simulărilor regimului nestaționar . Pentru 5 Hz și 25 Hz rezultatele sunt prezentate în Anexă. Se observă variații neregulate ale treptelor de tensiune , variații datorate funcționării neliniare ale modulatorului MID pentru frecvența de 5 Hz. Se observă variația ondulatorie a valorilor de vârf pozitive, respectiv negative simetrice față de axa timpului .

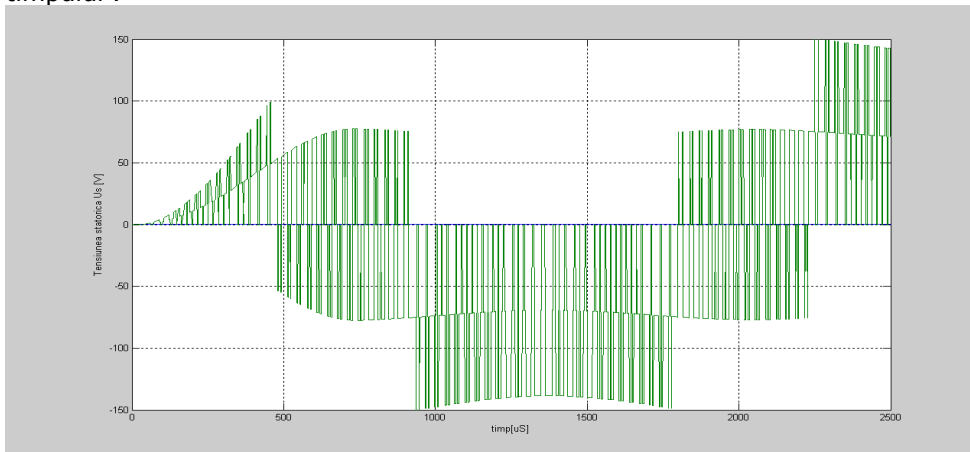


Fig 4.7 Variația tensiunii statorice pentru o fază la pornire ($f=50$ Hz) . Variația maximă a tensiunii pe o fază este de 25 V , respectiv minimă luată ca diferența valorii momentane de la începutul pasului și a celei de la sfârșitul pasului este de 10 V . În fig. 4.8 se prezintă variația curentului pentru o fază la pornire

44 Analiza în domeniul timp

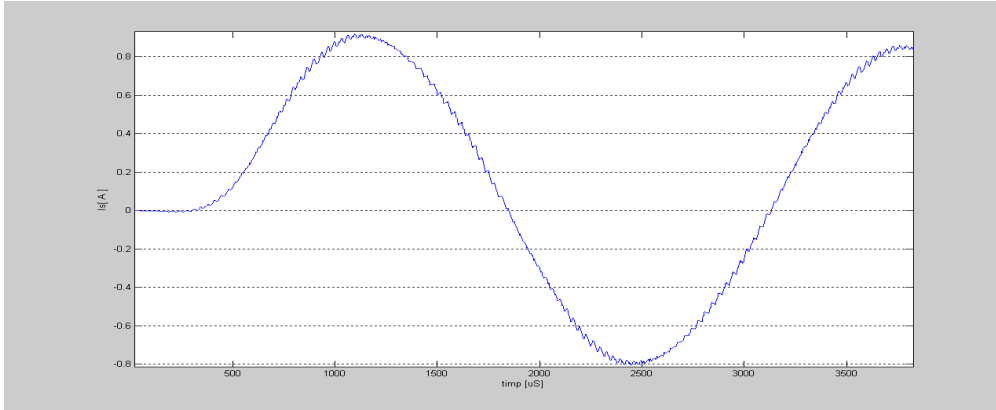


Fig 4.8 Variația curentului statoric pentru o fază la pornire ($f=50\text{Hz}$) . În fig. 4.9 se prezintă tensiunea la pornire cu capacitate de filtrare redusă la jumătate ($C_f=530\mu\text{F}$) .O remarcă asupra avantajului reducerii condensatorului la jumătate se va face analizând variațiile curentului pe o fază a Mas de 180 W . Se constată o atenuare a distorsiunii curentului după trecerea prin zero a tensiunii (la $t= 1,5\text{ms}$) fapt pentru care la analiza rezultatelor experimentale se va compara factorul de distorsiune total al curentului (THD) pentru cele două valori al capacității condensatorului electrolitic de filtrare ..Față de situația când capacitatea era mărită variația maximă a crescut cu 12 V , la fel și pentru variația minimă care a rămas aceeași . Pentru că întodeauna se urmărește funcționarea Mas apropiată de cea ideală a alimentării cu tensiuni sinusoidale , pentru tensiunea statorică la analiza experimentală se va efectua compararea spectrelor , respectiv a amplitudinilor fundamentale și a armonicilor de interes . În fig. 4.10 se prezintă tensiunea la pornire cu capacitatea de filtrare redusă la jumătate la pornire cu frecvența de 50 Hz .

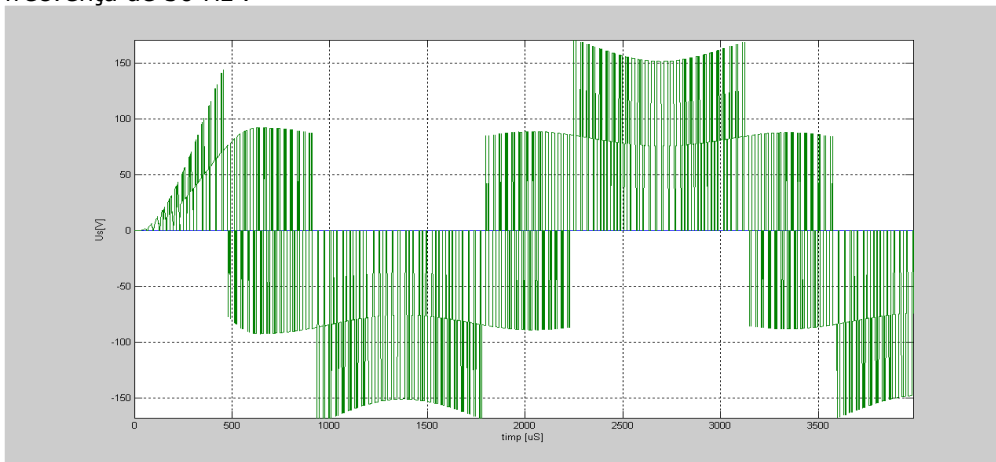


Fig.4.10 Variația tensiunii statorice pentru o fază la pornire (C_f redus , $f=50\text{Hz}$) .

Față de situația când capacitatea era mărită variația maximă este aceeași de 10 V , la fel și pentru variația minimă de 5 V a scăzut cu aceeași deci oportunitatea reducerii capacității de filtrare este fiabilă

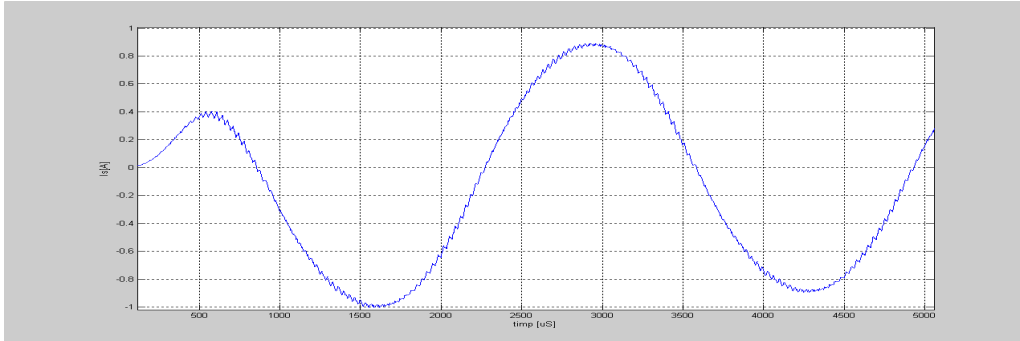


Fig 4.11 Variația curentului statoric pentru o fază la pornire (C_f redus , $f=50\text{Hz}$) .

În continuare se prezintă variația în funcționare a Mas de 180 W pentru aceleași mărimi dar în situația opririi prin deconectare a CE . În fig. 4.12 se prezintă tensiunea la $f=50\text{ Hz}$ la oprire. Valoarea maximă de variație este 3 V , iar valoarea minimă este nulă . În fig. 4.13 este arătată variația curentului la oprire $f=50\text{ Hz}$.

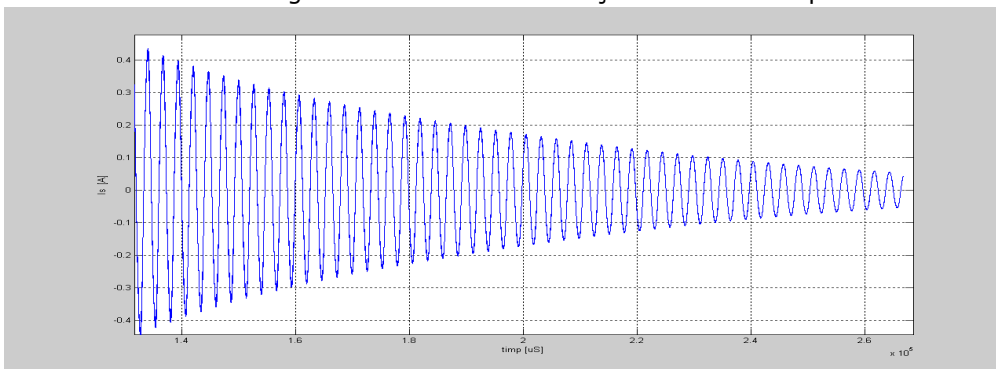


Fig. 4.13 Variația curentului la oprire ($f=50\text{ Hz}$) .

În fig. 4.14 se prezintă tensiunea la oprire cu capacitatea de filtrare redusă la 50 Hz

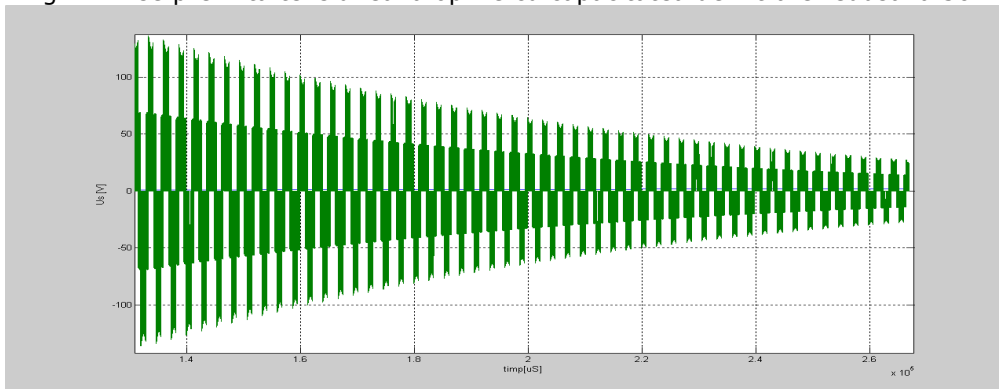


Fig. 4.14 Variația tensiunii statorice pentru o fază la oprire (C_f redus , $f=50\text{Hz}$) .

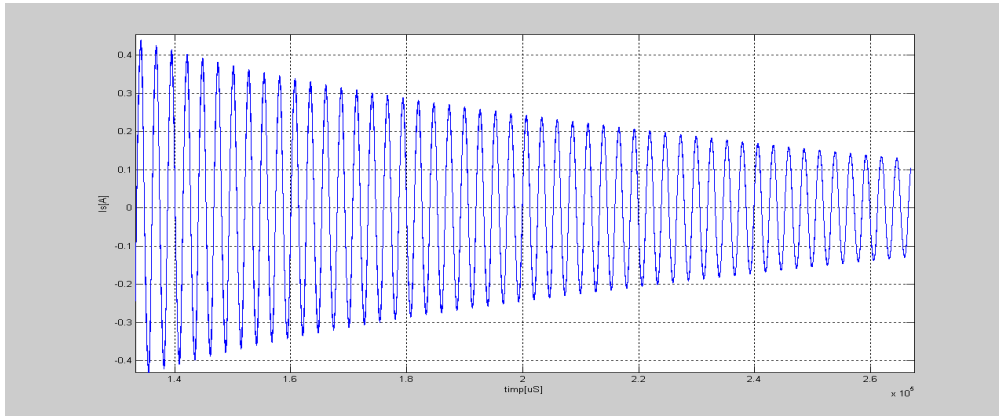


Fig. 4.15 Variația curentului statoric pentru o fază la oprire (C_f redus , $f=50\text{Hz}$) . În paragraful următor se va analiza regimul nestaționar pentru identificarea influenței variației tensiunii continue a CI asupra funcționării Mas prin modificarea continuă a frecvenței.

4.3 Funcționarea cu sarcină variabilă al MAS-MP

Metoda încărcării virtuale a sistemelor CE – Mas este o metodă simplă și eficace de studiu al funcționării acestora cu sarcină variabilă . Frecvența de lucru impusă de la CE determină punctul de funcționare determinat prin intersectarea caracteristicii mecanice a mașinii electrice și a caracteristicii ventilatorului [49]. În acest scop este utilă analiza simulării funcționării cu sarcină variabilă prin impunerea unei trepte de comandă crescătoare sau descrescătoare pentru cele trei frecvențe de referință .În fig. 4.16 se prezintă variația tensiunii la funcționarea cu frecvență variabilă crescător de la 5Hz la 25 Hz. Valoarea de vîrf a tensiunii este monoton crescătoare o dată cu frecvența . Pentru domeniul Acționărilor Electrice acest gen de oscilogramă este utilă , deoarece cu ajutorul ei se poate determina exat panta U/f prin împărțirea ordonatei la inversul abscisei .

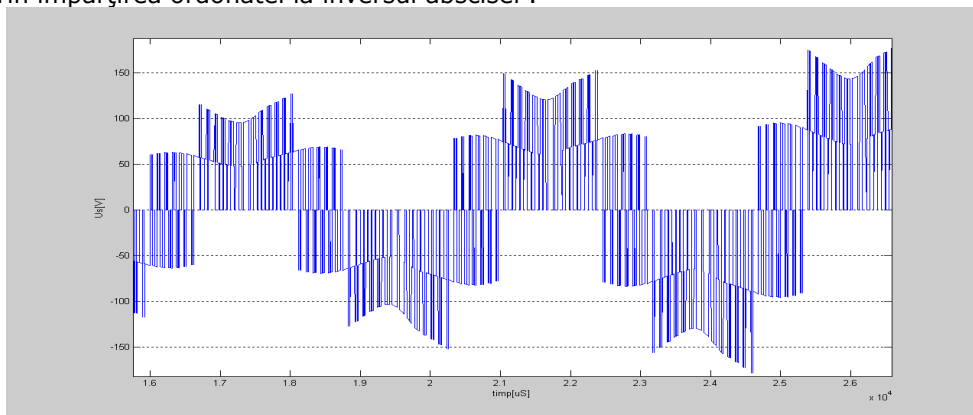


Fig. 4.16 Variația tensiunii statorice la creșterea referinței de frecvență de la 5Hz la 25Hz

Valoarea maximă de variație este de 20 V , iar valoarea minimă este de 10 V . În fig. 4.17 este reprezentată variația curentului la creșterea referinței de frecvență de la 5Hz la 25Hz.

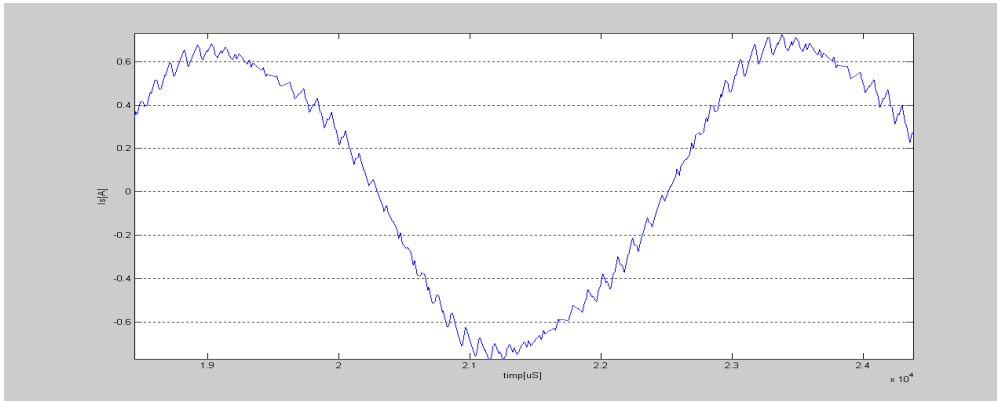


Fig. 4.17 Variația curentului statorice la creșterea referinței de frecvență de la 5Hz la 25Hz.

În Anexă se prezintă variația tensiunii la pornire cu frecvența variabilă crescător de la 25Hz la 50 Hz ,respectiv invers de la 50 Hz la 25 și de la 25 Hz la 5 Hz .În fig. 4.18 se prezintă tensiunea pe o fază a Mas având CI al CE cu capacitatea redusă la jumătate la funcționarea cu frecvența crescătoare de la 5 la 25 Hz .

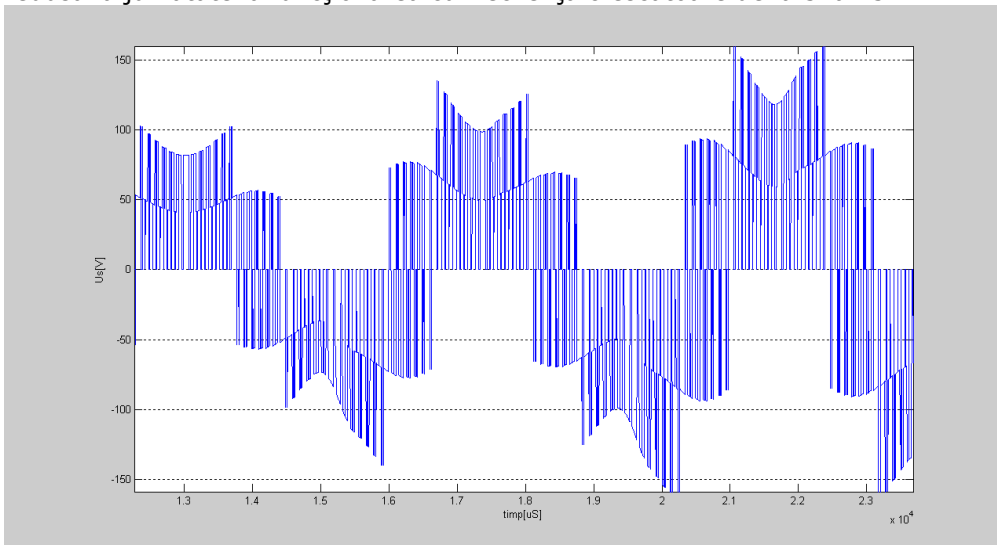


Fig.4.18 Variația tensiunii statorice la creșterea frecvenței de la 5Hz la 25Hz (Cf redus).

Valoarea maximă de variație a crescut cu 10 V față de cazul funcționării CE cu capacitate mărită a CI , iar valoarea minimă este nulă . În fig. 4.19 este reprezentată variația curentului la creșterea referinței de frecvență de la 5 la 25Hz.

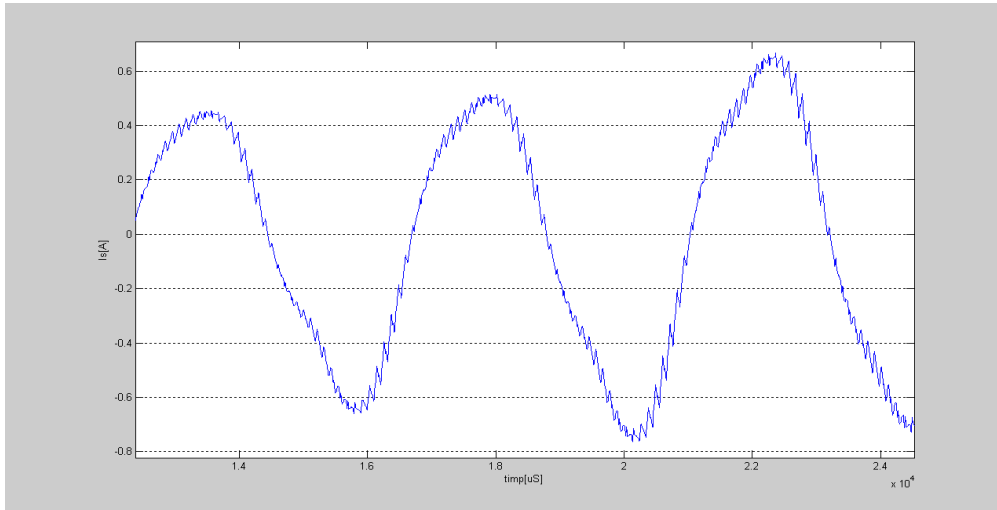


Fig.4.19 Variația curentului statoric la creșterea frecvenței de la 5 la 25Hz (Cf redus) .

Valoarea de vîrf a curentului scade sau crește și similar ca pentru tensiune cu creșterea sau descreșterea și din aceste oscilograme se determină exact panta I-f prin împărțirea ordonatei la inversul abscisei . Prin aplicarea metodei încărcării virtuale în loc de metoda încărcării clasice cu mașină de c.c. la funcționarea Mas de mică putere am rezolvat astfel problema eliminării timpului de întârziere existent între momentul aplicării comenzii la mașina de c.c. și variația cuplului la arbore .Contribuțiile tezei pentru acest capitol sunt :

- analiza comprehensivă în timp a variațiilor tuturor mărimilor electrice ce caracterizează funcționarea Mas de 180 W ,
- analiza comprehensivă în timp a variațiilor tensiunii continue ce caracterizează funcționarea CI al CE ,
- analiza comprehensivă în timp a variațiilor curentului continuu ce caracterizează funcționarea CI al CE ,
- analiza comparativă a valorilor minime și maxime pe perioada unui pas de comutație ,
- implementarea pe model a metodei de încărcare virtuală a Mas de putere redusă ,
- simularea unui gol de tensiune al rețelei în momentul schimbării sensului de rotație al motoventilatorului .

Capitolul 5 – Analiza experimentală a variațiilor de funcționare a unei Mas de 180W

În acest capitol se va analiza comparativ diferențele dintre valorile variațiilor relative ale tensiunilor și curenților de pornire, reversare, respectiv oprire determinate experimental datorate filtrării diferite a tensiunii continue a CI din CE cu care se alimentează MAS de 180W încărcată cu un ventilator și măsurate pe echipamentul de testare realizat pentru acest scop, reprezentat schematic în fig.5.0.

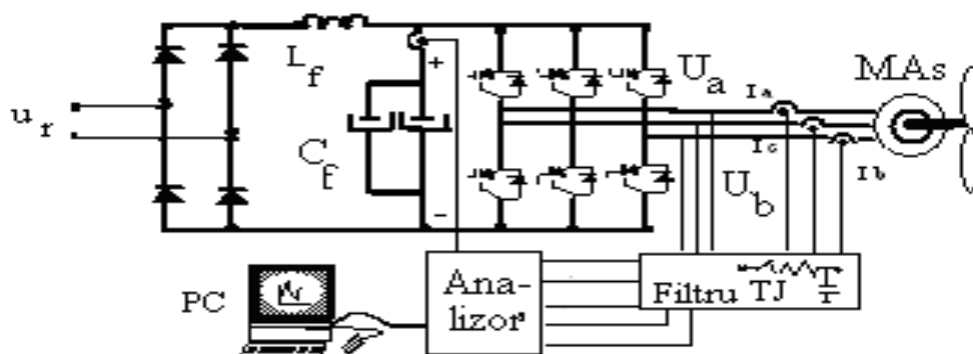


Fig. 5.0 Schema electrică de măsurare în timp real al variațiilor de funcționare a MAS.

Între bornele de ieșire ale CE și traductorii de măsură a tensiunilor s-a intercalat pe fiecare fază un filtru pasiv RC serie cu rolul de a elimina de la măsurare armonicile de înaltă frecvență generate de CE, care oricum nu influențează funcționarea Mas de 180 W având în vedere comportarea acestuia ca un filtru trece jos în cazul alimentării de la CE.

În cazul intercalării unui filtru RC paralel între CE și MAS MP se produce o deplasare spre dreapta a caracteristicilor amplitudine - frecvență, respectiv fază frecvență ale MAS MP cu consecințe negative privind răspunsul în cuplu la un salt treaptă al sarcinii [107]. Perioada de eșantionare a analizorului este de 50 μ sec pentru cele 3 tensiuni și cei 3 curenți alternativi achiziționați.

Momentul începerii măsurătorii, respectiv al înregistrării tensiunilor și curenților de fază este declanșat prin butonul de declanșare manuală a măsurătorii de pe instrument (v. foto din Anexă) și este indicat pe fiecare fereastră de timp analizată. Momentul terminării înregistrării este determinat de momentul în care memoria tampon a instrumentului este plină. Capacitatea memoriei este direct proporțională cu rata de eșantionare. În cazul nostru lungime ferestrei este de 140 milisecunde.

Perioada de integrare este esențială pentru rapiditatea înregistrării și definește baza de timp pentru efectuarea tuturor calculelor inclusiv cele de analiză armonică. Modul de memorare a fost setat pentru înregistrări repetate. În acest mod de operare instrumentul așteaptă sosirea tuturor secvențelor pe care le înregistrează automat. Numărul maxim de secvențe este setat automat de instrument și este funcție tot de memoria sa. Lungimea memoriei tampon este împărțită în două părți: înainte sau după apariția semnalului de declanșare manuală.

50 Analiza în domeniul timp

Utilizatorul poate defini mărimea ambelor părți ca perioade de intrare dar nu mai mari de 50 Lungimea completă a memoriei tampon determină numărul secvențelor repetate de înregistrare (2 în acest caz) . Pentru analiza curenților și tensiunilor alternativi ai Mas am utilizat interfața grafică Transients pentru a măsura perioadele acestora , respectiv pentru analiza armonică interfața Wave-forms . Pentru analiza tensiunii continue a CI datele măsurate sunt prezentate în valoare efectivă utilizând interfața grafică Fast Logging .

5.1 Analiza variațiilor tensiunii continue a CI

În fig. 5.1 se pot vedea variațiile tensiunii continue a Ucc, la pornirea Mas de 180 W.

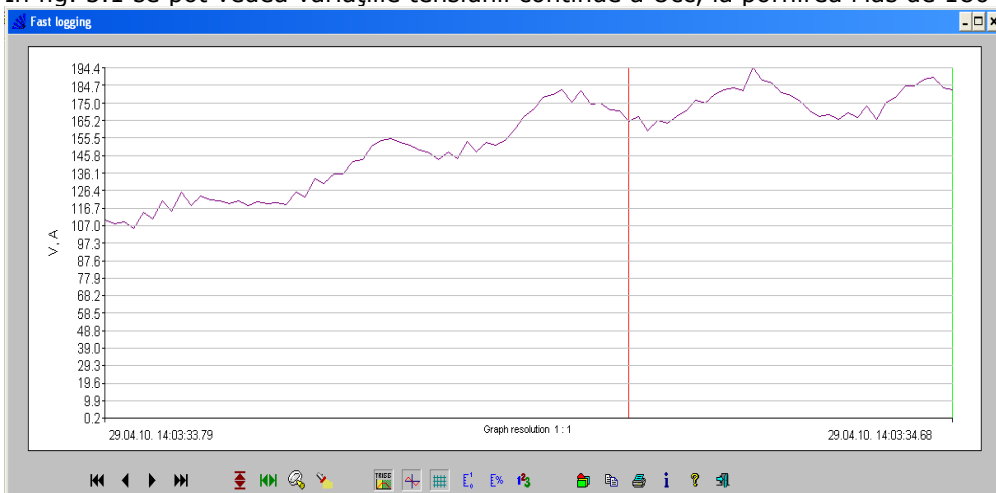


Fig 5.1 Variațiile tensiunii continue a CI la pornire .

Se observă că tensiunea continuă este crescătoare și conține variații de 194,4-165,2 = 29,2V . În fig. 5.2 se pot vedea variațiile tensiunii Ucc , la oprirea Mas de 180 W .



Fig 5.2 Variațiile tensiunii continue a CI la oprire .

Se observă că tensiunea continuă este descrescătoare și are variații de $162,5 - 135,8 = 26,7V$. În fig. 5.3 se pot vedea variațiile tensiunii continue a U_{cc} , la reversarea Mas de 180 W.

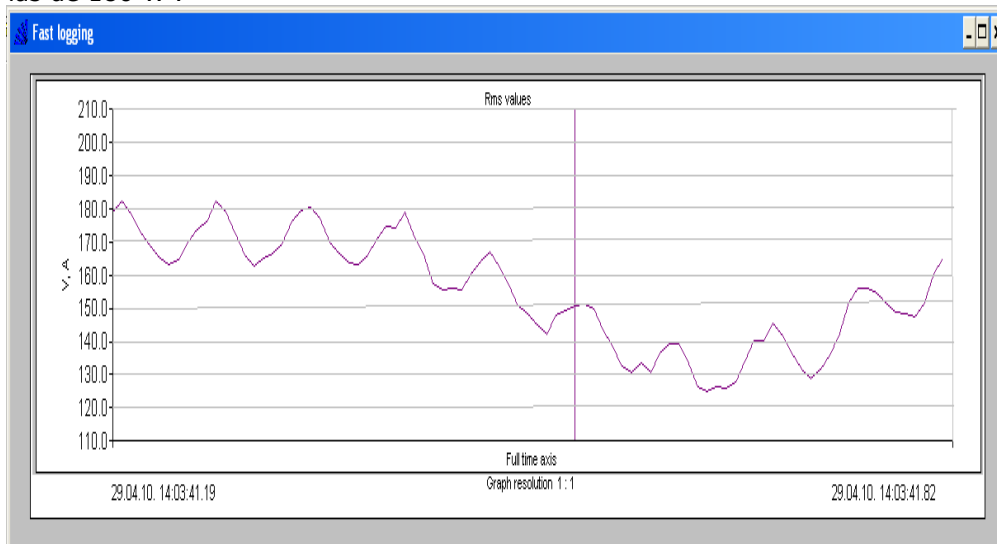


Fig. 5.3 Variațiile tensiunii continue a CI la reversare .

Variațiile la reversare nu depășesc variațiile anterior măsurate pentru pornire și oprire .Se confirmă ipoteza folosită la determinarea curentului statoric prin soluționarea ecuației de gradul doi (v. rel.2.126), care presupune că variațiile tensiunii continue U_{cc} nu depășesc 10 % din valoarea nominală adică $0,1 \times 303 = 30,3 V$.

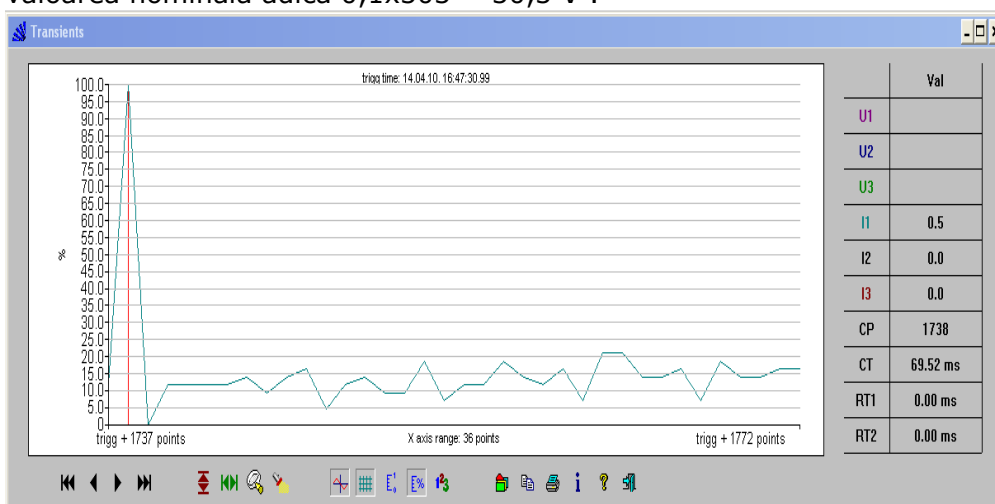


Fig. 5.4 Variațiile curentului continuu al condensatorului electrolitic .

În fig. 5.4 se pot vedea variațiile curentului continuu al condensatorului electrolitic . Valoarea efectivă a acestui curent este $0,7 \times 40 \times 0,5 = 1,4 A$.

5.2 Analiza variațiilor tensiunilor și curenților în timpul pornirii.

În fig. 5.5 se pot vedea variațiile în valoare de vârf de tensiune statorice o fază, în timpul pornirii cu frecvența de 50Hz al Mas de 180W . Variațiile maxime sunt de $140,0 - 127,5 = 12,05$ V pentru primul pas de comutație . În fig. 5.2 se poate vedea în detaliu variația tensiunii pe durata unui pas de comutație ($T/6 = 200/6 = 33,3$ ms) . În fig. 5.3 se arată variația curentului statoric .

Pentru că analizorul Metrel® are domeniul de măsură de 1000A pentru curent care reprezintă o ordine de mărime mult prea mare , zona de măsură fiind de 1 A s-au efectuat 40 de spire ce înfășoară circuitul magnetic toroidal al traductorilor de curent adică factorul de scară cu care se înmulțește valoarea instantanee a curentului Excell© este $1000/40 = 25$ A/div .

În fig. 5.4 se pot vedea variațiile în valoare efectivă de tensiune statorice o fază, în timpul pornirii cu frecvența de 25Hz al Mas de 180W . Variațiile maxime sunt de $108,7 - 102,7 = 6$ V în momentul pornirii .Pasul de comutație este $T/6 = 40/6 = 6,66$ ms . În fig. 5.6 se arată variația curentului statoric . În fig. 5.7 se pot vedea variațiile în valoare efectivă de tensiune statorice o fază, în timpul pornirii cu frecvența de 50Hz al Mas de 180W . Variațiile maxime sunt de $71,7 - 64,4 = 7,3$ V în momentul pornirii .

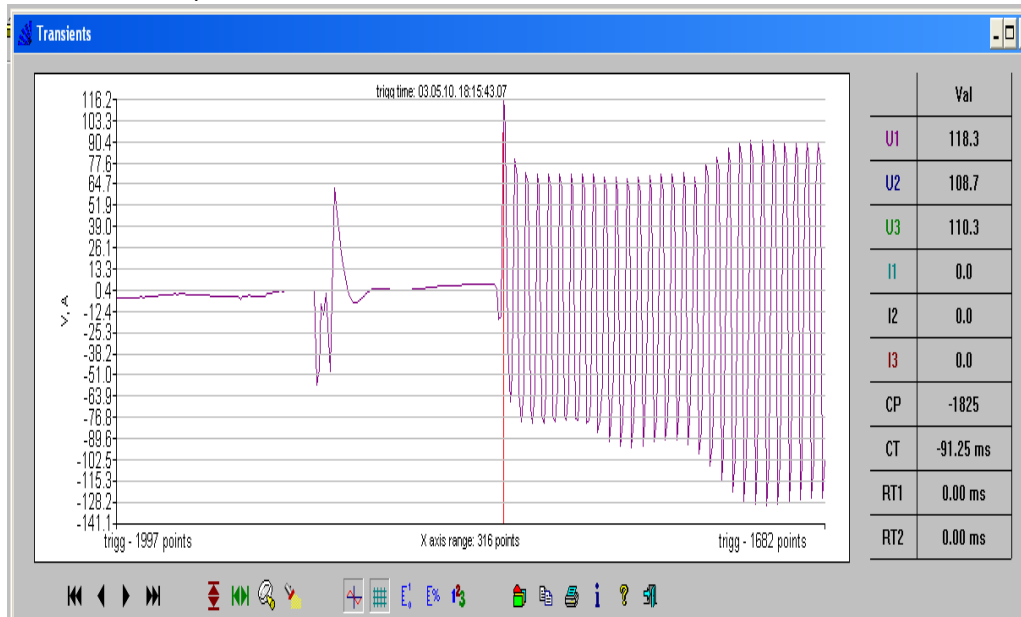


Fig. 5.5 Variațiile tensiunii statorice la pornire ($f = 50$ Hz)

În fig. 5.9 se arată variația curentului statoric pe durata pornirii Mas de 180W funcționând cu CE având capacitatea de filtrare a CI redusă la jumătate .

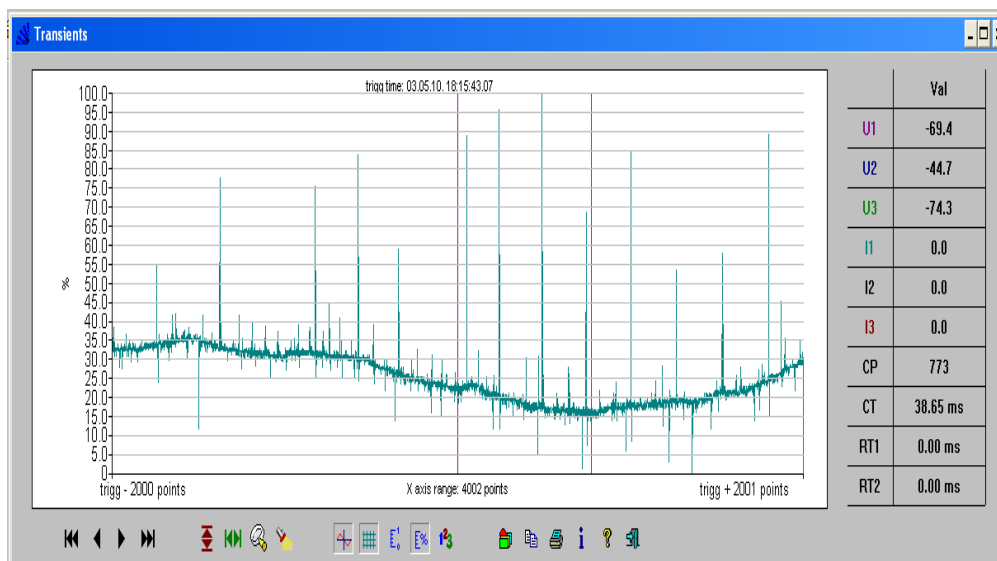


Fig. 5.6 Variațiile curentului statoric ($I_s=0,7A, f= 50 \text{ Hz}$)

Variațiile maxime sunt de $76,3-62,3= 14,0 \text{ V}$ în momentul pornirii adică au crescut cu $1,50 \text{ V}$. În fig. 5.7 se arată variația curentului statoric pe durata pornirii Mas de 180W funcționând cu CE având capacitatea de filtrare a CI redusă la jumătate.

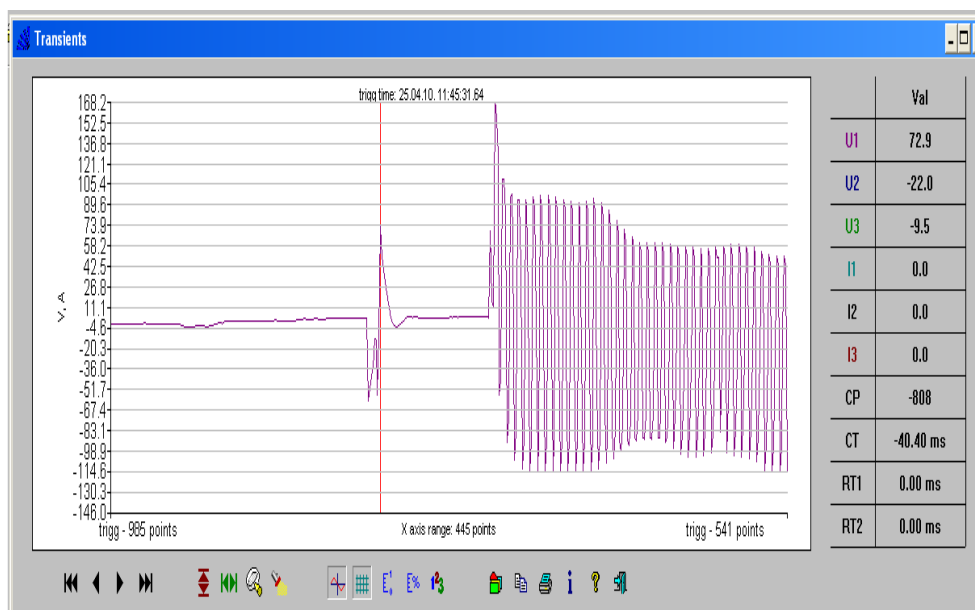


Fig. 5.7 Variațiile tensiunii statorice la pornire (C_f redus, $f= 50 \text{ Hz}$)

Variațiile maxime sunt de $96,8-91,1 = 5,7 \text{ V}$ în momentul următor pornirii adică au scăzut cu $1,34 \text{ V}$.

54 Analiza în domeniul timp

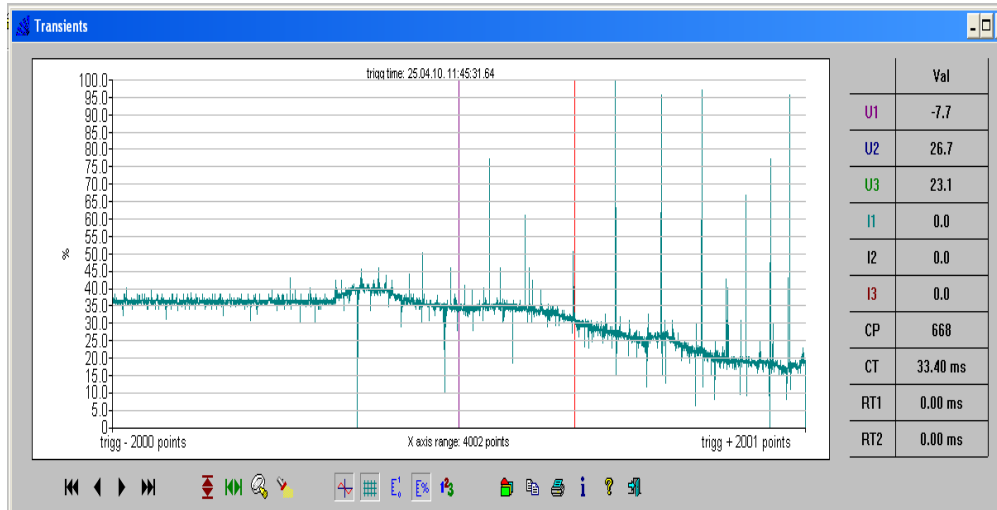


Fig. 5.8 Variațiile curentului statoric (Cf redus, $I_s=0,7A$, $f= 50$ Hz) .

În fig. 5.8 se arată variația curentului statoric pe durata pornirii Mas de 180W funcționând la 50 Hz cu CE având capacitatea de filtrare a CI redusă la jumătate .

5.3 Analiza variațiilor tensiunilor și curenților în timpul reversării .

În fig. 5.9 se pot vedea variațiile în valoare efectivă de tensiune statorice o fază, în timpul reversării cu frecvența de 5Hz al Mas de 180W . Variațiile maxime sunt de $102,9-81 = 21,9V$ pentru primul pas de comutație .

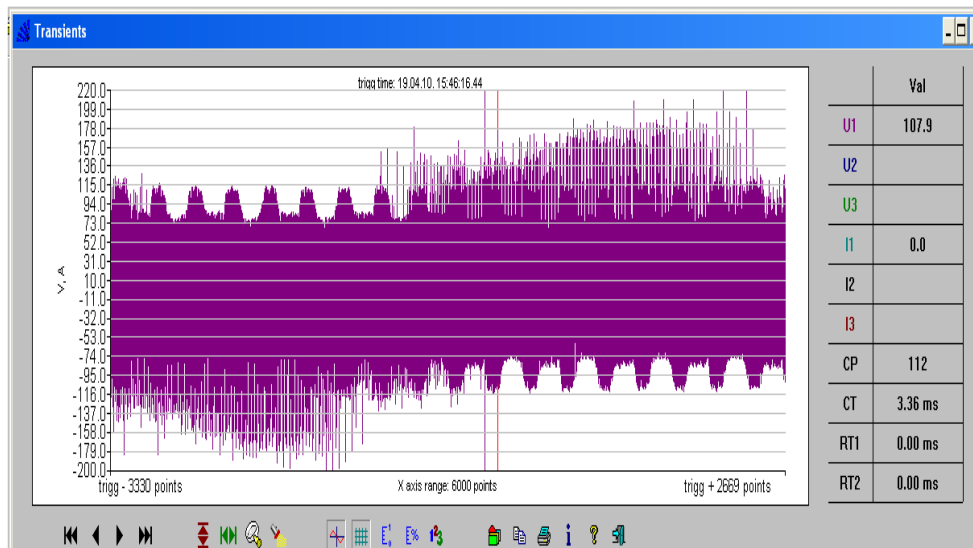


Fig. 5.9 Variațiile tensiunii statorice la reversare ($f= 50$ Hz)

În fig. 5.10 se pot vedea variațiile în valoare instantanee de tensiune statorice o fază, în timpul reversării cu frecvența de 50Hz al Mas de 180W pentru o funcționare a CE cu capacitatea de filtrare redusă la jumătate, iar în fig. 5.11 variațiile curentului. Variațiile maxime sunt de $104,4 - 74,5 = 29,9$ V pentru primul pas de comutație și au crescut cu 8 V față de cele cu funcționarea de la CE cu CI având capacitatea de filtrare mărită.

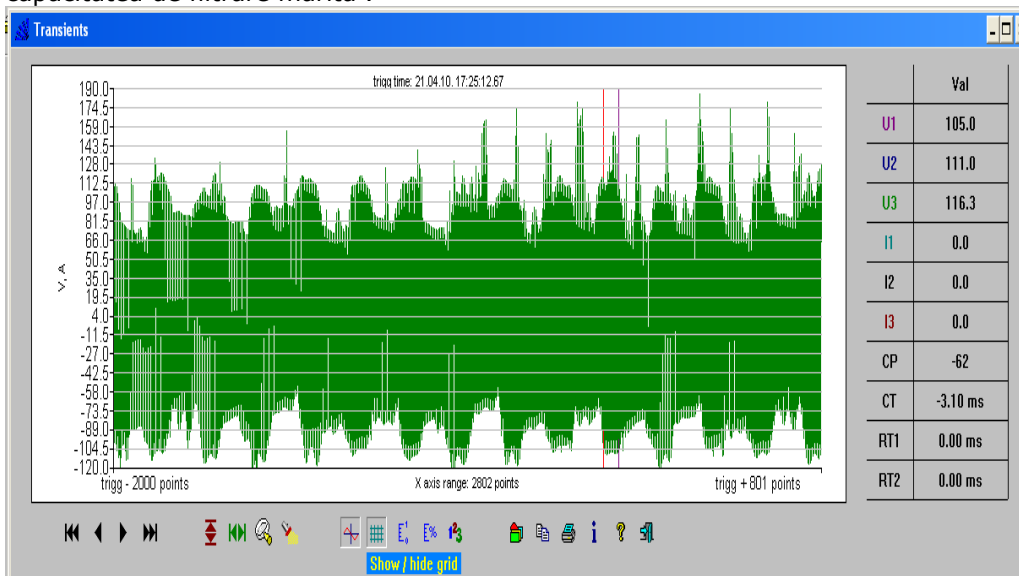


Fig. 5.10 Variațiile tensiunii statorice reversare (Cf redus, f= 50 Hz)

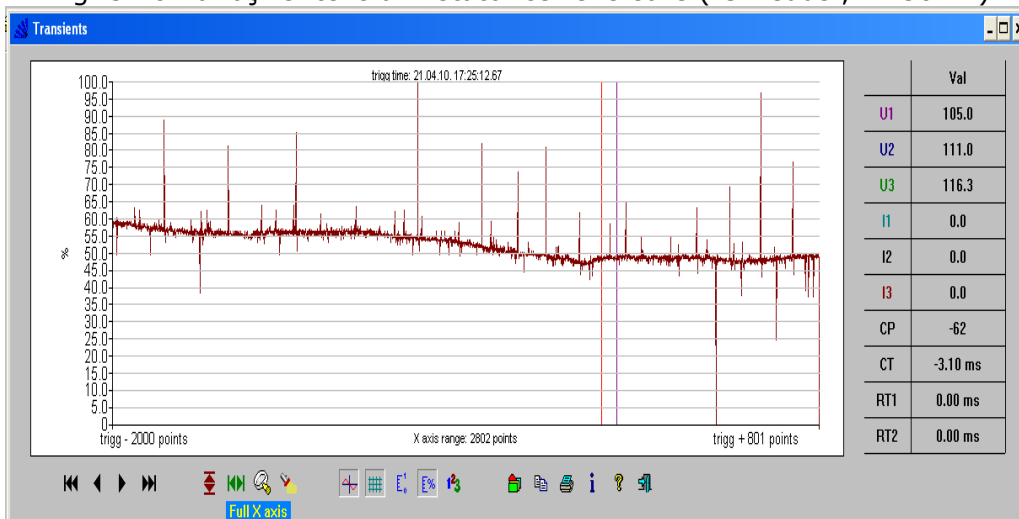


Fig. 5.11 Variațiile curentului statoric al fazei A la reversare (Is=0,6A, Cf redus, f= 50 Hz)

5.4 Analiza variațiilor tensiunilor și curenților în timpul opririi .

În fig. 5.12 se pot vedea variațiile în valoare efectivă de tensiune statorice o fază, în timpul opririi cu frecvența de 50Hz al Mas de 180W . În fig. 5.13 se poate vedea variațiile curentului .



Fig. 5.12 Variațiile tensiunii statorice la oprire ($f= 50$ Hz)

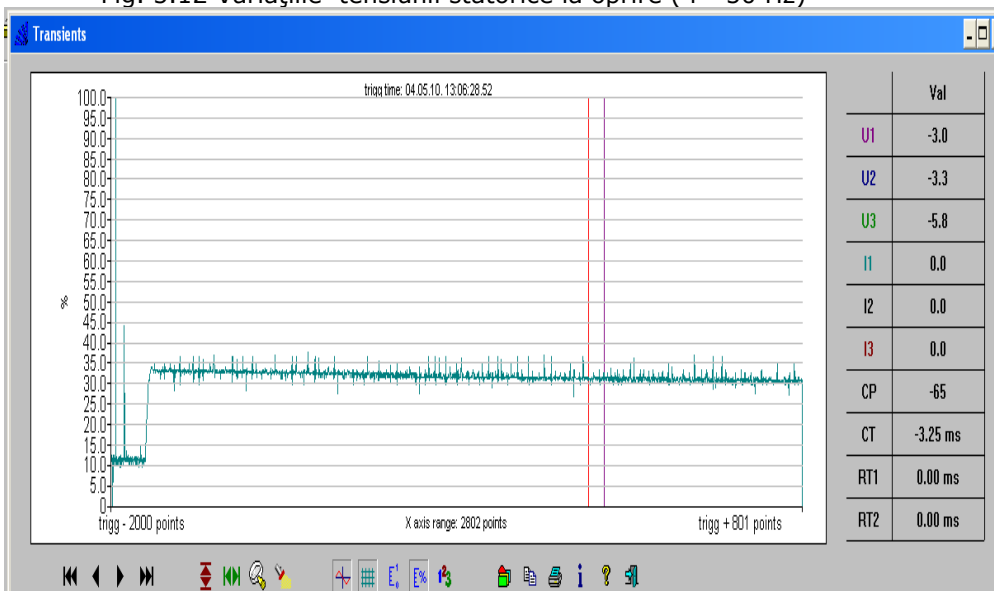


Fig. 5.13 Variațiile curentului statoric la oprire ($I_s=0,7A$, $f= 50$ Hz) .

În fig. 5.14 se pot vedea variațiile în valoare efectivă de tensiune statorice o fază, în timpul opririi cu frecvența de 50Hz al Mas de 180W alimentate de la CE cu CI având capacitatea de filtrare redusă .



Fig. 5.14 Variațiile tensiunii statorice a fazei A la oprire (Cf redus , f= 50 Hz)

În fig. 5.15 se arată variația curentului statoric la oprire pentru frecvența de 50 Hz.

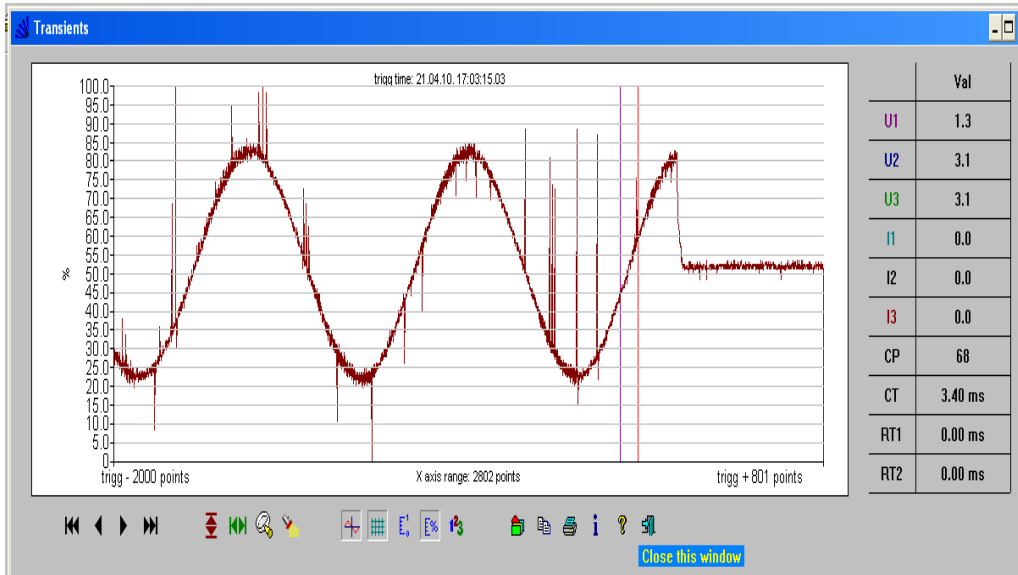


Fig. 5.15 Variațiile curentului statoric al fazei A la oprire (Cf redus , $I_s=0,8A$, f= 50 Hz) .

58 Analiza în domeniul timp

Pentru confirmarea rezultatelor teoretice ale modelului intern al CI cu rezultatele măsurătorilor variațiilor de curent ale Mas de 180 W funcție de mărimea capacității condensatorului și de viteza ventilatorului în tabelul 3 s-au centralizat datele privind variațiile tensiunii continue calculate cu relația 2.113 unde s-a introdus în calcul I_s măsurat de inverter și afișat de acesta (parametrul Lcr – Load Current) , respectiv variațiile de tensiune statorică pe durata unui pas de comutație T/6 măsurate în acest capitol pentru pornire și oprire la frecvențele de 5,25 și 50 Hz

Tabelul 3 – comparație între valorile variației ΔU_{cc} și ΔU_s

$\Delta U_{cc} / \Delta U_s$	$C_f=530 \mu F$	$C_f = 1060 \mu F$	
Pornire	5 Hz	12,5 V / 12,05 V	14 V / 14,95 V
	25 Hz	6,0 V / 5,7 V	3,03 V / 4,1 V
	50 Hz	5,34 V / 5,55 V	2,67 V / 2,83 V
Oprire	5 Hz	18,75 V / 19,32 V	22,39 V / 23,43 V
	25 Hz	5,67 V / 5,21 V	4,67 V / 5,05 V
	50 Hz	3,82 V / 3,33 V	4,08 V / 4,13 V

După cum se poate observa erorile dintre valorile calculate și cele măsurate sunt neglijabile , fapt ce validează existența interdependenței variațiilor tensiunii U_{cc} funcție de curentul statoric I_s descrise de ecuația de gradul doi 2.126 .

5.5 Spectrul tensiunilor Mas alimentate de la CE

În acest paragraf sunt reprezentate grafic spectrele pentru tensiuni : fundamentala și armonicile pare și impare până la ordinul 63 ; frecvențele de referință fiind de 5 Hz , 25 Hz , respectiv 50 Hz . Spectrele determinate cu analizorul Metrel® care vor compara în ultimul capitol cu spectrele obținute prin simulare . Pentru nr. de ordine 64 analizorul indică factorul de distorsiune armonic (THD) și astfel scara de măsură pentru cele două mărimi caracteristice analizei armonice este aceeași . Poziționând cursorul pe nr. de ordine dorit aparatul afișează în dreapta sus amplitud. Armoniceii.

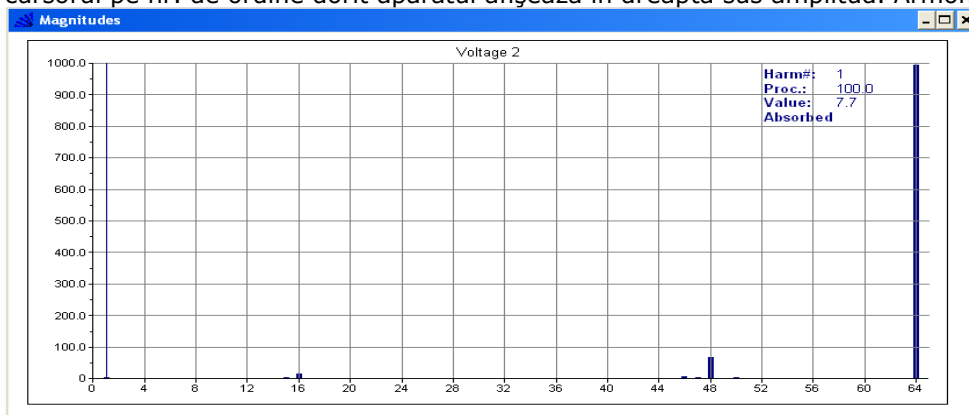


Fig. 5.57 Spectrul tensiunii statorice al fazei B (C_f redus , $f = 5$ Hz) .

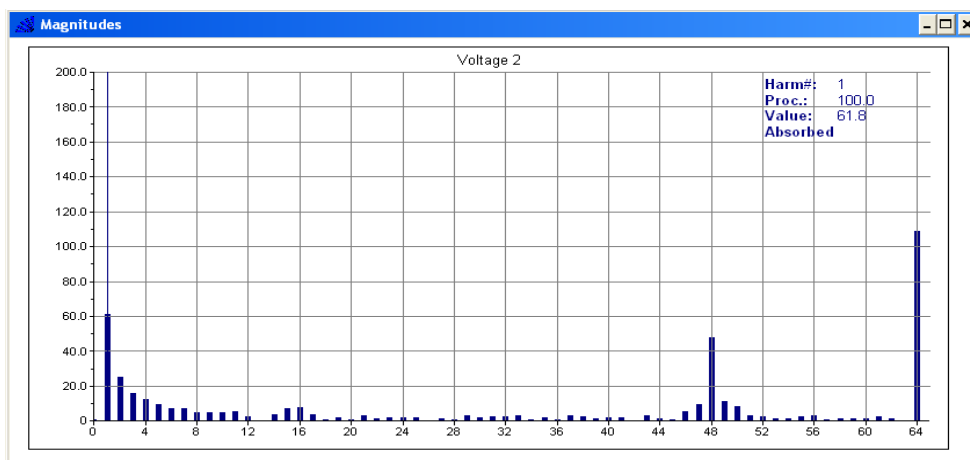


Fig. 5.58 Spectrul tensiunii statorice al fazei B (Cf redus , f= 25 Hz) .

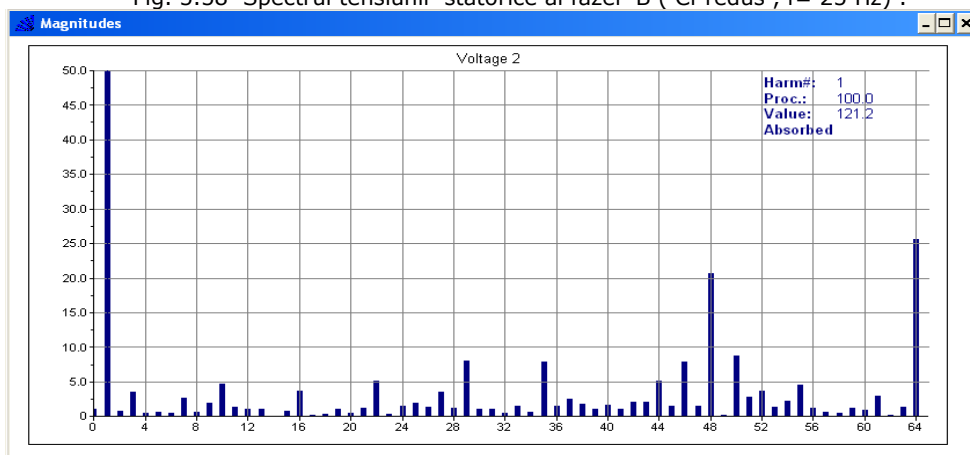


Fig. 5.58 Spectrul tensiunii statorice al fazei B (Cf redus , f= 50 Hz) .

5.5.1 Spectrul tensiunilor Mas pentru funcționarea CI cu condensator dublat

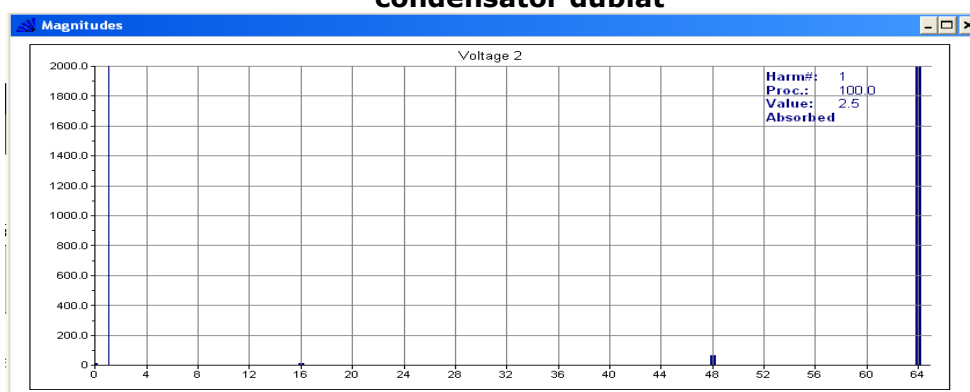


Fig. 5.59 Spectrul tensiunii statorice al fazei B (Cf mărit , f= 5 Hz) .

60 Analiza în domeniul timp

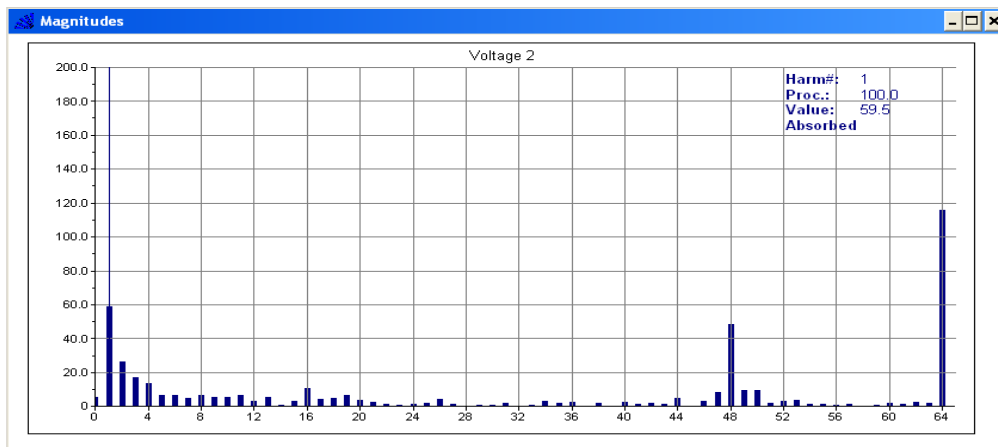


Fig. 5.60 Spectrul tensiunii statorice al fazei B (Cf mărit , $f= 25$ Hz) .

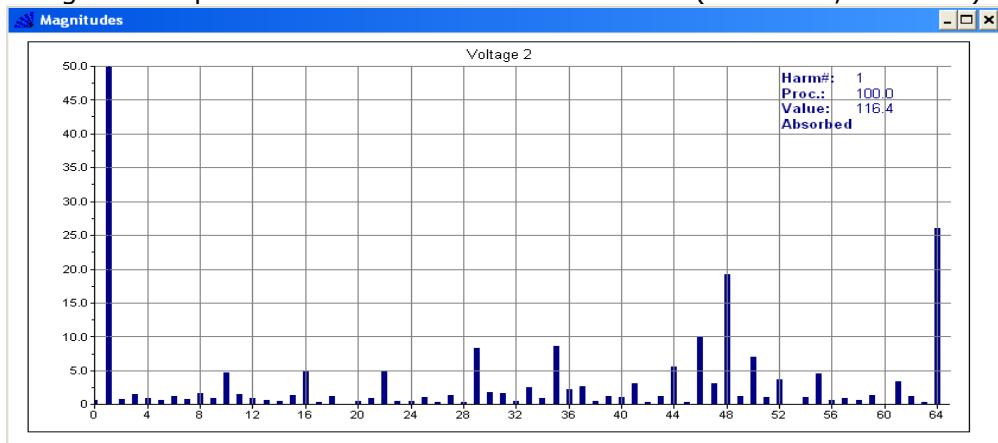


Fig. 5.61 Spectrul tensiunii statorice al fazei B (Cf mărit , $f= 50$ Hz) .

După cum se observă în ultimele două frecvențe spectrul conține și o componentă continuă care în realitate nu există . Această eroare apare la majoritatea instrumentelor de măsură digitale cu procesoare de semnale numerice (DSP) ce implementează transformata Fourier rapidă (FFT) [64] . Din această cauză în fig. 5.62 și 5.63 se prezintă spectrele corectate determinate prin calculul cu calculatorul , situație în care se evită eroarea DSP-ului.

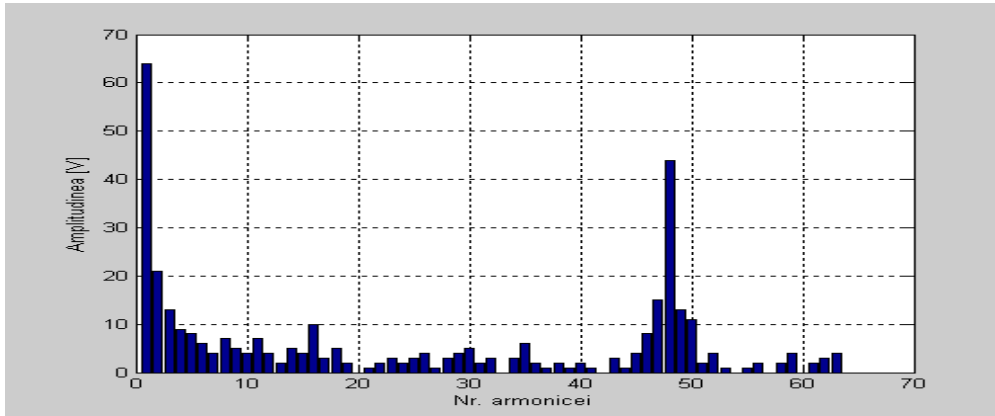


Fig. 5.62 Spectrul corectat al tensiunii statorice (Cf mărit , $f= 25$ Hz) .

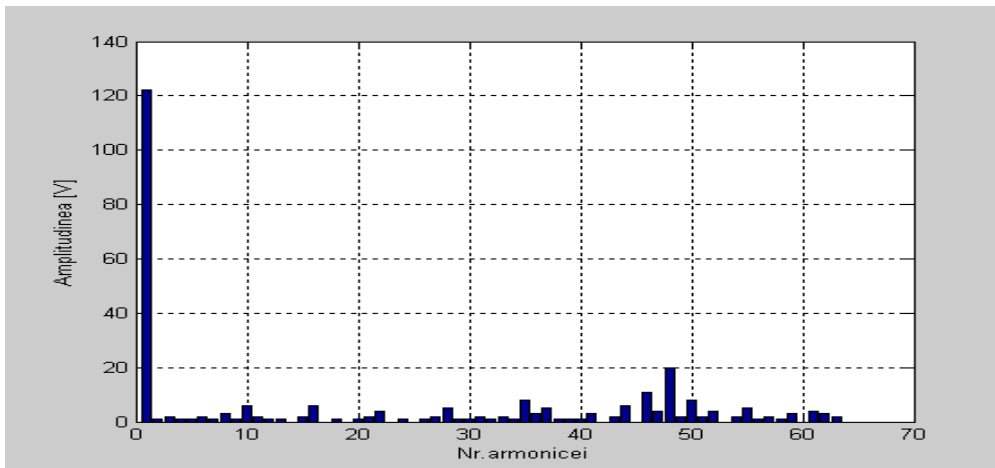


Fig. 5.63 Spectrul corectat al tensiunii statorice (Cf mărit , $f= 50$ Hz) .

După cum s-a demonstrat experimental în acest capitol reducerea capacității condensatorului electrolitic de filtrare este utilă pentru micșorarea variațiilor de tensiune la pornire și oprire , cu scăderea cu 50 % a cheltuielilor cu achiziționarea condensatorului , fapt ce constituie un avantaj pentru servoacționările din această gamă restrânsă de puteri . Pentru o verificare suplimentară a acestui rezultat am efectuat și o analiză experimentală comparativă bazată pe măsurarea spectrului tensiunii statorice , respectiv a factorului de distorsiune total pentru curentul statoric , la funcționarea cu viteză constantă a Mas de 180 W . În acest sens am întocmit tabelul 4 pentru tensiuni și 5 pentru curenți , tabele prezentate în continuare .

62 Analiza în domeniul timp

Nr.ord Frecv.	1	6	12	18	24	30
5 Hz	7,7 / 6,3	0,9 / 0,7	1,8 / 1,9	1,3 / 1,3	0,6 / 0,2	2 / 0,8
25 Hz	61,6/57,5	8,6 / 5,9	5,4 / 3,6	5,0 / 4,1	2,3 / 3,4	1,0 / 0,6
50 Hz	116,6/121,2	0,7 / 0,2	1,4 / 1,5	1,4 / 0,1	0,4 / 2	2,5 / 1,2

Tabel 4 Amplitudinele armonicelor multiplu de 6 ale tensiunii pentru Cf mărit / Cf redus , [V] .

Frecv.	THD
5 Hz	185,9 / 192,1
25 Hz	68,4 / 28,2
50 Hz	4,4 / 3,6

Tabelul 5 Factorul de distorsiune total ale curentului pentru Cf mărit / Cf redus , [%] .

Se constată din nou că înjumătățirea capacității de filtrare Cf a CI este o măsură fiabilă din punct de vedere a distorsiunilor curentului statoric care sunt mai mici decât când Cf avea valoarea aleasă de fabricantul CE . Pentru validarea și în domeniul frecvență a modelului intern al CI s-au centralizat valorile amplitudinilor armonicelor multiplu de 6 ale tensiunii pentru simulare și măsurare . Se constată o bună corelare model și măsurători.

Nr.ord Frecv.	1	6	12	18	24	30	36	42	48
5 Hz	6,8 / 6,3	0,5 / 0,7	2,1/1,9	1,1/1,3	0,3/0,2	1,0/0,8	0,3/0,3	2,3/ 2,2	68,5/ 73,2
25 Hz	61,2/ 59,5	5,9/ 6,9	4,4/3,7	6,9/5,4	1,5/1,7	1,7/1,3	2,5/2,9	2,1/ 2,7	53,3/ 49,1
50 Hz	127,3/ 121,2	0,5/ 0,7	0,9/1,1	0,7/0,4	2,3/1,6	3,5/1,1	0,9/1,7	2,2/ 2,3	27,3/ 20,8

Tabel 6 Amplitudinele armonicelor multiplu de 6 ale tensiunii pentru simulare / măsurare efectuate cu modelul intern al CI , [V] .

Contribuțiile tezei pentru acest capitol sunt :

- utilizarea strategiei de încărcare virtuală a Mas de mică putere pentru studiul funcționării dependente de sarcină unei Mas de 180 W ,
- determinarea valorii optime de reducere a capacității de filtrare , care pentru această gamă de puteri reprezintă valoarea pe jumătate a valorii inițiale ,
- determinarea valorii maxime a variațiilor tensiunilor statorice ale Mas de mică putere .

Capitolul 6 - Concluzii , perspective și contribuții.

Lucrarea de față reprezintă o încercare de extindere a procedeelelor de modelare a filtrelor pasive existente în circuitul intermediar a convertoarelor statice de frecvență în vederea analizei în timp real al variațiilor curenților și tensiunilor Mas cauzate de variațiile periodice ale tensiunii continue a CI . Ea constituie totodată o sinteză a cunoștințelor în domeniu considerate de către autor în vederea atingerii scopului propus .

În introducere este prezentat nivelul actual de dezvoltare al sistemelor de acționare cu MAs de mică putere subliniindu-se necesitatea analizei efectului reducerii variațiilor tensiunii continue asupra variații ale tensiunii și ale curentului CE ce alimentează o MAS slab încărcată . Se prezintă dezavantajele cunoscute pentru această gamă de puteri și se pune problema analizei comportării MAs slab încărcate (în particular primele momente după conectare când se stabilește curentul de magnetizare reactiv), caz în care s-au detectat oscilații de viteză datorate rezonanței mecanice de frecvență joasă specifice acestei game de puteri [109]. Important pentru acest caz particular sunt primele 10 perioade ale tensiunii livrate de CE adică 0,2 s dacă frecvența impusă CE de tensiune și frecvență variabilă este de 50 Hz (frecvența nominală). Mai mult la Mas slab încărcate și controlate scolar apare problema cunoscută a instabilității sistemului datorat lipsei regajului intern de curent al CE sau de tensiune a CI[28]. O metodă de compensare a variațiilor tensiunii statorice a fost publicat în primul articol al autorului la a treia Conferință internațională pentru doctoranzi la Universitatea din Miskolc în august 2001 [106].

În Capitolul 2 este prezentată analiza funcționării MAs alimentate cu CE, analiză efectuată direct prin rezolvarea completă a ecuațiilor tensiune – curent scrise pentru modelul ortogonal , care condiționează în orice moment starea MAs. Paragraful 2.2 și 2.3 reprezintă contribuții originale ale autorului . Pentru cazul funcționării în regim staționar al MAs se determină expresia de regim static a curentului statoric de vârf nominal ca fiind raportul dintre tensiunea continuă și suma rezistențelor statorică și rotorică .

În Capitolul 3 sunt prezentate modelele Simulink © aferente redresorului necomandat , a circuitului intermediar , a invertorului și al Mas cu rotorul în scurt circuit . Paragraful 3.3 reprezintă contribuția originală a autorului . Ideea de bază a reconstrucției on-line a curentului continuu de la ieșirea CI o reprezintă înmulțirea funcțiilor de comutație și a valorilor momentane ale curenților de fază ai statorului . Acest concept nou reamintește într-un fel de definiția fazorului spațial ca fiind mărimea rezultată din înmulțirea vectorului unitar rotitor cu 120° și a valorilor momentane ale tensiunii , curentului electric sau ale fluxului magnetic al Mas [21] .Se poate astfel evidenția avantajul strategiei comenzii invertorului la 120° față de cel la 180° și de a considera astfel că această direcție de dezvoltare a electronicii funcționale va fii utilizată de cercetători în viitor .

În Capitolul 4 sunt prezentate simulările efectuate pe baza noului model rezultat din construirea cu blocuri Simulink a variațiilor tensiunii Ucc datorate variațiilor curentului continuu Icc. O remarcă importantă în opinia autorului reprezintă modul diferit până acum de abordare a problematicii modelării CE care alimentează MAs putere redusă și anume de utilizare a aceeași matrice de comutație atât pentru curenți cât și pentru tensiuni , fapt ce conferă un caracter unitar de analiză indiferent de tipul circuitului intermediar de tensiune sau curent constant .

Se poate face observația , justă într-o primă aproximație că dacă s-ar fi micșorat și valoarea inductivității de filtrare , teoretic s-ar fi obținut o și mai bună reducere a variațiilor de tensiune și curent . Deoarece Mas de putere redusă sunt alimentate exclusiv de la CE de tensiune această analiză iese din scopul acestei teze

Ca o consecință a celor menționate rezultă interesantă ideea analizei în domeniul timp al variațiilor curenților Mas de putere medie sau mare alimentate de la CE de curent , când prin reducerea inductivității s-ar putea obține micșorarea variațiilor de curent . Mai mult , modelul prezentat în teză , care permite în particular calcularea curentului continuu absorbit de inverter prin înmulțirea scalară a curenților de fază și a funcțiilor de comutare , poate fi folosit la alegerea siguranțelor fuzibile în variantă imprimată pe placă PCB pentru puteri reduse ale CE care protejează la scurtcircuit atât condensatorul electrolitic cât și tranzistoare bipolare cu poartă izolată (IGBT) ale inverterului [14] .

În ultimul Capitol sunt prezentate măsurătorile variațiilor existente la alimentarea cu convertorul electronic de tensiune și frecvență variabilă Altivar ©18 al unei MAS de 180W cu rotorul în scurt circuit care antrenează un ventilator . Utilizarea extensivă a ferestrelor de timp variabile ca mod de lucru al sistemelor digitale de achiziție a datelor a condus la posibilitatea unei analize exacte a variațiilor mărimilor electrice cu variație rapidă cum sunt tensiunile alternative furnizate de CE și tensiunea la bornele condensatorului electrolitic al CI , respectiv variații cuasirapide cum sunt cele ale curentului Mas de putere redusă [39] . De o deosebită importanță pentru etapa finală a fost modul versatil de lucru cu interfața grafică de utilizator Power Link™ pentru scurtare timpului de lucru afectat părții experimentale .Instrumentul afișează în valoare momentană valoarea maximă și minimă de variație a sistemelor trifazate de tensiune și curenți sesizați de senzori pentru o perioadă de eșantionare de 50 μs făcând astfel posibil ca practic variațiile să fie măsurate instantaneu . O variantă a calculului variațiilor puterilor active , reactive și aparentă pentru funcționarea în gol , fără validare experimentală sunt prezentate în articolele autorului [110] , [111] și [112] . A fost studiat teoretic prin simulare și efectul de atenuare al pulsațiilor de cuplu prin intercalarea unui filtru pasiv RC asupra MAS de 180W, iar rezultatele au fost publicate în al doilea și al treilea articol la SIELMEN Chișinău în octombrie 2007 articole care au fost susținute ca referate la această teză de doctorat [107] , [108] .

O analiză similară se poate aplica unui inverter controlat în curent alimentând un motor sincron condus după strategia I/f . Modul în care aceste variații influențează comportarea în timp a cuplului electromagnetic nu a fost tratat în această lucrare . O încercare de analiză în timp discret al variațiilor turației Mas de putere mică la pornire în cazul variațiilor mari de cuplu la arbore a fost prezentat de autor la PCIM China (Asia) 2008 unde se poate observa modul specific în care se suprapun efectele electrice peste cele de rezonanță mecanică la pornirea Mas de putere redusă în gol [6] , știut fiind faptul că orice Mas d.p.d.v. mecanic posedă două frecvențe de rezonanță din care una de frecvență joasă [23] , [109] .

Direcții viitoare de dezvoltare a tematicii ar putea cuprinde și analiza unor noi algoritmi iterativi (simulați recursiv) de reconstrucție a curentului continuu al CI cu performanțe mai bune privind rapiditatea de convergență sau al raportului semnal / zgomot de reconstrucție în cazul înglobării modelului prezentat într-un sistem cu buclă rapidă de simulare și măsurare în timp real tip dDSpace™ [88] . Lucrarea ocupă 91 pagini și are 143 de figuri, din care 9 scheme bloc, 66 curbe de simulare , 66 curbe experimentale și 6 tabele .

6.1 Contribuțiile autorului

Contribuțiile tezei din punct de vedere al cercetării efectuate de autor în domeniul analizei în domeniul timp , în final sunt

- construirea unui model simplu al redresorului bialternanță monofazat ,
- determinarea ecuației de gradul doi care definește legătura dintre curentul motorului și variațiile de tensiune continuă având ca parametrii frecvența și capacitatea condensatorului electrolitic ,
- determinarea în planul complex a locului geometric al polilor și zerourilor prin rezolvarea cu ajutorul calculatorului numeric al ecuației caracteristice a sistemului de ecuații tensiune-curent Mas- CE scris sub formă de stare .
- folosirea unui model simplu și a unui model matricial al Mas în care elementele tuturor matricelor utilizate sunt funcții de timp,
- folosirea aceluiași generator de funcții de comutație ca funcții de timp la obținerea tensiunilor și curenților ai CE cu MID ,
- construirea unui model intern al CI al CE care modelează variațiile în timp ale tensiunii continue al condensatorului electrolitic al CI funcție de variațiile în timp ale tensiunii redresate a rețelei și a variațiilor în trepte a tensiunii CE.
- analiza comprehensivă în timp a variațiilor tuturor mărimilor electrice ce caracterizează funcționarea Mas de 180 W ,
- analiza comprehensivă în timp a variațiilor tensiunii continue ce caracterizează funcționarea CI al CE ,
- analiza comprehensivă în timp a variațiilor curentului continuu ce caracterizează funcționarea CI al CE ,
- utilizarea strategiei de încărcare virtuală a Mas de mică putere pentru studiul funcționării dependente de sarcină unei Mas de 180 W ,
- determinarea valorii optime de reducere a capacității de filtrare , care pentru această gamă de puteri reprezintă valoarea pe jumătate a valorii inițiale ,
- determinarea valorii maxime a variațiilor tensiunilor statorice ale Mas MP .

Anexa

$$K_i = B_{1c} \sqrt{\frac{2}{3} + \frac{1}{\sqrt{6}}} \{ B_{1c}(h_{cx1} \pm h_{cx2}) - B_{1s}(h_{sx1} \pm h_{sx2}) \} \pm \frac{\sqrt{2}}{2} \{ B_{2c}(h_{cx1} + h_{cx2}) \pm B_{2s}(h_{sx1} + h_{sx2}) \}$$

$$K_j = F_{1c} \sqrt{\frac{2}{3} + \frac{1}{\sqrt{6}}} \{ F_{1c}(h_{cx1} - h_{cx2}) - F_{1s}(h_{sx1} - h_{sx2}) \} \pm \frac{\sqrt{2}}{2} \{ F_{2c}(h_{cx1} + h_{cx2}) - F_{2s}(h_{sx1} + h_{sx2}) \}$$

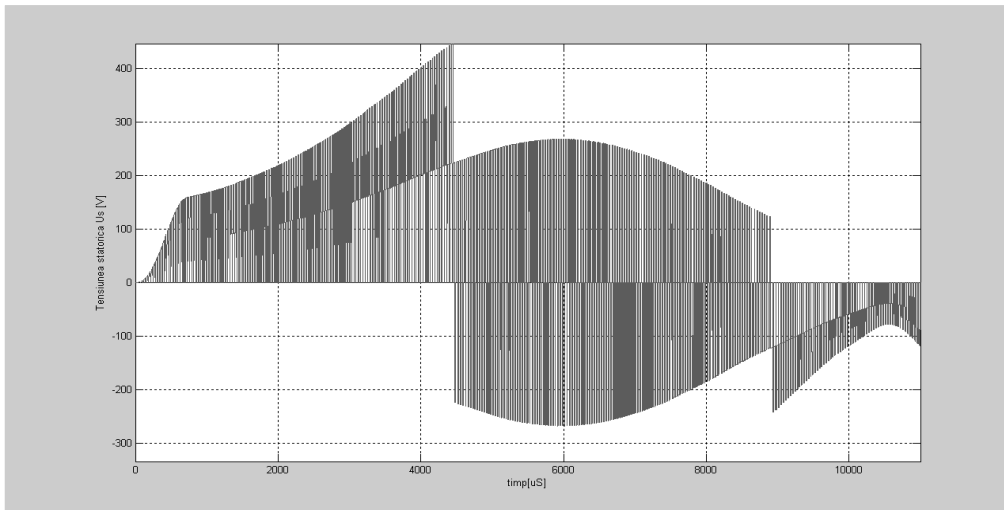


Fig A.1 Variația tensiunii statorice pentru o fază la pornire (f=5Hz) .

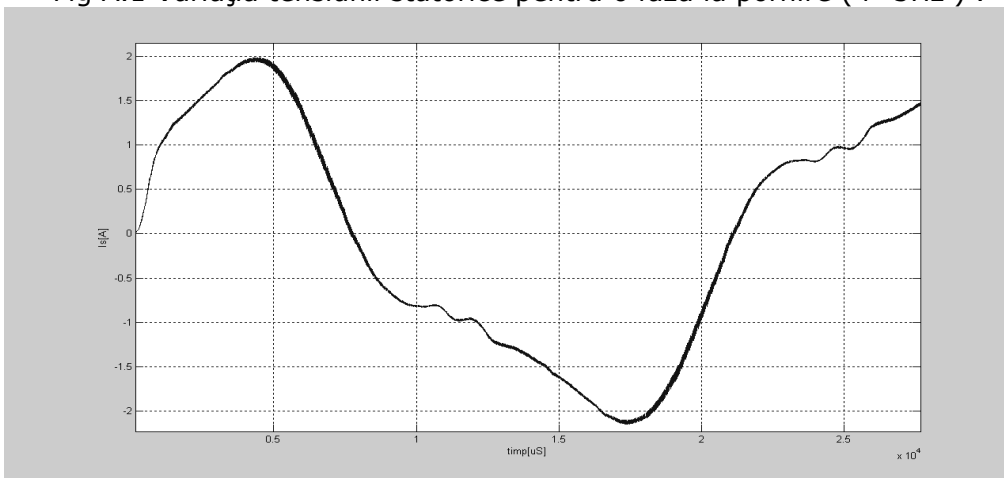


Fig A.2 Variația curentului statorice pentru o fază la pornire (f=5Hz)

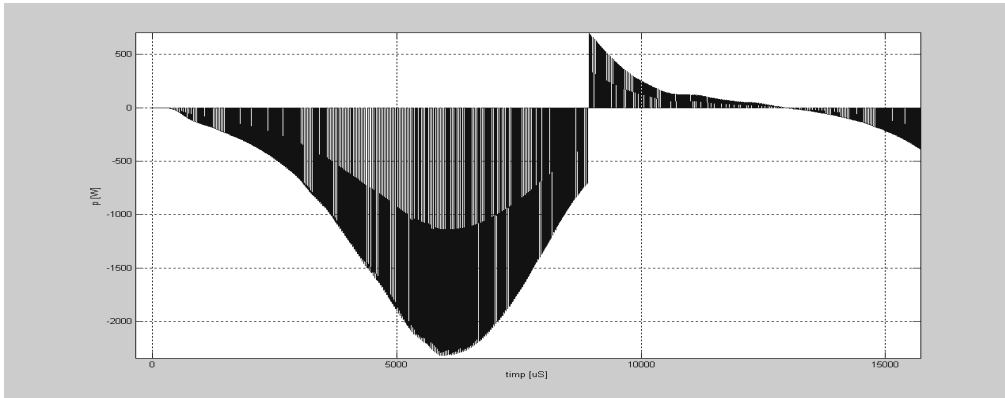


Fig A.3 Variația puterii instantanee la pornire ($f=5\text{Hz}$) .

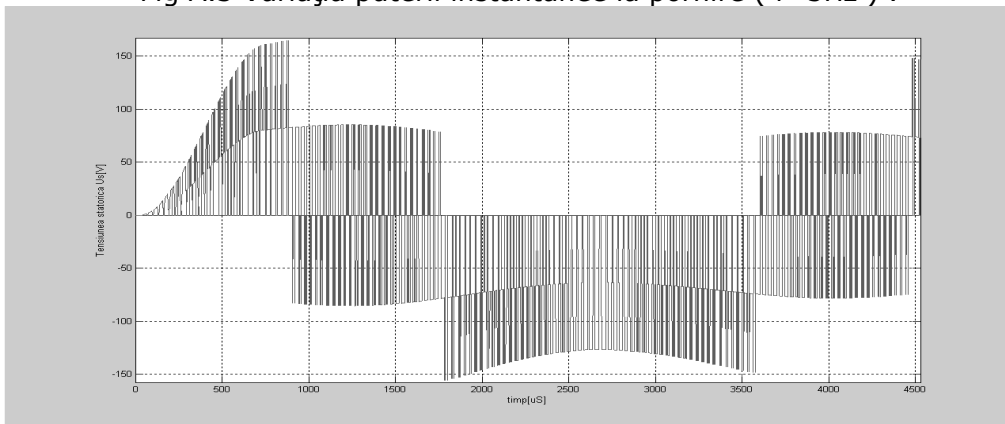


Fig A.4 Variația tensiunii statorice la pornire ($f=25\text{Hz}$) .

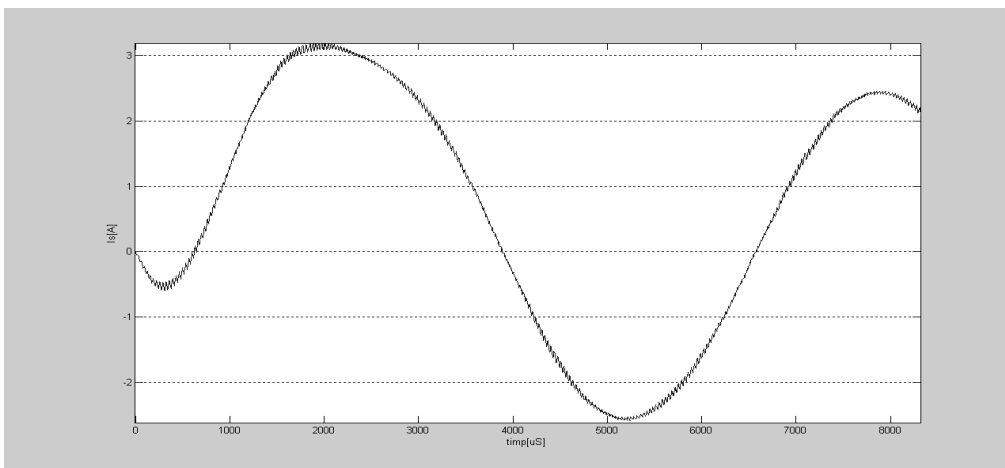


Fig A.5 Variația curentului statoric la pornire ($f=25\text{Hz}$) .

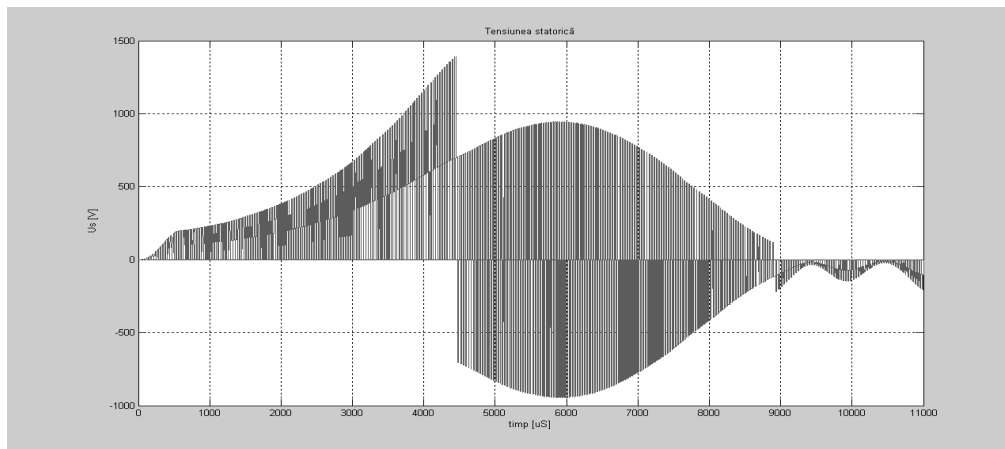


Fig. A.6 Variația tensiunii statorice la pornire (C_f redus, $f=5\text{Hz}$) .

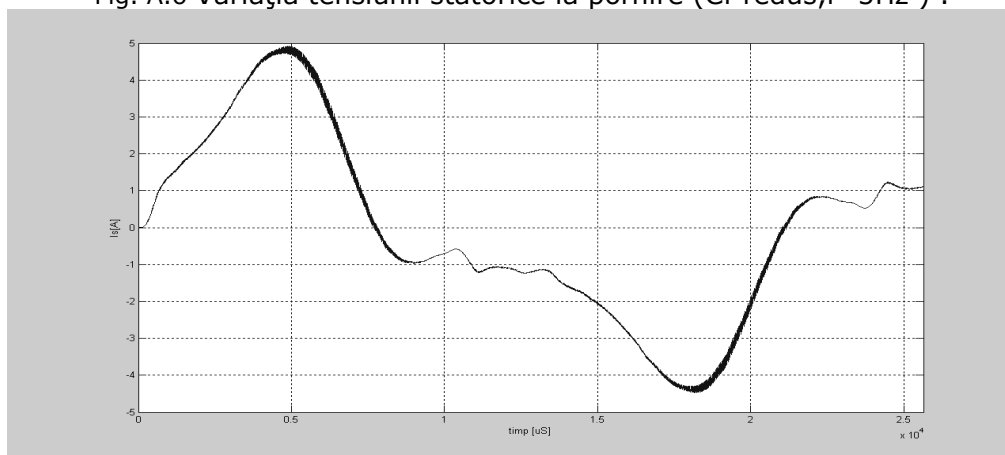


Fig. A.7 Variația curentului statorice la pornire (C_f redus, $f=5\text{Hz}$)

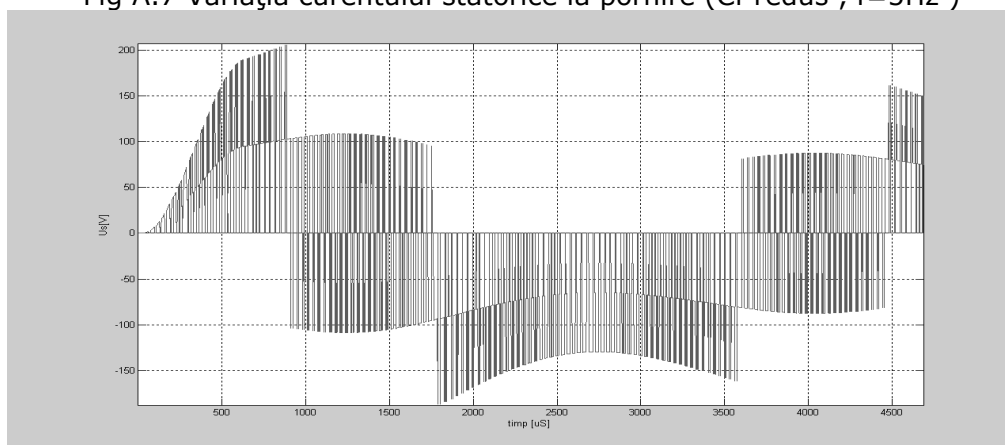


Fig. A.8 Variația tensiunii statorice la pornire (C_f redus, $f=25\text{Hz}$) .

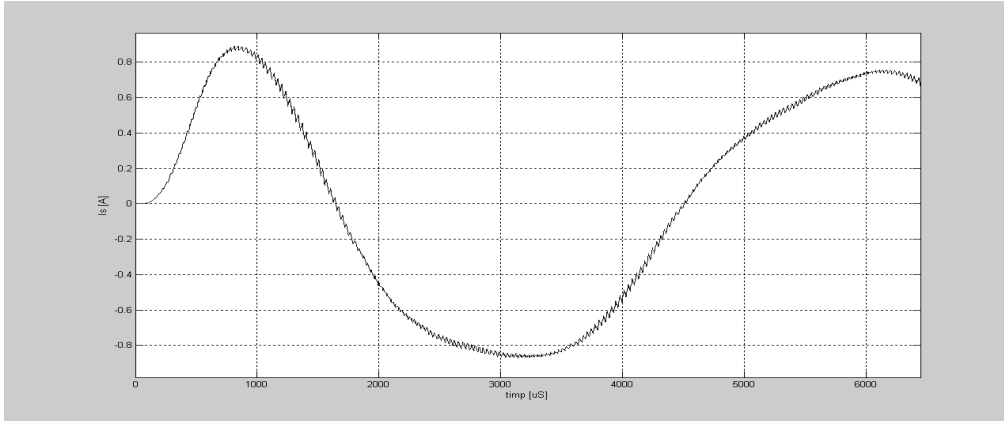


Fig A.9 Variația curentului statoric pentru o fază la pornire (Cf redus , $f=25\text{Hz}$)

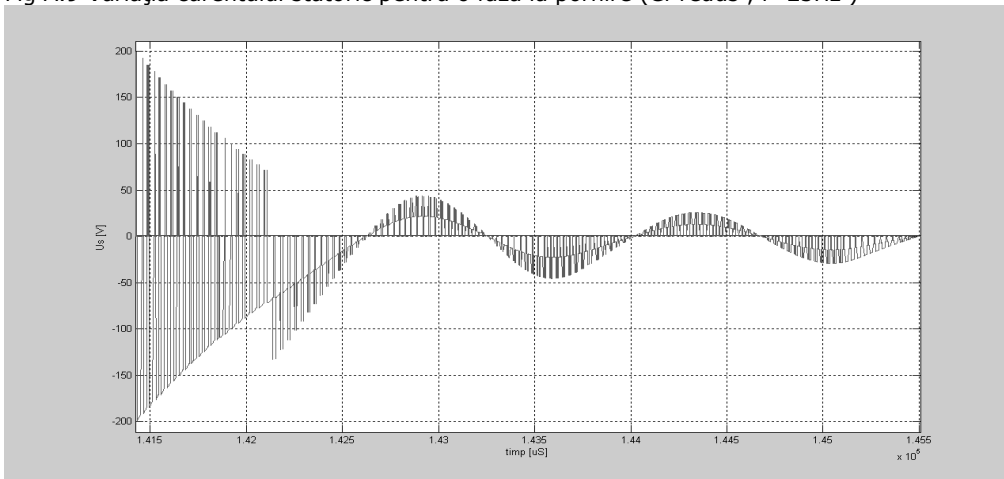


Fig. A.10 Variația tensiunii statorice la oprire ($f=5\text{Hz}$) .

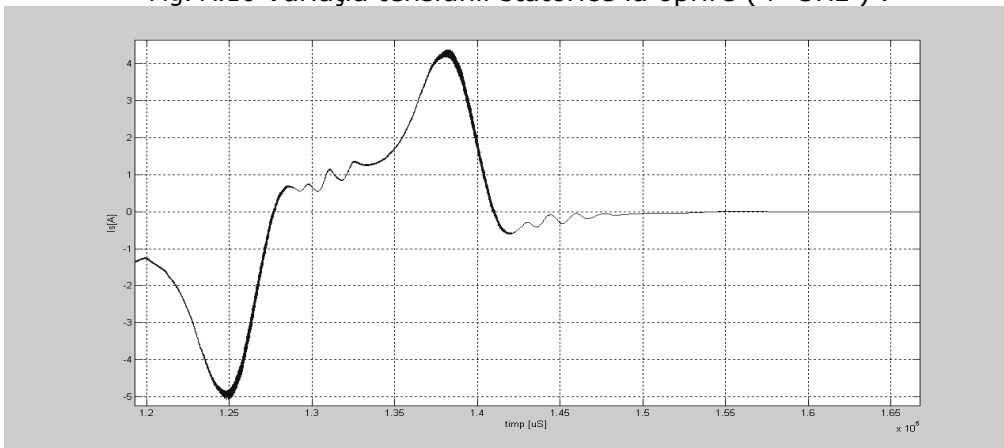


Fig. A.11 Variația curentului la oprire cu frecvența de 5 Hz .

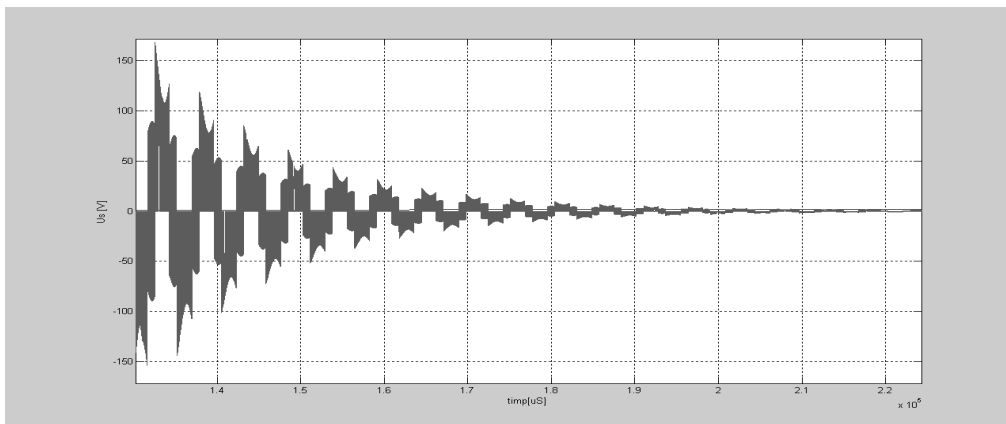


Fig. A.12 Variația tensiunii la oprire cu frecvența de 25 Hz .

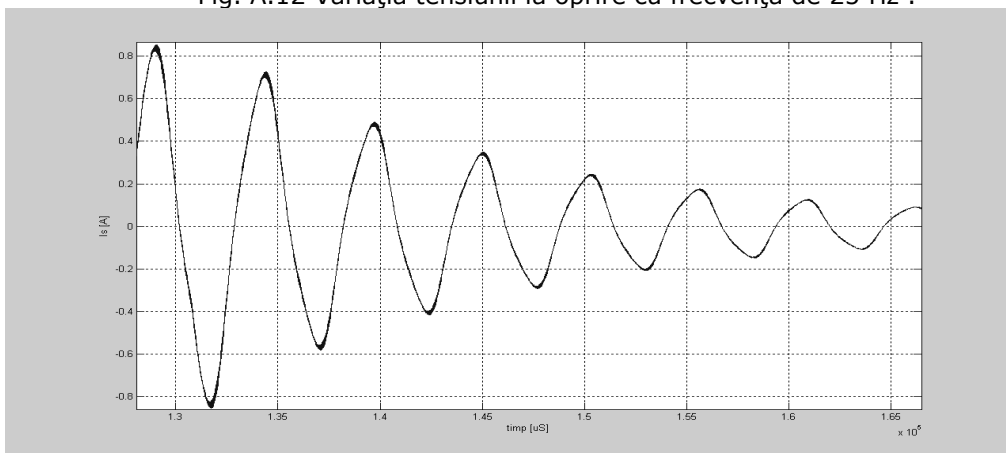
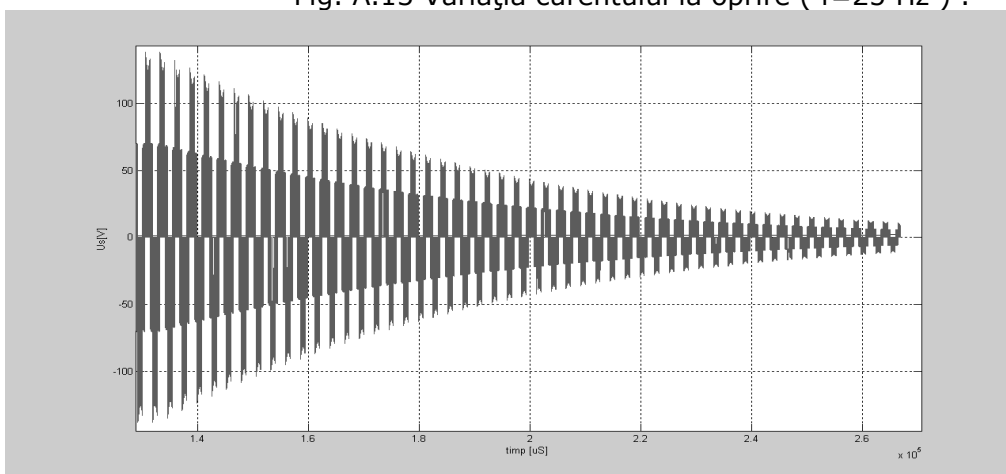
Fig. A.13 Variația curentului la oprire ($f=25$ Hz) .

Fig. A.14 Variația tensiunii la oprire cu frecvența de 25 Hz .

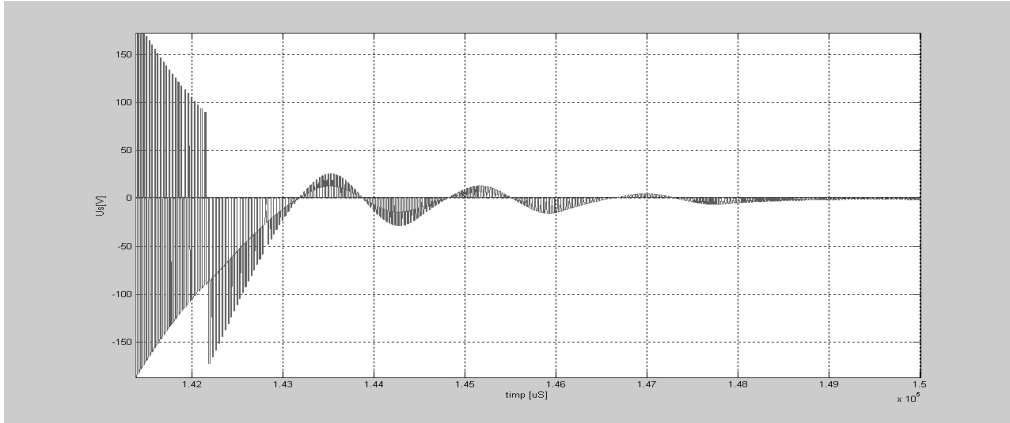


Fig. A.15 Variația tensiunii statorice la oprire (Cf redus, f=5Hz)

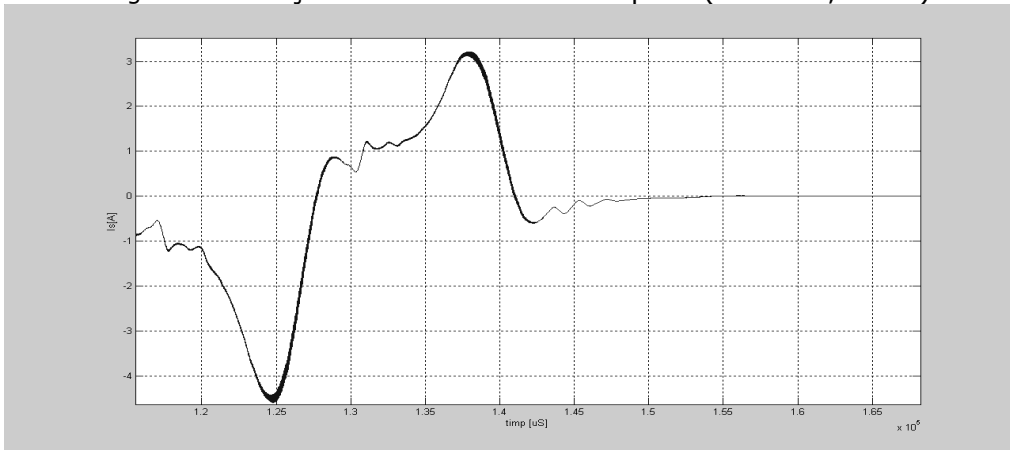


Fig. A.16 Variația curentului statoric la oprire (Cf redus, f=5Hz) .

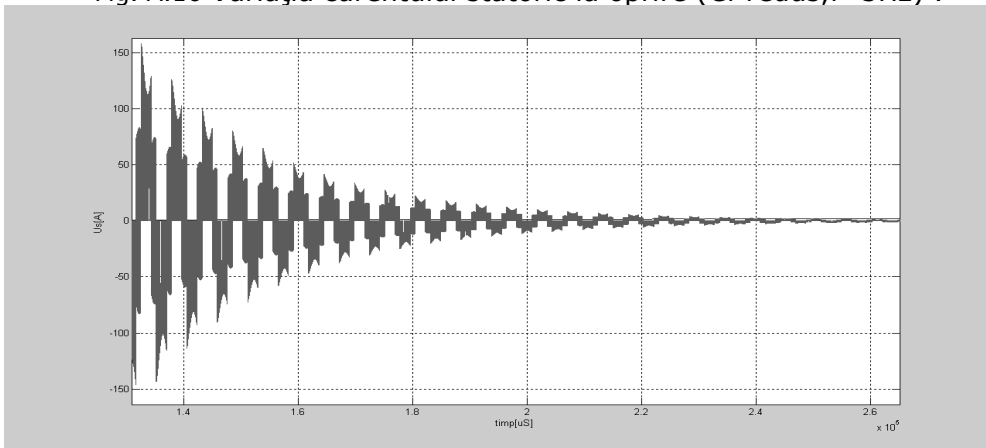


Fig. A.17 Variația tensiunii statorice la oprire (Cf redus , f=25Hz) .

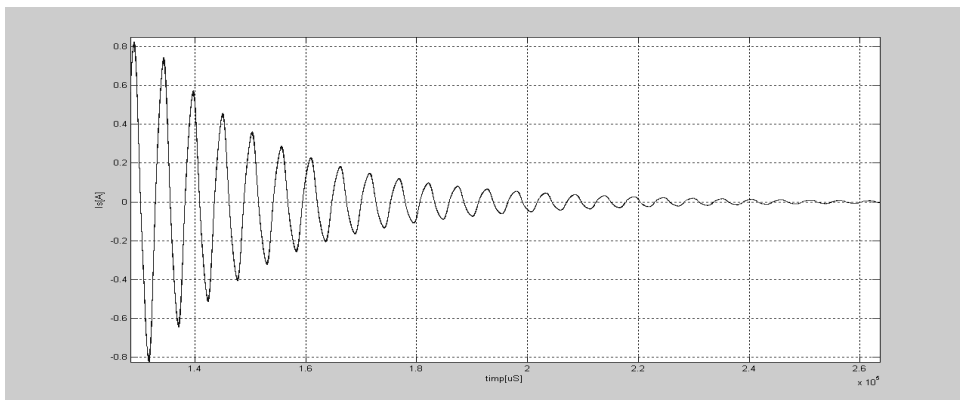


Fig. A.18 Variația curentului statoric la oprire (Cf redus , $f=25\text{Hz}$) .

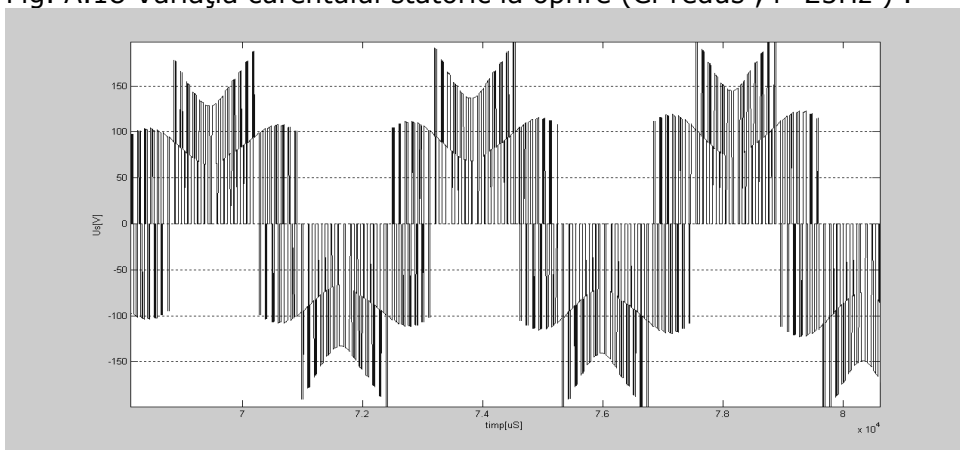


Fig. A.19 Variația tensiunii statorice la creșterea referinței de frecvență de la 25Hz la 50Hz.

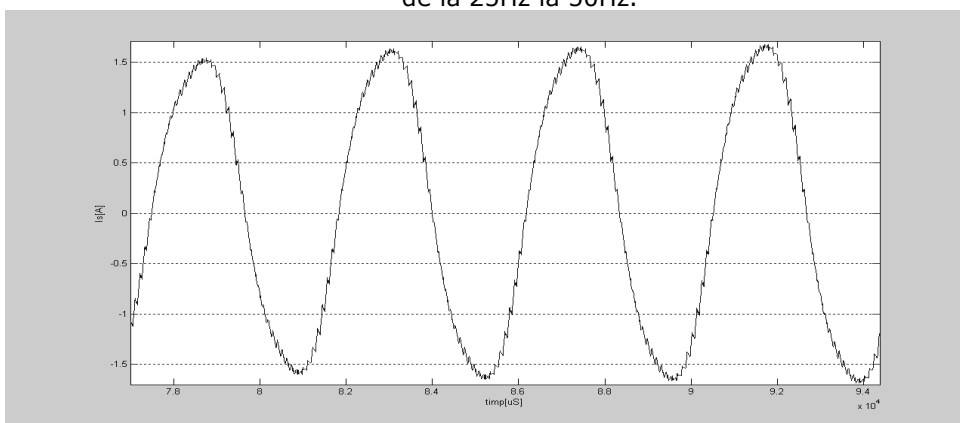


Fig. A.20 Variația curentului statoric la creșterea frecvenței de la 25Hz la 50Hz.

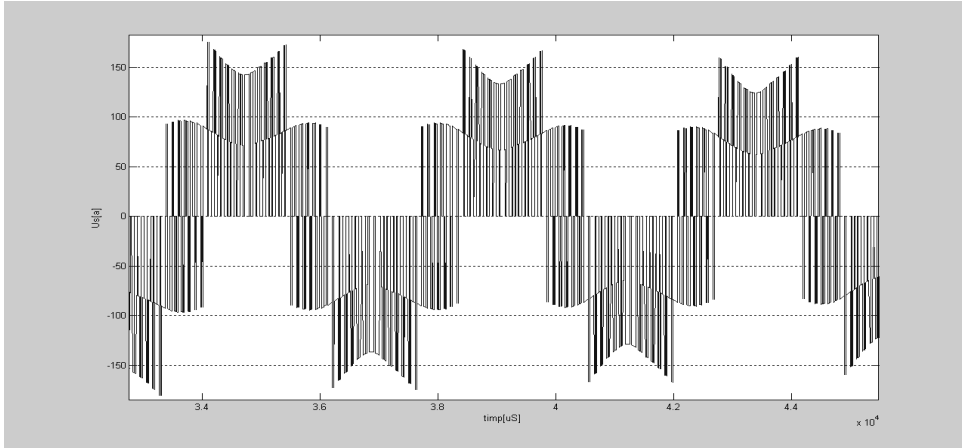


Fig.4.21 Variația tensiunii statorice la descreșterea frecvenței de la 50Hz la 25Hz.

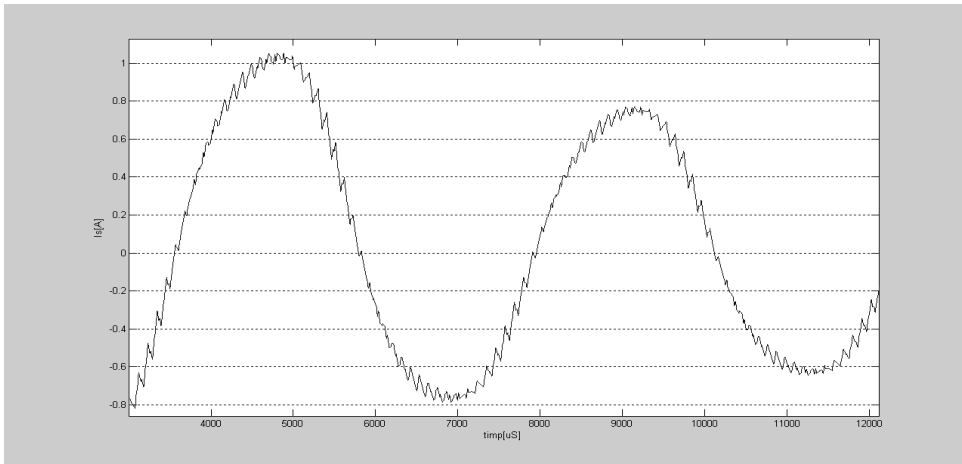


Fig.A.22 Variația curentului statorice la descreșterea frecvenței de la 50 la 25Hz.

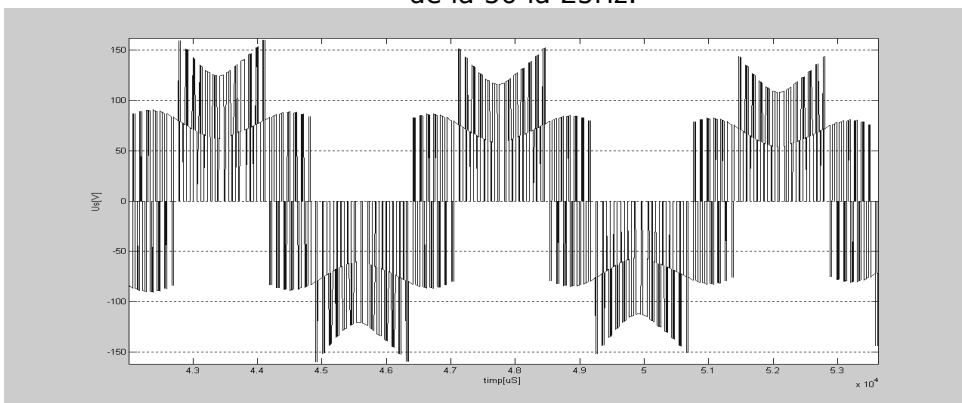


Fig.A.23 Variația tensiunii statorice la descreșterea frecvenței de la 25Hz la 5Hz.

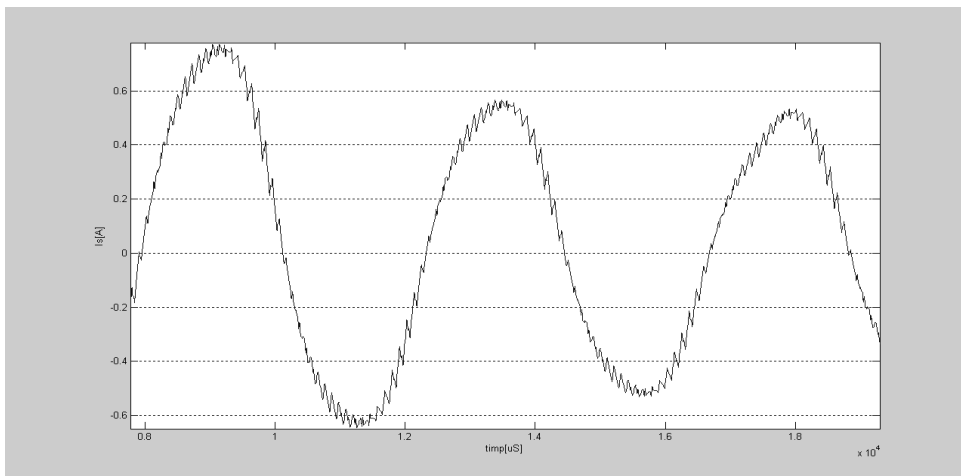


Fig.A.24 Variația curentului statorice la descreșterea frecvenței de la 25 la 5Hz.

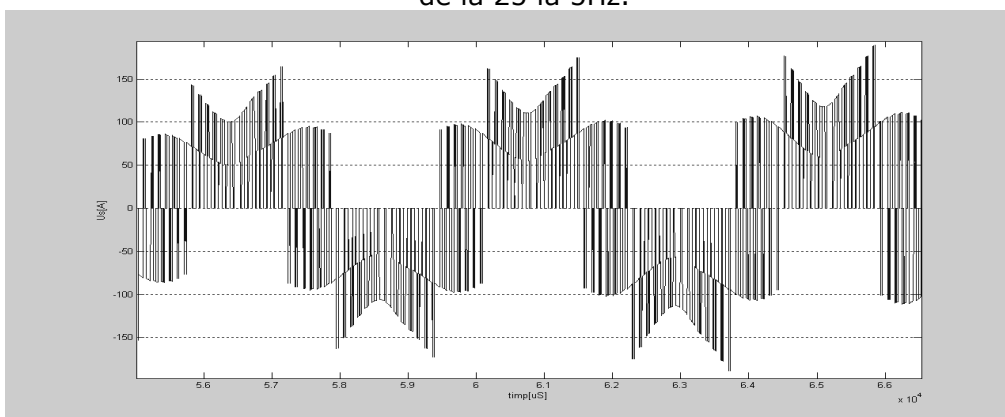


Fig.A.25 Variația tensiunii statorice la creșterea frecvenței de la 25Hz la 50Hz (C_f redus).

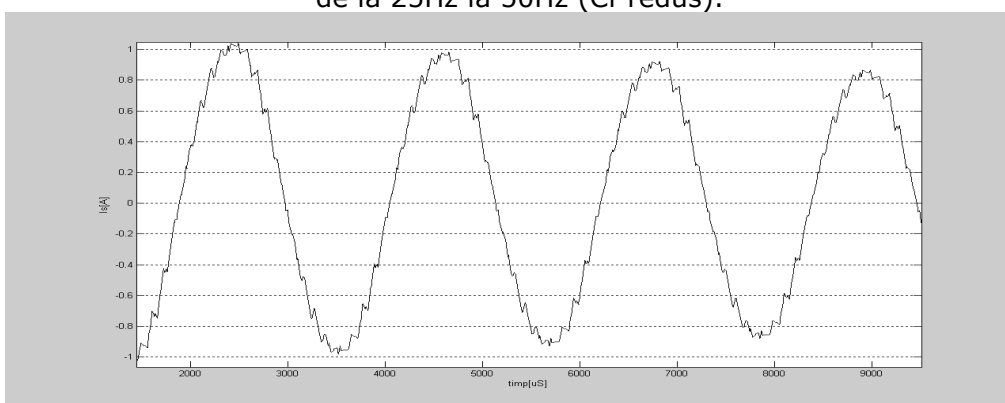


Fig.A.26 Variația curentului statoric la descreșterea frecvenței de la 50 la 25Hz (C_f redus) .

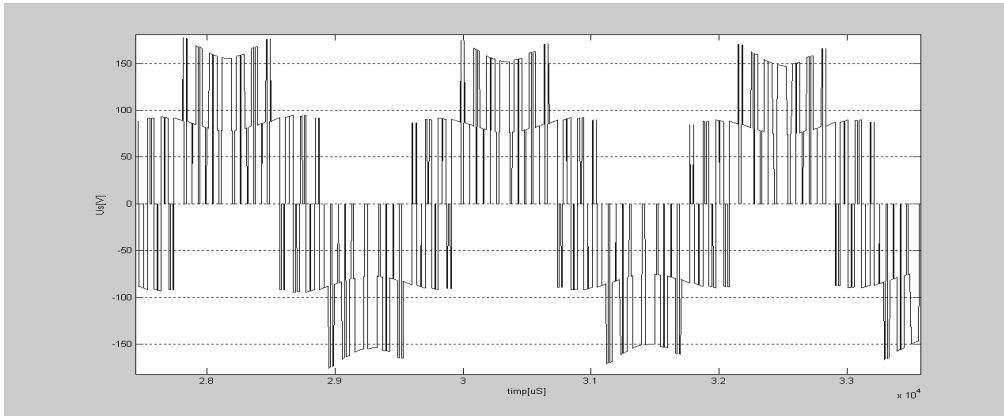


Fig.A.27 Variația tensiunii statorice la descreșterea frecvenței de la 25Hz la 5Hz (Cf redus).

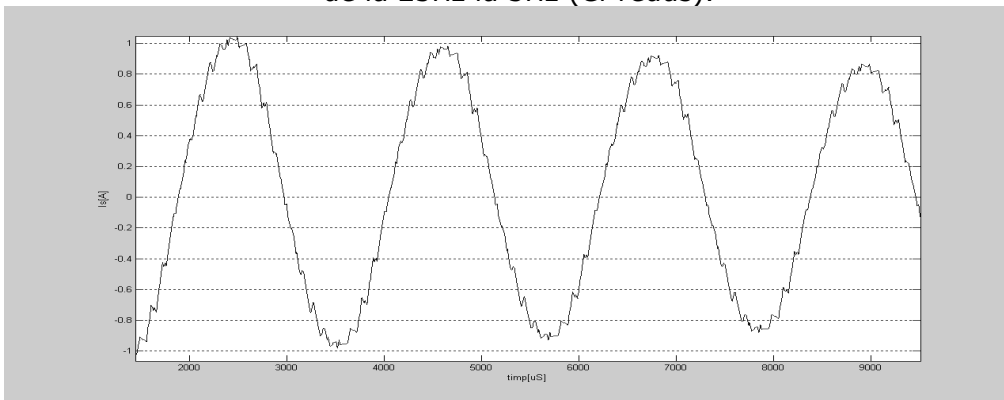


Fig.A.28 Variația curentului statoric la descreșterea frecvenței de la 25 Hz la 50Hz (Cf redus)

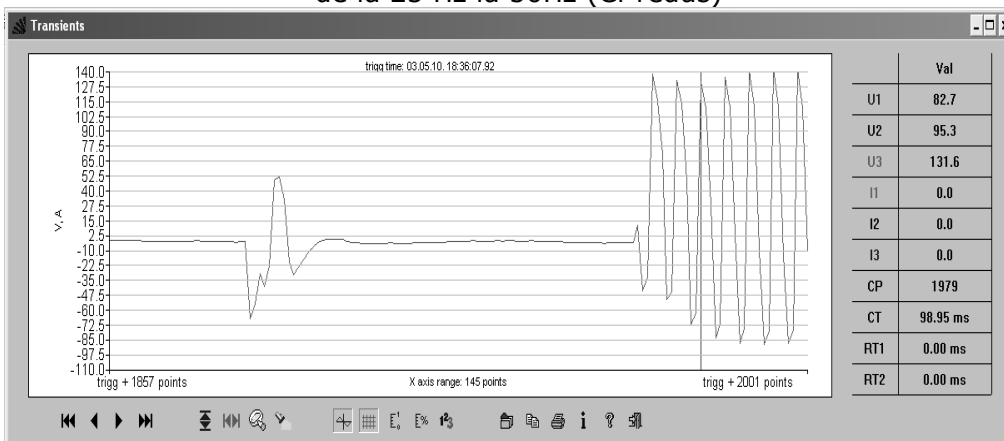


Fig. A.29 Variațiile tensiunii statorice a fazei A la pornire .(f= 5 Hz)

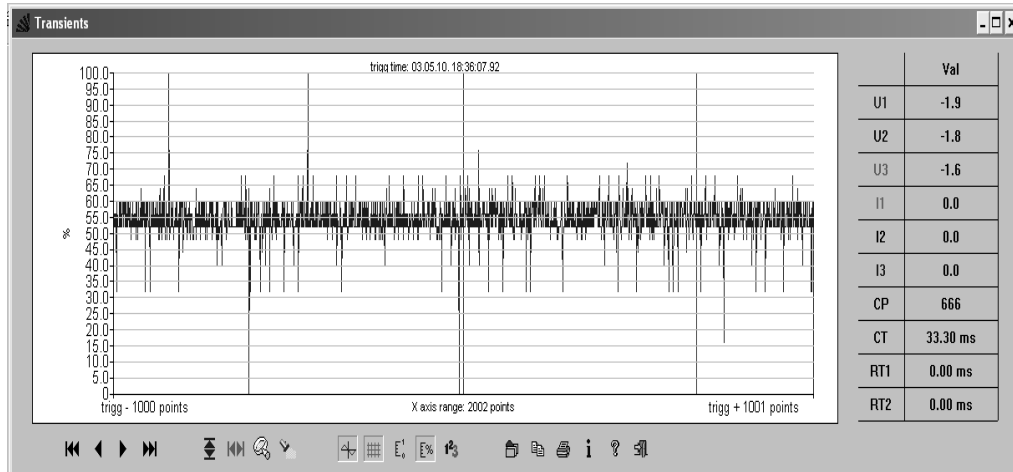


Fig. A.30 Variațiile curentului statoric al fazei A ($I_s=0,3$ A , $f= 5$ Hz) .

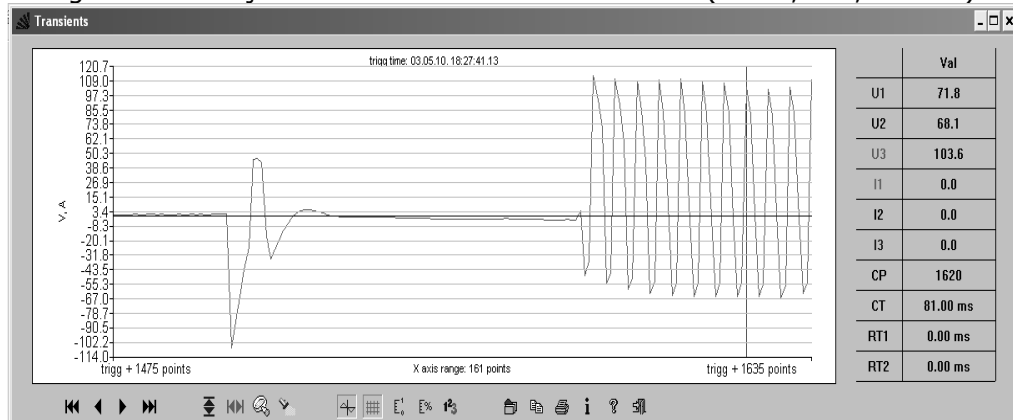


Fig. A30b Variațiile tensiunii statorice a fazei A la pornire ($f= 25$ Hz)

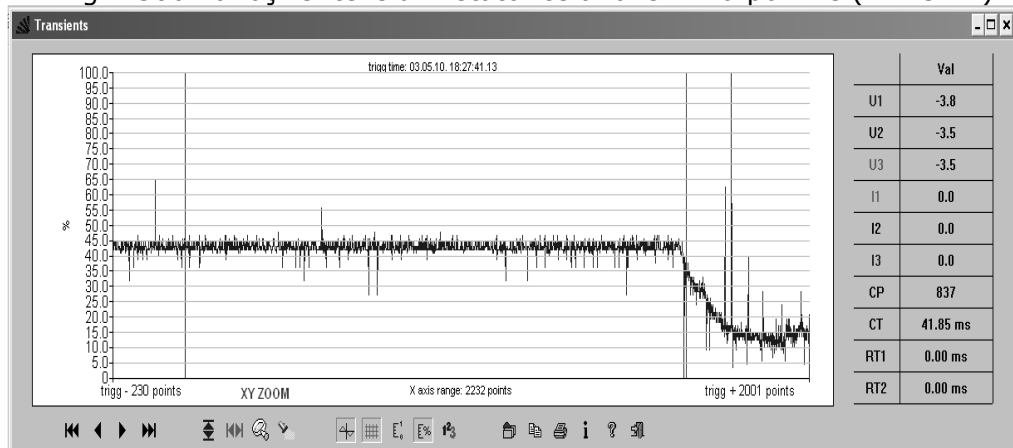


Fig. A.31 Variațiile curentului statoric al fazei A ($I_s= 0,5$ A , $f= 25$ Hz) .

78 Analiza în domeniul timp

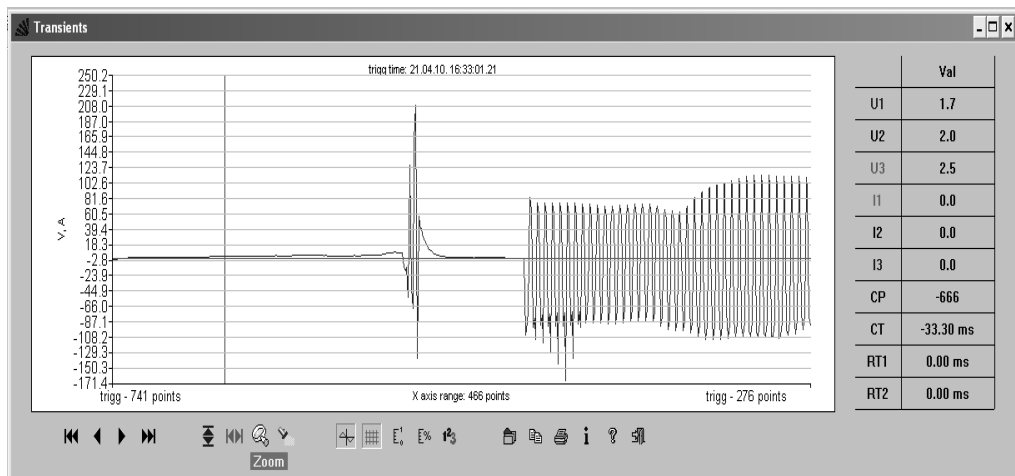


Fig. A.32 Variațiile tensiunii statorice a fazei A la pornire (Cf redus, $f=5$ Hz)

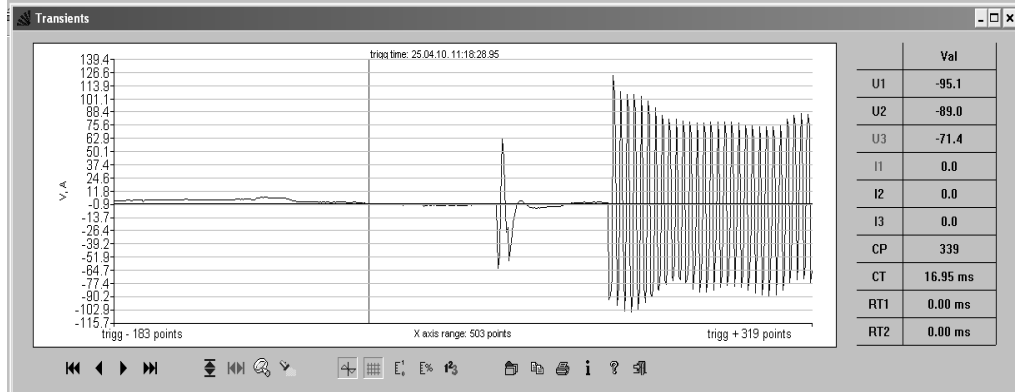


Fig. A.33 Variațiile tensiunii statorice a fazei B la pornire (Cf redus, $f=25$ Hz)

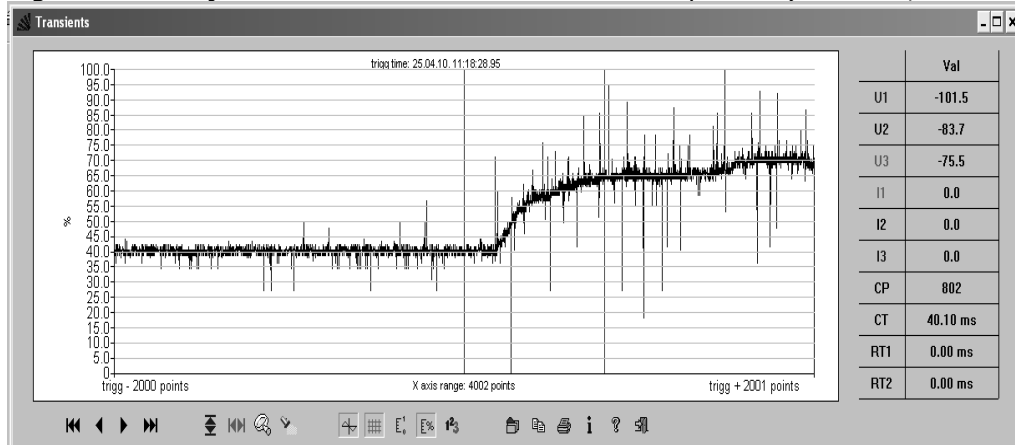
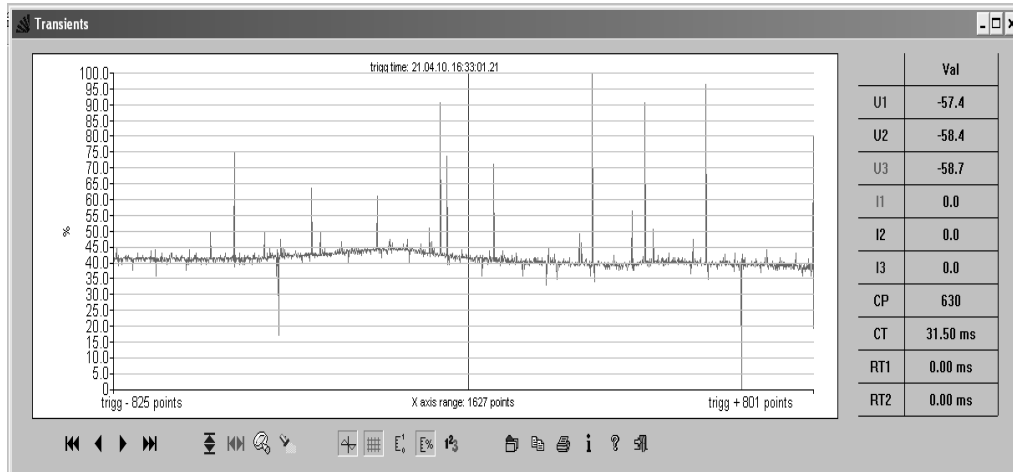
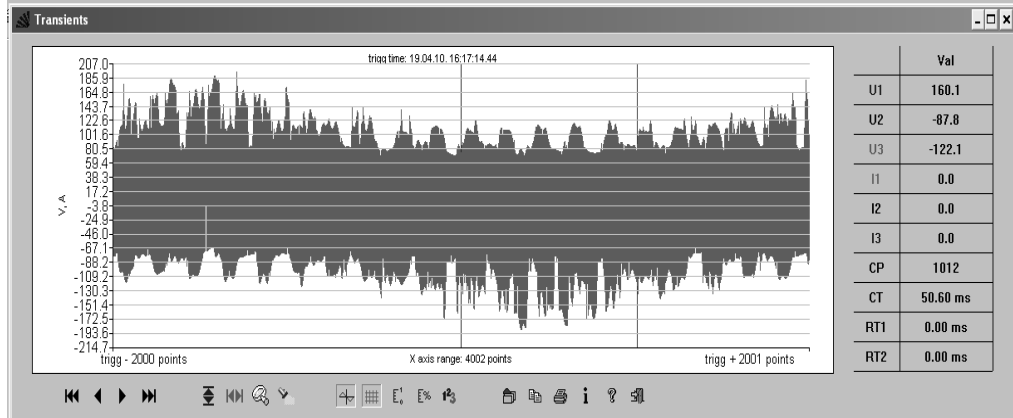
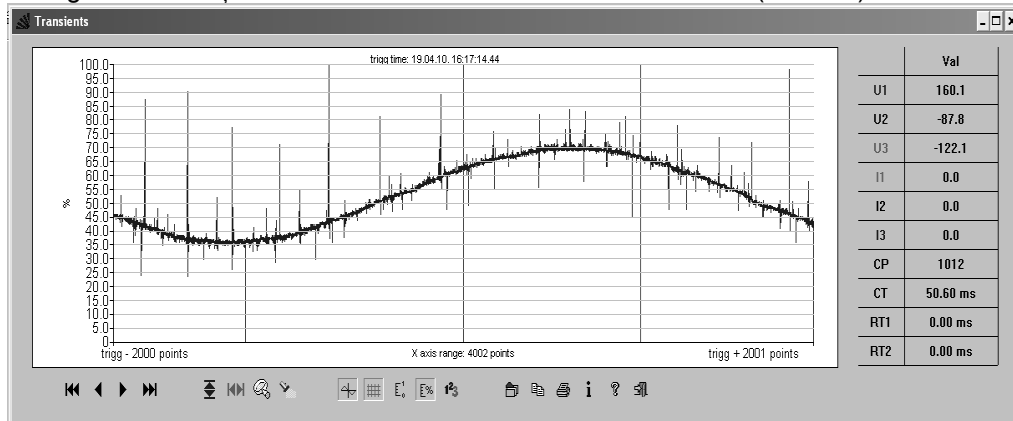


Fig. A.34 Variațiile curentului statoric al fazei A ($I_s=0,6A$, $f=25$ Hz)

Fig. A.35 Variațiile curentului statoric al fazei A (C_f redus, $I_s=0,3A, f=5Hz$)Fig. A.36 Variațiile tensiunii statorice a fazei A la reversare ($f=5 Hz$)Fig. A.37 Variațiile curentului statoric la reversare ($I_s=0,3A, f=5 Hz$) .

80 Analiza în domeniul timp

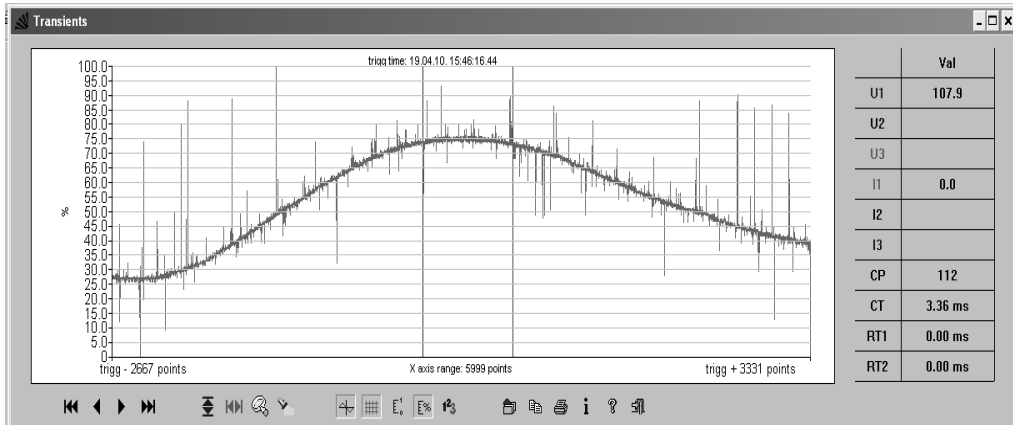


Fig. A.38 Variațiile curentului statoric la reversare ($I_s=0,5 \text{ A}$, $f= 25 \text{ Hz}$).

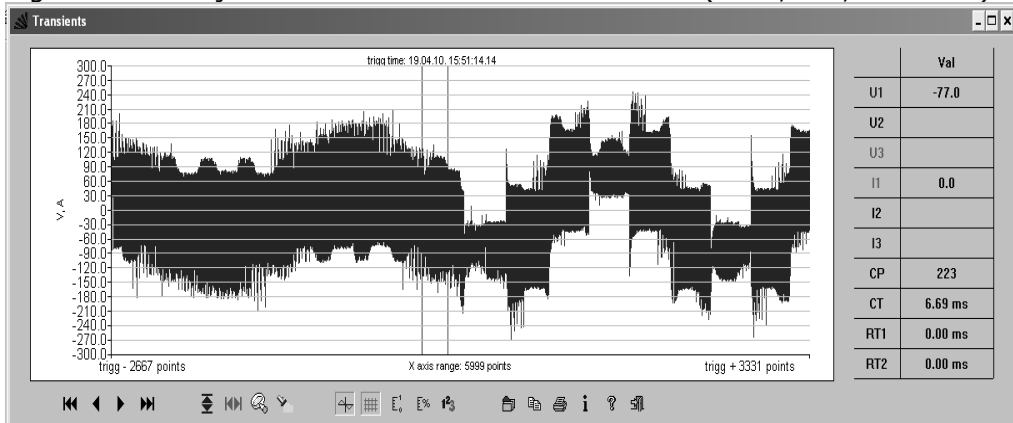


Fig. A.39 Variațiile tensiunii statorice la reversare ($f= 25 \text{ Hz}$)

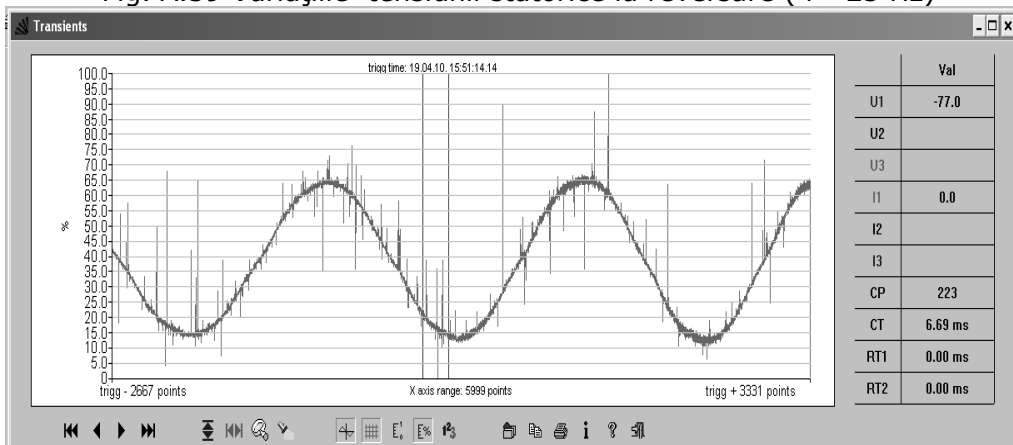
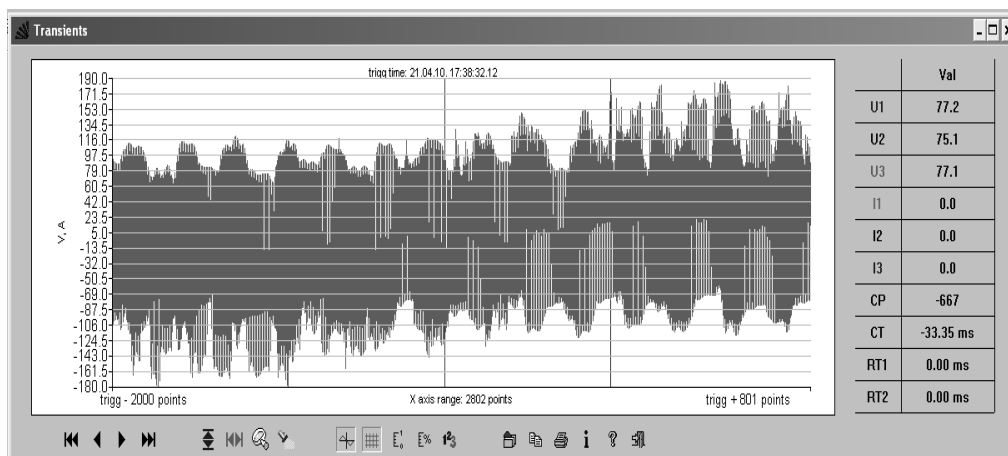
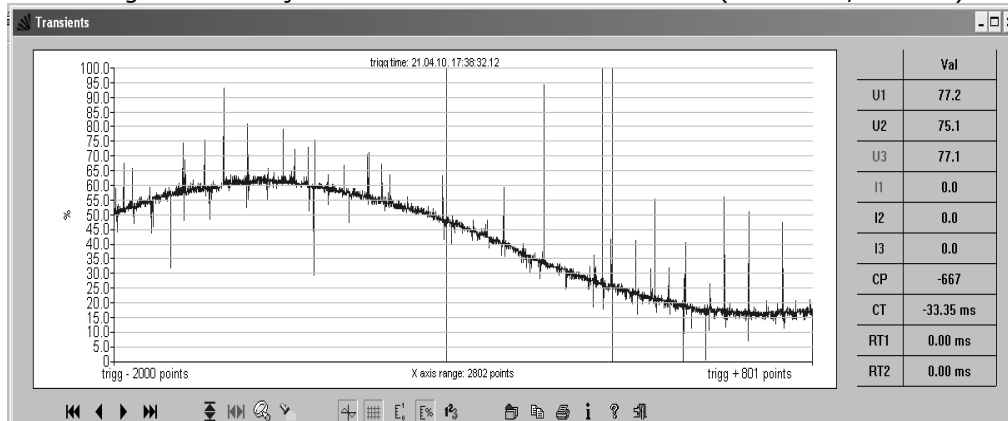
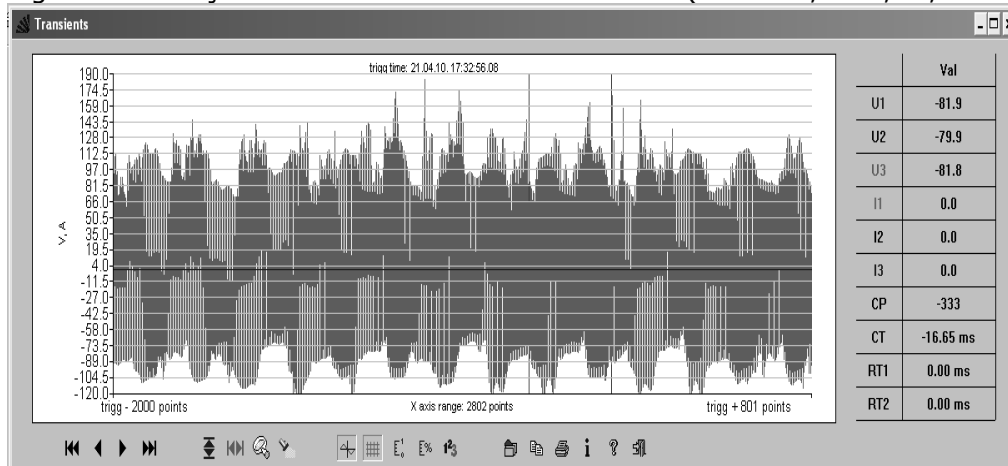


Fig. A.40 Variațiile curentului statoric la reversare ($I_s=0,4 \text{ A}$, $f= 25 \text{ Hz}$).

Fig. A.41 Variațiile tensiunii statorice la reversare (Cf redus , $f= 5$ Hz)Fig. A.42 Variațiile curentului statoric la reversare (Cf redus, $I_s=0,4A, f=5$ Hz)Fig. A.43 Variațiile tensiunii statorice la reversare (Cf redus , $f= 25$ Hz)

82 Analiza în domeniul timp

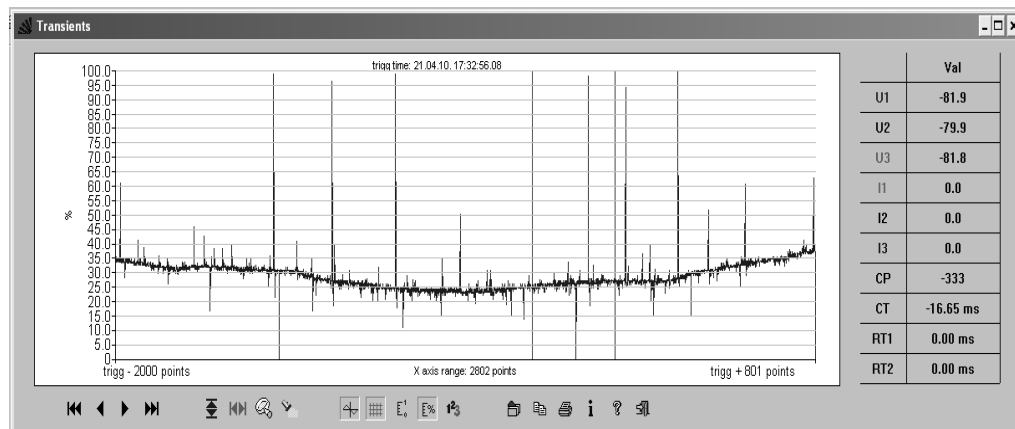


Fig. A.44 Variațiile curentului statoric la reversare (C_f redus, $I_s=0,4A$, $f=25$ Hz)

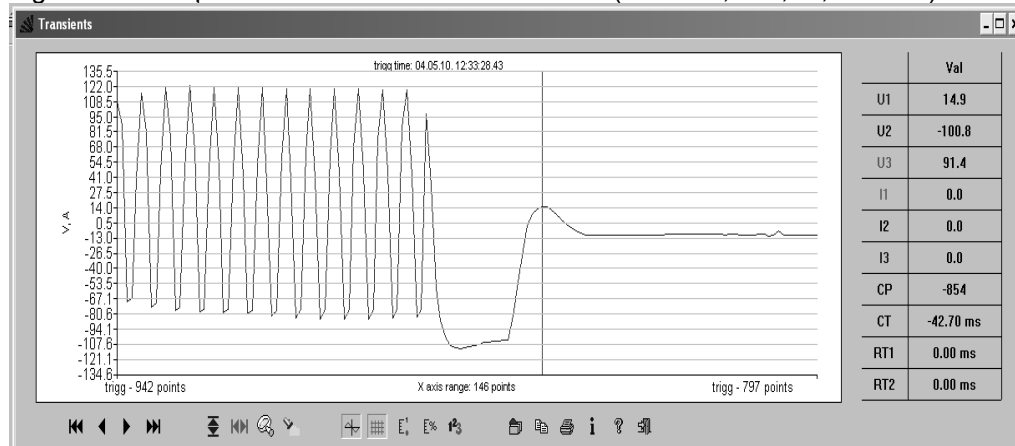


Fig. A.45 Variațiile tensiunii statorice a fazei A la oprire ($f=5$ Hz)

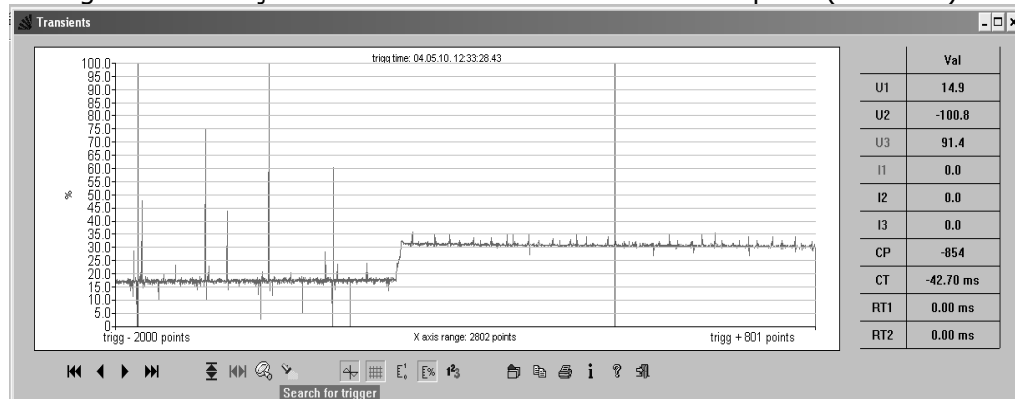
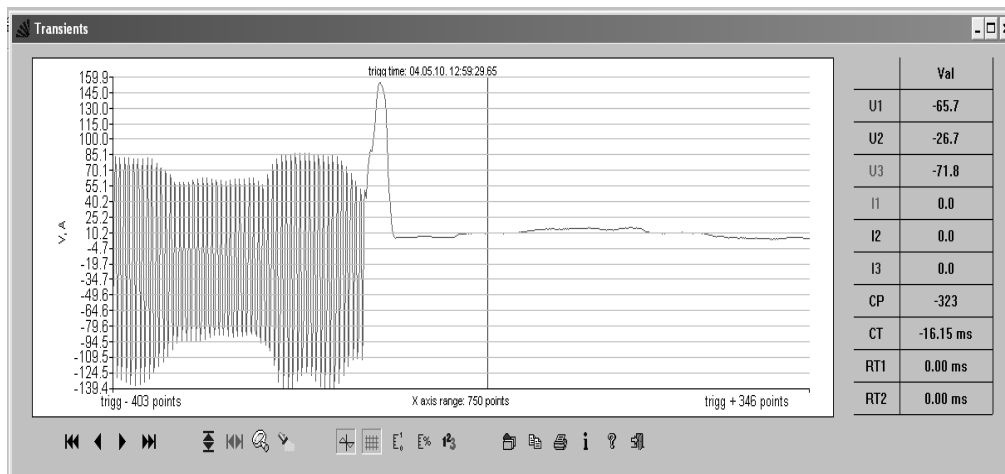
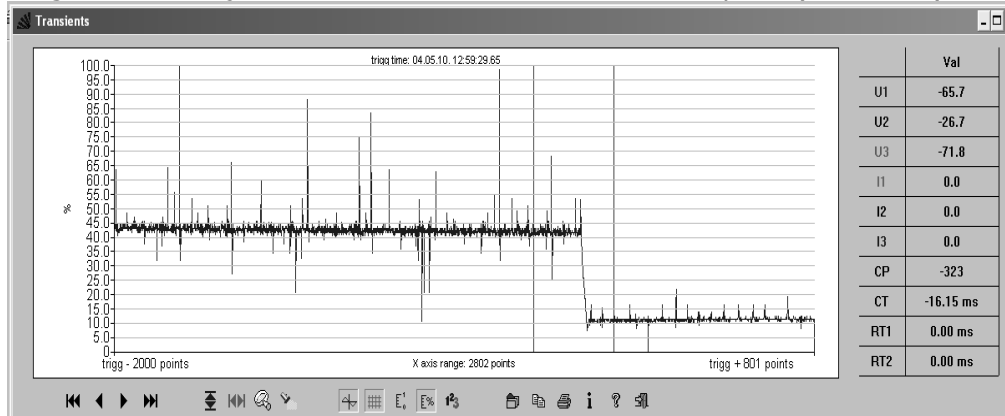
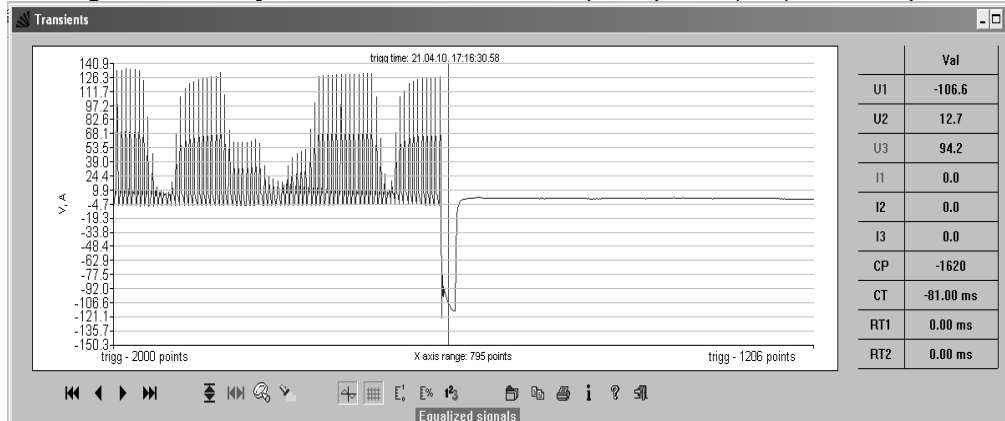


Fig. A.46 Variațiile curentului statoric la oprire ($I_s=0,2A$, $f=5$ Hz)

Fig. A.47 Variațiile tensiunii statorice a fazei A la oprire ($f = 25$ Hz)Fig. A.48 Variațiile curentului statoric la oprire ($I_s = 0,4A$, $f = 25$ Hz).Fig. A.49 Variațiile tensiunii statorice la oprire (C_f redus, $f = 5$ Hz)

84 Analiza în domeniul timp

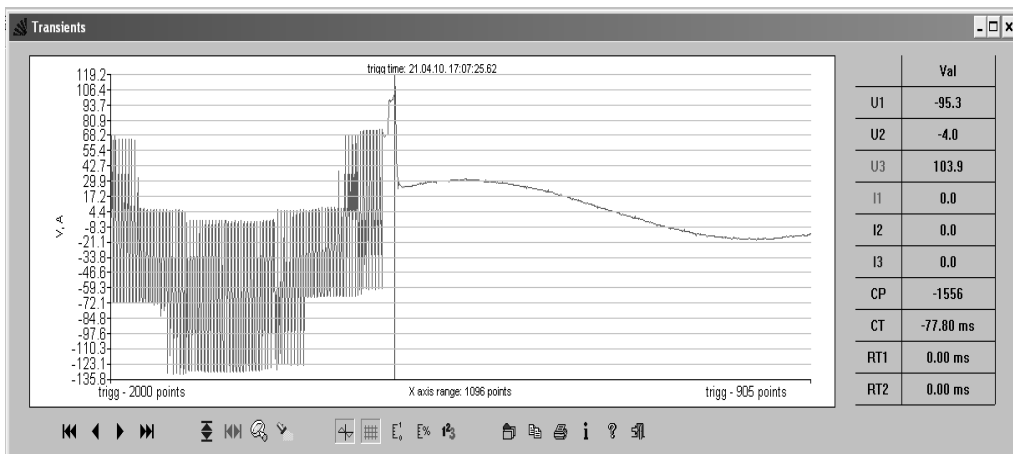


Fig. A.50 Variațiile tensiunii statorice a fazei A la oprire (C_f redus, $f = 25$ Hz)

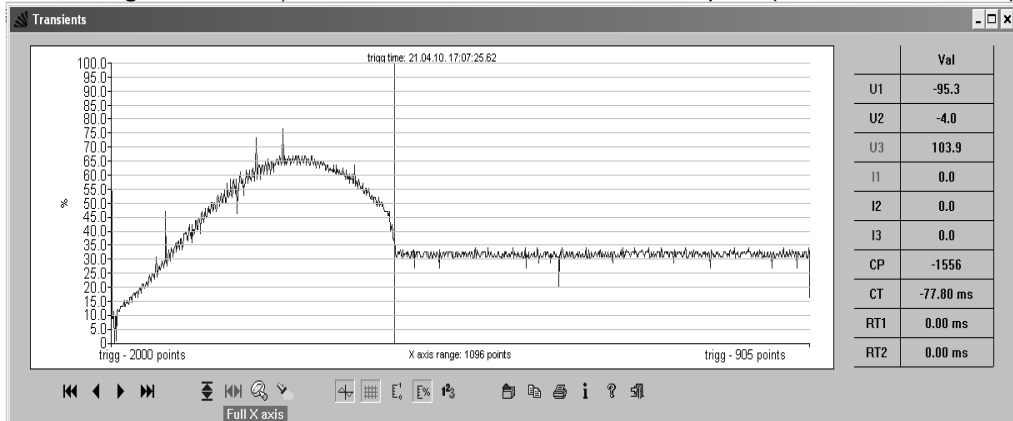


Fig. A.51 Variațiile curentului statoric la oprire (C_f redus, $I_s = 0,4A$, $f = 25$ Hz)

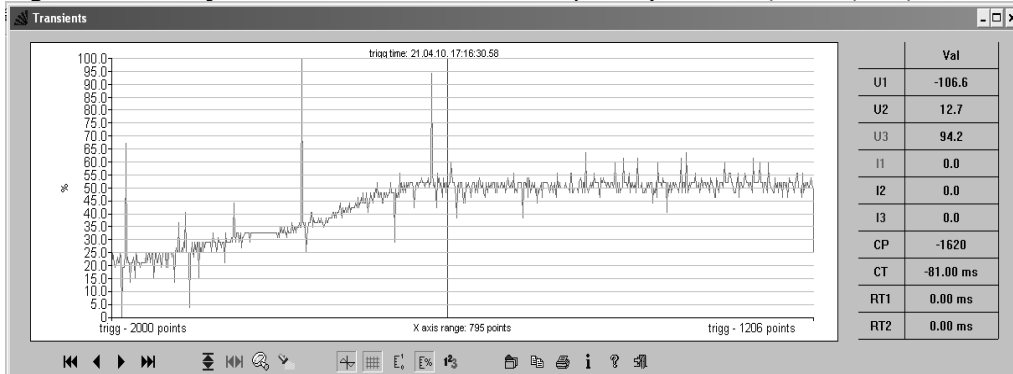


Fig. A.52 Variațiile curentului statoric la oprire (C_f redus, $I_s = 0,3A$, $f = 5$ Hz)

Datele motorului ASI 3 (Franța)

$$P_n = 180 \text{ W}, U_{sn} = 220 / 380 \text{ V}, I_{so} / I_{sr} = 1,2 / 0,7 \text{ A}, 50 \text{ Hz}, P = 3, Y,$$

$$R_s = 66 \Omega, X_s = 318,5 \Omega, R_r' = 46 \Omega, X_r' = 361,8 \Omega, X_m = 309,2 \Omega,$$

$$R_m = 14,4 \text{ k}\Omega, s_n = 0,1, \cos \phi = 0,7, J = 0,00057 \text{ kgm}^2, I_{so} / I_{sn} = 2,4$$

$$m_p = 2,4 \text{ u.r.}, m_m = 3,2 \text{ u.r.}$$

Datele ventilatorului

$$M_R = 1,698 \cdot 10^{-5} \text{ N m s}^2$$

Datele filtrului circuitului intermediar

$$L_f = 6,4 \text{ mH}, C_f = 530 \mu\text{F} / 400\text{V}$$

Fotografia standului experimental

Bibliografie

- [1] Akbaba M. Minimization of switching torque transients of three phase inductions motors by series resonant circuit and design modification. Proc, of ICEM 2002 Bruxelles
- [2] Allano S. Petit moteurs electriques. Technique de l _ ingeneur , D 3720-1 2000
- [3] Ackermann G. Einfuhrung in asynchron motor model . Institut fur Electriche Energie Systeme Tehnische Universitat Hamburg- Harburg . Juni 2009
- [4] Altivar™ 18 Adjustable speed drive controllers for Asynchronous Motors. User's manual .Nov. 2000 Raleigh , NC , U.S.A.
- [5] Arefeen M. Shireen W. Modified space vector pulse width modulation technique to reduce DC bus ripple effect in voltage source inverters European Patent Office 2009
- [6] Bellini A. Identification of the mechanical parameters in high performances drives .EPE Graz Austria 2001
- [7] Brandao J. Current control of IMD using Random PWM. IEEE TIE p. 704-712 October 1998
- [8] Binkowsky T. The influence of model simplifications on the precision of reconstructing the condition of asynchronous motor 3rd Int Conf. of PhD St . Miskolc Hu Aug 2001
- [9] Blaabjerg F. Pedersen J. An integrated high PF triphase AC-DC-AC Converter for AC Machines implemented in one microcontroller . ©IEEE 1993 pp. 285-292.
- [10] Boldea I. Electric Drives. Electronic edition .(CD) ,UP Timișoara 1998
- [11] Brom C. Entwicklung tendenzen in Antriebsysteme kleiner leistung . IMS Schweiz, 2000.
- [12] Chandorkar M. A new inverter flux control . IEEE Trans. on Industrial Applications ,Nov. 2000.
- [13] Dan Mihai Some sinewave signal synthesis in digital controlled systems. A case study. Universitatea Craiova Annals ,Nr.17/ 1993 .
- [14] Liszka V. Schmeltsicherungen im Frequenzumrichter- Vereinfachte Auslegung durch Rechner Simulation , Elektrotechnische Zeitschrift etz Heft 9 , 1996 , s.1-4
http://www.vde-verlag.de/zeitschriften/96_etz.pdf
- [15] Di Guardo M. Slip control of an asynchronous three phase motor with ST5X420™ Application Note 1291 , STMicro . Italy , 2003 .
- [16] Draft for Analysis of energy conservation standards for small electric motors . U.S. Dept public comment of Energy , June 2003
- [17] Gastli A. Matsui N. V/f PWM inverter with motor parameter identification and voltage auto-boost capabilities. IEEE Tr on Ind. Appl , 1990
- [18] Gîrbovici P. Razvoj miniaturizanog pogonskog pretvarača za Teslin asinhroni motor . Magistarski rad (in limba sârbă) Beograd 2004
http://emp.etf.rs/radovi/Magistarski/petar_grbovic/magistarski.pdf
- [19] Guesbaoui H. Jung C. Reduction de modeles par les cercles de Gherschgorin . Application au modele de la machine asynchrone . Journal of Physics III France juin. 1993
- [20] Gu B.G. Theoretical minimum DC link capacitance in PWM converter-

- Nam K. dynamic current inverter systems. IEEE Proc. Electr. Power Appl. Vol.172 Nr.1, January 2005, pp. 81-88.
- [21] Habetler Th. A space vector - based rectifier regulator for AC/DC/AC Converters .IEEE Tr. OnPower Electronics Vol.8,No.1, January 1993, pp. 30-36.
- [22] Hofmeyer D. Torque linearity for high speed drives with a wide field weakening range.EPE 2001 Graz Austria.
- [23] Hoffman H. Speed – sensorless vector torque control of Induction Machines using a two time scale approach. IEEE Trans. 9/1996
- [24] Bonnett A. Sanders S. The impact that voltage and frequency variations have on AC induction motor performance and life in accordance with NEMA MG-1 standards © IEEE 1999
- [25] Hwang G. Lehn P. Control of AC-DC-AC converters with minimized DC link capacitance under grid distorsion. IEEE ISIE 2006 Montreal, Canada . pp. 1217-1222.
- [26] Ichihara T. Okamoto K. Downsizing technology for General-purpose Inverters. Fuji Electric Review Vol. 44 Nr. 132 pp. 85-89. 1998
- [27] Wels J.R. Nee B.M. Low-Cost Single-Phase Powered Induction Machine Drive for Residential Applications © IEEE 2000
- [28] Jung J-H. Jeong J-I . Stability improvement of V/f- controlled IM drive systems by a compensator. IEEE Trans. on Ind. Electronics .vol. 51 no.4 Aug.2004 pp.930-934
- [29] Kazmierkowski M. Direct Torque Control methods for PWM inverter-fed induction motors drives- a survey. PELINCEC Seminar, 28 december 2004.
- [30] Knockaert J. Peuteman J. Simulation of stair stepping on inverter-fed induction motors. EMC Proc.2006.Univ. of Leuven , Belgium.
- [31] Kugi A. Schlacher Full and transformed model of a squirrel cage IM – Example of a non-linear affine-input system . Univ. of Vienna 2003
- [32] Kazmierkovski M. Malesani L. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. IEEE Tr. On Ind. Electronics p. 691-703 Oct. 1998
- [33] Leeb S. LeVan M. Development of and validation of a transient event detector. AMP Journal of Technology. Nov. 1993
- [34] Lee J. ,. Kim N . Speed control of an induction motor with acceleration feedforward control .EPE 2001 Graz Austria.(pe CD)
- [35] Lipo T. Novotny D.W. A new induction motor U/f control method capable of high performance regulation at low speeds. IEE Trans. on Industry Applications ,Jul/Aug 1998
- [36] Lipo T. Krause P. Stability analysis of a Rectifier-Inverter Induction motor drive , IEEE Trans. on Industry Applications , vol. PAS-88 p.55-63
- [37] Lipo T. Reduction of DC bus capacitor ripple current with PAM/PWM converter.IEEE2002
http://www.ece.wisc.edu/~lipo/2002pubs/2002_35.pdf
- [38] Lipo T. Analysis and control of torque pulsations in current fed IMD, Electric Machines and Electromechanics , Int Journal , Jan 1979
- [39] Wagner J. Filtering PWM signals
<http://www.proaxis.com/~wagnerj/PWMfil/PWM%20Filters.pdf>
- [40] Maussion P. Grandpierre M. Principe du commande numerique temps reel de un onduleur a modulation en largeur de impulsions sur charges non lineaires. J. of Ph. III France juin. 1994

- [41] Munk-Nielsen S. DC-link compensation and asynchronous motor control with a "slim" DC-link
<http://www.nsn.aau.dk/GetAsset.action?contentId=2132144&assetId=3793698>
- [42] Metrel® Modern quality power measurements techniques Ljubljana , Slovenja 2002
- [43] Milosevici M. Decoupling control of d and q current components in three-phase VSIs
- [44] Mulpur A. Model-based design shortens development time of motor control applications.Embedded tehnologies Journal. The Mathworks , Galijasevic Z. Inc. U.S.A. 2006
- [45] Măgureanu R. Convertizoare statice de frecvență utilizate în acționări cu motoare asincrone .Seria Acționări Electrice . Editura Tehnică . Micu D. București 1985
- [46] MV_VFD Medium voltage Var. Freq.Drives system specification. Paper Revised Aug.2002
- [47] Elbuluk M. Application of Intelligent Controls in High Performance Motor Drives Systems University of Akron . 2002
- [48] Ohyama K. Small signal stability analysis of vector control system of Shinohara K. induction motor without speed sensor using synchronous regulator , IEEE Tr. on Ind Ap Nov/Dec 2000
- [49] Ong C.M. The analysis, simulation, and implementation of control Roller S.D. strategies for a PWM induction motor drive.ECE1996
<http://docs.lib.purdue.edu/ecetr/101/>
- [50] Pantelimon R. Metodă de calcul al rădăcinilor reale ale unei ecuații algebrice cu o necunoscută . Colecția Matematică și Informatică Editura FOCUS Petroșani 2002.
- [51] Potlog D.M. Actionari electrice industriale cu motoare asincrone . Probleme si Mihaileanu C. aplicatii pentru ingineri . Editura Tehnica , Bucuresti 1989 .
- [52] Plunkett A.B. Source impedance effects on the control of inverter – induction Lipo Th. motor drives.General Electric Co. R&D Dept. Schenectady , USA March 1977
- [53] Rabinovici R. Virtual loading of controlled electric drive . Proceedings of ICEM 2002 .Bruxelles
- [54] Renken F. Analytic calculation of DC- link capacitor current for pulsed three phase inverter. Siemens VDO Automotive AG paper.
- [55] Repo A.-K. Numerical impulse tests to identify dynamic induction machine models.Doctoral dissertation. Helsinki Univ. Finland 2008
- [56] Robyns B. Commande numerique simplifie de l' actionneurs asynchrones de faible puissance Journ. of Ph. III France . Aug . 1996
- [57] Rogers G. Linearised analysis of induction-motor transients , IEEE Proceedings , 1967
- [58] Müller G. Oberschwingungsverluste in NiederspannungsAsynchronmaschine Bunzel E. Teil I Messtechnische Ermittlung , Antriebstechnik 39 aug 2000
- [59] Sarhan H. Improving mechanical characteristics of inverter-induction motor Issa R. drive system. American Journal of Applied Sciences.2006
- [60] *** Strategia națională de export. București Oct. 2005 Document supus dezbaterii publice
- [61] Tallam M. Practical Issues in the Design of Active Rectifiers for AC Drives with Naik R. Reduced DC-Link Capacitance © 2003 IEEE
- [62] Shi K.L. A novel hybrid Fuzzy / PI two-stage controller for an IM Drive. ICEM 2002

- [63] P. D. Ziogas, Y. Kang, V. Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC Link Components IEEE Trans in Ind. Appl., Vol.1A-22, No. 6, Nov./Dec. 1986
- [64] Biacs T. Digital Signal Processors . Texas Instr. TM Seminar Univ. Timișoara 1993
- [65] Ward E. Time-domain analysis of the inverter-fed induction motor .IEEE Proceedings Vol.114, Nr.3 , p. 361-369. 1969
- [66] Wilson D. "Ready to use " AC Induction Motor Controller IC for Low Cost Variable SpeedAplic.
Lucas B.
http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/white_paper/MC3PHACWP.pdf
- [67] Ziarani A.K. A Novel Time-Domain Method of Analysis of Pulsed Sine Wave Signals IEEE TIM., Vol. 52, NO.3, June 2003 , pp.809-814
Konrad A.
- [68] Wijenayake A. Modeling and Analysis of DC Link Bus Capacitor and Inductor Heating Effect on AC Drives IEEE Industry Application Society Annual Meeting New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997
Braun D.
Gasperi M.
- [69] Laird H. A Frequency-Domain Analytical Model of an Uncontrolled Single-Phase Voltage-Source Rectifier IEEE Trans On Ind. Electronics, Vol. 47, No. 3, June 2005
Round S.
Duke R.
- [70] Lai J. A Low-Inductance DC Bus Capacitor for High Power Traction Motor Drive Inverters © IEEE 2002
Kouns H.
- [71] Harnefors L. DC-Link Stabilization and Voltage Sag Ride-Through of Inverter Drives IEEE Trans. On Industrial Electronics , VOL. 53, NO. 4, Aug. 2006 p. 1261-1268
Nee H.-P.
- [72] Kolar J.W. Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems . IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 4, July 2006
Round S.D.
- [73] Sereat J. AltivarTM 18 Maintenance Manual . Schneider Electric © France April 1999
- [74] Park J. Spectral analysis of DC- link ripple currents in three phase AC-DC-AC converters . IECON 1999 paper . Jeungnam University , Korea
Lee D.
- [75] Duke R. A Frequency-Domain Analytical Model of an Uncontrolled Single-Phase Voltage-Source Rectifier IEEE Tr. On Ind. Electronics, p.525-532 june 2000
Round S.
- [76] Sakharuk T. Modeling of PWM Inverter-Supplied AC Drives at Low Switching Frequencies IEEE Trans. On Circ. And Syst.—I: Fund. Theory and Appl. , May 2002 p. 621-631
Stankovic A.
- [77] Dan I. Redresoare cu semiconductoare. Editura tehnică , București , 1975
Moseanu C.
- [78] Hur N. A Fast Dynamic DC-Link Power-Balancing Scheme for a PWM Converter-Inverter System IEEE Trans. On Ind. Electronics, Vol. 48, No. 4, Aug.2001 p. 794-803
Jung J.
- [79] von Jouanne A. Assessment of Voltage Unbalance . IEEE Transactions Vol. 16, No. 4, October 2001 p. 782-790
Banerjee B.
On Power Delivery,
- [80] Bollen M. Analysis of Voltage Tolerance of AC Adjustable-Speed Drives for Three-Phase Balanced and Unbalanced Sags IEEE Trans
Zhang L

- On Ind Ap., May 2000 p.904-910
- [81] Salomäki J. Influence of Inverter Output Filter on the Selection of PWM
Hinkkanen M. Technique© 2006 IEEE ISIE Montreal , Quebec , Canada
- [82] Knockaert J. Simulation of stair stepping on inverter-fed induction motors
Peuteman J. Kathoelike Universiteit Leuven Belgium
- [83] Stockman K. Ride-through of adjustable speed drives during voltage dips
D'hulster F. , Katholieke Universiteit Leuven Belgium
- [84] Ertl H. Active voltage balancing of DC-link electrolytic capacitors,
Wiesinger T. Institute of Electrical Drives and Machines, Power Electr. Section, Vienna University of Technology
- [85] Pillay P. Derating of Induction Motors Operating With a Combination
Hofmann P. of Unbalanced Voltages and Over or Undervoltages IEEE Trans On En. Conv.Dec 2002 p485-491
- [86] Sbita L. Internal Model Controller for Scalar Controlled Induction
Ben Hamed M. Motor Drive : Design and Experiments . Journal of Electrical Systems , 3-2 2007
- [87] Dewan S. Optimum Input and Output Filters for Single-Phase
Rectifier Power Supply IEEE Trans On Industrial Applications May 1981 , p. 282- 288
- [88] Winkelkemper Manfred Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in
Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe . PhD Dissertation TU Berlin 13 Juni 2005
http://opus.kobv.de/tuberlin/volltexte/2005/1163/pdf/winkelkemper_manfred.pdf
- [89] Lehn P. Harmonic Modelling of Thyristor Bridges using a Simplified
Ebner G. Time Domain Method University of Erlangen , 2006
- [90] Funabiki S. A control strategy of three-phase inverter with
fluctuating input voltage © IEEE 1989
- [91] Bierhoff M. DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source
Fuchs F. Converters Influenced by the Pulsewidth-Modulation Strategy—An Analysis IEEE Tr. On I.E..May 2008
- [92] Imam A. Condition Monitoring Of Electrolytic Capacitors For Power
Electronics Application Master Thesis , Georgia Institute of Technology May, 2007
- [93] Fuchs F. DC Link and Dynamic Performance Features of PWM IGBT
Kloenne A. Current Source Converter Induction Machine Drives with Respect to Industrial Requirements Christian-Albrechts-University of Kiel ,Proceedings of IPENC 2004
- [94] Wu P. Digital Current Control of a Voltage Source Converter With
Lehn E. Active Damping of LCL Resonance IEEE Trans. On Power Electronics Sept. 2006 p.1364-1373
- [95] Sankaran V. Electrolytic Capacitor Life Testing and Prediction , IEEE IAS
Annual Meeting New Orleans, Louisiana, Oct. 5-9, 1997
<http://fentonrees.addr.com/pdf/c3.pdf>
- [96] Schmidt R. Dispositif pour remedier a des defaillances de breve
duree du reseaudans convertisseurs de tension a circuit intermediaire ,Brevet Siemens®
- [97] Ma H. Analysis Of Phase Current Reconstruction Precision For PWM-
VSI CVMP 2005

- [98] Electronicon S.A. Capacitors for Power Electronics . Definitions and Selection Criteria 2008
- [99] Holtz J. Pulsewidth Modulation- a survey . IEEE Transactions on Ind. El. , vol. 39 , no.5 , dec. 1992 , pp. 410-420
- [100] Yamamura S. AC Motors for high-performance applications . Analysis and Control . Marcell Dekker , Inc. New York and Basel © 1986
- [101] Wiedenbrug E. Measurement Analysis and Efficiency Estimation of Three Phase Induction Machines Using Instantaneous Electrical Quantities. PhD Diss. Oregon 1998
- [102] Blaschke F. Static converter with DC intermediate circuit for controlling the speed of a three-phase motor , USA Patent No. 3,612,971 . September 1971
- [103] Cristaldi L. An Inverter-Fed Induction Motor Diagnostic Tool Based on Time-Domain Current Analysis , IEEE Trans. On Instr. and Meas.,V. 58,No. 5, MAY 2009 p. 1454-1461
- [104] Lockwood M. Simulation of Unstable Oscillations in PWM Variable-Speed Drives IEEE Tr. On Ind Ap, Vol. **24**, No. 1.1988 p.137-141
- [105] Fernández O. MKP Capacitors for DC-Link application in modern converters. EPCOS S.A.P.O. Box 321, Malaga / Spain

Bibliografie selectivă

- [106] Totor N. AC drives control, load independent, with small power asynchronous machine Proc. of 3rd Internat. Conference of PhD. Students . Miskolc ,Hungary , Aug 2001
- [107] Totor N. Minimizarea pulsatiilor cuplului unei Mas la pornire prin filtrare <http://elth.ucv.ro/fisiere/anale/2007/176.pdf>
- [108] Totor N. Efectul comutatiei invertorului de curent asupra pulsatiilor cuplului Mas <http://elth.ucv.ro/fisiere/anale/2007/175.pdf>
- [109] Totor N. Adaptive procedure to control VSI for small power IM drives .Proc. PCIM China2008 (IET Inspect)
http://www.bodospower.com/pe/restricted/downloads/bp_2008_01.pdf
- [110] Totor N. A new expression for real power variations of small size induction motor digital drives. Proc. of CNAE2008 Timișoara , România <http://www.et.upt.ro/cnae/doc/program.pdf>
- [111] Totor N. A new expression for imaginary power variations of small size induction motor digital drives. EPE 2008 Iași , România Oct.2008 . http://www.epe2008.tuiasi.ro/pdf/Conference_ProgramSchedule.pdf
- [112] Totor N. A new expression for apparent power variations of small size induction motor digital drives. PSC 2009 Timișoara , Noiembrie. 2009 <http://www.et.upt.ro/cee/ro/psc/PSC2009/Prog2009.pdf>
- Totor N. Sistem hibrid analog-numeric de control al unui proces lent .Teză susținută în vederea obținerii diplomei de inginer.Institutul Politehnic Traian Vuia ,Timișoara, Iunie 1987.
totornicusor@yahoo.com