

IOSUD – UNIVERSITATEA „DUNĂREA DE JOS” DIN GALAȚI

Școala doctorală de Științe fundamentale și ingineresti



**CONTRIBUȚII PRIVIND ANALIZA EFICIENȚEI
ENERGETICE A SISTEMELOR ELECTRICE DE
PROPULSIE NAVALĂ**

REZUMATUL TEZEI DE DOCTORAT

Doctorand

Frangopol Gabriel

Conducător științific:

Prof univ.dr.ing. Roșu Emil Mina, Universitatea
“Dunărea de Jos”, Galați

Seria I 3: Inginerie Electrică Nr. 2

GALAȚI - 2019

Cuvânt înainte

Dedic această teză tuturor aceluia care de-a lungul anilor au contribuit la formarea mea umană, la omul care am devenit la ora actuală. Le mulțumesc încă o dată pe această cale pentru toate acele lecții de viață pe care mi le-au dat de-a lungul timpului, pentru exemplul viu pe care l-au constituit pentru mine.

Cu multă recunoștință și deosebită stimă, sincerele mele mulțumiri se îndreaptă către conducătorului științific d-nul *prof. univ. Emerit dr. ing. Roșu Emil Mina* pentru sprijinul permanent, prețioasele îndrumări și încrederea acordate pe parcursul întregii perioade de cercetare și elaborare a tezei de doctorat.

Cu mult respect adresez mulțumiri și comisiei de îndrumare compusă din d-nul *prof. univ. dr. ing. Emil Ceangă*, d-nul *prof. univ. dr. ing. Toader Munteanu* și d-nul *prof. univ. dr. ing. habil. Marian Găiceanu* pentru sprijinul și sugestiile acordate în finalizarea tezei.

Mulțumesc tuturor colegilor care m-au sprijinit și încurajat pe parcursul acestor ani de căutare științifice și tuturor profesorilor mei, care mi-au dăruit cu dărnicie din cunoștințele lor și care au clădit în mine dragostea și respectul pentru muncă.

În final, mulțumesc părinților mei pentru educația, sprijinul moral și material, pentru dragostea și iubirea acordate de-a lungul întregii mele vieți și pentru înțelegerea de care au dat dovadă pe parcursul realizării aceste lucrări.

1 INTRODUCERE

1.1 ACTUALITATEA DOMENIULUI ȘI MOTIVAȚIA CERCETĂRII

Prima navă cu propulsie electrică a fost lansată la apă în 1903 ca tanc petrolier pentru Marea Caspică și fluviul Volga de către societatea Nobel Petroleum Company. Nava era revoluționară și prin faptul că pentru antrenarea generatorului electric se folosea un motor Diesel, înlocuind soluția clasică de la acea vreme, mașină cu abur. Armarea de noi nave cu propulsie electrică a evoluat foarte lent până în anii 90, circa 200 pe an, în special spărgătoare de gheață și drăgi, pentru ca după acești ani dezvoltarea să devină exponențială, ajungându-se în anul 2013 la o comandă de 1750 nave noi, din care 199 livrabile în acel an. Creșterea anuală a numărului de nave cu propulsie electrică este de trei ori mai mare decât cea a navelor clasice. Tendința de creștere nu este conjuncturală, ci este una certă și se datorează mai multor factori. Soluția clasică, motor Diesel lent, semirapid sau rapid și elice cu pas fix, EPF, are dezavantaje certe și binecunoscute: necesitatea unui reductor mecanic de mare putere pentru compatibilizarea vitezei de rotație a elicei cu cea a motorului cu combustie internă; imposibilitatea obținerii unui consum specific de carburant minim, optim, într-o plajă largă a sarcinii și vitezei; reglarea vitezei navei se poate realiza numai în condițiile sacrificării totale a eficienței. Un progres major s-a realizat prin introducerea elicei cu pas reglabil, EPR, prin care se compatilizează cele două viteze de rotație astfel încât motorul primar să funcționeze în zona eficienței maxime. Soluția permite implementarea unui control avansat, având la dispoziție două mărimi de comandă: pasul elicei și consumul de carburant.

Factorii care au contribuit la dezvoltarea propulsiei electrice se împart în două categorii: dezvoltări tehnologice din domenii conexe; necesitatea creșterii performanțelor navelor; tehnologii și aplicații noi în domeniu.

O contribuție hotărâtoare este oferită de electronica de putere și sistemele de acționare electrice reglabile. Astfel în prezent sunt disponibile convertoare statice c.a./c.a. și c.a./c.c. până la puteri de ordinul zecilor de MW, acoperind necesarul de putere pentru orice tip și mărime de navă. Sistemele de acționare reglabile realizabile, convertoare statice și motoare electrice adecvate, se caracterizează prin randamente mari, dinamici foarte bune, gabarite reduse și tehnici de control evolute. Posibilitățile de reglare sunt apreciabile, putându-se modifica independent viteza unghiulară, cuplul și puterea, în condițiile unui randament superior. Toate reglările se realizează la nivelul motorului electric, fiind necesară elice cu pas fix.

Al doilea progres tehnologic important a constat în introducerea propulsiei electrice cu AZI-PODURI și AZIMUTH-THRUSTERS, care oferă o manevrabilitate superioară, posibilitatea unui control mai bun al eficienței energetice și înalte performanțe de navigație.

La dezvoltarea propulsiei electrice un aport important l-au adus cerințele impuse de tehnologiile de explorare și exploatare offshore a țițeiului și gazelor, propulsia electrică fiind cea mai adecvată pentru asemenea aplicații. Propulsia electrică cu azipoduri și azimuth thrustere a permis dezvoltarea unui nou tip de control numit poziționare dinamică, DYNAMIC POSITIONING.

De asemenea sunt o serie de aplicații care prin propulsie electrică rezolvă mult mai bine cerințele tehnologice. Astfel la o exploatare offshore navele auxiliare, tancurile pentru preluarea țițeiului, navele de serviciu ș.a., trebuie să-și păstreze poziția dinamică față de platformă chiar și în cazul unor furtuni mari. Utilizând propulsia electrică cu azi-poduri și poziționarea dinamică problema căpătă o rezolvare performantă și cu costuri acceptabile. Navele spărgătoare de gheață și drăgile, în funcție de situația concretă, necesită reglarea simultană a cuplului și a vitezei, ușor de obținut în cazul propulsiei electrice cu azi-poduri. De asemenea se micșorează puterea maximă necesară pentru propulsie ca urmare a mai bune utilizări a disponibilității cuplu- viteză. Pentru navele de croazieră cerința principală constă în realizarea unui spațiu util, cabine, spații comune și punți de promenadă cât mai mari, dar și un microclimat, aer condiționat eficient și confortabil. Practica arată că utilizarea propulsiei electrice, prin spațiile tehnice de mărime reduse, asigură un nivel sporit de confort și o bună utilizare a spațiilor disponibile pe navă pentru pasageri.

Nu în ultimul rând intră în ecuație prețul țițeiului și/sau a gazului exploatat. Costurile propulsiei electrice sunt în general mai mari față de propulsia clasică, dar prima oferă posibilități certe de optimizare a consumului de combustibil prin structuri de control adecvate.

Dacă aplicațiile de vîrf, cum ar fi cele cu poziționare dinamică din industria petrolieră, drăgi și spărgătoare de gheață sau nave de croazieră, sunt sisteme complexe care au în vedere o producere și o distribuție optimă a energiei electrice la bordul navei, navele cargou de mărfuri cu propulsie electrică s-au dezvoltat mai puțin, utilizând scheme simple, automatizări de nivel redus și acordând puțină atenție problemelor privind calitatea energiei, pierderilor de putere în sistemul energetic propriu și gestionarea regimurilor de putere reactivă și deformantă. Așadar în zona cargourilor clasice trebuie dezvoltate tehnici de compensare a puterilor reactive și deformante solicitate de convertoarele și motoarele electrice prin filtrare activă, pasivă sau hibridă. S-au studiat, modelat și validat prin simulare numerică utilizarea fitrului activ de putere derivație, care ocupă un loc tot mai important în tehnica acționărilor electrice reglabile, cu o comandă originală, controlul indirect.

Propulsia electrică navală este în fapt un sistem de acționare electrică cu unele particularități structurale și funcționale din care evidențiem:

- Puteri foarte mari, de ordinul megawaților,
- Viteze de rotație mici pentru a evita un reductor mecanic important și cu randament redus;
- Acționare reglabilă, cu reglarea vitezei în limite largi;
- Acționare reversibilă cu posibilitatea recuperării energiei din perioadele de frânare, de preferință fără inversor mecanic;
- Nava și propulsorul, elicea, alcătuiesc un sistem puternic neliniar, astfel că modelarea dinamică a acestuia este dificilă;
- Propulsorul, având în vedere reglarea vitezei în limite largi, este de tipul cu pas fix, EPF;
- Având în vedere puterea limitată a centralei electrice care deservește nava, sistemul energetic al navei, sunt necesare măsuri pentru compensarea puterii reactive și reducerea regimului deformant vehiculate de convertorul acționării.

De altfel în raportul de față se analizează doar aspectele energetice generate de ansamblul convertor – motor de acționare la nivelul puterilor reactivă și deformantă vehiculate și pentru cazul unei nave de uz general, navă cargo. Ca sisteme de acționare s-a optat pentru analiza a două tipuri mai des utilizate: acționare cu motor de c.c. și convertor de rețea cu tiristoare SCR; cu motor trifazat de inducție și cicloconvertor. Aceste două variante realizează conversia energiei electrice într-o sigură treaptă, spre deosebire de sincroconvertoarele și invertoarele PWM la care conversia are loc în două trepte cu reducerea apreciabilă a randamentului conversiei și creșterea pierderilor în electronica de putere.

Rezultatele experimentale, obținute prin simulare numerică, confirmă faptul că o astfel de analiză era necesară și că filtrările activă, pasivă și hibridă sunt utile și se pot structura și aplica, relativ ușor, pe orice navă cargou.

1.2 STRUCTURA TEZEI DE DOCTORAT

Teza de doctorat este structurată pe 9 capitole, cu bibliografie proprie fiecărui capitol.

În capitolul 1, Introducere, se argumentează actualitatea și importanța teoretică a domeniului de cercetare abordat precum și posibilele aplicații ce rezultă din cercetarea dezvoltată.

Capitolul 2 este consacrat integral prezentării stadiului actual al propulsiei electrice navale. După un scurt istoric a propulsiei electrice, sunt trecute în revistă acționările performante cu poziționare dinamică specifice industriei petrolifere offshore, dar și alte aplicații cum ar fi drăgi, spărgătoare de gheață și nave de croazieră. Se prezintă de asemenea încadrarea propulsiilor electrice în sistemul energetic al navelor și se dezvoltă problemele regimurilor reactiv și deformant. În final se prezintă abordări recente în domeniu cum ar fi trecerea la distribuția în c.c., DC Grid.

În capitolul 3 se analizează două din sursele, convertoare, consacrate pentru acționările electrice ale propulsorului: convertoare c.a. – c.c. cu tiristoare SCR și cicloconvertoare c.a. – c.a. La primul sistem se studiază funcționarea, proprietățile și modelele SIMULINK ale convertoarele de mare putere cu 6 și 12 pulsuri. În același scop se dezvoltă analiza și pentru cicloconvertorul cu 6 pulsuri. În ceea ce privește comanda cicloconvertorului, neexistând în literatură sisteme unificate, s-a conceput o comandă sinusoidală originală, care a dat rezultate satisfăcătoare în programele de simulare. În finalul capitolului sunt prezentate date experimentale obținute prin simularea modelelor SIMULINK originale. Bogatul material grafic confirmă ipotezele teoretice de la care s-a plecat, validând modelele pentru utilizări ulterioare, inclusiv structurarea unui model global intrare – ieșire. Se fac de asemenea considerații, pe baza graficelor prezentate, a amplitudinii și efectelor regimurilor armonice și reactive.

Modelarea și simularea navei este dezvoltată în capitolul 4. Se preia din literatură un model analitic pentru navă, care descrie cu precizie stările staționare, dar nu garantează acuratețea regimurilor dinamice. Problema principală este generată de modelul navei, care, așa cum s-a menționat mai sus, este puternic neliniar, depinzând de mai mulți parametri constructivi și funcționali. Plecând de la acest model și aproximând prin interpolare numerică ecuațiile funcționale ale navei, s-a conceput un model cvasiliniar care caracterizează destul de precis și regimurile dinamice. Modelul a fost validat prin simulare în SIMULINK. În finalul capitolului se face o analiză a celor două variante de propulsor: elice

cu pas fix, EPF, și elice cu pas reglabil, EPR. Analiza are în vedere eficiența conversiei în varianta EPF și acționare electrică.

Capitolul 5 este consacrat controlului automat al acționării navei cu motor de c.c. la flux constant și/sau variabil. Se utilizează automatizarea convențională pentru procese rapide, reglajul în cascadă, în ordinea mărimii constantelor de timp ale procesului. Rezultatele obținându-se tot prin simulare numerică. Pentru o mai bună utilizare a motorului electric în intervalele de accelerare din repaus la viteza de marș, se propune o metodă originală de control mixtă, flux constant și variabil, care îmbunătățește proprietățile dinamice, micșorând durata atingerii vitezei de marș.

Capitolul 6 este dedicat acționării cu mașină de inducție trifazată și cicloconvertor utilizând modelul d/q cu orientare după câmpul magnetic rotoric. Se utilizează tot reglarea în cascadă, decuplându-se cele două canale de reglare: $U/f = \text{const.}$ și $U = \text{const.}, f = \text{var.}$ Rezultatele se obțin prin simulare numerică în mediul SIMULINK. Și aici, la fel ca la acționarea în c.c., se dezvoltă un tip de control nou, care micșorează durata regimurilor dinamice de accelerare a navei.

Capitolele 7 și 8 sunt dedicate analizei energetice de regim staționar punându-se în evidență regimul armonic și reactiv generat de convertor, redresor de rețea cu tiristoare SCR pentru acționare în c.c. și cicloconvertor pentru c.a. Se propune și dezvoltă o metodă eficientă de reducere a regimului armonic și reactiv, filtru activ de putere cu control indirect. Se studiază eficiența plasării filtrului activ în diverse topologii și configurații de comenzi. Se dau detalii privind dimensionarea filtrului activ și comenzilor aferente. Se prezintă de asemenea rezultate obținute prin simulare numerică atât în ceea ce privește efectul filtrului activ în regim staționar cât și în regim dinamic.

În capitolul 9 sunt prezentate concluziile generale privind cercetarea realizată, implicațiile ce rezultă din aplicarea practică și ce direcții viitoare de dezvoltare se întrevăd. De asemenea în capitol se prezintă și o listă a contribuțiilor originale dezvoltate.

2.2. TIPURI DE NAVE

Navele cu propulsie electrică sunt utilizate pentru aplicații performante solicitate de tehnologii moderne cum ar fi: nave și platforme de foraj marin; navele de extragere, producere, stocare și descărcare a țițeiului, FPSO's; nave navetă folosite pentru a aduce țițeiul extras de la platforme până la mal; navele de serviciu; navele de croazieră; spargătoare de gheață; nave pentru dragaj.

Toate aceste nave se caracterizează printr-un sistem propriu electric de putere importantă, acționări cu azipoduri și azimuth thrustere, poziționare dinamică, exemplificate prin schema electrică pentru o platformă de foraj marin. Fig.2.3. Modulul de producere a energiei de la bordul navei are de obicei între 30 și 40 MW puterea instalată. Navele de foraj de obicei au șase propulsoare pe când platformele de foraj au opt propulsoare, fiecare cu o putere nominală de 3-6 MW. Dispozitivele de foraj și propulsoarele reprezintă consumatorii principali. Sarcina variază substanțial depinzând de condițiile meteo și modul de desfășurare al procesului de foraj. Este necesar un sistem de automatizare care să asigure funcționarea centralei electrice în condiții de sarcină maximă.

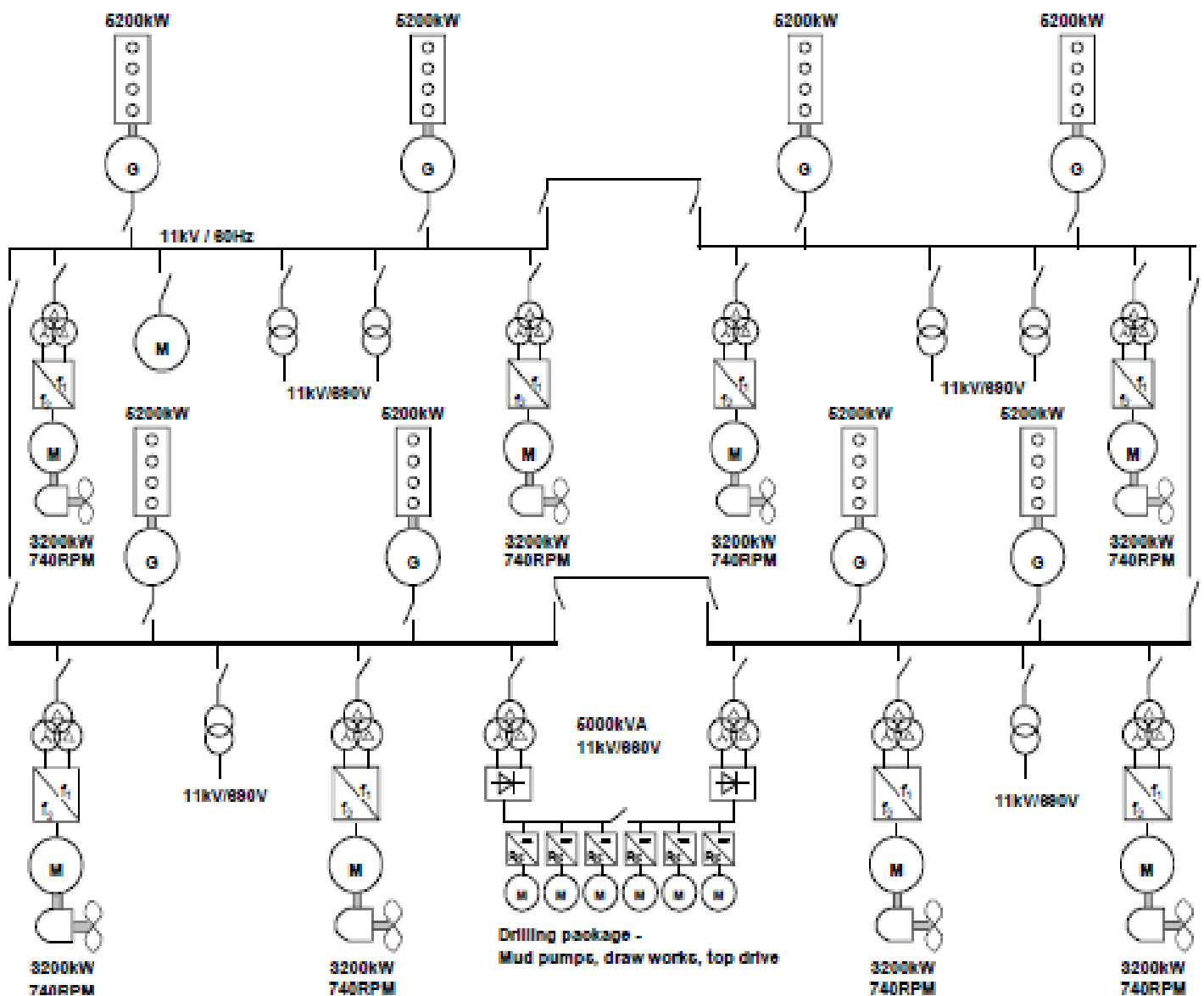


Fig. 2.3. Platformă de foraj marin

Cele mai multe din aceste nave au sistemul clasic de producere a energiei electrice, grup Diesel – generator sincron. Destul de recent a fost lansat așa numitul D.C. grid, adică transformarea rețelei de forță clasică din c.a. în una în c.c. Primul avantaj constă în micșorarea numărului de redresoare necomandate necesare invertoarelor, precum și a filtrajului necesar. Rămân doar redresoarele de mare putere de pe generatoare, care sunt mai economice. În al doilea rând se crează posibilități certe de recuperare a energiei de frânare printr-un element de stocare, ES, o baterie de acumulatori. Un alt avantaj constă în preluarea ușoară a energiilor neconvenționale, fotovoltaice sau eoliene, disponibile în zona de lucru prin sistemul notat cu FC.

Ideea de la care s-a plecat constă în aceea că echipamentele de producere și distribuție sunt supra dimensionate în vederea preluării vârfurilor de sarcină, în timp ce pe un ciclu funcțional sarcina variază foarte mult. Astfel pentru o navă platformă de aprovizionare un ciclu arată în felul următor: 35% din timp poziționare dinamica, caracterizată prin sarcină maximă; 25% încălzire și transfer; 15% stand by; 25% în port. În regimul de poziționare dinamică cca 13% din energia totală vehiculată este de fapt energie recuperată prin convertoare și motoarele funcționând ca generatoare. Această energie se poate stoca, soluția adoptată fiind bateriile de acumulare. Rezultă o soluție hibridă a cărei eficacitate este de 30% din energia totală.

3. CONVERTOARE PENTRU SISTEMELE DE PROPULSIE ELECTRICĂ NAVALĂ.

3.1. CONVERTOARE C.A. – C.C.

În cazul utilizării mașinilor de c.c. pentru antrenarea propulsorului naval convertoarele cele mai indicate pentru alimentare sunt redresoarele comandate cu tiristoare SCR, care sunt disponibile la puteri mari și foarte mari, până la zeci de MW, și asigură reglarea continuă și în limite largi a vitezei de rotație a motorului. D.p.d.v. al schemelor utilizate cele mai favorabile sunt convertorul cu 6 pulsuri în punte trifazată și convertoarele cu 12 pulsuri, schema serie, Fig. 3.1. sau paralel.

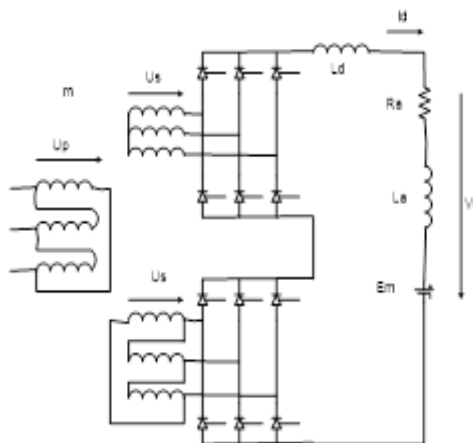


Fig. 3.1. Convertor cu 12 pulsuri în punte, schema serie

Motorul de c.c. este modelat prin t.c.e.m E_m , parametrii circuitului rotoric R_a și L_a și L_d inductivitatea de filtrare. Transformatorul m pentru adaptarea tensiunii rețelei cu cea a motorului se realizează în conexiune Dy conexiune care anulează armonicile multiplu de 3 ale curentului injectat de convertor prin transformator în rețea. Principalele avantaje ale schemei cu 12 pulsuri serie /derivație sunt: reducerea tensiunii necesare în secundarele transformatorului la jumătate și a spectrului de armonici de curent injectate în rețea la

$$h = 12 \cdot k \pm 1 \quad (3.9)$$

3.2. CONVERTOARE DE FRECVENȚĂ C.A. – C.A. CICLOCONVERTOARE.

Convertoarele de frecvență cu comutație naturală sunt convertoare alternativ – alternativ care au drept scop obținerea de tensiuni și frecvențe diferite în raport cu tensiunile alternative de la intrare.

Ele au o sferă relativ largă de aplicabilitate în tehnică, în special pentru acționările cu mașini trifazate de inducție sau sincrone de mare și foarte mare putere ca urmare a folosirii dispozitivelor semiconductoare cu cea mai mare capacitate în curent și tensiune, tiristoarele SCR.

Schema de principiu pe o fază a unui cicloconvertor cu 6 pulsuri în punte este prezentată în Fig.3.9. În esență el este format din 2 convertoare c.a.-c.c. comandate, grup I și II, montate antiparalel și formând un convertor c.a.-c.c. de 4 cadrane. Conexiunea este realizată prin inductivitățile L_f cu rol de a limita curenții de circulație dintre cele două convertoare, caracteristici schemei. Dacă unghiurile de comandă a celor două grupe sunt α_I , respectiv α_{II} , îndeplinind condiția

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ \quad (3.21)$$

atunci tensiunile medii la ieșirea celor două grupe se calculează cu

$$\begin{aligned} U_{d1} &= U_{d0} \cos \alpha_I, \\ U_{d2} &= U_{d0} \cos \alpha_{II} \end{aligned} \quad (3.22)$$

rezultând

$$U_{d1} = -U_{d2} \quad (3.23)$$

adică între cele două convertoare nu se închide un curent continuu. În schimb, ca urmare a diferențelor în mărimi instantanee, apar curenți alternativi, cunoscuți sub denumirea de curenți de circulație. Pentru a obține tensiuni alternative la ieșire de forma

$$u_e(t) = \sqrt{2}U_e \sin \omega_e t \quad (3.24)$$

se impune condiția:

$$U_{d1} = -U_{d2} = U_{d0} \cos \alpha_I = \sqrt{2}U_e \sin \omega_e t \quad (3.25)$$

de unde rezultă valorile unghiurilor de comandă:

$$\begin{aligned} \cos \alpha_I &= \frac{\sqrt{2}U_e \sin \omega_e t}{U_{d0}} \\ \cos \alpha_{II} &= -\frac{\sqrt{2}U_e \sin \omega_e t}{U_{d0}} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Comanda cicloconvertorului are amplitudinea variabilă după amplitudinea tensiunii dorite la ieșire, iar frecvența după pulsația:

$$\omega_e = 2 \cdot \pi \cdot f_e \quad (3.27)$$

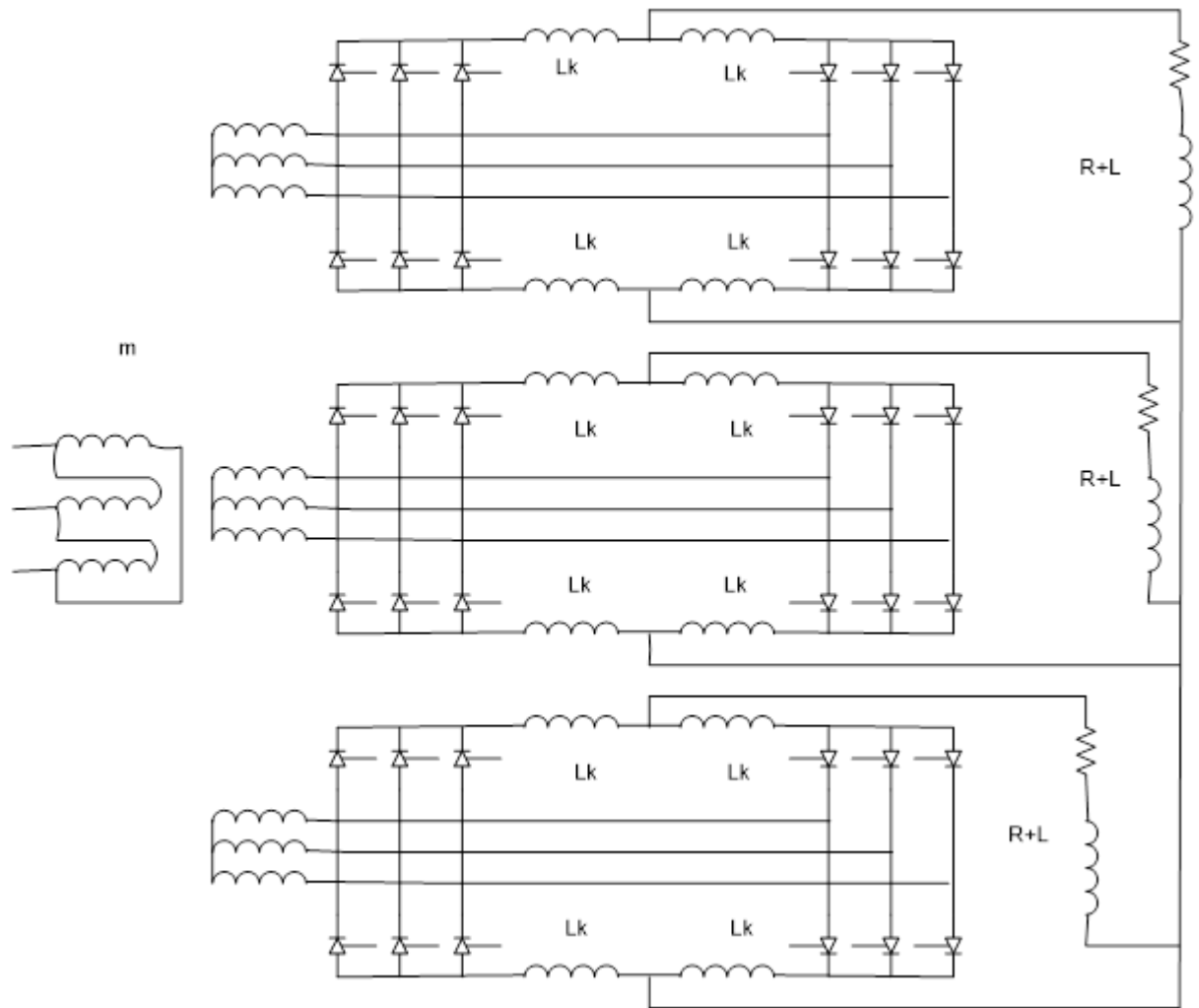


Fig. 3.9 – Cicloconvertor cu 6 pulsuri.

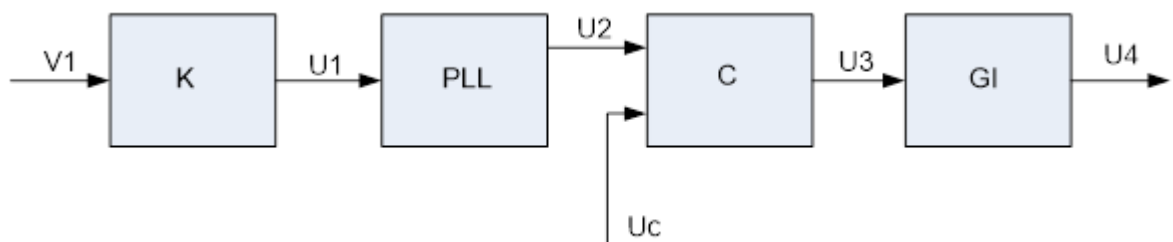


Fig. 3.13 – Canal de comandă pentru un tiristor.

În Fig. 3.13. se prezintă un canal de comandă pentru un tiristor, unde PLL este blocul de calare pe fază, C comparatorul, GI generatorul de impulsuri, iar K, modulația în amplitudine.

4. MODELAREA ȘI SIMULAREA NAVEI

4.1. MODELAREA NAVEI.

Modelul s-a întocmit în condițiile îndeplinirii următoarelor ipoteze: regim de marș cu viteză constantă; nu interesează regimurile dinamice de accelerare sau frânare a navei întrucât acestea au o pondere nesemnificativă în consumul total de energie pentru deplasarea între două porturi; de asemenea pescajul navei se consideră constant deoarece între două porturi nici nu se descarcă, nici nu se încarcă marfă, iar consumul de combustibil afectează în mică măsură masa totală a navei; .Propulsorul, elicea, se adoptă cu pas fix, EPF, ca urmare a antrenării acestuia cu un motor electric cu viteza reglabilă în limite largi.

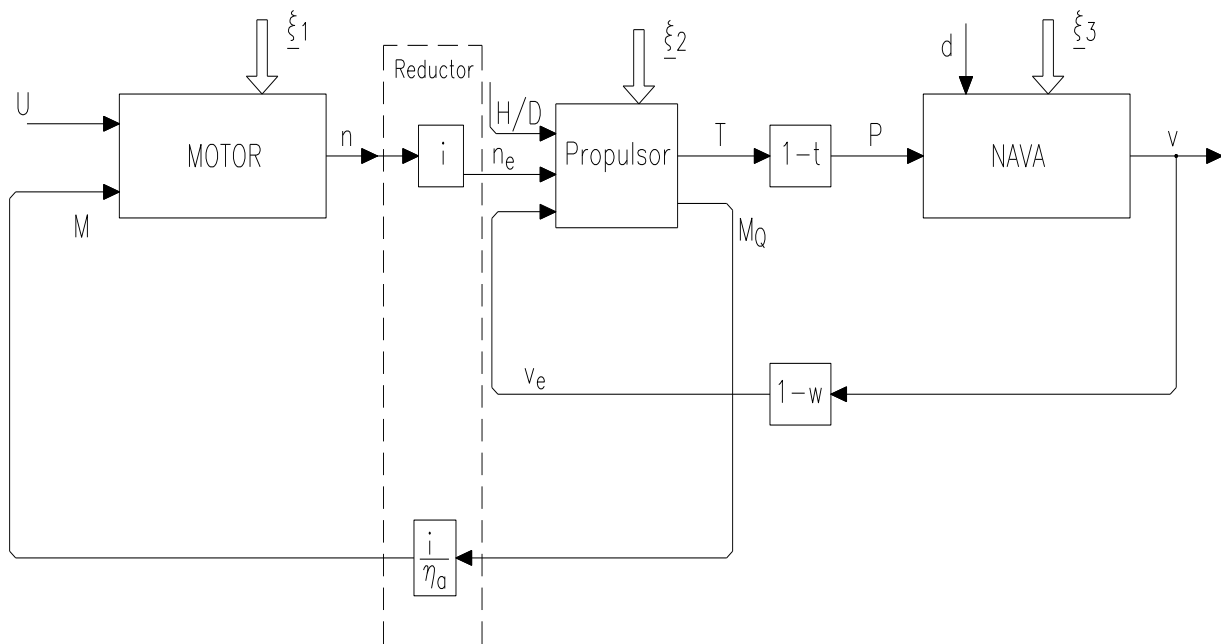


Fig. 4.1 – Structura instalației de propulsie electrică navală

Sistemul navă – motor – propulsor este descris de următoarele două ecuații [CEA2]:

- prima ecuație care are în vedere dinamica corpului navei este de forma

$$m \frac{dv}{dt} = (1 - t) \cdot T(v, n_E) - R(v) \quad (4.1)$$

- a doua ecuație descrie dinamica propulsorului

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_M - M_Q(n_E, v) - M_F(n_E) \quad (4.2)$$

În ecuațiile de mai sus s-au făcut următoarele notații:

- m - masa navei;
- v – viteza de deplasare rectilinie a navei;
- $T(v, n_E)$ – caracteristica de împingere a propulsorului navei;
- t – coeficientul de sucțiune introdus ca urmare a faptului că numai o parte a împingerii navei

T se regăsește în forța de propulsie, P, Fig. 4.1;

- $R(v)$ – rezistența carenei la înaintare rectilinie;
- J – inerția totală a motorului de antrenare, propulsorului și liniei de arbori;
- ω – viteza unghiulară a propulsorului în rad/sec;
- n_E – viteza de rotație a propulsorului în rot/sec;
- M_M – cuplul activ furnizat de motor;
- M_Q – cuplul rezistent al propulsorului;
- M_F – cuplul rezistent de frecări al sistemului.

Pentru rezolvarea ecuațiilor modelului este necesară cunoașterea caracteristicilor de împingere a navei T și de rezistență la înaintare R, precum și cuplul rezistent al propulsorului M_Q .

Propulsorul generează o forță de împingere de forma

$$T = k_T \cdot \rho \cdot D^4 \cdot n_E^2 \quad (4.3)$$

unde n_E , turația elicei, în rotații/secundă, este dată de relația

$$n_E = \frac{n}{i} \quad (4.4)$$

n fiind turația motorului, iar i raportul reductorului.

D este diametrul elicei, ρ densitatea apei de mare, iar

$$k_T = k_T(\lambda, H/D) \quad (4.5)$$

funcție care este furnizată de producătorul propulsorului, sub formă grafică, în funcție de pasul elicei H/D și parametrul avansului relativ definit prin

$$\lambda = \frac{v_E}{n_E \cdot D} \quad (4.6)$$

Viteza liniară la nivelul elicei este mai mică decât cea a navei ca urmare a fenomenului de siaj și se determină din

$$v_E = v \cdot (1 - w) \quad (4.7)$$

unde w este coeficientul de siaj.

Propulsorul generează cuplul rezistent la arborele motorului de antrenare

$$M = M_Q \frac{i}{\eta_o} \quad (4.8)$$

unde

$$M_Q = k_Q \cdot \rho \cdot D^5 \cdot n_E^2 \quad (4.9)$$

este cuplul rezistent generat de propulsor, iar η_o randamentul reductorului. Coeficientul k_Q , la fel ca și k_T , este dat de furnizorul propulsorului ca o funcție de forma

$$k_Q = k_Q(\lambda, H/D) \quad (4.10)$$

fiind utilizat în același mod.

Rezistența la înaintarea navei se determină din

$$R = k_R \cdot v^a \quad (4.11)$$

unde k_R și a țin cont de pescajul navei d și de starea carenei. Cei doi coeficienți sunt furnizați, pentru un tip de navă, pe baza probelor de bazin.

4.2. MODELUL NAVEI ÎN REGIM STAȚIONAR

Caracteristicile hidrodinamice ale sistemului, stabilite prin metode experimentale sau teoretice, sunt valabile în cazul regimurilor staționare fiind puse sub forma unor relații între coeficienții adimensionali k_T , k_Q , η și parametrii implicați dinamici și cinematici, T , Q și v . Pe de altă parte ecuația (4.1) devine

$$(1 - t) \cdot T(v, n_E) - R(v) = 0 \quad (4.12)$$

Caracteristica explicită a carenei, ecuația (4.11), considerând rezistența la înaintare de tip pătratic, $a=2$, valabilă pentru majoritatea carenelor navelor comerciale, se poate pune sub o formă asemănătoare cu ecuația (4.3)

$$R = k_C \cdot \rho \cdot D^4 \cdot n_E^2 \quad (4.13)$$

sau sub forma

$$k_C = \frac{R}{\rho \cdot D^4 \cdot n_E^2} = \frac{k_R \cdot v^2}{\rho \cdot D^4 \cdot n_E^2} \quad (4.14)$$

în care prin k_C s-a desemnat coeficientul de împingere al carenei, asemănător ca proprietăți cu k_T . Având în vedere ecuația (4.12) și (4.3) și efectul de siaj, coeficientul k_C se rescrie sub forma

$$R = k_C \cdot \rho \cdot D^4 \cdot n_E^2 \quad (4.13)$$

sau sub forma

$$k_C = \frac{R}{\rho \cdot D^4 \cdot n_E^2} = \frac{k_R \cdot v^2}{\rho \cdot D^4 \cdot n_E^2} \quad (4.14)$$

în care prin k_C s-a desemnat coeficientul de împingere al carenei, asemănător ca proprietăți cu k_T . Având în vedere ecuația (4.12) și (4.3) și efectul de siaj, coeficientul k_C se rescrie sub forma caracteristicii implicite a carenei:

$$k_T^C = \frac{R}{(1-t) \cdot \rho \cdot D^4 \cdot n_E^2} = \frac{k_R}{D^2 \cdot \rho \cdot (1-w) \cdot (1-t)} \cdot \frac{v^2}{n_E^2 \cdot D^2} = c \cdot \lambda^2 \quad (4.15)$$

unde constanta c are expresia

$$c = \frac{k_R}{D^2 \cdot \rho \cdot (1-w)^2 \cdot (1-t)} \quad (4.16)$$

Evident în regim staționar

$$k_T^C = k_T \quad (4.17)$$

unde coeficientul de împingere a elicei k_T este furnizat sub formă grafică ca funcție de λ , avansul relativ, și H/D , pasul elicei. La intersecția celor două caracteristici, $k_T^C(\lambda)$ și $k_T(H/D, \lambda)$ se va găsi punctul de funcționare în regim staționar.

Se mai definește randamentul propulsorului prin

$$\eta_E = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{k_T \left(\lambda, \frac{H}{D} \right)}{k_Q \left(\lambda, \frac{H}{D} \right)} \quad (4.18)$$

care, de asemenea, este furnizat sub formă grafică.

4.3. MODELUL NAVEI ÎN REGIM DINAMIC

Modelul ansamblului motor – propulsor – carenă este prezentat prin ecuațiile (4.1) și (4.2). Dificultatea majoră a integrării modelului este generată de neliniaritatea esențială a caracteristicilor implicite $k_T(\lambda, H/D)$ și $k_Q(\lambda, H/D)$, furnizate pe baze experimentale sub formă de diagrame sau tabele. Pentru obținerea caracteristicilor explicite, T , M_Q și R , rezolvarea sistemului conduce la obținerea soluțiilor $v(t)$ și $n(t)$, care dau evoluția în timp a parametrilor cinematici ai sistemului navă – propulsor. Având în vedere cele de mai sus precum și necesitățile de condiții inițiale pentru simularea regimurilor staționare, se propune următoarea strategie.

Se aproximează polinomial caracteristicile $k_T(\lambda, H/D)$ și $k_Q(\lambda, H/D)$ furnizate de fabricant sub formă grafică, [CAT1, CAT2]. Se calculează la fiecare pas de integrare, pe baza parametrilor cinematici curenți ai sistemului, avansul relativ λ . În baza avansului relativ calculat se determină caracteristicile explicite T , M_Q și R și o nouă stare cinematică. Metoda propusă asigură atingerea cu acuratețe a regimului staționar propus, în schimb partea dinamică, accelerarea din repaus până la regimul de marș sau oprirea navei, nu este riguros determinată. Întrucât în lucrare interesează doar regimurile staționare, generate de marșul navei, apreciem că metoda propusă este operativă, reală și utilă.

4.4. SIMULAREA NAVEI

Schema modelului SIMULINK al navei luată în considerare este prezentată în Fig. 4.3.. Ea provine din analiza modelului navei, Fig. 4.1., prin calcularea parametrilor în funcție de datele de propulsie impuse [CAT1, CAT2]:

- Masa navei, $m=10.000$ tone;
- Viteza de marș, $v=9$ m/sec;
- Diametrul elicei, $D=5,7$ m;
- Propulsor: EPF cu $H/D=1,32$;
- Pescaj minim, $d=6,03$ m, $k_R=1289,63$;
- Coeficientul de sucțiune, $t=0,2$;
- Coeficientul de siaj, $w=0,249$;
- Raportul de transmitere a reductorului, $i=3,71$.

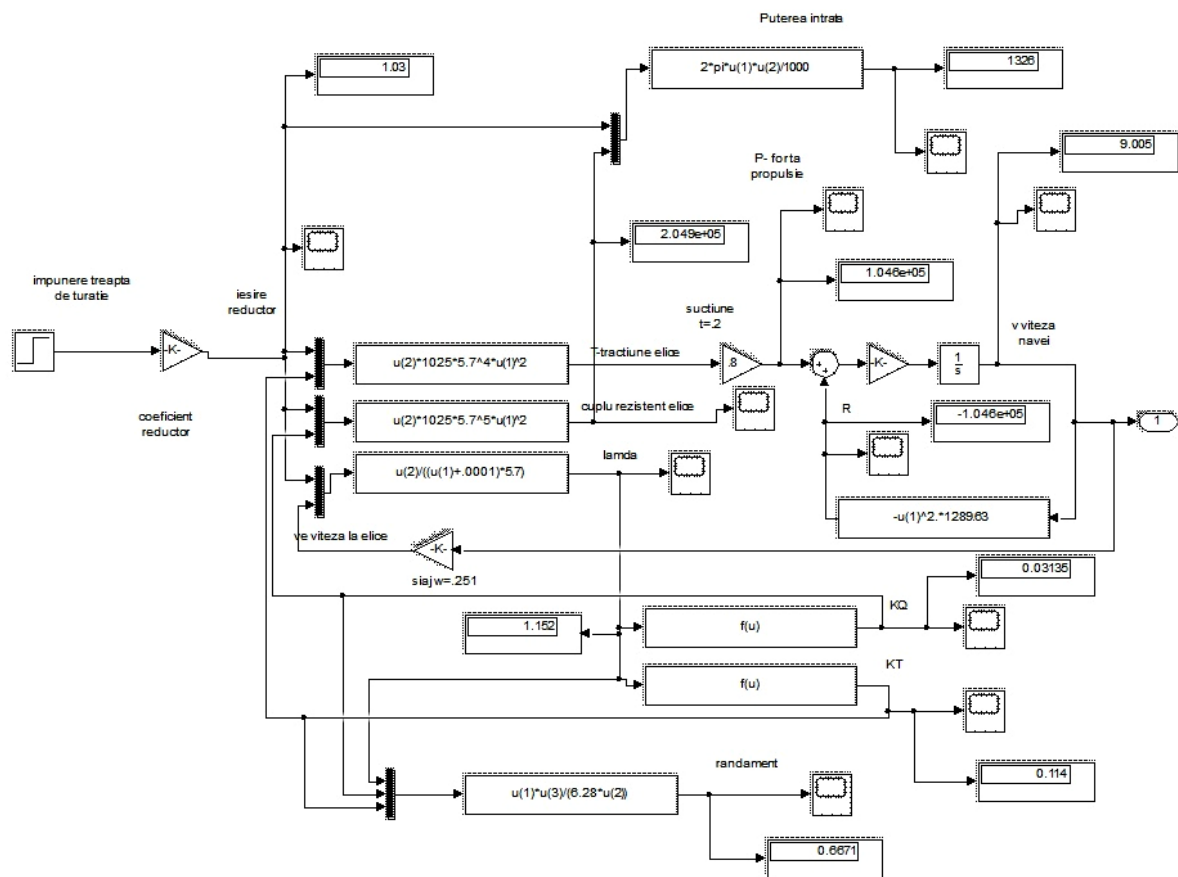


Fig. 4.3 – Modelul SIMULINK al navei

Se aproximează polinomial, printr-un polinom de gradul 5, caracteristicile implicite $k_T(\lambda, H/D)$ și $k_Q(\lambda, H/D)$ rezultând

$$\begin{aligned}
 k_T &= -2.4858 \cdot \lambda^5 + 8.6446 \cdot \lambda^4 - 11.6176 \cdot \lambda^3 + 7.4511 \cdot \lambda^2 - 2.7144 \cdot \lambda + 0.9326 \\
 k_Q &= 0.3349 \cdot \lambda^5 - 1.2136 \cdot \lambda^4 + 1.6522 \cdot \lambda^3 - 1.0618 \cdot \lambda^2 - 0.2388 \cdot \lambda + 0.0928
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

care asigură o precizie de calcul în jur de 0,1 %.

Se calculează caracteristica explicită a rezistenței carenei la înaintare prin

$$c = \frac{k_R}{\rho \cdot (1-w) \cdot (1-t) \cdot D^2} = \frac{1289.63}{1025 \cdot 0.749^2 \cdot 0.8 \cdot 5.7^2} = 0.08628 \tag{4.20}$$

și se formează ecuația pentru determinarea avansului relativ λ de forma:

$$0,08628 \cdot \lambda^2 = k_T(\lambda, H/D) \tag{4.21}$$

din rezolvarea căreia se obține

$$\lambda = 1,517 \tag{4.22}$$

Se calculează turația necesară la propulsor

$$n_E = \frac{(1 - w) \cdot v}{\lambda \cdot D} \quad (4.23)$$

și la nivelul motorului de antrenare.

$$n = 2 \cdot \pi \cdot n_E = 24 \frac{\text{rot}}{\text{s}} \quad (4.24)$$

Randamentul calculat al propulsorului din Fig.1.2 are valoarea

$$\eta = 0,67 \quad (4.25)$$

Validarea modelului conceput s-a făcut prin simulare în MATLAB SIMULINK după schema din Fig. 4.3., fără a lua în considerare dinamica sistemului motor-elice, dinamică mult mai rapidă decât cea propulsor-carenă.

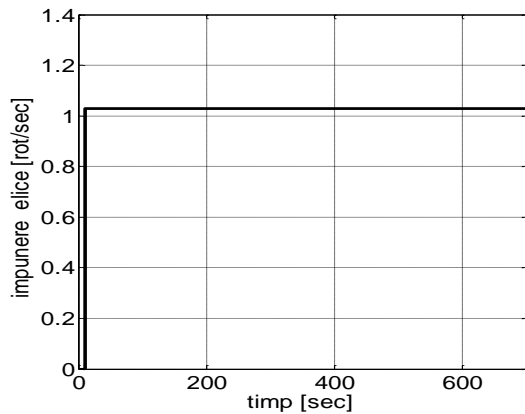


Fig. 4.4 – Impunerea vitezei elicei

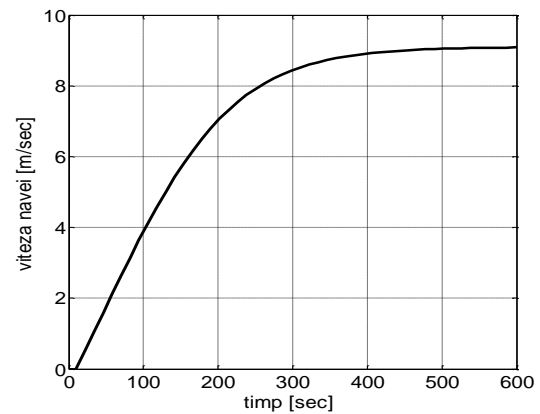


Fig. 4.5 – Viteza navei

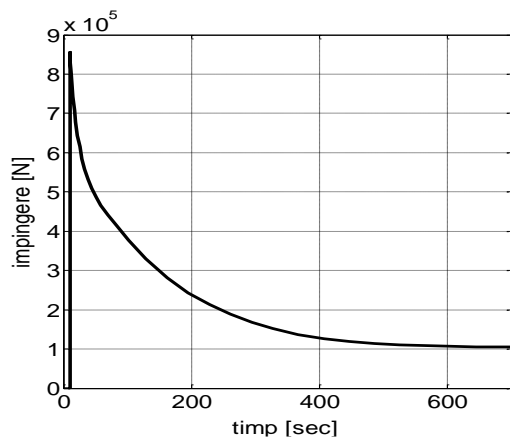


Fig. 4.6 – Forța de împingere

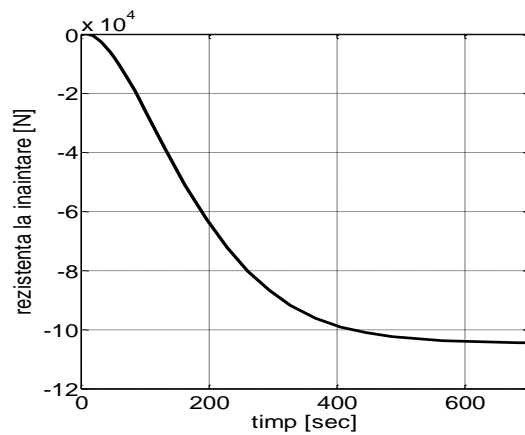


Fig. 4.7 – Rezistența la înaintare

Modelul a fost excitat printr-o treaptă de viteză nominală aplicată elicei, 1,03 rot/sec, Fig.4.4., și de putere infinită. În Fig.4.5, 4.6. și 4.7. sunt prezentate în ordine viteza navei, forța de împingere și rezistența la înaintare. Regimul staționar atins este prezentat în Tabelul 4.1.

Tabelul 4.1

	V_N m/s	n_E rot/s	n_M rot/s	M_Q kNm	P_Q kW	λ	η
H/D 1.320	9,0	1,03	24	205,8	1231	1,151	0,67

Din analiza graficelor și a regimului staționar din Tabelul 4.1. rezultă următoarele:

- Regimul staționar obținut prin simulare este identic cu cel calculat;
- Randamentul propulsorului $\eta=0,67$ este în zona randamentului maxim, [CAT1, CAT2];
- Avansul relativ δ este concordant cu cel calculat, chiar dacă el are valori diferite pe durata regimului dinamic de accelerare a navei.;
- Dinamica lentă este cauzată de masa mare a navei și evoluția rezistenței la înaintare;
- La propulsoarele EPR, cu pas reglabil, procedura de calcul este aceeași, luând în considerație diagramele corespunzătoare din [CAT1, CAT2].

4.5. EPF SAU EPR?

La realizarea propulsiei navelor se impun, în principiu, două cerințe de bază: asigurarea vitezei prescrise de marș a navei și minimizarea consumului de combustibil.

Atunci când propulsorul este cu pas fix, EPF, se poate asigura doar prima cerință, prin modificarea turației elicei. Dacă propulsorul este cu pas reglabil, EPR, comanda are două grade de libertate și se pot impune ambele cerințe menționate [FRA1].

Orice demers în zona criteriilor de apreciere a rentabilității navelor impune în primă instanță analiza posibilităților de micșorare a consumului de combustibil pe tona de marfă transportată pe mila parcursă.

Utilizarea elicei cu pas reglabil (EPR) s-a impus mai ales odată cu utilizarea motoarelor de propulsie semirapide, la care s-a optat pentru inversarea sensului de marș prin instalarea EPR.

Acest tip de elice crează un grad de libertate în optimizare deoarece pe lângă parametrul turație, poate fi reglat și raportul de pas H/D, spre deosebire de elicea cu pas fix unde singurul element reglabil este turația motorului.

Acești doi factori reglabili, raportul de pas și turația, trebuie să fie corobați unul față de altul în mod corespunzător pentru a se asigura utilizarea deplină și eficiență maximă. Este important să se asigure că orice reglaj făcut la una din cele două unități (motor și elice) nu trebuie să forțeze o stare de funcționare nefavorabilă sau inadmisibilă celeilalte.

În legătură cu nava, EPR poate da un răspuns de o manieră eficientă (sau net mai eficient decât EPF) la modificarea condițiilor exterioare care apar în timpul exploatarei, respectiv modificarea rezistenței la înaintare față de condițiile proiectate.

În cazul EPR, viteza de marș dată poate fi realizată la diferite valori ale turației elicei și raportului de pas, de aceea totdeauna se poate alege cel mai economic regim de mișcare, deci cea mai convenabilă combinație între pas și turație.

Un alt avantaj care trebuie menționat este legat și de viteza minimă a navei, care e determinată de turația minimă stabilă a motorului. Pentru motoarele diesel, această limită e înaltă, fiind în limita 35 - 40 % din cea nominală. Instalarea EPR permite obținerea oricărei valori a vitezei, de la zero la maxim, chiar la turația nominală. Micșorarea vitezei navei se realizează prin micșorarea pasului, turația arborelui portelice menținându-se constantă.

Pentru a pune mai clar în evidență comportarea celor două variante, EPR și EPF, la utilizarea acționării electrice, s-au efectuat 3 simulări pentru modelul de mai sus în următoarele condiții:

- viteza de marș 9 m/sec și EPF cu raport de pas H/D 1320 și turație elice 1,03 rot/sec, corespunzând cu 24 rot/sec la nivelul arborelui motorului;
- păstrând turația motorului constantă la 24 rot/sec s-a simulat modelul pentru EPR cu rapoarte de pas H/D 1020, 0856 și 0725.

Rezultatele obținute au fost consemnate în Tabelul 4.2.

Tabelul 4.2.

	V_N m/sec	n_E rot/sec	n_M rot/sec	M_Q kNm	P_Q kW	λ	η	Λ_M
H/D 1320	9,0	1,03	24	205,8	1231	1,151	0,67	0,67
H/D 1020	7,198	1,03	24	117,2	758,2	0,92	0,58	0,65
H/D 0856	6,22	1,03	24	84,92	549,4	0,796	0,53	0,58
H/D 0725	5,206	1,03	24	72,86	471,3	0,666	0,516	0,55

- Așa cum ne așteptam, odată cu micșorarea raportului de pas, viteza navei se micșorează deși propulsorul se rotește constant cu 1,03 rot/sec. Avansul relativ se micșorează, iar randamentul propulsorului este mai mic decât cel maxim, λ_M , furnizat în [CAT1, CAT2];

Tabelul 4.3.

	V_N m/sec	n_E rot/sec	n_M rot/sec	M_Q kNm	P_Q kW	λ	η
H/D 1320	9,0	1,03	24	205,8	1231	1,151	0,67
H/D 1320	7,198	0,821	19,146	130,4	673,1	1,151	0,667
H/D 1320	6,22	0,719	16,54	97,34	434,0	1,151	0,667
H/D 1320	5,206	0,594	13,85	68,25	254,8	1,151	0,667

Vitezele de înaintare variabile se pot realiza cu EPF prin modificarea turației motorului electric, ca în Tabelul 4.3. Sunt mai multe constatări de făcut:

- vitezele prescrise se realizează la un avans relativ λ constant, cel calculat pentru EPF cu raport de pas H/D 1320;
- randamentul propulsorului rămâne constant, la valoarea maximă;
- puterea mecanică cerută la arborele propulsorului, P_Q , este sensibil mai mică în cazul EPF față de EPR, de la 88,78 % pentru H/D 1020 la 54,06 % pentru H/D 0725.

Rezultă că în cazul propulsiei electrice este mai favorabilă utilizarea propulsorului cu pas fix EPF, care funcționează la randament maxim. De asemenea motorul electric trebuie să fie astfel comandat încât să funcționeze cu pierderi minime.

5. AUTOMATIZAREA CONVENȚIONALĂ A SISTEMELOR DE PROPULSIE NAVALĂ CU MAȘINI DE C.C.

5.1. MODELUL SISTEMULUI DE ACȚIONARE

Parametrii sistemului de acționare luat în considerație sunt:

Puterea nominală	$P_N=6500$ [kW]
Turația nominală	$n_N=375/750$ [rpm]
Tensiunea rotorică	$U_{AN}=1000$ [V]
Tensiunea statorică	$U_{EN}=310$ [V]
Curentul rotoric nominal	$I_{AN}=6915$ A
Curentul rotoric maxim	$I_{AM}=2I_{AN}=13830$ A
Curentul statoric nominal	$I_{EN}=30$ A
Cuplul nominal	$M_N=166$ [kNm]
Cuplul maxim	$M_M=2M_N=332$ [kNm]

Rezistența rotorică	$R_A=4.3$ [mΩ]
Rezistența statorică	$R_E=10,45$ [Ω]
Inductivitatea rotorică	$L_A=0,146$ [mH]
Inductivitatea statorică	$L_E=5,84$ [H]
Momentul de inerție total	$J=900$ [kgm ²]
Constanta mașinii	$k=0,808$
Coeficientul de frecări vâscoase	$F_V=135,27$

Ecuatiile modelului sunt date de sistemul de ecuații [PĂD 11]

$$\frac{di_A(t)}{dt} = \frac{u_A(t)}{L_A} - \frac{R_A}{L_A} \cdot i_A(t) - \frac{1}{L_A} \cdot \frac{1}{L_A} \cdot ki_E(t) \cdot \omega(t)$$

$$\frac{di_E(t)}{dt} = \frac{u_E(t)}{L_E} - \frac{R_E}{L_E} \cdot i_E(t) \quad (5.1)$$

$$\frac{d\omega(t)}{dt} = \frac{1}{J} \cdot ki_A(t) \cdot i_E(t) - \frac{F_V}{J} \cdot \omega(t) - \frac{1}{J} \cdot m_R(t)$$

unde:

$m_m = ki_E \cdot i_A$ - cuplul dezvoltat de mașină;

$e_{mf} = ki_E \omega$ – tensiunea electromotoare;

u_A, u_E – tensiunea rotorică, statorică;

i_A, i_E – curentul rotoric, statoric;

R_A, R_E, L_A, L_E – rezistența și inductivitatea rotorice, respectiv statorice;

k – constanta mașinii;

F_V – coeficientul de frecări vâscoase;

J – momentul de inerție;

m_R – cuplul rezistent.

5.2. CONTROLUL AUTOMAT CONVENȚIONAL

Controlul automat convențional este realizat după principiul reglării t.e.m., fiind utilizabil atât pentru reglarea la flux constant cât și variabil [PAD 11]. Schema bloc de control este prezentată în Fig.5.2..Circuitul rotoric este controlat prin două regulatoare, RIA pentru curentul rotoric și RΩ pentru viteza unghiulară, conectate în cascadă în ordinea constantelor de timp, bucla de curent, mai rapidă, fiind cea interioară [CEA 01].

Proiectarea reguletoarelor s-a realizat utilizând binecunoscutele criterii ale modulului și simetriei. Dacă reglarea vitezei se face și prin dezexcitare, ki_E este variabilă ca mărime, depinzând neliniar de curentul de excitație după caracteristica de magnetizare a mașinii. Această neliniaritate se neglijează ca urmare a dezexcitării în limite reduse, 1/2....1/3, corespunzând oarecum porțiunii liniare a caracteristicii de magnetizare.

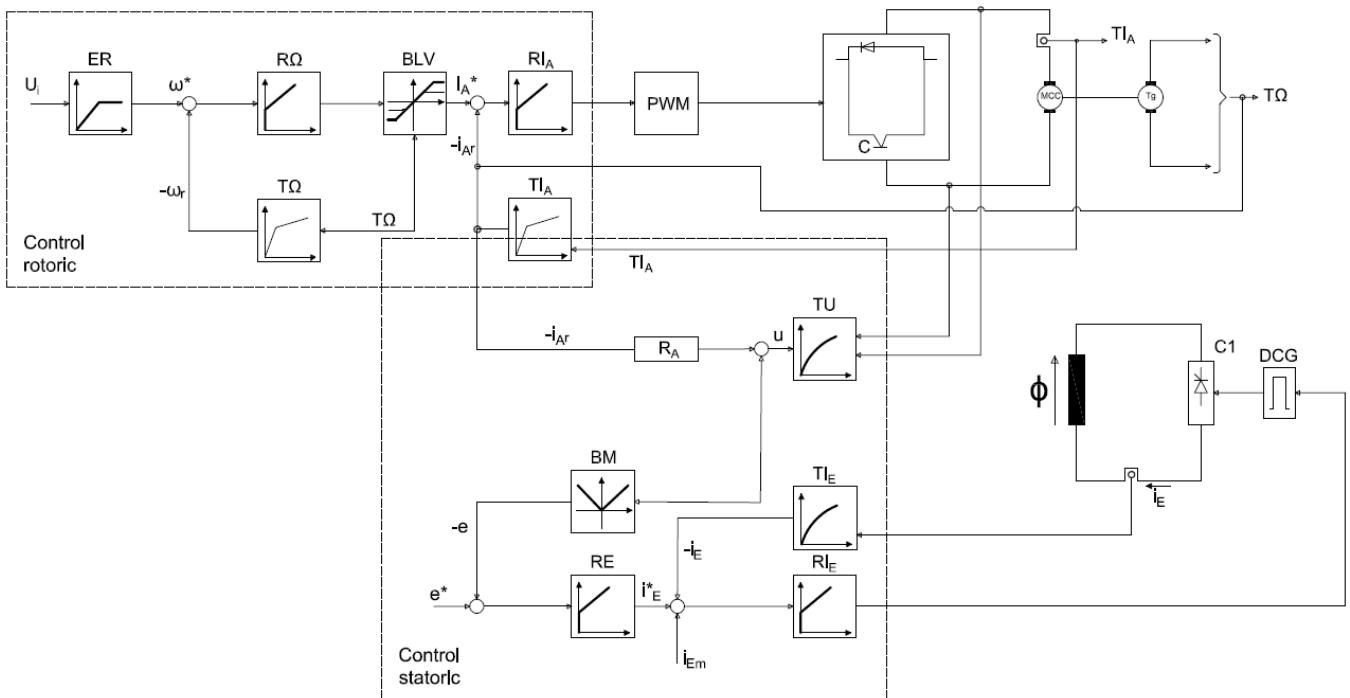


Fig. 5.2 – Controlul automat al unui sistem de acționare cu m.c.c. la flux constant și variabil.

Mărimea lui k_{iE} afectează parametrii regulatorului de viteză și în consecință și comportarea dinamică a mașinii. Soluțiile pentru depășirea problemei sunt următoarele: regulator adaptiv; compromis între performanțele dinamice ale sistemului și parametrii regulatorului.

A doua problemă este generată de necesitatea, la unele mașini, de limitarea a curentului rotoric pentru viteze superioare din motive de comutație. De obicei limitarea este variabilă, în funcție de mărimea vitezei, și este realizată în Fig.5.2. prin blocul BLV, bloc de limitare variabilă. Calculul regulatorului curentului de excitație este identic cu cel al curentului rotoric, în timp ce regulatorul de t.e.m. se calculează prin metode experimentale., [CEA 01]. Bucla de reglare a t.e.m. are în vedere păstrarea constantă a acesteia, la valoarea nominală,

$$E_N = U_{AN} - R_A \cdot I_{AN} = k \cdot \Omega \cdot I_E = cst \quad (5.12)$$

atunci când, ca urmare a dezexcitării, viteza crește la valori superioare celor de pe caracteristica mecanică naturală. În Fig. 5.5 și 5.6.sunt prezentate două procese de accelerare din repaus până la viteza nominală/maximă pentru impunere treaptă nominală aplicată la $t=4$ secunde, Răspunsurile obținute confirmă integral modelul sistemului de acționare aoptat.

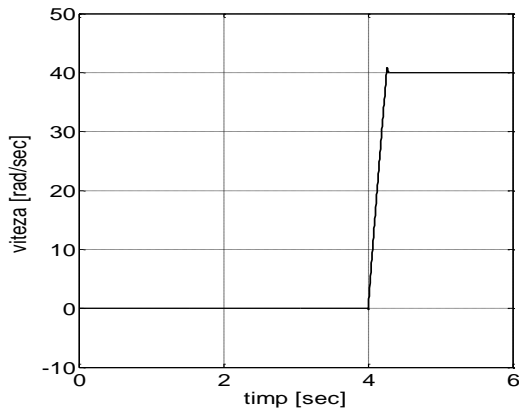
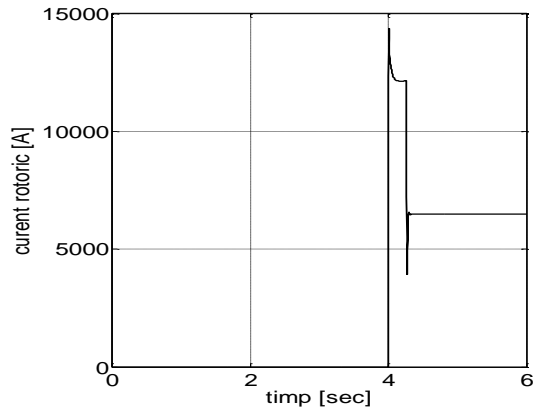


Fig. 5.5. Accelerare la flux constant.

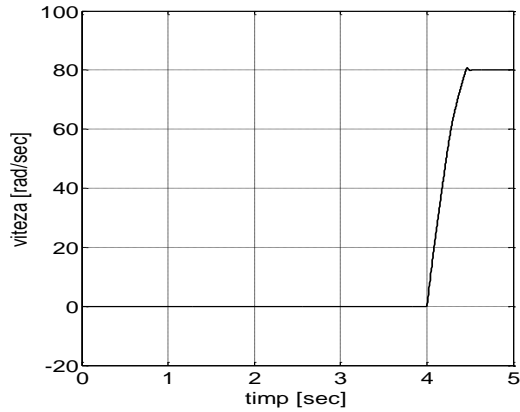
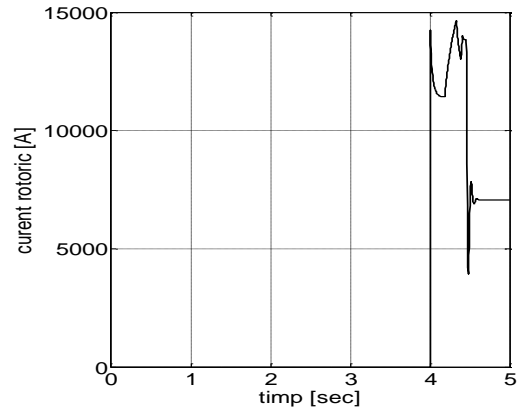


Fig.5. 6. Accelerare la flux variabil.

5.3. CONTROLUL AUTOMAT PENTRU PROPULSIA NAVEI

În sistemul de reglare prezentat mai sus nu s-au luat în considerație caracteristicile sarcinii, deci evoluția cuplului rezistent creat de propulsor. Se știe că pentru modelul adoptat și utilizarea criteriilor de acordare a reguletoarelor de mai sus, se asigură rejecția totală a mărimii perturbatoare esențiale a sistemului, cuplul static rezistent. Pentru a se evidenția acest lucru s-a întocmit schema de simulare globală., prin cuplarea modelului sistemului de acționare cu modelul navei conceput în capitolul 4. Este nevoie de o singură modificare constând în corelarea vitezei necesare la propulsor, elice, cu cea furnizată de motor. Se adoptă viteza nominală a motorului,

$$n_M = 375 \frac{\text{rot}}{\text{min}} = 40 \frac{\text{rad}}{\text{sec}} \quad (5.17)$$

pentru realizarea vitezei de marș. Corelarea se realizează prin reductorul mecanic care va trebui să aibă raportul de transmisie

$$i = \frac{n_M}{n_E} = 6,18 \quad (5.18)$$

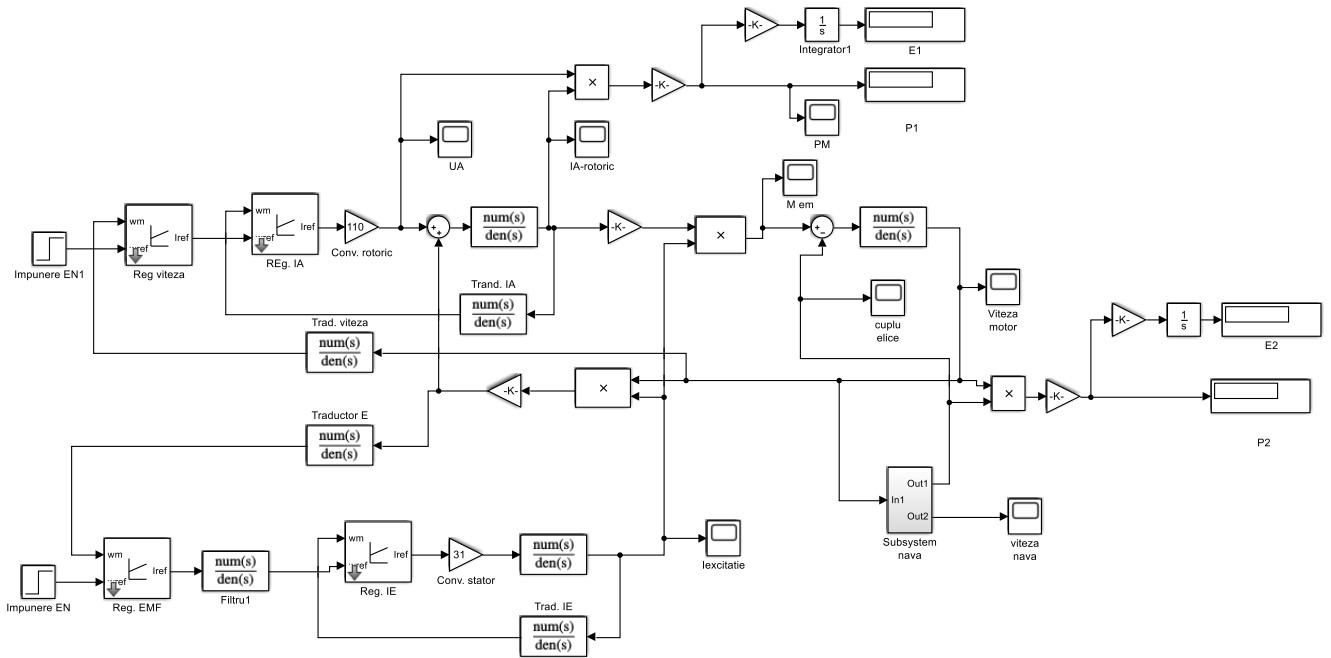


Fig. 5.8 – Modelul Simulink al propulsiei navei.

Simularea s-a efectuat în aceleași condiții în care s-a validat modelul navei, capitolul 4. Astfel pentru un propulsor EPF cu $H/D = 1,320$ și impunere de viteza pentru navă $v=9$ m/sec s-au obținut răspunsurile din Fig. 5.12,.5.14, identice cu cele realizate pentru modelul navei, excitat cu un semnal treaptă de viteză unghiulară nominală.

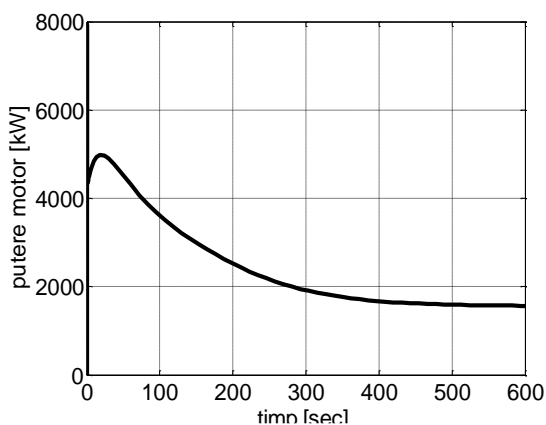


Fig. 5.14 – Puterea motorului

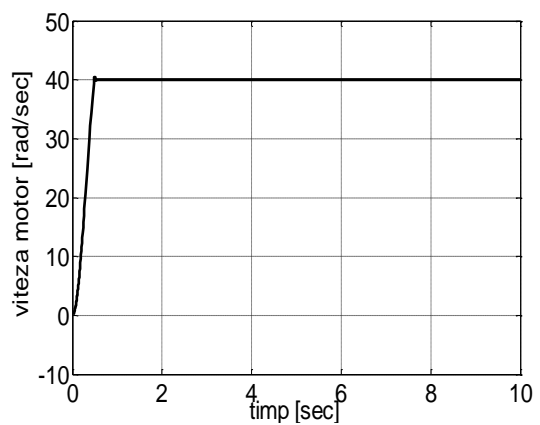


Fig. 5.12 Viteza unghiulară a motorului

În esență sistemul de acționare cuprinde două dinamici, una rapidă – motorul electric, reductorul și propulsorul - și alta lentă – propulsor și navă. Prima dinamică nu este afectată în nici un fel de cuplarea modelului navei, curentul rotor, viteza motorului, Fig. 5.12., și timpul de răspuns fiind cele

prezentate pentru automatizarea convențională, Fig. 5.5. și 5.6.. Dinamica propulsor – navă este una foarte lentă, atingerea vitezei de marș, Fig. 5.9. , se realizează după circa 600 de secunde, ceea ce nu este prea favorabil. Această comportare este generată de modul cum se face transferul de putere de la propulsor către navă, evidențiat, prin variația cuplului rezistent la elice.. Se constată, de asemenea, o slabă utilizare a motorului electric, plecând de la 8000kW, în primele momente ale pornirii ca urmare a primei dinamici, și scăzând treptat la circa 1575 kW, la intrarea în regimul staționar de marș. Pentru a se îmbunătăți cea de a doua dinamică se propune schema de control din Fig. 5.15.

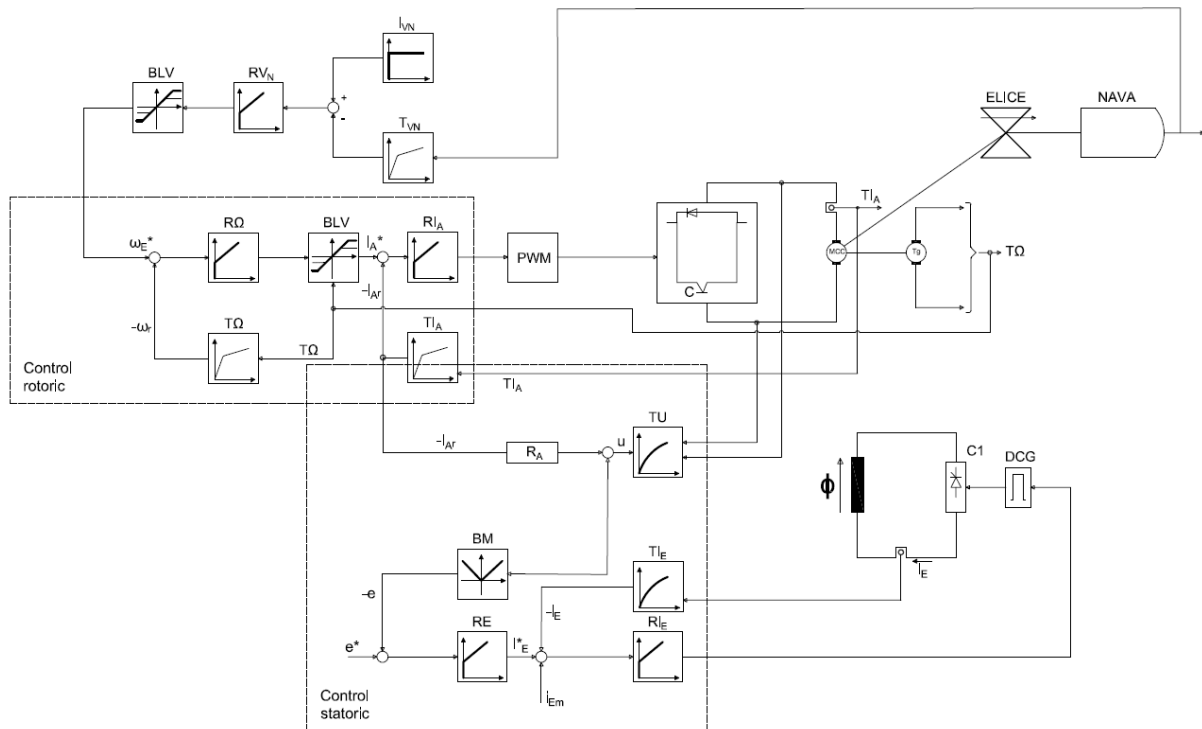


Fig. 5.15 – Controlul automat al vitezei navei

Idea controlului propus pleacă de la următoarele observații caracteristice automatizării convenționale:

- Viteza navei este controlată indirect, prin reglarea vitezei propulsorului;
- Transferul de putere de la propulsor la navă se face natural, fără a fi controlat;
- Durata procesului de pornire a navei din repaus până la viteza de marș, de asemenea necontrolabilă, mult prea mare în raport cu proprietățile acționării electrice.

Pentru îmbunătățirea performanțelor de regim dinamic a propulsiei, în schema de control din Fig. 5.15. se introduce o buclă de reglare exterioară a vitezei navei, v . Este posibil acest lucru ca urmare a dinamicii mult mai lente a navei în raport cu dinamica subsistemului motor electric – elice.

Din analiza rezultatelor simulării se desprind următoarele concluzii:

- Timpul de accelerare a navei până la viteza de marș s-a redus considerabil, având valoarea de circa 140 de secunde, Fig. 5.17.;
- Variațiile cuplului rezistent al propulsorului, Fig. 5.18, precum și ale puterii motorului, Fig. 5.21., și curentului rotoric, Fig. 5.22., sunt aplatizate destul de mult în perioada pornirii fiind benefice pentru funcționarea motorului;
- Turația elicei, se menține constantă, la valoare impusă, Fig. 5.20.

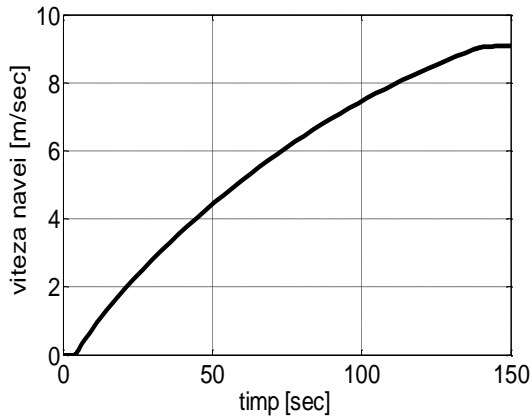


Fig. 5.17 – Viteza navei

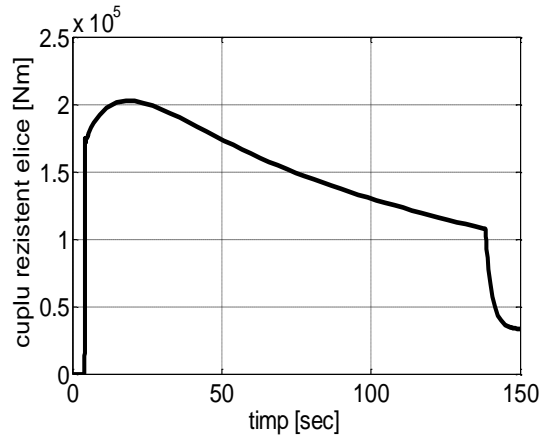


Fig. 5.18 – Cuplul rezistent propulsor

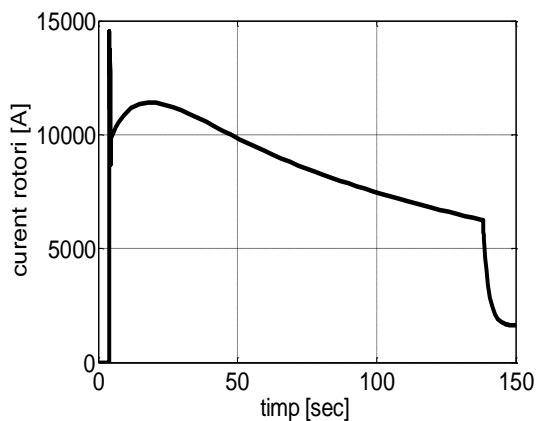


Fig. 5.21 – Curentul rotoric

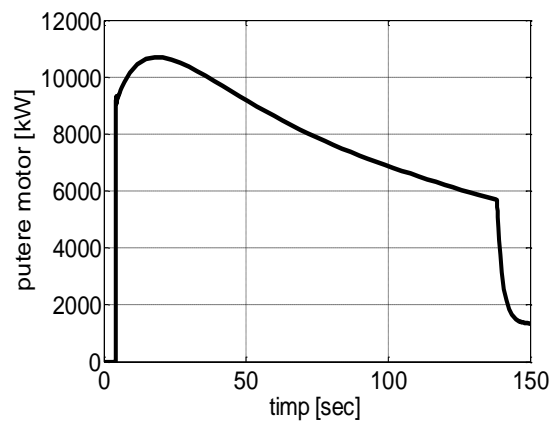


Fig. 5.22 – Puterea motorului

- Turația elicei fiind mai mare decât cea nominală, de marș, propulsorul trebuie dimensionat corespunzător, adică să permită viteza de 52,8 radiani/secundă;
- Realizarea efectivă a turației de mai sus, mai mare decât cea nominală, nu se poate, evident, atinge decât prin dezexcitare, curentul statoric fiind prezentat în Fig. 5.23.

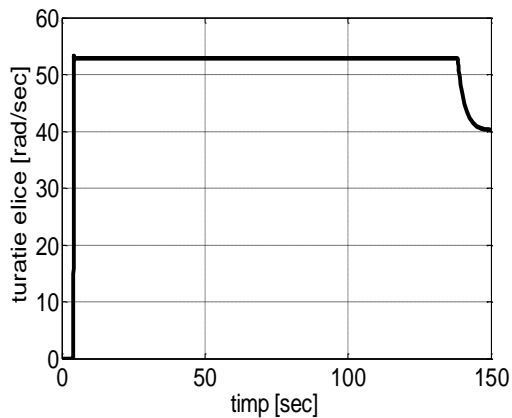


Fig. 5.20 – Turația elicei

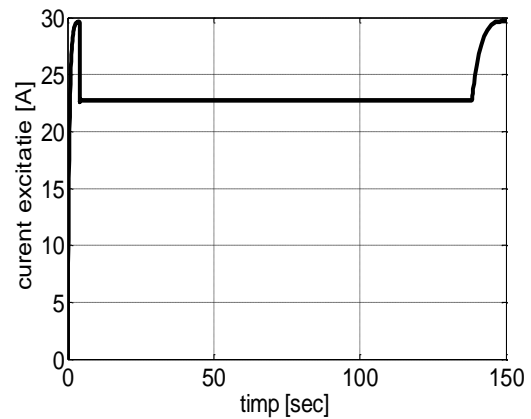


Fig. 5.23 – Curentul de excitație

Per ansamblu soluția propusă este favorabilă din aproape toate punctele de vedere. Singurul punct vulnerabil este generat de supra-turarea propulsorului cu circa 50 %, care probabil are unele consecințe în ceea ce privește proiectarea elicei.

6. AUTOMATIZAREA CONVENȚIONALĂ A SISTEMULUI DE PROPULSIE CU MAȘINI TRIFAZATE DE INDUCȚIE

6.1. MODELE MATEMATICE ALE SISTEMULUI DE ACȚIONARE

Modelarea matematică s-a realizat, pentru mașina trifazată de inducție cu rotorul în scurt-circuit, prin adoptarea modelului în tensiuni cu orientare după câmpul magnetic rotor, caracterizat prin setul de ecuații [LEO 85],[MUN 11]:

$$\frac{u_{d1}}{R_1} = i_{d1} - \omega_1 \cdot \sigma \cdot T_1 \cdot i_{q1} + \sigma \cdot T_1 \frac{di_{d1}}{dt} + (1 - \sigma) \cdot T_1 \frac{di_{m2}}{dt} \quad (6.1)$$

$$\frac{u_{q1}}{R_1} = i_{q1} + \omega_1 \cdot \sigma \cdot T_1 \cdot i_{d1} + \sigma \cdot T_1 \cdot i_{d1} + \sigma \cdot T_1 \frac{di_{q1}}{dt} + \omega_1 \cdot (1 - \sigma) \cdot i_{m2} \quad (6.2)$$

$$T_2 \cdot \frac{di_{m2}}{dt} + i_{m2} = i_{d1} \quad (6.3)$$

$$\omega_1 = p \cdot \omega + \frac{p \cdot i_{q1}}{T_2 \cdot i_{m2}} \quad (6.4)$$

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = m - F_v \cdot \omega - m_r \quad (6.5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_1 \quad (6.6)$$

- u_{d1} , u_{q1} , i_{d1} , i_{q1} sunt componentele simetrice d/q ale tensiunilor și curenților statorici;
- i_{m2} curentul de magnetizare rotor;
- R_1 și R_2 rezistențele pe o fază a înfășurării statorice, respectiv rotorice;

- $T_1 = \frac{L_1}{R_1}$ și $T_2 = \frac{L_2}{R_2}$ sunt constantele de timp ale înfășurărilor statorică și respectiv rotorice;
- $m = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{1 + \sigma_2} \cdot L_m \cdot i_{m2} \cdot i_{q1}$ cuplul electromagnetic al mașinii;
- ω_1 viteza de sincronism;
- ω viteza unghiulară la arborele mașinii;
- m_r cuplul static rezistent;
- F_v coeficientul de frecări vâscoase;
- Θ unghiul de orientare după câmpul magnetic rotorice;
- p numărul de perechi de poli;
- $\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_1) \cdot (1 + \sigma_2)}$ coeficientul de cuplaj magnetic total;
- L_1, L_2, L_m inductivitățile înfășurărilor statorice și rotorice, respectiv de cuplaj mutual;
- σ_1, σ_2 coeficienții de cuplaj magnetic ai înfășurării statorice, respectiv rotorice.

Analizând cele două structuri propuse rezultă un proces neliniar generat de:

- produse între mărimile de stare;
- parametri variabili în funcție de temperatura mașinii, în principal modificarea valorii rezistenței rotorice și saturația magnetică, mai ales în cazul funcționării la frecvență de alimentare variabilă.

Pentru propulsia electrică cu mașină trifazată de inducție s-a adoptat motorul cu parametrii:

- Puterea nominală, 6300 kW;
- Tensiunea nominală, 3x6000/3464 V, 50Hz;
- Curentul nominal, 703 A;
- Cuplul nominal, 40400 Nm;
- Cuplul critic, 80800 Nm;
- Turația nominală, 1491 rot/min, 156,1 rad/sec;
- Număr de perechi de poli, $p=2$;
- Rezistența înfășurării statorice, $R_1=72,5 \text{ m}\Omega$;
- Inductivitatea înfășurării statorice, $L_1=0,0667 \text{ H}$;
- Rezistența înfășurării rotorice, $R_2=25,6 \text{ m}\Omega$;
- Inductivitatea înfășurării rotorice, $L_2=0,0667 \text{ H}$;
- Inductivitatea de magnetizare, $L_m=0,0651 \text{ H}$;
- Coeficient de frecări vâscoase, $k_v=1,53$;
- Moment total de inerție, motor, reductor și elice, $J=200 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$;
- Coeficient total de cuplaj magnetic magnetic $\sigma=0,0582$;
- Coeficientul de cuplu $k_m=0,189$.

Sursele de alimentare cu potențial de utilizare în propulsia navală sunt invertoarele PWM și cicloconvertoarele. Ele au fost modelate prin amplificatoare liniare și neinertiale, cu factor de amplificare $k_d=1200$, ceea ce este foarte apropiat de realitate.

6.3. Automatizarea convențională

În mod frecvent sistemele de acționare reglabile cu mașini trifazate de inducție și rotor în scurt-circuit se utilizează în două regimuri de funcționare:

- La viteze unghiulare mai mici sau egale cu cele de pe caracteristica mecanică nominală, așa numitul regim U/f constant, care conservă cuplul electromagnetic critic, maxim, al mașinii, fiind avantajos de utilizat pentru viteze mici și cupluri statice rezistente mari;
- La viteze mai mari decât cele de pe caracteristica mecanică naturală, cu micșorarea considerabilă a cuplului critic, numit și cu diminuare de flux, propice pentru viteze mari și cupluri mici. Regimul se realizează păstrând tensiunea de alimentare constantă, de obicei la valoarea nominală, iar frecvența mai mare decât cea nominală.

Controlul automat convențional se structurează după cele două canale, d și q, și după specificul proceselor rapide, adică o reglare în cascadă cu regulatoare de tip P și PI, care se plasează în ordinea mărimii constantelor de timp aferente parametrilor controlați. Stabilirea tipului de regulator și calculul parametrilor de acord sunt două probleme dificile ca urmare a faptului că ecuațiile (6.8) ale sistemului, utilizate pentru calculul componentelor simetrice ale curentului statoric, sunt neliniare. Depășirea acestui inconvenient se realizează prin rescrierea ecuațiilor în cauză sub o altă formă [LEO 85].

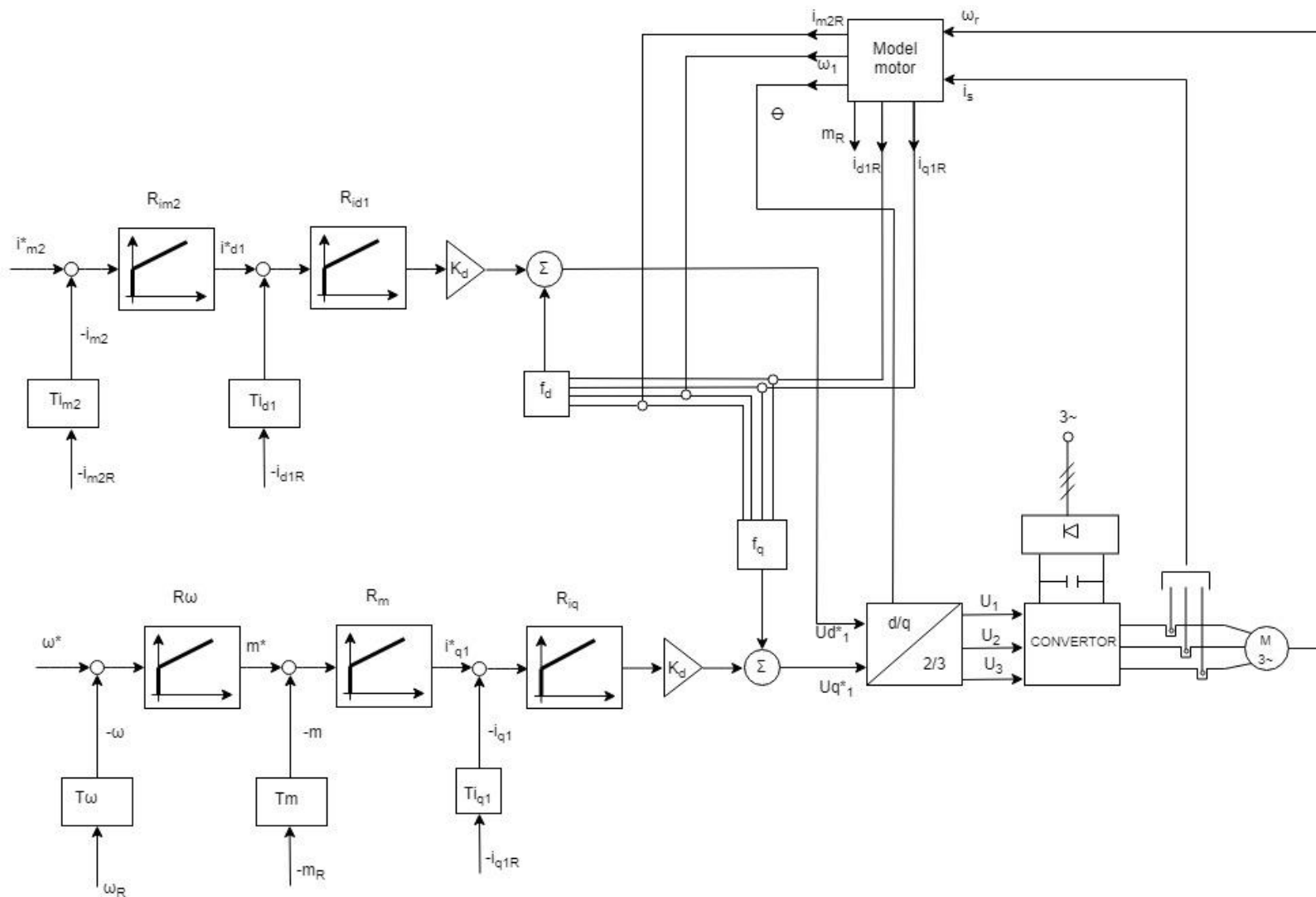


Fig. 6.3 – Schema bloc de control la flux constant

În ceea ce privește reglarea la flux variabil, schema de control pleacă de la cea din Fig. 6.3, completată cu regulatorul de tensiune Rdo, fig. 6.4.. Pentru funcționare la

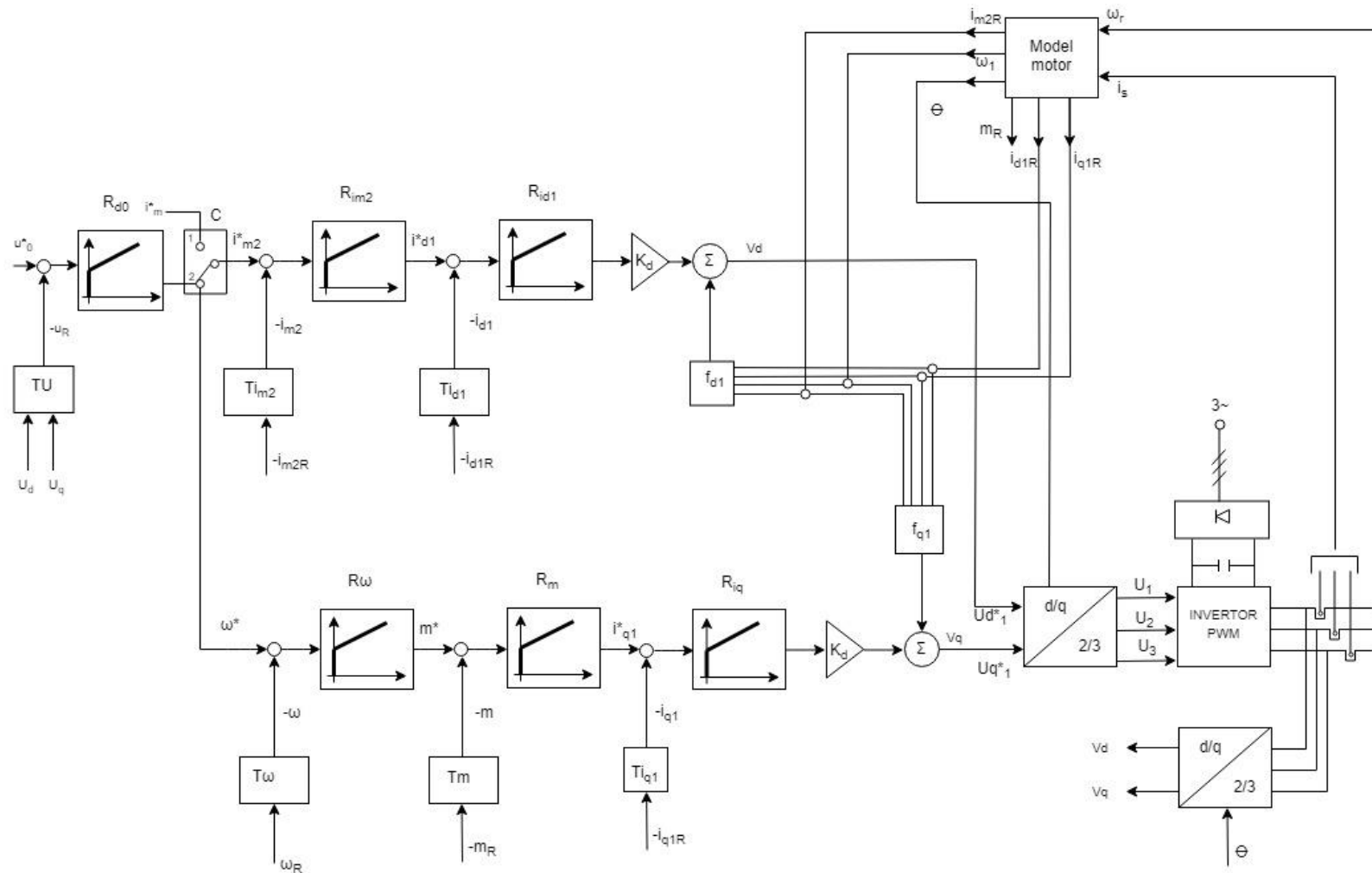
$$\omega < \omega_N \quad (6.18)$$

unde ω și ω_N sunt viteza reală și cea nominală, impunerea curentului de magnetizare rotoric se realizează în același mod ca în cazul anterior, fiind aplicată regulatorului Rim2 prin intermediul comutatorului C pe poziția 1.. Schema de control funcționează identic cu cea din cazul fluxului constant. Pentru obținerea de viteze mai mari decât cea nominală impunerea curentului de magnetizare rotoric se realizează de către regulatorul de tensiune Ruo și se aplică mai departe, prin comutatorul C, comutat pe poziția 2, regulatorului Rim2. Scopul acestei reglări constă în păstrarea constantă a tensiunii de alimentare, în conformitate cu principiul de funcționare la flux variabil. În

acest scop se impune tensiunea de referință U_0^* , corespunzătoare tensiunii nominale, și se compară cu tensiunea reală calculabilă cu

$$U_R = \sqrt{\frac{V_d^2 + V_q^2}{2}} \quad (6.19)$$

V_d și V_q putând fi calculate în modelul sistemului, bloc Buo, sau asimilate cu impunerile rezultate



V_{d1}^*, V_{q1}^* ,

Fig.6.4. Schema bloc de control la flux variabil..

6.2. VALIDAREA PRIN SIMULARE NUMERICĂ A AUTOMATIZĂRII CONVENȚIONALE

Validarea celor două scheme de control propuse mai sus prin simulare numerică în mediul MATLAB-SIMULINK are în vedere următoarele obiective:

- Obținerea unor dinamici favorabile pentru parametrii reglați, fără oscilații și cu supra-reglaje admisibile;
- Realizarea cu eroare minimă sau nulă a mărimilor impuse, în cazul concret, a vitezei unghiulare a motorului;
- Păstrarea în limite admisibile a mărimilor electrice și mecanice, tensiuni, curenți, cuplu electromagnetic și viteză unghiulară;
- Realizarea unor dinamici cât mai bune, timpi de pornire, oprire și modificare a vitezei mici.

Reglatoarele prevăzute sunt de tipul PI, structura și parametri fiind determinați după metoda Ziegler-Nichols [CEA 01]. Canalul de reglare a curentului de magnetizare rotoric are parametri diferiți pentru cele două situații, $U/f=\text{constant}$ și flux variabil, ca urmare a structurii diferite a canalului controlat.

6.3.1. VALIDAREA PRIN SIMULARE NUMERICĂ PENTRU CAZUL U/F CONSTANT

În vederea validării numerice a modelului și controlului automat s-a stabilit un program de simulare cu durata de 5 secunde divizat în: 0 – 1 s, magnetizarea mașinii; 1 – 3 s, pornire până la viteza de sincronism cu 25% din cuplul rezistent; 3 – 5 s funcționare la cuplu și viteză nominală. Analizând formele de unda furnizate de simulare, Fig. 6.6.Fig. 6.12., rezultă următoarele concluzii:

- Toate mărimile electrice și mecanice au evoluții firești, realizabile fizic, fără oscilații și cu supra-reglaje admisibile. Aceste lucruri validează pe de o parte acuratețea modelului matematic utilizat, iar pe de altă parte buna configurare și acordare a reglatoarelor sistemului de control.
- Viteza unghiulară, Fig. 6.8., se realizează cu eroare practic nulă. Creșterea cuplului static rezistent la valoarea nominală conduce la apariția unei erori staționare de circa un radian/sec, 0,76%, ceea ce înseamnă că sistemul de control asigură rejecția efectului perturbației esențiale a procesului, cuplul static rezistent. Suprareglajul vitezei este nesemnificativ de sub 1 %, încadrându-se în limite admisibile. Timpul de răspuns, pentru prima atingere, este de 0,7 secunde, caracteristic acționărilor cu mașini trifazate de inducție cu rotor în s.c.
- Curentul de magnetizare rotoric, Fig.6.7., are de asemenea o dinamică foarte bună, atingerea valorii staționare având loc în circa 0,5 secunde, ca urmare a faptului că în acest interval de timp are loc numai procesul de magnetizare.

Concluzie sistemul de control structurat răspunde tuturor cerințelor și poate fi utilizat pentru dezvoltări ulterioare.

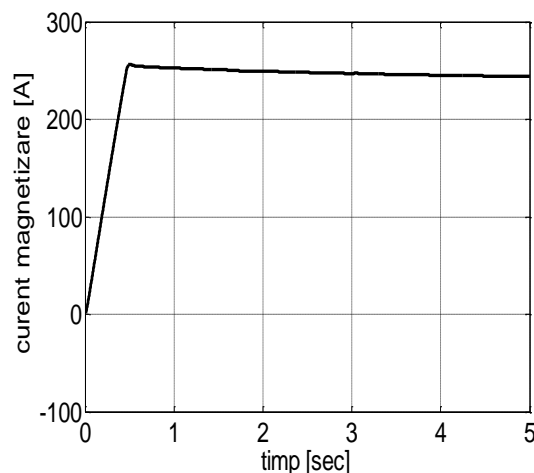
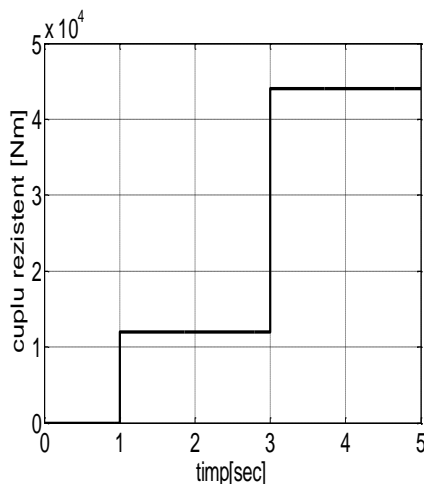


Fig.6.6. Cuplul rezistent.

Fig. 6.7. Curentul de magnetizare.

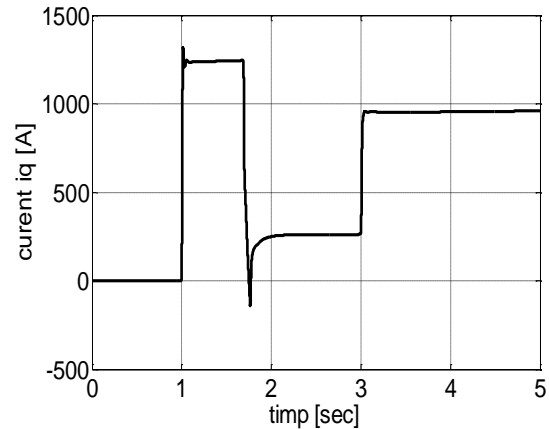
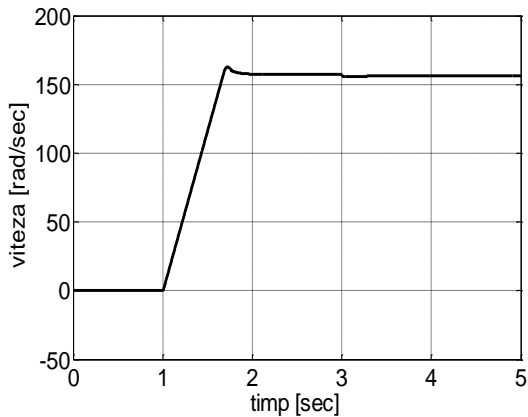


Fig.6.8.Viteza unghiulară..

Fig. 6.12. Curentul i_q .

6.3.2. VALIDAREA PRIN SIMULARE NUMERICĂ PENTRU CAZUL U - CONSTANT ȘI F VARIABIL

S-a conceput un program de simulare asemănător cu cel de mai de sus cu durata de 6 secunde constând din:

- Un prim interval de 2 secunde pentru magnetizarea mașinii;
- Al doilea interval, între 2 secunde și 3,5 secunde, pentru accelerare din repaus la viteza de sincronism cu un cuplu rezistent de 25%;
- Al treilea interval, între 3,5 și 6 secunde, pentru accelerarea la dublul vitezei de sincronism și funcționarea în regim staționar, la această viteză. La momentul 5s se modifică cuplul static rezistent, sub formă de treaptă, la valoarea de 50%.

Analizând formele de unda furnizate de simulare, Fig. 6.15.Fig. 6.21., rezultă următoarele concluzii:

- Toate mărimile electrice și mecanice au evoluții firești, realizabile fizic, fără oscilații și cu supra-reglaje admisibile. Fiind de fapt aceeași reglare, pentru accelerarea din repaus la viteza unghiulară de sincronism, viteza unghiulară, Fig. 6.16., are aceleași performanțe ca în cazul U/f constant. Impunerea pentru dublarea vitezei, intervalul al treilea, conduce la un răspuns asemănător cu cel din cazul precedent, adică cu eroare staționară practic nulă, timp de răspuns redus și variație a vitezei liniară. Creșterea cuplului static rezistent la valoarea de 20.000 Nm conduce la apariția unei erori staționare de același ordin de mărime ca în cazul U/f constant, ceea ce înseamnă că sistemul de control asigură și în acest caz rejecția efectului perturbației esențiale a procesului, cuplul static rezistent.

- În ceea ce privește curentul de magnetizare rotor, Fig.6.17., variația este complet diferită față de cazul U/f constant. Regulatorul de curent de magnetizare are în acest caz două funcții:

premagnetizarea mașinii, identică cu cazul U/f constant; diminuarea de flux pentru cazul f variabil.

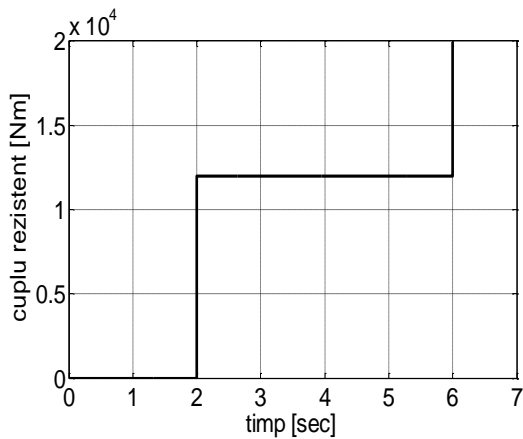


Fig. 6.15 – Cuplul rezistent

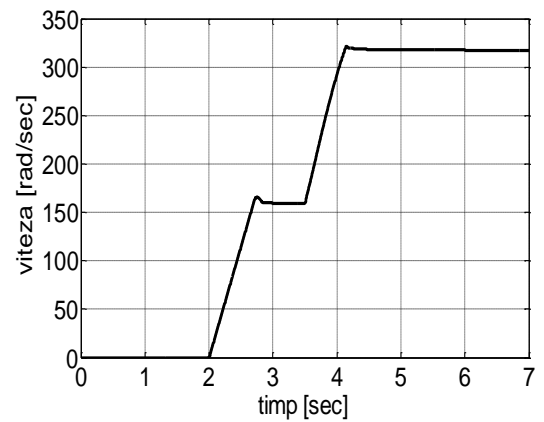


Fig. 6.16 – Viteza unghiulară

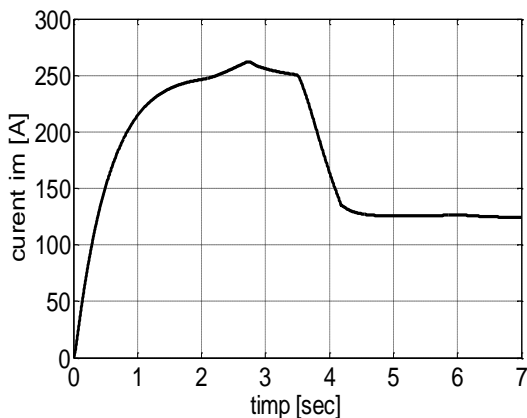


Fig. 6.17 – Curentul de magnetizare i_m

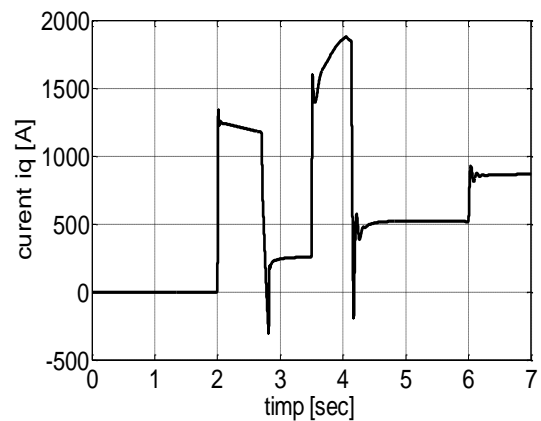


Fig. 6.19 – Curentul i_q .

Propulsia electrică a navei cu mașină trifazată de inducție se realizează în aceleași ipoteze ca la acționarea cu mașină de c.c. Pentru a se evidenția acest lucru s-a întocmit schema de simulare globală, prin cuplarea modelului sistemului de acționare, funcționând la U/f constant și alimentat de la un invertor de tensiune, cu modelul navei. Este nevoie de o singură modificare constând în corelarea vitezei necesare la propulsor, elice cu cea furnizată de motor pentru realizarea vitezei de marș. Rezultatele obținute prin simulare sunt asemănătoare cu cele de la acționarea cu motor de c.c. funcționând la flux constant. Viteza navei crește lent ca urmare a slabei încărcări a motorului de acționare prin cuplul rezistent produs de propulsor. Timpul de răspuns, de atingere a vitezei impuse, este practic același ca la acționarea de c.c.

Având în vedere similitudinea dintre cele două tipuri de acționări, se propune introducerea reglării vitezei navei într-o buclă exterioară prin creșterea vitezei propulsorului peste cea nominală, utilizând resursa dezexcitării. În acest sens ieșirea regulatorului de viteză a navei, care reprezintă impunerea

de viteză a grupului motor – propulsor, se limitează la valoarea de 204,1 rad/sec, adică o creștere cu cca 30% peste viteza nominală.

Analizând rezultatele simulării se constată aceleași îmbunătățiri ca la acționarea în c.c. Rezultă că soluția propusă este realizabilă și favorabilă. Mai mult durata de accelerare cât și solicitările mecanice și electrice ale grupului motor-propulsor pot fi modificate și adaptate cu ușurință la necesitățile și limitările acestuia.

Soluțiile analizate mai sus au avut în vedere ca sursă de alimentare a motorului electric un invertor trifazat de tensiune PWM de mare putere, produs aflat în fabricație. Un alt convertor care ar putea fi utilizat este cicloconvertorul trifazat. Un prim avantaj este oferit de frecvența de lucru redusă, 1-15 Hz, furnizată de cicloconvertoare, care în corelație cu motorul electric adoptat realizează vitezele mici de rotație necesare pentru propulsor. În această idee s-a efectuat o simulare utilizând schema SIMULINK și motorul adoptat, cu limitarea regimului de funcționare la U/f constant la frecvența de 15 Hz și, corespunzător, o tensiune de 1040 V. De asemenea s-a recalculat raportul de transmisie al reductorului la valoare $i=7,28$, și noua viteză de sincronism 47,124 rad/s. Simularea s-a efectuat pentru accelerarea navei până la viteza de marș. Principalele mărimi rezultate sunt prezentate în continuare:

- Durata și forma accelerării nu se modifică ca urmare a faptului că sunt generate de propulsor;
- Încărcarea în cuplu rezistent este sensibil mai bună, disponibilitățile motorului fiind mai bine valorificate;
- Celelalte mărimi caracteristice se încadrează în limitele impuse de motor.

Rezultă că cicloconvertorul se constituie într-o sursă reală pentru alimentarea unei propulsii electrice navale cu motor trifazat de inducție.

7. CONTRIBUȚII LA CREȘTEREA EFICIENȚEI ENERGETICE PRIN REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT ȘI ABSORBȚIEI DE PUTERE REACTIVĂ A SISTEMELOR NAVALE CU PROPULSIE ELECTRICĂ CU MOTOARE DE C.C.

7.1. INTRODUCERE

Utilizarea acționărilor electrice reglabile cu mașini de c.c. sau trifazate de inducție pentru propulsia navală conduce la unele avantaje în ceea ce privește randamentul conversiei, flexibilitatea manevrabilității și automatizarea mai adâncă a conducerii navelor, așa cum rezultă din cele prezentate mai sus. Necesitatea realizării caracterului reglabil al acționărilor implică utilizarea convertoarelor statice ca surse de alimentare [ION]. În funcție de motorul utilizat sursele pot fi:

- Motor de c.c.: convertor c.a. – c.c. cu tiristoare SCR, redresor comandat, conectat la rețea printr-un transformator de adaptare;
- Motor de inducție: invertor trifazat de tensiune, conectat la rețea printr-un redresor necomandat cu diode și un filtru LC. Există și o variantă modernă cu redresor PWM cu absorbție sinusoidală;

- Motor de inducție: convertor c.a. – c.a., cicloconvertor, cu conectare la rețea prin transformator de adaptare.

Indiferent de varianta utilizată pentru alimentare, convertoarele generează și injectează în rețeaua navei armonici de curent și absorb o putere reactivă însemnată. Sistemul energetic al navei având, spre deosebire de sistemele de pe uscat, putere limitată este puternic influențat de regimul deformant generat de convertoare. Astfel scade disponibilitatea în putere activă a sistemului de generatoare ale navei, cresc pierderile de putere și căderile de tensiune în rețeaua navei și scade randamentul global al generării, transportului și utilizării energiei electrice.

7.2. CONVERTORUL C.A. – C.C. CU TIRISTOARE SCR. REGIMUL DEFORMANT ȘI PUTEREA REACTIVĂ

Pentru realizarea schemei de acționare propuse se utilizează două convertoare: convertorul statoric, 310V și 30A; convertorul rotoric, 1000V și 6915A. Convertorul statoric are o putere neglijabilă în raport cu cel rotoric, motiv pentru care nu va fi luat în considerare în analiza regimului deformant. La nivel rotoric puterea foarte mare, 6500 kW, indică utilizarea unui convertor cu 12 pulsuri. Convertorul este alimentat de la rețeaua navei printr-un transformator cu două secundare în conexiune Ddy, din motive de reducere a regimului deformant injectat în rețea, fiind schema cea mai favorabilă din acest punct de vedere.

Sistemul de acționare a fost modelat în spațiul MATLAB - SIM POWER SYSTEMS., unde mașina de c.c. este o sarcină R+L+Em. Pentru realizarea regimului de funcționare nominal, convertorul în regim de redresor și mașina ca motor, se adoptă comanda în redresor

$$\alpha = 20^\circ \quad (7.1)$$

care corespunde tensiunii nominale a motorului

$$U_N = 1000V \quad (7.2)$$

Tensiunea contra-electromotoare

$$E_N = 970V \quad (7.3)$$

corespunde turației și excitației nominale. Se constată un curent bine filtrat ca urmare a prevederii unei inductivități suplimentare L_d . De asemenea unduța tensiunii rotorice sunt cele specifice convertorului, iar unghiul de comutație este

$$\gamma = 5,2^\circ \quad (7.4)$$

Pentru început se analizează curentul absorbit de primarul transformatorului. Acest curent, Fig. 7.5., are forma bine-cunoscută, cu variație în trei trepte. Se alege pentru analiza spectrală, bazată pe transformata Fourier rapidă, FFT, trei perioade ale tensiunii rețelei aflate în zona staționară a regimului electromagnetic, Fig. 7.5.

Se face ipoteza sinusoidală a sistemului trifazat de alimentare, ipoteză foarte aproape de realitate. FFT furnizează următoarele mărimi electrice:

- Fundamentală curentului absorbit de transformator, la frecvența de 50 Hz,

$$I_1 = 1483A \quad (7.5)$$

- Defazajul tensiune – curent

$$\varphi = \alpha + \frac{\gamma}{2} = 22,6^\circ \quad (7.6)$$

unde α este unghiul de comandă al redresorului;

- Regimul deformant caracterizat prin

$$THD = 13,28\% \quad (7.7)$$

Se calculează puterile vehiculate în sistem:

- Puterea de c.c. la nivelul intrării în mașina electrică

$$P_{CC} = V_d \cdot I_d = 1000V \cdot 6915A = 6915kW \quad (7.8)$$

- Puterea activă absorbită de transformator

$$P_T = 3 \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi = 3 \cdot 1734 \cdot 1483 \cdot \cos(22,6) = 7122,2kW \quad (7.9)$$

- Puterea reactivă absorbită de transformator

$$Q_T = 3 \cdot V_1 \cdot I_1 \sin\varphi = 3 \cdot 1734 \cdot 1483 \cdot \sin(22,6) = 3381,8kVAR \quad (7.10)$$

- Puterea aparentă la nivelul fundamentalei

$$S_T = 3 \cdot V_1 \cdot I_1 = 3 \cdot 1734 \cdot 1483 = 7714,5kVA \quad (7.11)$$

- Factorul de putere

$$\cos\varphi = \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right) = \cos 22,6^\circ = 0,923 \quad (7.12)$$

- Reziduul deformant

$$I_D = \frac{THD}{100} \cdot I_1 = \frac{13,28}{100} \cdot 1483 = 196,94A \quad (7.13)$$

- Valoarea efectivă a curentului absorbit

$$I_P = \sqrt{I_1^2 + I_D^2} = \sqrt{1483^2 + 196,94^2} = 1496A \quad (7.14)$$

- Puterea aparentă totală

$$S = 3 \cdot 1734 \cdot 1496 = 7782kVA \quad (7.15)$$

- Factorul de putere global

$$k_P = \frac{P_T}{S_T} = \frac{7122,2}{7714,5} = 0,923 \quad (7.16)$$

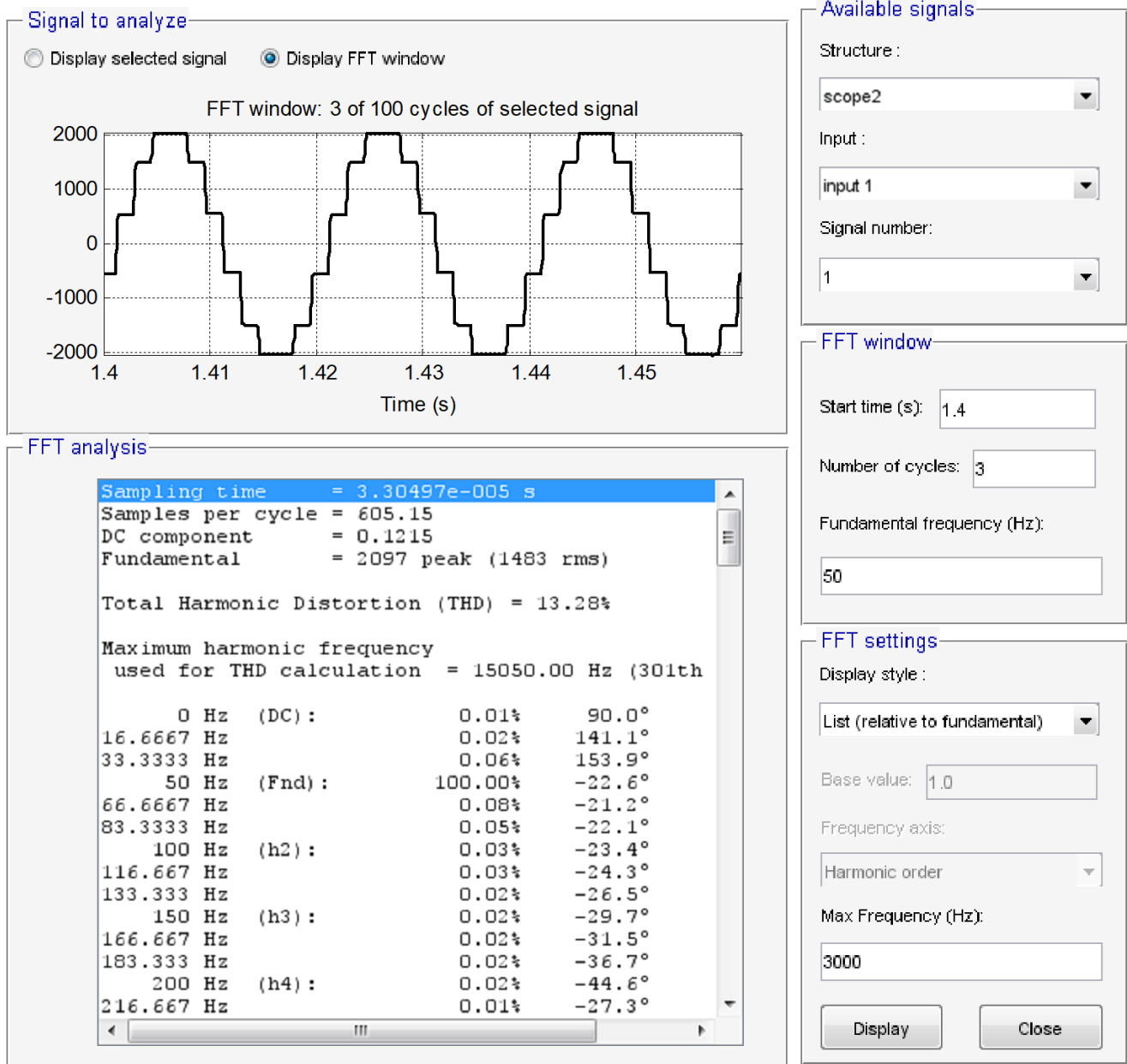


Fig. 7.5 – Analiza spectrală a curentului absorbit din rețea.

Analizând rezultatele prezentate mai sus se poate concluziona o comportare destul de bună a ansamblului transformator – convertor. Astfel factorul de putere, (7.12) și cel global, (7.16), se încadrează în limitele admise în rețelele energetice de pe uscat. Însă, dacă reziduu deformant este redus datorită conexiunii transformatorului, puterea reactivă este consistentă, cu atât mai mult cu cât unghiul de comandă folosit este favorabil din acest punct de vedere. Aceași analiză armonică se realizează și pentru ieșirile celor două secundare, în triunghi și în stea. Evident, având în vedere simetria schemei de redresare, mărimile de linie la ieșirea celor două secundare vor fi identice.

Cele două semi secundare sunt afectate direct de comutația conducției de pe un tiristor pe altul. Acest lucru provoacă deformarea puternică a tensiunilor furnizate de cele două semi secundare, forma de undă fiind prezentată pentru secundarul în stea în Fig, 7.7.

Astfel pentru tensiunile de linie reziduu deformant este

$$V_{DS} = \frac{THD}{100} \cdot V_S = \frac{11,93}{100} \cdot 403,6 = 48,15 \quad (7.26)$$

iar valoarea efectivă a tensiunilor de alimentare a convertoarelor devine

$$V_{SM} = \sqrt{V_S^2 + V_{DS}^2} = \sqrt{403,6^2 + 48,15^2} = 406,5V \quad (7.27)$$

Puterea aparentă totală la nivelul unui semi secundar este

$$S = \sqrt{3} \cdot V_{SM} \cdot I_{SM} = \sqrt{3} \cdot 406,5 \cdot 5628,8 = 3963kVA \quad (7.28)$$

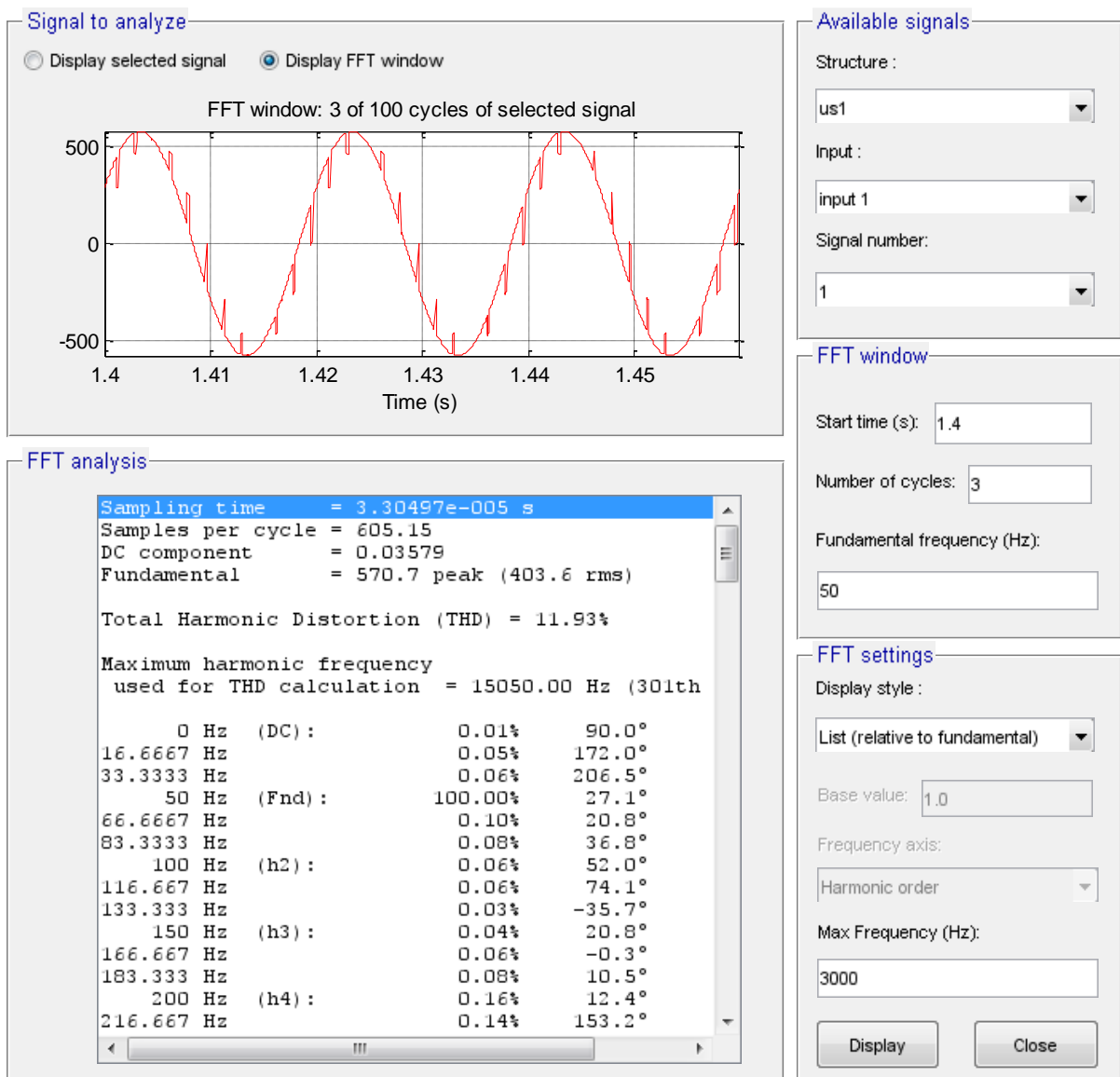


Fig. 7.7. Tensiunea furnizată de semisecundare.

Astfel pentru tensiunile de linie reziduu deformant este

$$V_{DS} = \frac{THD}{100} \cdot V_S = \frac{11,93}{100} \cdot 403,6 = 48,15 \quad (7.26)$$

iar valoarea efectivă a tensiunilor de alimentare a convertoarelor devine

$$V_{SM} = \sqrt{V_S^2 + V_{DS}^2} = \sqrt{403,6^2 + 48,15^2} = 406,5V \quad (7.27)$$

Puterea aparentă totală la nivelul unui semi secundar este

$$S = \sqrt{3} \cdot V_{SM} \cdot I_{SM} = \sqrt{3} \cdot 406,5 \cdot 5628,8 = 3963kVA \quad (7.28)$$

7.3. REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT ȘI PUTERII REACTIVE PENTRU O ACȚIONARE NAVALĂ ÎN C.C.

7.3.1. FORMULAREA PROBLEMEI

Se propune compensarea regimului deformant și puterii reactive prin conectarea unui filtru activ derivație cu control indirect la bornele înfășurării primare a transformatorului de alimentare, fig.

7.10., unde SD este sarcina deformantă compusă din ansamblul transformator, convertor c.c.-c.a. cu 12 pulsuri și motorul de acționare. Fiind vorba despre compensarea armonicelor de curent generate de convertorul c.a.-c.c. se apelează la structura de filtru activ derivație prezentată în Fig. 7.10 [AGA]. Se consideră că rețeaua ABC furnizează un sistem trifazat simetric de tensiuni ,

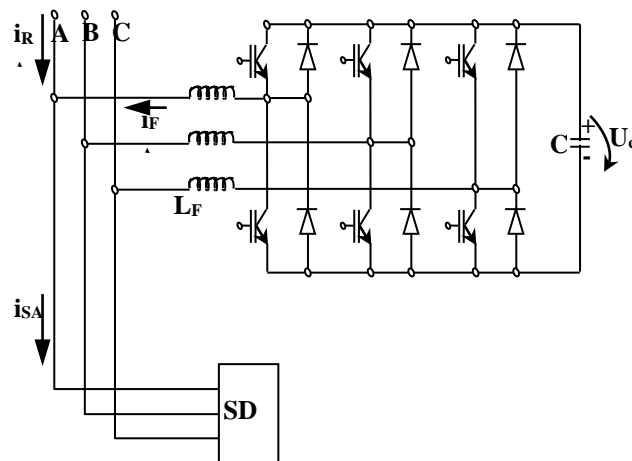


Fig. 7.10 – Schema de principiu a filtrării active

Pe fiecare fază a montajului din Fig. 7.10, se pot scrie ecuații de forma

$$i_R(t) = i_S(t) - i_F(t) \quad (7.32)$$

unde cei trei curenți sunt în ordine: curentul pe o fază a rețelei, a sarcinii deformante și a filtrului activ. Sarcina deformantă absoarbe de la rețea curentul

$$i_S(t) = i_{SP}(t) + i_{SQ}(t) + i_{SD}(t) \quad (7.33)$$

adică o componentă activă, una reactivă și alta deformantă. Din aceste trei componente numai prima, cea activă, poate fi absorbită de la rețea, în timp ce celelalte două trebuie furnizate de filtrul activ. Acesta din urmă mai are nevoie de absorbția unei puteri active pentru a menține încărcată capacitatea C la tensiunea U_C , necesară funcționării convertorului ce realizează filtrul activ. Ca urmare curentul filtrului activ FA va fi de forma

$$i_F(t) = i_{FP}(t) + i_{FD}(t) \quad (7.34)$$

unde i_{FP} este componenta activă, iar i_{FD} însumează componentele reactivă și deformantă vehiculate de FA. Impunând ca $i_R(t)$ să fie sinusoidal și în fază cu tensiunea rețelei din (7.32), (7.33) și (7.34) rezultă

$$\begin{aligned} i_R(t) &= i_{SP}(t) - i_{FP}(t) \\ i_F(t) &= i_{FP}(t) + i_{SQ}(t) + i_{SD}(t) \end{aligned} \quad (7.35)$$

Cea de a doua ecuație (7.35) este esențială pentru problema formulată. Dacă d.p.d.v.al structurii hard a filtrului, Fig. 7.10, topologia derivație este cea mai potrivită, în ceea ce privește comanda acestuia lucrurile sunt mult mai complicate. Pentru realizarea curentului $i_F(t)$, care în fapt reprezintă impunerea curentului ce trebuie să-l furnizeze filtrul activ, sunt necesare trei etape:

- Achiziția datelor măsurate din proces, eventuala filtrare și prelucrare numerică;

- Analiza spectrală constând în determinarea rezidului deformant și componentei reactive pentru curenții SD și FA;
- Elaborarea structurii de control care să realizeze o comandă în timp real și o urmărire cu eroare nulă a acesteia.

Dacă prima etapă nu ridică probleme deosebite, cea de a doua presupune dificultăți remarcabile. Pentru a realiza analiza spectrală a curenților este necesară cel puțin o perioadă a semnalului, evident anterioară. Analiza spectrală propriu-zisă necesită un mare volum de calcul, care se transformă într-o altă întârziere. În sfârșit elaborarea comenzii, aplicarea și realizarea ei propriu-zisă necesită alt interval de timp. Din motivele de mai sus rezultă că nu poate fi vorba de realizarea unei erori de urmărire nule atât în regim staționar cât, mai ales, dinamic.

În prezent există o multitudine de metode de control al filtrelor active [AGA], [GUR],[EPU1]. Cele mai cunoscute sunt: metoda puterilor instantanee, metoda separării componentelor deformante, metoda componentelor simetrice ș.a.. Toate aceste metode au în vedere determinarea cât mai precisă și mai rapidă a spectrului deformant, dar apar evident dificultățile enumerate mai sus.

7.3.2. METODA CONTROLULUI INDIRECT

Această strategie de control utilizează în mod inteligent componentele hardware ale filtrului activ, precum și poziționarea traductoarelor, astfel încât prelucrările matematice aferente buclor de reglare să fie minime.[EPU1], [ROS].

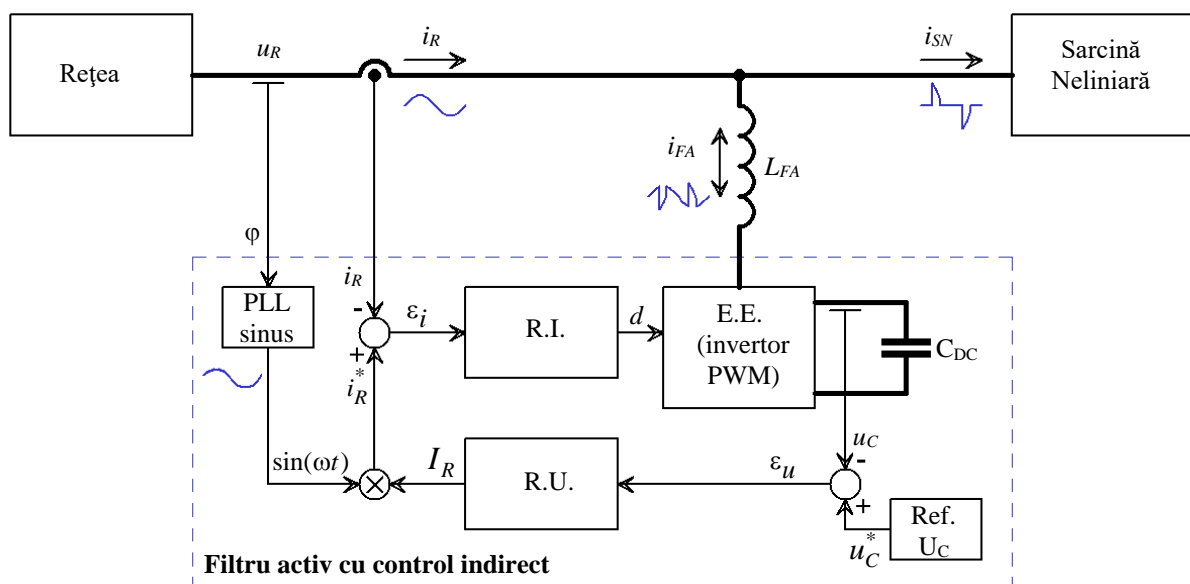


Fig. 7.11 – Structura controlului indirect

Privit în ansamblu, filtrul activ este un convertor bidirecțional AC/DC ridicător de tensiune, care trebuie să asigure două funcții:

- Păstrarea constantă a tensiunii de ieșire UC, măsurată la bornele condensatorului C_{DC} ;
- curentul preluat din rețea de ansamblu sarcină deformantă – filtru activ să fie sinusoidal și în fază cu tensiunea rețelei.

Pentru realizarea acestor deziderate se propune structura de comandă din Fig. 7.11. Structura se compune din două bucle de reglare în cascadă. În bucla de reglare exterioară, comună pentru cele trei faze se controlează tensiunea continuă de la bornele condensatorului C_{DC} , tensiune ce trebuie păstrată constantă. De asemenea ea trebuie să aibă o valoare suficient de mare pentru a evita intrarea regulatorului de tensiune RU în saturație și afectarea buclei de reglare a curentului RI. Bucla de reglare a curentului reprezintă bucla interioară, cu regulator propriu pe fiecare fază. Bucla de curent de pe o fază are ca mărime de impunere

$$i_R^*(t) = I_R \cdot \sin(\omega t + \Phi_R) \quad (7.36)$$

unde I_R este valoarea de vârf a curentului impus, iar Φ_R faza inițială a tensiunii rețelei. Din (7.35) rezultă necesitatea achiziției sistemului trifazat de tensiuni și separarea fazei inițiale. Acest lucru este realizabil fizic printr-o buclă PLL sau prin metode mai avansate [EPU]. Sarcina care trebuie compensată de filtrul activ este conectată după traductorul de curent al filtrului activ, astfel încât este măsurată suma celor doi curenți. În acest fel, consumatorul devine o perturbație care afectează cele două bucle de reglare ale filtrului activ. Principiul reacției negative, după care funcționează ambele bucle de reglare asigură rejecția perturbației atât timp cât nici una dintre componentele sistemului nu a intrat în limitare.

În punctul comun de conectare, ecuația (7.31) se poate scrie sub forma

$$i_R(t) = i_S(t) + i_F(t) \quad (7.37)$$

deoarece curentul furnizat de filtru nu are un singur sens bine definit. Se descompun curenții din (7.36) și se grupează fundamentalele curenților după

$$i_R(t) = i_{S1}(t) + i_{F1}(t) + i(t) \quad (7.38)$$

unde i_{S1} și i_{F1} sunt fundamentalele iar,

$$i(t) = i_F(t) + \sum_k i_{SK}(t) + i_{SQ}(t) \quad (7.39)$$

este suma armonicilor generate de filtrul activ, a armonicilor absorbite de sarcina deformantă și a componentei reactive. Întrucât bucla de reglare a curentului absorbit de la rețea impune forma sinusoidală și în fază cu tensiunea a acestuia, rezultă faptul că toate componentele diferite de fundamentală sunt anulate. Determinarea amplitudinii corecte a curentului de rețea, astfel încât energia stocată în condensatorul filtrului să se mențină constantă de la o perioadă la alta, se face pe baza diferenței între tensiunea impusă și tensiunea reală la bornele condensatorului. Rezultă astfel semnalul de referință pentru regulatorul de curent

$$i_R^*(t) = \varepsilon_u \cdot \frac{u_R}{\sqrt{2} \cdot U_R} = \varepsilon_u \cdot \sin(\omega t) \quad 7.40$$

unde ε_u este ieșirea regulatorului de tensiune.

După cum se observă, metoda necesită calcule matematice minime, ușor de implementat atât cu circuite analogice cât și cu circuite numerice. Performanțele vor fi direct dependente de calitatea semnalului sinusoidal utilizat, deci pentru a obține un factor de distorsiuni armonice cât mai mic pentru curentul reglat, se impune utilizarea unei bucle PLL care să refacă semnalul sinusoidal al tensiunii de rețea.

7.3. VALIDAREA PRIN SIMULARE NUMERICĂ A FILTRĂRII ACTIVE ÎN PRIMARUL TRANSFORMATORULUI

Continuous
powergui

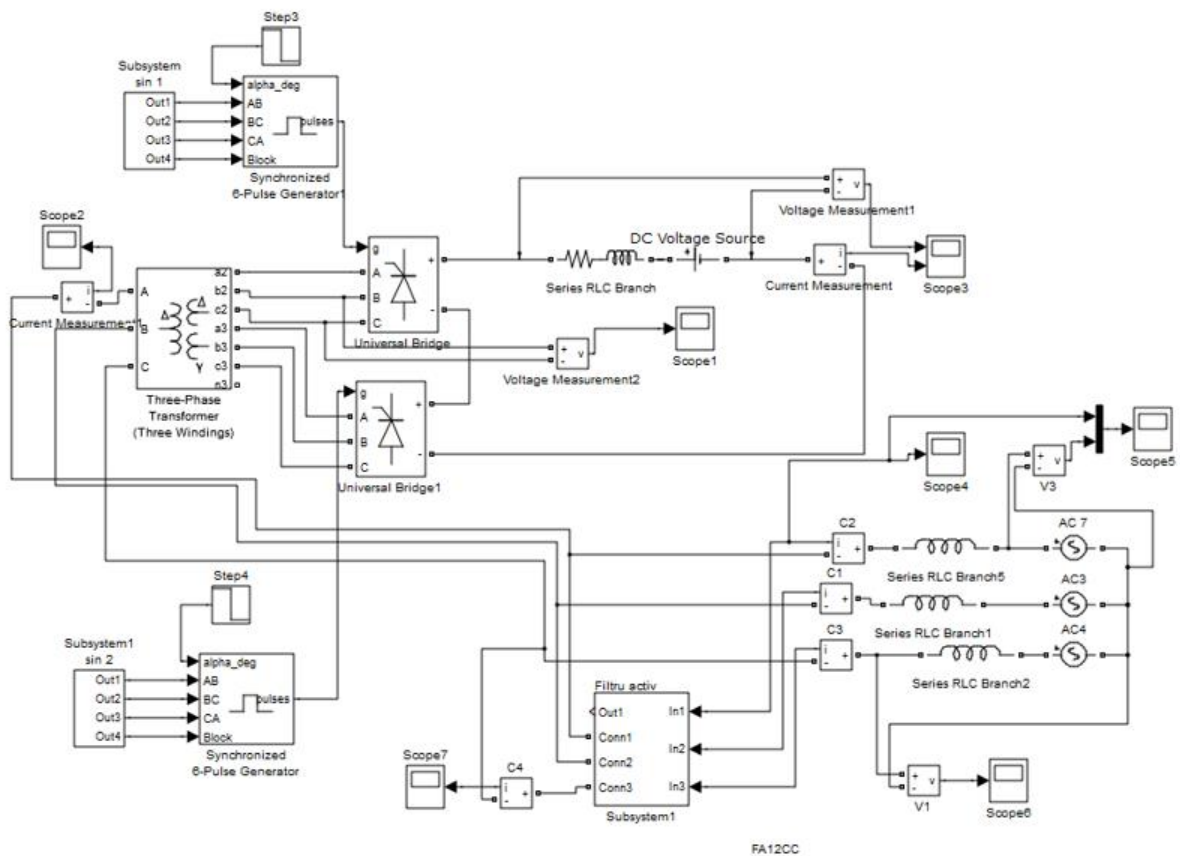


Fig. 7.12 – Schema de simulare SimPower Systems pentru filtrare activă în primarul transformatorului
În vederea validării soluției de filtrare activă în primarul transformatorului s-a completat schema de simulare a acționării cu schema invertorului și a controlului rezultând un model nou, prezentat în Fig. 7.12. Simularea s-a efectuat pentru o pornire din repaus până la atingerea regimului staționar nominal, pe o durată pornind de la 0,15 secunde până la 1,2 secunde.

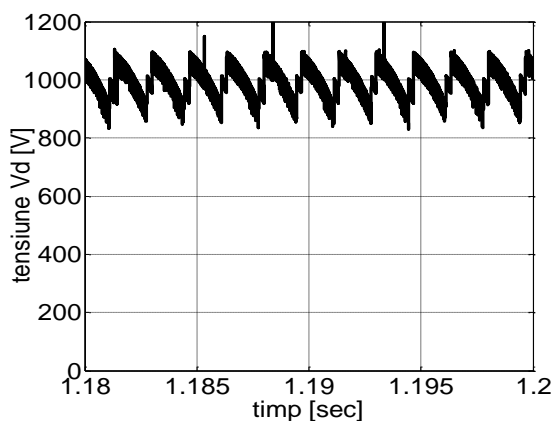


Fig. 7.15 – Tensiunea rotorică

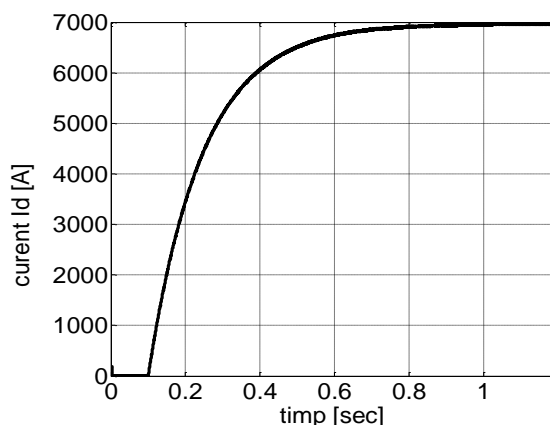


Fig. 7.16 – Curentul rotoric

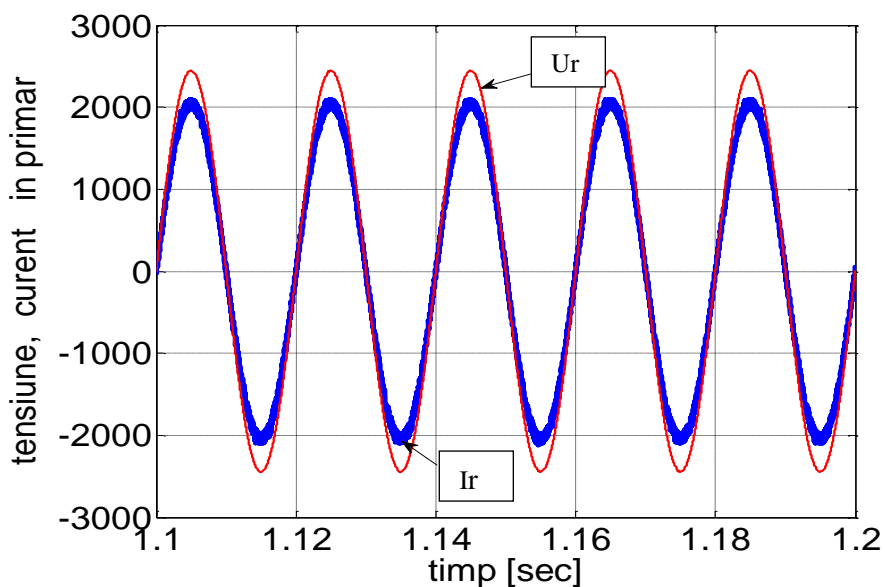


Fig. 7.17 – Tensiunea și curentul absorbit din rețea

În Fig. 7.15 și 7.16 sunt prezentate formele de variație ale tensiunii și curentului rotoric. Curentul rotoric este identic cu cel de la funcționarea fără filtru, ceea ce indică faptul că sarcina, acționarea, nu este afectată de prezența filtrului. În ceea ce privește tensiunea rotorică pulsurile redresate, conțin o frecvență înaltă care practic modulează pulsurile naturale. Această modulare se datorează comutației din filtrul activ, care produce armonici multipli al frecvenței de comutație.

Se constată forma sinusoidală și defazajul nul în raport cu tensiunea din rețea a acestui curent. Sunt unele abateri de la sinusoidă, tot de frecvență înaltă, generate de comutația convertorului și principiul de modulație utilizat, cu histerezis, precum și reglarea curenților cu reglatoare, de asemenea cu histerezis. Abaterile de la sinusoidă se încadrează în banda de histerezis adoptată pentru reglatoarele de curent.

Pentru aprecierea calitativă a efectului utilizării filtrului activ s-a procedat la analiza spectrală după metoda de mai sus. Rezultatele obținute sunt cuprinse în Fig. 7.18.

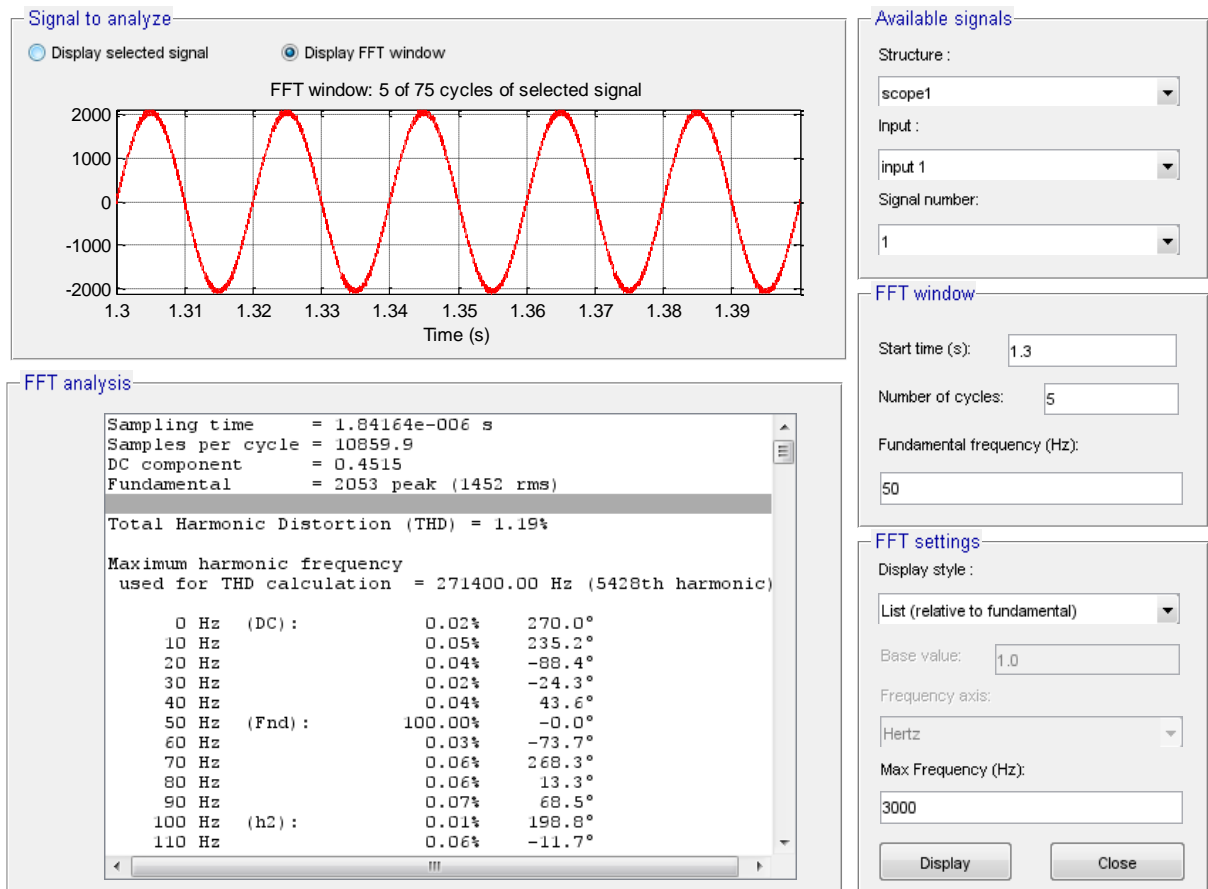


Fig. 7.18 – Analiza spectrală a curentului absorbit

S-au ales pentru analiză 5 perioade ale tensiunii de alimentare plasate în zona regimului staționar.

Mărimile care interesează au valorile:

- Valoarea efectivă a fundamentalei, $I_1=1452A$;
- $THD[\%]=1,19 \%$;
- Faza inițială a curentului $\varphi=0$.

THD-ul foarte mic conduce la putere deformantă practic nulă, iar aceeași fază inițială pentru tensiune și curent anulează puterea reactivă. În aceste condiții putem calcula puterea aparentă a transformatorului după

$$S_T = 3 \cdot V_1 \cdot I_1 = 3 \cdot 1734 \cdot 1452 = 7553,3kVA \quad (7.59)$$

Comparând această putere cu cea inițială rezultă o diferență

$$\Delta S_T = 7714,5 - 7553,3 = 161,2kVA \quad (7.60)$$

ceea ce reprezintă circa 2,1%. Are loc și o micșorare a curentului absorbit, cca 31 A, care conduce la diminuarea pierderilor de putere din convertor și prin liniile de alimentare.

În sfârșit mai rămâne o problemă de investigat, anume aceea a comportării filtrului activ în regim dinamic. Pentru acesta s-a analizat variația THD-ului și a defazajului curent – tensiune pentru o variație importantă a curentului rotoric, Fig. 7.23, regimul dinamic având loc între 0,8 și 1,5 secunde.

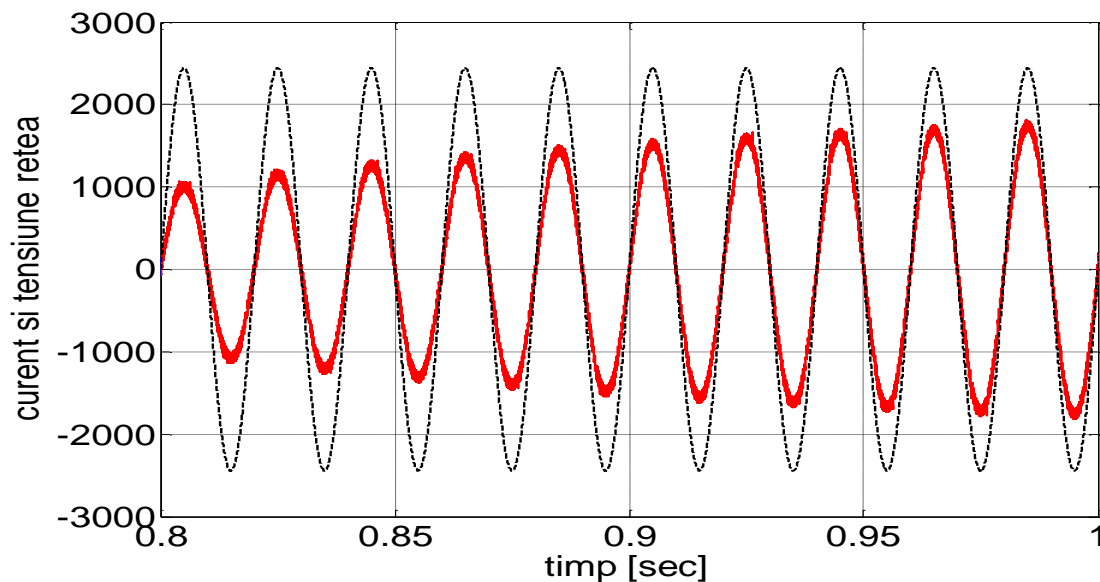


Fig. 7.23 – Curentul și tensiunea de rețea în regim dinamic

O primă apreciere se poate face pe Fig. 7.23 relativ la forma de variație a curentului absorbit de la rețea: curentul este sinusoidal și în fază cu tensiunea de alimentare. A doua modalitate a constatat în calculul pe intervale de 5 perioade a celor două mărimi caracteristice pentru funcționarea filtrului activ: THD și defazajul curent – tensiune, Tabelul 7.1.

Tabelul 7.1

Interval [sec]	.8-.9	.9-1.0	1-1.1	1.1-1.2	1.2-1.3	1.3-1.4	1.4-1.5
THD [%]	2,34	1,91	1,78	1,48	1,48	1,35	1,36
Ö [grade]	-0,4	-0,1	-0,1	0,0	0,0	0,0	0,0

Din Tabelul 7.1. se constată următoarele:

- THD-ul crește neesențial la începutul regimului dinamic, după care scade asimptotic spre valoarea de regim staționar;
- Variația defazajului tensiune – curent este neesențială, fiind în marja de eroare.

7.4. VALIDAREA PRIN SIMULARE NUMERICĂ A FILTRĂRII ACTIVE ÎN SECUNDARELE TRANSFORMATORULUI

O alta posibilitate pentru reducerea regimului deformant constă în plasarea în fiecare secundar a unui filtru activ derivație, care să compenseze regimul deformant produs de fiecare punte redresoare în parte. La prima vedere se întrevăd trei avantaje:

- Tensiune de lucru mai mică pentru inverterul filtrului, ca urmare a tensiunii mai mici de alimentare a celor două punți cu tiristoare;
- Putere mai mică pentru fiecare filtru, cca 50%, din puterea filtrului din primar;
- Evitarea transferului prin transformator a armonicelor superioare și a componentei reactive cu micșorarea corespunzătoare a pierderilor de putere din sistem.

Pentru a analiza propunerea se folosește modelul din fig. 7.2. funcționând la parametri nominali, convertoarele fiind comandate la $\alpha = 20^\circ$, sarcina, curentul motorului, fiind de 6915A. În continuare se realizează analiza spectrală pentru curentul absorbit de primarul transformatorului. Rezultatele obținute în cele două cazuri, filtru activ în primar și secundar, sunt prezentate în Tabelul 7.2.

Tabelul 7.2

Filtrul activ	I_p	THD	ϕ	Observații
Primar	1452 A	1,19 %	0 grade	Comutație insesizabilă
Secundar	1445 A	5,19 %	0,4 grade	Comutația sesizabilă

Cele două funcționări sunt puțin diferite, utilizarea filtrului activ în primar fiind mai favorabilă: THD mai mic, practic comutațiile nu se regăsesc în rețea, iar curentul absorbit practic același.

8. CONTRIBUȚII LA CREȘTEREA EFICIENȚEI ENERGETICE PRIN REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT ȘI ABSORBȚIEI DE PUTERE REACTIVĂ A SISTEMELOR DE PROPULSIE ELECTRICĂ NAVALE CU MOTOARE DE INDUCȚIE

8.1. INTRODUCERE

Pentru propulsia navală cu motoare de c.a., de inducție sau sincrone, sursele de alimentare disponibile sunt: invertoarele trifazate de tensiune de mare putere, cicloconvertoarele, sau, în cazul special al utilizării mașinii sincrone, inverterul de curent cu stingere de la sarcină. Dacă în cazul invertoarelor interacțiunea cu rețeaua nu este directă ci printr-un redresor și un filtru, cicloconvertorul este un convertor de rețea, deci cu injecție de regim deformant și absorbție de putere reactivă. Mai mult acționarea propulsorului cu mașină trifazată de inducție și cicloconvertor este favorabilă d.p.d.v. al realizării vitezelor reduse cerute la elice și simplificării transmisiei mecanice motor – propulsor. Din aceste motive s-a adoptat pentru analiză eficienței energetice a conversiei sistemul cicloconvertor – motor de inducție trifazat.

8.2. CICLOCONVERTORUL C.A. – C.A. CU TIRISTOARE SCR. REGIMUL DEFORMANT ȘI PUTEREA REACTIVĂ

Se adoptă alimentarea motorului trifazat de inducție pentru propulsie de la un cicloconvertor bazat pe convertorul c.a. – c.c. cu 6 pulsuri în punte trifazată, Fig. 3.9.. De asemenea cicloconvertorul este

prevăzut cu curenți de circulație și inductivitățile L_K pentru limitarea acestora. În ceea ce privește disponibilitățile la ieșirea cicloconvertoarelor acestea sunt:

- Tensiune de ieșire: 250 – 3750V;
- Frecvență de ieșire: 1 – 15Hz;
- Curent nominal: 725A;
- Curent maxim: 1450A;
- Inductivitate de limitare a curenților de circulație L_K : 0,02H;
- Comandă sinusoidală.

În ceea ce privește motorul, pentru a evita o schemă și un timp de simulare inoperante, s-a înlocuit printr-o sarcină R + L cu parametrii:

- $R=4,198$ ohmi;
- $L=0,0248$ H.

Aceste valori adoptate asigură curentul nominal de mai sus și factorul de putere , de asemenea nominal. În Fig. 8. 3. se prezintă schema de simulare a. subsistemului de comandă și forță pe o fază a cicloconvertoarelor. Schema a fost întocmită având în vedere următoarele:

- Schema de conversie este propusă în varianta cu curenți de circulație și inductivități L_K de limitare a acestora.
- În ceea ce privește comanda s-a optat pentru cea sinusoidală, ca urmare a structurii de comandă din SimPower Systems, care are ca intrare unghiul α .

Din punct de vedere al funcționării interesează două aspecte:

- Realizarea parametrilor de tensiune și curent impuși la ieșirea convertorului precum și calitatea acestora;
- Interacțiunea convertorului cu rețeaua, regimul deformant și absorbția de putere reactivă.

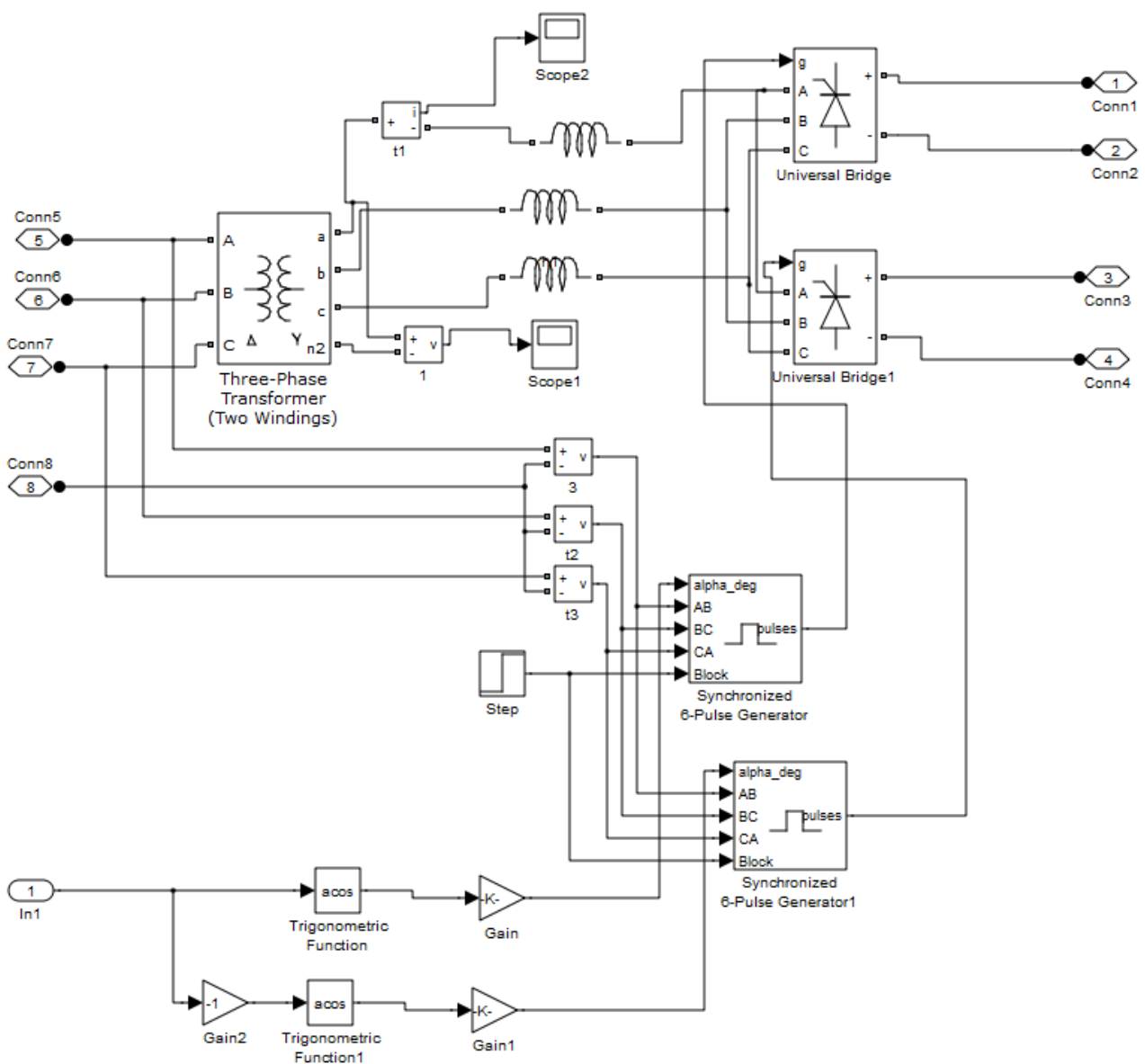


Fig. 8.3 – Subsistemul de comandă și de forță pe o fază a cicloconvectorului

Realizarea parametrilor funcționali la ieșirea cicloconvectorului este prezentată sintetic în Tabelul 8.1. pentru patru frecvențe diferite de funcționare, cu respectarea raportului, la nivelul comenzii, $U/f=\text{constant}$. În Tabelul 8.1 principalele mărimi de ieșire ale cicloconvectorului, deci de alimentare a sarcinii, sunt: valorile efective ale fundamentalelor tensiunii de fază, U_s , curentului de fază, I_s , și THD-urile aferente; defazajul curent – tensiune; puterile aparentă, activă și reactivă furnizate.

Tabelul 8.1

f_s [Hz]	U_c [V]	U_s [V]	THD _U [%]	I_s [A]	THD _I [%]	Defazaj, φ	S [kVA]	P [kW]	Q [kVAR]
15	0,81	3685	20,41	766,7	1,65	29,2	8475	8366	4135
10	0,54	2646	31,33	591	2,85	20,3	4691	4400	1627
5	0,27	1413	72,29	331	6,2	10,5	1403	1379	255,7

1	0,054	313,3	184,5	74,4	8,32	2,1	69,99	69,9	2,56
---	-------	-------	-------	------	------	-----	-------	------	------

În Fig. 8.8., 8.9, 8.12, 8.13. sunt prezentate formele de undă pentru tensiunea și curentul de fază pentru frecvențele de 10 și 1 Hz.

Se impun următoarele comentarii:

- Forma tensiunii de ieșire este puternic deformată, iar THD-ul practic inacceptabil;
- Forma de undă a curentului este aproape sinusoidală, iar THD-ul foarte mic, la nivel acceptabil.;
- Defazajul tensiune – curent precum și puterile activă și reactivă corespund regimului de funcționare simulat;
- În raport cu micșorarea frecvenței de ieșire se constată înrăutățirea regimului deformant, creșterea THD-urilor tensiunii și curentului de ieșire, dar și o îmbunătățire a factorului de putere;

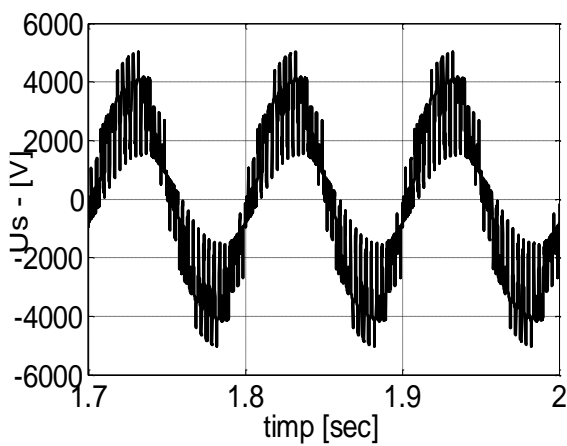


Fig. 8.8 – U_s 10Hz

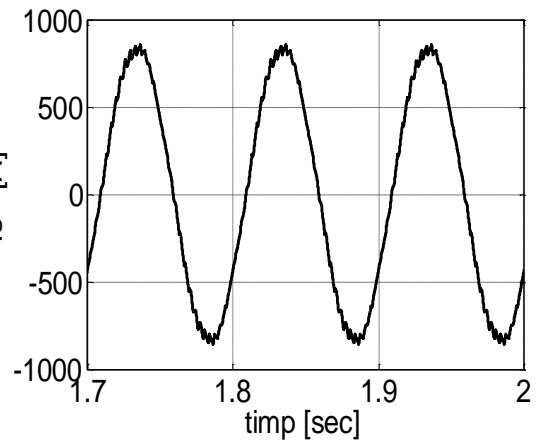


Fig. 8.9 – I_s 10Hz

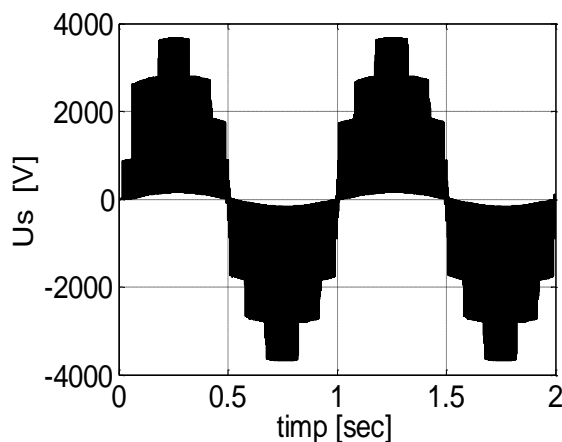


Fig. 8.12 – U_s – 1Hz

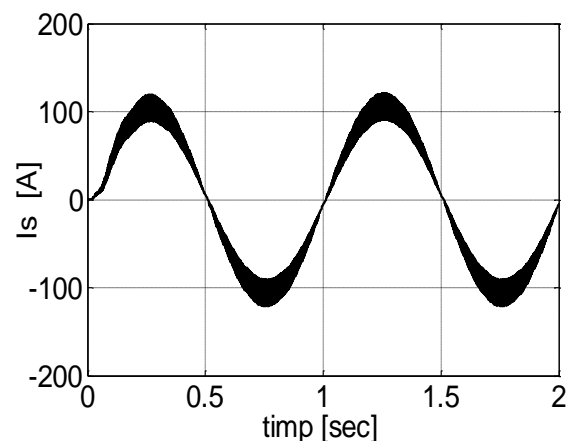


Fig. 8.13 – I_s 1Hz

Din analiza de mai sus rezultă că nu sunt necesare, la nivelul sarcinii, măsuri suplimentare de reducere a regimului deformant și a puterii reactive absorbite. Caracterul R+L al sarcinii precum și prezența inductivităților de limitare a curenților de circulație asigură o bună filtrare a curentului furnizat sarcinii.

În ceea ce privește influența cicloconvertoarelor în rețeaua de alimentare, pentru aceleași simulări de mai sus, s-au analizat suplimentar curentul absorbit din rețea, I_d , THD-ul acestuia, defazajul tensiune – curent, φ , componentele activă, I_w , reactivă, I_Q , și deformantă, I_R , ale curentului absorbit precum și puterile corespunzătoare. Rezultatele sunt prezentate sintetic în Tabelul 8.2, iar în Fig. 8.14. – 8.17. formele de undă pentru tensiunea rețelei, U_d , prezumată ca fiind sinusoidală, și curentul de fază absorbit, I_d

Tabelul 8.2

f_c [Hz]	U_c [V]	U_d [V]	I_d [A]	THD _i [%]	Defazaj φ°	I_w [A]	I_Q [A]	I_R [A]	S [kVA]	P [kW]	Q [kVAR]
15	0,81	3458	3307	5,56	77,3	727	3226	166,6	38454	8454	37513
10	0,54	3458	2997	5,9	81,8	427	2966	176,8	31088	4434	30770
5	0,27	3458	1696	20,1	85,2	141,9	1680	340,9	17613	1473	17522
1	0,054	3458	587,3	36,7	88,5	15,4	587	215,5	6093	159,5	6091

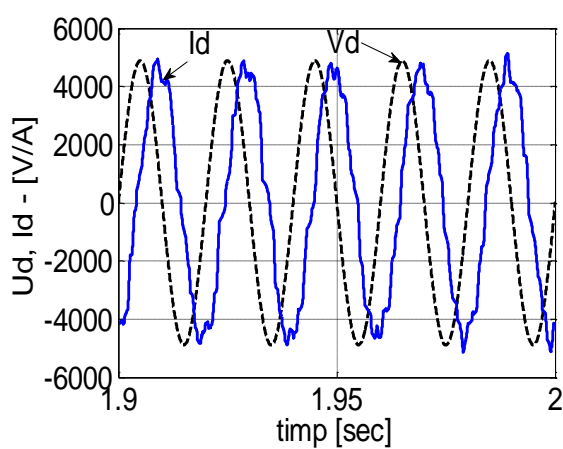


Fig. 8.14 – U_d , I_d la 15Hz

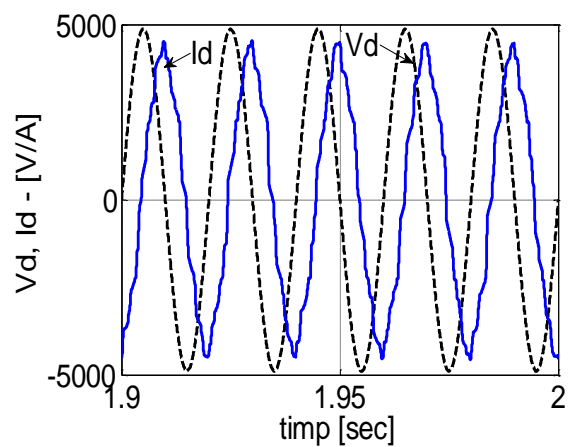


Fig. 8.15 – U_d , I_d la 10Hz

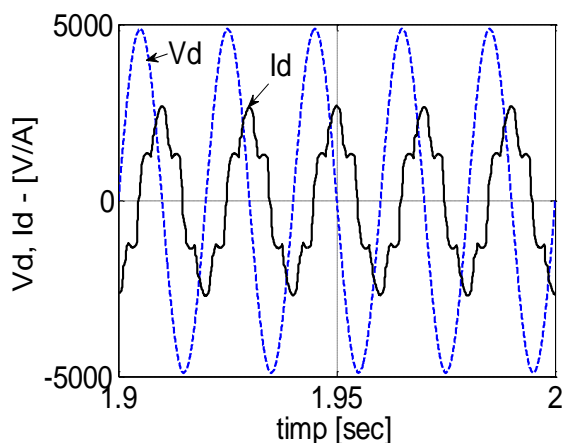


Fig. 8.16 – U_d, I_d la 5Hz

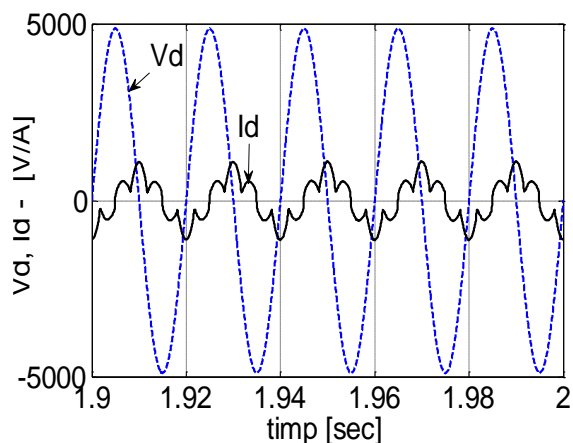


Fig. 8.17 – U_d, I_d la 1Hz

Analiza curentului absorbit conduce la următoarele concluzii:

- Regimul deformant injectat în rețea este relativ redus, componenta deformantă a curentului crescând cu scăderea frecvenței de ieșire, când și THD-ul devine inacceptabil, componenta deformantă devenind comparabilă sau mai mare decât cea activă.
- Componenta reactivă a curentului este apreciabilă, defazajul tensiune – curent fiind de circa 70 – 85 de grade, iar factorul de putere extrem de redus, între 0,225 și 0.0226. Puterea reactivă are o valoare apreciabilă, fiind solicitată de comanda variabilă a punților convertorului și de curenții de circulație.
- Se impune categoric prevederea de mijloace pentru reducerea componentelor reactivă și deformantă.

8.5. REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT ȘI PUTERII REACTIVE PENTRU O ACȚIONARE NAVALĂ ÎN C.A. CU CICLOCONVERTOR

Soluția pentru compensarea puterii reactive și reducerea celei deformante este evident cea utilizată în cazul propulsiei în c.c., filtru activ cu control indirect. Există tot două variante de amplasare a filtrului activ: în primarul transformatorului sau câte un filtru activ în fiecare secundar. Varianta a doua necesită trei filtre active trifazate derivație cu comandă independentă ceea ce face ca soluția să fie ineligibilă economic chiar din start. Rămâne așadar viabilă soluția filtrului activ amplasat în primarul transformatorului după modelul din c.c.

Implementarea filtrului implică, la fel ca în c.c. dimensionarea filtrului și realizarea structurii de control. Pentru buna funcționare a filtrului activ trebuie dimensionate, la fel ca în c.c., : tensiunea U_C a condensatorului C_{DC} pentru acumulare de energie; condensatorul de acumulare C_{DC} ; inductivitățile L_F pe ieșirea filtrului activ. Calculul parametrilor filtrului activ se întocmește pentru funcționarea la sarcină nominală a sistemului de acționare și urmărește metodologia de la c.c. rezultând valorile necesare.

- tensiunea pe capacitatea de acumulare

$$U_C > \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot U_d = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot 3458 = 8435 \quad (8.10)$$

unde U_d este tensiunea de faza a alimentării. Unanim se acceptă ca U_C să fie cât mai mare posibil, motiv pentru care s-a adoptat

$$U_C = 10000V \quad (8.11)$$

- Inductivitățile L_F trebuie să acumuleze o energie suficientă pentru a putea prelua gradientul de

$$L_F \leq \frac{U_C}{\Delta I / \Delta t} = \frac{10000 \cdot 0,002}{2550} = 0,00784H \quad (8.12)$$

curent cel mai mare al sarcinii

Având în vedere existența în circuitul de cuplare și a inductivităților proprii ale punților redresoare, s-a adoptat

$$L_F = 0,2mH \quad (8.14)$$

Capacitatea de acumulare se calculează din considerente de energie necesară de a fi furnizată de filtrul activ pentru compensarea regimului deformant și reactiv produs de sarcină și cicloconvertor. Astfel, la funcționarea nominală transformatorul absoarbe de la rețea, la nivelul fundamentalei, un curent

$$I_D = 3307A \quad (8.15)$$

sub un

$$THD = 5,56\% \quad (8.16)$$

Reziduul deformant al curentului este

$$I_R = I_D \cdot THD = 3307 \cdot 0,056 = 185,9A \quad (8.17)$$

Componenta reactivă este

$$I_Q = 3226A \quad (8.18)$$

Se acceptă o variație a tensiunii pe condensatorul de acumulare, pe durata acestui interval

$$\Delta U_C = U_{CM} - U_{cm} = 10500 - 9500 = 1000V \quad (8.20)$$

U_{CM} , respectiv U_{cm} , sunt tensiunile maximă și minimă, admise pe condensator.

Puterea vehiculată prin filtru pentru compensarea regimului deformant și componente reactive, pentru situația cea mai defavorabilă, 15Hz, Tabelul 8.2, este data de

$$S_{FA} = \sqrt{3} \cdot U_d \cdot \sqrt{I_Q^2 + I_R^2} = \sqrt{3} \cdot 3458 \cdot \sqrt{3226^2 + 166,6^2} = 19324746VA \quad (8.21)$$

Această putere este pusă la dispoziție de capacitatea filtrului activ pe seama energiei înmagazinate de forma

$$W_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_C^2 \quad (8.22)$$

Respectiv a puterii

$$P_C = \frac{dW_C}{dt} = C \cdot U_C \cdot \frac{\Delta U_C}{t_C} \quad (8.23)$$

Egalând (8.21) cu (8.23) rezultă

$$C = \frac{S_{FA} \cdot t_C}{U_C \cdot \Delta U_C} = 0,0064F \quad (8.24)$$

Se adoptă valoarea (8.24), care va acoperi toată plaja de reglare, 1Hz – 15Hz, puterea vehiculată de filtru, S_{FA} , micșorându-se odată cu scăderea frecvenței de ieșire, Tabelul 8.2

8.5. VALIDAREA PRIN SIMULARE NUMERICĂ A SOLUȚIEI FILTRĂRII ACTIVE

Pentru validarea soluției propuse s-au utilizat structura modelelor din c.c., păstrându-se structura sistemului de control indirect, utilizată la propulsia în c.c., și recalculând parametrii reguletoarelor de tensiune și curent.

S-a simulat ansamblul sarcină, cicloconvector și filtru activ pentru funcționarea la 4 frecvențe de ieșire, 15, 10, 5 și 1 Hz pe un interval de timp de o secundă, plecând din stare inițială nulă și conectare la rețea la momentul zero. În Fig. 8.20 – 8.23 sunt prezentate formele de undă pentru tensiunea de alimentare V_d , considerată sinusoidală, și curentul absorbit I_d , iar în Tabelul 8.3 o sinteză a principalelor mărimi electrice.

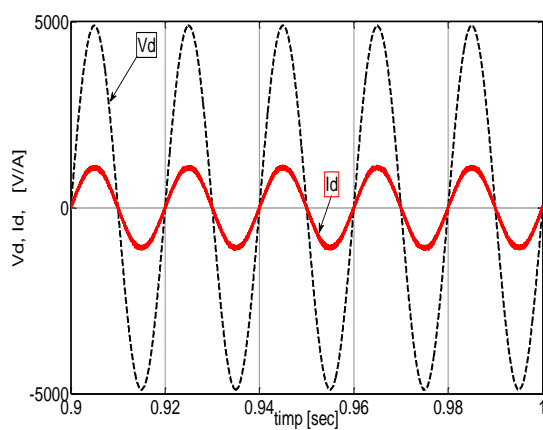


Fig. 8.20 – V_d, I_d la 15Hz

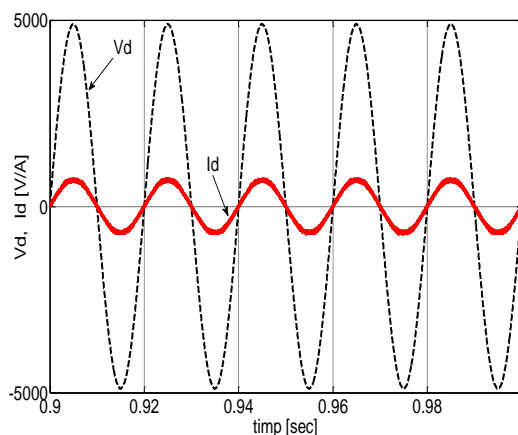


Fig. 8.21 – V_d, I_d la 10Hz

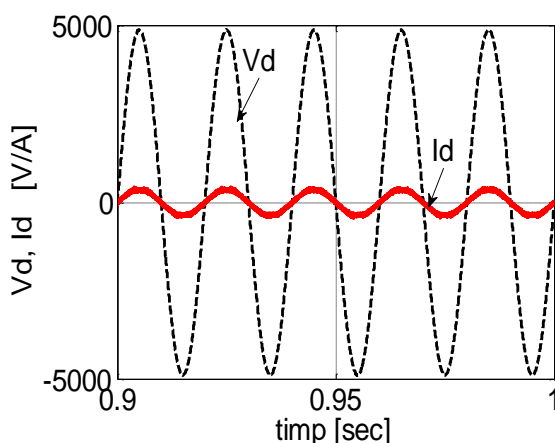


Fig. 8.22 – V_d, I_d la 5Hz

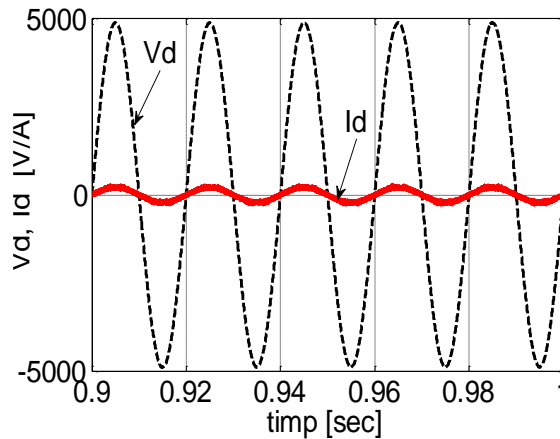


Fig. 8.23 – V_d, I_d la 1Hz

Analiza graficelor conduce la următoarele concluzii:

- Curentul absorbit I_d se micșorează consistent față de funcționarea naturală, fără filtru activ, Tabelul 8.2. Astfel la o frecvență de ieșire de 15Hz curentul absorbit scade de la 3307 A la 765,15 A, iar la 5Hz de la 1696A la 261,06A;

- Forma curentului este sinusoidală și în fază cu tensiunea de alimentare , componenta reactivă a curentului fiind nulă, iar componenta deformantă de asemenea se micșorează, THD-ul scăzând de la 2,01% pentru 15 Hz la 10,29% pentru 1Hz;

Tabelul 8.3

f_c [Hz]	U_c [V]	U_d [V]	I_d [A]	THD _i [%]	Defazaj φ°	I_w [A]	I_Q [A]	I_R [A]
15	0,81	3458	765,15	2,01	0	765	0	15,37
10	0,54	3458	502,73	3,04	0	502,5	0	15,27
5	0,27	3458	261.06	5,85	0	260,6	0	15,24
1	0,054	3458	153,4	10,29	0	152,6	0	15,70

- Se păstrează tendința de creștere a THD-ului cu micșorarea frecvenței de ieșire a cicloconvertoarelor. Mai mult din Tabelul 8.3 se constată că valoarea efectivă a componentei deformante este practic constantă relativ la frecvența de ieșire.
- Filtrul activ introdus este foarte eficient, puterea aparentă vehiculată între sursă și sarcină reducându-se substanțial, Tabelul 8.4. Diminuarea puterilor aparente se realizează prin micșorarea curenților vehiculați. Efectele sunt evidente: micșorarea puterii nominale a transformatorului, semiconductoare de putere de curent nominal inferior, pierderi de putere în elementele de circuit sensibil reduse;

Tabelul 8.4

	Puterea aparentă [kVA]			
Frecvența	15Hz	10hz	5Hz	1Hz
Fără filtru activ	38.454	31.088	17.613	6.093
Cu filtru activ	7.936	5.215	2.708	1.591

Soluția de eficientizare energetică propusă este reală, conferă proprietăți remarcabile sistemului cicloconvertoare – mașină trifazată de inducție.

- Performanțele dinamice analizate pentru situația unei cuplări la rețea a ansamblului nu sunt caracterizante deoarece regimul de funcționare nu este unul frecvent. Mult mai interesantă este modificarea sarcinii în condițiile în care sistemul funcționează deja într-un regim staționar oarecare. Astfel în Fig. 8.29.se prezintă variația curentului sarcinii, I_s , la o modificare, dublare, a sarcinii R+L , la momentul $t=0,6$ secunde, anterior sistemul fiind în regim staționar. Constanta de timp a circuitului de sarcină fiind foarte mică modificarea curentului de sarcină este practic instantanee. Se constată în plus o modificare , tot instantanee, a fazei inițiale a curentului ca urmare a modificării impedanței de sarcină. Ceea ce prezintă interes este variația curentului absorbit din rețea, I_d , a cărei evoluții este prezentată în Fig. 8.30. Se constată o oarecare creștere a curentului, mai mică decât pe sarcină, păstrarea fazei inițiale neschimbate și intrarea în noul regim staționar după un interval de timp egal cu 3 semiperioade, deci după circa 30 milisecunde ceea ce este foarte performant [BIM].

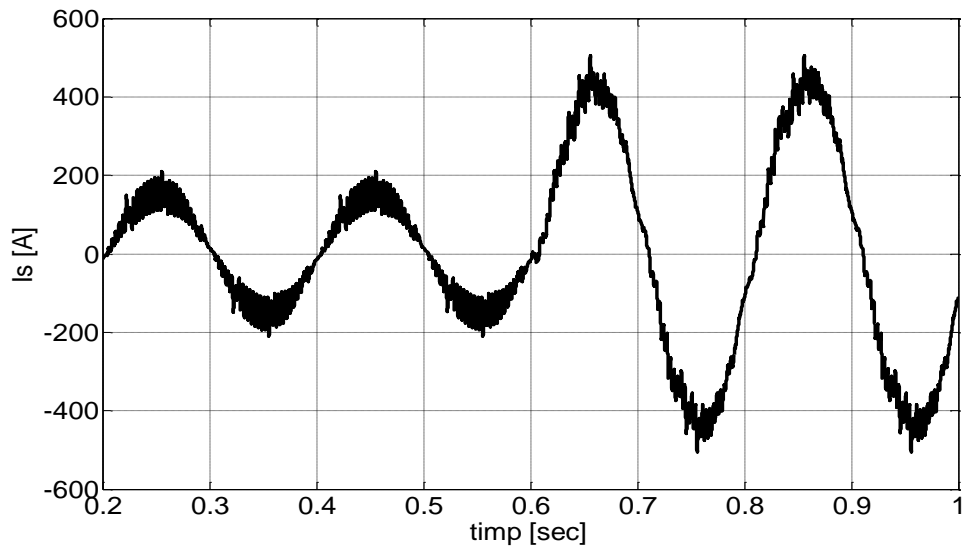


Fig. 8.29 – Variația curentului I_s la modificarea sarcinii

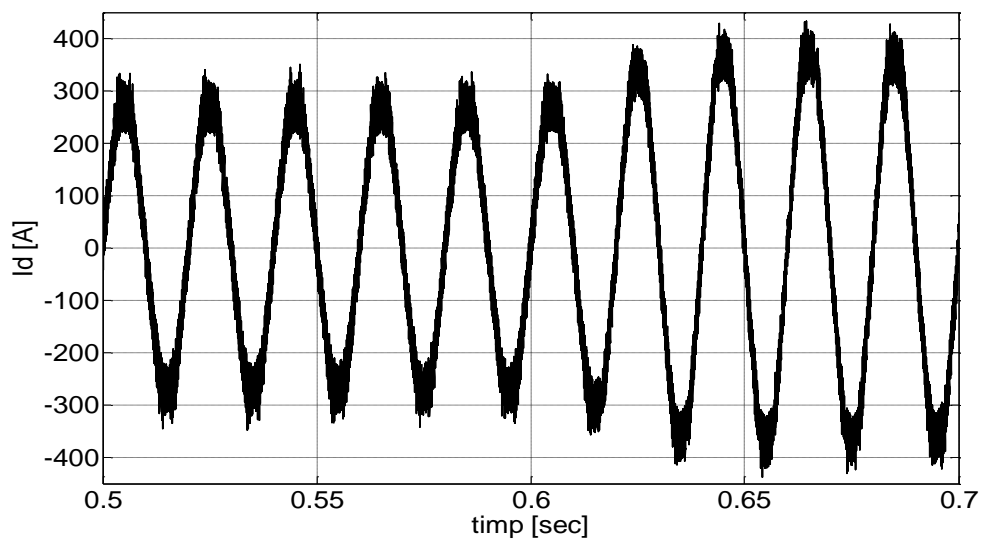


Fig. 8.30 – Variația curentului I_d la modificarea sarcinii

În concluzie soluția dezvoltată în lucrare este de o bună performanță energetică, comportându-se, indiferent de frecvență, ca un consumator liniar și activ, de factor de putere unitar. Performanțele statice și dinamice sunt de asemenea remarcabile, filtrul activ cu comandă indirectă compensând puterile deformantă și reactivă, practic, în timp real.

9. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII

9.1. CONCLUZII GENERALE

La realizarea propulsiei navelor se impun, în principiu, două cerințe de bază: asigurarea vitezei prescrise de marș a navei și minimizarea consumului de combustibil. Utilizarea unei propulsii cu motor Diesel, foarte răspândită, ridică două probleme: corelarea vitezei de marș cu plaja redusă de turație a motorului la care se realizează consumul minim de carburant, necesitând chiar un reductor mecanic; utilizarea elicei cu pas reglabil, EPR, pentru a se mări ecartul de viteză optim.

Propulsia electrică, în fapt un sistem de acționare electrică reglabil, evită problemele enunțate mai sus ca urmare a faptului că există mai multe posibilități de reglare a parametrilor electrici, tensiune, curent, și mecanici, turație, cuplu. Pe de altă parte apar probleme noi privind gestionarea puterilor electrice vehiculate între sistemul energetic al navei, de capacitate finită, și motorul de antrenare a propulsiei alimentat printr-un convertor static de putere apreciabilă și generator de regimuri armonice și reactive importante.

Din multitudinea de perechi motor electric – convertor utilizabile pentru propulsie s-au adoptat pentru analiză cele cu conversia într-o singură treaptă fiind cele mai economice: motor c.c. – convertor de rețea cu tiristoare SCR; motor trifazat de inducție – cicloconvertor. S-au luat în analiză atât regimurile staționare cât și cele dinamice din motive diferite. Regimurile dinamice, accelerarea navei până la viteza de marș sau oprirea, au o durată nesemnificativă în raport cu marșul propriu-zis, deci d.p.d.v. energetic nu prezintă importanță. În schimb regimurile staționare, navă în marș, sunt determinante pentru bilanțul energetic al sistemului. S-au conceput și modele dinamice, inclusiv controlul automat aferent, pentru a studia comportarea dinamică a navei, eficiența controlului conceput și obținerea diverselor paliere de viteze de marș.

Scopul analizei a constat în creșterea eficienței utilizării energiei electrice și optimizarea parametrilor nominali ai echipamentelor ce compun sistemul, transformatoare, convertoare, motoare ș.a. Dacă puterea activă generată de convertor este strict determinată de cuplu rezistent al propulsorului, regăsindu-se în rețeaua de alimentare, puterea reactivă și cea deformantă depind de configurația și performanțelor echipamentelor utilizate, dar și de comenzi și încărcarea cu putere activă. Cele două puteri, neutile, dar absorbite de la rețea din alte condiții, au efecte bine cunoscute:

- Limitarea puterii active produsă de generatoarele sistemului energetic al navei, ca urmare a încărcării cu curent reactiv și deformant;
- Creșterea pierderilor de putere în echipamente și rețele;
- Supradimensionarea în putere a echipamentelor sistemului.

Rezultă necesitatea evaluării puterilor reactivă și deformantă, mărimea și variația lor în funcție de regimul de funcționare și conceperea de soluții pentru anularea sau, dacă nu este posibilă compensarea totală, minimizarea lor. Pentru a realiza acest lucru este necesar, evident, să se construiască modele performante, care să descrie cât mai precis regimurile de funcționare ale sistemului.

Nava propriu-zisă și propulsorul sunt dificil de modelat ca urmare a prezenței în caracteristicile hidrodinamice ale sistemului, stabilite prin metode experimentale sau teoretice, a unor relații neliniare între coeficienți dependenți ca mărime de starea propulsiei și parametrii implicați dinamici și

cinematici. Se pot evalua toți parametrii și, implicit, toate mărimile de regim staționar. În felul acesta se poate defini complet orice funcționare staționară. Trecerea la realizarea unui model dinamic, necesar pentru aprecierea dinamicii navei, este dificil de realizat ca urmare a variației caracteristicilor implicite ale navei. Utilizând datele furnizate de constructorul navei, rezultate în urma probelor de bazin și proiectării propulsorului, s-a realizat un model dinamic performant, care descrie cu o bună aproximație comportarea navei. Modelele, staționar și dinamic, au fost simulate numeric, punctele staționare de funcționare regăsindu-se pe caracteristicile furnizate de modelul dinamic, ceea ce confirmă calitatea modelului dinamic conceput. În partea finală a capitolului 4 se analizează utilizarea EPR și EPF în cazul propulsiei electrice, rezultând concluzia: propulsorul necesar este cel cu pas fix, EPF.

În capitolul 5 se dezvoltă propulsia cu motor de c.c. și convertor de rețea c.a. – c.c. cu tiristoare SCR, cu 12 pulsuri. Pentru partea propriu-zisă de acționare s-a adoptat modelul clasic cu flux constant și variabil și schema de control, de asemenea clasică, cu reglaj în cascadă a parametrilor electrici și mecanici în ordinea constantelor de timp. Modelul a fost simulat numeric oferind satisfacție deplină. În faza următoare s-a cuplat la model nava, prin modelul dinamic prezentat mai sus. Se constată o durată foarte mare pentru accelerarea navei din repaus până la viteza de marș nominală. Pe de altă parte se remarcă o slabă încărcare a motorului, generată de evoluția cuplului rezistent al propulsorului. Se propune o schemă originală de control, numită controlul vitezei navei, prin adăugarea unei bucle de reglare exterioare a vitezei navei, acordată corespunzător. Se constată reducerea substanțială a timpului de accelerare și o încărcare net superioară a motorului, în proces intervenind, în anumite situații, diminuarea de flux. Pe de altă parte propulsorul este supra solicitat în viteză, în perioada finală a accelerării. În concluzie propulsia cu motor de c.c. este perfect realizabilă cu obținerea unor performanțe remarcabile.

În capitolul 6 se dezvoltă propulsia electrică cu motor trifazat de inducție și cicloconvertor. Se realizează modelul d/q cu orientare după câmpul magnetic rotor și controlul pe două canale independente, flux și cuplu, motorul putând lucra la $U/f = \text{const.}$ și $U = \text{const.}$, $f = \text{var.}$ Modelul a fost simulat numeric pentru diverse regimuri dinamice oferind satisfacție deplină. Cuplarea acestui model cu cel al navei conduce la aceleași concluzii ca la acționarea în c.c. Și aici se introduce bucla exterioară de reglare a vitezei navei rezultatele fiind aceleași. Concluzia: propulsia cu motor de c.a. este perfect realizabilă cu obținerea unor performanțe remarcabile. Mai trebuie menționat faptul că la aceeași putere gabaritul motorului trifazat de inducție este sensibil mai mic decât al motorului de c.c., ceea ce este foarte avantajos pentru încărcarea și o mai bună utilizare a spațiilor navei.

Ultimile două capitole, 7 și 8, conțin cea mai mare parte a dezvoltărilor originale în ceea ce privește eficientizarea fluxurilor de putere vehiculate de propulsia electrică. Astfel pentru propulsia în c.c., realizată cu convertor de rețea cu 12 pulsuri și transformator D/dy, ca fiind configurația cea mai favorabilă atât pentru sarcină cât și pentru rețea, s-au estimat componentele armonice și reactive ale curentului absorbit de primarul și cele două secundare. În ceea ce privește mărimea componentei reactive rolul determinant îl are comanda în fază și comutația, factorul de putere fiind variabil, dar acceptabil ca valoare la funcționarea nominală. În ceea ce privește regimul deformant injectat de convertor în rețea el este consistent, mult peste valoarea admisă de 3% a THDului. Regimul

deformant este mai pronunțat în cele două semisecundare față de primar ca urmare a efectului de filtru al transformatorului. Și sarcina convertorului, de tipul $E + R + L$, are rol de filtru reducând regimul deformant odată cu creșterea curentului de sarcină. Analiza indică necesitatea prevederii sistemului de conversie cu o strategie de diminuare sau anulare a celor două componente. Fiind variabile ca valoare singura soluție aplicabilă este filtrul activ de putere de tip paralel, plasat fie în primarul transformatorului, fie două filtre pe cele două semisecundare. Aplicând o strategie de control performantă, numită control indirect, s-a obținut anularea componentei reactive a curentului, reducerea regimului armonic, THD=1,19% și reducerea puterii transformatorului și convertorului. În concluzie filtrarea activă, realizabilă fizic, este foarte favorabilă reducând semnificativ puterile vehiculate pe navă.

O procedură asemănătoare s-a utilizat și pentru acționarea în c.a. cu cicloconvertor. Din motive de reducere a dimensiunii transformatorului de rețea s-a adoptat configurația în punte trifazată, cu curenți de circulație și transformator cu trei secundare. Analiza fluxurilor de putere indică o putere reactivă absorbită foarte mare și un regim deformant variabil, dar relativ redus, componenta deformantă a curentului crescând cu scăderea frecvenței de ieșire, când și THD-ul devine inacceptabil, componenta deformantă devenind comparabilă sau mai mare decât cea activă.

În concluzie prevederea unui filtru activ de putere în primarul transformatorului de rețea este foarte favorabilă, reducând semnificativ puterea transformatorului de rețea, regimul reactiv și armonicile injectate în rețea.

În concluzie se poate afirma că cercetarea dezvoltată în lucrare este importantă și dedicată unor probleme certe de eficiență energetică la bordul navelor cargou. Rezultatele cercetării pot fi cu ușurință implementate, efectele favorabile, reducerea regimului deformant, anularea puterii reactive și reducerea gabariturii echipamentelor, fiind importante, accesibile d.p.d.v. al costurilor și întreținerii. Mai mult metoda de control utilizată, comanda indirectă, permite abordarea globală a sistemului energetic al navei, folosind un FAP monobloc cu convertorul acționării propulsorului, receptorul de puterea cea mai mare, și un alt sistem FAP pentru suma celorlalți.

9.2. CONTRIBUȚII

Realizarea lucrării de cercetare propuse a presupus necesitatea formulării și soluționării unor probleme complexe din domeniul naval, dar și din zona convertoarelor statice, sistemelor de acționare electrică reglabile și control automat. Se revendică următoarele contribuții ca fiind originale:

1. Realizarea modelului navei pentru regimuri dinamice;
2. Analiza propulsiei electrice cu EPR și EPF cu selectarea soluției EPF;
3. Conceperea unei soluții de control sinusoidal pentru cicloconvertoare;
4. Construirea modelelor individuale SIMULINK pentru: navă, convertoarele de rețea și sistemele de acționare ale propulsoarelor;
5. Realizarea modelelor globale ale celor două configurații selectate pentru analiza energetică, cu convertor de rețea cu SCR și cu cicloconvertor;
6. Structurarea și calculul controlului automat pentru cele două configurații de mai sus;

7. Introducerea unui concept nou pentru controlul automat, reglarea vitezei navei, cu îmbunătățirea încărcării motoarelor și reducerea duratei regimurilor dinamice.
8. Analiza regimurilor reactiv și deformant pentru cele două configurații;
9. Alegerea topologiei FAP pentru compensarea factorului de putere și THD-ului;
10. Metodă de calcul pentru elementele de conexiune în PCC;
11. Materialul grafic obținut prin simulare, interpretarea rezultatelor și concluziile rezultate;
12. Concluziile privind implementarea soluțiilor propuse.

9.3. LUCRĂRI PUBLICATE

[1]G. Frangopol, C. Dache, A Solution for Reducing Harmonic Regime and Reactive Power Absorbed by a Cycloconverter. Proceedings ISEEE 2019 Galati;

[2]G. Frangopol, C. Dache, A Dynamic Model for an Electric Cargo Ship. Proceedings ISEEE 2019 Galati;

[3]Cristinel Radu DACHE, Emil ROȘU, Marian GĂICEANU, Teodor DUMITRIU, Romeo PĂDURARU, Traian MUNTEANU, **Gabriel Frangopol - Linearized model of the variable flux induction motor drive** - Proceedings of the 2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE 2016), Book Series: International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering, Pages: 658-663, ISBN:978-1-5090-6128-0, ISSN: 2471-6855, WOS:000390706300131;

[4] Cristinel Radu Dache ; Emil Mina Rosu ; Marian Gaiceanu ; Romeo Paduraru ; Traian Munteanu ; **Gabriel Frangopol - Practical results on asynchronous motor optimal control in field weakening regime** - Publication Year: 2017, Page(s):1 – 5, 2017 5th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, Electronic ISBN: 978-1-5386-2059-5, USB ISBN: 978-1-5386-2058-8, Print on Demand(PoD) ISBN: 978-1-5386-2060-1, INSPEC Accession Number: 17417550, DOI: 10.1109/ISEEE.2017.8170686, Publisher: IEEE

9.4. Lucrări publicate în reviste indexate BDI

[5]Cristinel Radu DACHE, Emil ROȘU, Marian GĂICEANU, Romeo PĂDURARU, Traian MUNTEANU, **Gabriel FRANGOPOL - Flux weakening Optimal Control of the Three-Phase Induction Motor** - The Scientific Bulletin of Electrical Engineering G.

9.5. DEZVOLTĂRI VIITOARE

Rezultatele obținute în lucrare indică cert că soluția utilizării unui FAP cu control indirect rezolvă problema regimurilor reactiv și deformant pentru sistemele de propulsie electrică. Credem ca urmează validarea soluției pe un caz real, o propulsie pilot. De asemenea s-ar putea studia compensarea globală, la nivelul centralei electrice a navei cargou.