

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA
FACULTATEA ELECTROTEHNICĂ

CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC:
PROF.DR.ING. IOAN NOVAC

TEZĂ DE DOCTORAT:
SISTEM DE ACȚIONARE ELECTRICĂ
A PROPULSORULUI NAVAL
CU MOTOR ASINCRON

DOCTORAND:
ING. SILVIU GHEORGHIU

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

TIMIȘOARA 1997

613.654
306 12

CUPRINS

Introducere	3
1. Stadiul actual și tendințe pentru sistemele electromecanice navale	
1.1. Cerințe principale	7
1.2. Stadiu actual și tendințe	9
1.3. Direcții principale de realizare a sistemelor electromecanice navale	13
1.4. Structura, componența și rolul SEMN cu convertoare statice de putere	14
2. Instalații electrice de propulsie. Stadiul actual și perspective	
2.1. Considerații generale	18
2.2. Calculul rezistenței la înaintare și a puterii motorului de acționare a propulsorului	19
2.3. Sisteme de propulsie electrică a navei	27
2.3.1. Propulsia electrică c.c.	29
2.3.2. Propulsia electrică c.a.	44
2.3.3. Scheme de propulsie în c.a. trifazat	48
2.3.4. Sisteme de propulsie electrică neconvenționale	54
3. Studiul comportării motoarelor asincrone utilizate în sistemele de acționări electrice navale	
3.1. Studiu asupra mașinii asincrone	59
3.2. Parametrii mașinii asincrone. Variația lor cu alunecarea	62
3.3. Influența saturației și a armonicilor asupra parametrilor mașinii asincrone	64
3.4. Cuplurile parazite la motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit	72
3.5. Modele de analiză	75
3.6. Calculul performanțelor	79
4. Scheme de convertoare de putere. Studiu comparativ	
4.1. Introducere	83
4.2. Invertoare de tensiune	84
4.2.1. Elemente generale	84
4.2.2. Funcționarea simplificată a unui inverter trifazat	85
4.2.3. Scheme de invertoare de tensiune	89
4.3. Invertoare de curent	99
4.4. Tehnici pentru minimizarea pierderilor și armonicilor în sistemul convertor - mașină	104
4.4.1. Modulația în durată	104
4.4.2. Comanda cu microprocesor pe baza modulației în lățime	109
5. Studiul influenței armonicilor asupra performanțelor motorului asincron	
5.1. Modelul matematic	117
5.2. Motorul asincron ce echipează propulsorul naval	122
5.3. Cupluri parazite de tip sincron și asincron	125

5.3.1.	Cuplurile parazite de tip asincron	125
5.3.2.	Cuplurile parazite de tip sincron	127
5.4.	Rezultate experimentale	131
5.4.1.	Încercările motorului asincron	132
5.4.2.	Calculul diagramei de sarcină	136
5.4.3.	Încercările ansamblului convertor-motor-elice	138
6.	Simularea sistemului de acționare electrică a propulsorului naval	
6.1.	Modelul matematic al SAE a propulsorului naval	146
6.1.1.	Modelul generatorului sincron	146
6.1.2.	Determinarea parametrilor modelului generatorului sincron	149
6.1.3.	Modelul redresorului și inverterului comandat	152
6.1.4.	Modelul motorului asincron	153
6.2.	Regimul permanent	155
6.3.	Cazul regimului de avarie	156
6.4.	Regimul tranzitoriu	157
6.4.1.	Simularea regimului de pornire în sarcină	168
6.4.2.	Simularea modificării pasului elicei	178
6.4.3.	Simularea proceselor tranzitorii din motorul asincron	190
7.	Concluzii generale	193
	Bibliografie	195

INTRODUCERE

Tema tezei de doctorat elaborată în decursul anilor de predare la Academia Navală Constanța s-a impus ca o necesitate imediată și majoră în tehnica navală: modificarea vitezei de marș a navei cu o eficiență energetică cât mai sporită.

Foarte important în tehnica navală este și nivelul de fiabilitate al sistemului de acționare.

În general, Registrele Navale naționale și internaționale impun norme foarte severe, tocmai în scopul ridicării la maxim a gradului de siguranță, avându-se în vedere condițiile specifice în care lucrează respectivul sistem, adică fără posibilități de intervenție majore în timpul funcționării.

Soluția clasică folosită la propulsia navei în prezent: motor Diesel, cutie de viteză, elice oferă un grad redus de manevră, posibilități limitate în modificarea vitezei și în general randamente mai mici decât în cazul acționărilor electrice obișnuite.

Prin soluția propusă: generator sincron cuplat cu motorul Diesel, bloc de convertoare, motor asincron, se oferă o posibilitate mult mai mare de modificare rapidă și economică a turației. Prin această soluție se elimină și generatorul electric folosit pe navele clasice pentru alimentarea consumatorilor electrice și deci pe ansamblu soluția este și mult mai ieftină în comparație cu soluția clasică.

La alegerea elementelor din schema de acționare, prioritare au fost elementele de fiabilitate și reglaj.

Generatorul sincron care furnizează energie electrică atât pentru propulsia navei cât și pentru consumatorii electrice auxiliari s-a ales din producția curentă, bineînțeles în execuție corespunzătoare cerințelor din marină (excitația este astfel dimensionată încât curentul de excitație să se poată modifica în limite largi, nivelul de izolație este cu o clasă de izolație superior față de un generator ce funcționează pe uscat etc.).

Blocul de convertoare (redresor+invertor) are în construcție numai componente electronice de cel mai înalt grad de siguranță. Redresorul este recomandat tocmai pentru a mări gradul de fiabilitate al sistemului și elementele din schemă să poată suporta un timp scurt și curenți mari (de scurtcircuit), care pot apare accidental în timpul funcționării.

Invertorul cu tranzistoare prezintă o serie de avantaje: frecvență reglabilă între 0.1÷1000 Hz, funcționare în ambele sensuri de rotație, timp de accelerare-frânare redus, posibilitate de eliminare a frecvențelor de rezonanță.

Motorul de acționare l-am adoptat de tip asincron având în vedere faptul că mașina asincronă prezintă cel mai ridicat nivel de fiabilitate (în comparație de exemplu cu motorul de curent continuu). la modificări bruște ale sarcinii nu apare fenomenul de pendulare (așa cum apare de exemplu la motorul sincron) și este și cea mai ieftină, fiind produsă într-o plăjă foarte mare de putere.

În primul capitol se prezintă tehnicile curente folosite în propulsia navelor. Se dau diverse soluții folosite, fiecare cu avantajele și dezavantajele

ei. Se specifică cum se calculează diagramele de sarcină și astfel cum se dimensionează motoarele de acționare. Soluțiile mecanice (motor Diesel-elice) oferă o plajă redusă de modificare a turației și sunt deci inferioare instalațiilor electrice de propulsie.

Se prezintă câteva sisteme de comandă și scheme electrice folosite pe plan internațional. În continuare se indică direcțiile principale de realizare a sistemelor electromecanice navale (SEMN), urmând ca în final să se prezinte succint structura, componența și rolul sistemelor electromecanice navale cu convertoare statice de putere.

Capitolul al 2-lea este rezervat instalațiilor electrice de propulsie. În prima parte se prezintă stadiul actual al instalațiilor electrice de propulsie. Se are în vedere atât regimul de motor cât și cel de frână. Pe baza calculului rezistenței la înaintare se alege puterea motorului de acționare al propulsorului astfel încât să realizeze datele inițiale impuse vitezei de înaintare, puterii de remorcare a navei și celorlalte mărimi impuse de Registrul Naval Român (R.N.R.). O atenție deosebită trebuie să i se acorde regimului de inversare a sensului de marș, situație în care solicitările mașinii de propulsie sunt cele mai intense.

Se dau detalii privind sistemul de propulsie electrică a navelor, cu date comparative privind diversele soluții adoptate. Se analizează propulsia electrică în curent continuu, explicitându-se caracteristicile generatoarelor de curent continuu folosite pentru obținerea puterii electrice necesare motoarelor de acționare. Se insistă asupra caracteristicilor mecanice ale diverselor tipuri de motoare de curent continuu.

Se impun cerințe deosebite generatoarelor și motoarelor de curent continuu și în general acestea sunt cuprinse în normele interne și internaționale. Din multitudinea de variante se analizează 4 sisteme de propulsie în curent continuu, prezentându-se în detaliu schemele electrice folosite. Se dau și alte sisteme auxiliare de propulsie folosite de exemplu pe navele de pescuit.

Propulsia electrică în curent alternativ are în vedere 2 soluții posibile: motoare asincrone de acționare și motoare sincrone. Se prezintă la fiecare caracteristicile cuplului în funcție de viteză sau alunecare.

Sunt prezentate diverse scheme de propulsie în curent alternativ folosite pentru obținerea de energie electrică cu turbine de diverse lipuri.

Instalațiile de propulsie cu Diesel-generatore sunt analizate făcându-se o comparație între diversele soluții. La instalațiile de propulsie cu elici cu pas reglabil, pentru reglarea vitezei și schimbarea sensului de rotație, se acționează asupra pasului elicei, fiind însă recomandabil pentru mărirea gradului de manevrabilitate să se acționeze elicele cu motor electric.

În încheierea capitolului sunt prezentate sistemele de propulsie electrică neconvenționale: propulsia cu motor homopolar supraconductor și propulsia cu motor sincron cu reluctanță variabilă.

În capitolul al 3-lea se studiază motorul asincron utilizat în sistemele de acționare electrică (S.A.E.) navale. Avantajele nete ale motorului asincron în comparație cu celelalte tipuri de motoare electrice sunt prezentate la începutul acestui capitol. Se face un studiu general referitor la mașina

asincronă cu precizări privind caracteristicile mecanice ale motorului asincron comandat în frecvență. O atenție deosebită este acordată calculului parametrilor mașinii asincrone. Se are în vedere variația cu alunecarea mai ales a parametrilor rotorici. Se ține seama și de influența saturației și a armonicilor asupra parametrilor mașinii asincrone.

Se dau soluții privind calculul parametrilor rotorici și a reactanțelor de magnetizare neliniare pentru diverse turații. Se pune și problema influenței armonicilor asupra performanței mașinii asincrone. Cuplurile parazite sincrone și asincrone sunt prezentate succint, urmând ca în capitolul al 5-lea această problemă să fie reluată în detaliu. Pentru analiza regimurilor staționar și tranzitoriu se prezintă la sfârșitul capitolului modelele de analiză curent folosite în literatura de specialitate.

Capitolul al 4-lea conține prezentarea problematicii legate de convertoarele de putere. La începutul acestui capitol se prezintă invertoarele de tensiune folosite curent în acționări electrice, cu avantajele și dezavantajele fiecărei scheme.

Sunt analizate invertoarele trifazate cu condensator de stingere divizat, invertoarele cu condensator de stingere unic, invertoarele cu tiristoare auxiliare și stingere independentă, invertoarele autonome, invertoarele cu circuit comun de stingere și invertoarele de tensiune cu tranzistoare de putere, prezentându-se particularitățile fiecărui inverter.

Dintre invertoarele de curent cele mai cunoscute și deci cele mai folosite, în lucrare se analizează următoarele: inverterul de curent cu stingere independentă și inverterul de curent cu stingere autonomă.

La finele capitolului se prezintă tehnicile pentru minimizarea pierderilor și armonicilor în sistemul convertor-mașină.

Modulația în durată alături de comanda cu microprocesoare pe baza modulației în lățime sunt 2 soluții frecvent folosite pentru minimizarea pierderilor în sistemul de acționare.

În capitolul al 5-lea pe baza unui model matematic adecvat se face un studiu al armonicilor la motorul asincron de acționare.

Calcululele au în vedere rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell pentru o mașină electrică cu întrefier constant și alimentare trifază așa ca mașina asincronă folosită.

Se stabilesc ordinele armonicilor ce rotesc în sens direct și al celor ce rotesc în sens invers. Pe baza rezultatelor teoretice obținute se calculează mărimile specifice armonicilor de la motorul asincron ce echipează propulsorul naval. Cu aceste rezultate se determină cuplurile parazite de tip asincron și sincron.

Calcululele teoretice au fost validate de încercările executate pe ștandul de probă unde, în zona de motor, au fost determinate experimental atât cuplurile parazite de tip asincron cât și cele sincrone.

Capitolul al 6-lea este consacrat simulării numerice a sistemului de acționare electrică a propulsorului naval.

Generatorul sincron și motorul asincron sunt simulate folosind un model de mașină electrică cu înfășurările după două axe perpendiculare - modelul dq.

Parametrii modelului pentru generatorul sincron s-au determinat experimental, avându-se în vedere în rotor două înfășurări de amortizare, una după axa d și cealaltă după axa q.

Pentru motorul asincron parametrii modelului s-au determinat prin calcul pe baza rezultatelor experimentale de la capitolul anterior, unde sunt date probele la care a fost supus motorul asincron. Este prezentat regimul permanent, convertorul de frecvență funcționând după o strategie ce impune un flux constant prin mașină.

Se obțin diverse caracteristici mecanice pentru diferite frecvențe ale tensiunii de alimentare.

La finele capitolului este tratat și cazul regimului de avarie când motorul asincron este alimentat direct de la generatorul sincron. Sunt date, pentru acest caz, limitele între care se poate modifica turația la motorul asincron. Programul de calcul și curbele caracteristicilor mecanice încheie acest capitol.

În ultimul capitol sunt prezentate concluziile finale, precizându-se care sunt rezultatele cu un grad mai ridicat de originalitate.

Se precizează în încheiere că rezultatele obținute în lucrare sunt rodul unei activități de o viață în domeniul ingineriei, concretizând munca de aproape 3 decenii la catedră.

Lucrarea de față s-a putut finaliza cu ajutorul Universității "POLITEHNICA" din Timișoara, în cadrul căreia m-am format ca inginer electromecanic și cu această ocazie mulțumesc tuturor cadrelor didactice cu care am avut șansa să colaborez.

În mod deosebit aș dori să-i mulțumesc domnului prof.dr.ing. IOAN NOVAC pentru munca depusă pe tot parcursul elaborării tezei, pentru interesul deosebit arătat și pentru observațiile pertinente asupra lucrării.

Întregului colectiv de la disciplina Mașini Electrice din Timișoara și Constanța le mulțumesc pentru sprijinul acordat la elaborarea prezentei teze de doctorat.

CAPITOLUL 1

STADIUL ACTUAL ȘI TENDINȚE PENTRU SISTEMELE ELECTROMECHANICE NAVALE

1.1. Cerințe principale

Sistemul electroenergetic naval (SEEN) este un complex energetic unitar care include producerea și distribuția energiei electrice la consumatorii de la bordul navelor. SEEN include elemente diverse: generatoare, tablouri de distribuție, rețele de cabluri cu diferite aparate de comutație și de protecție, convertoare de energie, dispozitive ale sistemelor de automatizare, aparate de măsură și control ș.a.

În funcționarea SEEN sunt întâlnite trei regimuri de bază:

a. **Regimul normal stabilizat** caracterizat prin invariația parametrilor pentru care s-a proiectat sistemul electroenergetic și pentru care s-au determinat caracteristicile tehnico-economice;

b. **Regimul tranzitoriu** caracterizat prin modificarea parametrilor sistemului în timp, sistemul trecând de la un regim stabilizat la altul;

c. **Regimul stabilizat post-avarie** care apare după deconectarea de avarie a unui element sau a mai multor elemente din sistem. În acest regim parametrii sistemului diferă de parametrii regimului normal.

Cerințele ce se impun pe timpul producerii și distribuției energiei electrice sunt:

1). Asigurarea unei siguranțe în funcționare în regimurile normal și de avarie ale navei pentru alimentarea neîntreruptă cu energie electrică a mecanismelor navale acționate electric.

Ieșirea din regimul normal de funcționare este cauzată de depășirea parametrilor instalațiilor, defectarea unor aparate din circuitele de forță și de comandă, putând duce la avarii. Avariile apar, de regulă, ca urmare a unor revizii neexecutate la timp, nerespectării și neefectuării probelor aparaturii electrice precum și din cauza unor manevre greșite ale membrilor echipajului navei aflați în cart. Defectarea aparaturii electrice poate apare și în regimuri de avarie ale navei cum ar fi apariția unor găuri de apă și inundarea unor compartimente ale navei, ieșiri din funcționare a instalației de cărmă, incendiu la bord, furtună etc.

În SEEN, de regulă, pentru înlocuirea agregatelor principale atunci când apar defecte, pentru revizii sau reparații se folosesc cele de rezervă. Navele de transport și tehnologice sunt prevăzute cu diesel-generatoare de avarie și centrale electrice de avarie.

Pentru diesel-generatoarele și centralele de avarie se impun cerințe deosebite, cerute prin Regulile societăților de clasificare, privind dispunerea și instalarea lor pe navă, având în vedere necesitatea funcționării lor atât timp cât nava își păstrează flotabilitatea. Pentru asigurarea funcționării neîntrerupte a consumatorilor esențiali de energie electrică alimentarea lor se face prin două cabluri dispuse, de regulă, în ambele borduri ale navei. În timpul proiectării, sistemul trebuie să se prevadă cu: posibilitatea funcționării independente și în paralel a generatoarelor, separarea blocsecțiilor tabloului principal de distribuție, protecția generatoarelor și a consumatorilor la

regimuri anormale de funcționare, conectarea automată a agregatelor de rezervă, deconectarea automată a consumatorilor neesențiali la suprasarcină, posibilitatea alimentării de la mal cu interblocajul corespunzător al generatoarelor etc.

SEEN se proiectează cu luarea în calcul a unor mase și gabarite minime și la preturi cât mai scăzute.

2). Asigurarea calității energiei electrice - tensiune și frecvență constantă.

Scăderea tensiunii, care apare cel mai adesea la creșterea bruscă a sarcinii și la scurtcircuitele în sistem, este însoțită de micșorarea turației motoarelor asincrone, creșterea curentului absorbit, supraîncălzirea și ca urmare a acestora apariția prematură a uzurii lor. În acest caz funcționarea stabilă a generatoarelor va fi dată de posibilitatea de a suporta sarcinile din sistem și de asigurarea restabilirii tensiunii.

În prezent tensiunea se menține constantă la barele tabloului principal de distribuție cu ajutorul reguletoarelor automate rapide de tensiune care echipează generatoarele.

Variația frecvenței în sistem influențează funcționarea economică a receptoarelor. La scăderea frecvenței se micșorează turația motoarelor asincrone determinând nerealizarea parametrilor instalațiilor navale. Menținerea constantă a frecvenței se realizează cu ajutorul reguletoarelor automate de turație corespunzătoare motoarelor Diesel și turbinelor.

3). Asigurarea funcționării economice a generatoarelor și receptoarelor de energie electrică.

Funcționarea generatoarelor la un randament optim permite micșorarea consumului specific de combustibil pe 1kWh de energie electrică produsă, iar consumul rațional de combustibil mărește drumul parcurs de navă. Utilizarea eficientă a motoarelor asincrone la un factor de putere (cos ϕ) mare depinde de sarcină, fără a lua în calcul rezerva de putere. La funcționarea sub puterea nominală a motoarelor asincrone factorul de putere scade, determinând o exploatare neeconomică a diesel-generatoarelor. Pentru a elimina acest neajuns, se impune necesitatea utilizării unor acționări electrice reglabile.

Aparatura electrică navală trebuie să corespundă cerințelor privind pretul de cost minim, utilizarea la cât mai multe instalații, fiabilitatea ridicată, posibilitatea reparării la bordul navei, exploatarea simplă, zgomotul redus și eliminarea interferențelor cu aparatura de radiocomunicații.

4). Asigurarea protecției echipajului la bordul navei.

Pe timpul exploatării navei trebuie îndeplinite toate cerințele Societăților de Clasificare (la navele construite în România Regulile Registrului Naval Român) și respectate instrucțiunile de exploatare. Aparatura electrică trebuie să prezinte o siguranță crescută în exploatare. Pentru aceasta izolația mașinilor și aparatelor electrice trebuie să aibă proprietăți electroizolante mult mai bune în comparație cu cele de la uscat și să fie rezistente la condițiile de la bordul navelor: ceața salină, gaze de ulei și combustibili, vibrații etc. În ultimul timp se utilizează materiale electroizolante anorganice, mică, fibră de sticlă, sticlotexolit, acoperiri termostabile, lacuri siliconice, care asigură funcționarea normală la temperaturi de 180-200°C, în condiții de umezeală. Aceste materiale permit supraîncălzirea de scurtă

durată până la 230-280°C, păstrându-se caracteristicile mecanice și dielectrice.

Utilizarea unor astfel de materiale electroizolante la mașinile electrice navale permite creșterea puterii cu 20-30%, masa și gabaritele rămân nemodificate, iar durata de serviciu crește de 5-10 ori. Alegerea unor mase și gabarite minime pentru echipamentele electrice este necesară pentru dispunerea rațională a mecanismelor, echipamentelor și încărcăturii pe navă. Micșorarea masei se obține prin utilizarea unor oțeluri înalt aliate cu calități mecanice și magnetice foarte bune, materiale plastice, aliaje din metale ușoare.

1.2. Stadiul actual și tendințe

Parametrii SEEN sunt: natura curentului, tensiunea și frecvența. Împreună cu alți parametri ei asigură fiabilitatea, masele, gabaritele, prețul de cost și alte caracteristici ale SEEN.

Marea majoritate a navelor construite în șantierele navale din România și din alte țări, în ultimile decenii au SEEN în curent alternativ, care s-au dovedit net avantajoase față de cele în curent continuu. Avantajul constă în special, în posibilitățile de realizare a unor SEEN mai puternice, cu mase, gabarite și prețuri de cost mai reduse, fiabilitate mai mare și exploatare mai ușoară. Utilizarea curentului alternativ a dat posibilitatea unor SEEN calculate pentru tensiuni mari, în timp ce sistemele de curent continuu sunt limitate la tensiunea de 220V. Mașinile electrice de curent alternativ au mase și gabarite mai mici decât mașinile electrice de curent continuu, respectiv cu 30-40% și 20-30%. Masa aparatului de comutație și a rețelelor de cabluri în curent alternativ este mult mai mică decât a celor în curent continuu, în mod deosebit la tensiuni mai mari.

Deoarece mașinile electrice și aparatura de comandă la acționările electrice în curent alternativ, din punct de vedere constructiv, sunt mai simple și necesită cheltuieli materiale mai mici, prețurile de cost sunt mai mici față de cele în curent continuu cu 30-60% (funcție de tonajul navei). Producerea unor motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit pentru 2-3 trepte de turație, convertoare statice de putere comandate, dispozitive de stabilizare a tensiunii și frecvenței asigură funcționarea mecanismelor navale acționate electric cu indicatori tehnico-economici ridicați.

În procesul dezvoltării SEEN, implicat a acționărilor electrice navale, apar o serie de greutăți privind întreruperea curenților de scurtcircuit și de suprasarcină, distribuția energiei electrice, realizarea unor echipamente electrice navale pentru puteri mari cu siguranță mare în exploatare ș a.

Analizele tehnico-economice în construcțiile navale arată că puterea SEEN va crește în următorii ani. Una din căile de creștere a puterii SEEN este creșterea tensiunii. Experiența acumulată în construcțiile navale permite formularea principiilor de bază pentru realizarea de SEEN la tensiuni mari. Ținând cont de specificitate și unificare, ca niveluri posibile, trebuie luate în considerare tensiunile 690V, 3300V, 6600V, 10500V.

Calculule făcute arată că la tensiunea de 380V puterea maximă (în condițiile utilizării unor întreruptoare automate cu puteri de rupere până la 150kA) este de 6-7MW. La utilizarea tensiunii de 690V puterea sistemului

poate fi crescută până la 10-12MW, la 6.6kV până la 25-40MW, iar la 10,5kV până la 50-60MW.

Trecerea la utilizarea de tensiuni mari necesită producerea unor echipamente electrice navale speciale inclusiv generatoare, transformatoare, întrerupătoare automate, cabluri, aparate de comutație, comandă, protecție și măsură. Este posibilă o creștere a prețului de cost specific la 1kg masă: pentru generatoarele sincrone de 1,2-1,5 ori; la transformatoare de 1.5-3 ori; la cabluri de 1,3-1,5 ori.

În prezent, în construcția navelor de mare tonaj se utilizează tensiuni de 3,3-6,3kV/50Hz în SEEN cu puteri de 8-10MW și chiar de 15-18MW, iar la platformele de foraj marin până la 25-30MW. La nava de pasageri "CRYSTAL HARMONY" a companiei CRYSTAL CRUISES, LOS ANGELES (SUA) se utilizează tensiunea de 6,6kV/60Hz.

Nava "STATENDAM" de 5400gt a companiei Holland America Line are un SEEN cu tensiunea de 6,6 kV/60Hz și puterea de 35MW, având sistemul de propulsie antrenat de două motoare sincrone de câte 12MW alimentate prin intermediul unor cicloconvertoare (ABB Marine-Finland). Această navă are viteza de croazieră de 22,6 noduri.

Navele "IMAGINATION" de 7000gt fiecare, în exploatare sau în construcție la Șantierul Naval Finnish, există câte un SEEN de 42,4 MW la 6,6kV/69Hz și pentru propulsie două motoare sincrone de câte 14MW alimentate prin intermediul unor cicloconvertoare (ABB Marine-Finland).

Navele prezentate mai sus utilizează pentru propulsie motoare sincrone, alimentate prin intermediul cicloconvertoarelor, de viteză mică (200 rot/min) și cuplate direct cu axul elicei. Această tehnologie este utilizată în sistemul Azipod de firmele ABB Marine și Kvaerner Masa-Yards.

Firma ABB Marine of Finland are două sisteme de acționare electrică în curent alternativ a propulsoarelor navelor: unul care utilizează cicloconvertoare și motoare sincrone pentru puteri de 3-18 MW/acționare și altul care utilizează convertoare de putere de frecvență care funcționează pe principiul modulării pulsurilor în durată (PWM-pulse with modulated) și motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit pentru puteri de 0,5-8MW/acționare. Primul sistem a fost denumit Azipod, iar al doilea Sami. Sistemul Sami de acționare electrică a propulsoarelor necesită un reductor montat între motorul asincron și elice pentru a se obține turații în gama de 0-180 rot/min și este utilizat la navele de coastă (offshore vessels). Sistemul de acționare ABB Sami PWM este utilizat pentru acționarea propulsoarelor de la două lancuri petroliere de 125000 tdw construite de Astilleros Espanoles (AESAs) pentru câmpul petrolifer Heidrum din Marea Nordului și la un tanc petrolier de 123000 tdw construit de Samsung pentru compania Conoco.

O largă întrebuintare o au generatoarele sincrone fără perii cu puteri până la 3MW, 13.3kV, 50Hz antrenate de motoare Diesel. În cazul utilizării generatoarelor de ax (antrenate de motoarele de propulsie) puterea poate ajunge la 4MW/3,3kV, 50Hz.

Pentru spărgătoare de gheață, nave destinate zonelor cu ghețuri, remorchere puternice (ex. nave salvatoare), nave costiere, pasageri se preconizează a se utiliza instalații electrice de propulsie la tensiuni de 3-6.3kV/50Hz sau 3,3-6.6kV/60Hz.

La navele moderne pentru unii consumatori de energie de la bord se folosește frecvența de 400Hz. Acești consumatori pot fi alimentați de la surse

separate de energie electrică (convertizoare rotative sau convertizoare statice de putere) sau de la SEEN care este la frecvența de 400Hz în cazul unui număr mare de consumatori la această frecvență (ex. nave cu o destinație specială). În cazul navelor cu SEEN la 400Hz se micșorează masele și gabaritele echipamentelor, crește fiabilitatea întregului sistem. Odată cu creșterea puterii SEEN greutatea specifică ale echipamentelor, alimentate la frecvență ridicată, cresc, determinând pierderi mari de energie și o micșorare a fiabilității.

O altă direcție de dezvoltare a SEEN este creșterea simultană a frecvenței și tensiunii (ex. la $f=400\text{Hz}$ și $U=690;1000;3300;6300;10500\text{V}$). În acest caz gabaritele și masele generatoarelor se micșorează, față de cele la 50Hz, de aproximativ 3-5 ori. Se recurge la utilizarea ca mașini primare turbine cu gaze fără reductoare pentru antrenarea generatoarelor sincrone. Motoarele asincrone care antrenează diverse mecanisme reprezintă sarcina principală a SEEN. Utilizarea pompelor centrifuge, turbocompressoarelor etc. la turații de 8000-12000 rot/min face posibilă micșorarea gabaritelor de 3-4 ori. Gabaritele și masele sistemelor de distribuție, tablourilor de comandă, semnalizare și control etc. se micșorează substanțial. Se micșorează, de asemenea, și durata proceselor tranzitorii.

Introducerea unor parametri ridicați la SEEN întâmpină dificultăți legate de producerea de noi tipuri de generatoare sincrone, motoare asincrone, aparate electrice de comutație, dispozitive de automatizare și mecanisme navale la turații mari.

La Șantierul Naval WARTSILA din HELSINKI a fost reechipată nava de cercetări ARANDA (Institutul de Cercetări Marine din Finlanda) cu un sistem de propulsie diesel-electrică. Sistemul de propulsie este format din următoarele elemente: două diesel-generatoare de 1450KVA, 400V, 50Hz, un cicloconvertoare și un motor sincron de 885KW, 310V, 987A, 0-180 rot/min. Pentru reglarea turației motorului sincron de acționare a propulsorului se modifică frecvența tensiunii de alimentare cu un cicloconvertoare. Cicloconvertoare utilizat permite modificarea frecvenței de la 0 la 50Hz, iar reglarea turației motorului sincron în domeniul de la 0 la 180 rot/min în ambele sensuri de rotație. Pornirea motorului sincron se face prin comanda cicloconvertoare pentru stabilirea unui unghi intern constant, indiferent de regimul de funcționare (regim permanent sau tranzitoriu). În acest caz nu mai există pericolul ieșirii din sincronism a motorului. Pentru realizarea acestei condiții trebuie ca tensiunea alternativă statorică să fie aplicată de cicloconvertoare la o poziție bine precizată a rotorului. Pentru aceasta este utilizat un traductor al poziției rotorului. Funcție de poziția rotorului se stabilește momentul și implicit frecvența aplicării tensiunii pe stator.

Cuplul optim dezvoltat de motorul sincron este obținut cu ajutorul comenzilor date de un microcalculator pe baza informațiilor primite de la traductorul de poziție a rotorului. Microcalculatorul furnizează semnalele de referință a curenților de fază ai motorului sincron prin utilizarea unui model matematic. Sistemul de comandă cu microcalculator a fost realizat de firma Stromberg SELMA. Cuplul optim dezvoltat de motorul sincron este obținut, în aceste condiții, cu o eroare de 2% pentru toată gama de comenzi. La schimbarea sensului de rotație se utilizează frânarea cu recuperare de energie.

În timpul manevrelor și frânării cu recuperare de energie, acest sistem de comandă asigură ca rețeaua electroenergetică a navei, să nu fie afectată. Pentru aceasta se utilizează, circuite de limitare a curentului, tensiunii, puterii, cuplului și frecvenței. Sistemul de comandă Stromberg SELMA utilizat la nava ARANDA este prezentat în figura 1.1.

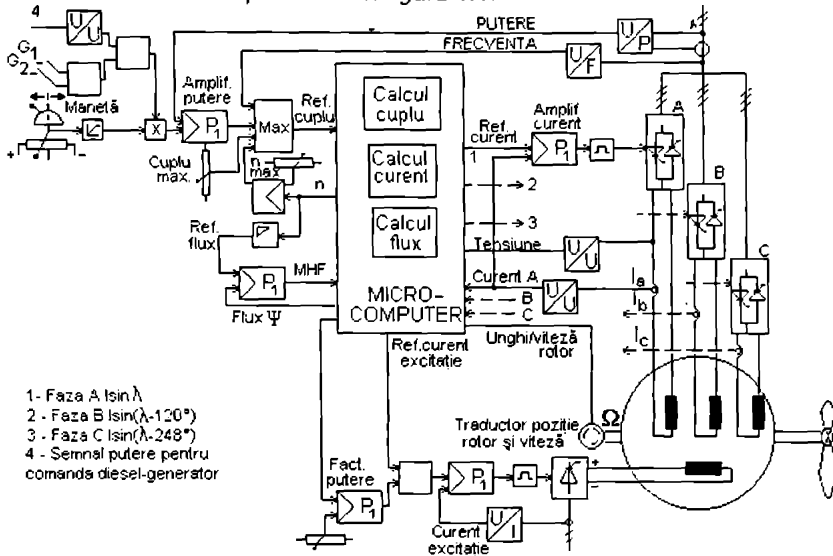


Fig. 1.1. Sistemul de comandă Stromberg SELMA pentru acționarea propulsorului navelor maritime

În figura 1.2. se prezintă schema electrică monofilară a sistemului electromecanic de propulsie și a sistemului electroenergetic de la nava ARANDA care a fost supusă la probe în oceanul Arctic.

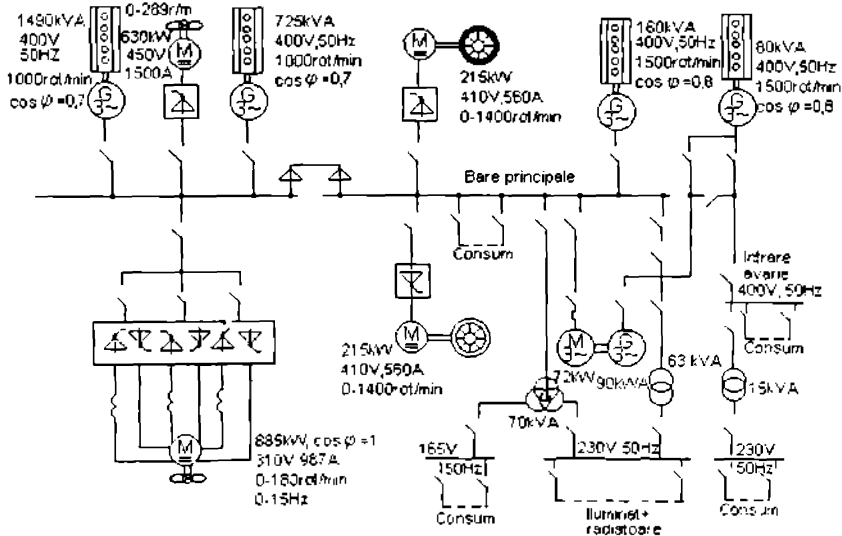


Fig. 1.2. Schema electrică monofilară a SEEN de la nava ARANDA

Probele făcute cu nava ARANDA au scos în evidență performanțele dinamice deosebite. Abilitatea și ușurința navei de a-și croi drum printre gheturi au fost semnificativ îmbunătățite față de vechiul sistem de propulsie. Spărgătoarele de gheață cu sistem de propulsie diesel-electrică care înlocuiesc cele trei spărgătoare de gheață din clasa KARHU (FINLANDA) au patru diesel-generatoare de câte 1450kVA, 6kV, 50Hz, două motoare sincrone de propulsie de 7500kW alimentate prin intermediul unor cicloconvertoare la o frecvență a tensiunii de la 9,6 la 16,7Hz. Diesel-generatoarele asigură și alimentarea sistemului electroenergetic al navei.

1.3. Direcții principale de realizare a sistemelor electromecanice navale

Creșterea neîntreruptă a puterii SEEN este strâns legată de tendința generală de dezvoltare a construcțiilor navale, creșterea tonajului și vitezei de croazieră. Creșterea puterii SEEN la tensiunea de 400V și frecvența de 50HZ comportă multe dificultăți. Una din acestea este creșterea curenților de scurtcircuit care depășesc limita de stabilitate electrodinamică și posibilitatea de deconectare a întreruptoarelor automate. În afară de aceasta crește secțiunea și cantitatea cablurilor, ducând la montarea lor dificilă.

Cercetările în domeniul construcțiilor navale au condus la unele direcții de dezvoltare a puterii SEEN la tensiunea de 400V.

Limitarea curenților de scurtcircuit prin producerea unor generatoare sincrone cu reactanțe supratranzitorii mai mari $x_d^* = 0.25-4.35$ (cu păstrarea indicatorilor tehnico-economici principali) permite obținerea de puteri ale SEEN de 4.5 - 5MW, asigurându-se totodată căderi admisibile de tensiune și stabilitate la funcționarea în paralel. Totuși vor fi necesare aparate de comutație de curenți nominali mari. Prin limitarea curenților de scurtcircuit cu ajutorul unor bobine de reactanță, puterea SEEN poate ajunge la 8-10MW. Creșterea puterii SEEN până la 6-8 MW se poate realiza prin utilizarea de întreruptoare automate rapide combinate cu siguranțe fuzibile rapide.

O rezolvare radicală privind creșterea puterii SEEN, după cum s-a mai amintit, este utilizarea tensiunilor ridicate: 690, 1000, 3300, 10500V la 50 Hz sau 60HZ.

Analizele și constatările făcute în exploatarea sistemelor electroenergetice navale automatizate arată că direcția principală de dezvoltare a acestor sisteme este utilizarea calculatoarelor și acționărilor electrice cu convertoare statice de putere și motoare de curent alternativ. În realizarea unor structuri optime a SEEN automatizate trebuie să se țină seama că aceste sisteme sunt complexe și au o structură multifuncțională, cu un număr mare de elemente interconținute.

Din punct de vedere structural SEEN trebuie să asigure funcționarea cu ajutorul sistemelor de automatizare locale (regulate automate de tensiune, de turație, dispozitive de protecție ș.a.) și să acționeze corespunzător la deconectarea aparatelor de protecție automatizate sau la atingerea valorilor limită a parametrilor controlați. Aceste obiective se realizează prin modificarea schemei de alimentare a consumatorilor, deconectarea agregatelor cu avarii și cuplarea celor de rezervă, supravegherea permanentă a tuturor parametrilor din SEEN. Toate acestea

se obțin prin prelucrarea logică a informațiilor și emiterea semnalelor de comandă corespunzătoare. Astfel de SEEN automatizate sunt utilizate la navele care nu au membrii de echipaj de cart în compartimentul mașinii.

1.4. Structura, componența și rolul sistemelor electromecanice navale cu convertoare statice de putere

Problemele privind clasificarea și compararea indicatorilor tehnico-economici pentru diferite tipuri de SEMN sunt prezentate în R.N.R., unde fundamentarea și alegerea unuia din tipurile de SEMN s-a făcut prin evaluarea indicatorilor elementelor concrete din aceste sisteme.

Practica în proiectarea SEMN a arătat că alegerea unuia din aceste sisteme reprezintă o problemă destul de grea. Pentru acestea sunt necesare metode de analiză a indicatorilor fiecărui tip de SEMN în baza experienței în proiectare și a situațiilor tehnico-economice. Încercările privind utilizarea metodelor de expertizare nu au dat rezultate satisfăcătoare datorită repetabilității foarte mici a elementelor din instalațiile utilizate la bordul navelor. Pentru navele moderne și platformele de foraj marin sau alte obiecte plutitoare se vor utiliza SEMN alimentate în curent continuu-curent alternativ, funcție de indicatorii tehnico-economici, astfel:

- generator sincron - redresor necomandat - motor de curent continuu;
- generator sincron - redresor comandat - motor de curent continuu.

Primul tip de SEMN s-a comportat foarte bine pe timpul probelor și al exploatării instalațiilor electrice de propulsie de la spărgătoarele de gheață și navele de salvare. Al doilea tip este utilizat în sistemele de ancorare-stabilizare și tehnologice ale platformelor plutitoare și submersibile. La platformele de foraj marin construite la Șantierul Naval Galați din seria "Gloria", la instalațiile tehnologice de foraj se folosesc motoare de curent continuu alimentate de la generatoare de curent continuu, care formează un SEEN de curent continuu, celelalte instalații de la bordul platformei fiind alimentate de la un SEEN de curent alternativ. S-au utilizat două SEEN, unul de curent alternativ și altul de curent continuu, ținându-se cont de posibilitățile industriei constructoare de mașini românești, de experiența în foraj la instalațiile de la uscat și de indicatorii tehnico-economici. Instalațiile de la platformele de foraj ca și cele de propulsie a navelor care au o putere până la 25% din SEEN sunt acționate cu ajutorul celor două tipuri de SEEN de curent continuu prezentate mai sus, care permit o distribuție uniformă a puterii în sistem pentru orice număr de generatoare. Cu ajutorul acestor sisteme se asigură regimuri de funcționare pentru diferite tipuri de acționări electrice navale cu comanda independentă a turajiei.

Proiectarea și producerea unor SEMN de curent alternativ puternice s-a făcut și se dezvoltă în continuare luându-se în considerare următoarele:

- creșterea puterii specifice a motoarelor electrice de acționare;
- posibilitățile limitate de utilizare a motoarelor de curent continuu;
- exploatarea și întreținerea greoaie a motoarelor de curent continuu la bordul navelor maritime și a altor obiecte plutitoare pe mare;
- necesitatea producerii unor SEMN cu motoare electrice care să permită funcționarea sigură în medii nocive și în mediul marin și submarin.

Ținând cont că turajia propulsorului este până la 200 rot/min și de posibilitățile de producere a motoarelor de curent continuu rezultă că se pot

realiza astfel de motoare cu puteri până la 17-20MW. Astfel de motoare pot fi alimentate prin ambele variante prezentate mai sus. Datorită exploatării și întreținerii dificile în condițiile de la bordul navelor maritime a motoarelor de curent continuu se preferă motoarele de curent alternativ.

În curent alternativ au fost realizate structuri acceptabile de SEMN:

- generator sincron - cicloconvertor - motoare de curent alternativ (sincrone și asincrone);
- generator sincron - convertoare statice de putere cu circuit intermediar de curent sau tensiune continuă - motor asincron cu rotorul în scurtcircuit;
- generator sincron - convertor PWM - motor asincron cu rotorul în scurtcircuit.

În cazul utilizării convertoarelor statice de frecvență cu comutație de la rețea apar neajunsuri în privința gamei limitate de variație a frecvenței și prezența armonicilor de tensiune din rețea, foarte pregnantă în cazul cicloconvertoarelor. Aceste neajunsuri sunt diminuate mult în cazul utilizării convertoarelor statice de putere cu modularea pulsurilor în durată (PWM).

Utilizarea SEMN cu convertoare statice de putere are ca scop:

- scăderea puterii în SEMN și creșterea factorului de putere;
- scăderea gradului de deformare a tensiunii și curentului prin minimizarea factorului de deformare și a nivelului variațiilor cuplurilor electromagnetice.

La SEMN întâlnim caracteristici și probleme de analiză ca la sistemele automate de comandă și reglare. În foarte multe cazuri mărimile de ieșire ale SEMN sunt turația și cuplul (puterea) la ax.

Regimurile mai importante ale SEMN sunt:

- pornirea, oprirea și reversarea motoarelor electrice;
- reglarea turației și a puterii la axul motoarelor electrice în anumite cazuri.

SEMN cu convertoare statice de putere cu reglare automată trebuie să asigure:

- reglarea turației în limitele 1 la 10;
- supravegherea turației, curentului și tensiunii motoarelor electrice respectiv cu 20%, 100% și 20-30%;
- suprareglarea excitației cu 30-50%;
- precizia stabilizării turației și puterii să nu fie mai mică de 1-2%.

Schemele de structură ale SEMN cu convertoare statice de putere sunt prezentate în figura 1.3 unde:

- a. generator sincron - convertor static de putere - motor asincron cu rotorul în scurtcircuit;
- b. generator sincron - convertor static de putere - motor sincron;
- c. generator sincron - convertor static de putere (redresor) - motor de curent continuu.

Pentru rezolvarea problemelor de proiectare a SEMN cu convertoare statice de putere trebuie să se ia în considerare și următoarele:

- SEEN sunt automate și de putere finită.
- cunoașterea cu cât mai mare exactitate a puterii necesare mecanismelor navale;
- stabilirea unor modele matematice cât mai exacte a SEMN.

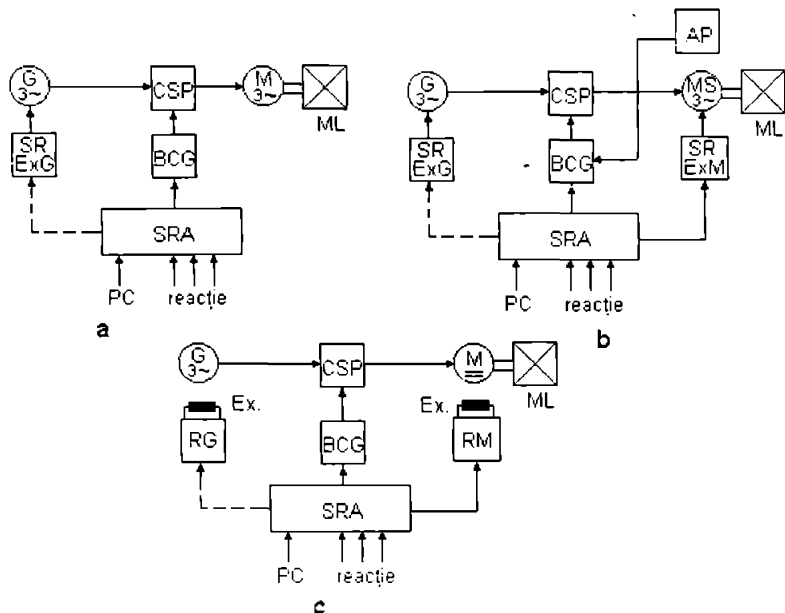


Fig 1.3. Scheme de structură ale SEMN cu convertoare statice de putere
 CSP - convertor static de putere; SRA - sistem de reglare automată;
 AP - traductor de poziție; SRG - sistem de reglare generator;
 SRM - sistem de reglare motor; BCG - bloc de comandă pe grilă;
 PC - punct de comandă; ML - mașina de lucru.
 SR Ex. G - sistem de reglare excitație generator;
 SR Ex. M - sistem de reglare excitație motor;

În concluzie, conform celor prezentate în capitolul 1, rezultă că direcția principală de dezvoltare a sistemelor electroenergetice navale automatizate este utilizarea calculatoarelor și acționărilor electrice cu convertoare statice de putere și motoare de curent alternativ. Creșterea puterii SEEN se va putea face prin utilizarea tensiunilor ridicate: 690, 1000, 3300, 10500V la 50Hz sau 60Hz.

Datorită exploatării și întreținerii dificile, în condițiile de la bordul navelor maritime, a mașinilor și aparatelor electrice din componența SEMN se impune utilizarea sistemelor de acționare electrică în structura: generator sincron - convertor PWM - motor asincron cu rotorul în scurtcircuit.

CAPITOLUL 2

INSTALAȚII ELECTRICE DE PROPULSIE STADIUL ACTUAL ȘI PERSPECTIVE

Navele moderne sunt puse în mișcare cu ajutorul elicelor, roților cu palete și altor mijloace de propulsie. Energia în timpul deplasării navei se transmite propulsoarelor de la motoarele primare (Diesel, turbine cu gaze), pe cale mecanică, hidraulică sau electrică. Motorul primar, transmisia și propulsorul alcătuiesc instalația de propulsie. Instalațiile de propulsie cu transmisie electrică se numesc instalații electrice de propulsie (IEP).

Folosirea transmisiei electrice permite utilizarea motoarelor primare nereversibile de mare viteză, masă și gabarit mic, cost scăzut și exploatare simplă. IEP se pot clasifica în funcție de tipul motorului primar, felul curentului și destinație.

După tipul motorului primar IEP se împart în: Diesel electrice și turboelectrice.

După tipul curentului IEP se împart în: instalații de c.c. și instalații de c.a.

După destinație IEP se împart în: principale (autonome), auxiliare și combinate

Transmisia electrică suplimentară permite îmbunătățirea vitezei de drum a navei și obținerea unor viteze mici de drum pe care motorul principal nu poate să le asigure.

Motoarele electrice de propulsie, răcite cu aer, în care în cele mai multe cazuri se dezvoltă o cantitate de căldură mare (față de cele obișnuite la puterea respectivă), trebuie să fie dotate cu două ventilatoare de ventilație forțată, fiecare dintre ele va avea un debit suficient pentru a asigura condiții normale de funcționare a motorului electric. Se recomandă să se prevadă o semnalizare optică privind funcționarea ventilatoarelor.

Generatoarele și motoarele instalației electrice de propulsie trebuie să fie prevăzute cu filtre pentru curățirea aerului de răcire, atât la sistemul deschis cât și la sistemul închis de ventilație.

Canalele de ventilație trebuie să fie construite astfel încât apa să nu poată pătrunde în interiorul mașinii.

Mecanismele electrice care sunt răcite cu un fluid de răcire trebuie să aibă un dispozitiv de control al funcționării sistemului de răcire.

Generatoarele principale, redresoarele, motoarele electrice precum și aparatura circuitelor principale de curent trebuie să suporte o suprasarcină în curent timp de 2 sec. cel puțin 250% din curentul nominal.

Periodicitatea suprasarcinilor trebuie să fie pusă de acord cu R.N.R. în cazul concret dat

Curentul de frânare dinamică nu trebuie să depășească 200% din curentul nominal. Se admit șocuri de curent de scurtă durată în regimuri tranzitorii timp de 2 sec.

Coeficientul de pulsație a curentului motoarelor de propulsie, în cazul alimentării lor cu curent redresat, se determină prin relația:

$$k_p = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n I_n^2}}{I_r}$$

unde: u = ordinul componentei armonice;

I_u = valoarea instantanee a curentului componentei armonice;

I_r = valoarea permanentă a curentului redresat în regim nominal;

n = numărul maxim de componente armonice.

Coefficientul K_p nu trebuie să depășească 2% conform recomandărilor

R.N.R

Acceptarea unor coeficienți de pulsație care depășesc valoarea indicată va face obiectul unei examinări speciale a R.N.R. pentru a se vedea care este ponderea armonicelor în rețeaua de alimentare a navei și influența asupra consumatorilor importanți alimentați din tabloul principal de distribuție.

Puterea surselor de alimentare și a consumatorilor conectați la barele instalației electrice de propulsie trebuie aleasă ținându-se cont de distorsiunile tensiunii și curentului ce ar putea apărea în acestea și de asemenea de distorsiunile suplimentare ce apar atunci când armonica fundamentală și armonicile superioare sunt asimetrice și la funcționarea în regimuri tranzitorii a motoarelor electrice de propulsie.

Condensatorii de forță ai filtrelor utilizate pentru îmbunătățirea calității energiei electrice trebuie să aibă dispozitive de descărcare.

2.1. Consideratii generale

Una din problemele de bază ale proiectării, construcției și exploatării unei nave se referă la calitățile de marș - acele însușiri care conferă navei posibilitatea de a se deplasa cu viteze cât mai mari la consumuri de putere cât mai mici.

Calitățile de marș ale navei depind în mare măsură de forțele hidro și aerodinamice, care acționează asupra corpului navei și care se opun deplasării sale. Interacțiunea dintre corpul navei și apă, respectiv aer, este un fenomen complex și dificil de descris matematic. Soluționarea practică a problemelor referitoare la studiul acestui fenomen se face, în majoritatea cazurilor, prin metode experimentale analitice.

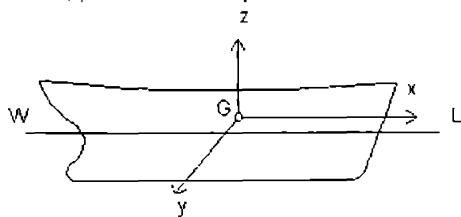


Fig. 2.1 Sistemul de axe de coordonate ale navei

Sistemul de axe de coordonate (fig. 2.1.) adoptat în studiul fenomenului amintit mai înainte are:

- originea în centrul de greutate al navei, G;

- axa Gx cu sensul pozitiv spre prova;

- axa Gy cu sensul pozitiv spre bordul tribord;

- axa Gz cu sensul

pozitiv spre puntea navei.

Rezultanta forțelor hidro și aerodinamice, care acționează asupra navei, este aplicată în centrul de presiune al corpului și formează cu direcția de deplasare un unghi oarecare.

Rezistența totală la înaintare, R_T , este dată de componenta, după axa Gx , a rezultantei forțelor hidro și aerodinamice exercitate asupra corpului navei, la deplasarea acestuia cu o anumită viteză.

Obținerea unor calități de marș superioare presupune, în mod deosebit, proiectarea formelor hidrodinamice ale carenei astfel încât, în condițiile de exploatare impuse, să rezulte o rezistență la înaintare minimă.

Rezistența la înaintare a navei este influențată de o serie de factori, dintre care cei mai importanți sunt:

- regimul de curgere al apei în jurul carenei (laminar sau turbulent), care este determinat de viteza navei și starea suprafeței udate (rugozitate, grad de coroziune, depunerile de alge și viețuitoare marine);

- adâncimea la care are loc mișcarea (poziția de navigație: la suprafață, la mică sau la mare imersiune);

- viteza de deplasare a navei, care influențează asupra pescajului mediu și asietei;

- caracteristicile șenalului navigabil utilizat (adâncime, lățime etc.);

- situația de încărcare a navei, cu implicațiile pe care aceasta le are asupra pescajului, asietei și poziției transversale;

- factorii fizico - climatici ai zonei de navigație (caracteristicile apei, vânturilor, valurilor etc).

Având în vedere cele menționate mai înainte, se poate spune că rezistența la înaintare este formată din mai multe componente, determinate de cauze diverse și care interacționează între ele într-un mod complicat.

În studiul teoretico - experimental al rezistenței la înaintare se fac următoarele ipoteze [M.1.]:

- se neglijează paradoxul lui du Buat, considerând principiul reversibilității mișcării (experimentarea pe un model în jurul căruia se mișcă, în sens contrar deplasării normale, particule de lichid) valabil pentru presiuni, viteze, forțe hidrodinamice, energii potențiale și cinetice;

- componentele rezistenței la înaintare se studiază separat și se neglijează interacțiunile dintre acestea.

2.2. Calculul rezistenței la înaintare și a puterii motorului de acționare a propulsorului

În timpul deplasării, nava are o acțiune perturbatorie asupra apei și pune particolele în mișcare. Deplasarea particolelor de apă, provocată de deplasarea navei, este foarte complexă. Ele efectuează o mișcare de translație, rotație și oscilatorie.

Nava, transmitându-și viteza și accelerația particolelor de apă, se află sub acțiunea forțelor de reacțiune ale apei. Rezultanta forțelor hidrodinamice este aplicată în centrul de presiune

Forțele de reacțiune ale apei, care acționează asupra suprafețelor elementare ds ale suprafeței imerse, sunt componentele normale F_n și tangențiale F_t . Proiecția pe direcția de deplasare v a rezultatelor tuturor forțelor de presiune se numește rezistență de presiune și este dată de relația:

$$R_P = \int_S \Phi_V \cos(F_n; v) ds = \int_S R_n ds \quad (2.1)$$

în care $S [m^2]$ - suprafața imersă a navei

Proiecția pe direcția de deplasare v a rezultatelor tuturor forțelor tangențiale formează rezistența de frecare:

$$R_F = \int_S F_t \cos(F_t; v) ds = \int_S R_i ds \quad (2.2)$$

Rezistența totală a apei R_x va fi:

$$R_x = R_P + R_F \quad (2.3)$$

Rezistența forțelor de presiune R_P are două componente:

$$R_P = R_{PV} + R_{PW} \quad (2.4)$$

în care: R_{PW} - rezistența de val

R_{PV} - rezistența de presiune vâscozitară (turbionară).

Tinând cont și de rezistența apendicilor și a aerului se obține în final:

$$R_x = R_F + R_{PW} + R_{PV} + R_{AP} + R_{AA} = R_T \quad (2.5)$$

Rezistența de frecare R_F reprezintă o fracțiune din rezistența la înaintare principală și este definită de componenta după axa G_x a rezultantei forțelor de frecare exercitate de apă pe suprafața udată a carenei. Această forță absoarbe 0.5÷0.6 din puterea de antrenare. Ea variază aproximativ proporțional cu suprafața cufundată a navei și cu pătratul vitezei de înaintare a navei.

Cercetările efectuate în bazinele de încercări, pe modele de nave, au demonstrat valabilitatea formulelor de calcul obținute prin utilizarea unor legi logaritmice, pentru distribuția vitezei, în stratul limită turbulent. Ca urmare, rezistența de frecare se poate calcula cu relația [M.1.]:

$$R_F = 0.5 \xi_f v^2 S \rho \quad (2.6)$$

în care:

$$\xi_f = 0.455 / (\lg Re)^{2.56} \text{ formula lui PRANDTL-SCHLICHTING } (2.7)$$

$$Re \in [10^6, 10^9] \quad \text{numărul lui REYNOLDS}$$

ρ - densitatea apei [kg S²/m⁴]

v - viteza de deplasare a navei [m/s]

S - suprafața imersă a navei [m²]

ξ_f - coeficient adimensional al rezistenței de frecare.

Tinând cont de corecția la curbura suprafeței ce depinde de raportul L/B și de rugozitatea corpului navei, rezistența de frecare devine:

$$R_F = 0.5 (K \xi_f + C_{AR}) \rho v^2 S \quad (2.8)$$

în care:

$$S = L_{CWL} [2d + 1.37 (C_b - 0.274) B] \quad (2.9)$$

unde: L_{CWL} [m] - lungimea la linia de plutire

B [m] - lățimea

$C_b = 0.635$ - coeficientul de bloc

d [m] - pescajul

$$Re = v L_{CWL} / \nu$$

ν [m²/s] - vâscozitatea cinematică a apei.

Valorile vâscozității cinematisce a apei depind de temperatură fiind date în etichetele 7.2 și 7.3 din [M.1.].

C_{AR} - coeficient aditional de rugozitate ($C_{AR} \cong 0.8 \cdot 10^{-3}$).

Rezistența de val R_{PW} , din relația (2.5), apare ca rezultat al redistribuirii presiunilor în timpul scurgerii apei în jurul navei și al formării valurilor.

$$R_w = 0.5 \xi_w \rho v^2 S \quad (2.10)$$

în care: $\xi_w = f(F) = f((v/(g L_{cwl}))^{0.5})$ - coeficient adimensional al rezistenței de val care depinde de numărul lui FROUD, se determină prin încercări pe modele la bazinele hidrodinamice.

Rezistența de presiune vâscozitară (turbionară) se poate determina cu ajutorul unei expresii asemănătoare cu cea a rezistenței de frecare:

$$R_{Pv} = 0.5 \xi_{Pv} \rho v^2 S \quad (2.11)$$

în care:

$$\xi_{Pv} = 0.09 A_{mx} ((A_{mx})^{0.5} / 2L_k)^{0.5} \quad (2.12)$$

reprezintă coeficientul adimensional al rezistenței turbionare.

În relația (2.12) s-a notat cu:

A_{mx} - suprafața cuplului maestru;

L_k - lungimea părții ascuțite de la pupa navei, care depinde de raportul L/B.

Această rezistență este datorată presiunii ce ia naștere atunci când lipsește influența perturbațiilor libere și este condiționată de vâscozitatea lichidului.

Dificultatea utilizării practice a relației (2.11) constă în faptul că nu există date suficiente pentru determinarea coeficientului rezistenței turbionare, care depinde de forma conturului corpului navei.

Apendicii creează rezistențe suplimentare de frecare turbionară și de val. Mărimea rezistenței apendicilor nu poate fi determinată pe cale analitică. De obicei ea se determină pe cale experimentală în bazinul de încercări al modelelor.

La navigația în poziția de croazieră apendicii creează o rezistență egală cu 20-35% din rezistența corpului gol. De remarcat însă că, odată cu majorarea vitezei, cota de rezistență a apendicilor în rezistența generală se reduce.

În faza de proiectare, neavând date suficiente referitoare la dimensiunile, formele geometrice și amplasarea apendicilor (elemente constructive situate sub planul plutirii și care ies în afara suprafeței udate a corpului navei) pe suprafața udată rezistența la înaintare datorată apendicilor se determină cu relația:

$$R_{Ap} = C_{Ap} (\rho v^2)^{0.5} S \quad (2.13)$$

în care C_{Ap} se ia din tabelele [M.1]

Rezistența la înaintare datorată aerului se manifestă atât pe timpul navigației într-o atmosferă calmă, cât mai ales în condiții de vânt. În condițiile obișnuite de navigație și în calcularea condițiilor nautice ale unei nave, rezistența aerului se calculează după metoda majorării rezistenței generale cu 1.5÷2%.

Conform experienței de cercetare și încercare pe model, rezistența aerului se poate calcula, cu aproximație suficient de bună, cu relația:

$$R_{Aa} = 0.5 C_{Aa} \rho_{Aa} A_{vx} (v \pm v_v)^2 \quad (2.14)$$

în care: $C_{Aa} = 82$ - coeficient de rezistență a aerului;

ρ_{Aa} [kg s²/m⁴] - densitatea aerului;

A_{vx} [m²] - suprafața velică proiectată pe planul cuplului maestru;

v [m/s] - viteza navei.

v_a [m/s] - viteza aerului.

În calculele de proiectare, rezistența aerului, care reduce viteza navelor cu aproximativ 0.2÷0.3 Nd, se poate determina cu relația:

$$R_{Aa} = K_{aer} R_x \quad (2.15)$$

în care: $R_x = R_T$ - rezistența la înaintare principală;

$K_{aer} \cong 0.02$ - coeficient adimensional.

Pentru o nava de dimensiuni date, calculând cu relațiile (2.8), (2.10), (2.11), (2.13) și (2.14) sau (2.15) componentele forței de rezistență la înaintare și utilizând relația (2.5) se determină valoarea acesteia. În funcție de domeniul impus vitezei de deplasare a navei se poate trasa caracteristica $R_T=f(v)$, respectiv $P_E=f(v)$ în baza căreia se alege motorul de acționare al propulsorului (fig. 2.2).

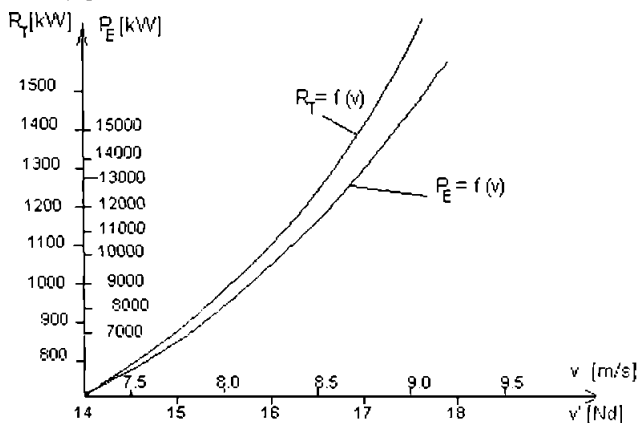
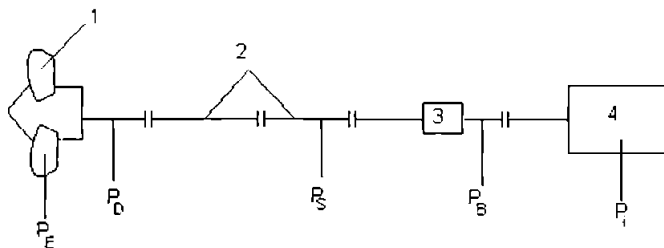


Fig. 2.2. Caracteristicile $R_T=f(v)$ și $P_E=f(v)$

Deplasarea navei prin apă, cu o anumită viteză constantă, se realizează cu ajutorul instalației de propulsie care, prin forța ce o dezvoltă, trebuie să învingă rezistența la înaintare totală.



1 - elice; 2 - linie axială; 3 - reductor - inversor; 4 - mașină principală

Fig. 2.3. Schema cinematică a instalației de propulsie

În general, instalația de propulsie a navei cuprinde patru elemente principale (fig.2.3).

Fiecărui element din lanțul cinematic al instalației de propulsie îi va corespunde o anumită putere.

a) Puterea de remorcare produsă de elice

$$P_E = R_T v \text{ [kW] sau} \quad (2.16)$$

$$P_E = 1.36 R_T v \text{ [CP]} \quad (2.16a)$$

în care: R_T este rezistența la înaintare totală în kN, iar v este viteza navei în m/s.

b) Puterea la elice

$$P_D = R_T v / \eta_D \text{ [kW] sau} \quad (2.17)$$

$$P_D = 1.36 R_T v / \eta_D \text{ [CP]} \quad (2.17a)$$

în care: P_D - puterea primită de elice de la axul port-elice;

η_D - randamentul discului elicei sau propulsiv.

c) Puterea la axul port-elice

$$P_S = P_D / \eta_S \quad (2.18)$$

în care η_S - randamentul liniei axiale.

d) Puterea efectivă la flanșa mașinii principale

$$P_3 = P_S / \eta_G \quad (2.19)$$

în care η_G - randamentul dispozitivului de inversare al semnului de rotație și reducere a turației.

e) Puterea indicată a mașinii principale

$$P_I = P_3 / \eta_M \quad (2.20)$$

în care η_M - randamentul mecanic al mașinii principale.

Tinând cont de relațiile (2.16), (2.17), (2.18) și (2.19) se obține în final:

$$P = R_T v / (\eta_D \eta_S \eta_G \eta_M) = R_T v / \eta_p \text{ [kW]} \quad (2.20a)$$

în care η_p denumit randamentul propulsorului este dat de relația:

$$\eta_p = \eta_D \eta_S \eta_G \eta_M \quad (2.21)$$

unde: $\eta_D = 0.3 \dots 0.7$;

$$\eta_S = 0.96 \dots 0.98;$$

$$\eta_G = 0.94 \dots 0.98;$$

$$\eta_M = 0.36 \dots 0.40.$$

În faza inițială de proiectare, puterea de remorcare poate fi calculată cu ajutorul unor formule aproximative. Pentru navele de transport mărfuri uscate se recomandă formula lui PAMEL: [M.1.]

$$P_E = (M / L_{CWL}) (v^3 / c \lambda) (1 + k_d) \psi^{0.5} \text{ [CP]} \quad (2.22)$$

în care: M - masa navei în tone;

L_{CWL} - lungimea navei în m;

v - viteza navei în Nd;

λ - coeficientul de corecție care depinde de lungimea navei

$$\lambda = 1 \text{ pentru } L_{CWL} > 100 \text{ m}$$

$$\lambda = 0.7 + 0.3 (L_{CWL} / 100)^{0.5}, \text{ pentru } L_{CWL} < 100 \text{ m:}$$

k_a - coeficientul care ține cont de influența apendicilor și are
 valorile: $k_a = \begin{cases} 0 & \text{pentru o navă cu linie axială;} \\ 0.05 & \text{pentru navele cu două linii axiale;} \\ 0.75 & \text{pentru navele cu trei linii axiale;} \\ 0.1 & \text{pentru navele cu patru linii axiale;} \end{cases}$ -

ψ - coeficientul care ține cont de formele navei și se calculează cu
 formula $\psi = 10 B_x C_B / L_{CWL}$, unde:

B_x - lățimea navei în m

C_B - coeficientul de finete bloc al carenei

$C_B = V / (L_{CWL} B_x d)$, unde: $V [m^3]$ - volumul de carenă
 $d [m]$ - pescajul;

c - coeficient, care se determină din diagrama PAMEL (fig.2.4)
 în funcție de ψ și $v_1' = v' (\psi / L_{CWL})^{0.5}$.

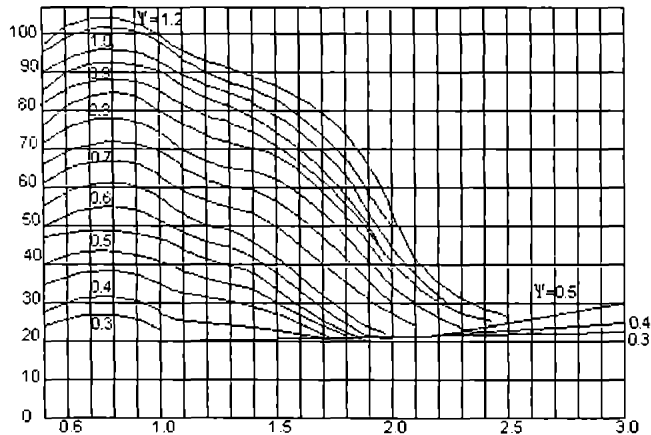


Fig. 2.4. Diagrama PAMEL

Puterea de remorcare a navelor petroliere, având $M_{dw} = 15 \cdot 10^3 \dots 500 \cdot 10^3$ tdw, se poate determina cu o eroare de 10...13% utilizând relația: [M.1.]

$$P_E = M v' / c \quad [CP] \quad (2.23)$$

în care: $M [t]$ - masa navei;

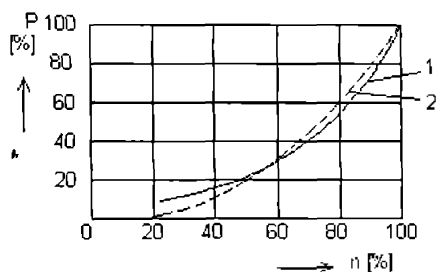
$v' [Nd]$ - viteza navei;

$$c = 973F^3 + 919F^2 - 345F + 55$$

unde F reprezintă numărul lui Froude după volum dat de relația:

$$F = v(g v^{1/3})^{0.5}$$

În tehnica actuală determinarea rezistenței totale a navelor (2.5) se face prin încercări pe modele la bazin. Încercările de bazin arată că, în general, puterea absorbită de elice este proporțională aproximativ cu puterea a treia a turației axului elicei [C 1.]. Această relație este reprezentată în figura 2.5.



Relația putere - turație

1 - curba reală; 2 - parabola cubică

Fig. 2.5

Cu cât gradul de umplere a unei nave este mai mare sau cu cât puterea de acționare se mărește pentru anumite dimensiuni date, variația puterii cu turația tinde să depindă de puterea a patra, în loc de puterea a treia a turației; în unele cazuri variază chiar cu puterea a cincea (la vedetele rapide și torpiloare).

În baza expresiei (2.20) se alege motorul de acționare a propulsorului naval. Puterea motorului calculat cu (2.20) trebuie verificată pentru regimurile

dinamice ale navei care apar cu ocazia diverselor manevre ale navei (schimbarea direcției de marș, mare agitată, variația vitezei de marș, etc.). În cazul regimurilor dinamice pot apărea fenomene ca: depășirea cuplului maxim al motoarelor sincrone la curentul nominal de excitație, încălzirea motoarelor și generatoarelor de propulsie, depășirea cuplului admisibil al motoarelor diesel, etc.

O importanță deosebită o reprezintă regimul de inversare al sensului de marș, care trebuie calculat cu atenție. Când se schimbă sensul de marș prin executarea comenzii "înapoi cu viteză maximă", masele în mișcare de translație și rotație mai întâi se frânează și apoi se accelerează în sens opus. În acest regim apar solicitările cele mai intense ale mașinilor de propulsie.

Procesul de inversare a sensului de marș poate fi descris de ecuațiile:

[C.1.]

$$M_N dv/dt = F_e - R_T \quad (2.24)$$

$$J d\Omega/dt = M - M_r - M_f \quad (2.25)$$

în care: M_N - masa navei;

v - viteza de înaintare a navei;

F_e - forța de împingere a elicei;

R_T - rezistența totală la înaintare;

J - momentul de inerție al maselor în mișcare de rotație (elice, apa antrenată de elice, rotorul motorului de acționare);

Ω - viteza unghiulară a maselor în mișcare de rotație;

M - cuplul motorului de acționare;

M_r - cuplul rezistent al elicei;

M_f - cuplul de frecare.

Pentru rezolvarea ecuațiilor (2.24) și (2.25) trebuie cunoscute funcțiile:

$$F_e = f(v)$$

$$R_T = f(v)$$

$$M_r = f(n)$$

$$M = f(n)$$

$$M_f = f(n)$$

(2.26)

- funcția $M = f(n)$ este cunoscută pentru motorul ales;

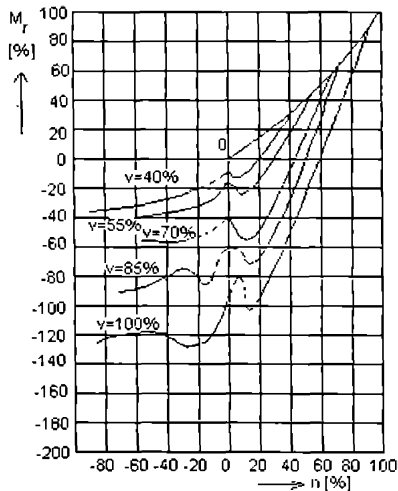
- funcția $M_r = f(n)$ este cunoscută deoarece se consideră cuplul de frecare invariabil cu turația (turațiile elicei sunt în general mici, de ordinul sutelor de rotații pe minut);

- funcția $R_T = f(v)$ se calculează cu relația (2.5) și se verifică din încercări pe model;

* - funcția $M_r = f(n)$ se obține tot din încercări pe model.

În figura 2.6 se reprezintă $M_r=f(n)$ în timpul unui proces de inversare a sensului, la diverse valori ale vitezei de înaintare a navei. Curbele reprezintă această funcție pentru mersul "înainte" ca o relație pătratică M_r și n .

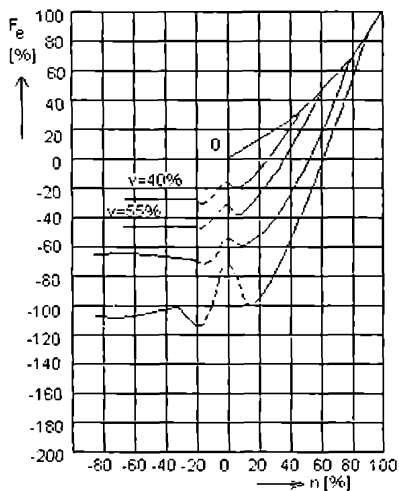
Funcția $F_e = f(n)$ este reprezentată în figura 2.7 de asemenea pentru diverse viteze ale navei. Curbele sunt asemănătoare cu cele din figura 2.6.



Diagramele cuplu - turație

$$M_r = f(n)$$

Fig. 2.6.



Diagramele forță - turație

$$F_e = f(n)$$

Fig.2.7.

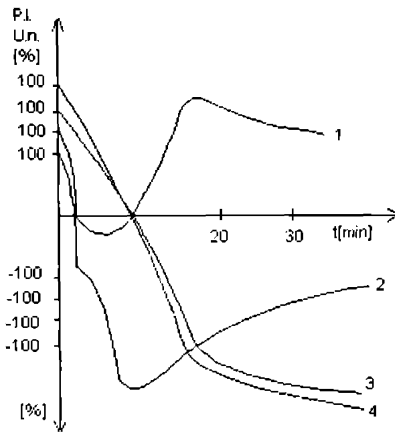
După cum rezultă din figura 2.6, odată cu decuplarea motorului de antrenare, turația axului elicei scade rapid, până ajunge la valoarea de antrenare lentă (derivă), pe care o capătă elicea din partea apei. Dacă procesul de inversare se face la viteza nominală a navei ($v=100\%$), turația de derivă este de 60-70%, de aceea pentru a opri elicea trebuie frânată.

Cuplul de frânare trebuie să fie mai mare decât cuplul M_r negativ. În punctele de oprire a elicei apare o concavitate în curba lui M : forma acestei concavități depinde de forma navei, de forma elicei ca și de viteza navei. În punctul de oprire a elicei M_r este minim apoi crește din nou după inversare.

Variația principalelor parametri, în cazul unei instalații electrice de propulsie, în timpul procesului de inversare, pentru o instalație de curent continuu este reprezentată în figura 2.8.

După cum se vede din figura 2.8 în timpul procesului de inversare există un interval de timp în care motorul de acționare a elicei funcționează ca generator (din momentul apariției vitezei lente), exercitând o acțiune de frânare. În cazul instalației electrice de propulsie în curent continuu.

inversarea sensului de rotație se face prin schimbarea polarității tensiunii la generator.



Procesul de inversare a sensului de marș
1 - putere; 2 - curent; 3 - tensiune; 4 - turație

Ecuțiile (2.24) și (2.25) se pot rezolva pe cale grafică cunoscând funcțiile care au fost reprezentate mai înainte. Din rezolvarea acestor ecuații obținem modul de variație a cuplului motorului de acționare în timpul procesului dinamic, deci putem alege un motor corespunzător.

Fig. 2.8

2.3. Sisteme de propulsie electrica a navei

Prin noțiunea de propulsie electrică a navelor se înțelege deplasarea acestora condiționată de utilizarea energiei electrice de instalațiile electrice de propulsie [C.3].

Din componența instalațiilor electrice de propulsie (I.E.P.) fac parte:

- a) motorul primar (diesel sau turbină) care antrenează generatorul principal;
- b) generatorul principal, ce alimentează cu energie electrică motorul electric de propulsie;
- c) motorul electric de propulsie cuplat direct cu propulsorul;
- d) propulsorul, ce comunică viteza navei.

Instalațiile electrice de propulsie sunt clasificate în funcție de natura curentului, tipul motorului primar, destinație și alte criterii.

În funcție de natura curentului, I.E.P. se împart în instalații de curent continuu și de curent alternativ.

I.E.P. de curent continuu se utilizează pe navele unde este necesară o înaltă manevrabilitate și o inversare repetată a motorului de propulsie (spărgătoare de gheață, baleniere, împingătoare etc.).

I.E.P. de curent alternativ se utilizează pe navele pentru care importanța cea mai mare o prezintă economicitatea instalației.

În funcție de tipul motorului primar I.E.P. se împart în diesel - electrice (I.P.D.E.) și turboelectrice (I.P.T.E.), cu care ocazie tipul utilizat al motorului primar determină în multe privințe proprietățile I.E.P.

Pe navele cu deplasament mic și mediu, de regulă se utilizează motoare cu combustie internă (diesel) al căror randament ($\eta_{pe} \approx 0,34$) este mai ridicat decât al altor motoare termice. Puterea motorului diesel și viteza

dezvoltată de acesta se reglează modificând cantitatea de combustibil debitat în cilindri.

Motoarele diesel de viteză mică și putere mare sunt extrem de voluminoase. Din această cauză navele mari, în special cele care au nevoie de abur pentru necesități tehnologice (spălarea peștelui, a rezervoarelor etc.), nu se dotează cu I.P.D.E. ci cu instalații de propulsie turboelectrice (I.P.T.E.).

Turația turbinelor navale de aburi ajunge până la 10000rot/min. I.P.T.E. funcționează de obicei în curent alternativ utilizând proprietatea principală a turbinei ce constă în variația vitezei în limite mari (100% la 25% v_N).

Spre deosebire de sistemul de propulsie directă a navelor (cu motor diesel sau turbină cuplată direct cu elicea), în cazul propulsiei electrice între motorul care furnizează energia mecanică (diesel sau turbină) și motorul electric de propulsie se interpune generatorul electric din centrală și cablurile de legătură. Astfel, energia mecanică produsă de mașina primară se transformă în energie electrică debitată de generator transmisă prin cablurile de legătură motorului electric, care o transformă în energie mecanică la arbore și o transmite propulsorului.

Sistemul de propulsie electrică presupune deci o transformare succesivă a energiei: mecanică - electrică - mecanică, care în final duce la o micșorare a randamentului instalației față de cazul propulsiei directe.

Datele practice arată că propulsia directă are un randament de $0.95 \div 0.98$, iar cea electrică de $0.9-0.92$. Cu toate acestea, propulsia electrică prezintă o serie de avantaje, printre care cele mai importante sunt [*** 5]:

- posibilitatea alimentării motoarelor de propulsie de la mai multe generatoare electrice, ceea ce asigură o utilizare mai rațională a motoarelor primare (diesel sau turbine). Totodată se poate asigura un randament optim al instalației de propulsie la viteze reduse ale navei, deoarece se utilizează un număr mai mic de generatoare;

- se pot utiliza motoare primare diesel rapide. În cazul propulsiei directe, se utilizează motoare diesel lente și semirapide. Motoarele rapide au gabarite, greutate și costuri mai mici;

- la instalațiile electrice de propulsie se poate inversa cu ușurință sensul de rotație al elicei. Pentru aceasta se utilizează scheme simple care inversează sensul de rotație al motorului electric;

- instalațiile electrice de propulsie pot fi comandate din orice punct al navei. Acest lucru are mare importanță pentru unele nave, ca remorcherele de port;

- centrala electrică ce alimentează motoarele de propulsie poate fi amplasată în orice punct al navei, obținându-se astfel o bună repartizare a compartimentelor;

- există posibilitatea executării unor reparații la motoarele primare fără a scoate nava din exploatare;

- experiența arată că vibrațiile în timpul marșului navei sunt mai reduse față de propulsia directă;

- se pot utiliza motoare duble de propulsie care asigură o rezervă de putere la ieșirea din funcțiune a unui motor;

- la unele tipuri de nave, generatoarele centralei electrice servesc și pentru alimentarea altor mecanisme de la bord. Astfel dispăre necesitatea

utilizării unor grupuri electrogene auxiliare (la drăgile propulsate electric sau navele de pescuit):

- la navele propulsate electric se poate asigura un reglaj de viteză mai bun și totodată o manevrabilitate mai precisă;

- se pot atenua șocurile care le-ar putea suporta motorul diesel, datorită bandării cârmei într-un bord sau loviri elicei de un corp solid.

În comparație cu propulsia directă, propulsia electrică prezintă și o serie de dezavantaje, printre care: costul mai ridicat al instalației; utilaj mai complex, randament mai scăzut la sarcină nominală; la unele tipuri de nave greutatea instalației este mai mare.

Propulsia electrică este utilizată de mult timp pe nave (încă din deceniul al treilea al secolului nostru). Astăzi este utilizată pe nave: pasagere, cargouri, remorchere, spărgătoare de gheață, nave macarale, nave atelier, drăgi, submarine etc.

Motoarele de propulsie utilizate sunt atât de curent continuu cât și de curent alternativ. La navele care au la axul elicei o putere de până la 3000kW se utilizează de obicei motoare de curent continuu. Aceste motoare se alimentează dintr-o centrală electrică de curent continuu sau curent alternativ la care generatoarele sunt antrenate de motoare diesel. La navele cu puteri peste 3000kW se utilizează ca motoare de propulsie motoare de curent alternativ (sincrone sau asincrone) alimentate de la o centrală echipată cu generatoare sincrone antrenate de motoare diesel sau turbine cu abur. Turbinele cu abur sau gaze sunt incompatibile cu generatoarele de curent continuu în privința puterii și vitezei [***5].

În afara celor două sisteme clasice (curent continuu și curent alternativ) se mai utilizează și sisteme de propulsie electrică hibride. Acestea permit utilizarea generatoarelor de curent alternativ ce asigură compatibilitatea cu motoarele primare de mare viteză și păstrează caracteristicile favorabile de control al vitezei specifice sistemelor de curent continuu.

Tensiunile de alimentare ale motoarelor de propulsie sunt diverse: În curent continuu se utilizează tensiuni până la 1.2kV, iar în curent alternativ până la 7.5kV.

Frecvența curentului alternativ pentru propulsie este de asemenea diversă, totuși în jurul valorii de 50Hz. Acest lucru este posibil deoarece centrala electrică de la bord este un sistem independent.

2.3.1. Propulsia electrică în curent continuu

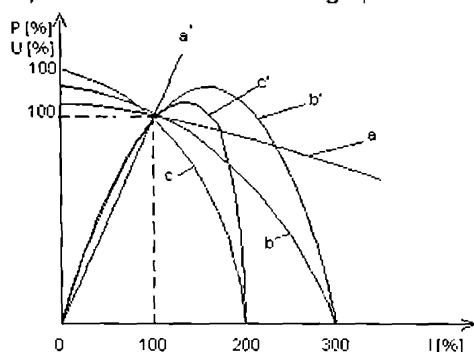
Așa cum s-a mai amintit, utilizarea motoarelor de propulsie de curent continuu se face la navele care nu depășesc o putere de 3000kW la axul elicei. Generatoarele de curent continuu ale centralei electrice care furnizează energia necesară motoarelor de propulsie sunt antrenate de obicei de motoare diesel.

În principiu, acționarea elicei cu motoare de curent continuu se face după sistemul grup generator - motor.

Motoarele de curent continuu sunt de tipul cu excitație independentă, iar generatoarele, de tipul cu excitație mixtă sau cu trei înfășurări de excitație

2.3.1.1. Generatoare de curent continuu utilizate pentru alimentarea motoarelor de propulsie

Energia electrică în curent continuu pentru alimentarea motoarelor de propulsie este furnizată de grupuri diesel - generatoare. Generatorul de



Caracteristicile $U = f(I)$, $P = f(I)$ pentru trei tipuri de excitație a generatorului

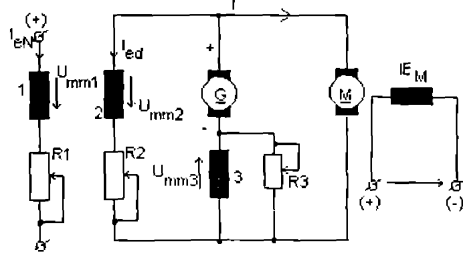
Fig. 2.9

Tot în această figură se indică și caracteristicile $P = f(I)$, adică puterea debitată de generator, în funcție de curentul său (curbele a', b' și c').

Curba a reprezintă o caracteristică externă rigidă în domeniul mers în gol - sarcină nominală ($100\%I_n$). Această caracteristică aparține unui generator cu excitație mixtă diferențială la care înfășurarea serie are o acțiune slabă până la sarcina nominală, practic tensiunea la borne rămâne constantă odată cu creșterea intensității curentului debitat, iar puterea crește aproape liniar (curba a').

Caracteristica externă b este a unui generator mixt diferențial la care excitația serie este puternică. Căderea de tensiune în domeniul (0- $100\%I_n$) este mai mare. Puterea crește după curba b'.

Caracteristica externă c este a unui generator cu trei înfășurări de excitație: acesta în afara înfășurărilor de excitație în derivație și în serie montate diferențial mai are o înfășurare independentă al cărei flux are același sens cu cel produs de înfășurarea de excitație în derivație (fig.2.10). Aceste generatoare se construiesc de obicei fără înfășurare de compensație.



Sistemul generator - motor de c.c. cu trei înfășurări

Fig. 2.10

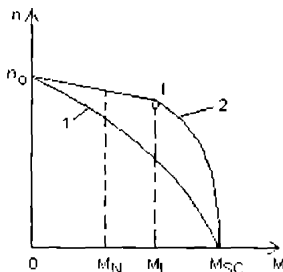


Fig. 2.11

Generatoarele cu caracteristici de tipul b și c sunt utilizate pentru motoarele de curent continuu care acționează elicea, mecanism de lucru însoțit de suprasarcini importante care uneori (bandarea cârmei într-un bord, lovirea de un ghețar etc.) conduc la calarea motorului electric de acționare. Dacă pentru acționarea propulsorului s-ar folosi un grup generator - motor obișnuit, creșterea mare și bruscă a sarcinii pe arborele motorului ar duce la curenți de sarcină mari, periculoși atât pentru motorul electric, cât și pentru mașina de lucru prin consecințele lor electrice și mecanice.

Întrucât pentru astfel de mașini de lucru asemenea condiții de funcționare sunt normale, folosirea protecției maxime de curent pentru motor nu ar duce la rezolvarea problemei, deoarece motorul trebuie să suporte vârfuri de sarcină apreciabile chiar până la calarea rotorului sub tensiune, fără ca să intervină protecția. În asemenea situații este necesar ca, păstrând pentru sistemul de acționare proprietățile de pornire și reglare ale grupului generator - motor, să se limiteze vârfurile de curent, care ar putea lua naștere de la valori admisibile. În calcule se admite [G.3.] ca valoarea curentului de scurtcircuit să fie în limitele:

$$I_{sc} = (1.5 - 2.2) I_{MN}$$

unde I_{MN} - curentul nominal al motorului electric de acționare.

Pentru mărirea productivității mecanismului de lucru este necesar ca motorul electric să funcționeze, în limitele sarcinilor admisibile, cu o turație aproximativ constantă, iar la depășirea supraîncărcării - limită admise M_1 , turația să scadă aproape brusc spre zero.

O asemenea caracteristică este cunoscută sub denumirea de caracteristică mecanică de tip escavator (curba 2 din figura 2.11). Caracteristica mecanică de tip escavator se obține cu ajutorul unui grup generator - motor la care generatorul (fig. 2.10) este prevăzut cu trei înfășurări de excitație:

- 1 - înfășurarea de excitație separată;
- 2 - înfășurarea de autoexcitație derivație de același sens cu precedentă;
- 3 - înfășurarea de autoexcitație serie în opoziție cu primele două.

Pentru compararea caracteristicilor mecanice se definește coeficientul de eficacitate K_{ef} ca fiind raportul dintre suprafața mărginită de caracteristica mecanică cu axele de coordonate și suprafața dreptunghiului cu laturile n_0 și M_{sc} . În cazul caracteristicii mecanice a motorului alimentat de la un generator cu două înfășurări de excitație (curba 1 din figura 2.11) $K_{ef} = 0.5 \div 0.66$, iar în cazul caracteristicii mecanice de tip escavator $K_{ef} \approx 0.8$.

De reținut este faptul că în funcție de raportul solenaiilor celor trei înfășurări de excitație ale generatorului din figura 2.10, forma caracteristicii mecanice a motorului electric poate fi modificată după necesități. Modificând valorile rezistențelor R_1 , R_2 și R_3 se modifică raportul între t.m.m. ale înfășurărilor de excitație respective și ca urmare, se obțin diferite forme ale caracteristicii mecanice a motorului electric. Astfel, modificând valoarea rezistenței R_2 obținem diferite valori ale turației la mersul în gol ideal pentru $M_{sc} = \text{const}$, modificând valoarea rezistenței R_3 variază M_{sc} la $n_0 = \text{const}$, iar prin modificarea valorii rezistenței R_1 obținem caracteristici mecanice cu noi valori pentru n_0 și M_{sc} .

La generatorul cu trei înfășurări, înfășurarea de excitație independentă este adesea utilizată în procesul de inversare a sensului de rotație a elicei, prin schimbarea polarității tensiunii de la bornele generatorului și, deci, și a motorului de propulsie.

Cu cât este mai mare procentul solenației înfășurării derivației față de solenația totală inductoare a generatorului, cu atât vor fi mai scurte procesele tranzitorii care apar în regimuri, ca schimbarea sensului prin schimbarea polarității înfășurării independente.

În principiu, un generator se poate echipa cu mai multe înfășurări de excitație, asupra cărora putem interveni (înfășurări de comandă) pentru a obține caracteristici externe convenabile. Practic mașinile echipate cu mai multe înfășurări de excitație, sunt cu gabarite și greutate mari. Înfășurările de comandă se plasează pe un generator de excitație care alimentează înfășurările de excitație a generatoarelor principale. În acest sistem se poate obține un caracter mai lin al comenzilor.

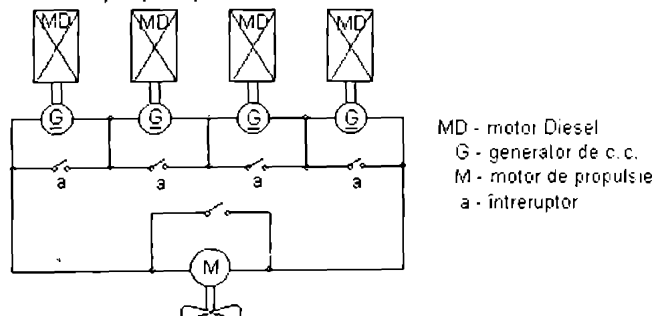
2.3.1.2. Motoare de propulsie de curent continuu

Motoarele de propulsie de curent continuu sunt de obicei de tipul cu excitație independentă, înfășurarea de excitație servind și ca înfășurare de comandă

Motoarele de propulsie, în timpul funcționării lor, sunt solicitate în regimuri dinamice ca: pornire, frânare, reversare și reglare a vitezei. Procesul de inversare a turăției este precedat sau urmat de toate celelalte regimuri dinamice (pornire, frânare).

Pentru modificarea turăției elicei, deci a vitezei navei, există în cazul propulsiei în curent continuu, trei posibilități:

- prin modificarea câmpului inductor al generatoarelor sau al câmpului inductor al excitatoarelor acestora (comandă la cuplu constant);
- prin modificarea câmpului de excitație a motorului de propulsie (comandă la putere constantă);
- prin modificarea turăției motoarelor primare diesel. Această metodă se utilizează la sarcini parțiale pentru reducerea uzurii motoarelor diesel.



Schemă de propulsie cu patru generatoare legate în serie

Fig.2.12

Pentru a ilustra modul de reglare a turăției elicei folosind primele două metode, se consideră schema de acționare din figura 2.12 în care întreaga

putere a motorului de propulsie este furnizată de patru generatoare de puteri egale. Fiecare generator dă la viteza nominală 25% din tensiunea și puterea totală.

Împărțirea puterii totale pe mai multe grupuri electrogene este indicată în vederea unei exploatare economice a navei la sarcini reduse deci și la viteze reduse (de exemplu la o navigație costieră îndelungată). De asemenea, împărțirea puterii pe mai multe grupuri electrogene influențează și natura motoarelor diesel, însă nu trebuie exagerat cu fărâmițarea puterii pe prea multe grupuri, din motive legate de complexitatea instalației.

Corespunzător schemei din figura 2.12, în figura 2.13 se indică caracteristicile putere - turație $P = f(n)$ și tensiune - turație $U = f(n)$.

La conectarea unui generator, viteza de rotație a motorului elicei poate ajunge la 25% din cea nominală (punctul 1), dar elicea consumă doar aproximativ 5% din puterea totală deși motorul diesel poate da 25% din puterea totală. Astfel instalația de propulsie este slab solicitată. Pentru utilizarea completă a puterii generatorului se folosește metoda a doua de reglare a turației, prin slăbirea câmpului inductor al excitației motorului de propulsie; turația poate fi mărită până se atinge punctul 2 (circa 60% din turația nominală) unde grupul electrogen este solicitat integral (25% din puterea și tensiunea nominală).

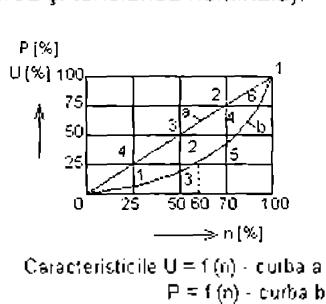


Fig. 2.13

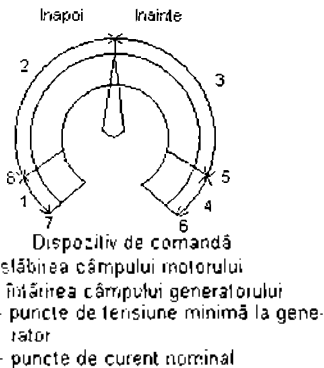


Fig. 2.14

Prin urmare, utilizând și metoda a doua de reglare a turației se poate obține cu un singur grup circa 60% din turația nominală.

În mod analog se procedează când se utilizează două grupuri electrogene (punctele 3 și 4) și trei grupuri electrogene (punctele 5 și 6). La cuplarea tuturor celor patru grupuri nu mai este necesară micșorarea câmpului magnetic inductor al motorului.

Din cele de mai sus rezultă că o instalație de propulsie în curent continuu are avantajul că acționând asupra generatoarelor și motoarelor electrice se poate asigura o încărcare completă a motoarelor diesel corespunzător puterii cerute de elice.

Modificarea tensiunii de alimentare a motorului de propulsie se poate face în trepte, sau continuu acționând asupra excitației generatoarelor.

Practic cele două posibilități de modificare a turației se pot obține cu un dispozitiv unic de comandă, acționând succesiv asupra excitației generatorilor și motoarelor (fig. 2.14).

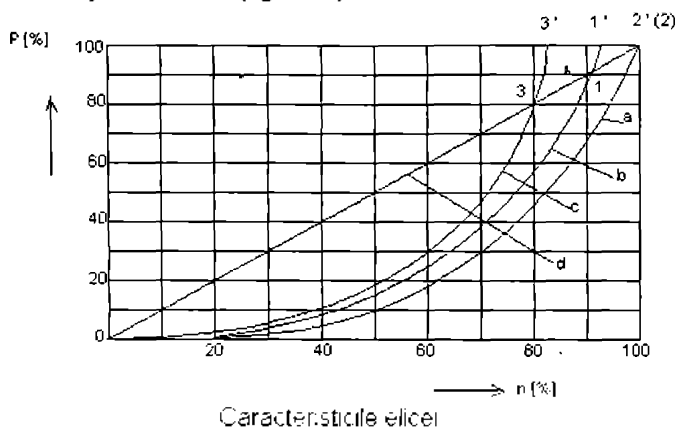


Fig. 2.15

Modificarea turației la putere constantă are o mare importanță la o serie de nave unde este nevoie de forță de tracțiune mare la viteze mici și forță de tracțiune mică la viteze mari (remorcher, spărgătoare de gheață, etc.). Acest aspect este ilustrat în figura 2.15 în care se reprezintă caracteristica de elice putere - turație pentru un remorcher în trei cazuri:

- curba a, remorcher fără convoi;
- curba b, remorcher la punct fix;
- curba c, remorcher cu convoi în sarcină;
- curba d, remorcher cu propulsie directă (mecanică).

După cum rezultă din figura 2.15, la punct fix, puterea nominală se atinge la circa 90% din turația nominală a elicei (punctul 1).

Punctele 1, 2 și 3 din figura 2.15 dau puterea maximă pe care ar putea să o dea motoarele diesel cuplate direct cu elicea. La propulsia cu motoare de curent continuu se pot atinge punctele 1', 2', 3' prin micșorarea câmpului de excitație al motoarelor de propulsie.

2.3.1.3. Prescripții ale societăților de clasificare privind generatoarele și motoarele de propulsie în curent continuu

Ținând seama de importanța instalației de propulsie în ansamblul de funcționare a navei, societățile de clasificare impun cerințe deosebite generatoarelor și motoarelor de propulsie. Dintre aceste cerințe se rețin:

- supravegherea fabricației motoarelor și generatoarelor cu puteri mai mari de 100kW;
- măsuri pentru împiedicarea apariției curentilor în lagăre;
- măsuri împotriva formării apei condensate, la mașini cu tensiuni mai mari de 500V, prin montarea unor echipamente de încălzire. Pentru evitarea apariției apei condensate este suficientă o încălzire a mașinilor cu câteva grade peste temperatura mediului ambiant.

- ventilarea în circuit închis cu răcirea aerului cald nu se utilizează decât la instalațiile cu volum mic de aer în sala mașinilor. La instalațiile de puteri mici aspirarea și refutarea aerului se face din sala mașinilor, iar la cele de puteri mari din atmosferă. În acest din urmă caz se iau măsuri speciale pentru împiedicarea pătrunderii apei de mare sau de ploaie din interior:

- cuplajul generatorului cu motorul diesel se face de obicei rigid, dar există motoare diesel care permit numai cuplaj elastic;

- motoarele de propulsie se cuplează elastic cu sistemul de transmisie;

- motoarele diesel pot fi montate pe amortizoare de metal, acest sistem reprezentând un avantaj al propulsiei electrice care duce la micșorarea oscilațiilor;

- sistemul oscilant "motor diesel - generator" nu prezintă probleme de proiectare, deoarece motorul diesel funcționează la o singură turație sau cel mult două turații;

- sistemul oscilant "motor - arborele elice" se verifică la rezonanță. Frecvența impulsurilor elicei $f=Nn$, unde f este frecvența impulsurilor, N este numărul palelor elicei și n este turația elicei;

- cele două sisteme oscilante nu se influențează reciproc;

- datele experimentale arată că la o navă cu patru grupuri electrogene amplitudinea cuplului alternativ nu depășește 0.4% din valoarea cuplului elicei;

- oscilațiile amortizate ale motorului diesel pot lua valori periculoase dacă frecvența palelor elicei corespunde cu frecvența corespunzătoare turației acestuia;

- tablourile de comandă se execută din tablă de oțel. Pe ele se montează aparatele de întrerupere, comutare, de semnalizare și măsură;

- reostatele de excitație, chiar dacă sunt prevăzute cu telecomenzi, au în mod obligatoriu dispozitive manuale de acționare;

- la instalațiile electrice de propulsie în curent continuu se montează câte un pupitru de navigație pe punte și în sala mașinilor;

- în curent continuu, la puteri mari de propulsie, din cauza tensiunilor relativ reduse, rezultă secțiuni mari pentru cablurile principale care leagă generatoarele cu motoarele de propulsie. Aceste cabluri se montează în canale ventilate care pot fi inundate în caz de incendiu.

2.3.1.4. Sisteme de propulsie în curent continuu

Există o mare varietate de sisteme electrice de acționare a elicei în curent continuu. Aceste sisteme pot fi clasificate în:

- sisteme de propulsie cu tensiune constantă;

- sisteme de propulsie cu grup generator - motor;

- sisteme de propulsie cu curent constant;

- sisteme auxiliare de propulsie;

2.3.1.4.1. Sisteme de propulsie la tensiune constantă

Aceste sisteme de propulsie folosesc baterii de acumuloare pentru alimentarea motorului de acționare a elicei. Ele se folosesc pe navele mici. Costul instalației este relativ ridicat, dar este compensat de cheltuielile

reduse de exploatare. Sistemul este avantajos atunci când se pot încărca acumulatele de la mal.

Acest sistem prezintă calități deosebite în ceea ce privește funcționarea silențioasă, eliminarea vibrațiilor și a poluării prin gazele de evacuare.

Motorul de propulsie poate fi cu excitație derivație sau serie. Viteza propulsorului se reglează prin variația curentului de excitație a motorului.

Puterea motorului de propulsie se alege astfel încât să dezvolte puterea nominală la viteza maximă pe durata de exploatare cerută navei.

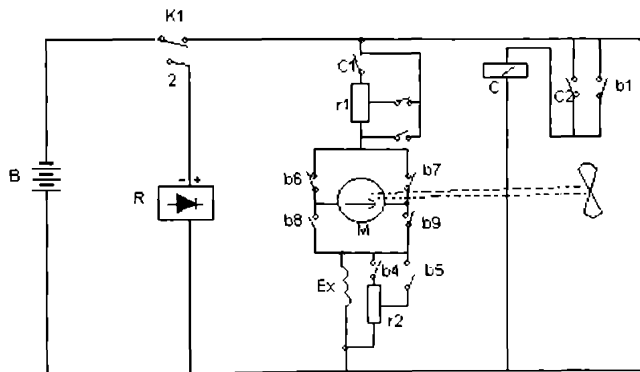
Motorul cu excitație serie are avantajul că se adaptează mai bine rezistențelor sporite la înaintarea navei (cuplul electromagnetic crește cu scăderea turației), dar prezintă pericolul de ambalare în cazul avariei elicei.

Frânarea elicei se poate face prin frânarea dinamică a motorului de propulsie (frânarea rapidă) sau prin frânarea în contracurent atunci când aceasta este urmată de reversare.

Comanda motorului de propulsie (pornirea, reglarea vitezei, frânarea, inversarea sensului de rotație) se poate face din cabina de comandă cu ajutorul unui controler.

La acest sistem de propulsie apare o dificultate în adaptarea vitezei motorului la viteza elicei. Motoarele de curent continuu cu puteri mici (3-15kW) au viteze nominale cuprinse între 1500-2000rot/min. Turația optimă a elicei la aceste puteri este cuprinsă între 300-400rot/min, ori funcționarea motorului la aceste turații se face la randament scăzut, motiv pentru care soluția optimă este un reductor de turație între motor și elice. Sistemul cu reductor are un randament mai bun decât cel cu motor, funcționând la turație redusă.

Schema electrică de principiu a propulsiei la tensiune constantă este reprezentată în figura 2.16, iar comanda schemei cu ajutorul unui controler în figura 2.17.



Propulsia la tensiune constantă - schema de principiu

M - motor de serie de curent continuu; E_x - excitația motorului; r_1 - rezistența în circuitul indusului; r_2 - rezistența în circuitul de excitație; B - baterie de acumulate; R - redresor pentru încărcarea acumulatele; C - contactor; c_1, c_2 - contactele contactorului; K - comutator; $b_1 - b_9$ - contactele controlerului.

Fig. 2.16

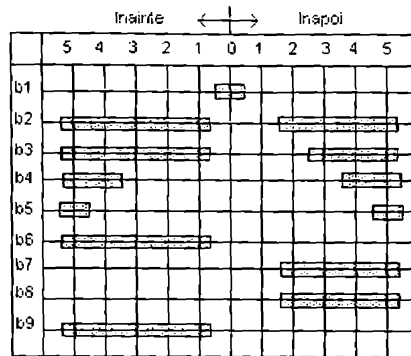


Fig.2.17

2.3.1.4.2. Sisteme de propulsie cu grup generator - motor

Instalațiile de propulsie electrică în curent continuu de puteri mari sunt concepute după sistemul grup generator - motor. Generatoarele de curent continuu sunt antrenate de motoare primare diesel care funcționează la turație constantă independentă de turația elicei.

Așa după cum se știe, în sistemul grup generator - motor se poate face un reglaj de viteză convenabil în limite largi la cuplu constant sau la putere constantă. Cel mai frecvent este utilizat reglajul la cuplu constant.

Reglarea turației la cuplu constant se face prin variația tensiunilor generatoarelor, reglând curentul de excitație al acestora sau a excitatoarelor lor. În figura 2.18 este reprezentată schema unei acționări electrice, de putere însemnată, cu grup generator - motor cu amplidină, ce asigură obținerea unei caracteristici mecanice de tip escavator pentru motorul de acționare a propulsorului [G.3].

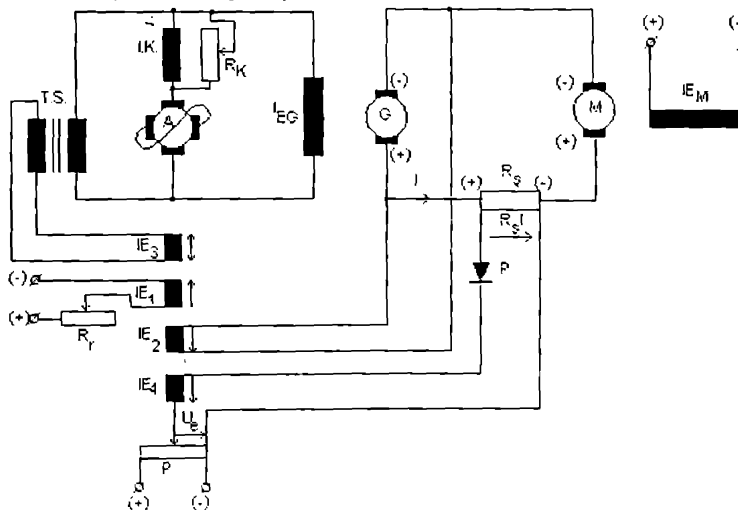
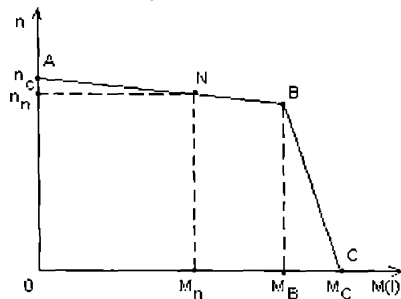


Fig. 2.18. Grup generator - motor cu amplidină cu reacție inversă negativă pe curentul de sarcină al motorului electric

Caracteristica mecanică a motorului de acționare din figura 2.18 este prezentată în figura 2.19, fiind cunoscută sub denumirea de caracteristică mecanică de tip escavator.



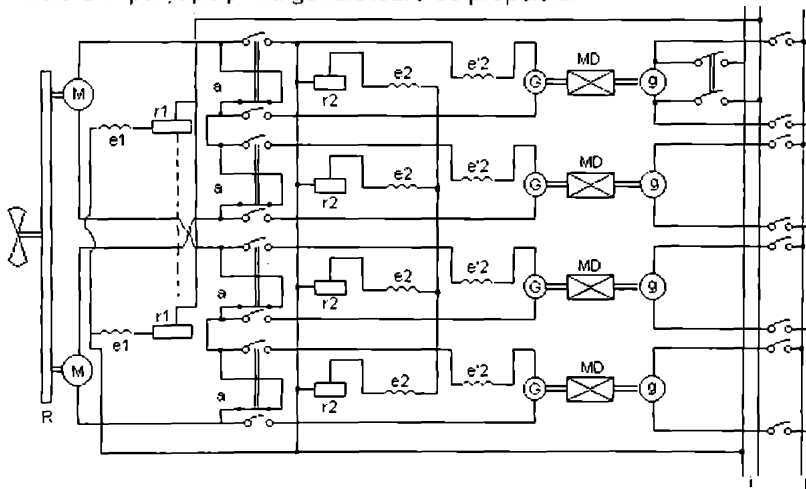
Caracteristica mecanică de tip escavator

Fig. 2.19

(prescrisă cu potențimetrul P) turația scade brusc la zero, rotorul calându-se, dar la la valori nepericuloase ale cuplului respectiv curentului (I_{sc} între $1.5 \cdot 2.2 I_N$).

În cazurile cele mai frecvente întreaga putere necesară propulsiei se împarte pe mai multe generatoare legate în serie sau derivație.

De obicei, se preferă schema serie ca în figura 2.20, unde întreaga putere s-a împărțit pe patru generatoare de propulsie.



Schema de propulsie cu generatoare montate în serie

Fig. 2.20

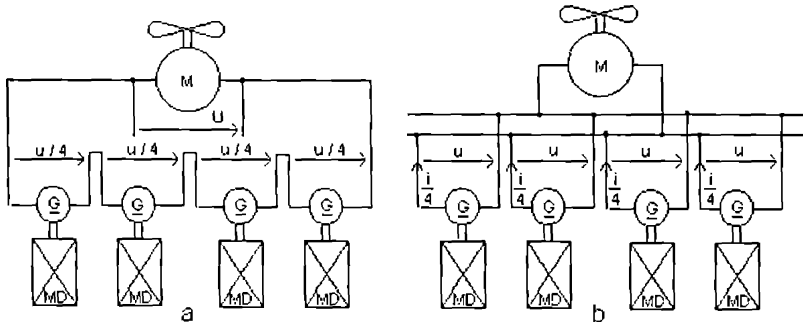
Generatoarele se pot conecta sau deconecta individual chiar sub sarcină, operație care se realizează cu ajutorul comutatoarelor - selectoare a, prin care se alimentează două motoare M. Utilizarea a două motoare de propulsie duce la mărirea fiabilității instalației ca și la o utilizare mai rațională a puterii de propulsie

Montajul serie al generatoarelor (fig. 2.21 a) are două avantaje:

- reglajul vitezei motoarelor diesel nu trebuie să se facă cu mare precizie (cum este cazul la legarea în paralel);

- la ieșirea din funcțiune a unui generator nu se suprasolicită generatoarele rămase în funcțiune.

Montajul derivație al generatoarelor (fig. 2.21 b) are însă avantajul că ieșirea din funcțiune a unui generator nu micșorează tensiunea de alimentare a motoarelor, deci acestea își mențin turația, dar se suprasolicită generatoarele care rămân în funcțiune. Montajul derivație oferă și avantajul unor secțiuni mai mici ale cablurilor ce leagă generatoarele cu rețeaua (acest aspect este important mai ales la sistemele electrice de propulsie cu puteri mari).

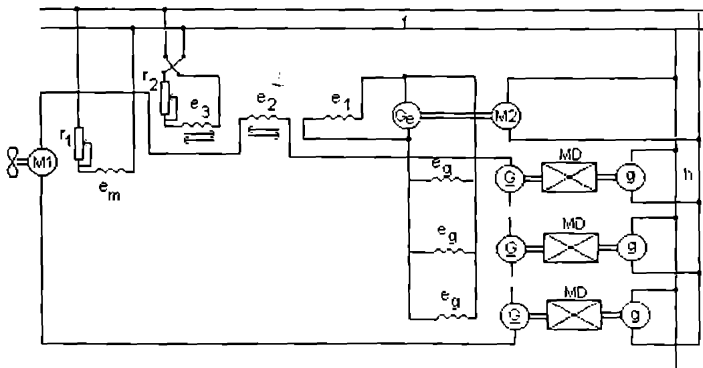


Repartiția tensiunilor și curenților la legarea în serie și derivație a generatoarelor

a - schema serie

b - schema derivație

Fig. 2.21



Schemă de propulsie cu excitația excitatoarei în funcție de sarcină

M1 - motorul elicei; M2 - motorul excitatoarei; G - generatoare de propulsie; g - generatoare auxiliare; Ge - generator de excitație (excitator); eg - excitația generatoarelor de propulsie; em - excitația motoarelor elicei; e1 - excitație derivație; e2 - excitația independentă în funcție de sarcină; e3 - excitație independentă pentru schimbarea sensului; r1, r2 - reostate; i - inversor; f - rețea de excitație; h - rețea de bord; MD - motor diesel.

Fig. 2. 22

Așa cum s-a arătat mai înainte, generatoarele de propulsie pot avea o caracteristică externă moale, în așa fel încât să limiteze efectul suprasarcinilor care pot apărea la elice. O schemă care realizează această funcție este reprezentată în figura 2.22, care conține un generator de excitație ce are o înfășurare de excitație independentă străbătută de curentul de sarcină al motorului elicei.

În schema din figura 2.20, pe lângă generatoarele de propulsie, motoarele diesel antrenează și patru generatoare auxiliare care alimentează rețeaua bordului, iar unul dintre ele și rețeaua de excitație.

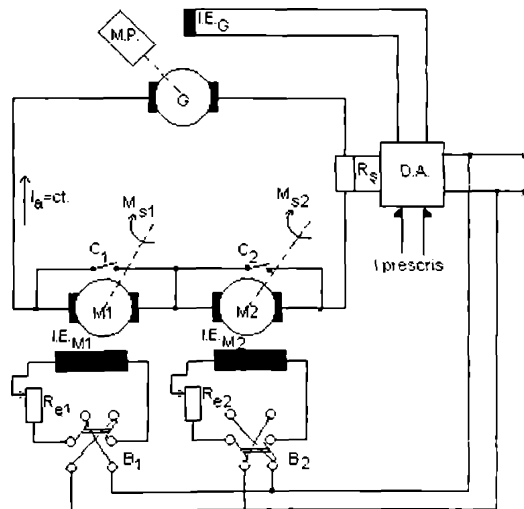
Generatoarele auxiliare funcționează în paralel cu rețeaua bordului, fapt care impune ca turația motoarelor diesel să nu aibă variații mari la dispariția sarcinii sau la manevre.

În schema din figura 2.22 comanda se face cu reostate conectate în înfășurarea de excitație a generatorului de excitație, deci la putere mică, ceea ce face posibilă amplasarea reostatelor pe puntea de comandă.

2.3.1.4.3. Sisteme de propulsie la curent constant

Instalațiile de propulsie la curent constant se realizează pentru acționările de mare putere. În cadrul sistemului generator - motor cu $I_a = \text{ct.}$ în circuitul indusurilor, menținerea constantă a curentului se asigură prin reglarea automată a tensiunii la bornele generatorului functie de abaterea curentului I_a de la valoarea prescrisă, deci sistemul conține un canal de stabilizare automată a curentului I_a .

Sistemul conține unul sau mai multe motoare electrice conectate cu indusurile în serie cu indusul generatorului (sau generatoarelor) formând circuitul în care curentul se menține constant ca mărime și sens (fig. 2.23).



Sistem generator - motor cu curent constant în circuitul indusurilor
Fig. 2.23

Din figura 2.23 se observă că indiferent de valorile cuplurilor de sarcină M_{S1} și M_{S2} , datorită dispozitivului de automatizare D.A., care împreună cu G formează un sistem automat de stabilizare a curentului, curentul I_a se menține constant corespunzător valorii prescrise. În aceste condiții cuplul electromagnetic dezvoltat de fiecare motor electric este determinat numai de fluxul său de excitație, așa cum rezultă din relația:

$$M = k_m \phi I_a = K_I \phi \quad (2.27)$$

în care: $I_a = \text{ct.}$, iar $K_I = k_m I_a = \text{ct.}$ este o constantă de curent.

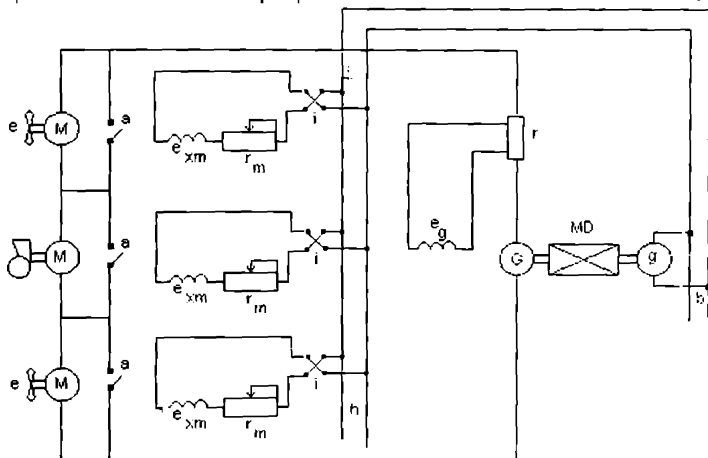
Pentru a modifica turația motorului electric, de exemplu a lui M_1 , care are la arbore cuplul de sarcină M_{S1} , este necesar și suficient să modificăm cu ajutorul reostatului R_{e1} , dispus la postul de comandă, curentul de excitație al motorului electric.

În concluzie, unica metodă de modificare a turației motorului electric de acționare, din componența sistemului generator - motor cu $I_a = \text{ct.}$ în circuitul indusurilor, constă în modificarea curentului de excitație al acestuia.

Sistemul generator - motor cu curent constant în circuitul indusurilor permite modificarea separată a turației fiecărui motor electric și, de asemenea, reversarea turației prin schimbarea polarității tensiunii aplicate circuitelor înfășurărilor de excitație a acestora cu ajutorul întreruptoarelor a_1 și a_2 . Sistemul permite, după cum reiese din figura 2.23, funcționarea și numai a unuia din cele două motoare electrice, celălalt având indusul șuntat prin contactele principale ale contactoarelor C_1 sau C_2 .

Principalul dezavantaj al sistemului constă în valoarea scăzută a randamentului la sarcini mici și necesitatea introducerii unei protecții speciale pentru cazul când motoarele electrice funcționează în gol.

Scheme de propulsie la curent constant se întâlnesc pe drăgi. În figura 2.24 se prezintă o schemă de propulsie la curent constant utilizată la o dragă.



Schemă de propulsie la curent constant utilizată la o dragă

M - motor de propulsie; MD - motor diesel; b - rețea de bord; e - elice; G - generator de propulsie; r - regulator de curent; h - rețea de excitație; i - înversor; e_{xm} - înfășurare de excitație a motoarelor; g - generator pentru rețeaua bordului; a - întreruptor; r_m - reostat de excitație a motorului; e_g - excitația generatorului

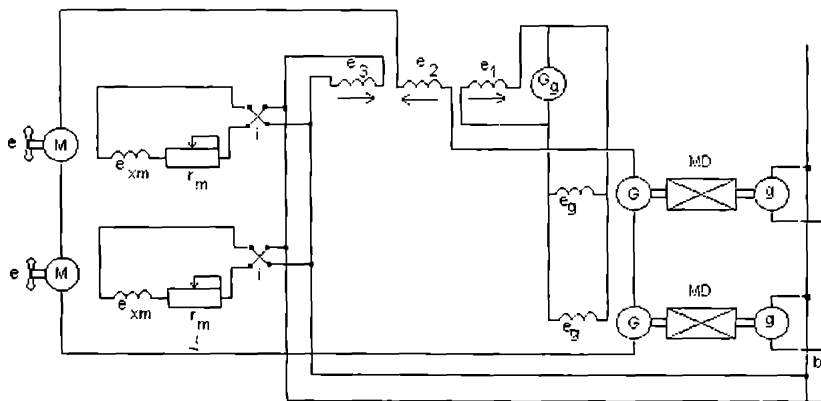
Fig 2.24

Schema se compune din trei motoare legate în serie, dintre care două pentru elici, iar al treilea pentru pompa de dragare. Motoarele sunt alimentate de la un singur generator a cărui tensiune se modifică în funcție de curent în așa fel încât curentul care străbate indusul motoarelor să rămână constant. Puterea generatorului poate fi mai mică decât suma puterilor motoarelor, deoarece în timpul operației de dragare motoarele elicilor funcționează la o putere mult mai mică decât cea nominală datorită vitezei reduse de deplasare a navei, iar în marș, când motoarele de propulsie funcționează la puterea nominală, nu funcționează pompa de dragare.

Mentineră curentului constant prin variația tensiunii generatoarelor se face cu ajutorul reguletoarelor automate de tensiune. În locul regulatorului automat de tensiune se poate folosi un generator de excitație.

Generatoarele de excitație (excitatoare) se construiesc cu trei înfășurări de excitație (derivație, independentă și o înfășurare independentă străbătută de curentul principal).

În figura 2.25 se prezintă o schemă de propulsie cu generator de excitație având trei înfășurări. Această schemă este utilizată la bacuri portuare.



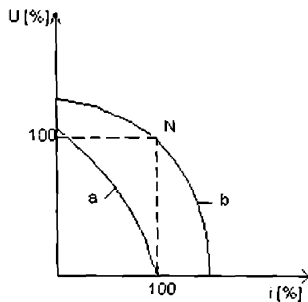
Schemă de propulsie la curent constant

M - motor de propulsie; MD - motor diesel; b - rețea de bord; e_1 , e_2 , e_3 - înfășurările de excitație a excitatoarei; G_g - generator de excitație (excitatoare); e - elice; G - generatoare pentru propulsie; g - generatoare pentru rețeaua bordului; e_g - excitația generatorului; i - inversor; r_m - reostat de excitație al motorului; e_{xm} - înfășurarea de excitație a motoarelor

Fig. 2.25

Generatoarele de excitație cu trei înfășurări au caracteristici externe de tip "moale" (fig. 2.26).

Caracteristica a din figura 2.26 corespunde funcționării generatoarelor cu motoarele în repaus, iar b cu motoarele la sarcină nominală. Punctul N este punctul de funcționare la sarcină nominală. Între aceste două curbe limită se plasează toate cazurile de funcționare la sarcini parțiale.



Caracteristicile externe ale generatoarelor cu trei înfășurări

Fig. 2.26

utilizarea lui pentru acționarea mecanismelor de lucru care cer o gamă mare de modificare a vitezei și o manevrabilitate sporită (cranice, propulsor, etc.).

b) Grupul generator-motor la $I=ct.$ are ca avantaj faptul că indiferent de valoarea sarcinii, curentul se menține constant ca valoare și sens. Are însă dezavantajul unei game de reglare a vitezei mai reduse și a unui randament scăzut la sarcini mici. Este recomandat în sistemele de acționare de mare putere, la care se impune $I=ct.$, dat fiind puterea limitată a centralei electrice navale (drăgi, vinci traul).

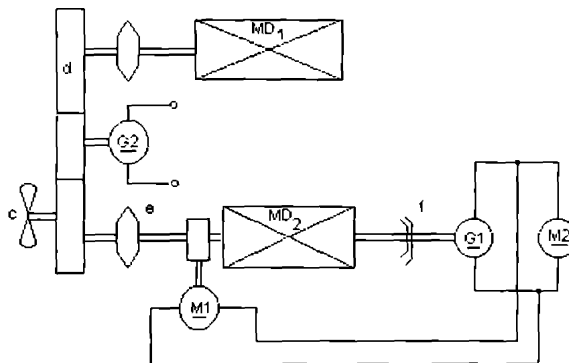
Comparând cele două variante de grup generator-motor se pot trage următoarele concluzii:

- a) Grupul generator-motor la $U=ct.$ are o gamă de reglare a vitezei mare (30:1), obținută prin modificarea curentului de excitație al generatorului (10:1), respectiv al motorului (3:1) și posibilitatea obținerii unei caracteristici mecanice de tip escavator pentru motorul de

acționare. Aceste calități determină

2.3.1.4.4. Sisteme auxiliare de propulsie electrică

Există nave la care elicea este antrenată direct de către motorul mecanic, dar poate fi acționată și de un motor electric. În anumite regimuri de funcționare a navei. O asemenea instalație este utilizată pe navele de pescuit fiind cunoscută sub denumirea de instalație de propulsie "tată - fiu", conform figurii de mai jos.



Schemă de propulsie tată - fiu

MD₁ - motor diesel principal (tată); MD₂ - motor diesel auxiliar (fiu); c - elice; d - transmisie; e - cuplaj cu lichid; f - cuplaj mobil; G₁ - generator principal; G₂ - generator auxiliar; M₁ - motorul vinciului de traul; M₂ - motor de propulsie

Motorul diesel de putere mică (fiu) poate antrena și el elicea sau numai generatorul principal care alimentează motorul vinciului traul în timpul pescuitului sau motorul electric de propulsie în cazul navigației. Motorul diesel de putere mare (tată) antrenează direct elicea.

2.3.2. Propulsia electrică în curent alternativ

Antrenarea elicei cu motoare de curent alternativ este folosită mai ales la navele cu puteri mari la axul elicei, de peste 3000kW. La navele cu puteri mari la axul elicei, antrenarea elicei cu motoare de curent continuu nu mai este posibilă.

Energia electrică de curent alternativ este obținută cu ajutorul generatoarelor sincrone trifazate. Aceste generatoare au tensiuni la borne diverse: R.N.R. admite o tensiune de maximum 7.5kV, GERMANISCHER LLOYD admite 6kV iar LLOYD REGISTER admite 3.5kV.

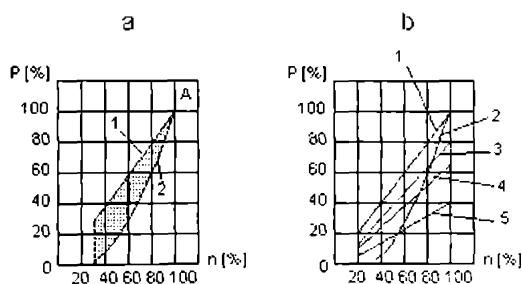
Frecvențele utilizate sunt determinate de turația motorului primar, ele nefiind legate de frecvențele standard de la uscat (50 sau 60Hz). Motoarele mecanice primare care antrenează generatoarele sunt turbine cu abur sau motoare diesel.

Motoarele electrice care antrenează elicea pot fi de tipul sincron sau asincron, în momentul de față preferându-se motoarele sincrone.

Ca și la propulsia în curent continuu, întreaga putere necesară ntru alimentarea motorului de propulsie este furnizată de mai multe grupuri electrogene.

Avantajul principal al împărțirii puterii pe mai multe generatoare este repartizarea rațională a acesteia în funcție de regimul de navigație, ca și o solicitare rațională a motoarelor mecanice primare. Aceste afirmații sunt ilustrate în diagramele din figurile 2.27a și 2.27b.

După cum rezultă din figura 2.27a, motorul diesel este utilizat integral în ceea ce privește puterea furnizată numai la turația nominală (punctul A); la turații inferioare celei nominale motorul diesel este subsolicitat (suprafața hașurată).



Caracteristicile putere - turație

a - propulsie directă

b - propulsie electrică

1 - caracteristica motorului Diesel cuplat direct cu elicea

2 - caracteristica elicei, 3,4,5 - caracteristici parțiale ale motorului

Fig. 2.27

În figura 2.27b, puterea de propulsie este împărțită pe patru generatoare care funcționează în paralel, soluție întâlnită frecvent la propulsia diesel - electrică. Curba 5 reprezintă puterea în funcție de turație a unui singur motor diesel cuplat direct cu elicea, curba 4 a două motoare diesel, curba 3 a trei motoare, iar curba 1 toate cele patru motoare diesel cuple direct cu elicea. După cum se observă, cu un singur generator se obține o turație de 50%, cu două de 70%, cu trei de aproximativ 87%, iar cu toate cele patru generatoare de 100%. Astfel, la regimuri de navigație de viteze reduse în puteri mici se poate folosi un număr mai mic de generatoare, utilizându-se mai rațional energia la bord.

Reglarea turației elicei duce la modificarea vitezei navei. Reglarea vitezei motorului de propulsie se face de obicei prin reglarea frecvenței tensiunii de alimentare, combinată cu reglarea tensiunii prin conectarea sau deconectarea generatoarelor. Reglarea turației elicei pe cale electrică se completează cu reglarea turației motoarelor mecanice primare.

În domeniul de turație cuprins între 50%-100% motorul elicei funcționează ca motor sincron, caz în care reglarea turației se face în frecvență, iar în domeniul de turație sub 50% motorul funcționează în asincron, reglarea turației făcându-se tot în frecvență. Pentru a nu modifica cuplul critic al motorului, în acest din urmă caz se respectă condiția $U\omega = \text{ct.}$, adică reglarea vitezei se face la flux constant.

Inversarea sensului de rotație al elicei se face prin schimbarea succesiunii fazelor de alimentare a motorului cu ajutorul unui comutator. În acest sistem simplu de schimbare a sensului de rotație a elicei motorul mecanic primar nu-și schimbă turația.

Procesul de inversare a sensului de rotație a elicei cuprinde mai multe operații și regimuri de funcționare a motorului care au implicații deosebite în funcționarea instalației de propulsie.

Operațiile care au loc la inversarea sensului sunt:

- deconectarea motorului de la generatoare;
- schimbarea succesiunii fazelor.

După schimbarea succesiunii fazelor rotorul motorului continuă să se rotească în sensul anterior, dar în sens invers câmpului magnetic învârtitor statoric care și-a schimbat sensul. Astfel motorul trece în regim de frânare în contra curent cu alunecare supraunitară. Datorită frânării puternice, elicea ajunge repede în repaus, apoi pornește în sens invers. După schimbarea sensului de rotație al elicei, motorul pornește în sens contrar, ca motor asincron.

Viteza procesului de reversare depinde de mărimea cuplului dinamic (inertial) care rezultă din diferența dintre cuplul inițial de frânare și cuplul rezistent de la axul elicei. Ecuația procesului dinamic va fi:

$$M_d = M - M_r$$

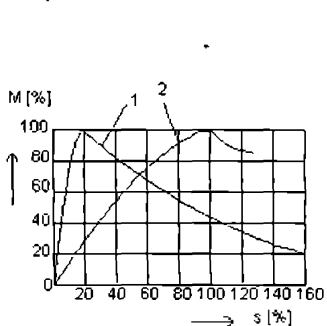
în care: M_d - cuplul dinamic;

M - cuplul electromagnetic al motorului electric.

M_r - cuplul rezistent la axul elicei.

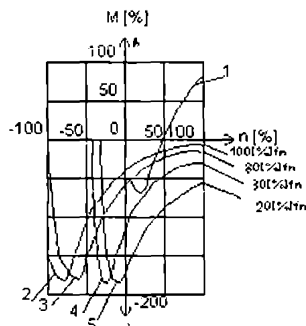
Pentru a crește viteza procesului de reversare, deci pentru a micșora durata regimului tranzitoriu, se mărește cuplul electromagnetic de pornire al motorului (M_p): aceste motoare se construiesc cu o înfășurare în scurtcircuit suplimentară montată în piesele polare. În funcție de natura conductoarelor

acestei înfășurări se obțin cupluri de pornire diferite, aspect ilustrat în figura 2.28. În timpul procesului de reversare se deconectează excitatoarea motorului, înfășurarea de excitație a acestuia se închide în scurtcircuit servind și ea procesului de pornire ca motor asincron.



Caracteristica cuplu - alunecare
1 - înfășurarea din cupru;
2 - înfășurarea din bronz

Fig. 2.28



Curba de inversare a sensului elicei
1 - curba cuplului elicei; 2,3,4 și 5
caracteristicile mecanice ale motorului elicei la diverse frecvențe ale curentului de alimentare

Fig.2. 29

Variația cuplului rezistent M_r la axul elicei în timpul procesului de reversare este reprezentată în figura 2.29 (curba 1). Această curbă se obține prin încercări pe model. Tot în figura 2.29 se reprezintă și caracteristicile $M=f(n)$ ale motorului de propulsie în regim de motor asincron. Aceste caracteristici sunt reprezentate la diverse frecvențe respectând raportul $U/f=ct$.

Așa cum rezultă din figura 2.29, cuplul de frânare crește odată cu micșorarea frecvenței. La frecvența nominală nu este posibilă inversarea sensului elicei. Un cuplu de frânare capabil de a inversa sensul elicei se obține la frecvențe mai mici de 30% din frecvența nominală (la 30% f_n , curba cuplului motorului este tangentă la curba elicei).

Pentru grăbirea procesului de reversare, în cazul grupurilor electrogene cu turbine, la începutul procesului se oprește admisia agentului termic în turbină. După schimbarea succesiunii fazelor statorice motorul elicei care funcționează în contracurent este frânat și de masele de inerție ale turboagregatului în curs de oprire. Astfel, frecvența curentului scade până la cea necesară inversării. La grupurile electrogene cu motoare diesel acest lucru nu este posibil, de aceea înaintea procesului de inversare se face o reducere a turației motorului diesel, deci a frecvenței.

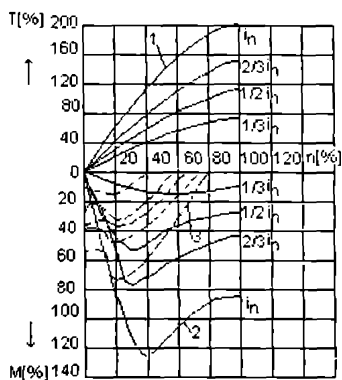
În timpul procesului de inversare a sensului, motorul electric absoarbe un curent mai mare decât cel de regim. Aceasta face ca tensiunea generatoarelor să scadă și odată cu ea și cuplul motorului elicei. Pentru a aduce tensiunea generatoarelor la valori convenabile se acționează asupra excitației generatoarelor; de obicei se mărește excitația pe durate scurte ("șocuri de excitație").

Datele experimentale arată că în intervalele de supraexcitație trebuie să se mărească puterea de excitație de 4-6,25 ori față de cea nominală, cu condiția să nu se ajungă la saturația generatorului. În cazul saturării, efectul acestor șocuri de excitație nu ar mai fi cel scontat.

Înfășurările motorului elicei: statorică, de excitație, înfășurarea de pornire și frânare, înfășurările generatoarelor (statorică și de excitație) se dimensionează la supracurenții din timpul procesului de inversare.

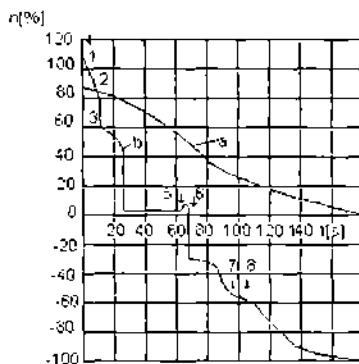
Practica arată că dacă mașinile se construiesc în așa fel încât procesul de inversare să se efectueze rapid, pornind de la viteza maximă "înainte", încălzirea mașinilor la navigația obișnuită nu atinge nici pe departe valorile admisibile; astfel rezultă o durată îndelungată de funcționare.

Deși manevrele la viteză redusă au o importanță mai mică în dimensionarea instalației de propulsie (cuplul rezistent la axul elicei este redus), totuși are importanță frecvența manevrelor în condiții dificile (exemplu, pătrunderea într-o ecluză, manevre în ape înguste sau curenți de apă rapizi etc.).



Diagramele curent - turație și cuplu - turație
1 - curbele curentului, 2 - curbele cuplului motor; 3 - curbele cuplului elicei

Fig. 2.30



Procesul de inversare a sensului de marș.
a - curba curentului, b - curba turației elicei

Fig. 2.31

În afară de folosirea frânării în contracurent în procesul de inversare a sensului motorului elicei, se poate utiliza și frânarea dinamică care oprește rapid motorul. În acest caz înfășurarea statorică a motorului se deconectează de la generator și se închide pe o rezistență, continuând să exciteze motorul. Astfel motorul trece să funcționeze în regim de generator sincron, rotorul primind energie mecanică de la elice. În figura 2.30 se reprezintă variația curentului absorbit de motor, cuplul său și cuplul rezistent al elicei, în timpul de excitație. De obicei se preferă o frânare la curent de excitație mai redus, caz în care rezistența de frânare devine mai mică și se poate realiza o frânare mai rapidă chiar la viteze ridicate ale navei.

Dacă se dorește o frânare cu cuplul maxim și rezistență minimă, trebuie să se asigure o variație continuă a curentului de excitație.

Procesul de inversare a sensului, utilizând frânarea dinamică, este ilustrat în figura 2.31. Principalele momente ale acestui proces sunt:

1 - Comanda "înapoi cu viteză maximă". În acest punct se fixează regulatorul de turație a motoarelor diesel la turația necesară inversă a sensului.

2 - Întreruperea excitației generatoarelor și motoarelor.

3 - Deconectarea motoarelor de la generatoare.

4 - Conectarea rezistențelor de frânare și a excitației motorului. Turația motoarelor scade rapid.

5 - Deconectarea rezistențelor de frânare și întreruperea excitației motoarelor.

6 - Conectarea motoarelor la generatoare cu succesiunea fazelor schimbată. Generatoarele se excită prin șocuri. Motoarele funcționează în asincron.

7 - Regimul normal de navigație. Excitația discontinuă a generatoarelor se întrerupe și se stabilește la valoarea nominală.

8 - Regulatorul motorului mecanic se fixează la viteza dorită pentru navigație

Generatoarele de propulsie funcționează în paralel. De obicei se utilizează o sincronizare fină a generatoarelor cu ajutorul sincronoscopelor automate. Există însă și posibilitatea conectării generatoarelor în paralel în lipsa tensiunii și apoi se excită. În acest caz este nevoie de bobine de șoc pentru limitarea curenților.

2.3.3. Scheme de propulsie în curent alternativ trifazat

Instalațiile de antrenare a elicei navelor cu motoare de curent alternativ se pot împărți în:

- instalații de propulsie cu turbogeneratoare;
- instalații de propulsie cu diesel - generatoare;
- instalații de propulsie cu elice cu pas reglabil.

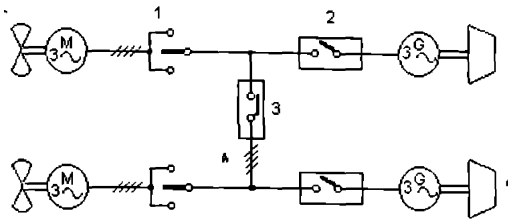
2.3.3.1. Instalații de propulsie cu turbogeneratoare

La aceste instalații generatoarele sincrone care produc energia electrică pentru alimentarea motoarelor elicei sunt antrenate de turbine cu abur. Asemenea sisteme se folosesc la puteri mari, deci la nave de mare tonaj.

În cele ce urmează se vor prezenta câteva scheme tipice utilizate pentru propulsie cu turbogeneratoare.

La navele cu două elice se poate utiliza schema din figura 2.32, care se caracterizează prin alimentarea separată a motoarelor de propulsie. Cele două generatoare nu sunt prevăzute să funcționeze în paralel.

La viteze reduse ale navei ambele motoare pot fi alimentate de la un singur generator prin intermediul unui întrerupător de cuplaj. Frânarea se face în contracurent. Excitația generatorului este de tipul "cu șocuri" și se obține de la un convertizor rotativ sau static. Excitația motoarelor se face la $U=cl.$ de la rețeaua de curent alternativ.

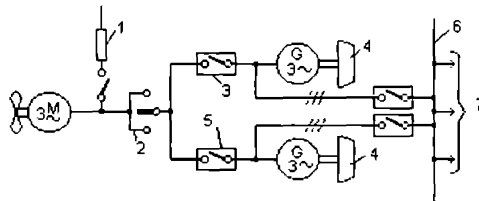


Schema de propulsie în c.a. cu turbine utilizată la nave cu două elice

- M - motor sincron trifazat de antrenare a elicei;
 G - generator sincron;
 1 - întreruptor inversor; 2 - întreruptor;
 3 - întreruptor de cuplaj; 4 - turbină.

La navele cu o singură elice puterea necesară motorului elicei se poate obține de la mai multe generatoare. În figura 2.33 se reprezintă o schemă cu două generatoare care sunt utilizate și pentru alimentarea rețelei de bord. În această schemă se folosește frânarea dinamică cu ajutorul rezistențelor de frânare.

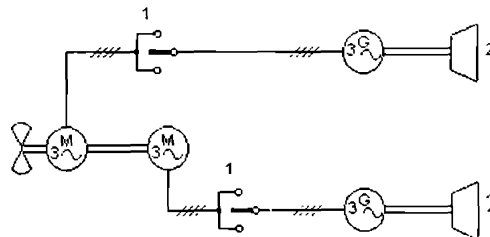
Fig. 2.32



Schema de propulsie în c.a. cu turbine utilizată la nave cu o singură elice

- M - motor sincron trifazat; G - generator sincron;
 1 - rezistență de frânare dinamică; 2 - inversor; 3, 5 - întreruptoare;
 4 - turbine; 6 - rețea de bord; 7 - consumatori

Fig.2.33



Schema de propulsie în c.a. cu turbine cu două motoare de propulsie

- M - motor de propulsie; G - generator; 1 - comutator;
 2 - turbină

Fig. 2.34

La navele petroliere schemele de propulsie conțin, în general, un motor de antrenare a elicei și un singur generator. Generatorul este utilizat, în regim de staționare și pentru alimentarea pompelor de încărcat sau descărcat petrol.

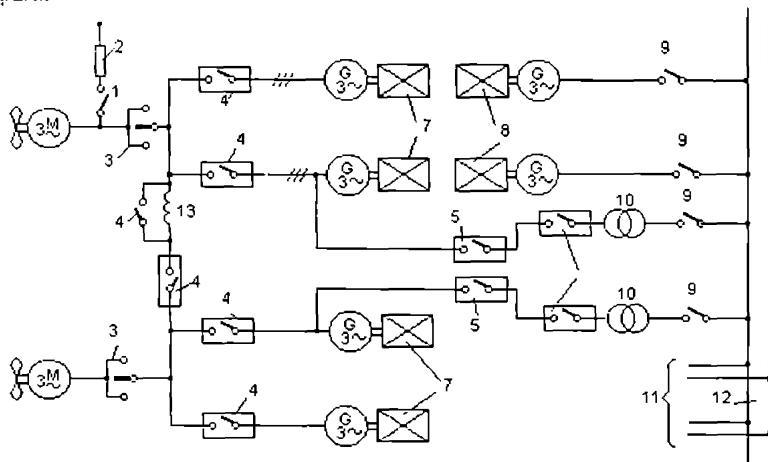
Pentru mărirea fiabilității la unele nave, se utilizează antrenarea elicei de către două motoare sincrone cuplate pe același arbore (fig. 2.34).

Fiecare motor este alimentat de către un generator. Această schemă poate funcționa cu un randament satisfăcător chiar la jumătate din puterea nominală. Deoarece motoarele în acest caz au gabarite mai mici se poate utiliza mai bine spațiul de amplasare a lor de la pupa navei.

2.3.3.2. Instalații de propulsie cu diesel - generatoare

Schemele de propulsie cu grupuri diesel - generatoare se caracterizează printr-un număr mai mare de grupuri electrogene, în comparație cu schemele cu turbogeneratoare.

În figura 2.35 se prezintă o schemă cu patru grupuri diesel - generatoare. Generatoarele debitează pe bare comune împărțite în două secțiuni.



Schema de propulsie în c.a. cu motoare diesel

1 - întreruptor; 2 - rezistență de frânare; 3 - inversor; 4, 5, 6 - întreruptoare de înaltă tensiune; 7 - motor diesel de propulsie; 8 - motor diesel auxiliar; 9 - întreruptor de înaltă tensiune; 10 - transformator coborâtor; 11 - consumatori la bord; 12 - rețea de bord; 13 - bobină de sincronizare

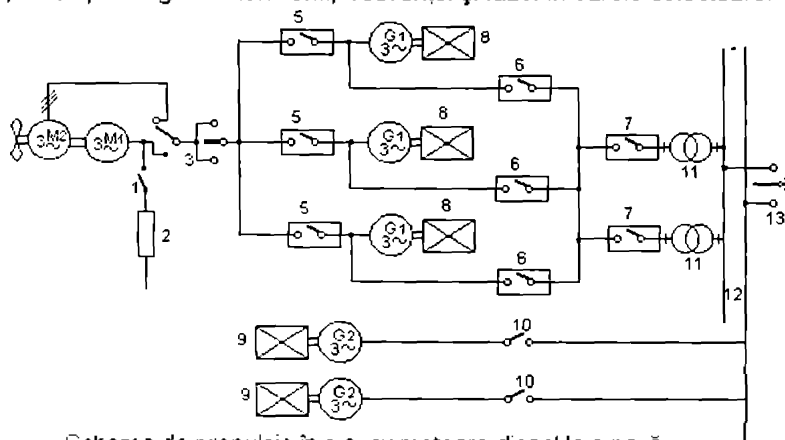
Fig. 2.35

La fiecare secțiune sunt legate câte două generatoare ce alimentează câte un motor de propulsie. La navigația costieră (cu viteză redusă) se alimentează fiecare motor de propulsie de la un singur generator. În acest caz cele două secțiuni de bare se separă.

Schema este prevăzută cu posibilitatea unei sincronizări brute cu ajutorul unei bobine de șoc. Sincronizarea brută are loc la cuplarea celor două secțiuni de bare, pe fiecare secțiune aflându-se câte un generator, sau

la cuplarea celui de-al treilea generator, ca și la sincronizarea motoarelor în diverse situații (ieșirea elicei din apă în cazul unei mări agitate).

Conectarea celui de-al patrulea generator se face prin sincronizare fină, adică prin reglarea tensiunii, frecvenței și fazei la barele colectoare.



Schema de propulsie în c.a. cu motoare diesel la o navă cu o singură elice

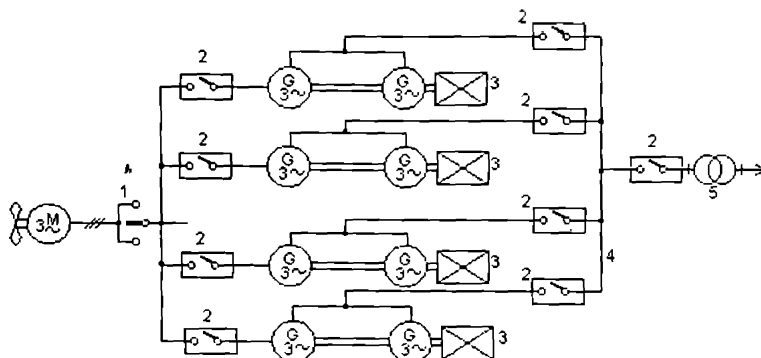
M1 - motor principal de propulsie; M2 - motor auxiliar de propulsie; G1 - generator de propulsie; G2 - generator auxiliar; 1 și 10 - întreruptor de joasă tensiune; 2 - rezistență de frânare; 3 și 13 - comutator; 4 - inversor; 5, 6 și 7 - întreruptor de înaltă tensiune; 8 - motor diesel de propulsie; 9 - motor diesel auxiliar; 11 - transformator coborâtor; 12 - rețea de bord

Fig. 2.36

Generatoarele de propulsie pot debita și pe rețeaua bordului în regim de staționare sau de navigație cu viteză redusă.

În figura 2.36 este reprezentată schema instalației de propulsie cu diesel - generatoare, la o navă cu o singură elice. Schema conține trei diesel - generatoare care pot fi conectate în paralel. În afară de motorul principal de antrenare, elicea poate fi antrenată și de un motor mai mic pentru regimuri de navigație la viteze reduse. Pentru alimentarea motorului de putere mică este suficient un singur generator. Motorul de putere mică poate fi de tipul asincron, care, după cum se știe, nu necesită un curent de excitație furnizat de la o sursă separată.

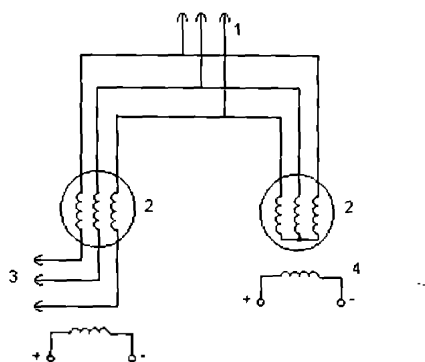
O schemă interesantă de propulsie electrică este cea cu generatoare sincrone duble (fig. 2.37). Înfășurările statorice ale generatoarelor duble se leagă în serie (fig. 2.38), astfel încât prin variația curentului de excitație tensiunea la bornele statorului poate varia de la valoarea dublă (când curenții de excitație egali au același sens), până la valoarea zero (când curenții de excitație egali sunt de sens contrar).



Schema de propulsie în c.a. cu motoare diesel cu generatoare electrice duble

- M - motor; G - generator; 1 - inversor;
- 2 - întreruptor de înaltă tensiune; 3 - motor diesel; 4 - rețea de bord;
- 5 - transformator coborâtor

Fig. 2.37



Generatoare sincrone duble

- 1 - bare de sincronizare pentru rețeaua de bord;
- 2 - stator; 3 - bare de sincronizare pentru motorul elicei;
- 4 - înfășurare de excitație

Această schemă asigură o reglare a turației motorului elicei în domeniul 50% - 100% acționând asupra frecvenței. Viteza de rotație sub 50% se obține prin modificarea tensiunii de alimentare.

Fig. 2.38

2.3.3.3. Instalații de propulsie cu elici cu pas reglabil

Instalațiile de propulsie cu elici cu pas reglabil se aseamănă, din punct de vedere al schimbării sensului de rotație și al reglării vitezei, cu sistemele electrice de propulsie. În ambele cazuri, pentru a realiza cele două operații nu se acționează asupra motorului mecanic.

Cu toate aceste caracteristici ale sistemului de propulsie cu pas reglabil, este recomandabil să se acționeze elicele cu motor electric

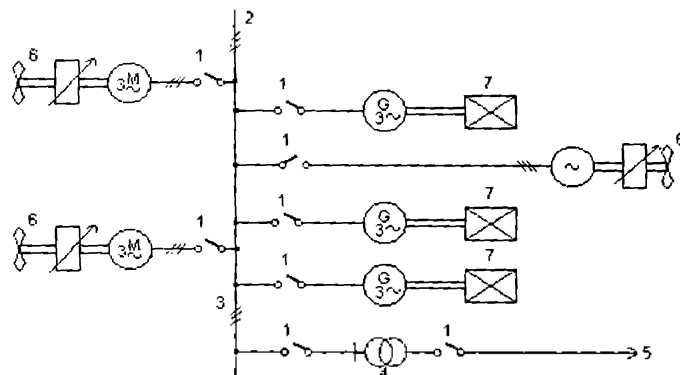
Aceasta se datorează libertății de amplasare a motorului primar evitând utilizarea unor arbori de lungimi prea mari. Toate motoarele diesel se concentrează într-o încăpere comună (sala mașinilor). Ele antrenează

generatoare sincrone trifazate, care alimentează cu tensiune constantă motoare asincrone.

La navele dotate cu elici cu pas reglabil, acționate direct de motorul mecanic, reglarea vitezei navei și schimbarea sensului de marș se face prin schimbarea poziției paletelor elicei.

Deoarece generatoarele funcționează la tensiune și frecvență constante, ele sunt utilizate și pentru rețeaua bordului.

În figura 2.39 se prezintă o instalație de propulsie cu elici cu pas reglabil utilizată la o navă macara.



Schema de propulsie la nava cu elici cu pas reglabil

M - motor asincron cu rotor în colivie, G - generator sincron; 1 - întreruptor; 2 - secțiune de bare pentru propulsie; 3 - secțiune de bare pentru rețeaua bordului; 4 - transformator; 5 - consumatori de bord; 6 - elice cu pas reglabil; 7 - motor diesel

Fig. 2.39

Schema cuprinde trei elici cu pas reglabil acționate de motoare asincrone cu rotorul în colivie funcționând la turație constantă. Alimentarea motoarelor se face de la trei generatoare sincrone, unul din aceste generatoare putând fi utilizat numai pentru rețeaua bordului și motoarele de acționare a macaralei.

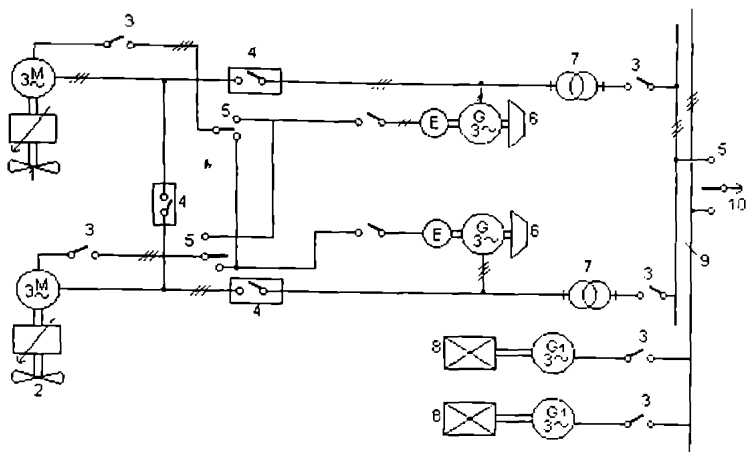
Motoarele se pornesc pe rând și ajung la turația nominală pentru poziția de mers în gol a elicei.

În timpul perioadei de pornire rețeaua bordului se separă, datorită căderilor de tensiune.

Cele trei elice ale navei sunt plasate astfel: două la pupa (câte una în fiecare bord) și una la prova.

Pentru acționarea elicei cu pas reglabil se pot utiliza și motoare sincrone.

În figura 2.40 este reprezentată o schemă de propulsie având drept grupuri electrogene turbogeneratoare sincrone, iar ca motoare de antrenare a elicelor cu pas reglabil, motoare sincrone.



M - motor sincron; G - generator sincron; E - excitatoare; G1 - generator sincron auxiliar; 1 și 2 - elici cu pas reglabil; 3 - întreruptor de joasă tensiune; 4 - întreruptor de înaltă tensiune; 5 - comutator; 6 - turbină; 7 - transformator; 8 - motor diesel auxiliar; 9 - rețea de bord; 10 - consumator de bord

Fig. 2.40 Schema de propulsie la nave cu elici cu pas reglabil

2.3.4. Sisteme de propulsie electrică neconvenționale

În condițiile crizei energetice mondiale, transportul maritim fiind unul dintre cele mai economice tipuri de transport, s-a aflat în atenția cercetătorilor (în special cu scopul reducerii la minim a consumului de combustibil și de energie în general) problema creșterii randamentului și asigurării unor condiții de exploatare cât mai simple și eficiente. Printre obiectivele importante ale acestor cercetări, se află și sistemul de propulsie electrică care oferă, așa cum s-a prezentat, o serie de avantaje față de propulsia directă cu motoare termice.

Deoarece sunt scumpe și au un grad de complexitate ridicat, sistemele de propulsie neconvenționale se utilizează rar, motiv din care sunt tratate succint în lucrare.

2.3.4.1. Propulsia electrică cu motor homopolar supraconductor [A.5.]

Cercetările efectuate în domeniul propulsiei electrice cu motoare cu supraconductoare au urmărit atât mărirea puterii unitare cât și a puterii specifice exprimate în MW/m^3 sau MW/kg , parametri foarte importanți în domeniul construcțiilor navale.

În prezent, proprietățile supraconductoarelor au permis realizarea pe scară largă a unui bogat sortiment de supraconductoare de câmp înalt, apte a fi utilizate la realizarea mașinilor electrice și cablurilor lucrând în medii criogenice.

La mașinile electrice, creșterea puterii se obține pe seama creșterii inducției la valori de ordinul a 4-5T, produsă de o înfășurare supraconductoare ce poate realiza câteva milioane de amperspire datorită densității de curent mult sporită ce se poate adopta la supraconductoare în

mediu de heliu (de cca. 10 ori densitatea de curent normală 2.5-5A/mm²). Datorită caracteristicilor economice și tehnologice ale instalațiilor frigorifice cu heliu, nu au fost proiectate și realizate decât mașini cu excitație supraconductoare. În perspectivă se poate prevedea posibilitatea realizării unui rotor supraconductor în criostat rotativ, însă problema preluării curentului de la piesele în mișcare complică mult problema.

Utilizarea înfășurării de excitație supraconductoare la mașina homopolară prezintă interes din următoarele motive:

- posibilitatea unui flux magnetic Φ mare, ceea ce asigură chiar la motoarele de joasă turație (cazul celor de antrenare a elicei), o valoare mică a raportului $\Delta U_p/n\Phi$, de exemplu, la motorul Fawley al companiei Industrial Research and Development (I.R.D.) din S.U.A. s-au obținut:

$$\Phi = 6.45\text{Wb}; \Phi n = 21.5\text{V} \text{ și } \Delta U_p < 0.5\text{V};$$

- posibilitatea excluderii măcar în parte a materialelor feromagnetice, ceea ce permite cu ușurință să se mărească cantitatea de conductori elementari și în acest fel să se obțină o tensiune mai mare la curenți mai mici decât la mașinile homopolare obișnuite.

Din punct de vedere constructiv, mașinile homopolare se deosebesc după tipurile de indusuri și înfășurări de excitație utilizate.

În tabelul 2.1 sunt enumerate construcțiile unor mașini realizate cu diferite tipuri de conexiuni ale conductorilor elementari.

Tabelul 2.1

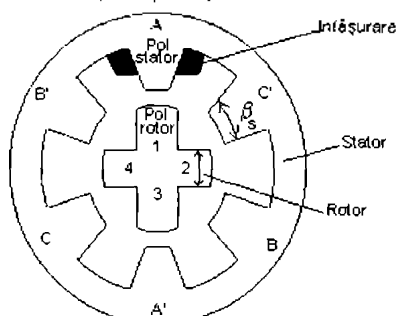
Forma conductorilor elementari	Exemple de mașini cu un element	Structura conexiunii serie a elementelor	Exemple de mașini cu mai multe elemente
Disc	G.E. 20kW (1972) 10kW (1969)	Cu mai multe discuri	ASEGEN (Genova, Italia), 85kW (1975) GE: 50kW (1972) IRD: 35kW (1966) Toshiba: 3kW (1973)
Cilindru	NRDC, generator 300kW (1972)	Cu mai multe discuri	NRDC, motor 30kW (1972)
Con secționat		Cu mai multe conuri	LCIE 60kW (1970)
Segment de disc de con sau de cilindru		Disc segmentat, con segmentat, cilindru segmentat	IRD, motor Fawley, 2.5MW (1971) IRD, sistem pentru propulsia navei 1MW (1974)

În centrul NRDC a fost construită o mașină pentru propulsia navelor cu putere de 300kW (30V, 10000A). În acest caz, în sistemul de colectare a curentului se utilizează inele de contact din metal lichid. Programul flotelor militare în legătură cu motoarele supraconductoare pentru sistemele de propulsie a navelor, prevede posibilitatea realizării unor mașini cu puteri până la 30MW.

2.3.4.2. Propulsia electrică cu motor sincron cu reluctanță variabilă [M.8.]

Acest sistem de acționare constă din: grupul electrogen diesel - generator de curent continuu, convertorul static de putere, motorul sincron - reductorul (cu bucele de reglaj și control ale turatiei și curentului).

În prezent această variantă de propulsie electrică a fost reluată, datorită posibilităților noi de comandă și evidențierii modului de lucru în patru cadrane, respectiv particularitățile trecerii din regimul de motor în cel de generator. Soluțiile de control a poziției au evoluat de la traductorii discreți de poziție, cuplați mecanic cu axul M.R.V., la varianta traductorii optici plasați pe muchiile polilor statorici, care compromise în bună măsură gradul de fiabilitate și robustețea aplicației.



Secțiune prin M.R.V. cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici

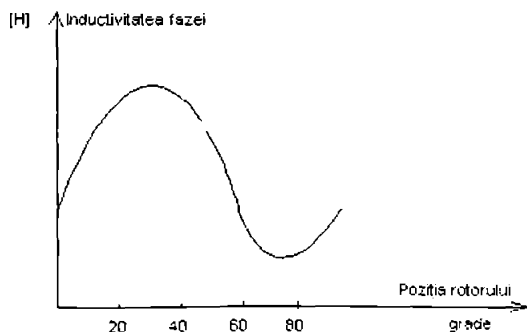
Fig. 2.41

În ultimul timp se observă un interes deosebit pentru a promova soluții noi, care să permită obținerea unor sisteme de acționare cu performanțe dinamice ridicate.

Considerând un M.R.V. (fig. 2.41) cu patru poli rotorici și șase poli statorici, se remarcă două caracteristici importante:

- variația mare a inductivității unei faze în funcție de poziția rotorului;
- gradul ridicat de independență a fazelor statorice.

Aceste proprietăți permit determinarea indirectă a poziției rotorice, fără a utiliza senzori discreți. Rotorul nu are înfășurări și nici magneți permanenți. Fazele statorice plasate pe perechile de poli opuși diametral, sunt legate în serie. Când o fază statorică este alimentată, perechea corespunzătoare de poli rotorici este atrasă până în momentul alinierii polilor rotorici și statorici corespunzător fazei energizate, moment ce corespunde unei reluctanțe magnetice minime pentru circuitul magnetic format din perechea de poli statorici, respectiv rotorici.



În momentul alinierii, inductivitatea fazei statorice este maximă, L_{max} , iar când nici o parte a polului rotoric nu este în dreptul polului statoric, inductivitatea este minimă L_{min} (fig. 2.42).

Fig. 2.42

Cuplul apare din tendința circuitului magnetic de a ocupa o configurație de reductanță magnetică minimă, fiind independent de sensul curentului:

$$M(\theta, I) = \delta W(\theta, I) / \delta \theta \quad (2.28)$$

unde: θ - unghiul descris de poziția rotorului;

I - curentul prin faza statorică.

Dacă se consideră curentul constant și se presupune mediul magnetic liniar:

$$M(\theta) = 0.5 I^2 (dL(\theta) / d\theta) \quad (2.29)$$

unde: $L(\theta)$ - inductivitatea proprie a unei faze statorice.

Acceptând o variație liniară a inductivității unei faze, în figura 2.43 este prezentată legătura între modul și momentul de alimentare a unei faze și regimul de lucru al M.R.V.

Pentru a obține cuplu motor (fig. 2.43), faza este alimentată pe perioada când variația inductanței este de $dL/d\theta > 0$, iar pentru a obține un cuplu de frânare, când $dL/d\theta < 0$

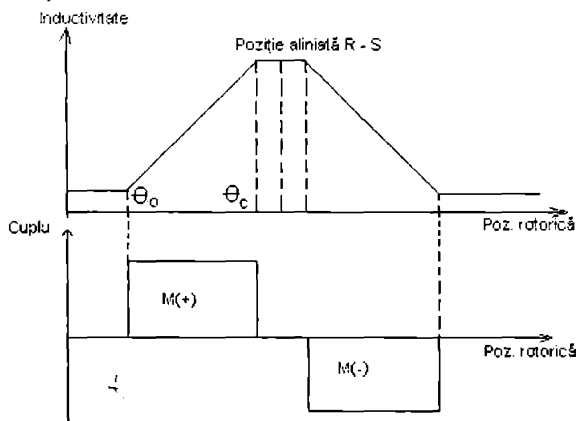


Fig.2.43

CAPITOLUL 3

STUDIUL COMPORTĂRII MOTOARELOR ASINCRONE UTILIZATE ÎN SISTEMELE DE ACȚIONĂRI ELECTRICE NAVALE

Introducere

Produsele de astăzi, preluând uzual informații cu lungimea de 32 până la 64 bits, au revoluționat sistemele de calcul și implicit cele de comandă și control, oferind performanțe deosebite sistemelor de acționare electrică.

Evoluții deosebite s-au remarcat și în domeniul convertoarelor electronice de putere. S-au dezvoltat elemente de comutație de foarte mare viteză și la tensiuni ridicate care, controlate pe poartă, oferă posibilitatea obținerii la ieșire a unor tensiuni și curenți de forma, valoarea și viteza de variație dorită.

O componentă majoră hard a unui sistem de acționare modern o constituie traductoarele de măsură, care trebuie să ofere valori cât mai exacte a mărimilor electrice și neelectrice. Și în acest domeniu s-au înregistrat progrese remarcabile.

În concluzie, un sistem de acționare modern implică astăzi o structură hard compusă din motorul electric de acționare, convertorul electronic de putere, traductoarele și sistemul de calcul cu interfață și o parte foarte importantă compusă din programele de calcul pentru control, elalonări, verificări și semnalizări.

În funcție de caracteristicile mecanice impuse, de performanțele cerute și de costurile mașinilor electrice, în sistemele de acționare electrică se pot utiliza diferite tipuri de mașini electrice

Într-un clasament în care s-ar ține cont de complexitatea construcției, costul manoperei și costul materialelor utilizate, pozițiile ocupate de mașinile analizate, la aceeași putere, sunt redate în tabelul 3.1. Ca bază a acestuia s-a luat mașina asincronă.

Tabelul 3.1.

TIP MASINA	COMPLEXITATE		MANOPERA	MATERIALE
	STATOR	ROTOR		
MOTOR ASINCRON	+	+	+	+
MOTOR SINCRON				
a) excitație electro-magnetică	+	+	+	+
b) excitație cu magneti permanenți	+	-	-	+
c) reactiv	+	-	-	-
MOTOR DE CURENT CONTINUU	-	+	+	+

Din punct de vedere al prețului, mașina asincronă cu cea sincronă sunt comparabile. În variantele cu magneti permanenți și la mașina sincronă reactivă prețurile sunt dependente de prețurile magnetilor permanenți care au

scăzut mult în ultima perioadă de timp, dar la aceste tipuri de mașini poate să apară, în sarcină, datorită reacției indusului, demagnetizarea magnetului permanent și astfel funcționarea este compromisă.

Motorul de curent continuu este eliminat din competiție datorită fiabilității scăzute a colectorului.

Având în vedere fiabilitatea deosebit de ridicată a motorului asincron cu rotor în scurtcircuit, în lucrare se tratează sistemul de acționare electrică a propulsorului naval pe baza acestui tip de motor.

Comparativ cu motorul sincron, în sistemele navale este preferat motorul asincron care nu mai necesită o sursă separată pentru excitație, nu prezintă fenomenul de pendulare și deci suportă mult mai ușor șocurile de sarcină.

Ținând seama și de convertoarele electronice de putere necesare alimentării motorului electric de acționare, prezentate în tabelul 3.2., situația este favorabilă motorului asincron. Se are în vedere robustețea motorului asincron în comparație cu toate celelalte mașini electrice, prețul de fabricație cel mai scăzut și absența pendulărilor ce apar la modificări ale turației.

Observație: În cazul acționărilor de poziționare, varianta cea mai bună de motor pare a fi motorul sincron cu excitație cu magneți permanenți.

În propulsia electrică, în care se urmărește controlul cuplului și al vitezei, mașina fiind alimentată de la o sursă de putere controlabilă, în mod obișnuit, convertoare electronice de putere, motorul asincron este cel mai potrivit.

Tabelul 3.2.

Criteriul	Motor de c.c.	Motor asincron	Motorul sincron		
			cu excit. el.mag.	cu magneți permanenți	cu rotor reactiv
Complexitate mașină	-	0	0	+	+
Cost mașină	-	+	0/+	-	+
Convertoare electronice	+	-	-	-	+
Transectoare (control)	+	-	-	0	0
Compartare dinamică	-	0	-	+	0
Precizie, pulsație, cuplu	+	0	-	-	-
Exploatare (întreținere)	-	+	+	+	+
Turații mari	-	+	+	-	+

3.1 Studiu asupra mașinii asincrone

Satorul mașinii asincrone, realizat din tole cu creștături și înfășurare polifazăată (de regulă trifazăată), este partea cea mai complexă și cea mai scumpă. Rotorul, de obicei în scurtcircuit, este robust și nu ridică probleme deosebite în exploatare. Aplicând un sistem polifazăat simetric de tensiuni (de regulă trifazăat), rezultă un sistem simetric de curenți. Cu înfășurări repartizate simetric pe periferia mașinii, cu axele fazelor decalate în spațiu cu un unghi egal cu cel de defazăj în timp al curenților care le parcurg, se obțin câmpuri învârtitoare de pulsație:

$$\omega_s = 2\pi f_1 = 2\pi p n_1 \quad (3.1)$$

unde: $n_1 \cong n_0$ - turația sincronă a câmpului învârtitor;

f_1 - frecvența mărimilor electrice statorice;

p - numărul de perechi de poli ai înfășurării statorice.

Trebuie subliniat faptul că prin construcție și alimentare, la mașina asincronă se crează un câmp magnetic învârtitor atât în stator cât și în rotor. Mașina asincronă funcționează la orice viteză a rotorului, având un cuplu diferit de zero la viteze rotorice diferite de cea de sincronism. Acest lucru se datorește faptului că mașina funcționează pe baza cuplului de tip asincron care se obține din interacțiunea dintre câmpul magnetic statoric și cureții din rotor, care în fond creează și ei un câmp învârtitor și deci cuplul electromagnetic este rezultatul interacțiunii dintre cele două câmpuri magnetice: statoric și rotoric. În spațiu, ambele câmpuri se rotește cu n_1 , astfel că în corpul mașinii câmpul magnetic fizic (rezultant) are o valoare determinată și se rotește cu n_1 . În aceste condiții mașina asincronă dezvoltă un cuplu electromagnetic bine determinat, la orice turație $n = n_1$ a rotorului.

În regim de motor, când rotorul se rotește cu turația $n < n_1$, în același sens cu câmpul magnetic rotor al mașinii, câmpul magnetic se rotește față de rotor cu turația:

$$n_2 = n_1 - n \quad (3.2)$$

Alunecarea mașinii se definește ca fiind:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \cong \frac{n_0 - n}{n_0} \quad (3.3)$$

și deci turația rotorului în funcție de alunecare, frecvență și numărul perechilor de poli, devine:

$$n = \frac{f_1}{p} (1 - s) \quad (3.4)$$

La o mașină trifazată cuplul electromagnetic este dat de relația:

$$M = \frac{3U_1^2}{\Omega_1} \frac{\frac{R_2'}{s}}{\left(R_1 + C_1 \frac{R_2'}{s}\right)^2 - (X_1 + C_1 X_2')^2} \quad (3.5)$$

sau se poate exprima, în zona alunecărilor normale de funcționare, în forma:

$$M = \frac{3U_1^2}{\Omega_1} \frac{sR_2'}{(R_2')^2 - s^2(X_1 - X_2')^2} \quad (3.6)$$

neglijând rezistența statorică comparativ cu termenul $\frac{R_2'}{s}$ și admitînd că $C_1 \cong 1$ ceea ce revine la a face erori sub 1%.

Cuplul critic (maxim) pe care este capabil să-l dezvolte un MAS are expresia:

$$M_k = \frac{3U_1^2}{2\Omega_1} \frac{1}{R_1 + \sqrt{R_1^2 - (X_1 - X_2')^2}} \quad (3.7)$$

Deoarece viteza unghiulară a câmpului învârtitor statoric Ω_1 este dată de expresia:

$$\Omega_1 = 2 \pi n_1 = 2 \pi \frac{f_1}{p} \quad (3.8)$$

din relațiile (2.6) și (2.7) se observă că atât cuplul electromagnetic corespunzător alunecării s cât și cel critic (maxim) depind de raportul $\frac{U_1^2}{f_1^2}$.

Neglijând rezistența unei faze statorice, expresia cuplului critic se poate scrie sub forma:

$$M_k = \frac{3p}{8\pi^2(L_{1\sigma} + L_{2\sigma})} \frac{U_1^2}{f_1^2} \quad (3.9)$$

Analizând expresia (3.9) rezultă că în condițiile în care raportul $U_1/f_1 = \text{ct.}$, cuplul critic este constant. Raportul tensiune/frecvență constant înseamnă în fapt flux constant, deci o folosire integrală a miezului feromagnetic.

Pe baza relației (3.4) rezultă că modificarea turației motorului asincron se poate realiza continuu prin modificarea frecvenței statorice sau a alunecării și o modificare în trepte se obține prin schimbarea numărului perechilor de poli - p, aceasta presupunând un bobinaj cu mai multe posibilități de conectare a bobinelor, ceea ce, evident, ridică pretul mașinii. Randamentul scade, când alunecarea crește, deoarece, la aceeași putere furnizată, cresc pierderile p_{bz} , odată cu creșterea alunecării.

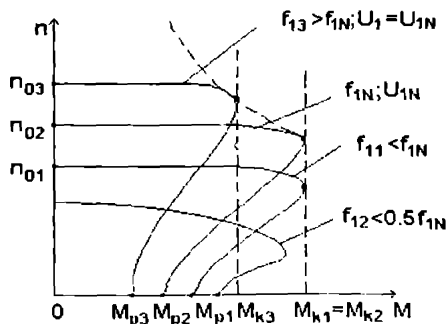
Mărirea alunecării se poate obține prin mărirea artificială a rezistenței circuitului rotoric (soluție nerealizabilă la mașina cu rotor în colivie), sau prin modificarea tensiunii U_1 .

Modificarea tensiunii U_1 în scopul respectiv este inoperantă pentru mărirea turației, deoarece la $U_1 = U_{1n}$ în medie $s_n \approx 0.03$ și deci prin mărirea lui U_1 se obține o creștere total nesemnificativă a turației.

Modificarea tensiunii U_1 pentru a micșora turația (mărind s) determină o reducere severă a rezervei de stabilitate și de asemenea solicitarea magnetică devine modestă, datorită micșorării valorii tensiunii U_1 .

În concluzie, la motorul asincron soluția cea mai uzitată este modificarea turației prin frecvență și valoarea dorită a cuplului se obține prin impunerea unei anumite tensiuni de alimentare.

Până la tensiunea nominală raportul tensiune/frecvență se menține aproximativ constant, iar peste această valoare tensiunea rămâne cea



nominală deoarece Registrele Navale interzic cu desăvârșire depășirea tensiunii nominale pe orice consumator de pe navă și în mod deosebit pe motorul de acționare care este vital pentru propulsia navei.

Se obțin caracteristicile mecanice prezentate în figura 3.1.

Fig. 3.1. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron comandat în frecvență

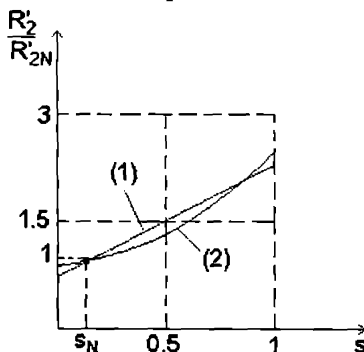
Dacă frecvența se reduce mult și $X_1 = 2\pi f L_1$, respectiv X'_2 , tind valoric spre R_1 - la $\frac{V}{f} = \frac{U_n}{f_n}$ - în relația (3.7) rezistența R_1 nu se mai poate neglija în raport cu $X_1 + X'_2$. Ca urmare, are loc o reducere, mai mult sau mai puțin sensibilă, a lui M_k , cu toate inconveniențele care apar.

3.2. Parametrii mașinii asincrone. Variația lor cu alunecarea

Dacă parametrii statorici R_1 , X_1 , X_m , R_m se modifică foarte puțin sau practic deloc cu alunecarea (turația), parametrii rotorici R'_2 , X'_2 se modifică sensibil cu alunecarea, mai ales la motoarele asincrone cu bare înalte în rotor, varianta cea mai des întâlnită în practică datorită marilor avantaje obținute la pornire: cuplu de pornire mărit la curent de pornire destul de scăzut.

Forma de variație a rezistenței fazei rotorice, R'_2 cu alunecarea, depinde de dimensiunile barei, de rezistivitatea ei și de frecvența curentului din bară, dar într-un mod destul de apropiat de realitate se poate considera ca fiind o variație liniară de forma: [B.4.]

$$R'_2 = a + b \cdot s \quad (3.10)$$



O aproximare mai exactă a variației rezistenței cu alunecarea se poate face printr-o expresie polinomială, dar coeficienții termenilor "s" nu se pot determina din datele de catalog care oferă mai puține ecuații decât numărul necunoscutelor.

La pornire relația (3.10) devine:

$$R'_{2p} = a + b \quad (3.11)$$

iar la alunecarea nominală este: -

$$R'_{2N} = a + b \cdot s_N \quad (3.12)$$

Fig. 3.2. Modificarea rezistenței indusului cu alunecarea (1) - variația aproximativă (2) - variația exactă

Relațiile (3.11) și (3.12) determină sistemul de ecuații pentru calculul coeficienților "a" și "b" când se cunosc rezistențele rotorice la pornire și la alunecarea nominală: R'_{2p} și R'_{2N} .

Prin rezolvarea sistemului de ecuații (3.11), (3.12) se obțin următoarele soluții pentru necunoscutele "a" și "b":

$$a = \frac{R'_{2N} - R'_{2p} \cdot s_N}{1 - s_N} \quad (3.13)$$

$$b = \frac{R'_{2p} - R'_{2N}}{1 - s_N} \quad (3.14)$$

Rezistențele rotorice la pornire și la alunecarea nominală se calculează din cuplul la pornire, cuplul maxim și cuplul nominal, în modul următor:

- p , U_1 , ω_1 sunt mărimi ce rezultă din datele de catalog și deci în relația cuplurilor factorul $\frac{pU_1^2}{\omega_1} = A$ se consideră cunoscut;

- rezistența fazei statorice R_1 se măsoară cu o punte de măsură și deci se cunoaște ca valoare;

- cuplurile (maxim, nominal și cel de pornire), precum și curenții (la pornire și cel nominal) sunt cunoscute din datele de catalog și deci sistemul de ecuații:

$$M_k = A \frac{1}{2 \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \right)} \quad (3.15)$$

$$M_N = A \frac{R_{2N}'}{s_N} \frac{1}{\left(R_1 + \frac{R_{2N}'}{s_N} \right)^2 + (X_1 + X_{2N}')^2} \quad (3.16)$$

$$M_p = A R_{2p}' \frac{1}{(R_1 + R_{2p}')^2 + (X_{1p} + X_{2p}')^2} \quad (3.17)$$

$$I_p = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + R_{2p}')^2 + (X_{1p} + X_{2p}')^2}} \quad (3.18)$$

$$I_N = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_{2N}'}{s_N} \right)^2 + (X_1 + X_{2N}')^2}} \quad (3.19)$$

având ca necunoscute R_{2N}' , R_{2p}' , $X_{1p} + X_{2p}'$, $X_1 + X_{2N}'$ se rezolvă relativ simplu.

Asemănător ca la rezistența R_2' , pentru reactanța X_2' se presupune o variație aproximativ liniară, ea însă scade hiperbolic cu creșterea alunecării.

Pe baza experienței exploatarei motoarelor asincrone aproximarea acestei variații cu una liniară nu atrage după sine erori sensibile privind variația reactanței echivalente: $X_1 + X_2'$.

Prin urmare suma celor două reactanțe se pune sub forma:

$$X_1 + X_2' = X_1 + X_{2N}' - d (s - s_N) \quad (3.20)$$

Folosind relațiile (3.10) și (3.20), parametrii rotorici R_2' și X_2' , variabili cu alunecarea, sunt bine definiți la orice turație și astfel se ține seama de influența modificărilor parametrilor cu turația.

Se poate da o schemă electrică echivalentă care să țină seama de creșterea rezistenței rotorice R_2' cu alunecarea, respectiv de scăderea reactanței rotorice X_2' cu alunecarea. O asemenea schemă se propune în figura 3.3.

Între rezistențele rotorice ale modelului, există următorul raport:

$$R_{1r} : R_{2r} : R_{3r} : R_{4r} = 4 : 2 : 1.5 : 1$$

iar între reactanțele rotorice următoarea proportionalitate:

$$X_{1r} : X_{2r} : X_{3r} : X_{4r} = 1 : 2 : 3 : 4$$

Determinarea necunoscutelor $R_{1r}, R_{2r}, R_{3r}, R_{4r}, X_{1r}, X_{2r}, X_{3r}$ și X_{4r} are la bază cunoașterea tensiunii și a curentului statoric pentru opt turații între 0 și n_1 (de preferat pe toată plaja între pornire și turația de sincronism). Se obține astfel un sistem de opt ecuații cu cele opt necunoscute.

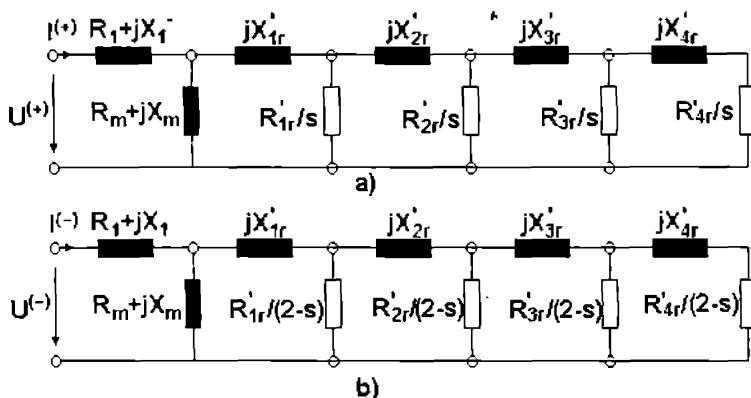


Fig. 3.3 Schema electrică a unei mașini asincrone cu efect pelicular în rotor
 a - pentru câmpul învârtitor direct b - pentru câmpul învârtitor invers

3.3. Influența saturației și a armonicilor asupra parametrilor mașinii asincrone (M.A)

Influența saturației miezului feromagnetic are în vedere considerarea unei reactanțe de magnetizare X_m , variabilă cu tensiunea electromotoare indusă în barele rotorice.

Este necesar, însă, a se face precizarea că dacă parametrii rotorici R_2', X_2' se modifică sensibil în timpul funcționării motorului asincron la turații variabile, reactanța de magnetizare nu se modifică decât cu maxim 15%. din acest motiv, în majoritatea cazurilor ea se consideră constantă și deci saturația miezului feromagnetic în domeniul normal de lucru se consideră neglijabilă.

În cele mai pretențioase lucrări, care încearcă să ia în considerare saturația miezului feromagnetic, se ține cont de saturație prin mărirea întrefierului echivalent δ^* .

Literatura de specialitate nu oferă o metodă completă care să finalizeze calculul saturației miezului feromagnetic la o mașină asincronă.

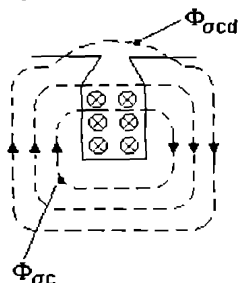
Nici fabricile constructoare nu țin întotdeauna seama de curba de magnetizare a materialului feromagnetic din care este construit miezul. curbă de magnetizare care este esențială în determinarea reactanței de magnetizare X_m .

Influența saturației asupra parametrilor mașinii asincrone se face simțită diferențiat.

Rezistențele R_1 - stator; R_2' - rotor nu sunt influențate de saturație

Reactanțele de dispersie: statorică X_1 , respectiv rotorică X_2' se modifică însă odată cu modificarea gradului de saturație al mașinii. La aceste reactanțe de dispersie influența cea mai mare o are saturația asupra:

- dispersiei creștăturii: fluxul de dispersie al creștăturii $\Phi_{\sigma c}$ se micșorează deoarece miezul feromagnetic se saturează și deci μ_r scade;



- dispersiei capetelor de dinți: fluxul de dispersie al capetelor de dinți $\Phi_{\sigma cd}$ se micșorează și el.

Prin scăderea fluxurilor de dispersie $\Phi_{\sigma c}$, $\Phi_{\sigma cd}$ scade inductivitatea de dispersie corespunzătoare acestor fluxuri.

Închizându-se prin aer, fluxul de dispersie al capetelor de bobină nu este influențat de nivelul saturației miezului feromagnetic.

Reactanța de magnetizare X_m este puternic influențată de saturație, la suprasarcini, deoarece mașinile asincrone actuale se dimensionează la limita posibilităților miezului feromagnetic. Inducția magnetică în miez, la funcționarea în regim nominal, este situată în cotul curbei de magnetizare (fig. 3.4).

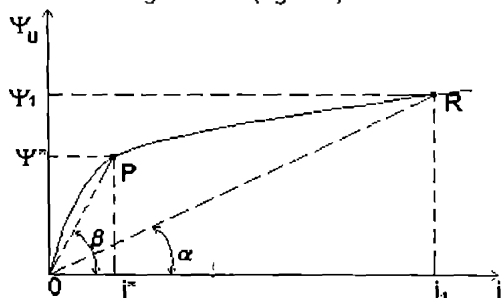


Fig. 3.4. Neliniaritatea fluxului principal

Inductivitatea utilă L_u , la funcționarea în regim nominal, va fi egală cu:

$$L_u = \frac{\Psi_1}{i_1} = \text{tg } \beta \quad (3.21)$$

iar la funcționare în regim tranzitoriu (ex. la pornire unde fluxul util poate practic să se dubleze) are valoarea:

$$L_{u1} = \frac{\Psi_1}{i_1} = \text{tg } \alpha \quad (3.22)$$

și este mult mai mică decât în cazul anterior.

Evaluarea saturației trebuie să țină seama tocmai de aceste variații ale inductivității utile L_u , care în fond se regăsesc în reactanța de magnetizare X_m .

În literatură problema este abordată în faza de început și în nici o lucrare nu este finalizată metoda de evaluare a saturației și pe această bază să rezulte legea de variație a reactanței de magnetizare.

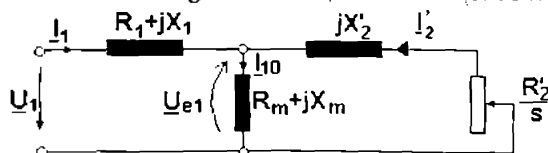


Fig. 3.5. Schema electrică echivalentă a M A.

Valoarea reactanței de magnetizare X_m pentru două regimuri limită (gol - respectiv scurtcircuit) se poate determina având în vedere

schema electrică echivalentă în "T" a mașinii asincrone (fig. 3.5.).

La pornire, neglijând curentul prin impedanța de magnetizare z_m , se poate scrie:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_p \cong I_p (z_1 + z_2') \quad (3.23)$$

sau

$$U_1 = I_p \sqrt{(R_1 + R_2')^2 - (X_1 + X_2')^2} \quad (3.24)$$

Tensiunea U_{e1} , la pornire, va avea valoarea:

$$U_{e1 \text{ pornire}} = I_p \sqrt{R_2'^2 + X_2'^2} \quad (3.25)$$

La această valoare reactanța de magnetizare va fi maximă, deoarece fluxul corespunzător ei este la valoarea corespunzătoare zonei liniare din curba de magnetizare. (Porțiunea OP din fig. 3.4).

La funcționarea în gol a mașinii asincrone se poate scrie relația:

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_0 = I_{10} (z_1 + z_m) \quad (3.26)$$

Impedanța $z_1 = R_1 + j \cdot X_1$ este cunoscută (sau se determină).

Rezistența R_m corespunzătoare pierderilor în fier se poate calcula relativ ușor din condiția:

$$P_{Fe} = 3 I_{10}^2 R_m \quad (3.27)$$

În aceste condiții reactanța de magnetizare rezultă sub forma:

$$(R_1 + R_m)^2 - (X_1 - X_m)^2 = \left(\frac{U_0}{I_{10}} \right)^2 \quad (3.28)$$

sau

$$X_{m2} = \sqrt{\left(\frac{U_0}{I_{10}} \right)^2 - (R_1 + R_m)^2} - X_1 \quad (3.29)$$

La această tensiune reactanța de magnetizare va fi minimă, punctul de funcționare fiind pe porțiunea saturată a caracteristicii de magnetizare (porțiunea PR din figura 3.4).

Pentru a afla cele două valori ale reactanței de magnetizare X_m MAXIMA - de la pornire, respectiv X_m minimă - de la funcționarea în gol, se procedează în felul următor:

- se ridică, la tensiune variabilă, caracteristica $U_0 = f(I_{10})$, mașina fiind pusă în regim de funcționare în gol;

- se mărește tensiunea de alimentare a mașinii până la $1.3U_N$, obținându-se astfel caracteristica din figura 3.6.

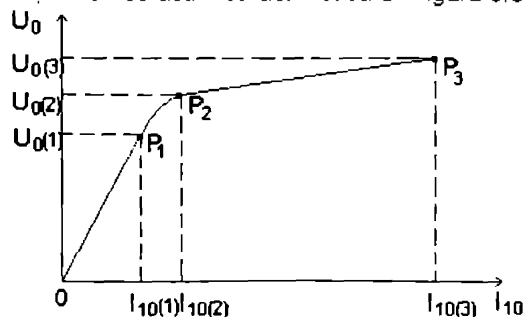


Fig. 3.6. Caracteristica de mers în gol a M.A.

Pentru punctul de funcționare P_1 (sau sub el) se determină valoarea maximă a reactanței de magnetizare, corespunzătoare porțiunii liniare a curbei de magnetizare, cu relația:

$$X_{m \text{ MAXIMA}} = \sqrt{\left(\frac{U_{0(1)}}{I_{10(1)}}\right)^2 - (R_1 + R_m)^2} - X_1 \quad (3.30)$$

Analog se procedează și pentru punctul de funcționare P_2 (sau P_3):

$$X_{m \text{ minimă}} = \sqrt{\left(\frac{U_{0(2)}}{I_{10(2)}}\right)^2 - (R_1 + R_m)^2} - X_1 \quad (3.31)$$

În aplicația dată se folosește punctul P_2 sau P_3 , aceasta fiind impusă de valoarea tensiunii la care se ajunge. Dacă nu se depășește tensiunea nominală, $U_{0(2)}$, reactanța de magnetizare X_m nu coboară sub limita dată de relația (3.31). Dacă, însă, se lucrează și cu tensiuni peste valoarea nominală, atunci gradul de saturație crește și mai mult și valoarea pentru reactanța X_m scade. Ea se va calcula tot cu relația (3.31), însă tensiunea și curentul se vor înlocui cu tensiunea $U_{0(3)}$, iar curentul cu $I_{10(3)}$.

În cazul propulsorului naval se alimentează motorul asincron de la inverterul de tensiune cu tensiuni până la $1.3 U_N (1.3 \cdot 380 = 494V)$ și deci $U_{0(3)} = 494V$. La această valoare a tensiunii de alimentare se măsoară curentul de mers în gol $I_{10(3)}$ și cu relația (3.31) se determină $X_{m \text{ min}}$.

În timpul funcționării, motorul asincron este alimentat cu tensiune între 0 și U_1 și deci reactanța de magnetizare X_m se va modifica între $X_{m \text{ MAXIMA}}$ - pentru tensiuni sub U_N și $X_{m \text{ minimă}}$ - pentru tensiuni peste U_N , așa cum se observă din figura 3.7.

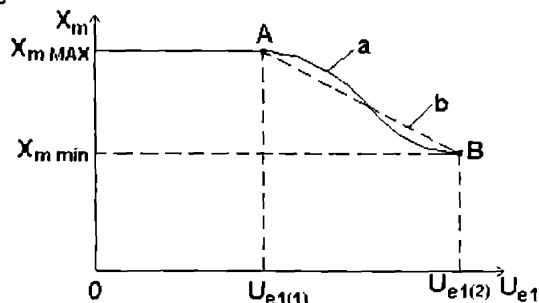


Fig. 3.7. Variația reactanței de magnetizare

Până la $U_{(1)}$, reactanța de magnetizare este constantă și corespunde porțiunii liniare OP_1 (figura 3.6.). La valori mai mari decât $U_{(1)}$, reactanța de magnetizare începe să scadă și corespunde porțiunii neliniare P_1 - P_2 - P_3 (fig.3.6.).

Variația reactanței X_m pe porțiunea A - B (fig. 3.7.) poate fi evaluată în două moduri:

- Variația exactă - calculul se bazează pe tabelarea porțiunii A - B în memoria calculatorului;
- Variația liniară - reactanța de magnetizare X_m scade în mod direct proporțional cu creșterea tensiunii U_{e1}

Variația exactă

Dependența lui X_m de U_{e1} este dată tabelar în memoria calculatorului, de exemplu în pași de 5V, pentru tensiuni de la 0 la U_{e1} - valoare maximă.

Se dă valoarea U_1 a tensiunii de alimentare la frecvența f , și se inițializează valoarea de început a lui X_m : $X_{m \text{ MAXIMĂ}}$ dedusă cu relația (3.30) pentru porțiunea liniară. Se calculează valoarea curentului I_1 , cunoscându-se turația rotorului și deci parametrii mașinii sunt bine precizați. Se folosește relația:

$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1 + \frac{Z_2 Z_m}{Z_2 - Z_m}} \quad (3.32)$$

sau

$$I_1 = \frac{U_1}{\left[\frac{Z_1 - \frac{Z_2 Z_m}{Z_2 + Z_m}}{Z_2 + Z_m} \right]} \quad (3.33)$$

Tensiunea U_{e1} , folosind schema electrică echivalentă din figura 3.5., se obține sub forma:

$$U_{e1} = I_1 \left[\frac{Z_2 Z_m}{Z_2 + Z_m} \right] = I_1 \left[\frac{Z_2 Z_m}{Z_2 + Z_m} \right] = I_1 \left[\frac{Z_2 Z_m}{Z_2 + Z_m} \right] \quad (3.34)$$

Desigur, cu X_m - cel inițial și cu U_{e1} - cel calculat nu vom fi pe curba $X_m(U_{e1})$ - figura 3.7., stabilită experimental. Valorile lui $X_{m(k)}$ după depășirea punctului de funcționare nominal P_1 din figura 3.6. (respectiv în porțiunea AB din figura 3.7.) pot fi determinate calculând tensiunea electromotoare $U_{e1(k)}$, cu relația (3.34), la care, în baza memoriei calculatorului, se obține valoarea corespundență $X_{m(k)}$ a reactanței de magnetizare, dată de relația:

$$X_{m(k)} = X_m + \beta (X_{m(k)} - X_m) \quad (3.35)$$

unde β reprezintă factorul de subrelaxare.

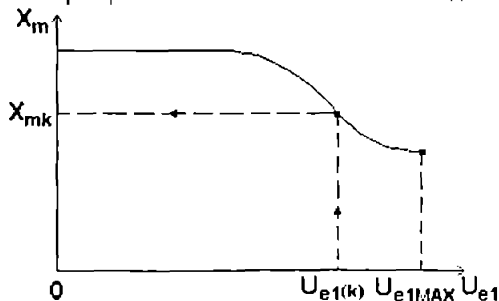


Fig. 3.8. Deducerea reactanței X_{mk}

Pentru factorul de subrelaxare β se adoptă inițial valoarea:

$$\beta = 0.9 \quad (3.36)$$

urmând ca ulterior să se modifice această valoare, dacă convergența nu este suficient de rapidă.

Procesul este iterativ și presupune impunerea diferenței între valoarea

anterioară a reactanței de magnetizare X_m și valoarea nou obținută $X_{m(k)}$. Cu cât diferența între cele două valori este impusă la o valoare cât mai mică cu atât durata procesului iterativ este mai mare.

Variația liniară

Experiența arată că variația exactă a reactanței X_m în porțiunea de saturație care intervine de fapt este puțin diferită de o dreaptă (a se vedea figura 3.7.). Ca urmare, fără a se introduce erori semnificative, se poate admite o dependență liniară a lui $X_m=f(U_{e1})$ în această zonă, cu marele avantaj că, ținându-se seama de efectul de saturație, se evită necesitatea calculului iterativ menționat.

În acest sens se are în vedere figura 3.9., în care porțiunea zonei saturate A-B s-a liniarizat.

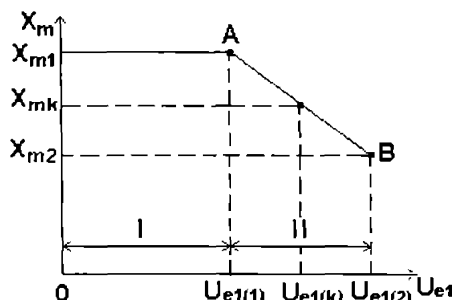


Fig. 3.9. Liniarizarea zonei saturației la calculul reactanței de magnetizare

Dacă mașina lucrează în zona I, în calcule se consideră reactanța de magnetizare X_m constantă și egală cu valoarea de la pornire X_{m1} . În această porțiune motorul asincron lucrează la tensiuni joase, el fiind nesaturat.

În zona II - zona saturată - reactanța X_{mk} corespunzătoare tensiunii $U_{e1(k)}$ va avea valoarea.

$$\frac{X_{m1} - X_{mk}}{U_{e1(k)} - U_{e1(1)}} = \frac{X_{m1} - X_{m2}}{U_{e1(2)} - U_{e1(1)}} \quad (3.37)$$

sau

$$X_{mk} = X_{m1} - \frac{U_{e1(k)} - U_{e1(1)}}{U_{e1(2)} - U_{e1(1)}} (X_{m1} - X_{m2}) \quad (3.38)$$

Cunoscând pe X_{mk} și $U_{e1(k)}$ (fixat inițial ca valoare între $U_{e1(1)}$ și $U_{e1(2)}$) se obține curentul I_1 folosind relația (3.34), sub forma:

$$I_1 = \frac{U_{e1(k)}}{\sqrt{Z_2 Z_m}} \quad (3.39)$$

Având valoarea curentului I_1 se obține tensiunea U_1 , la turația bineînțeleasă, impusă inițial la o anumită valoare. Pentru U_1 se obține valoarea:

$$U_1 = I_1 \left\{ Z_1 + \frac{Z_2 Z_m}{Z_2 + Z_m} \right\} \quad (3.40)$$

Modificarea valorii tensiunii U_1 (turația fiind neschimbată) presupune o altă valoare pentru X_{mk} în sensul următor:

- dacă se dorește o creștere a tensiunii U_1 , se micșorează reactanța de magnetizare X_{mk} , iar pentru o micșorare a tensiunii U_1 se mărește reactanța X_{mk} .

INFLUENȚA ARMONICILOR asupra parametrilor mașinii asincrone se resimte în mod diferentiat la MAS actuale, dimensionate astfel ca armonicile de câmp să fie diminuate la valori mici.

Ponderea armonicilor superioare este destul de mică în comparație cu valoarea fundamentalei.

Solenajia, la o mașină asincronă, are o repartitie practic spațială triunghiulară, așa ca în figura 3.10.

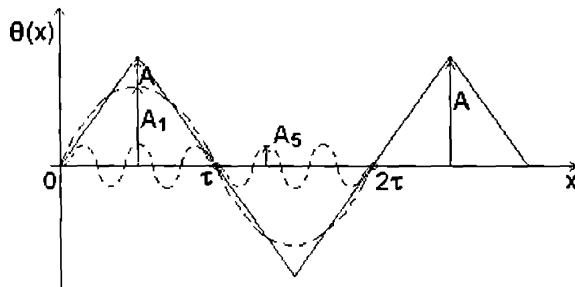


Fig. 3.10. Armonicile spațiale la o repartitie triunghiulară a solenajiei

La o repartitie spațială triunghiulară (ca în figura 3.10), solenajia se descompune în armonici după formula:

$$\theta(x) = \frac{8}{\pi^2} A \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^2} \sin v \frac{\pi}{2} \sin vx \quad (3.41)$$

și deci armonica de ordinul v are amplitudinea:

$$A_v = \frac{8}{\pi^2} \frac{A \sin v \frac{\pi}{2}}{v^2} \quad (3.42)$$

Rezultanta armonicilor de ordin egal cu multiplu de trei este nulă, deoarece formează sisteme polifazate simetrice. Această concluzie rezultă și din însumarea matematică a relațiilor armonicilor respective.

Fundamentală are amplitudinea A_1 , de valoare:

$$A_1 = \frac{8}{\pi^2} \frac{A \sin 1 \frac{\pi}{2}}{1^2} = 0,8105A \quad (3.43)$$

Pentru armonica de ordinul 5 amplitudinea este:

$$A_5 = \frac{8}{\pi^2} \frac{A \sin 5 \frac{\pi}{2}}{5^2} = 0,0324A \quad (3.44)$$

Analog, pentru armonicile de ordinul 7, 11 și 13 se obțin valorile:

$$A_7 = \frac{8}{\pi^2} \frac{A \sin 7 \frac{\pi}{2}}{7^2} = -0,0165A \quad (3.45)$$

$$A_{11} = \frac{8}{\pi^2} \frac{A \sin 11 \frac{\pi}{2}}{11^2} = -0,0067A \quad (3.46)$$

$$A_{13} = \frac{\frac{8}{\pi^2} A \sin 13 \frac{\pi}{2}}{13^2} = 0,00479A \quad (3.47)$$

Pierderile în bobinajul rotoric, datorate acestor armonici sunt diferite de la o armonică la alta.

-Pierderile în bobinajul rotoric $p_{b(1)}$, datorate armonicii de ordinul 1 (fundamentale), vor fi:

$$P_{b(1)} = s P_{el\ mag} = s M_{(1)} \Omega_{(1)} \quad (3.48)$$

unde: $M_{(1)}$ - cuplul electromagnetic al fundamentalei;

$$\Omega_{(1)} = 2\pi n_1 = \frac{2\pi f_1}{p}$$

Cuplul electromagnetic determinat de fundamentală se scrie sub forma:

$$M_{(1)} = k_1 \frac{R_2'}{s} A_1^2 \quad (3.49)$$

$$\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2$$

Pentru armonică de ordinul v pierderile în bobinajul rotoric sunt:

$$P_{b(2,v)} = s_{(v)} M_{(v)} \Omega_{(v)} \quad (3.50)$$

unde:

$$s_{(v)} = \frac{n_{(v)} - n}{n_{(v)}} = \frac{\frac{n_1}{v} - n}{\frac{n_1}{v}} = \frac{n_1 - vn}{n_1} = 1 - v(1 - s) \quad (3.51)$$

$$M_{(v)} = k_v \frac{R_{2(v)}'}{s_{(v)}} A_v^2 \quad (3.52)$$

$$\left(R_1 + \frac{R_{2(v)}'}{s_{(v)}} \right)^2 + (X_{1(v)} + X_{2(v)}')^2$$

$$\Omega_{(v)} = 2\pi n_{(v)} = \frac{2\pi n_1}{v} \quad (3.53)$$

Rezistența rotorică corespunzătoare armonicii de ordinul v - $R_{2(v)}'$ - este diferită de R_2' - valoare corespunzătoare fundamentalei - datorită refulării curentului în bara rotorică, frecvențele rotorice ale armonicilor fiind mult mai mari decât:

$$f_{2(1)} = s f_1 \quad (3.54)$$

Frecvențele rotorice $f_{2,v}$ ale armonicilor de ordinul v au valoarea:

$$f_{2(v)} = s_{(v)} f_1 = \frac{n_1 - vn}{n_1} p n_1 = p(n_1 - vn) \quad (3.55)$$

Sub o altă formă pierderile în bobinajul rotoric, pentru armonică de ordinul v , se pot scrie astfel:

$$P_{b(v)} = 3R_{2(v)}' (I'_{2(v)})^2 \quad (3.56)$$

sau raportate la cele corespunzătoare fundamentalei:

$$\frac{P_{b(5)}}{P_{b(1)}} = \frac{R'_{2(5)}(I'_{2(5)})^2}{R'_2(I'_2)^2} \quad (3.57)$$

Pentru armonica de ordinul 5 se poate scrie:

$$\frac{P_{b(5)}}{P_{b(1)}} = \frac{R'_{2(5)}(I'_{2(5)})^2}{R'_2(I'_2)^2} \quad (3.58)$$

și deoarece se poate aproxima, în prima etapă $R'_2 = R'_{2(5)}$, rezultă pentru raportul

P_{b5}/P_{b1} o valoare foarte mică, deoarece curentul armonicii de ordinul 5 este foarte mic. Dacă s-ar considera doar raportul solenațiilor principală și cea corespunzătoare armonicii de ordinul 5, în baza relației 3.44 s-ar obține valoarea:

$$\left(\frac{A_5}{A_1}\right)^2 = \left(\frac{0,0324A}{0,8105A}\right)^2 = 0,0399^2 = 0,0016 \quad (3.59)$$

Cum însă curentul depinde și de reactanțele mașinii care cresc cu ordinul armonicii, valoarea curentului $I'_{2(5)}$ este și mai mică.

O evaluare mai în detaliu se dezvoltă în capitolul 5 unde armonicile de spațiu și timp sunt calculate în cazul general al unei mașini electrice și apoi în cazul particular al motorului asincron folosit, de tipul:

E.M.T. AT-225M 60-4

$U_N = 380V$

$I_N = 87,5 A$

$n_N = 1465 \text{ rot/min}$

$\eta_N = 0,91$

$\cos\phi_N = 0,86$

În capitolul 5 pe baza evaluării armonicilor superioare ce intervin în curba

solenației se calculează forțele de vibrație, cuplurile parazite de tip sincron și asincron și în final se dau rezultatele experimentale deduse pe ștandul de încercări de la Academia Navală Constanța.

Rezultatele teoretice referitoare la calcularea cuplurilor parazite asincrone și sincrone sunt verificate cu datele experimentale în capitolul 5.

3.4. Cuplurile parazite la motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit

La alimentări prin convertoare de frecvență apar cupluri parazite de tip asincron și sincron cauzate de:

- armonicile spațiale ale curbei solenației;
- tensiunile de alimentare, care nu mai sunt sinusoidale.

Cuplurile parazite de tip asincron apar ca urmare a interacțiunii dintre câmpul magnetic al armonicii statorice de ordin v cu câmpul magnetic rotoric creat de aceeași armonică.

Armonicile statorice de ordin:

$$v = 7, 13, 19, \dots \quad (3.60)$$

rotesc în sens direct, iar armonicile:

$$v = 5, 11, 17, \dots \quad (3.61)$$

rotesc în sens invers.

Turațiile sincrone pentru armonicile respective sunt:

$$n(7)=n_1/7; n(13)=n_1/13; n(19)=n_1/19 \dots \quad (3.62)$$

$$n(5)=-n_1/5; n(11)=-n_1/11; n(17)=-n_1/17 \dots \quad (3.63)$$

Forma curbei cuplurilor parazite de tip asincron corespunzătoare acestor armonici este dată în figura 3.11. *

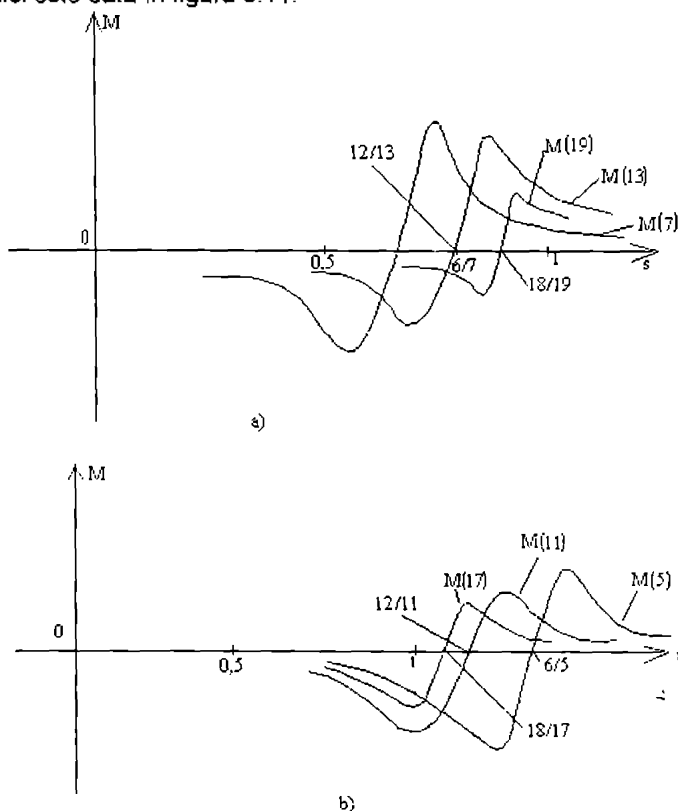


Fig.3.11. Cuplurile parazite de tip asincron
a) rotitoare direct ; b) rotitoare invers

Cuplurile parazite sincrone rezultă prin interacțiunea complexă a diferitelor armonici de ordin diferit (stator-rotor), la valori bine precizate ale turației.

Armonicile care dau cuplurile parazite sincrone depind de:

- p-numărul perechilor de poli;
- numărul de creștături din stator și rotor.

La anumite turații, la care apar aceste cupluri parazite sincrone se vor observa fenomene de rezonanță mecanică cauzate de vibrațiile de torsiune generate de acestea.

Cum este cunoscut de la mașina sincronă aceste cupluri parazite sincrone au o dependență sinusoidală de unghiul de sarcină, adică de unghiul dintre câmpul statoric și cel rotoric, așa ca în figura 3.12.

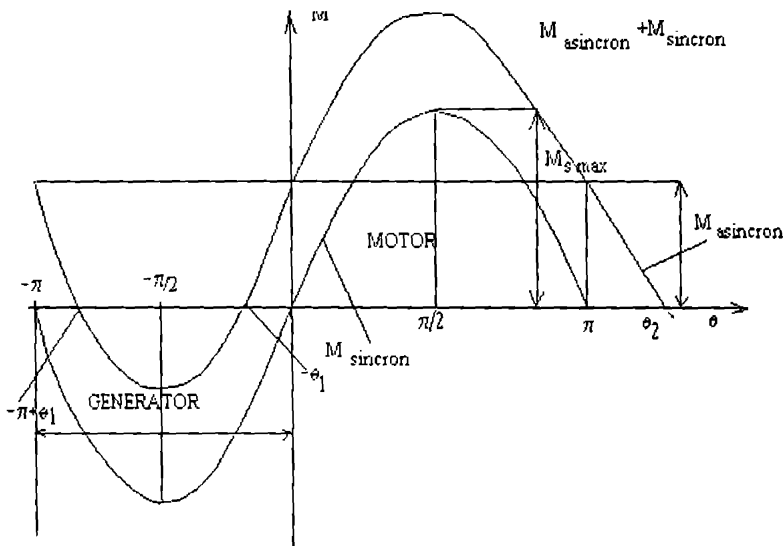


Fig.3.12. Variația cuplului parazit de tip sincron

Valoarea maximă a cuplului parazit de tip sincron $M_{s \max}$ se poate stabili experimental din curba cuplului așa ca în figura 3.13.

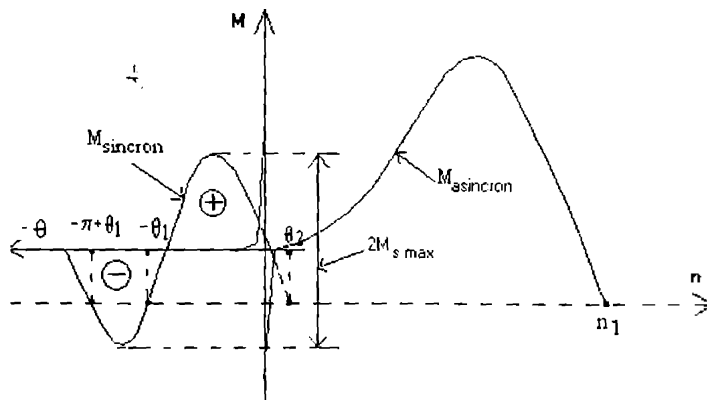


Fig.3.13. Cuplul parazit de tip sincron la pornire

Cum poziția inițială a rotorului, caracterizată prin unghiul θ determină valoarea cuplului parazit de tip sincron. În cazul pornirii se observă din figura 3.12 că între $-\theta_1$ și θ_2 cuplul parazit de tip sincron adunat cu cel asincron este pozitiv și prin urmare mașina pornește, cuplul rezultat fiind pozitiv.

Dacă rotorul ocupă poziția $-\pi+\theta_1 < \theta < -\theta_1$, cuplul rezultat este negativ și prin urmare mașina nu va porni. În aceste cazuri rezultă că procesul de pornire depinde de poziția în care a rămas rotorul în repaus, poziție care este aleatoare. Același fenomen apare și în procesul pornirii la diverse turații, dar datorită accelerării, fenomenul de blocare a rotorului nu este posibil.

În concluzie, la dimensiunarea motoarelor asincrone folosite la turații variabile, deci alimentate prin convertoare de putere care introduc armonici semnificative, trebuie să se țină seama de următoarele:

- răcirea trebuie realizată cu un sistem de ventilație eficient și calculul termic trebuie să fie "acoperitor" (deci să lase o rezervă);

- configurația geometrică a rotorului (crestături adânci, dublă colivie) cu performanțe bune la pornire este dezavantajoasă în funcționare și în acest sens rotorul ar fi de dorit să fie bobinat (pentru limitarea efectului pelicular);

- este preferabil un rotor în scurtcircuit cu crestătură rotorică puțin adâncă, dar în nici un caz nu se preferă rotoarele cu dublă și triplă colivie;

- armonicile spațiale ale solenației vor genera cupluri parazite de tip asincron și sincron;

- cuplurile parazite sincrone sunt cele mai periculoase în zona pornirii (dar și în regim de motor și în cel de frână);

- la mașinile asincrone alimentate prin convertoare de frecvență trebuie să se țină seama de aceste cupluri parazite de tip sincron dacă se funcționează la turații scăzute.

3.5. Modele de analiză

În teoria mașinilor electrice sunt folosite două tipuri de modele:

1. Modelul $\alpha\beta - \alpha\beta$, cu două axe statorice în cuadratură fixă față de stator și două axe rotorice în cuadratură fixă față de rotor (fig. 3.14);

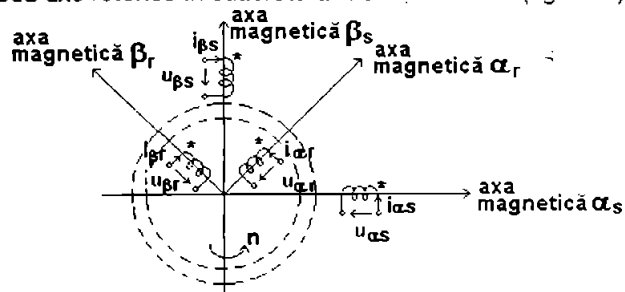


Fig. 3.14. Modelul $\alpha\beta - \alpha\beta$

2. Modelul dq - dq, cu două axe statorice sau rotorice, în cuadratură, fixe față de stator sau fixe față de rotor (fig. 3.15.).

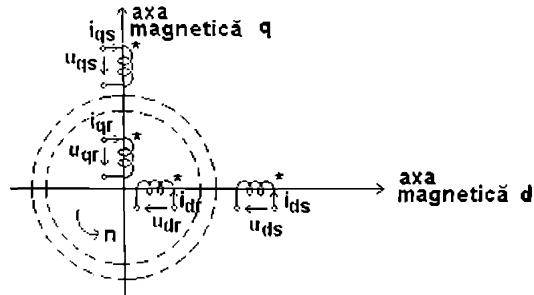


Fig. 3.15. Modelul dq - dq cu axele fixe față de stator

La mașina asincronă se folosește modelul dq - dq cu axele fixe față de câmpul magnetic învârtitor, care prezintă următoarele avantaje:

-parametrii ce intervin în matricea impedanțelor nu depind de poziția unghiulară a rotorului;

-mărimile ce definesc ecuațiile modelului aparțin de fapt mașinii reale trifazate:

-regimul staționar și tranzitoriu au la bază aceleași ecuații matriceale.

Aceleași avantaje se obțin pentru generatorul sincron dacă se folosește modelul dq-dq cu axele fixe față de rotor.

Folosind schema generală de acționare dată în figura 3.16. se detaliază în continuare ecuațiile care stau la baza modelării acționării propulsorului naval.

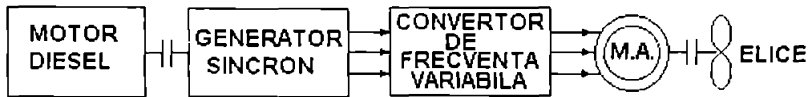


Fig. 3.16. Schema generală de acționare

Elementele caracteristice sunt următoarele:

- MOTORUL DIESEL - curba de variație în timp a cuplului:

$$M_{motor} = M_{mediu} + \sum_{v=1}^{\infty} M_{v,max} \cos(v\Omega_1 t - \gamma_v) \quad (3.64)$$

unde: $\Omega_1 = 2 \pi f_1$;

γ_v - defazajul armonicii de ordinul v ;

- GENERATORUL SINCRON

- valoarea, în timp, a tensiunilor induse;

- prescrierea curentului prin înfășurarea de excitație (i_E);

- BLOCUL CONVERTOARELOR DE PUTERE

-unghiul de comandă al inverterului

- MOTORUL ASINCRON

- valoarea curenților prin înfășurări în regim staționar și tranzitoriu;

- forma de variație în timp a turației rotorului, la modificarea vitezei de înaintare a navei

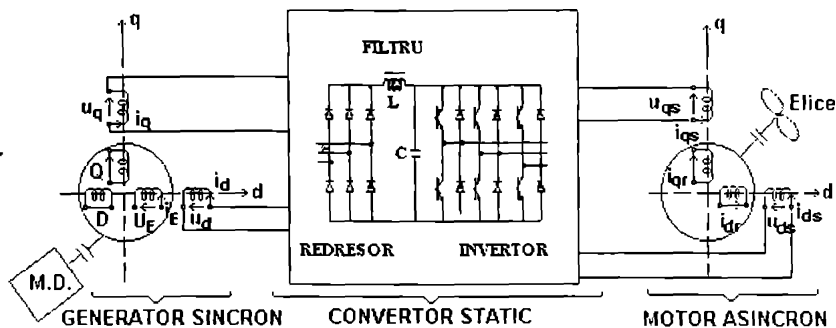


Fig. 3.17. Schema electrică de acționare

Ecuatiile, pentru regimul staționar și tranzitoriu, sunt următoarele:

- pentru generatorul sincron [B.2]:

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \\ u_E \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + pL_d & -\omega_m L_q & pM_{dE} & pM_{dD} & -\omega_m M_{dQ} \\ \omega_m L_d & R_1 + pL_q & \omega_m M_{qE} & \omega_m M_{qD} & pM_{qQ} \\ pM_{Ed} & 0 & R_E + pL_E & pM_{ED} & 0 \\ pM_{Dd} & 0 & pM_{ED} & R_D + pL_D & 0 \\ 0 & pM_{Qq} & 0 & 0 & R_Q + pL_Q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_E \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \quad (3.65)$$

unde semnificația parametrilor este următoarea:

- L_d, L_q sunt inductanțele longitudinale, respectiv transversale din indus (stator);

- L_E, L_D, L_Q sunt inductanțele rotorice ale înfășurării de excitație, ale înfășurării de amortizare după axa d , respectiv după axa q ;

- M_{dE}, M_{qE} sunt inductanțele maxime de cuplaj dintre o fază statorică și înfășurarea de excitație;

- M_{dD}, M_{qD} sunt inductanțele maxime de cuplaj dintre o fază statorică și înfășurarea de amortizare longitudinală și transversală;

- M_{ED} este inductanța de cuplaj între înfășurarea de excitație și cea de amortizare longitudinală;

- R_1, R_E, R_D, R_Q sunt rezistențele fazei statorice, înfășurării de excitație, înfășurării de amortizare longitudinale și transversale

Pentru redresorul și invertorul de reglare a turației:

$$U_R = U_1 - \left(\frac{p}{\omega_1} X_{LF} - R_{LF} \right) \cdot I_R \quad (3.66)$$

$$U_1 = \frac{\omega_1}{p} X_C (I_R - I_1) \quad (3.67)$$

$$U_R = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_S \cos \alpha - \frac{3}{\pi} X_{CD} I_R \quad (3.68)$$

unde: U_R - tensiunea la ieșire din redresor;

- i_R - curentul la ieșire din redresor;
- I - curentul la intrare în inverter;
- X_{co} - reactanța de comutație;
- α - unghiul de comandă al inverterului;
- $U_s = U_q = U_d$ - tensiunea pe fază a sursei (generatorului sincron);
- pentru motorul asincron:

$$\begin{pmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + \frac{p}{\omega_1} X_s & -\frac{\omega}{\omega_1} X_s & \frac{p}{\omega_1} X_m & -\frac{\omega}{\omega_1} X_m \\ \frac{\omega}{\omega_1} X_s & R_s + \frac{p}{\omega_1} X_s & \frac{\omega}{\omega_1} X_m & \frac{p}{\omega_1} X_m \\ \frac{p}{\omega_1} X_m & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_1} X_m & R_r + \frac{p}{\omega_1} X_r' & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_1} X_r' \\ \frac{\omega - \omega_r}{\omega_1} X_m & \frac{p}{\omega_1} X_m & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_0} X_r' & R_r + \frac{p}{\omega_1} X_r' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (3.69)$$

sau în cazul modelului dq - dq cu axele fixe față de stator ($\omega = 0$) se obține:

$$\begin{pmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + \frac{p}{\omega_1} X_s & 0 & \frac{p}{\omega_1} X_m & 0 \\ 0 & R_s + \frac{p}{\omega_1} X_s & 0 & \frac{p}{\omega_1} X_m \\ \frac{p}{\omega_1} X_m & \frac{\omega_r}{\omega_1} X_m & R_r + \frac{p}{\omega_1} X_r' & \frac{\omega_r}{\omega_1} X_r' \\ -\frac{\omega_r}{\omega_1} X_m & \frac{p}{\omega_1} X_m & -\frac{\omega_r}{\omega_0} X_r' & R_r + \frac{p}{\omega_1} X_r' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (3.70)$$

având următoarea semnificație a parametrilor:

- R_s, R_r sunt rezistența statorică, respectiv rotorică redusă la stator;
- X_s, X_r sunt reactanțele statorice, respectiv rotorice calculate ca sumă a reactanțelor de dispersie și de magnetizare ($X_s = X_1 + X_m$; $X_r = X_2 + X_m$);
- X_m este reactanța de magnetizare.

Din cele prezentate se disting două cazuri importante.

1. Regimul permanent stabilește valorile mărimilor electrice (U, I, P) și mecanice (cuplu, turație) specifice:

- generatorului sincron;
- convertorului de putere (redresor - inverter);
- motorului asincron.

Se prescrie viteza de înaintare a navei și pe baza ei rezultă cuplul la arborele motorului asincron și turația rotorului. În funcție de aceasta se obțin mărimile electrice ale motorului (din stator și din rotor). Mărimile electrice ale motorului asincron vor determina încărcarea convertoarelor de putere (redresor - inverter) și a generatorului sincron care la rândul său va determina încărcarea motorului Diesel de antrenare.

Toate mărimile obținute trebuie să fie sub sau cel mult la valoarea lor nominală pentru a putea asigura o funcționare fără a se depăși limitele de încălzire.

2. Regimul tranzitoriu apare la pomiri, schimbări ale vitezei și ori de câte ori o mărime electrică sau mecanică se modifică brusc. În aceste regimuri tranzitorii important este să se obțină vârfurile mărimilor electrice și mecanice pentru a se putea concluziona asupra solicitărilor diverselor părți care formează sistemul electromecanic de acționare.

De asemenea, forma de variație în timp a acestor mărimi oferă informații foarte necesare privind buna funcționare și în condiții de siguranță a navei. Se pot observa regimurile tranzitorii periodice sau aperiodice, amortizate sau neamortizate.

În cazul regimului permanent, având în vedere faptul că mărimile variabile în timp vor fi mărimi sinusoidale, ecuația matricială (3.70) se transformă în ecuația (3.71):

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ -j\underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ -j\underline{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + jX_1 & 0 & jX_u & 0 \\ 0 & R_1 + jX_1 & 0 & jX_u \\ jX_u & (1-s)X_u & R_2 + jX_2 & (1-s)X_2 \\ -(1-s)X_u & jX_u & -(1-s)X_2 & R_2 + jX_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ -I_1 \\ I_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (3.71)$$

deoarece:

$$p \cdot i = \frac{di}{dt} = j \cdot \omega \cdot I \quad (3.72)$$

$$j \omega L = jX \quad (3.73)$$

$$\omega M = X_u \text{ (reactanță utilă)} \quad (3.74)$$

$$p \cdot \theta = \frac{d\theta}{dt} = \omega_{mec} = \omega(1-s) \quad (3.75)$$

3.6. Calculul performanțelor

La o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit $\underline{U}_2 = 0$ și din ecuația matricială (3.71) se pot calcula curenții I_1 și I_2 (curentul rotoric redus la

$$\text{sator}) \left\{ \begin{matrix} I_2 = \frac{I_1}{k}; & k = \frac{N_1 k_{b1}}{N_2 k_{b2}} \end{matrix} \right.$$

$$I_1 = - \frac{R_2 + j \cdot s \cdot X_2'}{j \cdot s \cdot X_m} \cdot I_2 \quad (3.76)$$

$$I_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(P_1 - \frac{C_1 R_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}} \quad (3.77)$$

Având în vedere schema electrică echivalentă a mașinii asincrone, se poate scrie relația:

$$P_{el,mag} = M \cdot \Omega_1 = 3 \frac{R_2'}{s} \cdot I_2^2 \quad (3.78)$$

rezultă cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină sub forma:

$$M = \frac{3}{\Omega_1} \frac{R_2'}{s} \frac{I_1^2}{\left(\frac{X_2'}{X_m}\right)^2 + \left(\frac{R_2'}{sX_m}\right)^2} \quad (3.79)$$

Din $\frac{dM}{ds} = 0$ se obține valoarea alunecării pentru care cuplul este maxim (la curent constant) și se ajunge la ecuația:

$$-\frac{1}{s^2} \left[\frac{\left(\frac{X_2'}{X_m}\right)^2 + \left(\frac{R_2'}{sX_m}\right)^2}{\left(\frac{X_2'}{X_m}\right)^2 + \left(\frac{R_2'}{sX_m}\right)^2} \right] - \frac{1}{s} \left(-\frac{2}{s^3} \right) \left(\frac{R_2'}{X_m} \right) = 0 \quad (3.80)$$

adică:

$$s_m = \pm \frac{R_2'}{X_2'} \quad (3.81)$$

comparativ cu $s_m = \pm \frac{C_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}}$ la tensiune constantă.

Cuplul maxim la curent constant este:

$$M_k(I) = \frac{3}{\Omega_1} \frac{X_m^2}{2X_2'} I_1^2 \quad (3.82)$$

iar la tensiune constantă:

$$M_k(U) = \frac{3}{\Omega_1} \frac{1}{2C_1} \frac{1}{R_1 - \sqrt{(R_1^2 + C_1 X_2')^2}} U_1^2 \quad (3.83)$$

Caracteristicile cuplului pentru cele două cazuri (la curent constant și la tensiune constantă) sunt reprezentate în figura 3.18.

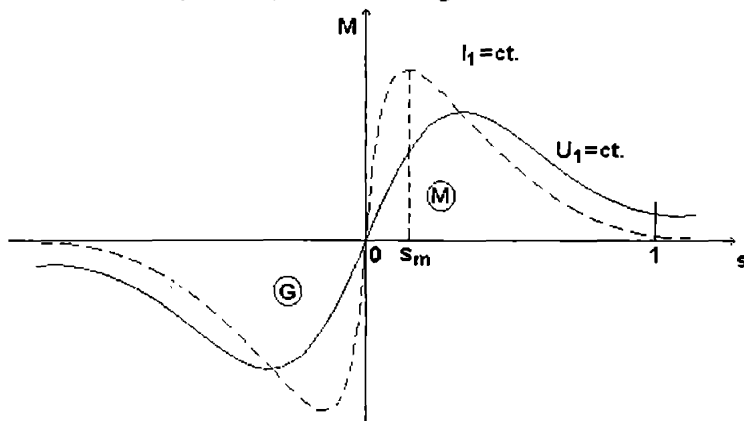


Fig. 3.18. Cuplul mașinii asincrone la curent constant și la tensiune constantă

Alura cuplului prezentat în figura 3.18. este valabilă pentru regimul static, mărimile electrice tensiuni - curenți fiind variabile sinusoidale în timp. Armonicile de spațiu sunt neglijate.

În regim dinamic cuplul electromagnetic este influențat de foarte mulți factori și forma sa de variație este destul de complexă.

Având în vedere Williamson S. - Steady State Analysis of Three Phase Cage Motors with Rotor Bar and Endring Faults, Proceedings I.E.E.E., vol.129, May 1982, p. 93 - 100 se prezintă, în figura 3.19., cuplul electromagnetic în regim tranzitoriu, la pornire, pentru o mașină cu datele:

$$R_1 = 0.65 \Omega$$

$$R_2 = 0.64 \Omega$$

$$X_1 = \omega_1 L_{1\sigma} = 2 \pi f_1 [0.009 \text{ H}]$$

$$X_2 = \omega_2 L_{2\sigma} = 2 \pi f_2 [0.0091 \text{ H}]$$

$$N_{C1} = 36 \text{ crestături statorice}$$

$$N_{C2} = 28 \text{ crestături rotorice}$$

$$X_u = \omega M = 2 \pi f_1 [0.8 \text{ H}]$$

$$J = 0.02 \text{ kg m}^2$$

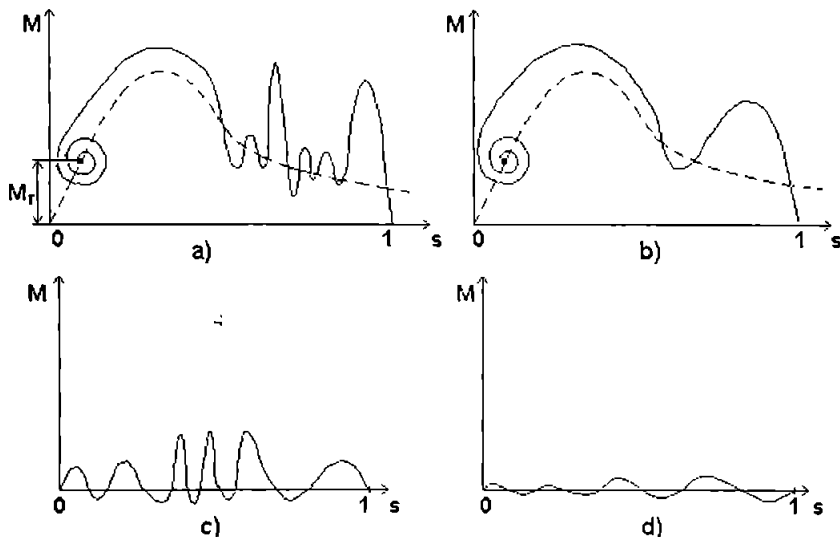


Fig.3.19. Cuplul electromagnetic în regim tranzitoriu

a - cuplul rezultat

b - cuplul dat de armonica fundamentală

c - cuplul armonicii de ordinul 13

d - cuplul armonicii de ordinul 5

Pe lângă cuplurile parazite asincrone cauzate de diverse armonici și prezentate anterior, apar și cuplurile parazite sincrone mult mai dezavantajoase deoarece la turațiile respective (la care apar cuplurile parazite sincrone) funcționarea mașinii este puternic afectată.

Simularea pe calculator (din capitolul 6) și încercările experimentale (capitolul 5) pe mașina asincronă alimentată de la un generator sincron prin intermediul convertorului de tensiune continuă constantă (realizat cu tranzistoare de pulere) validează teoria generală prezentată în principiu la acest capitol și detaliată în capitolele următoare.

CAPITOLUL 4

SCHEME DE CONVERTOARE DE PUTERE. STUDIU COMPARATIV

4.1. Introducere

S-a constatat în ultimii ani o dezvoltare fără precedent a semiconductoarelor de putere: a tiristoarelor cu stingere pe poartă - GTO, valori maxime de 4500V și 2400A, supracurenți admisibili de opt ori mai mari, frecvențe limită 2 - 5kHz, a diodelor rapide cu timpi de revenire în jur de 1μs pentru structurile nedopate cu dublă difuzie, realizabile până la 2500V, 100ns - 1 μs pentru structurile cu dublă difuzie, dopate cu aur, realizabile până la 1500V, 10-100ns pentru structurile epitaxiale, realizabile până la tensiuni de 800V, respectiv de tip Schottky, care, fiind pentru tensiuni sub 50V, asigură însă timp de comutație sub 10ns. Tranzistoarele au devenit în ultimii ani și ele elemente de comutație de putere. Astfel, cele bipolare se construiesc astăzi, simple sau Darlington, la curenți de 450A și tensiuni de 1000V, realizând module capabile să comande puteri de 375kVA, la frecvențe de comutație de 1.5kHz. În acele aplicații unde frecvența de comutație nu este suficientă, atât din considerente tehnice, cât și ale spectrului de zgomot produs de mașină prin fenomenul de magnetostricțiune, se utilizează tot mai mult un nou tip de tranzistoare de putere, MOSFET la valori limită de 1000V și 6-10A, tranzistoare care au inclus în structură diode de recuperare și care au avantajul că se pot, relativ ușor, pune în paralel.

Pe partea de comandă, noi tehnici de reglare multivariabile, după orientarea câmpului, la flux rotoric constant etc., au putut fi implementate datorită progresului realizat în reglarea numerică, a circuitelor integrate pe scară largă (VLSI), specializate sau de tip microprocesor.

Pe puteri, din considerente tehnice și economice, domeniul acționărilor electrice de viteză reglabile, se poate împărți astfel:

Motoare sincrone	300 kW-30 MW inverter cu tiristoare cu comutație naturală	1-500 kW inverter cu tiristoare cu comutație forțată	0.01-100kW invertoare cu tranzistoare
Motoare asincrone	400kW-2MW cascadă Scherbius	1-400kW inverter cu tiristoare cu comutație forțată	10W-400kW invertoare cu tranzistoare
Motoare de curent continuu	10kW-10MW redresor cu tiristoare	1-400kW choppers cu tiristoare	1W-400kW choppers cu tranzistoare

Dacă la puteri foarte mari, peste 10MW, motorul sincron este singurul care corespunde din punct de vedere tehnic, în domeniul megawaților până la cel al sutelor de kilowați, toate cele trei soluții sunt tehnic posibile și numai considerentele economice decid funcție de fiecare caz în parte. Același lucru este valabil și pentru puteri medii sau mici, dar pentru care în alegerea celor mai bune soluții poate conta un factor precumpănitor, performanțele tehnice.

Pentru performanțe dinamice ridicate, necesare în tehnica mașinilor - unelte cu comandă numerică sau a roboților industriali, servomotoarele de curent alternativ au momente de inerție inferioare celor de curent continuu.

nu prezintă contacte alunecătoare și fenomenele asociate cu comutația, uzură, scântei și zgomote electrice. În plus, motoarele asincrone neutilizând magneti permanenți nu sunt supuse fenomenelor de demagnetizare care să le limiteze astfel curentul de pornire, ceea ce reprezintă un avantaj față de toate celelalte soluții.

Astăzi, pentru acționările de mare performanță la parametri tehnici egali, alegerea se face între motorul asincron și motorul sincron cu magneti permanenți, complexitățile în comanda primului fiind compensate de prețul de cost majorat al celui de-al doilea.

În continuare se abordează problema convertorului static curent continuu/curent alternativ de diverse tipuri și cu diferite elemente de comutație, tiristoare clasice sau cu stingere pe poartă, respectiv tranzistoare bipolare și MOSFET. Din prima categorie, cea mai utilizată astăzi, sunt prezentate pe larg invertoarele de tensiune, respectiv de curent, cu stingere independentă sau autonomă, în variantă clasică sau îmbunătățită, cu condensatoare pe fază sau între faze. Utilizarea tiristoarelor cu stingere pe poartă - GTO, permite realizarea unor convertoare statice de frecvență cu circuit intermediar de tensiune continuă fără circuit de stingere pe partea de forță, această sarcină revenind unor circuite de tensiune redusă pe partea de comandă. Pentru puteri mai mici, de ordinul kilowaților, zecilor sau, mai recent, sutelor de kilowați, se recomandă utilizarea tranzistoarelor de putere bipolare, iar pentru frecvențe de comutație hipersonice, tranzistoare cu efect de câmp MOSFET.

4.2. Invertoare de tensiune

4.2.1. Elemente generale

Invertoarele cu tiristoare sunt componente de bază ale convertoarelor statice de frecvență cu conversia energiei printr-o formă intermediară, echipamente de electronică de putere care stau la baza acționărilor moderne cu turație reglabilă cu motoare asincrone. Se poate obține, astfel, o reglare în limite largi a turației motorului asincron și la randamente energetice ridicate. Din acest motiv motorul asincron alimentat de la convertoare de frecvență elimină din ce în ce mai mult, în acționările cu turații variabile, motorul de curent continuu, datorită fiabilității ridicate și prețului de cost scăzut specifice mașinii asincrone. Convertorul de frecvență de tip curent alternativ - curent alternativ cu circuit intermediar de curent continuu este compus dintr-un redresor, filtru și inverter. Conversia realizată prin intermediul unei forme intermediare de energie de curent continuu, practic nu are limitări substanțiale din punct de vedere al frecvenței de ieșire. Se cunosc două clase principale de convertoare statice de frecvență cu inverter, după tipul filtrului circuitului intermediar și anume:

- cu circuit intermediar de tensiune continuă (fig. 4.1.. a, c, d, e);
- cu circuit intermediar de curent continuu (fig. 4.1 , b).

Această din urmă categorie se mai numește cu curent imprimat, evidențiindu-se astfel modul său de funcționare, fiind cunoscute invertoarele autonome și cele cu stingere independentă.

La rândul lor, convertoarele cu circuit intermediar de tensiune continuă pot avea acest circuit cu:

- tensiune continuă constantă;
- tensiune continuă variabilă.

În primul caz, redresorul convertorului nu este reglabil, inverterul având funcția de a produce o tensiune de ieșire de frecvență și amplitudine variabile. Acest mod de funcționare are ca reprezentant tipic procedeul subondulării, sau altfel numit, procedeul modulației în durată a impulsurilor.

În cazul convertoarelor cu circuit intermediar de tensiune continuă, variabilă, redresorul convertorului realizează variația tensiunii continue la intrarea inverterului, acesta având funcția de a produce variația frecvenței.

Fiecare inverter poate fi realizat în diferite variante, ele putând fi clasificate, după tipul circuitelor de stingere, astfel:

- invertoare cu circuite de stingere individuale cu tiristor auxiliar;
- invertoare cu stingere autonomă comandată prin intrarea în conducție a altui tiristor;
- invertoare cu circuit de stingere comun.

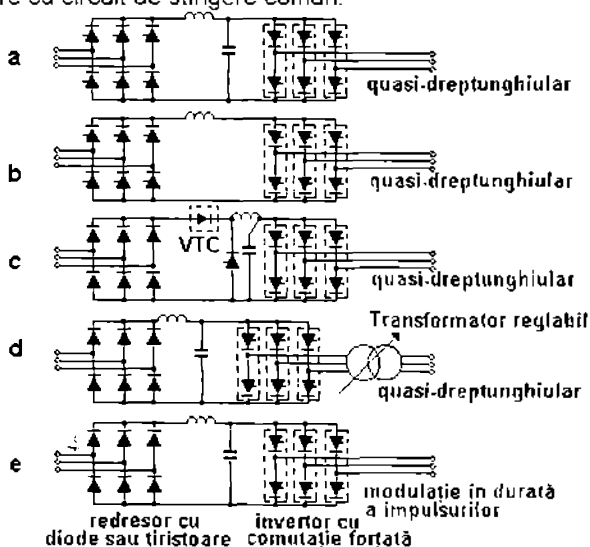


Fig. 4.1. Convertoare statice de frecvență cu circuit intermediar de:
a, c, d, e - tensiune continuă; b - curent continuu.

4.2.2. Funcționarea simplificată a unui inverter trifazat

Se va urmări inverterul din figura 4.2.a. Inverterul are schema clasică în punte trifazată, în care circuitul de stingere nu este reprezentat. Tiristoarele se consideră întreruptoare ideale, iar rezistențele elementelor de circuit se neglijează. Pentru a urmări modul de funcționare al inverterului, se va presupune sarcina sa pe rând întâi pur rezistivă, iar apoi pur inductivă. Condițiile de conducție pentru fiecare tiristor vor fi îndeplinite pe parcursul unei treimi de perioadă. Programul de aprindere al tiristoarelor este conform tabelului 4.1.

Tabelul 4.1.

Intervalul	1	2	3	4	5	6
Tiristoare în conducție	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_1

Variațiile în timp ale tensiunilor de linie și de fază, ale curenților sarcinii simetrice rezistive și curentul la intrarea inverterului sunt reprezentate în figura 4.2.b.

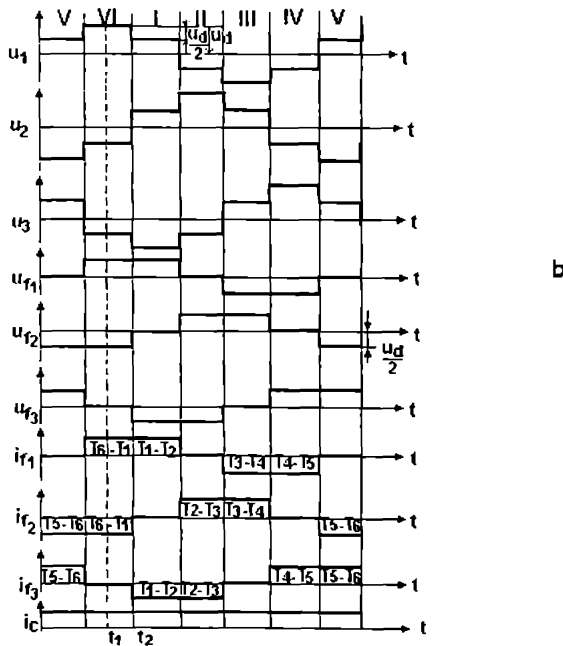
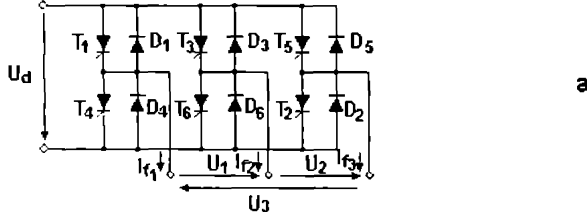


Fig. 4.2. Inverter în punte trifazată:

- a - schema principală;
- b - variațiile în timp ale tensiunilor și curenților pe sarcină rezistivă simetrică

La momentul t_1 sunt în conducție tiristoarele T_6 și T_1 , circuitul închizându-se la sursa de tensiune continuă prin tiristorul T_1 , rezistoarele de sarcină ale fazelor 1 și 2 și tiristorul T_6 . Tensiunea sursei apare pe rezistențele de sarcină inseriate, determinând valoarea tensiunii între faze U_1 și a tensiunilor de fază U_{f1} și U_{f2} , conform graficului. Curentii în cele două faze, 1 și 2, sunt egali și opuși, curentul în faza 3 fiind nul. Potentialul bornei

3 va fi media potențialelor bornelor 1 și 2, rezultând astfel valorile tensiunilor între faze U_2 și U_3 de valoarea $-\frac{U_d}{2}$.

La momentul t_2 intră în conducție tiristoarele T_1 și T_2 , tensiunea sursei apărând între bornele 1 și 3 ($U_3 = U_d$), tensiunile celelalte, U_1 și U_2 , fiind de valoarea $\frac{U_d}{2}$, desfășurarea în continuare a procesului având loc conform programului de aprindere

Curentul în fiecare fază a sarcinii apare ca o succesiune de dreptunghiuri pozitive și negative de durată egală cu $\frac{T}{3}$ separate de intervale de $\frac{T}{6}$ când curentul este nul. Curentul de intrare al invertoareului apare ca un curent continuu lipsit de armonici.

În cazul unei sarcini inductive, variația în timp a tensiunilor de linie și de fază, a curenților sarcinii și a curentului sursei sunt indicate în figura 4.3.

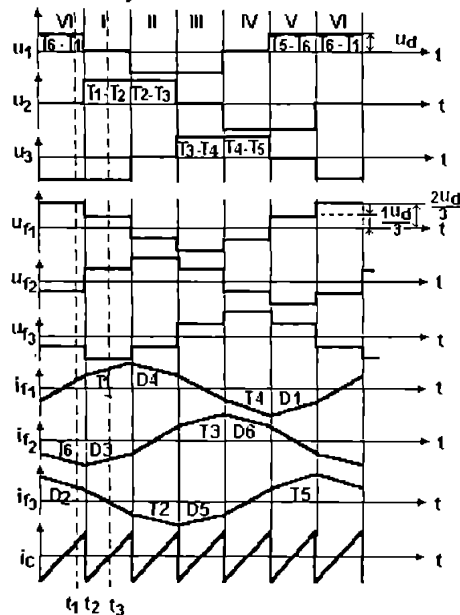


Fig. 4.3. Variațiile în timp ale tensiunilor și curenților invertoareului în punte trifazată pe sarcină inductivă simetrică

La momentul t_1 , tiristoarele T_1 și T_6 sunt în conducție, circuitul sursei fiind închis prin inductanțele L_{11} și L_{12} ale sarcinii simetrice. În figura 4.4. se indică căile de curent stabilite.

În inductanțele L_{11} și L_{12} circulă curenții i_{11} și i_{12} , opuși și crescători. Datorită energiei acumulate în câmpul magnetic al inductanței L_{13} în intervalul anterior, în care conducea tiristorul T_5 cu T_6 , curentul în L_{13} nu este nul, ci are sensul pozitiv, este descrescător și se închide prin dioda D_2 , numită diodă de

recuperare, tensiunea sursei de alimentare U_d apare la bornele 1 - 2, fiind tocmai tensiunea între aceste faze.

De asemenea, egală cu tensiunea de alimentare, dar de sens opus, este și tensiunea U_3 , datorită diodei D_2 . Bornele 2 și 3 au același potențial ($U_2 = 0$). Circuitul echivalent schemei de conducție din figura 4.4, cuprinde inductanța L_{f1} înseriată cu paralelul format din L_{r2} și L_{r3} ; astfel tensiunea repartizată pe L_{r1} va fi de două ori mai mare decât cea repartizată pe L_{r2} sau L_{r3} și va fi egală cu $\frac{2U_d}{3}$. Panta de creștere, respectiv scădere a curenților în inductanțe va fi dictată de valoarea tensiunii de fază.

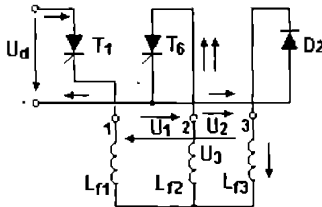


Fig. 4.4. Căile de curent stabilite în momentul t_1 pentru inverterul din figura 4.2.a.

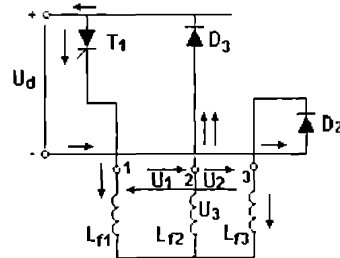


Fig. 4.5. Căile de curent stabilite în momentul t_2 pentru inverterul din figura 4.2.a.

Curentul sursei, i_c , este pozitiv, energia recuperată din inductanța L_{r3} nedepășind energia absorbită de inductanțele L_{r1} și L_{r2} .

La momentul t_2 intră în conducție tiristorul T_2 și se blochează tiristorul T_6 . Energia magnetică acumulată în inductanța L_{r2} determină circulația unui curent prin dioda D_3 (fig. 4.5.), potențialul bornei 2 ajungând la valoarea U_d a sursei, tensiunea U_1 anulându-se, celelalte tensiuni U_2 și U_3 fiind egale și de semn contrar. Puterea recuperată o depășește pe cea absorbită, până în momentul anulării curentului i_{r3} (t_3).

Cu începere de la momentul t_3 , curentul i_{r3} își schimbă semnul, începând să circule prin tiristorul T_2 . În mod similar se petrec fenomenele în continuare, dar cu alte elemente semiconductoare. Curentul de intrare, i_c , absorbit de inverter, este alternativ, având frecvența armonicii fundamentale de șase ori mai mare ca frecvența tensiunii alternative de ieșire.

Pentru cele două tipuri de sarcină ale inverterului trifazat, mărimile electrice caracteristice sunt date în tabelul 4.2.

Tabelul 4.2.

	Tensiune de linie valoare maximă	Tensiune de linie valoare eficace	Valoare eficace a fundamentalei	Curentul maxim de fază
Sarcină R	$U_{max}=U_d$	$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_d =$ $= 0.707 U_d$	$U_{ef1} = \frac{3}{\pi} \frac{1}{\sqrt{2}} U_d =$ $= 0.675 U_d$	$I_{max} = \frac{U_d}{2R_{fază}}$
Sarcină L	$U_{max}=U_d$	$U_{ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d =$ $= 0.815 U_d$	$U_{ef1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d =$ $= 0.781 U_d$	$I_{max} = \frac{U_d}{9fL_{fază}}$

4.2.3. Scheme de invertoare de tensiune

Invertoarele de acest tip funcționează în general cu circuite de alimentare de tensiune continuă constantă sau variabilă, obținută de la un redresor sau o altă sursă de tensiune continuă, componentă a convertorului static de frecvență.

Circuitele de stingere individuale de tip LC sunt activate prin comanda de aprindere a tiristoarelor auxiliare la momentul dorit al stingerii tiristorului principal în conducție în acel moment. Condensatorul circuitului se va descărca oscilant prin elementul semiconductor de stingere, provocând în general apariția unei tensiuni de blocare la bornele tiristorului de stins, sau mai mult, circuitul de stingere preia, pe durata fenomenului oscilant, curentul de sarcină, simultan cu aplicarea unei tensiuni de blocare pe tiristorul în conducție.

Inductanța sau condensatorul circuitului de stingere, în funcție de schemă, pot fi comune unei ramuri corespunzătoare unei faze a invertorului.

Acest tip de invertoare permite o funcționare atât în regim de modulație în durată a impulsurilor, cât și în regim nemodulat.

Stingerea comandată prin tiristoare auxiliare conferă o siguranță sporită comutației forțate, fenomenul de stingere poate fi împins spre durate mici, de ordinul timpilor de revenire ai ansamblului tiristor - diodă de recuperare.

Invertoarele realizate permit funcționarea în game largi de frecvență cu puteri unitare mari, fiind cunoscute aplicațiile în tracțiune, în care condițiile impuse sunt de înaltă performanță. Astfel, în regim modulat se ating domenii de variație a frecvenței de 1 : 300, cu frecvența minimă de 0.4Hz. cu tensiuni alternative la ieșirea invertorului de până la 1300V_{ef}.

În cele ce urmează sunt prezentate câteva din invertoarele mult folosite în aplicații și anume: invertorul trifazat cu condensator de stingere divizat, invertorul trifazat cu condensator de stingere unic și invertorul cu circuit de stingere cu tiristor auxiliar și stingere independentă.

4.2.3.1. Invertorul trifazat cu condensator de stingere divizat

În figura 4.6. este prezentată schema de principiu a unui invertor trifazat cu circuit de stingere cu tiristoare auxiliare și cu condensatorul de stingere divizat. Această schemă prezintă o serie de avantaje care o fac aptă folosirii la tensiuni mari în game largi de frecvență pentru puteri ridicate. Invertorul poate funcționa cu o comutație a tiristorului principal în fiecare interval de conducție corespunzător unei alternanțe a tensiunii de ieșire de frecvență dată sau cu intervalul de conducție fragmentat corespunzător unei legi de modulație impuse (apinderi și stingeri succesive cu o frecvență constantă, sau succesiuni de intervale de conducție corespunzătoare unei legi de modulație sinusoidală, trapezoidală etc.).

Elementele componente ale invertorului sunt: tiristoarele principale $T_1 \dots T_6$, tiristoarele de stingere $Ta_1 \dots Ta_6$, condensatoarele de stingere $C_1 \dots C_6$, inductanțele de stingere $L_1 \dots L_3$, diodele de recuperare $D_1 \dots D_6$.

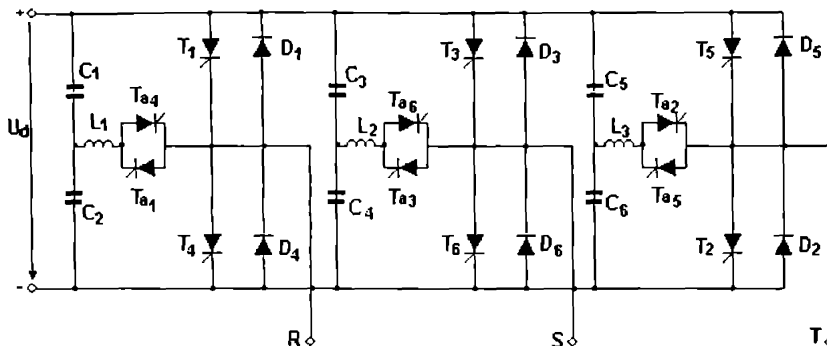


Fig. 4.6. Schema de principiu a unui inverter trifazat cu tiristoare auxiliare și condensator de stingere divizat

Inverterul realizat în punte trifazată are asigurată stingerea independentă a tiristoarelor principale în conducție, procesul de stingere este declanșat prin comanda de aprindere a tiristorului auxiliar corespunzător, care închide circuitul de stingere de tip LC aferent. Circuitul de stingere intervine doar pe durata procesului de comutație, în rest fiind separat de circuitele principale. Inductanțele de stingere, în cazul din figura 4.6., nu sunt străbătute de curenții de sarcină, fapt care elimină unul din dezavantajele importante ale altor scheme care prezintă pierderi importante în aceste elemente de stingere. Prezența tiristoarelor de stingere asigură amorsarea fermă a fenomenului oscilant la comanda de blocare a unui tiristor principal și, de asemenea, asigură încărcarea oscilantă a condensatoarelor de stingere printr-un element semiconductor.

Trecerea din starea de conducție a unui tiristor principal în stare blocată se realizează prin anularea curentului care-l străbate și aplicarea concomitentă a unei tensiuni de blocare de-a lungul tiristorului principal, tensiune care reprezintă căderea de tensiune în sens direct pe dioda de recuperare.

Curentul de sarcină pe timpul comutării este asigurat de către circuitul de stingere.

Acest inverter poate realiza fie numai reglarea frecvenței de ieșire, caz în care i se asigură la intrare o tensiune continuă variabilă în vederea menținerii fluxului constant în motorul alimentat, fie simultan reglarea frecvenței și tensiunii de ieșire (modulație în durată a impulsurilor), situație în care redresorul convertorului static de frecvență va alimenta intrarea inverterului cu o tensiune continuă constantă.

Corespunzător, vor exista următoarele moduri de funcționare:

- cu variația tensiunii continue de alimentare și condiții de conducție neîntreruptă a tiristoarelor principale pe durata a 180° el.;
- tensiune continuă de alimentare constantă și modulare în durată a impulsurilor, tiristoarele unei faze se află succesiv în stare de conducție, respectiv blocare (când unul conduce, celălalt este blocat). Aprinderea tiristorului principal care preia curentul de sarcină al inverterului are loc după refacerea capacității de blocare a tiristorului principal care a condus până în acel moment. Aceasta se asigură prin decalarea comenzilor de aprindere a

tiristorului auxiliar care stinge tiristorul principal în conducție, față de comanda de aprindere a tiristorului care preia sarcina, cu un timp suficient de mare pentru asigurarea blocării tiristorului principal care a condus până în acel moment.

4.2.3.2. Invertor cu condensator de stingere unic

În figura 4.7. este prezentată schema de principiu a invertorului trifazat cu circuit de stingere cu tiristoare auxiliare și cu condensatorul de stingere unic. Această schemă poate funcționa atât în regim de modulație în durată a impulsurilor, cât și în regim nemodulat. Posibilitatea funcționării cu modulație în durată a impulsurilor este un argument important de alegere a schemei de invertor, la folosirea acestuia în cazul alimentării motoarelor la care se dorește un cuplu mare la frecvențe mici, datorită diminuării considerabile a armonicilor de tensiune.

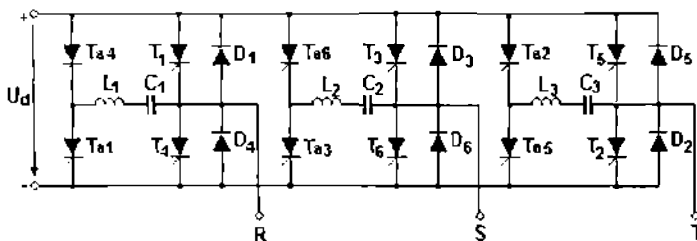


Fig. 4.7 Schema de principiu a invertorului trifazat cu tiristoare auxiliare și condensator de stingere nedivizat

Elementele componente ale invertorului sunt:

- tiristoarele principale $T_1 \dots T_6$;
- tiristoarele de stingere $T_{a1} \dots T_{a6}$;
- condensatoarele de stingere $C_1 \dots C_3$;
- inductanțele de stingere $L_1 \dots L_3$;
- diodele de recuperare $D_1 \dots D_6$.

Invertorul realizat în punte trifazată are asigurată stingerea independentă pe fază a tiristoarelor principale în conducție, procesul de stingere este declanșat prin comanda de aprindere a tiristorului auxiliar corespunzător, care închide circuitul de stingere de tip LC aferent. Circuitul de stingere și la acest tip de invertor intervine doar pe durata comutației, în rest fiind separat de circuitele principale.

De asemenea inductanțele de stingere nu sunt străbătute de curenți de sarcină, ceea ce diminuează pierderile în circuitele de stingere. În schemele practice trebuie remarcată, însă, necesitatea existenței unor inductanțe a căror valoare este impusă de asigurarea limitării curentului de scurtcircuit intern prin tiristoarele principale, inductanțe care participă și la fenomenul oscilant de stingere. Ca și la invertorul cu condensatorul de stingere divizat, trecerea din stare de conducție în stare blocată a unui tiristor principal se realizează prin anularea curentului care-l străbate și aplicarea concomitentă a unei tensiuni de blocare pe tiristorul de stins, tensiune care reprezintă căderea de tensiune în sens direct pe dioda de recuperare.

Funcționarea invertorului are loc în condiții similare cu ale invertorului cu condensator de stingere divizat.

4.2.3.3. Invertor cu tiristoare auxiliare și stingere independentă

Aceste invertoare, spre deosebire de cele analizate în subcapitolele 4.2.3.1. și 4.2.3.2. la care stingerea avea loc prin amorsarea circuitelor de stingere aferente unei faze, au circuite de stingere individuale pentru fiecare tiristor principal în parte. Aceasta face posibilă funcționarea invertorului atât în regim de undă dreptunghiulară cât și pulsată sau modulată în durată cu conductii repetate pe intervalele de timp destinate, conform programului de aprindere impuls.

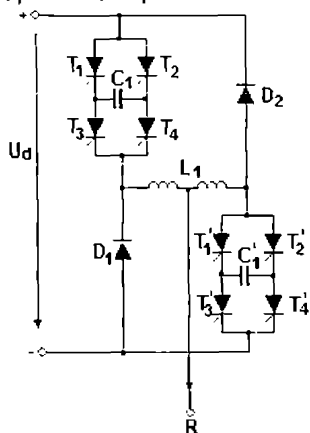
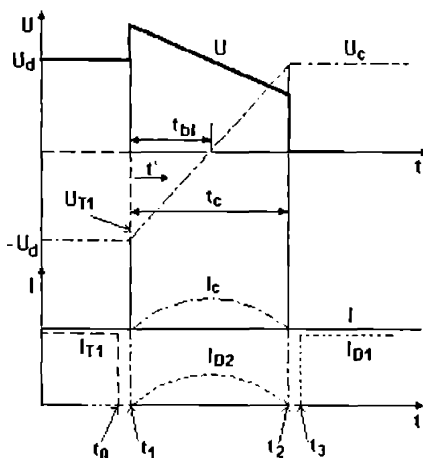
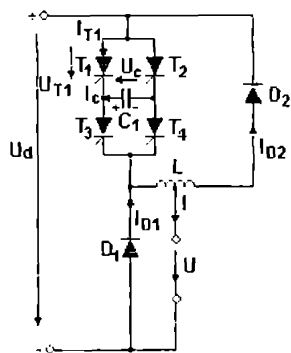


Fig. 4.8. Schema unei faze a invertorului în care tiristorul principal este înlocuit printr-o punte cu patru tiristoare



a

b

a - Configurația circuitului din figura 4.8 în momentul începerii unui proces de stingere;
 b - Variația în timp a tensiunii și curentului în intervalul de comutare, pentru invertorul din figura 4.8

Fig. 4.9.

În figura 4.8. se prezintă schema unei faze a unui invertor la care condensatorul de stingere este conectat într-o diagonală a punții cu patru lristoare, care constituie un comutator static. Curentul de sarcină este condus de cele două tiristoare înseriate din două brațe ale punții, în timp ce unul din celelalte două tiristoare are rolul tiristorului de stingere.

În figura 4.9. a și b este prezentată configurația circuitului în momentul începerii unui proces de stingere, respectiv desfășurarea în timp a tensiunilor și curenților pe intervalul destinat comutării. Pe durata comutării, ca și la celelalte tipuri de circuite de stingere, se consideră curentul de sarcină constant, aceasta datorită caracterului inductiv al sarcinii. Condensatorul de stingere se poate încărca cu ambele polarități, după cum este dată comanda pe tiristoarele punții $T_1 \dots T_4$, dar tensiunea de încărcare este chiar tensiunea de alimentare a circuitului intermediar de tensiune continuă, U_d .

Se presupune că curentul de sarcină este condus de tiristoarele T_1 și T_3 ale contactorului static, iar procesul de stingere se declanșează prin comanda de aprindere dată tiristorului T_2 . Condensatorul de stingere, încărcat ca în figură, va determina închiderea unui curent de descărcare prin tiristorul T_2 , condensatorul de stingere C , tiristorul T_3 , bobina circuitului de stingere L și dioda D_2 . Datorită tensiunii de blocare aplicată de-a lungul tiristorului T_1 , acesta se va stinge, curentul de sarcină pe timpul stingerii fiind asigurat de condensatorul C . Față de invertoarele prezentate anterior, cu condensator de stingere unic pe fază, sau cu condensator divizat, această configurație prezintă avantajul tensiunii mari de blocare aplicate tiristorului de blocat.

4.2.3.4. Invertoare autonome

Stingerea tiristorului în conducție la un moment dat, la aceste invertoare, se realizează individual, fără tiristor auxiliar de stingere. prin aprinderea altui tiristor al invertorului, care va prelua conducția.

Sunt răspândite două tipuri principale de scheme de invertoare autonome, după modul de legare al condensatoarelor de stingere și anume:

- cu condensatoare de stingere în conexiunea pe fază;
- cu condensatoarele de stingere între fazele invertorului.

În figura 4.10. este prezentată schema de principiu trifazată a unui invertor autonom cu condensatoarele de stingere în conexiunea pe fază.

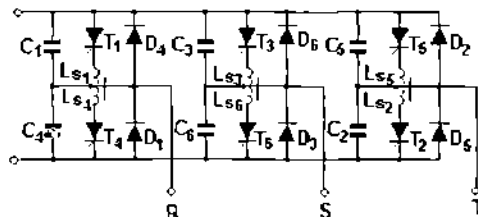


Fig. 4.10. Invertor autonom cu condensatoare de stingere în conexiunea pe fază

Stingerea tiristorului T_1 , în conducție la un moment dat, este realizată prin aplicarea unei contratensiuni obținută prin efect de inducție mutuală, la aprinderea celui alt tiristor, T_4 , de pe aceeași fază.

Condensatorul de stingere se încarcă în circuite de tipul: borna "+", T_1 , L_{s1} , C_4 , borna "-", prin tiristorul în conducție la un moment dat. Descărcarea condensatorului încărcat anterior are loc în circuitele de forma: C_4 , L_{s4} , T_4 , C_4 , în momentul aprinderii tiristorului T_4 , care va prelua conducția curentului de sarcină. Pentru obținerea unei stingeri sigure este necesar un bun cuplaj între înfășurările inductanței de stingere L_{s1} . De remarcat este faptul că la acest tip de învertor nu are loc o recuperare a energiei înmagazinate în condensatoarele de stingere, nefolosită în procesul de stingere, energie care se disipă în elementele de circuit, disipare care are loc într-un timp relativ lung față de cel necesar pentru stingerea tiristorului. Cu inverterul din schema din figura 4.10 se pot realiza regimuri de funcționare cu intervale de conducție neîntreruptă de 180° electrice pentru fiecare tiristor, sau regimuri modulate în durată. În acest din urmă caz, însă, numărul de stingeri și aprinderi repetate este limitat în unitatea de timp, datorită disipării într-un timp lung a energiei de comutație nefolosite, față de timpul de comutare.

În figura 4.11. sunt prezentate variațiile în timp ale mărimilor funcționale ale inverterului, care alimentează un motor asincron.

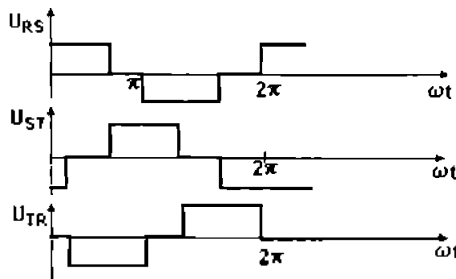


Fig.4.11. Variația tensiunilor între faze pentru inverterul din figura 4.10.

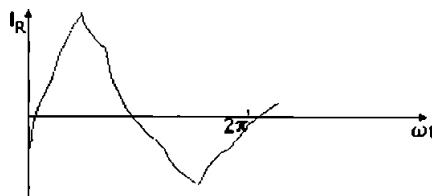


Fig. 4.11. Variația curentului de fază pentru un motor asincron alimentat prin inverterul din figura 4.10

În figura 4.12. este prezentată schema de principiu trifazată a unui inverter cu condensatoarele de stingere conectate între fazele inverterului. În fiecare moment sunt în conducție doar două tiristoare, iar comutația are loc între două tiristoare legate la aceeași polaritate a sursei de alimentare. Stingerea tiristorului în conducție la un moment dat are loc prin aprinderea tiristorului altei faze a inverterului, legat la aceeași polaritate a sursei de alimentare, conform succesiunii de funcționare.

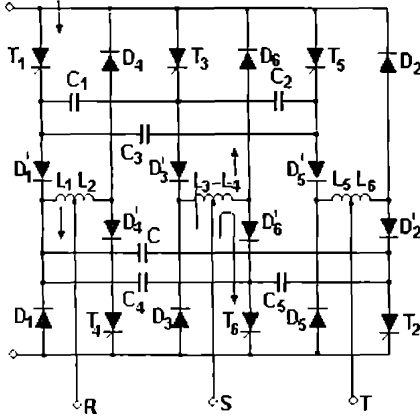


Fig. 4.12. Schema de principiu a unui invertor autonom trifazat cu condensatoare de stingere conectate între faze

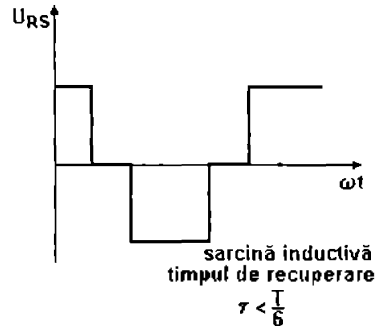


Fig. 4.13. Diagrama tensiunii din figura 4.12, în cazul motorului asincron

Reglarea tensiunii la ieșirea invertorului se realizează numai prin variația tensiunii continue de alimentare a invertorului, fiecare tiristor conducând câte 120° electrice. Diodele $D_1 \dots D_6$ sunt obișnuitele diode de recuperare a energiei reactive înmagazinate în înfășurările motorului, iar diodele $D'_1 \dots D'_6$ împiedică închiderea curentului oscilant de descărcare a condensatoarelor în timpul comutației, în una din alternanțele permițând menținerea condensatoarelor încărcate cu polaritatea din momentul anulării curentului oscilant. Inductanțele și condensatoarele, respectiv $L_1 \dots L_6$ și $C_1 \dots C_6$, sunt elementele de stingere ale schemei. În cazul motorului asincron, datorită caracterului puternic inductiv al sarcinii, tensiunea de ieșire a invertorului între faze este de forma din figura 4.13.

Cele două tipuri de invertoare mai sunt cunoscute în literatură și sub numele de invertoare cu stingere pe verticală și, respectiv, cu stingere pe orizontală. Din cele prezentate anterior, rezultă următoarele aspecte mai importante:

- Invertorul cu condensatoare de stingere conectate pe fază are intervalele de conducție ale tiristoarelor principale de câte 180° el., conform tabelului 4.3, iar invertorul cu condensatoare de stingere conectate între faze are intervalele de conducție ale tiristoarelor principale de câte 120° el. conform tabelului 4.4.

Tabelul 4.3.

$T_n \backslash t/T$	$0 \div \frac{1}{6}$	$\frac{1}{6} \div \frac{2}{6}$	$\frac{2}{6} \div \frac{3}{6}$	$\frac{3}{6} \div \frac{4}{6}$	$\frac{4}{6} \div \frac{5}{6}$	$\frac{5}{6} \div 1$
T_1	█					
T_4				█		
T_3		█				
T_6	█					█
T_5	█				█	
T_2		█				

Tabelul 4.4.

$T_n \backslash t/T$	$0 \div \frac{1}{6}$	$\frac{1}{6} \div \frac{2}{6}$	$\frac{2}{6} \div \frac{3}{6}$	$\frac{3}{6} \div \frac{4}{6}$	$\frac{4}{6} \div \frac{5}{6}$	$\frac{5}{6} \div 1$
T_1	█					
T_4			█			
T_3		█				
T_6	█					█
T_5	█				█	
T_2		█				

Din acest motiv, la inverterul cu stingere pe verticală, în fiecare moment se găsesc în conducție trei tiristoare, în timp ce la inverterul cu stingere pe orizontală numai două tiristoare au condiții de conducție simultană.

Ambele tipuri de invertoare, în aplicații uzuale, sunt alimentate cu tensiune continuă variabilă de la redresorul comandat al convertorului static de frecvență, numai frecvența fiind variată cu ajutorul inverterului. În această situație, unda tensiunii de ieșire are formele prezentate anterior, la frecvențe mici de alimentare a motoarelor asincrone, conținutul armonic al acesteia este bogat în armonici de ordinul 5, 7, 11, 13, ceea ce duce la apariția unor cupluri parazite mari.

La ambele tipuri de invertoare inductanța de stingere este străbătută și de curentul de sarcină, ceea ce mărește pierderile în elementele de comutație.

Ambele tipuri de invertoare necesită tiristoare rapide.

Ambele tipuri de scheme permit cuplarea mai multor motoare în paralel la ieșirea inverterului.

Cele două tipuri de invertoare au prevăzute în scheme diodele de curent invers, care permit recuperarea la sursa de curent continuu a energiei înmagazinate în câmpul electromagnetic al motorului. Lipsa acestor diode provoacă supratensiuni periculoase la comutarea tiristoarelor inverterului, în momentele de întrerupere ale curentului rotoric.

Eficiența elementelor de stingere la inverterul cu stingere între faze este mai mare decât la inverterul cu stingere pe fază, care în plus necesită un foarte bun cuplaj magnetic al bobinelor sale de stingere, pentru o stingere sigură.

Energia suplimentară din procesul stingerii, la inverterul cu stingere pe fază, pentru a putea să fie recuperată la sursa de alimentare și nu disipată în circuitele oscilante ale inverterului, necesită folosirea unor elemente suplimentare de circuit, care pot influența negativ stabilitatea schemei.

4.2.3.5. Invertoare cu circuit comun de stingere

Capacitatea unui inverter de a putea prelua și posibilitatea reglării tensiunii sale de ieșire, în afara reglării frecvenței acesteia, este unul dintre criteriile de calitate ale uneia sau alteia dintre multele scheme considerate.

Invertoarele cu circuit comun de stingere permit stingerea tiristoarelor inverterului, la momentele dorite, ceea ce face posibilă o reglare a tensiunii de ieșire a inverterului prin împărțirea timpului afectat conducerii tiristoarelor sale într-o succesiune de conducerii urmate de pauze, raportul dintre timpul de conducție și timpul de pauză determinând mărimea tensiunii de ieșire a inverterului. Spre deosebire de invertoarele care funcționează pe principiul modulării în durată a impulsurilor, la care fiecărui tiristor principal îi este atașat circuitul său de stingere, comandat, sau nu, printr-un tiristor auxiliar de stingere, la invertoarele cu circuit comun de stingere, puntea trifazată care constituie partea de forță a inverterului este completată cu un circuit de stingere comun, intercalat între sursa continuă și puntea propriu-zisă.

Convertoarele statice de frecvență care conțin acest tip de inverter cu circuit comun de stingere sunt de tipul cu circuit intermediar de tensiune

continuă constantă, ca și în cazul folosirii modulației în durată a impulsurilor. Circuitul comun de stingere trebuie să îndeplinească câteva condiții necesare îndeplinirii funcției sale și anume:

- să producă o tensiune inversă pe tiristorul de stins un interval de timp suficient de mare, pentru asigurarea timpului de refacere a joncțiunii sale de blocare;
- să asigure totodată reîncărcarea condensatorului său de stingere, în vederea stingerii comandate următoare;
- să limiteze viteza de creștere a tensiunii directe reapplycate $\left(\frac{dU}{dt}\right)$ după stingerea completă a tiristorului de stins, conform cu datele de catalog ale elementelor semiconductoare folosite.

Din punct de vedere al unei bune utilizări a elementelor semiconductoare, se impun și o serie de cerințe suplimentare circuitului comun de stingere:

- circuitul de stingere, care este de asemenea un circuit oscilant LC, cu oscilația comandată prin tiristoarele de stingere auxiliare, să funcționeze direct de la sursa de curent continuu, cu excepția situațiilor care impun necesitatea unei surse auxiliare;
- să permită conectarea diodelor de recuperare direct la barele de tensiune continuă ale sursei de alimentare a inverterului;
- elementele semiconductoare folosite să posede o rezervă de tensiune inversă suficientă;
- numărul de elemente semiconductoare ale circuitului de stingere să fie minim, de asemenea elementele pasive L și C să nu atingă valori greu de realizat tehnic.

În figura 4.14. este prezentată schema clasică a unui inverter trifazat cu un circuit comun de stingere în punte. Circuitul de comutație la acest inverter este format din patru tiristoare (Ta_1, \dots, Ta_4), care formează puntea, condensatorul de stingere C, două inductanțe de stingere L și două diode de descărcare, D_{desc} .

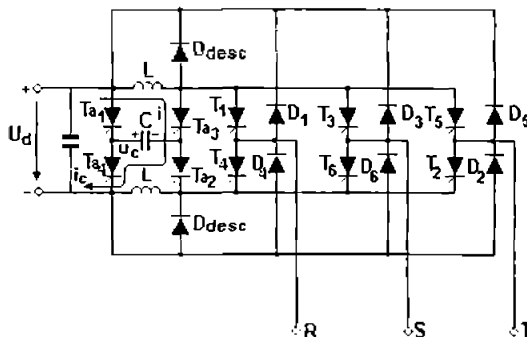


Fig. 4.14 Schema clasică a unui inverter trifazat cu un circuit comun de stingere în punte

Diodele de recuperare ale inverterului sunt conectate direct la plusul și minusul sursei de alimentare. Circuitul de stingere funcționează în felul următor: se comandă succesiv două câte două tiristoarele de stingere Ta_1 și Ta_2 , respectiv Ta_3 și Ta_4 . În acest fel, dacă condensatorul de stingere a fost încărcat inițial prin comanda simultană a unei perechi de tiristoare de stingere, în secvența

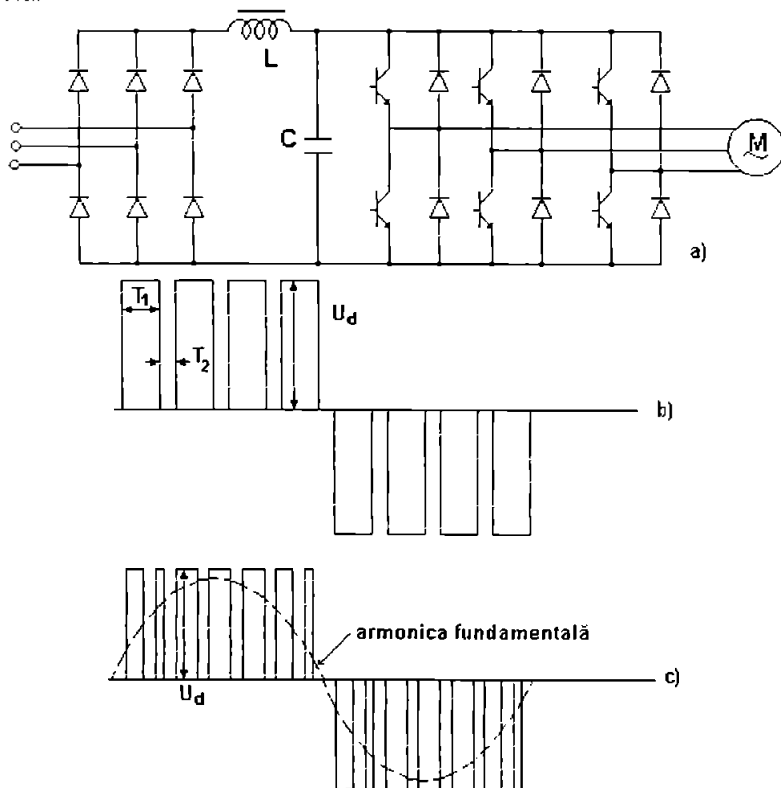
următoare, prin comanda celeilalte perechi de tiristoare de stingere, tensiunea cu care a fost încărcat condensatorul de stingere în secvența

anterioară se aplică ca tensiune de blocare la bornele inverterului. Atât încărcarea cât și descărcarea condensatorului de stingere are loc în circuite de forma: borna "+" a sursei, inductanța de stingere, tinstor auxiliar, condensator de stingere, tiristor auxiliar, borna "-" a sursei de alimentare.

4.2.3.6. Invertoare de tensiune cu tranzistoare de putere

Pentru a răspunde cerințelor prezente pentru performanțe mai ridicate și mai complexe ale invertoarelor, s-au realizat recent invertoare cu tranzistoare I.G.B.T.

Schema de principiu a unui astfel de inverter se prezintă în figura 4.15.a.

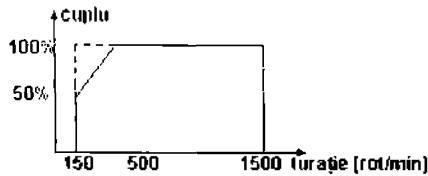


b - forma de undă a tensiunii de ieșire pentru un inverter PWM monofazal în punte

c - PWM sinusoidal

Fig. 4.15.

Gama de reglare a vitezei motorului alimentat prin inverterul prezentat în figura 4.15.a este de 3:1 în cazul unui motor cu autoventilație (1500/500), respectiv de 10:1 în cazul unui motor cu răcire forțată (1500/150). Caracteristica cuplului este prezentată în figura 4.16.



— Motor auto-răcit

--- Motor răcit forțat

Fig. 4.16.

Cea mai recentă generație de invertoare cu controlul vectorial al fluxului fără senzori are schema bloc prezentată în figura 4.17.

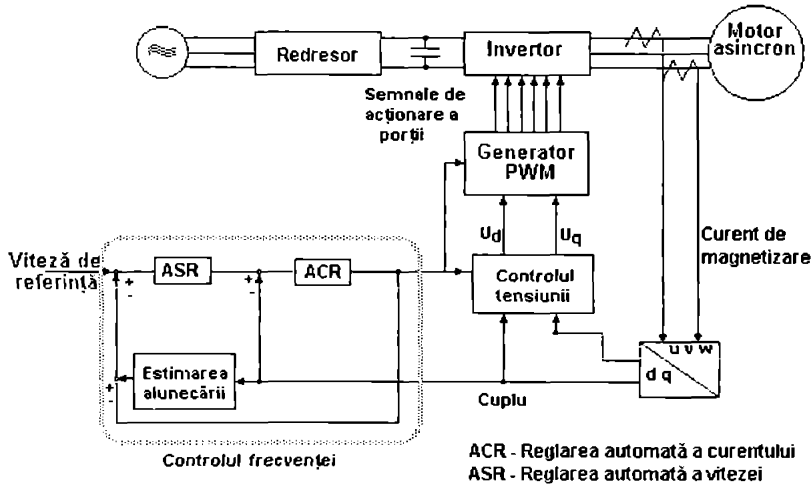


Fig.4.17.

Blocurile ASR și ACR au control PI și control direct a turației motorului și a curentului care sunt apreciate în funcție de sarcină.

Invertoarele cu tranzistoare I.G.B.T. oferă importante îmbunătățiri în fiecare aspect al funcționării față de invertoarele *U/f* obișnuite. În scopul controlului fără reacție a fluxului, inverterul este programat fiind suficientă cunoașterea puterii motorului și a numărului de poli, fiind utilizabil în comanda unui motor de construcție normală.

4.3. Invertoare de curent

Două tipuri de bază de convertoare statice de frecvență sunt folosite pentru comanda motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit, după tipul circuitului intermediar, și anume: cu circuit intermediar de tensiune continuă și cu circuit intermediar de curent continuu. Ambele tipuri de convertoare conțin o sursă de tensiune continuă, un circuit intermediar care stochează energia și inverterul cu comutație forțată. În cazul convertorului static de frecvență cu circuit intermediar de tensiune continuă energia este stocată în

condensatoare. Comutația forțată a inverterului are loc indiferent de sarcină, inverterul putând fi considerat ca o sursă de tensiune alternativă cu frecvență și amplitudine variabilă.

În cazul inverterului de curent, energia este înmagazinată în inductanța circuitului intermediar. Sarcina face parte din circuitul de comutare, inverterul putând fi considerat în acest caz ca o sursă alternativă de curent, cu frecvență și amplitudine variabilă. Sunt cunoscute invertoare de curent cu stingere autonomă și invertoare de curent cu stingere independentă (cu tiristor de stingere).

4.3.1. Inverterul de curent cu stingere independentă

Inverterul de acest tip este redat în figura 4.18., în care se prezintă și forma tensiunii între faze și a curentului de fază.

Schema inverterului cuprinde tiristoarele principale $T_1 \dots T_6$, tiristoarele auxiliare, de stingere $Ta_1 \dots Ta_6$ și condensatoarele de stingere $C_1 \dots C_3$. Ca și la inverterul de curent cu stingere autonomă și la acest inverter curentul de sarcină este acela care asigură încărcarea condensatoarelor de stingere, și nu tensiunea circuitului intermediar. De asemenea, schema inverterului cu stingere independentă nu necesită un inverter de recuperare pentru asigurarea frânării recuperative a mașinii, care va funcționa ca generator, întrucât sensul curentului din circuitul intermediar nu se va schimba nici pe timpul frânării, tensiunea fiind aceea care își va schimba polaritatea.

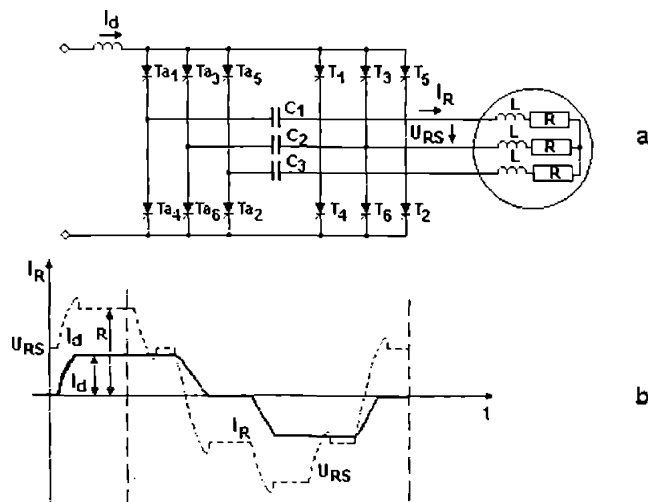


Fig. 4.18. Inverterul de curent cu stingere independentă (a) și forma tensiunii între faze, respectiv a curentului de fază (b)

Principiul funcționării inverterului se poate urmări cu ajutorul figurii 4.19. a, b și c. Înaintea declanșării procesului de comutare, se presupune în conducție tiristoarele T_3 și T_4 , conform figurii 4.19. a, condensatorul de stingere C_2 este încărcat ca în figură datorită comutației anterioare.

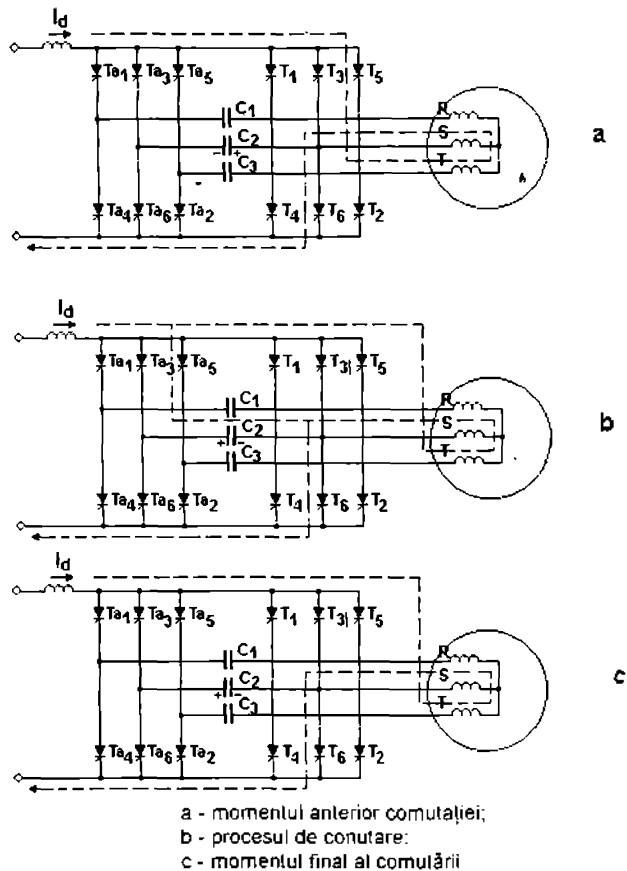


Fig. 4.19. Principiul de funcționare al invertorului din figura 4.18

Începerea comutației are loc odată cu comanda de aprindere a tiristoarelor T_3 și T_5 , prin comanda pe poartă a acestora. La aprinderea tiristorului auxiliar T_3 , condensatorul C_2 va aplica o tensiune în sens de blocare a tiristorului T_3 și totodată va asigura curentul de sarcină prin T_3 de la plusul circuitului intermediar, prin sarcină. Curentul de sarcină care trece prin faza S și tiristorul T_3 va continua să treacă prin condensatorul C_2 , care din această cauză se va descărca, tensiunea la bornele sale descrescând spre 0, liniar. Timpul cât condensatorul C_2 se descarcă, tensiunea la bornele tiristorului T_3 va fi în sens de blocare, timpul de revenire al tiristorului trebuind să fie asigurat ($t_{br} > t_q$), deci tensiunea la bornele condensatorului trebuind să se anuleze după ce tiristorul și-a refăcut capacitatea de blocare (fig. 4.19. b).

În continuare, condensatorul se reîncarcă oscilant, datorită trecerii prin el a curentului de sarcină cu polaritate inversă polarității inițiale, până la blocarea tiristorului de stingere T_3 . În figura 4.19. c, este prezentată starea finală a comutării, cu condensatorul încărcat invers, cu tiristorul T_3 în conducție, cu sarcina preluată pe el și cu tiristoarele auxiliare stinse, gata de o nouă comutare conform diagramei de comandă a aprinderii.

4.3.2. Invertorul de curent cu stingere autonomă

În figura 4.20. este prezentată schema unui astfel de invertor. Elementele componente ale invertorului sunt cele șase tiristoare $T_1 \dots T_6$, șase diode $D_1 \dots D_6$, care realizează decuplarea celor șase condensatoare de stingere $C_1 \dots C_6$, de înfășurările motorului.

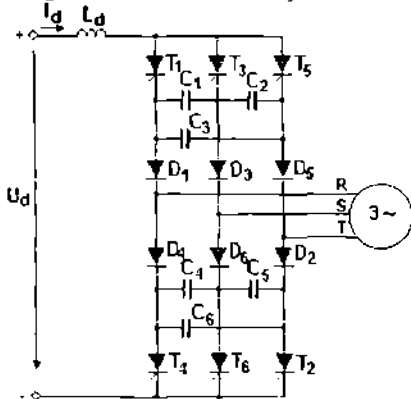
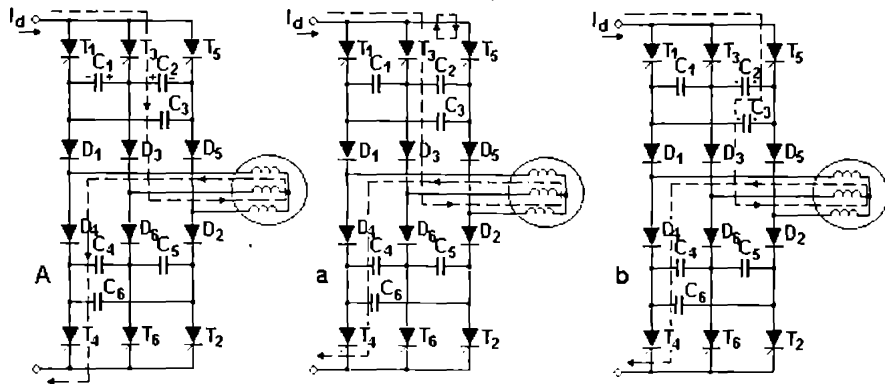


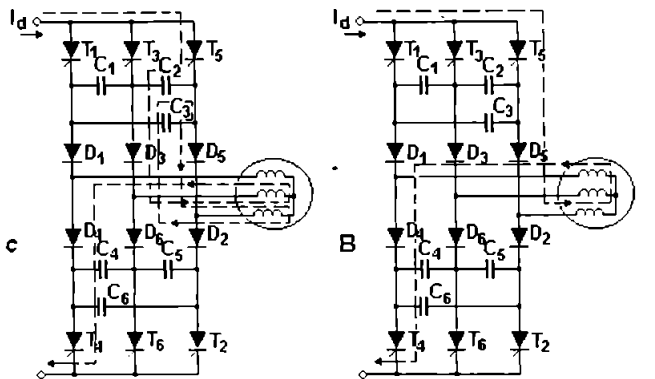
Fig. 4.20. Invertor de curent cu stingere autonomă

Condensatoarele de stingere sunt conectate între faze, punctele de legătură cu acestea fiind între diode și tiristoare. Se remarcă lipsa diodelor de recuperare și a tiristoarelor de stingere, tiristoarele principale nefiind necesare a fi rapide. Stingerea tiristoarelor invertorului este asigurată prin aprinderea după 120° el. a tiristorului care urmează a prelua conducția. Condensatoarele de stingere, conectate între faze, se vor încălca datorită trecerii prin ele a curentului motorului. Caracteristic comutației este că tensiunea pe condensatoarele de stingere își schimbă polaritatea, iar energia

îmagazinată în inductanța de scăpări a motorului, în absența diodelor de recuperare, determină supraîncărcarea condensatoarelor de stingere, care trebuie să preia această energie.

Modul de funcționare al invertorului se poate urmări cu ajutorul figurii 4.21. A, a, b, c, B, în care este prezentată schematic desfășurarea unei secvențe de comutație, cu starea inițială anterioară comutației (A), faza următoare, comutarea tiristoarelor (a), apoi reîncărcarea condensatorului (b), conducția diodelor (c). situația după comutație (B).





A- starea inițială, anterioră comutației; a- comutarea tiristoarelor;
 b- reîncărcarea condensatorului; c- conducția diodelor; B- starea finală, după încheierea
 comutației

Fig. 4.21. Modul de funcționare al inverterului din figura 4.20

Se presupune că înainte de începerea procesului de comutație conduceau tiristoarele T_3 și T_4 (fig.4.21.A). Curentul trece prin fazele R și S, iar condensatoarele $C_1 \dots C_3$ sunt încărcate cu polaritatea din figură. La un moment dat, se aprinde tiristorul T_5 , curentul care inițial trecea prin faza S și tiristorul T_3 , trece în continuare prin faza S și prin grupa de condensatoare $C_1 \dots C_3$ și tiristorul T_5 . Prin condensatorul C_2 va trece $2I_d/3$, iar prin condensatoarele C_1 și C_3 $I_d/3$, datorită legării condensatoarelor înseriate C_1 și C_3 în paralel cu condensatorul C_2 .

La sfârșitul secvenței (a), figura 4.21. a, tiristorul T_3 este blocat datorită aplicării pe acesta a unei tensiuni de blocare, de la aprinderea tiristorului T_5 , datorită lui C_2 și preluării curentului de sarcină prin T_5 și grupa de condensatoare de stingere. În continuare, în secvența (b), condensatoarele de stingere asigură trecerea curentului de sarcină și se produce încărcarea acestora cu polaritatea schimbată conform figurii 4.21.b. După schimbarea semnului tensiunii pe condensatorul C_2 și atingerea unei valori egale cu tensiunea între faze, are loc comutarea curentului din faza S în faza T, în intervalul (c) având loc deschiderea diodei D_5 și blocarea diodei D_3 .

CONCLUZII

1. Deoarece invertoarele de tensiune continuă variabilă au un bogal onșit în armonici de ordinul 5,7,11,13 ceea ce duce la apariția unor cupluri parazite mari pentru motorul electric,acestea se exclud din componența S.A.E. a propulsorului naval.

2. Invertoarele de tensiune permit funcționarea atât în regim de modulație în durată a impulsurilor cât și în regim nemodulat.

3. Datorită diminuării considerabile a armonicilor de tensiune în cazul funcționării

cu modulație în durată a impulsurilor, invertoarele cu tensiune continuă constantă permit obținerea unui cuplu mare la frecvențe mici, ceea ce se dorește pentru S.A.E. a propulsorului naval.

4. În cazul propulsiei electrice a navelor de mic tonaj și mare manevrabilitate (șalupe, remorchere, vedete etc.) se impune utilizarea invertorului cu tranzistoare de putere care, față de celelalte soluții prezintă următoarele avantaje:

- gama de puteri $0.2 \div 132$ kW;
- tensiunea de ieșire 3×220 V; 3×380 V [50Hz];
- frecvența de ieșire reglabilă $0.1 \div 1000$ Hz;
- funcționare în ambele sensuri de rotație;
- timp de accelerare / frânare $0.1 \div 3000$ s;
- cuplul de pornire la frecvența minimă 1.5 M_N ;
- asigură protecția la: scurtcircuit, suprasarcină, lipsă fază, tensiune minimă, tensiune maximă, supratemperatură;
- posibilitate de eliminare a frecvențelor de rezonanță;
- afișare parametri principali de funcționare (tensiuni, curenți, turații) la panoul propriu sau la afișaj extern;
- pornirea / oprirea în rampă a motoarelor, curentul de oprire fiind controlabil;
- porniri dese ale motoarelor, ceea ce corespunde instalației de propulsie;
- se poate alege un domeniu de funcționare la randament energetic prin variația turației;
- compensarea factorului de putere al motorului ceea ce duce la reducerea masivă de putere reactivă consumată;
- prin funcționarea în tandem cu un automat programabil se realizează un minim de putere reactivă consumată;
- reglarea vitezei de $\pm 1\%$.

4.4. Tehnici pentru minimizarea pierderilor și armonicilor în sistemul convertor - mașină

4.4.1. Modulația în durată

Modularea în durată a impulsurilor este procedeul prin care intervalele de conducție ale tiristoarelor invertorului se fragmentează în vederea obținerii unui conținut favorabil de armonici în tensiune, respectiv curentul de ieșire al invertorului. Procedeul de modulare în durată a impulsurilor obținute la ieșirea invertorului, component al unui convertor static de frecvență, permite obținerea unui conținut redus de armonici al tensiunii de alimentare a motorului asincron. În cazul convertoarelor statice de frecvență cu circuit intermediar de tensiune continuă, respectiv a unui conținut favorabil în armonici de curent (lipsa armonicilor joase) în cazul convertorului static de frecvență cu circuit intermediar de curent continuu. Felul în care se realizează modulația este specific fiecărei clase de invertoare folosite. Mai răspândită este modulația în durată după o lege sinusoidală în cazul invertoarelor de tensiune, procedeul cunoscut sub numele de suboscilare, invertorul preluând asupra sa atât reglarea tensiunii cât și a frecvenței de ieșire spre motor, iar în cazul invertoarelor de curent este utilizată comanda

cu impulsuri multiple, în care lăţimea şi numărul acestora se determină prin calcul în vederea anulării armonicilor nedorite.

Convertorul static de frecvenţă cu circuit intermediar de tensiune continuă constantă, al cărui inverter funcţionează pe principiul M.I.D., prezintă câteva avantaje importante faţă de convertorul static de frecvenţă cu circuit intermediar de tensiune continuă variabil, în sensul unei mai bune folosiri a circuitului de stingere al inverterului, care funcţionează mereu la tensiunea maximă, ceea ce favorizează dimensionarea sa: totodată, filtrul din circuitul intermediar este mai puţin voluminos, iar redresorul convertorului este necomandat. Inverterul convertorului, în această situaţie, are sarcini sporite, în sensul că va prelua ambele funcţii de asigurare atât a tensiunii, cât şi a frecvenţei variabile de alimentare a motorului, la ieşirea sa.

Atât inverterul, cât şi schema sa de reglare, în această situaţie devin mai complicate. Schema de forţă a inverterului va fi în măsură să stingă, la comandă, curentul principal, conform cu comanda primită, permiţând fragmentarea intervalului de conducţie conform cu legea dorită. Invertoarele prezentate în subcapitolul 4.2.3. sunt apte pentru acest mod de funcţionare.

La folosirea procedurii de modulaţie în durată a impulsurilor după o lege impusă, intervalele de conducţie ale tiristoarelor principale ale inverterului vor fi fragmentate, tensiunea de alimentare a inverterului rămânând constantă. Variaţia tensiunii de ieşire a inverterului se obţine ca urmare a variaţiei impulsurilor de tensiune, conform cu legea de comandă dată.

Vor avea loc modificări ale suprafeţelor "tensiune - timp", duratele impulsurilor de tensiune fiind modulate conform legii de variaţie a unui semnal modulator. Gama de variaţie a semnalului modulator se alege în funcţie de gama de reglare dorită a turaţiei motorului. Prin fragmentarea intervalului de conducţie al tiristoarelor se reduce conţinutul în armonică joasă al tensiunii de ieşire, reducerea fiind substanţială în cazul în care se foloseşte modularea în durată a impulsurilor după o lege sinusoidală, ceea ce face ca motorul să funcţioneze în condiţii apropiate de cele corespunzătoare alimentării cu undă sinusoidală.

Pentru a urmări modul în care se obţine tensiunea de ieşire a convertorului în această situaţie, se va considera schema bloc a acestuia din figura 4.22, pe care sunt puse în evidenţă tensiunile de ieşire de fază şi linie.

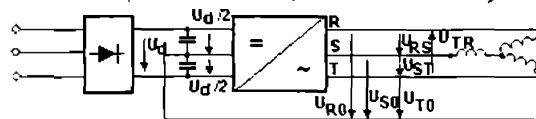


Fig. 4.22. Schema bloc a convertorului static de frecvenţă

Tensiunile de fază sunt măsurate faţă de potenţialul 0 considerat al medianei filtrului capacitiv. Fiecare fază a inverterului cu tiristoare se va considera ca un întreruptor ideal, care comută pe rând bara de plus, respectiv minus a circuitului intermediar de tensiune continuă la ieşirea sa.

Vor avea astfel loc condiţii de conducţie succesivă ale tiristoarelor aceleiaşi faze. Impulsurile de tensiune modulate în durată după o lege sinusoidală, se obţin prin compararea unui semnal modulator sinusoidal de

frecvență egală cu frecvența fundamentalei tensiunii dorite de ieșire din inverter, cu un semnal triunghiular de frecvență ridicată (fig.4.23.).

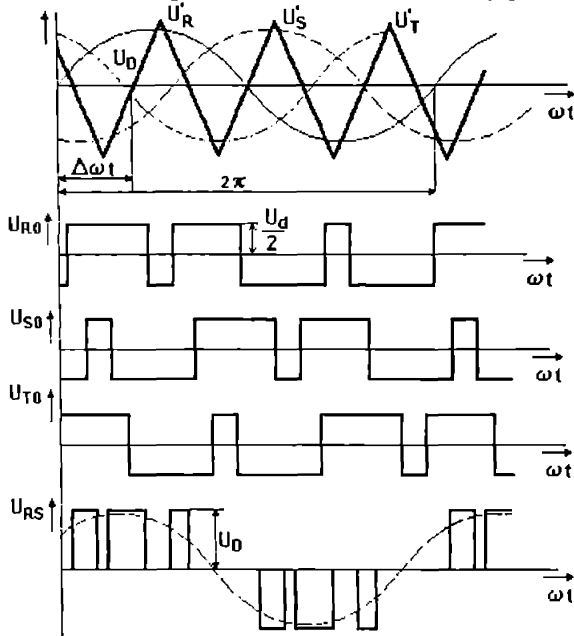


Fig. 4.23. Obținerea modulației în durată după o lege sinusoidală

Pentru intervalul de timp în care valoarea instantanee a semnalului sinusoidal corespunzătoare fazei R depășește valoarea semnalului triunghiular, schema de comandă determină conducția tiristorului principal care primește potențialul pozitiv al sursei continue în anod, în timp ce tiristorul principal al aceleiași faze conectat cu catodul la minusul sursei de alimentare va conduce în intervalul de timp în care valoarea semnalului triunghiular depășește valoarea semnalului modulator sinusoidal. Semnalele modulator sinusoidale ale fazelor S și T se compară, de asemenea, cu semnalul triunghiular de frecvență ridicată, rezultând succesiunea de impulsuri de tensiune modulate în durată corespunzătoare fazelor S și T la ieșirea inverterului. În figura 4.23 sunt indicate tensiunile de fază astfel obținute pentru un semnal triunghiular de frecvență de trei ori mai mare decât frecvența semnalului sinusoidal modulator.

Pentru obținerea formei, respectiv valori tensiunii de linie U_{RS} a inverterului, care este de asemenea reprezentat în figură, se realizează scăderea grafică sau analitică $U_R - U_S$. Succesiunea de impulsuri de tensiune, modulate în durată, se poate descompune în serie Fourier, pe intervalul de timp corespunzător perioadei semnalului modulator, pentru calculul componentei continue, amplitudinii și fazei fundamentalei unde de tensiune de ieșire, respectiv ale armonicilor. Semnalul modulator poate avea o formă diferită de sinusoidală, poate fi trapez, sau chiar triunghi. De asemenea, semnalul modulat poate fi un triunghi simetric sau nesimetric (dinte de

ferăstrău), cu frontul anterior sau posterior în unghi drept față de axa timpului, axat față de aceasta.

Sunt cunoscute modulații realizate cu un același semnal modulată și trei semnale modulator, sau cu trei semnale modulate și trei semnale modulator.

Variația valorii tensiunii de ieșire a inverterului se realizează prin micșorarea corelată cu frecvența, după o anumite lege impusă de corelare, a amplitudinii semnalului modulator, în situația în care amplitudinea semnalului modulată triunghiular rămâne constantă, micșorare care determină scurtarea intervalelor de conducție ale tiristorului cu anodul la borna de plus a sursei de tensiune continuă pentru semialternanța pozitivă a semnalului modulator, respectiv ale tiristorului cu catodul la minusul sursei continue, pentru semialternanța negativă a semnalului modulator, în consecință micșorându-se amplitudinea fundamentalei unde de tensiune la ieșirea inverterului. În cele ce urmează, se va analiza modulația realizată cu undă modulator trifazată sinusoidală și undă modulată triunghiulară simetrică unică.

În figura 4.24 este prezentată unda de tensiune de fază (fundamentală) și cea de curent de sarcină inductivă obținută la ieșirea inverterului cu condensator divizat, analizat în subcapitolul 4.2.3.1., care funcționează cu conducții succesive ale tiristoarelor principale ale aceleiași faze; se pun în evidență defazajul de $\frac{\pi}{2}$ între cele două unde și, de asemenea, intervalele de timp în care curentul de sarcină este condus prin diodele de recuperare.

Intervalele de conducție ale tiristoarelor principale se pot succeda ca mai sus, tiristoarele aceleiași faze conducând alternativ, sau pe o semiperioadă a semnalului modulator având loc numai succesiunea impulsurilor modulate în durată ale unui tiristor, în cealaltă semiperioadă succedându-se impulsurile modulate în durată ale celuilalt tiristor principal al aceleiași faze. În această situație semnalul modulată triunghiular nu va mai fi axat față de axa timpului, ci va fi față de linia de zero spre plus sau spre minus, după cum va fi alături semnalului modulator. Acest tip de modulație are mai puține aplicații cunoscute.

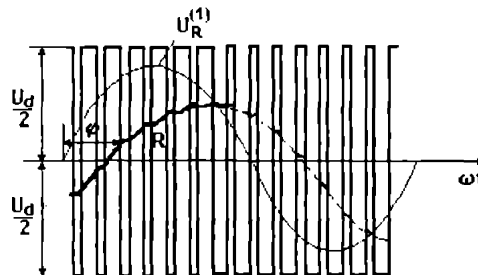


Fig. 4.24. Unda de tensiune de fază (fundamentală) și curentul de sarcină inductivă

Armonicile conținute în tensiunea de ieșire a inverterului de amplitudine și frecvență variabilă, necesară alimentării motorului electric asincron, determină pierderi sporite în motor, pierderi care scad (datorită

îmbunătățirii conținutului de undă fundamentală în dauna armonicilor) odată cu creșterea raportului între frecvența semnalului triunghiular, care se va numi frecvența de comutație, sau de tact și frecvența semnalului modulator (frecvența tensiunii de ieșire).

Creșterea acestui raport, echivalent cu creșterea numărului de conducții succesive ale tiristoarelor principale ale unei faze, într-o perioadă a tensiunii de ieșire, duce totodată la micșorarea valorii elementelor de filtraaj din circuitul intermediar de tensiune continuă constantă.

Pe de altă parte, însă, creșterea frecvenței de comutare a inverterului trebuie limitată, datorită creșterii pierderilor de comutare ale circuitelor sale de stingere, care limitează astfel superior frecvența posibilă de lucru a condensatoarelor de stingere și a tiristoarelor inverterului, diminuând totodată randamentul echipamentului de conversie. Creșterea frecvenței de comutare duce totodată la scăderea așa-numitului "randament în tensiune" al inverterului, ca urmare a scăderii tensiunii de ieșire a inverterului față de tensiunea continuă aplicată, ca urmare a măririi timpului global cât tiristorul principal este în stare blocată. De asemenea, creșterea frecvenței de comutare este limitată de timpul de revenire al tiristoarelor rapide utilizate.

Rezultă că numărul de comutări trebuie astfel ales încât să se obțină performanțe optime atât din punct de vedere al aproximării bune a sinusoidei tensiunii de ieșire, cu un conținut armonic minim, cât și din punct de vedere al realizării tehnice a inverterului (randament, funcționare sigură, gamă de reglare mare etc.).

Alegerea frecvenței de comutație prezintă și alte aspecte importante, cum ar fi, de exemplu, cel al raportului număr întreg sau fracționar, între frecvența de comutare și frecvența fundamentalei tensiunii de ieșire. Astfel, dacă se alege frecvența de comutare de valoare fixă, multiplu într-un punct de funcționare de frecvența de ieșire maximă (spre exemplu), atunci numai în anumite puncte raportul celor două frecvențe va fi un număr întreg, în gama de variație a tensiunii de ieșire.

Datorită faptului că cele două frecvențe nu sunt într-un raport număr întreg, va apărea o modulație a amplitudinii și fazei fundamentalei și armonicilor tensiunii de ieșire cu atât mai pronunțată cu cât raportul celor două frecvențe este mai mic.

Un alt parametru important care determină randamentul în tensiune al inverterului este gradul de modulare, care se definește ca raportul între mărimile de vârf ale tensiunii modulare și tensiunii triunghiulare cu care se compară. Astfel, cu cât acest raport este mai mare (valoarea maximă teoretică este unitatea), cu atât pentru același număr de comutații pentru o perioadă a tensiunii de ieșire, valoarea amplitudinii fundamentalei tensiunii de alimentare a motorului va fi mai mare.

În această situație, a măririi factorului de modulare, se pot obține intervale de comandă a conducției tiristoarelor principale ale inverterului mai mici decât timpul de revenire al acestora. De aceea trebuie ales acest parametru astfel încât timpul de revenire al tiristorului, timp după care acesta poate fi acționat din nou după o stingere, să nu depășească timpul său de revenire limită cu o plajă de siguranță.

4.4.2. Comanda cu microprocesor pe baza modulației în lățime

În paragrafele anterioare s-au prezentat aspecte ale principiului modulației în durată a impulsurilor realizată prin metode analogice cunoscute sub denumirea de modulație cu eșantionare naturală, care în principal constă în compararea directă a semnalelor modulat triunghiular de frecvență ridicată și modulator sinusoidal. Ca rezultat al acestei comparații rezultă momentele de comutare și deci intervalele de conducție ale tiristoarelor sau tranzistoarelor din componenta invertoarelor bazat pe principiul MID.

În cazul modulației cu eșantionare naturală, fronturile impulsului modulat în durată sunt determinate de intersecția a două unde, durata impulsului depinzând de amplitudinea undei modulator în momentele de intersecție. Acest fapt conduce la două consecințe importante: mijloacele impulsurilor modulate în durată după o lege sinusoidală nu sunt plasate la distanțe egale și nici uniform distribuite în spațiu și din această cauză lățimea impulsurilor nu poate fi exprimată printr-o relație analitică. În această situație, lățimea impulsurilor poate fi calculată cu ajutorul unei expresii transcendente de forma:

$$t_{imp} = \frac{T}{2} \left[1 + \frac{A}{2} (\sin \omega_1 t_1 + \sin \omega_1 t_2) \right] \quad (4.1)$$

unde: t_{imp} - lățimea impulsului;

T - perioada semnalului modulat triunghiular;

A - raportul între amplitudinea semnalului modulator și cel modulat;

ω_1 - pulsația semnalului modulator ce coincide cu pulsația tensiunilor de ieșire din invertoare;

t_1 și t_2 - momentele de timp aferente intersecțiilor semnalului modulat cu cel modulator care definesc durata impulsului modulat în durată (fig.4.25 a și b).

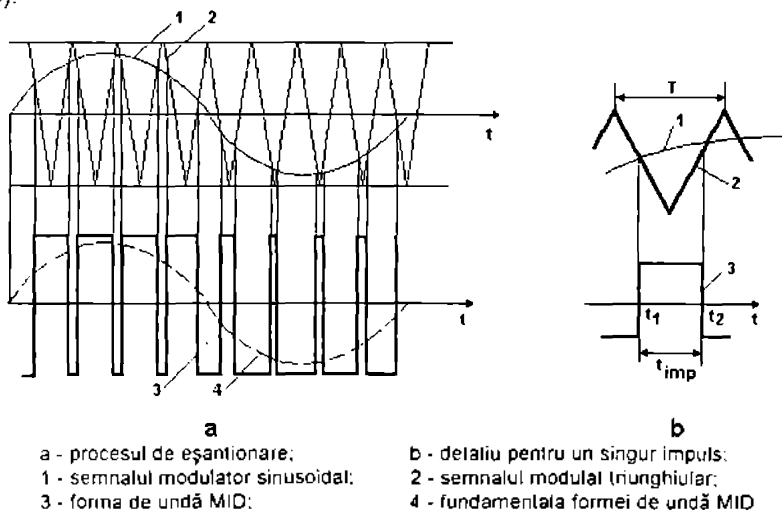


Fig. 4.25. Principiul MID cu eșantionare naturală

Lățimea impulsului modulat în durată nu se poate deci calcula direct, datorită relației transcendente ce determină momentele de timp ale intersecțiilor.

Cu ajutorul tehnicii de calcul se poate realiza modelul matematic al modulației cu eșantionare naturală și deci obține numeric intervale de comutație care determină lățimea impulsurilor modulate în durată.

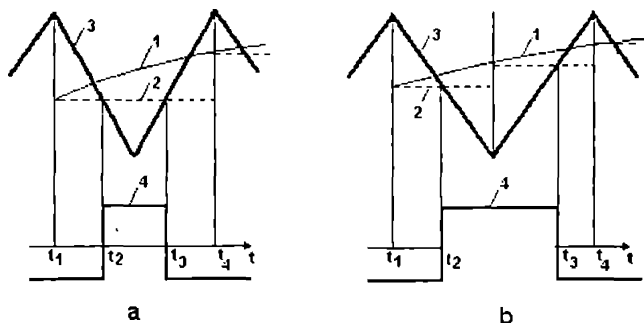
În vederea implementării tehnicii de calcul digitale, în special a microprocesoarelor, s-a elaborat ca strategie de comutație așa - numita modulație cu eșantionare uniformă propusă pentru prima oară în anul 1975. Ulterior s-a propus și o aproximație a modulației cu eșantionare naturală printr-o strategie de comutație în vederea asigurării modulației optime. Această modulație optimă urmărește obținerea unor performanțe ca: eliminarea, respectiv minimizarea unor armonici superioare, minimizarea vârfurilor de curent sau a oscilațiilor cuplurilor.

Modulația cu eșantionare uniformă poate fi realizată în două variante: simetrică sau asimetrică.

În cazul modulației cu eșantionare uniformă simetrică prezentată în figura 4.26 a, semnalul modulator (curba 1) este constant pe durata unei perioade T a unei unde modulate triunghiular, obținându-se astfel prin eșantionare o undă modulatorie (curba 2) sub formă de trepte care aproximează foarte bine o undă sinusoidală. Compararea acestui semnal (2) cu semnalul triunghiular (3) determină punctele de intersecție utilizate pentru stabilirea momentelor de comutație t_1 și t_2 pentru impulsurile modulate în durată. În consecință, unda modulatorie (2) este de valoare constantă între momentele de eșantionare și deci lățimea impulsului va fi proporțională cu amplitudinea acestui eșantion, iar impulsurile modulate în durată vor fi uniform distribuite. Prin această metodă, impulsurile produse sunt perfect predeterminabile în lățime și poziție. Lățimea impulsului, în cazul modulației cu eșantionare uniformă simetrică, se poate deduce cu relația:

$$t_{imp} = \frac{T}{2}(1 + A \sin \omega_1 t_1) \quad (4.2.)$$

în care t_1 reprezintă momentul de început al eșantionului.



a - simetrică; b - asimetrică;

1 - semnalul modulator sinusoidal; 2 - semnalul modulator în trepte;

3 - semnalul triunghiular; 4 - impulsul modulat în durată

Fig. 4.26. Principiul modulației cu eșantionare uniformă

Principiul modulației cu eșantionare uniformă asimetrică este ilustrat în figura 4.26 b. În acest caz, începutul impulsului modulat în durată rezultă prin comparația semnalului triunghiular cu un nivel de amplitudine a semnalului modulator eșantionat, iar sfârșitul său cu un altul și deci se poate scrie relația următoare pentru calculul duratei impulsului:

$$t_{imp} = \frac{T}{2} \left[1 - \frac{A}{2} (\sin \omega_1 t_1 + \sin \omega_1 t_3) \right] \quad (4.3)$$

Observația importantă ce se poate face asupra ambelor variante, simetrică și asimetrică, constă în aceea că lățimea impulsului modulat în durată poate fi calculată utilizându-se o simplă relație trigonometrică, ceea ce permite nedepășirea capacității de calcul a microprocesorului pentru generarea undelor MID în timp real.

Pentru a se obține o variație independentă a frecvenței de ieșire f_1 (stabilită prin perioada T și raportul p dintre frecvența purtătoarei triunghiulare și frecvența modulatorului f_1 și a tensiunii de ieșire (dictată de A), calculul duratei unui impuls t_{imp} folosind relația (4.2.) va necesita două înmulțiri.

În situația când se solicită o funcționare la flux constant a motorului asincron (condiție ce se respectă în domeniul de reglaj al vitezei motoarelor asincrone între circa 5 și 50Hz) relația de calcul (4.2.) se poate simplifica,

legea de reglare $\frac{U_1}{f_1} = \text{const.}$ transformându-se în $A = Kf_1$. Notându-se cu

$p = \frac{f_p}{f_1}$ raportul dintre frecvența purtătoarei f_p și frecvența de ieșire f_1 , rezultă relația:

$$t_{imp} = \frac{T}{2} + \frac{K}{2p} \sin \omega_1 t_1 \quad (4.4)$$

Se poate astfel folosi pentru elaborarea unei de tensiune de ieșire sub formă de impulsuri modulate în durată un microprocesor.

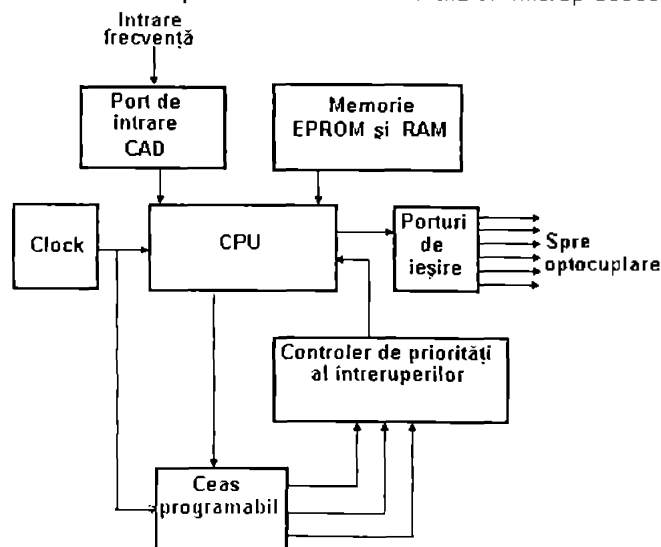


Fig. 4.27. Sistemul de comandă cu microprocesor pentru MID cu eșantionare uniformă simetrică

De exemplu în figura 4.27 este redată schema de principiu a sistemului de comandă alcătuită din:

- portul de intrare (un convertor A/D);
- unitatea centrală de calcul (CPU);
- memoria EPROM ;
- memoria RAM ;
- controlerul de priorități al întreruperilor ;
- ceasul programabil ;
- porturile de ieșire

Funcționarea sistemului de comandă constă în următoarele: la începutul fiecărei perioade a semnalului triunghiular sunt încărcate în cele trei registre (câte unul pentru fiecare fază) ale numărătoarelor ceasului programabil valorile anterior calculate ale timpilor de pauză t_{pA} , t_{pB} și t_{pC} , indicați în figura 4.28.

Numărătoarele numără descrescător, încât când unul din ele atinge valoarea 0, ieșirea lui basculează și generează un semnal de întrerupere către controlerul de priorități al întreruperilor. Acest semnal de întrerupere este necesar pentru ca microprocesorul să poată identifica sursa de semnal de întrerupere și de a evita ambiguități care ar rezulta dacă două semnale de întrerupere ar fi generate simultan, fiind de aceea necesar un circuit logic de arbitraj al priorităților. Controlerul analizează prioritățile și transmite cererea de întrerupere către microprocesor. Unitatea centrală de calcul a microprocesorului schimbă ieșirea portului de comandă corespunzător fazei care a solicitat întreruperea și apoi comandă încărcarea în numărătorul respectiv a valorii corespunzătoare timpului de lucru t_{imp} . La sfârșitul duratei t_{imp} se generează o nouă cerere de întrerupere care impune microprocesorului modificarea portului de ieșire respectiv.

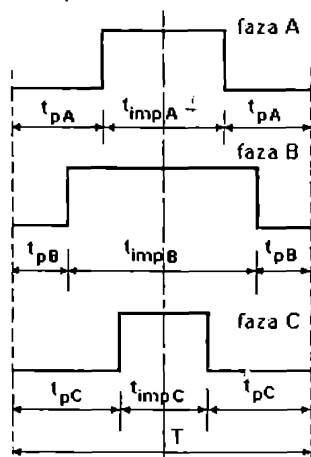


Fig. 4.28. Formele de undă MID pentru o perioadă a semnalului triunghiular

Pentru a marca terminarea perioadei purtătoaretriunghiulare, la sfârșitul intervalului t_{impA} (a fost aleasă faza A, de exemplu, ca fază de referință), ceasul fazei A este încărcat din nou cu valoarea t_{pA} , astfel încât sfârșitul acestui ultim interval coincide cu încheierea perioadei T . Aceasta se marchează printr-o întrerupere care impune încărcarea ceasului programabil cu timpii de pauză pentru perioada următoare (fig. 4.28). Rutina de întrerupere a fazei A este accesibilă de trei ori, iar cele ale fazelor B și C de câte două ori pe perioada T și din această cauză rezultă că frecvența maximă a purtătoaretriunghiulare, care este dictată de timpul cerut tuturor întreruperilor (fiecare întrerupere durează circa $85\mu s$), nu poate depăși circa $1.6kHz$. În majoritatea aplicațiilor, această frecvență se adoptă egală cu circa $1kHz$.

Pentru calculul timpului t_{imp} se folosește relația (4.4.). Se poate remarca faptul, că pentru un raport p dat, sunt necesare de memorat doar p valori ale funcției sinus, deci memoria ocupată de tabel este redusă.

Algoritmul de calcul utilizat constă în următoarele: în memoria EPROM se află tabelată valoarea $\frac{K \sin(\omega_1 t_i)}{4p}$, iar de la programul de modificare a perioadei se obține valoarea $\frac{T}{4}$. Se calculează în continuare pentru intervalul i al purtătoarei ($i=1,p$), timpii de lucru $\frac{t_{imp_i}}{2} = \frac{T}{4} + \frac{K \sin(\omega_1 t_i)}{4p}$, apoi valorile t_{imp_i} , iar timpii de pauză cu relația:

$$t_{pi} = \frac{T}{4} - K \frac{\sin(\omega_1 t_i)}{4p} \quad (4.5.)$$

Timpii de lucru și de pauză pentru celelalte două faze B și C se obțin ținând seama că cele trei faze formează un sistem trifazat simetric. Pentru intervalul i al purtătoarei rezultă următoarele valori ale timpilor de lucru și de pauză:

- pentru faza A, t_{imp_i} și t_{pi} ;
- pentru faza B, t_{imp_i} și t_{pi} la $i + \frac{p}{3}$;
- pentru faza C, t_{imp_i} și t_{pi} la $i + \frac{2p}{3}$.

În vederea modificării vitezei motorului asincron se variază frecvența f_1 a unei modulațoare. Raportul p se păstrează la valori întregi pentru anumite subdomenii de modificare a vitezei. Nu se poate menține raportul p constant în toata gama de reglaj a turației, deoarece dacă se adoptă p de valoare redusă, la turații joase apar cupluri pendulare importante, iar dacă se alege p mare, la turații ridicate există pericolul depășirii posibilității de calcul în timp real a lățimii impulsurilor. Întrucât comanda cu microprocesor descrisă mai sus se aplică la un inverter cu tranzistoare de putere, care evident pot lucra bine la frecvențe de peste câțiva kHz, rezultă că nu elementele de putere limitează valoarea maximă a raportului p .

Valorile lui p pentru diferite subdomenii de variație a frecvenței de ieșire sunt date în tabelul 4.5., iar variația frecvenței purtătoarei triunghiulare în funcție de f_1 este ilustrată în figura 4.29.

Tabelul 4.5.

Subdomeniul	p	f_p [Hz]	f_1 [Hz]
1	192	0-500	0-2,56
2	192	500-1000	2,5-5,2
3	96	500-1000	4,8-10,4
4	48	500-1000	9,6-20,8
5	24	500-1000	19,0-41,0
6	12	500-1000	39,0-83,3

La frecvențe apropiate modificării raportului p , se prevede un histeresis pentru a se evita apariția unor oscilații de frecvență.

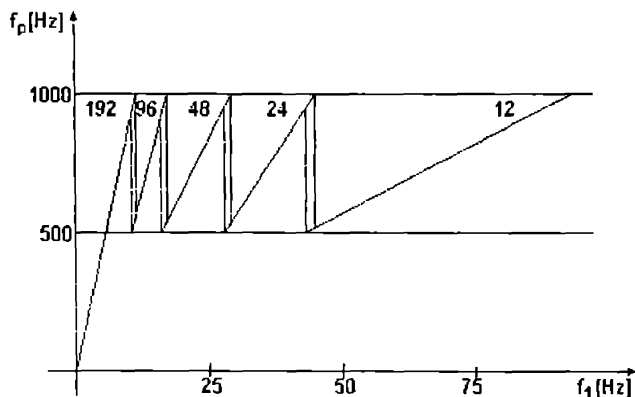


Fig. 4.29. Dependența frecvenței purtătoarei triunghiulare în funcție de frecvența de ieșire a invertorului

Prin schimbarea perioadei modulatorii se identifică subdomeniul din care face parte, se calculează în continuare prin împărțire la p perioada T a purtătoarei și apoi $\frac{T}{4}$ și se alege tabelul corespunzător cu valorile funcției sinus. Pentru a se elimina eventualele oscilații cauzate de un salt al tensiunii, se efectuează modificarea frecvenței de ieșire când una din tensiunile de ieșire pe fază se anulează.

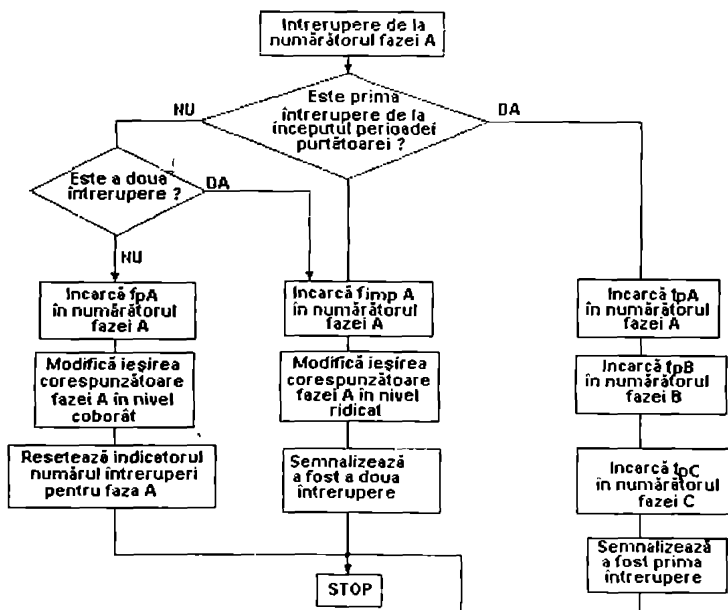


Fig. 4.30. Organigrama fazei A

La frecvențe de ieșire reduse, în vederea compensării căderii de tensiune pe rezistența statorică a motorului asincron, trebuie majorat raportul $\frac{U_1}{f_1}$ și deci valoarea mărimii K. Astfel K se multiplică cu 2 pentru subdomeniul 1 de reglare, cu 1,4 pentru subdomeniul 2 și cu 1,1 pentru subdomeniul 3, iar pentru celelalte subdomenii de reglare valoarea lui K nu se mai majorează.

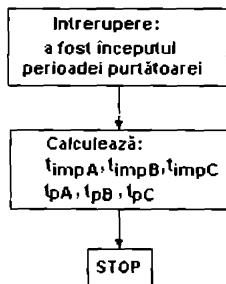


Fig. 4.31. Subrutina pentru calculul valorilor timpilor t_{imp} și t_p

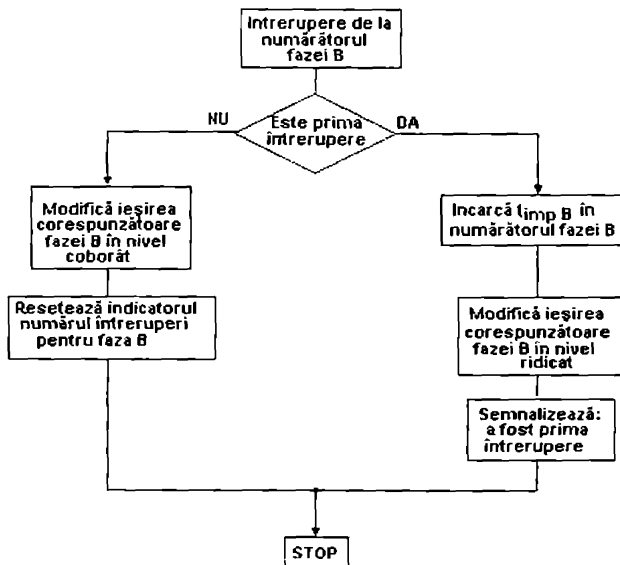


Fig. 4.32. Organigrama fazei B

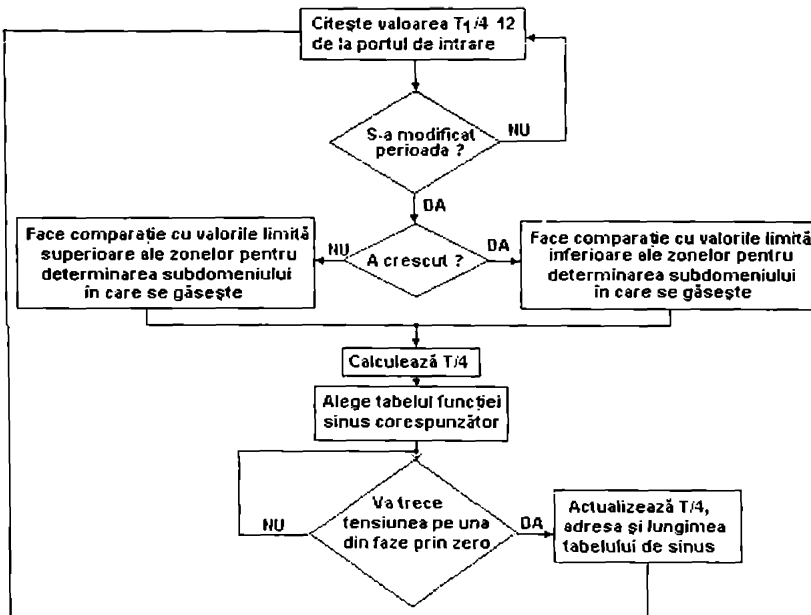


Fig. 4.33. Programul de modificare a perioadei de ieșire

Procesul de comandă și softul de aplicație sunt reprezentate în organigramele din figurile 4.30, 4.31, 4.32 și 4.33.

Pentru faza A organigrama este reprezentată în figura 4.30, iar pentru faza B în figura 4.32, pentru fazele B și C modul de lucru fiind identic.

Subrutina care calculează valorile timpilor t_{mp} și t_p pentru fiecare fază realizează determinarea acestor timpi în avans cu o perioadă a semnalului purtător, conform figurii 4.31.

Programul de schimbare a perioadei de ieșire T_1 este nivelul de bază al comenzii și este redat în figura 4.33. Toate celelalte programe sunt acționate de întreruperi care blochează programul de bază și după încheierea rutinei de tratare a întreruperii pornesc din nou efectuarea programului de bază. În vederea reducerii duratei acestui program, de la portul de intrare se citește valoarea $T_1/4.12$, astfel încât pentru a rezulta valoarea $T/4$ nu sunt necesare decât împărțiri cu 16, 8, 4 și 2, care se pot efectua ușor, iar pentru $p = 12$ nu se mai face nici o împărțire.

CAPITOLUL 5

STUDIUL INFLUENȚEI ARMONICILOR ASUPRA PERFORMANTELOR MOTORULUI ASINCRON

5.1. Modelul matematic

Se analizează armonicile de spațiu și de timp ce intervin în mașina asincronă alimentată prin convertoare statice.

Armonicile de spațiu se abordează pornind de la legile fundamentale ale electrotehnicii folosind un model fizic dat în figura 5.1.

În prima fază se consideră mașina asincronă ca fiind formată din două părți feromagnetice: stator+rotor.

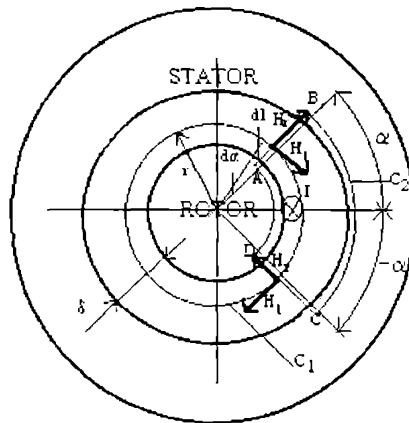


Fig.5.1 Aplicarea legii circuitului magnetic pe curbele C_1 și C_2 .

Solenția mașinii este creată de curentul I plasat pe rotor, la $\alpha=0$ ca în figura 5.1., rezultând un câmp cu intensitățile H_t (tangențială) și H_r (radială).

Aplicând legea circuitului magnetic pe curba C_1 se obțin relațiile:

$$\oint_{C_1} H \cdot dl = I \quad (5.1)$$

sau

$$\int H_r \cdot r \cdot d\alpha = I \quad (5.2)$$

Analog pentru curba C_2 rezultă expresiile:

$$\oint_{C_2} H \cdot dl = I \quad (5.3)$$

sau

$$\int_{\alpha}^{\pi} H_r \cdot r \cdot d\alpha - \int_{\alpha}^{\pi} H_r \cdot r \cdot d\alpha - \int_{\alpha}^{\pi} H_t \cdot r \cdot d\alpha + \int_{\alpha}^{\pi} H_t \cdot r \cdot d\alpha = I \quad (5.4)$$

Pentru întrefieruri $-\delta-$ mici, cum este cazul mașinii asincrone, se poate presupune H_r aproximativ constant pe porțiunea A-B, respectiv C-D.
Cu aceste precizări relația (5.4) devine:

$$2 \cdot (H_r \cdot \delta + r \cdot \int_0^\alpha H_r \cdot da) = I \quad (5.5)$$

Introducând acum pătura de curent - A -, componenta tangențială, conform legii circuitului magnetic aplicată la curba C de pe suprafața rotorului așa ca în figura (5.2) are valoarea:

$$H_{t1}(\alpha) = A = \frac{I}{2\pi} (\sin \sum H \cdot l = A \cdot l) \quad (5.6)$$

deoarece $H_{t2}=0$ (în miezul feromagnetic al rotorului se presupune μ foarte mare).

Înlocuind în (5.5) se obține:

$$2(H_r \cdot \delta + \frac{I}{2\pi} \cdot r \cdot \alpha) = I \quad (5.7)$$

$$\text{sau } H_r = \frac{I}{2\delta} (1 - \frac{\alpha}{\pi}) \quad (5.8)$$

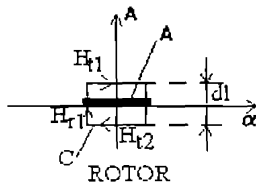


Fig. 5.2.

Așadar, componenta radială a cîmpului magnetic are o variație liniară cu α , așa ca în figura 5.3

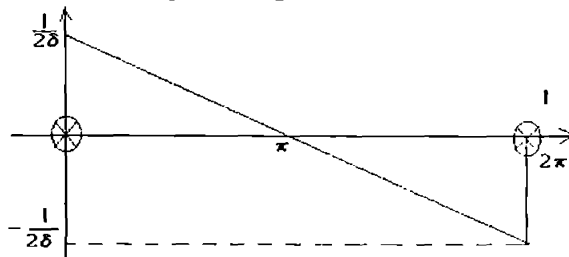


Fig. 5.3. Forma de variație a componentei radiale a intensității cîmpului magnetic

Ordinul de mărime al componentei radiale a intensității cîmpului magnetic în cazul concret al motorului asincron de 45kw/1500 rpm este:

$$H_r = \frac{I}{2\delta} = \frac{I}{2 \cdot 0,0002} = 2500 I \text{ [A/m]} \quad (5.9)$$

iar componenta tangențială H_t se calculează cu relația (5.6):

$$H_t = \frac{I}{2\pi r} = \frac{I}{\pi \cdot 207 \cdot 10^{-3}} = 1,53 \cdot I \text{ [A/m]} \quad (5.10)$$

Așadar, $H_r/H_t = 1634$ și deci $H_r \gg H_t$, rezultând faptul că la mașinile de medie și mare putere se poate neglija componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic în comparație cu componenta radială.

Cu aceste precizări funcția $H(\alpha)$ având în vedere figura 5.3, se descompune în serie Fourier în forma:

$$H_r(\alpha) = \frac{I}{\pi \cdot \delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \sin v \alpha \quad (5.11)$$

Considerând acum o spirală parcursă de curentul I și având deschiderea α_p , curba de variație a intensității cîmpului magnetic radial H_r este reprezentată mai jos și s-a obținut prin suprapunerea a două funcții de forma relației (5.9):

Pentru curentul I_1 :

$$H_{r1}(\alpha) = \frac{1}{2\delta} \left[1 - \frac{(2\alpha + \alpha_y)}{2\pi} \right] \text{ pentru } 0 < \alpha < 2\pi - \frac{\alpha_y}{2} \quad (5.12)$$

$$H_{r1}(\alpha) = \frac{1}{2\delta} \left[3 - \frac{(2\alpha + \alpha_y)}{2\pi} \right] \text{ pentru } 2\pi - \frac{\alpha_y}{2} < \alpha < 2\pi \quad (5.13)$$

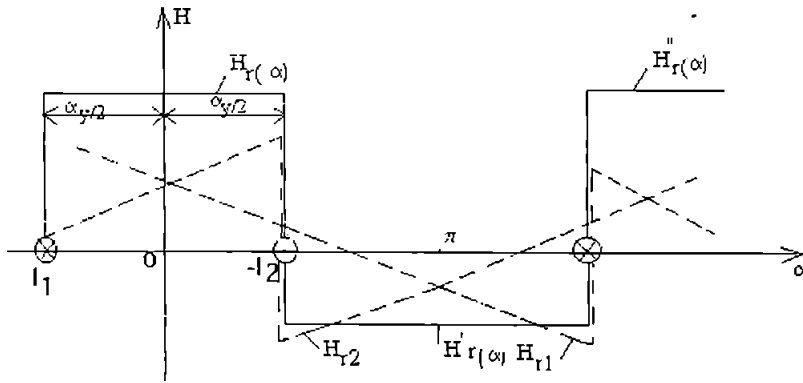


Fig. 5.4 Forma câmpului magnetic creat de o spirală.

Intensitatea câmpului magnetic pentru curentul $-I_2$, $H_{r2}(\alpha)$ este:

$$H_{r2(\alpha)} = \frac{1}{2\delta} \left[1 + \frac{(2\alpha - \alpha_y)}{2\pi} \right] \text{ pentru } 0 < \alpha < \frac{\alpha_y}{2} \quad (5.14)$$

$$H_{r2}(\alpha) = \frac{1}{2\delta} \left[-1 - \frac{(2\alpha - \alpha_y)}{2\pi} \right] \text{ pentru } \frac{\alpha_y}{2} < \alpha < 2\pi \quad (5.15)$$

Descompusă în serie FOURIER, funcția $H(\alpha)$ se scrie astfel:

$$H(\alpha) = \frac{2I}{\pi\delta} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin\left(v \frac{\alpha_y}{2}\right) \cos(v\alpha) \quad (5.16)$$

deoarece:

$$H_1(\alpha) = H_{r1}(\alpha) + H_{r2}(\alpha) = \frac{I}{2\delta} \left[2 - \frac{\alpha_y}{\pi} \right] \text{ pentru } 0 < \alpha < \frac{\alpha_y}{2} \quad (5.17)$$

$$H_1'(\alpha) = H_{r1}'(\alpha) + H_{r2}'(\alpha) = -\frac{I}{2\delta} \left[\alpha_y / \pi \right] \text{ pentru } \frac{\alpha_y}{2} < \alpha < (2\pi - \frac{\alpha_y}{2}) \quad (5.18)$$

$$H_1''(\alpha) = H_{r1}''(\alpha) + H_{r2}''(\alpha) = \frac{I}{2\delta} \left[2 - \frac{\alpha_y}{\pi} \right] \text{ pentru } 2\pi - \frac{\alpha_y}{2} < \alpha < 2\pi \quad (5.19)$$

Pentru cele "q" bobine pe pol și fază decalate cu unghiul α_1 între ele, bobina fiind cu N spire, expresiile intensității câmpului magnetic sunt următoarele:

$$H_1(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^q \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \cos v\alpha \quad (5.20)$$

$$H_2(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^q \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \cos v(\alpha - \alpha_1) \quad (5.21)$$

$$H_q(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^q \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_y}{2} \cos v[\alpha - (q-1)\alpha_1] \quad (5.22)$$

Intensitatea câmpului magnetic rezultat al celor "q" bobine se obține prin însumare:

$$H_r(\alpha) = H_1(\alpha) + H_2(\alpha) + \dots + H_q(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} \sum_{v=1}^q \frac{1}{v} \sin v \frac{\alpha_1}{2} \{ \cos v\alpha * [1 + \cos v\alpha_1 + \cos^2 v2\alpha_1 + \dots + \cos v(q-1)\alpha_1] + \sin v\alpha * [\sin v\alpha_1 + \sin 2v\alpha_1 + \dots + \sin v(q-1)\alpha_1] \} \quad (5.23)$$

Deoarece:

$$1 + \cos\beta + \cos 2\beta + \dots + \cos(q-1)\beta = \frac{\sin \frac{q}{2}\beta * \cos \frac{q-1}{2}\beta}{\sin \frac{\beta}{2}} \quad (5.24)$$

$$\sin\beta + \sin 2\beta + \dots + \sin(q-1)\beta = \frac{\sin \frac{q}{2}\beta * \sin \frac{q-1}{2}\beta}{\sin \frac{\beta}{2}} \quad (5.25)$$

relația (5.23) devine:

$$H(\alpha) = \frac{2NI}{\pi\delta} * \sum_{v=1}^q \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_1}{2} * \frac{\sin vq \frac{\alpha_1}{2}}{\sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \cos v \{ \alpha - (q-1)\alpha_1 / 2 \} \quad (5.26)$$

Cu transformarea $\alpha' = \alpha - (q-1)\alpha_1/2$ și considerând $N_1 = 2p_1qN$ numărul de spire pe fază, relația (5.26) se transformă în:

$$H(\alpha) = \frac{N_1 I}{p_1 \pi \delta} * \sum_{v=1}^q \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_1}{2} * \frac{\sin vq \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \cos v \alpha' \quad (5.27)$$

Pentru o mașină trifazată simetrică curenții pe cele trei faze fiind:

$$i_1 = \sqrt{2} I \sin \omega t \quad (5.28)$$

$$i_2 = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (5.29)$$

$$i_3 = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (5.30)$$

intensitatea câmpului magnetic rezultat al celor trei faze decalate cu $2\pi/3$ între ele va avea valoarea:

$$\begin{aligned}
H_{\text{int}}(\alpha, t) &= \frac{N_1 \sqrt{2}}{2 p_1 \pi \delta} * \left| \sin \omega t * \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_1}{2} * \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q * \sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \cos v \alpha' + \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) * \right. \\
&= \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_1}{2} * \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q * \sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \cos v(\alpha' - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_1}{2} * \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q * \sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \cos v(\alpha' - \frac{4\pi}{3}) \left. \right| \\
&= \frac{\sqrt{2} N_1 I}{2 p_1 \pi \delta} * \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_1}{2} * \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q * \sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \{ \sin[(\omega t + v \alpha') - (v+1) \frac{0}{3} 2\pi] - \\
&+ \sin[(\omega t + v \alpha') - (v+1) \frac{2\pi}{3}] + \sin[(\omega t + v \alpha') - (v+1) \frac{4\pi}{3}] - \sin[(\omega t - v \alpha') - (v-1) \frac{2\pi}{3}] \\
&+ \sin[(\omega t - v \alpha') - (v-1) \frac{4\pi}{3}] \}
\end{aligned} \tag{5.31}$$

Pe baza identității:

$$\sin \beta + \sin(\beta + \gamma) + \sin(\beta + 2\gamma) = \frac{\sin \frac{3}{2} \gamma * \sin(\beta + \gamma)}{\sin \frac{\gamma}{2}} \tag{5.32}$$

relația (5.31) se poate pune sub forma:

$$\begin{aligned}
H_{\text{int}}(\alpha, t) &= \frac{\sqrt{2} * N_1 * I}{2 p_1 * \pi * \delta} * \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_1}{2} * \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q * \sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \left\{ \frac{\sin(v+1)\pi}{\sin(v-1)\pi} * \frac{1}{3} * \sin[(\omega t - v \alpha') - \right. \\
&- (v+1) * 2\pi/3] + \frac{\sin(v-1)\pi}{\sin(v-1)\pi} * \frac{1}{3} * \sin[(\omega t - v \alpha') + (v-1) * 2\pi/3] \left. \right\}
\end{aligned} \tag{5.33}$$

Se remarcă ușor în relația (5.33) factorii de scurtare k_{yv} :

$$k_{yv} = \sin v \frac{\alpha_1}{2} \tag{5.34}$$

și de zonă k_{qv} :

$$k_{qv} = \frac{\sin v q \frac{\alpha_1}{2}}{q * \sin v \frac{\alpha_1}{2}} \tag{5.35}$$

Pentru $\alpha_1 = \pi$ (deschidere diametrală) rezultă $\sin v \frac{\alpha_1}{2} = \sin v \frac{\pi}{2} = 0$,
numai pentru armonicile impare.

Pentru cazul general când $\alpha_1 \neq \pi$, armonicile spațiale directe sunt:
 $u=1, 4, 7, 10, 13, \dots, (3k+1), \dots$ \tag{5.36}

iar armonicile spațiale inverse sunt:

$$u=2,5,8,11,\dots,(3k-1),\dots \quad (5.37)$$

$$\text{deoarece: } \frac{\sin(u-1)\pi}{\sin(u-1)\pi/3} = 0 \quad \text{numai pentru } u-1=3k \quad (5.38)$$

$$\text{respectiv, } \frac{\sin(u+1)\pi}{\sin(u-1)\pi/3} = 0 \quad \text{numai pentru } u+1=3k \quad (5.39)$$

Unda rotitoare în sens direct este definită de termenul ce-l conține pe $\sin[(\omega t - u\alpha') + (u-1)*2\pi/3]$, adică armonicile $u=3k+1$. Pentru aceste armonici nu apar unde inverse.

Rezultanta intensității câmpului magnetic învârtitor direct, ținând seama de egalitatea:

$$\frac{\sin(u-1)\pi}{\sin(u-1)\pi/3} = \frac{\sin 3k\pi}{\sin k\pi} = 3 \quad (5.40)$$

devine:

$$H_{r_{\text{rot}}}(a', 1) = \frac{3}{2} * (\sqrt{2} N_1 I) * \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} * \sin v \frac{\alpha_v}{2} * \frac{\sin q v \frac{\alpha_1}{2}}{q \sin v \frac{\alpha_1}{2}} * \sin[(\omega t - u\alpha') + (u-1) * \frac{2\pi}{3}] \quad (5.41)$$

La rotorul în scurtcircuit

$$\alpha_v = 2\pi / N_{c2} \quad (5.42)$$

unde N_{c2} - numărul de creștături rotorice.

5.2. Motorul asincron ce echipază propulsorul naval

Alegerea motorului de acționare de pe CUTERUL din dotarea Academiei Navale Constanta are în vedere următoarele date inițiale:

CUTER INMAR

- greutatea navei $G=20$ tone;
- lungimea navei $L_{cwl}=7,8$ m;
- lățimea navei $B=2,5$ m;
- pescajul $d=1,8$ m;
- înălțimea construcțiilor $h_{const}=2,5$ m;
- viteza de mers nominală $v=10$ noduri ($\sim 5,17$ m/s)
- forța rezistentă la înaintare $F_r=8690$ N, calculată având în vedere curba rezistenței la înaintare cu mărimile $f=4$.
- $c_p=0,62$ (a se vedea capitolul 1).

Puterea necesară pentru motorul de acționare se obține având în vedere puterea de calcul: $P = F * v = 8690 * 5,17 = 44927,3$ W = 44,9 KW.

Motorul asincron care echipază propulsorul naval de fabricație "ELECTROMOTOR" Timișoara are datele:

TIPUL	AT-225 M 60-4
	$P_N=45$ KW
	$U_N=380$ V (conexiune Δ)
	$I_N=87,5$ A (curentul de linie)
	$n_N=1465$ rot / min ($s_v=0,0233$)

$$\begin{aligned} \eta_N &= 0,91 \\ \cos \phi_N &= 0,86 \\ N_{c1} &= 72 \text{ crestături statorice} \\ N_{c2} &= 58 \text{ crestături rotorice} \\ p_1 &= 2 \\ \text{pasul de bobinaj } 1+15 & \text{ -} \\ \text{(deschiderea bobinei: } y=15-1=14 \text{ crestături)} \\ \alpha_1 &= \frac{2\pi}{N_{c1}} p_1 = \frac{\pi}{18} \quad \angle = 10^\circ \end{aligned}$$

Din relația

$$N_{c1} = 2pqm \quad (5.43)$$

se obține

$$q = 6 \text{ crestături/pol și fază} \quad (5.44)$$

și deoarece

$$\tau = N_{c1} / 2p_1 = 72/4 = 18 \text{ crestături} \quad (5.45)$$

se poate scrie:

$$\begin{array}{r} 18 \text{ ----- } \pi \\ 14 \text{ ----- } \alpha_y \end{array} \quad (5.46)$$

rezultând:

$$\alpha_y = 14\pi/18 = 7\pi/9 \quad \angle = 140^\circ \quad (5.47)$$

și deci factorii de scurtare și de zonă pentru câmpul direct vor fi:

- pentru $v=1 \Rightarrow k_{y1} = \sin 140^\circ/2 = 0,93969$;

$$k_{q1} = \frac{\sin 6 \cdot 10^\circ}{6 \sin \frac{10^\circ}{2}} = 0,9561 \quad (5.48)$$

- pentru $v=7 \Rightarrow k_{y7} = \sin 7 \cdot 140^\circ/2 = 0,76604$;

$$k_{q7} = \frac{\sin 6 \cdot 7 \cdot 10^\circ}{6 \sin 7 \cdot \frac{10^\circ}{2}} = -0,1453 \quad (5.49)$$

- pentru $v=13 \Rightarrow k_{y13} = \sin 13 \cdot 140^\circ/2 = -0,17365$;

$$k_{q13} = \frac{\sin 6 \cdot 13 \cdot 10^\circ}{6 \sin 13 \cdot \frac{10^\circ}{2}} = 0,0906 \quad (5.50)$$

- pentru $v=19 \Rightarrow k_{y19} = \sin 19 \cdot 140^\circ/2 = -0,93969$;

$$k_{q19} = \frac{\sin 6 \cdot 19 \cdot 10^\circ}{6 \sin 19 \cdot \frac{10^\circ}{2}} = -0,0836 \quad (5.51)$$

Pentru câmpul invers factorii de scurtare și de zonă vor fi:

-pentru $v=5 \Rightarrow k_{q5} = \sin 5 \cdot 140^\circ / 2 = -0.17365$;

$$k_{q5} = \frac{\sin 6 \cdot 5 \cdot \frac{10^\circ}{2}}{6 \sin 5 \cdot \frac{10^\circ}{2}} = 0,197 \quad (5.52)$$

-pentru $v=11 \Rightarrow k_{q11} = \sin 11 \cdot 140^\circ / 2 = -0.766$;

$$k_{q11} = \frac{\sin 6 \cdot 11 \cdot \frac{10^\circ}{2}}{6 \sin 11 \cdot \frac{10^\circ}{2}} = 0,1 \quad (5.53)$$

-pentru $v=17 \Rightarrow k_{q17} = \sin 17 \cdot 140^\circ / 2 = -0.93969$;

$$k_{q17} = \frac{\sin 6 \cdot 17 \cdot \frac{10^\circ}{2}}{6 \sin 17 \cdot \frac{10^\circ}{2}} = 0,0836 \quad (5.54)$$

Înfășurarea statorică fiind trifazată simetrică produce numai armonici de ordin impar și din acest motiv nu s-au mai avut învedere și armonicile 2,4,8,.....

Armonicile rotorice de ordinul v statorică sunt date de relația $[R_1]$ următoare:

$$\mu = v + kN_{c2} \quad (5.55)$$

și în cazul motorului analizat sunt:

$$\text{-pentru } v=1 \Rightarrow \mu = 1 + k \cdot 58 = 1, 59, 117, \dots \quad (5.56)$$

$$\text{-pentru } v=5 \Rightarrow \mu = 5 + k \cdot 58 = 5, 63, 121, \dots \quad (5.57)$$

Se observă că la valori mari a numărului de creștături rotorice ($N_{c2}=58$) se obțin numai armonici de ordin foarte înalt, ne semnificative în curba cuplului electromagnetic, deoarece, așa cum se cunoaște, cuplul armonicii de ordinul v (sau μ) scade cu pătratul ordinului armonicii (deoarece câmpul produs de armonica v (μ) scade cu ordinul armonicii respective)

Dacă în rotor apar armonici μ care au același ordin dar diferă între ele prin semn, vor rezulta două câmpuri magnetice care se învârtesc în sensuri opuse cu aceeași viteză și prin urmare se va obține un câmp alternativ fix.

În cazul analizat, de exemplu pentru armonica $v=5$ (statorică) care rotește invers și pentru $k=-2$ (relația 5.55) se obține pentru armonica μ rotorică numărul de ordine:

$$\mu_1 = 5 - 2 \cdot 58 = 121 \quad (5.58)$$

Această armonica rotorică $\mu_1 = -121$, cu armonica rotorică $\mu_2 = 121$ (relația 5.57) generată de armonica statorică $v=5$, vor determina un câmp alternativ fix. Va apare o forță de atracție magnetică ce solicită axul și carcasa la încovoire. Din cauza ordinului mare al acestor armonici, la motorul analizat forțele de atracție magnetică vor fi foarte mici și se vor neglija.

5.3. Cupluri parazite de tip sincron și asincron

În cazul lucrării de față, deoarece alimentarea se realizează printr-un ansamblu de convertoare (redresor +inverter), nu se mai realizează un sistem trifazat simetric sinusoidal al tensiunilor de alimentare.

Din acest motiv se impune folosirea componentelor de succesiune directă, inversă și homopolară pentru tensiuni, cu relațiile cunoscute, scrise sub forma:

$$\begin{pmatrix} U^+ \\ U^- \\ U_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{pmatrix} \quad (5.59)$$

unde: U^+, U^-, U_0 -sunt tensiunile corespunzătoare secvenței directe, inverse și homopolare;

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

U_A, U_B, U_C -tensiunile nesimetrice pe fazele A,B,C.

Curenții corespunzători succesiunii directe, inverse și homopolare se calculează din schemele electrice echivalente prezentate în detaliu mai jos. Curenții nesimetrice reali din fazele mașinii se determină din curenții direcți, inverși și homopolari folosind transformarea inversă:

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} I_0 \\ I^- \\ I^+ \end{pmatrix} \quad (5.60)$$

5.3.1. Cupurile parazite de tip asincron

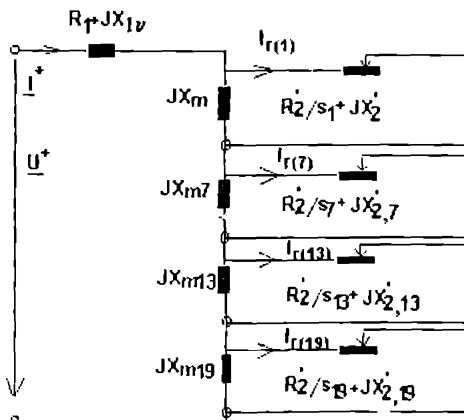


Fig.5.5. Schema electrică echivalentă propusă pentru secvența directă

Schema electrică echivalentă pe care o propun pentru secvența directă este dată în figura 5.5. La considerarea acestei scheme s-a avut în vedere și lucrarea [H1].

Pentru înțelegerea schemei se impun următoarele precizări:

1. armonicile rotitoare directe ce se iau în considerare în schemă sunt 7, 13 și 19.

2. alunecarea rotorică corespunzătoare armonicii v este:

$$s_v = 1 - v(1 - s) \quad (5.61)$$

Pentru secvența inversă se propune o schemă asemănătoare în care alunecarea s_v este înlocuită cu $2-s_v$. Această schemă electrică este dată în figura 5.6.

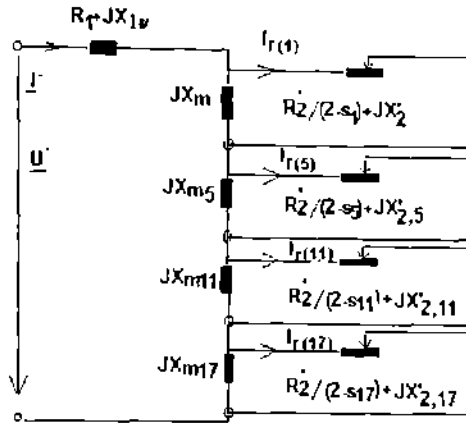
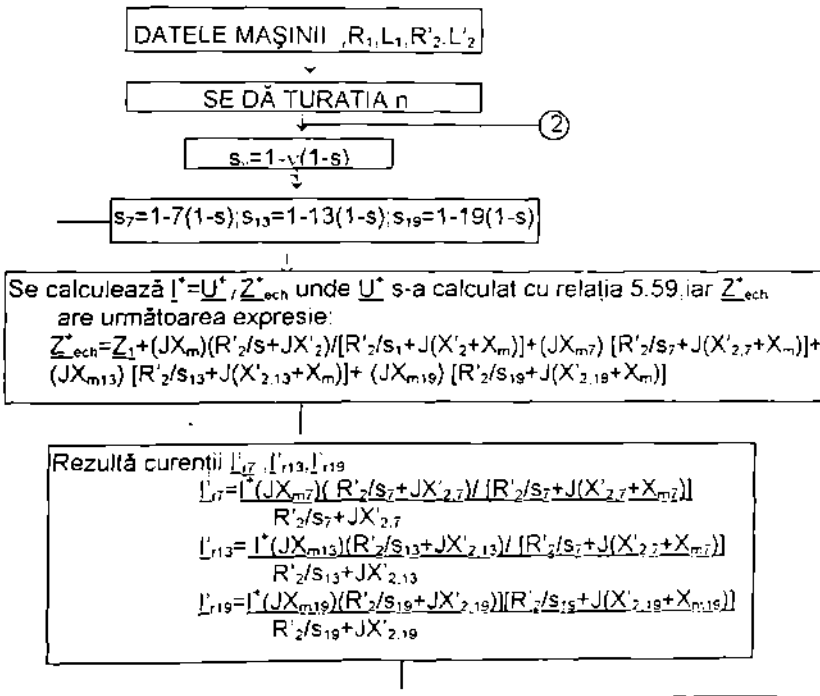


Fig.5.6. Schema electrică echivalentă propusă pentru secvența inversă
Calculul curenților rotorici s-a făcut cu un program de calcul având următoarea schemă logică:



Se calculează cuplurile armonicilor 7, 13, 19, care rotesc direct, cu formula: $M_v^* = 3R'_{2v}(I'_{nv})^2 / (s_v \Omega_v)$

$$s_5 = 1 + 5(1-s); s_{11} = 1 + 11(1-s); s_{17} = 1 + 17(1-s)$$

Se calculează impedanța echivalentă succesiunii inverse:
 $Z_{ech} = Z_1 + (jX_m)(R'_2/(2-s) + jX'_{2'}) / [R'_2/(2-s) + j(X'_{2'} + X_m)] +$
 $(jX_{m5})(R'_2/(2-s_5) + jX'_{2,5}) / [R'_2/(2-s_5) + j(X'_{2,5} + X_{m5})] +$
 $(jX_{m11})(R'_2/(2-s_{11}) + jX'_{2,11}) / [R'_2/(2-s_{11}) + j(X'_{2,11} + X_{m11})] +$
 $(jX_{m17})(R'_2/(2-s_{17}) + jX'_{2,17}) / [R'_2/(2-s_{17}) + j(X'_{2,17} + X_{m17})]$

Se calculează curenții $I'_{15}, I'_{11}, I'_{17}$
 $I'_{15} = I'_{jX_{m5}(R'_2/(2-s_5) + jX'_{2,5})} / [R'_2/(2-s_5) + j(X'_{2,5} + X_{m5})]$
 $I'_{11} = I'_{jX_{m11}(R'_2/(2-s_{11}) + jX'_{2,11})} / [R'_2/(2-s_{11}) + j(X'_{2,11} + X_{m11})]$
 $I'_{17} = I'_{jX_{m17}(R'_2/(2-s_{17}) + jX'_{2,17})} / [R'_2/(2-s_{17}) + j(X'_{2,17} + X_{m17})]$

Se calculează cuplurile armonicelor ce rotesc invers: 5, 11, 17
 cu relația: $M_v^* = 3R'_{2v}(I'_{nv})^2 / (s_v \Omega_v)$
 Se calculează cuplul rezultat: $M = M_v^* - M_1^* + M_{fundamentalei}$

Se modifică n

STOP

②

5.3.2. Cuplurile parazite de tip sincron

Cuplurile parazite sincrone ce au în vedere armonicile μ și v statorice apar la armonica rotorică v' calculată din relația:

$$1/\mu = 1/v' [1 - (v-v')(1-s)] \quad (5.61)$$

deoarece armonica statorică v produce în rotor armonica v' care are față de stator turatia:

$$n_v + n = f_2/p + n = [s_v f_1 / (v'p)] + n = s_v n_1 / v' + n = [(1-v'(1-s))n_1 / v'] + (1-s)n_1 = n_1 / v' [1 - (v-v')(1-s)] \quad (5.62)$$

Armonica μ are față de stator turatia n_1/μ și astfel rezultă relația (5.61).

Dacă numărul de creștături rotorice N_{e1} este egal cu cele statorice N_{e2} , cuplurile parazite sincrone sunt relativ importante. O evaluare succintă a valorii acestui cuplu parazit de tip sincron se prezintă în continuare.

În figura 5.7. este prezentată situația în care dinții statorici sunt decațați față de cei rotorici cu x . În acest caz apare un cuplu ce tinde să plaseze rotorul în poziția de energie minimă care apare la $x=0$. Cuplul se obține prin derivarea energiei magnetice din întrefier în raport cu variabila x

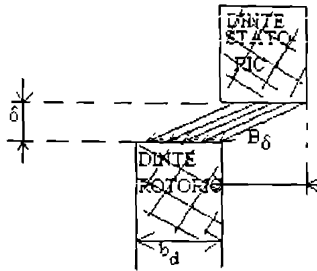


Fig 5.7. Apariția cuplului parazit de lip sincron la $N_{c1} = N_{c2} = N_c$

Energia magnetică din întrefier este:
 $W_{mag} = b_d \delta l N_c B_\delta^2 / (2\mu_0) = W_{mag} / (\delta^2 + x^2)$ (5.63)
 Cuplul electromagnetic care tinde să aducă rotorul în poziția de energie minimă are valoarea:

$$M = F \cdot R = R N_c (dW_{mag}/dx) = R N_c W_{mag} [-2x / (\delta^2 + x^2)] \quad (5.64)$$

În poziția de echilibru (la $x=0$) evident cuplul este zero. Valoarea maximă a cuplului se obține în jurul valorii:
 $x = b_d / 2$ (5.65)

deoarece peste această valoare configurația câmpului magnetic se modifică ca formă, în sensul că fluxul magnetic dintr-un dinte statoric se împarte la doi dinți rotorici. Cum este și normal, la motoarele de propulsie navale, ca și la toate mașinile asincrone cu rotor în colivie, indiferent de domeniul în care sunt folosite:

$$N_{c1} = N_{c2} \quad (5.66)$$

și o asemenea situație nu poate să apară. În [D.1.] se indică raportul dintre valoarea maximă a cuplului parazit sincron și valoarea cuplului de la pornire:

$$\frac{M_{k_{c1}}}{M_p} = \frac{40 \cdot r \cdot l_1 \cdot f_1 \cdot N_{c2} \cdot k_{b1,v} \cdot k_{b1,u}}{v \cdot p_1 \cdot \delta^2 \cdot R_1} \cdot \frac{k_{b2,v}^2 \cdot k_{b2,u} \cdot k_{c2} \cdot k_{c1}}{k_{b1,v}^2 \cdot k_{b2,v}^2} \cdot \frac{\xi_{c1}^2}{\xi_{c2}^2} \quad (5.67)$$

$$\text{unde: } \xi_{c1} = \frac{\sin v \cdot \frac{p\pi}{N_{c1}}}{v \cdot \frac{p\pi}{N_{c1}}} \quad (5.68)$$

$$k_{c1} = \frac{\sin v \cdot \frac{c \cdot \pi}{r \cdot 2}}{v \cdot \frac{c \cdot \pi}{r \cdot 2}} \quad (\text{factorul de înclinare}) \quad (5.69)$$

$$k_v = k_v \cdot k_q \cdot k_c \quad (\text{factorul total de înfășurare}) \quad (5.70)$$

De cele mai multe ori, la motoarele asincrone în colivie avem o înclinare a creștăturilor doar în rotor și deci $k_{c1} = k_{c2} = k_{c1} = 1$ (pentru stator). Pentru rotor $k_{b2} = k_{v2} \cdot k_{q2} \cdot k_{c2} = k_{c2}$

Cu aceste precizări relația 5.67. devine.

$$\frac{M_{k_{c1}}}{M_p} = \frac{40 \cdot r \cdot l_1 \cdot f_1 \cdot N_{c2}}{v \cdot p_1 \cdot \delta^2 \cdot R_1} \cdot \frac{k_{b1,v} \cdot k_{b1,u}}{k_{b1,v}^2} \cdot \frac{k_{c2}}{k_{c2,v}^2} \cdot \frac{\xi_{c1}^2}{\xi_{c2}^2} \quad (5.71)$$

Armonicile rotorice la care trebuie să fie calculați coeficienții respectivi se află din relația 5.90. și deci se poate scrie:

$$v' = v + k \cdot 29 \quad (5.72)$$

Din punct de vedere tehnic pentru armonicile statorice v se consideră numai valorile:

$$v = -5, 7, -11, 13, \dots, -17, 19, \dots \quad (5.73)$$

Armonicile v , pe baza relației (5.72) vor fi:

$$v = 41, 47, 53, \dots \quad (5.74)$$

pentru $v = -5, -11$ și -17 și:

$$v = -39, -45, -51, \dots \quad (5.75)$$

pentru $v = 7, 13, 19$.

Cu aceste precizări, având în vedere înclinarea de o creștătură din rotorul motorului încercat, se obțin valorile:

$$k_{c2,39} = \frac{\sin 39 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}}{39 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}} = -0,2 \quad (5.76)$$

$$k_{c2,45} = \frac{\sin 45 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}}{45 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}} = -0,21 \quad (5.77)$$

$$k_{c2,51} = \frac{\sin 51 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}}{51 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}} = -0,13 \quad (5.78)$$

$$k_{c2,41} = \frac{\sin 41 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}}{41 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}} = -0,22 \quad (5.79)$$

$$k_{c2,47} = \frac{\sin 47 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}}{47 * \frac{2}{29} * \frac{\pi}{2}} = -0,19 \quad (5.80)$$

$$\xi_{c1} = \frac{\sin \frac{2\pi}{58}}{\frac{2\pi}{58}} = 0,92 \quad (5.81)$$

$$\xi_{c5} = \frac{\sin 5 \frac{2\pi}{58}}{5 \frac{2\pi}{58}} = 0,95 \quad (5.82)$$

$$\xi_{c7} = \frac{\sin 7 \frac{2\pi}{58}}{7 \frac{2\pi}{58}} = 0,899 \quad (5.83)$$

$$\xi_{c11} = \frac{\sin 11 \frac{2\pi}{58}}{11 \frac{2\pi}{58}} = 0,778 \quad (5.84)$$

$$\xi_{c,13} = \frac{\sin 13 \cdot \frac{2\pi}{58}}{13 \cdot \frac{2\pi}{58}} = 0,696 \quad (5.85)$$

$$\xi_{c,17} = \frac{\sin 17 \cdot \frac{2\pi}{58}}{17 \cdot \frac{2\pi}{58}} = 0,52 \quad (5.86)$$

$$\xi_{c,19} = \frac{\sin 19 \cdot \frac{2\pi}{58}}{19 \cdot \frac{2\pi}{58}} = 0,43 \quad (5.87)$$

După [R.1.], cuplurile parazite sincrone importante apar când armonicile statorice μ și ν au același ordin dar rotesc invers ($\nu = -\mu$).

În acest caz, folosind relația (5.61) se obține:

$$1 + (\nu - \nu')(1 - s) = -1 \quad (5.88)$$

sau

$$\frac{n}{n_1} = \frac{2}{\nu - \nu'} \quad (5.89)$$

Pentru o diferență între ordinul armonicii statorice ν și al armonicii rotorice ν' egală cu un multiplu al numărului de creștături rotorice N_{c2} avem:

$$\nu - \nu' = k N_{c2} / p = k * 29 \quad (5.90)$$

În baza relației 5.90, relația 5.89 devine:

$$\frac{n}{n_1} = \frac{2 * p}{k * N_{c2}} \quad (5.91)$$

În zona de motor se obțin turațiile :

$$n = \frac{2 * 2 * 1500}{k * 58} = 103 / 51 / 26 / 13 \dots \text{ (rot/min)} \quad (5.92)$$

Folosind și rezultatele date în figura 3.13 se poate determina și experimental valoarea cuplului parazit sincron la turația, de exemplu, de 103 rot /min, unde și valoarea cuplului este cea mai semnificativă.

Cu relația (5.67) s-a dedus:

$$\frac{M_{\text{sin,rop}}^{(n=103)}}{M_p} = \frac{3}{8} \quad (5.93)$$

(a se observa și paragraful cu rezultatele experimentale).

La turațiile de 51, 26, 13...[rot/min] cuplurile parazite sincrone sunt neesențiale fiind generate de armonici cu ordin de mărime ridicat.

5.4. Rezultate experimentale

Rezultatele experimentale s-au obținut pe ștandurile de încercare de la S.C. ELECTROMOTOR S.A. TIMIȘOARA , AVERSA S.A. BUCUREȘTI și în laboratoarele ACADEMIEI NAVALE "MIRCEA CEL BĂTRÂN" CONSTANȚA.

Testele au avut în vedere atât motorul asincron utilizat la acționarea propulsorului naval, cât și ridicarea diagramei de sarcină $M = f(n)$.

Ansamblul motor-convertoarelice a fost încercat pe un ștand specific prezentat în figurile 5.8 și 5.9.

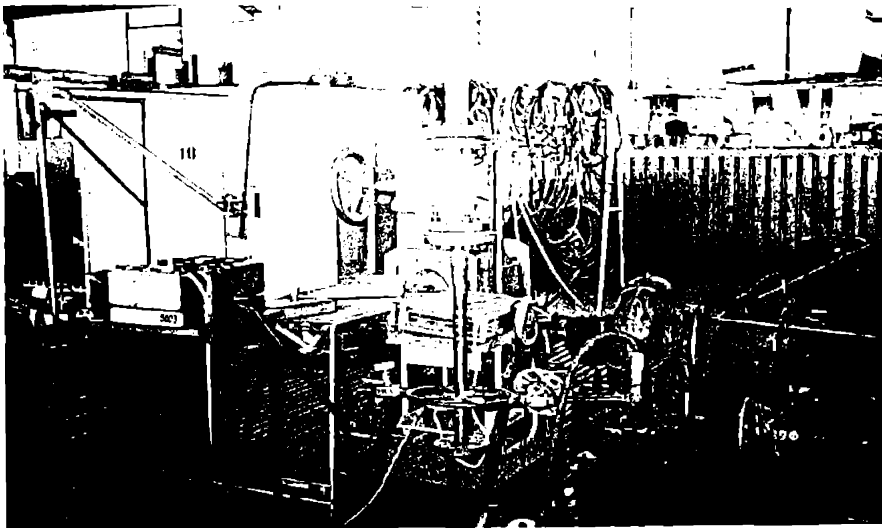


Fig. 5.8

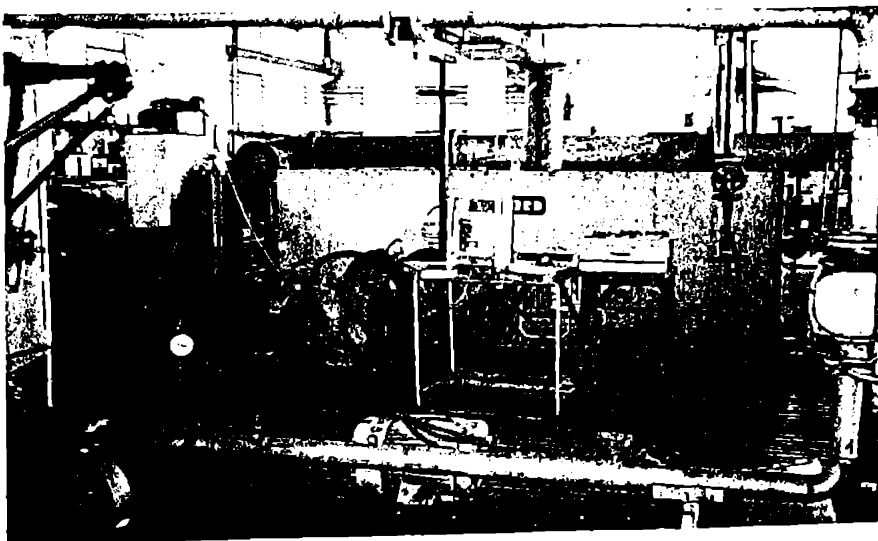


Fig. 5.9

5.4.1. Încercările motorului asincron

Datele nominale ale motorului de acționare a propulsorului naval sunt:

$$\begin{aligned}
 \text{Tip} & \text{ AT-225M-60-4} & \text{ELECTROMOTOR TIMIȘOARA} \\
 P_N & = 45 \text{ kW} \\
 U_N & = 380 \text{ V (conexiune } \Delta \text{)} \\
 I_N & = 87.5 \text{ A} \\
 n_N & = 1465 \text{ rot/min (} s_N = 0,0233 \text{)} \\
 \eta_N & = 0.91 \\
 \cos \phi_N & = 0.86 \\
 M_N & = \frac{P_N}{\Omega_N} = 293 \text{ N}\cdot\text{m}
 \end{aligned}
 \tag{5.94}$$

Proba de funcționare în gol

$$\begin{aligned}
 U_G & = 380 \text{ V (conexiune } \Delta \text{)} \\
 P_0 & = 2000 \text{ W; } I_0 = 29.27 \text{ A (curentul de linie)} \\
 p_{b0} & = 137 \text{ W} \\
 p_{mv} & = 640 \text{ W} \\
 R_0 & = 0.16 \Omega \text{ (rezistența fazei statorice la "rece")}
 \end{aligned}$$

Proba de funcționare la scurtcircuit

$$\begin{aligned}
 U_{sc} & = 50 \text{ V (conexiune } \Delta \text{)} \\
 I_{sc} & = 80.53 \text{ A (curentul de linie)} \\
 P_{sc} & = 2440 \text{ W} \\
 M_p / M_N & = 2.648 \\
 I_p / I_N & = 8.8 \\
 R_r & = 0.19 \Omega \text{ (rezistența fazei statorice la "cald")}
 \end{aligned}$$

Observație: $K_{M_p} = \frac{M_p}{M_N}$ și $k_{I_p} = \frac{I_p}{I_N}$ au fost calculați la tensiunea nominală.

Valoarea estimativă a reactanței de magnetizare X_m se deduce din proba de funcționare în gol după ce, în prealabil, s-a dedus rezistența R_m corespunzătoare pierderilor în fier

Determinarea parametrilor corespunzători pierderilor în fier:

-din proba de mers în gol s-au separat pierderile în fier și s-a găsit valoarea:

$$p_{Fe} = 1223 \text{ W} \tag{5.95}$$

la tensiunea de 380 V pe fază.

Curentul de linie la funcționarea în gol fiind $I_0 = 29.27 \text{ A}$, pe fază curentul va fi:

$$I_m = \frac{I_0}{\sqrt{3}} = \frac{29.27}{\sqrt{3}} = 16.9 \text{ A și cum } I_m = \frac{U_{m0}}{\sqrt{(R_r - R_m)^2 + (X_r - X_m)^2}} \tag{5.96}$$

se obține o valoare estimativă pentru reactanța de magnetizare: $X_m \approx 22,43\Omega$, după ce s-a calculat R_m .

Rezistența R_m corespunzătoare pierderilor în fier se obține din relația:

$$P_{Fe} = 3 \cdot R_m \cdot I_{0r}^2 \quad (5.97)$$

și rezultă valoarea:

$$R_m = \frac{P_{Fe}}{3 \cdot I_{0r}^2} = \frac{1223}{3 \cdot (16,9)^2} = 1,43\Omega \quad (5.98)$$

Se face precizarea că rezistența R_m corespunzătoare pierderilor în fier depinde de tensiune și de frecvență în sensul că:

- pierderile prin curenți turbionari sunt dependente de pătratul frecvenței câmpului magnetic ce străbate miezul feromagnetic și
- pierderile prin histerezis depind de frecvența câmpului magnetic

Dacă se notează cu $R_{m,ur}$ rezistența corespunzătoare pierderilor în fier la tensiunea U și frecvența f , atunci având în vedere cele de mai sus și rezultatele din [B.4], se obține:

$$R_{m,f} = R_m \cdot \left(\frac{U}{380}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,8} = 1,43 \cdot \left(\frac{U}{380}\right)^2 \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^{1,8} \quad [\Omega] \quad (5.99)$$

În relația de mai sus s-a avut în vedere ponderea pierderilor prin histerezis și a celor prin curenți turbionari [Ș.1.] rezultând astfel valoarea de 1.8 referitoare la frecvență.

Determinarea rezistenței rotorice și a reactanțelor de dispersie

Din încercarea la scurtcircuit s-a determinat cuplul de pornire obținându-se valoarea:

$$M_p = 2,648 \cdot M_N = 2,648 \cdot 293 = 775,8 \text{ [N}\cdot\text{m}] \quad (5.100)$$

Cum între cuplul de pornire și curentul la pornire există relația:

$$M_p \cdot \Omega_1 = 3 \cdot R_{2p} \cdot (I_2)^2 \quad (5.101)$$

pentru rezistența fazei rotorice se obține:

$$R_{2p} = \frac{M_p \cdot \Omega_1}{3 \cdot (I_2)^2} = \frac{775,8 \cdot 2\pi \cdot 1500 / 60}{3 \cdot (8,8 \cdot 87,5 / \sqrt{3})^2} = 0,2 \quad \Omega \quad (5.102)$$

Valoarea $R_{2p} = 0,2 \Omega$ este caracteristică frecvenței de 50 Hz.

La frecvența rotorică nominală:

$$f_2 = s_{n1} \cdot f_1 = 0,0233 \cdot 50 = 1,16 \text{ Hz} \quad (5.103)$$

rezistența rotorică se deduce din valoarea pierderilor în bobinajul rotoric care este:

$$P_{b2} = s \cdot P_{em} = 0,0233 \cdot 293 \cdot 2\pi \cdot 1500 / 60 = 1071,82 \text{ W} \quad (5.104)$$

La turația nominală, schema electrică a mașinii fiind cea din fig.5.10.

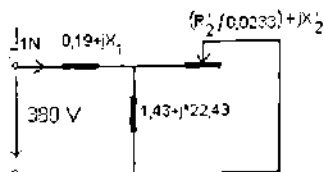


Fig 5.10. Schema electrică echivalentă a mașinii asincrone

Pentru calculul rezistenței rotorice $R_2(s_N)$ se impune cunoașterea reactanțelor de dispersie X_1 și X_2 la turația nominală.

Suma $(X_1 + X_2)$ se calculează din relația cuplului nominal:

$$X_1 + X_2 \cong \sqrt{\frac{3 \cdot (R_1 + R_2) U_N^2}{\Omega_1 \cdot M_N} - (R_1 + R_2)^2} = 1,01 \Omega \quad (5.105)$$

În acest fel curentul rotoric I_2' se poate calcula cu relația:

$$I_{2N}'^2 = \frac{U_{R_N}'^2}{\left(R_1 + C_1 \frac{R_{2N}'}{s_N} \right)^2 + (X_1 + C_1 \cdot X_2')^2} \cong \frac{380^2}{\left(0,19 + \frac{R_{2N}'}{0,0233} \right)^2 + 1^2} \cong \left(\frac{97,5}{\sqrt{3}} \right)^2 \quad (5.106)$$

deoarece $C_1 \cong 1 + X_1 / X_m = 1 + \frac{0,5}{22,43} = 1,02 \cong 1$ deci $I_{2N}' \cong I_{1N}$. Din 5.106 se obține $R_{2N}' = 0,17 \Omega$.

Pierderile în bobinajul rotoric sunt egale cu:

$$P_{R_2} = 3 \cdot R_{2N}' \cdot (I_{2N}')^2 = 3 \cdot R_{2N}' \cdot \frac{380^2}{\left[\left(0,19 + \frac{R_{2N}'}{0,0233} \right)^2 + 1^2 \right]} = 1071,82 \text{ W} \quad (5.107)$$

Din (5.107) se verifică valoarea pentru rezistența rotorică obținută cu relația (5.106).

Se observă că între cele două valori (0,2 Ω la pomire și 0,17 Ω la turație nominală) există o mică diferență, aceasta demonstrând faptul că mașina are o creștătură rotorică specifică simplei colivii.

De la firma constructoare (S.C. ELECTROMOTOR S.A. TIMIȘOARA) s-a verificat acest fapt, schița coliviei fiind dată mai jos.

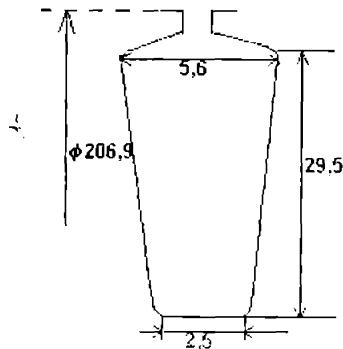


Fig.5.11. Crestătura rotorică a motorului AT-225M-45X1500

O atenție deosebită s-a dat la determinarea cuplului electromagnetic în jurul turației:

$$n_{(\text{cuplu sincron})} \cong 108 \text{ rot/min} \quad (5.108)$$

pentru găsirea cuplului parazit sincron.

Experimental acest cuplu are valoarea:

$$M_{\text{sincron}} = 252 \text{ N}\cdot\text{m} \quad (5.109)$$

Caracteristica mecanică $n=f(M)$ se prezintă în figura 5.12.

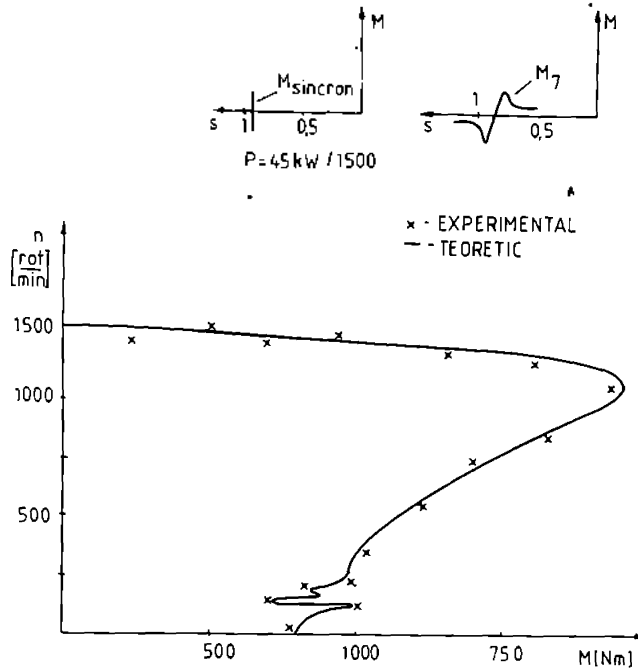


Fig. 5.12 Caracteristica mecanică ridicată experimental
 Cuplul parazit asincron al armoniciei $\nu=7$ trebuie căutat la turația:

$$n_{(\text{cuplu asincron})} \cong 214 \text{ rot/min} \quad (5.110)$$

Valoarea cuplului parazit asincron corespunzător acestei turații rezultă
 ca fiind: $M_{\text{asincron}} \cong 101 \text{ N}\cdot\text{m}$ (5.111)
 așa cum se observă și din figura 5.13.

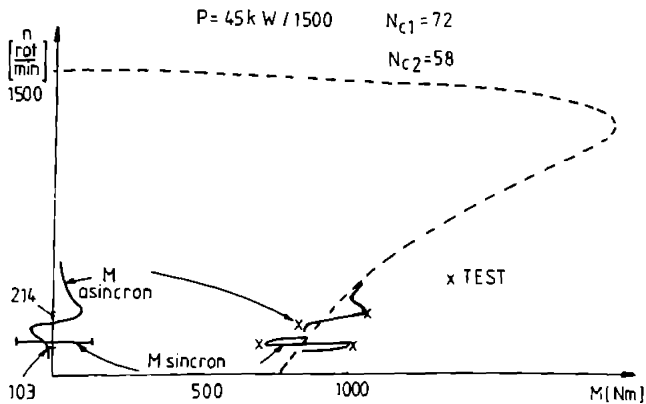
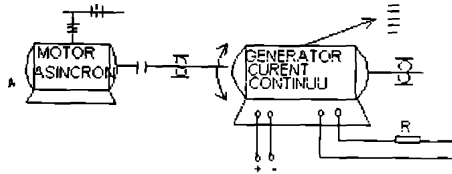


Fig. 5.13. Cuplurile parazite sincron și asincron în zona de motor

Pentru încercarea motorului pe ștandul de la S.C. "ELECTROMOTOR" S.A. Timișoara s-a folosit un generator de curent continuu cu stator basculant cu excitație separată:



Turația s-a măsurat folosind metoda stroboscopică.

5.4.2. Calculul diagramei de sarcină

Ansamblul convertor - motor asincron trebuie să asigure propulsia unei nave de dimensiuni date, cu o anumită viteză impusă. Prin urmare, se cere ca pentru un anumit tip de navă, deci de elice cunoscută, să se determine caracteristica $M_s = f(n)$ în care: M_s - cuplul la axul elicei și n - turația elicei.

Elementele geometrice ale elicei pentru propulsarea șalupei considerate sunt:

$D = 375$ [mm] - diametrul elicei

$H = 497$ [mm] - pasul elicei

$\frac{H}{D} = 1.33$ - raportul de pas

$\theta = 0.4$ - raportul de disc

$z = 3$ - numărul de pale

n - turația elicei.

Turația elicei pentru calculele efectuate s-a luat din 300 în 300 r.p.m., luând în considerație cazurile:

$n_1 = 300$ r.p.m. $n_2 = 600$ r.p.m. $n_3 = 900$ r.p.m.

$n_4 = 1200$ r.p.m. $n_5 = 1500$ r.p.m.

Pentru fiecare turație s-a calculat avansul relativ al elicei:

$$\lambda_p = J = \frac{V_A}{n \cdot D} \quad (5.112)$$

unde V_A este viteza de avans a elicei.

Se va considera pentru toate cazurile că $\lambda_p = J = \text{const.}$ Această valoare constantă se aproximează din condiția ca pentru $n_5 = 1500$ r.p.m. să obținem viteza navei $V = 10Nd$.

$$J = \lambda_p = \frac{0.515 \cdot V}{n_5 \cdot D} = \frac{0.515 \cdot 10}{\frac{1500}{60} \cdot 0.375} = 0.55 \quad (5.113)$$

Din diagramele de elici [M.1], [C.1.] pentru $z=3$ și $\theta=0.4$: corespunzător avansului relativ $J = 0.55$ și raportului de pas $\frac{H}{D} = 1.33$ va rezulta $k_M = 0.06$.

Momentul la elice corespunzător se va calcula cu relația:

$$M_s = K_M \cdot \rho \cdot n^2 \cdot D^5 \quad (5.114)$$

în care:

M_s [Nm] - momentul cerut de elice:

n [r.p.m.] - turația elicei;

ρ [kg/m^3] - densitatea fluidului în care funcționează elicea.

Puterea necesară la elice pentru a se roti cu turația "n" este:

$$P = 2\pi \cdot n \cdot M_e \quad [\text{W}] \quad (5.115)$$

În baza celor arătate, în tabelul 5.1 se prezintă calculele efectuate în vederea trasării diagramei de sarcină. Diagrama de sarcină s-a calculat la turațiile: 300, 600, 900, 1200 și 1500 r.p.m.

Tabel 5.1

n [r.p.m.]	$n' = \frac{n}{60}$ [r.p.s.]	$\omega = \frac{\pi \cdot n}{30}$ [s ⁻¹]	K_v	$M_s = K_v \cdot \rho \cdot n^2 \cdot D^5$ [Nm]	$P = M_s \cdot \omega \cdot 10^{-3}$ [kW]	$P = 1.36P$ [CP]
300	5	31.41	0.06	11.4	0.358	0.486
600	10	62.83	0.06	45.6	2.865	3.897
900	15	94.24	0.06	102.61	9.67	13.151
1200	20	125.66	0.06	182.42	22.923	31.17
1500	25	157.08	0.06	285.04	44.994	60.89

Diagrama de sarcină este prezentată în figura 5.14.

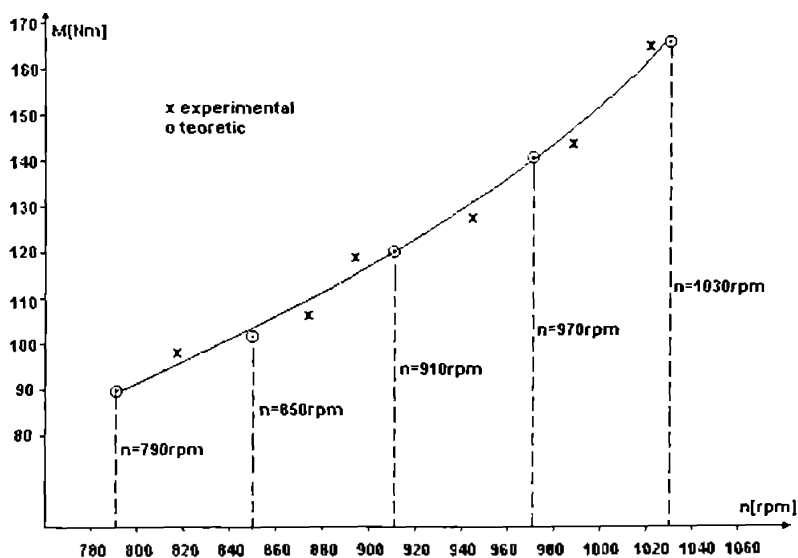


Fig. 5.14. Diagrama de sarcină M funcție de n

În scopul antrenării și asigurării vitezei de croazieră a șalupei s-a utilizat motorul asincron cu rotor în colivie tip AT-225M (E.M. TIMIȘOARA) al cărui parametri nominali au fost prezentați la 5.3.1.

Modificarea vitezei motorului electric de acționare s-a făcut prin intermediul unui convertor de tensiune realizat cu tranzistoare de putere I.G.B.T.

5.4.3. Încercările ansamblului convertor-motor-elice

Motorul ales pentru acționarea propulsorului naval, utilizând un convertor cu tranzit I.G.B.T., a fost testat la întreprinderea Aversa S.A. București, rezultatele fiind prezentate în tabele 5.2 - 5.6, iar diagramele în figurile 5.15 și 5.16.

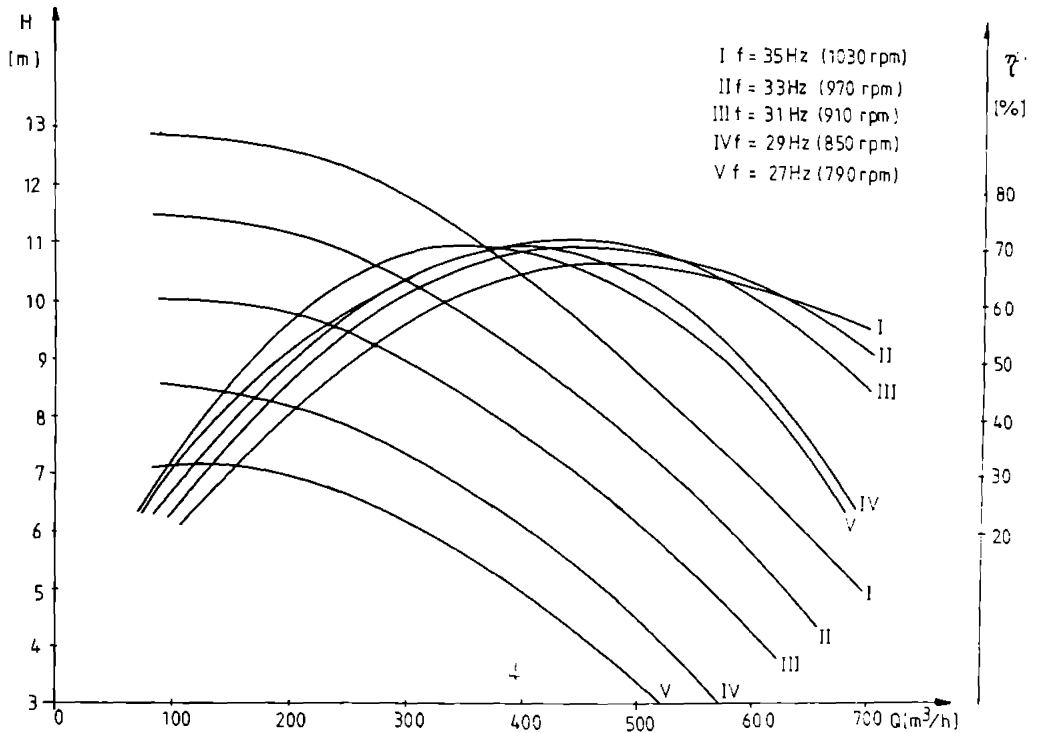


Fig. 5.15.

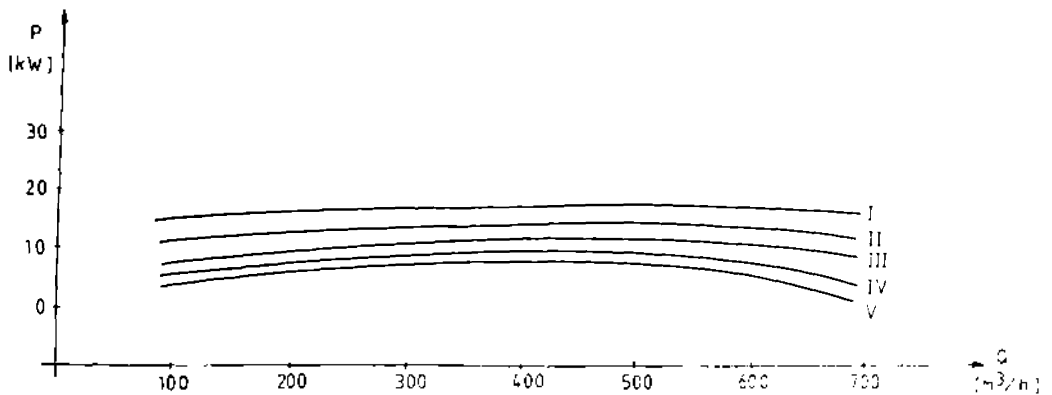


Fig. 5.16

Tabelul 5.2

		n = 1030 r.p.m. f = 35Hz																	
		ASPIRAȚIE					REFULARE					DEBIT Q		PUTERE (te/ea)			ELICE		Obs.
		Valoare cilită	m	Z ₁ m	H ₁ m	Valoare cilită	Z ₂ m	H ₂ m	H ₂ -H ₁ m	Valoare cilită	m ³ /h	Valoare cilită	P (grup)	P _a kW	η %	n (rpm)			
1	sig.36 dr.34	-70	0,319	0,262	0,47	-0,221	3,359	5,097	346	694,056	178	19,12	16,642	57,869	1032				
2	sig.34 dr.33	-67	0,318	0,275	0,5	-0,221	5,640	5,365	335	682,934	492	19,68	17,177	58,089	1032				
3	sig.29 dr.27	-56	0,312	0,3026	0,6	-0,221	6,549	6,246	286	531,015	498	19,92	17,406	61,665	1031				
4	sig.23 dr.17	-40	0,302	0,359	0,79	-0,221	8,343	7,553	223	557,197	514	20,56	18,018	63,609	1031				
5	sig.12 dr.5	-18	0,291	0,459	0,99	-0,221	10,204	9,745	144	447,752	503	20,12	17,597	67,527	1031				
6	sig.7 dr.1	-8	0,286	0,5032	1,1	-0,221	11,244	10,741	108	387,764	490	19,6	17,100	66,33	1031				
7	sig.3 dr.6	3	0,282	0,55	1,21	-0,221	12,273	11,723	67	305,417	478	19,12	16,642	58,59	1031				
8	sig.1 dr.9	10	0,276	0,586	1,28	-0,221	12,937	12,335	45	250,301	474	18,96	16,489	51,058	1036				
9	sig.72 dr.73	165	0,192	2,438	1,38	-0,221	13,855	12,475	0	0	360	14,4	12,160	0	1036				

Tabelul 5.3

n = 970 r.p.m.
f = 33Hz

	ASPIRAȚIE				REFULARE				H		DEBIT Q		PUTERE (telea)		ELICE		n (rpm)	Obs.			
	Valoare citită	m	Z ₁ m	H ₁ m	Valoare citită	Z ₂ m	H ₂ m	H ₂ -H ₁ m	Valoare citită	m ³ /h	Valoare citită	P (grup)	P _a kW	η%							
															dr.32	dr.30			sig.28	dr.28	sig.24
1	sig.32	-62	0,315	0,276	0,43	-0,221	4,865	4,589	308	654,	400	16	13	59,84	972,3						
2	sig.28	-56	0,313	0,306	0,478	-0,221	5,306	5,000	287	632,	406	16,24	13	61,91	972,3						
3	sig.24	-45	0,306	0	0,59	-0,221	6,347	6,000	242	580,	420	16,8	14	65	971,3						
4	sig.19	-34	0,300	0,341	0,6	-0,221	6,362	6,02	204	532,	430	17,2	14	58	971,6						
5	sig.18	-32	0,299	0	0,72	-0,221	7,573	7,167	196	525,	434	17,36	14	68,47	971,8						
6	sig.15	-23	0,293	0,463	0,79	-0,221	8,232	7,769	174	482,	433	17,32	14	69,75	971,2						
7	sig.11	-14,5	0,288	0,486	0,89	-0,221	9,168	8,682	137	436,	426	17,04	14	70,4	971,4						
8	sig.6	-4	0,283	0,554	0,99	-0,221	10	9,543	97	367,	409	16,36	14	68,11	972,3						
9	sig.0	8	0,277	0,577	1,12	-0,221	11	10	52	269,	402	16,08	13	57,2	972						
10	sig.13	40	0,258	0,74	1,2	-0,221	12	11	24	182,	382	15,28	12	43,6	972						
11	sig.63	148	0,200	2,22	1,23	-0,221	12	10	0	0	303	12,12	10	0	975						
	dr.65					221	397	159					0118								

Tabelul 5.4

$n = 910 \text{ r.p.m.}$
 $f = 31 \text{ Hz}$

	REFULARE														DEBIT Q			PUTERE (retea)		ELICE		Obs.
	ASPIRAȚIE				REFULARE				H		Valoare cilită		m ³ /h		P (grup)		P _a kW		η %			
	Valoare cilită	m	Z ₁ m	H ₁ m	Valoare cilită	Z ₂ m	H ₂ m	H ₂ -H ₁ m	Valoare cilită	m ³ /h	Valoare cilită	P (grup)	P _a kW	η %	n (rpm)							
1	sig.26 dr.22	-45	0,307	0,345	0,41	-0,221	4,554	4,208	261	602,805	339	13,56	11,367	60,77	913							
2	sig.22 dr.17	-39	0,302	0,367	0,52	-0,221	5,584	5,217	220	554,436	352	14,08	11,858	66,429	912,6							
3	sig.18 dr.13	-31	0,298	0,413	0,59	-0,221	6,242	5,829	196	522,377	357	14,28	12,047	68,832	911,8							
4	sig.18 dr.13	-22	0,293	0,460	0,68	-0,221	7,095	6,634	167	482,186	360	14,4	12,160	71,63	911,8							
5	sig.8 dr.3	-11	0,288	0,468	0,8	-0,221	8,186	7,718	109	389,556	355	14,2	11,971	68,391	912							
6	sig.-3 dr.-4	-1	0,281	0,523	0,91	-0,221	9,238	8,715	78	329,536	338	13,52	11,33	69,029	913							
7	sig.2 dr.10	12	0,275	0,605	1,01	-0,221	10,176	9,571	42	241,813	333	13,32	11,141	56,573	912,8							
8	sig.57 dr.77	134	0,208	2,047	1,11	-0,221	11,01	8,963	0	0	250	10	8,023	0	918,5							

Tabelul 5.5

$n = 850 \text{ r.p.m.}$
 $f = 29\text{Hz}$

	ASPIRATIE					REFULARE			H		DEBIT Q		PUTERE (retea)		ELICE		n (rpm)	Obs.
	Valoare cilită	m	Z ₁ m	H ₁ m	Valoare cilită	Z ₂ m	H ₂ m	H ₂ -H ₁ m	Valoare cilită	m ³ /h	Valoare cilită	P (grup)	P _o kW	η %				
															7	9		
1	sig.4 dr.3	-7	0,288	0,7638	0,41	0,221	4,452	3,688	216	548, 382	281	11,24	9,185	59,96	85,13			
2	sig.2 dr.7	9	0,292	0,910	0,49	0,221	5,199	4,288	186	508, 877	290	11,6	9,523	62, 415	85,13	+		
3	sig.4 dr.11	13	0,296	0,893	0,59	0,221	6,147	5,254	154	463, 032	295	11,8	9,711	68, 223	852,3			
4	sig.4 dr.13	17	0,298	0,859	0,69	0,221	6,078	6,219	115	409, 134	295	11,8	9,711	69, 784	852,3			
5	sig.7 dr.17	24	0,302	0,880	0,77	0,221	7,819	6,939	82	337, 88	224	11,36	9,297	68,67	852,3			
6	sig.12 dr.21	33	0,306	0,912	0,87	0,221	8,748	7,836	42	241, 814	274	10,96	8,922	57, 837	851,2			
7	sig.27 dr.44	51	0,329	1,092	1,97	0,221	9,688	8,596	7	98,72	240	9,6	7,648	30, 216	853,1			
8	sig.52 dr.70	122	0,355	2, 0363	0,99	0,221	9,877	7,840	0	0	210	6,4	6,527	0	851,2			

Tabelul 5.6

n = 970 r.p.m.
f = 27Hz

	ASPIRAȚIE				REFULARE				H			DEBIT Q		PUTERE (tețea)		ELICE		Obs.
	Valoare cilită	m	Z ₁ m	H ₁ m	Valoare cilită	Z ₂ m	H ₂ m	H ₂ -H ₁ m	Valoare cilită	m ³ /h	P (grup)	P _a kW	η %	n (rpm)				
															212	212	212	
1	sig.2 dr.5	7	0,290	0,909	0,37	-0, 212	4,003	3,094	195	525, 036	8,96	7,050	62,75	791,1				
2	sig.1 dr.8	9	0,293	0, 8747	0,41	-0, 212	4,347	3,472	170	486, 498	9,28	7,349	62, 593	791,1				
3	sig.3 dr.12	15	0,297	0,880	0,5	-0, 212	5,188	4,308	136	435, 137	9,56	7,611	67, 074	792,2				
4	sig.4 dr.17	24	0,302	0,928	0,61	-0, 212	6,235	5,307	103	378, 682	9,56	7,611	71, 908	792,2				
5	sig.9 dr.18	27	0,303	0,873	0,71	-0, 212	7,159	6,286	61	291, 421	9	7,088	70,38	791,1				
6	sig.12 dr.13	35	0,308	0,913	0,8	-0, 212	8,007	7,094	30	204, 370	8,84	6,938	56,9	791,1				
7	sig.34 dr.54	88	0,339	1,582	0,87	-0, 212	8,662	7,084	4	741, 625	7,44	5,633	25,5	792,2				
8	sig.46 dr.67	113	0,352	2,607	0,87	-0, 212	8,653	6,046	0	0	7,4	5,306	0	791,2				

CAPITOLUL 6

SIMULAREA SISTEMULUI DE ACȚIONARE ELECTRICĂ A PROPULSORULUI NAVAL

Un sistem de acționare implică o structură hard compusă dintr-un motor electric - în cazul de față un motor asincron - convertor electronic de putere, traductoare și un sistem aferent de calcul cu interfață și programele pentru control, verificări, etalonări.

Softul pentru controlul sistemelor de acționare este constituit din pachete de programe elaborate în diferite limbaje de programare.

Pentru cazul de față se modelează: generatorul sincron, redresorul și inverterul de putere precum și motorul asincron (elementul de execuție) cuplat cu elicea propulsorului naval.

Pe baza modelului se estimează caracteristicile mașinilor electrice din schema bloc de acționare.

Modelul ortogonal, dq , permite descrierea funcționării mașinilor electrice atât în regim staționar cât și regim tranzitoriu.

Mașina model are înfășurările cu axele perpendiculare, repartizate sinusoidal pe stator, notate d , q și respectiv D , Q , E cele din rotor (la mașina asincronă în rotor lipsește înfășurarea de excitație E).

Convertoarelor statice sunt compuse din componente pasive: diode, tiristoare și alte elemente de comutație. De aceea topologia circuitului se schimbă pe măsură ce aceste elemente de comutație "deschid" sau "închid" în funcție de comenzile primite.

Simularea sistemului este utilizată pentru a calcula formele de undă la ieșirea convertorului, răspunsul sistemului în regim tranzitoriu și staționar, cât și solicitările diferitelor elemente de circuit. În accepția curentă simularea numerică (pe calculator) și încercarea sistemului pe un prototip sunt complementare, în sensul că simularea numerică nu poate fi un substitut pentru încercările de laborator.

Există câțiva factori esențiali care introduc dificultăți importante la simularea sistemelor electromecanice cu convertoare de putere:

1. Elementele de comutație ce includ diode, tiristoare etc., prezintă neliniarități importante în regimul lor tranzitoriu.

2. Simularea poate dura un timp lung chiar pe calculatoare puternice. Constantele de timp pot diferi cu câteva ordine de mărime: de exemplu, elementele de comutație au timpi de comutație de ordinul microsecundelor sau mai puțin în timp ce constanta electromecanică poate fi de ordinul secundelor sau chiar minutelor. În consecință, este necesar pentru simulare, un pas adecvat pentru a reda fenomenele cu constante de timp mici (comutația), ceea ce lungeste procesul de calcul pentru a cuprinde timpul total de simulare dictat de constanta cea mai mare de timp.

3. Modele extrem de precise pentru elementele de comutație și pentru elementele neliniare magnetice sunt dificil de realizat și complicate.

4. Chiar dacă interesează valori staționare simularea este condusă începând cu condițiile inițiale.

De aceea nu este de dorit o simulare care să cuprindă toate aspectele sistemului în detaliu. Cu alte cuvinte sistemul trebuie abordat cu anumite simplificări pentru a îndeplini obiectivele simulării.

După ce este clarificat tipul de analiză a sistemului ce trebuie efectuat, pasul următor este de a stabili ce unelte se folosesc. Există două posibilități:

- - simulatoare orientate spre circuit,
- - simulatoare bazate pe rezolvarea ecuațiilor.

Simulatoarele orientate spre circuit s-au dezvoltat ca produse software la care utilizatorul trebuie să furnizeze topologia circuitelor și valorile componentelor. Simulatorul generează intern ecuațiile ce sunt transparente pentru utilizator. În funcție de simulator utilizatorul poate avea o flexibilitate în selecția detaliilor modelelor componentelor. Este posibilă și modelarea unor circuite de comandă specifice prin funcții de transfer sau modele individuale (comparatoare, amplificatoare operaționale, elemente logice etc.).

Alternativa la simulatoarele orientate spre circuit este descrierea circuitului și a părții de comandă cu ecuații diferențiale și algebrice. Trebuie scrise ecuații pentru toate stările în care circuitul lucrează. Setul de ecuații poate fi rezolvat utilizând un limbaj de nivel înalt C sau FORTRAN sau produse soft specializate.

Simulatoarele orientate spre circuit se utilizează mai ușor și schimbările în topologia circuitului se pot face relativ rapid. Sunt furnizate de obicei modele pentru componente și pentru elemente de comandă. Este de asemenea posibilă segmentarea unui sistem în module mai mici sau construirea unor blocuri funcționale ce pot fi testate individual și apoi legate împreună. Ca aspect negativ se constată că există puțin control asupra simulării propriu-zise ceea ce poate aduce erori, oscilații în procesul de simulare și timpi lungi de calcul. Aceste dificultăți sunt relativ greu de înlăturat.

Simulatoarele bazate pe ecuații oferă o libertate totală în simulare, inclusiv metoda de integrare, pasul de integrare etc. Ca aspect negativ este dificultatea de a scrie programul și de a-l pune la punct. Orice schimbare în topologia circuitului necesită un efort substanțial în punerea la punct a programului.

Cel mai răspândit simulator orientat spre circuit este SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) și a fost dezvoltat la University of California, USA. SPICE poate lucra cu elemente neliniare și are pasul de integrare adaptat la procesul simulat pentru a reduce din timpul de calcul. Există mai multe variante de SPICE ce operează pe diferite tipuri de calculatoare, o versiune comercială este PSPICE. În acest produs s-au acumulat o serie de versiuni ce au adus îmbunătățiri succesive fiind cel mai popular produs în universitățile americane. Produsul este descris în cărțile publicate în România (vezi Editura Militară).

Simularea cuprinde trei faze:

- - introducerea circuitului (topologia) și valorile tensiunilor și a mărimilor initiale;
- - simularea;
- - vizualizarea rezultatelor cu un post procesor grafic (Probe).

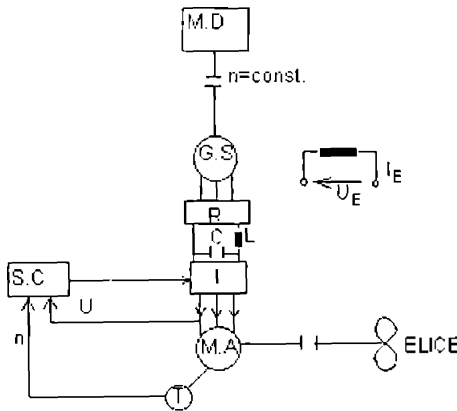
Dacă se utilizează simularea bazată pe rezolvarea ecuațiilor trebuie utilizat un limbaj de nivel înalt C sau FORTRAN. Este mult mai ușor de folosit un produs specializat cum este MATLAB-MATCAD, conceput pentru a

rezolva sisteme de ecuații diferențiale, manipulări cu matrici și alte funcții matematice. Există și puternice rutine grafice pentru vizualizarea rezultatelor în două sau trei dimensiuni. În prezent MATLAB-MATCAD, ce domină sectorul matematicilor aplicate, este utilizat împreună cu SIMULINK care este un pachet de programe preprocesor grafic (pentru introducerea datelor în MATCAD) sau o interfață a utilizatorului cu MATLAB. Cu SIMULINK sistemele dinamice pot fi descrise într-o formă de schemă bloc.

S-au editat și programe în Borland Turbo C++ 4.52, compatibile cu mediile de programare.

6.1. Modelul matematic al S.A.E a propulsorului naval

Schema de principiu a sistemului de acționare se prezintă în figura 6.1.



M.D.-motor diesel; G.S.-generator sincron; R-reductor; I-invector; M.A.-motor asincron; S.C.-sistem de comandă

Fig. 6.1 S.A.E a propulsorului naval

6.1.1. Modelul generatorului sincron

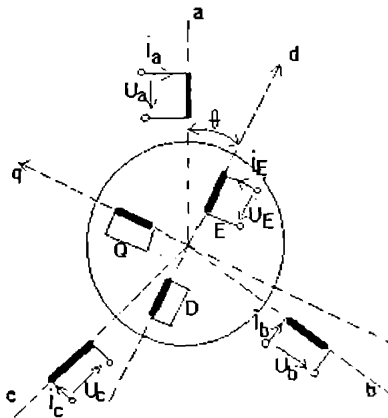


Fig. 6.2.a. Modelul fizic al generatorului sincron

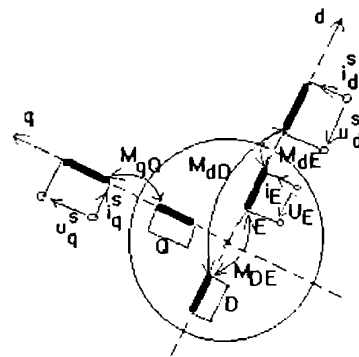


Fig. 6.2.b. Modelul dq al generatorului sincron

Ecuțiile de definiție ale modelului dq pentru generatorul sincron, folosind rezultatele din [A1] se scriu sub forma:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega_m L_q & pM_{dE} & pM_{dD} & -\omega_m M_{dC} \\ \omega_m L_q & R_s + pL_q & \omega_m M_{qE} & \omega_m M_{qD} & pM_{qC} \\ pM_{dE} & 0 & R_f + pL_f & pM_{fD} & 0 \\ pM_{dD} & 0 & pM_{fD} & R_d + pL_d & 0 \\ 0 & pM_{qE} & 0 & 0 & R_c + pL_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_C \end{bmatrix} \quad (6.1.)$$

unde definiția parametrilor este dată mai jos:

- L_d, L_q -inductanțele longitudinale ,respectiv transversale din stator(indus);

- L_E, L_D, L_Q -inductanțele rotorice ale înfășurării de excitație, ale înfășurării de amortizare după axa D și axa Q;

- M_{dE} -valoarea maximă a inductanței de cuplaj dintre înfășurarea statorică longitudinală d și înfășurarea de excitație

- M_{qE} -valoarea maximă a inductanței de cuplaj dintre înfășurarea statorică transversală q și înfășurarea de excitație

- M_{dD} - valoarea maximă a inductanței de cuplaj dintre înfășurarea statorică longitudinalăși înfășurarea de amortizare longitudinală

- M_{dq} - valoarea maximă a inductanței de cuplaj dintre înfășurarea statorică longitudinalăși înfășurarea de amortizare transversală

- M_{qD} - valoarea maximă a inductanței de cuplaj dintre înfășurarea statorică transversalăși înfășurarea de amortizare transversală

- M_{ED} -inductanța de cuplaj între înfășurarea de excitație și cea de amortizare longitudinală

- R_f, R_E, R_D, R_Q -rezistențele fazei statorice, respectiv ale excitației și cele ale înfășurării de amortizare longitudinală și transversală

- ω_m -viteza unghiulară la arborele generatorului

- $p=d/dt$ -operator de derivare

În cazul regiunilor nesimetrice,unde apareși componenta homopolară,sistemul de ecuații de mai sus se completează și cu ecuația corespunzătoare secvenței homopolare:

$$U_0 = (R_0 + pL_0) i_0 \quad (6.2)$$

Ecuțiilor de mai sus li se adaugă expresiile fluxurilor magnetice totale din înfășurările modelului care sunt în număr de șase și se scriu sub forma:

$$\begin{aligned} \psi_d &= -L_d i_d + M_{dE} i_E + M_{dD} i_D \\ \psi_q &= -L_q i_q + M_{qE} i_E \\ \psi_E &= L_E i_E - M_{Ed} i_d + M_{ED} i_D \\ \psi_D &= L_D i_D - M_{Dd} i_d + M_{DE} i_E \\ \psi_C &= L_C i_C - M_{Cq} i_q \\ \psi_0 &= L_0 i_0 \end{aligned} \quad (6.3.)$$

Deoarece motorul Diesel are regulator de turație se presupune,în primă aproximație, că turația este constantă,aceasta făcând ca ecuația mișcării să se reducă la egalitatea cuplurilor

$$M_{DIESEL} = M_{CS} \quad (6.4)$$

Valoarea cuplului electromagnetic se delermină din relația generală [A1].

$$M_{emGS} = [i]^T [G] [i]$$

unde matricea [G] reprezintă matricea inductivităților de rotație și are forma:

$$[G] = p_1 \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & 0 & -M_{dQ} \\ L_d & 0 & M_{qE} & M_{qD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

unde p_1 -numărul perechilor de poli ai generatorului sincron.

Matricea curenților [i] fiind:

$$[i] = \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ i_E \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \text{ și } [i]^T = [-i_d \quad -i_q \quad i_E \quad i_D \quad i_Q] \quad (6.6)$$

Cu aceste precizări, cuplul electromagnetic rezultă sub forma:

$$M_{emGS} = p_1 \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & 0 & -M_{dQ} \\ L_d & 0 & M_{qE} & M_{qD} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ i_E \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

$$= p_1 \begin{bmatrix} -L_q i_q - M_{dQ} i_Q \\ L_d i_d + M_{qE} i_E + M_{qD} i_D \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [(L_d - L_q) i_q i_d + M_{dQ} i_d i_Q - M_{qE} i_q i_E - M_{qD} i_q i_D] p_1 \quad (6.7)$$

Având în vedere relațiile de legătură (date în [A1]) dintre inductanțele ce definesc tensiunile induse prin rotație, relația (6.7) devine:

$$M_{emGS} = p_1 [(L_d - L_q) i_d i_q + M_{dQ} i_d i_Q - M_{qE} i_q i_E - M_{qD} i_q i_D] + i_d (-L_q i_q + M_{dQ} i_Q) = p_1 [i_q (-\sqrt{2} i_d + \sqrt{2} i_d)] \quad (6.8)$$

Ecuatiile de mai sus, cunoscute și sub numele de ecuațiile lui PARK definesc complet funcționarea generatorului sincron în regimul permanent și tranzitoriu.

Problemele importante apar la determinarea parametrilor modelului dq.

Având în vedere datele de la paragraful 5.2. (la motorul asincron $P_N = 45 \text{ kW}$; $U_N = 380 \text{ V}$ (conexiune Δ); $n_N = 1465 \text{ r.p.m.}$) se alege un generator sincron cu datele:

$$S_N = 60 \text{ KVA}$$

$$p_1 = 2$$

$$U_N = 380 / 220 \text{ V (conexiune Y)}$$

$$I_N = 91 \text{ A}$$

$$(6.9)$$

Generatorul a fost testat în diferite regimuri pentru a se stabili valorile parametrilor ce intervin în modelul ortogonal dq.

Probele de răspuns în frecvență după axa d, respectiv axa q au condus și la calcularea parametrilor (rezistențe, inductanțe) rotorici ai înfășurării de amortizare.

Pentru înfășurare de amortizare s-au considerat doar două circuite rotorice: unul după axa d și celălalt după axa q

6.1.2 Determinarea parametrilor modelului generatorului sincron

Pentru determinarea parametrilor modelului generatorului sincron se realizează o serie de încercări experimentale pe mașina reală. În acest sens s-au folosit rezultatele din [B3].

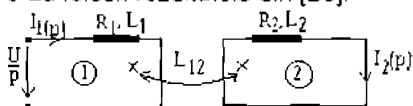


Fig.6.3. Două circuite cuplate magnetic

În principiu problema se pune în felul următor:

-fiind date două circuite (așa ca în figura 6.3.) cu parametrii: R_1, L_1 pentru circuitul 1 și R_2, L_2 pentru circuitul 2 și inductanța de cuplaj între cele două circuite L_{12} ecuațiile în operațional, folosind transformata Laplace, sunt:

$$\begin{cases} \frac{U}{p} = I_{1(p)}(R_1 + pL_1) + I_{2(p)}pL_{12} & \text{pentru circuitul 1} \\ 0 = I_{2(p)}(R_2 + pL_2) + I_{1(p)}pL_{12} & \text{pentru circuitul 2} \end{cases} \quad (6.10)$$

cu soluțiile:

$$I_{1(p)} = \frac{U(R_2 - pL_2)}{[p^2(L_1L_2 - L_{12}^2) + p(R_1L_2 + R_2L_1) + R_1R_2]pL_{12}} = \frac{A}{p-a} + \frac{B}{p-b} + \frac{C}{p} \quad (6.11.)$$

$$I_{2(p)} = \frac{U}{p^2(L_{12}^2 - L_1L_2) - p(R_1L_2 + R_2L_1) - R_1R_2} = \frac{D}{p+d} + \frac{E}{p+e} \quad (6.12.)$$

Funcțiile origine $i_{1(t)}$ și $i_{2(t)}$ se obțin făcând o transformată Laplace inversă și se obțin expresiile:

$$i_{1(t)} = i_0 + I_a * e^{-at} + I_b * e^{-bt} \quad (6.13)$$

$$i_{2(t)} = I_d * e^{-dt} + I_e * e^{-et} \quad (6.14)$$

Necunoscutele sunt $R_1, R_2, L_1, L_2, L_{12}$. Prin înregistrarea curentului $i_{1(t)}$ și prin măsurarea rezistenței R_1 se pot calcula parametrii următori: R_2, L_2, L_1, L_{12} .

Variația în timp a curentului $i_1(t)$, este dată în figura 6.4.

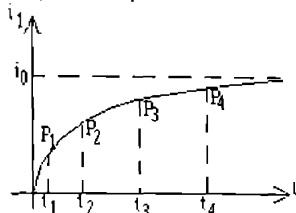


Fig.6.4. Curentul i_1 în funcție de timp

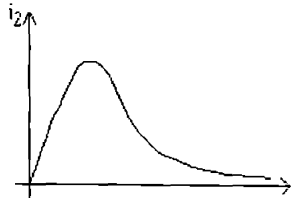


Fig.6.5. Curentul i_2 în funcție de timp

Curentul i_2 reprezintă, de exemplu, curentul prin înfășurarea de amortizare după axa d sau q și nu este accesibilă măsurarea lui. Prin urmare se înregistrează variația în timp a curentului i_1 . Pentru 4 momente de timp t_1 , t_2 , t_3 , t_4 se determină valorile $i_1(t_1)$, $i_1(t_2)$, $i_1(t_3)$ și $i_1(t_4)$ și din aceste ecuații se calculează parametri R_2 , L_2 , L_1 și L_{12} .

Rezultatele experimentale s-au obținut la Uzinele de Mașini Electrice București unde a fost executat generatorul sincron în baza contractului nr.61/1992.

Determinarea parametrilor după axa d

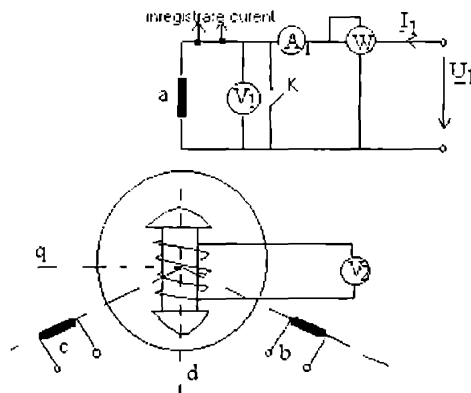


Fig.6.6. Schema de montaj pentru determinarea parametrilor după axa d

Faza "a" se aliniază după axa d prin rotirea rotorului în așa fel încât tensiunea indicată de voltmetrul V_2 să fie maximă (așa ca în figura 6.6.) Tensiunea U_1 este de valoare mică (5-10%) din U_n .

Inductanțele L_d , M_{dD} , M_{Ee} , M_{DE} și L_E au valorile

$$\begin{aligned}
 L_d &= 67,5 \text{ mH} \\
 L_E &= 65,3 \text{ mH} \\
 M_{dD} &= 48,7 \text{ mH} \\
 M_{Ee} &= 50,2 \text{ mH} \\
 M_{DE} &= 52,6 \text{ mH}
 \end{aligned}
 \tag{6.15}$$

Determinarea parametrilor după axa q

Montajul este similar cu cel anterior, numai că în acest caz se plasează rotorul perpendicular pe axa fazei "a" ca în figura 6.7. Poziția respectivă se observă prin indicarea de către voltmetrul V_2 a unei tensiuni minime.

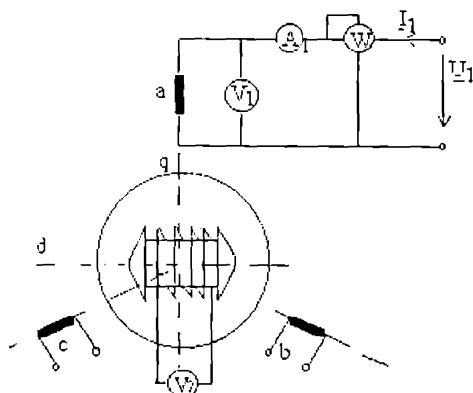


FIG. 6.7. Schema de montaj pentru determinarea parametrilor după axa q

Pentru M_{qQ} , L_q , L_Q , R_Q se obțin valorile:

$$L_q = 62,3 \text{ mH}$$

$$L_Q = 39,7 \text{ mH}$$

$$M_{qQ} = 46,4 \text{ mH}$$

$$R_Q = 0,81 \Omega$$

(6.16.)

În concluzie, parametrii generatorului sincron au valorile:

-parametrii după axa d:

$$R_d = 17 \text{ m}\Omega$$

$$L_d = 67,5 \text{ mH}$$

$$R_E = 1,97 \Omega$$

$$L_E = 65,3 \text{ mH}$$

(6.17.) Parametrii statorici și ai înfășurării de excitație

$$R_D = 0,197 \Omega$$

$$L_D = 60,6 \text{ mH}$$

(6.18.) Parametrii coliviei de amortizare după axa d

$$M_{DE} = 52,6 \text{ mH}$$

$$M_{Ed} = 50,2 \text{ mH}$$

$$M_{dD} = 48,7 \text{ mH}$$

(6.19.) Inductanțele de cuplaj

-parametrii după axa q:

$$R_q = 17 \text{ m}\Omega$$

$$L_q = 67,5 \text{ mH}$$

$$R_Q = 0,81 \Omega$$

$$L_Q = 39,7 \text{ mH}$$

$$M_{qQ} = 46,4 \text{ mH}$$

(6.20.)

Cu aceste mărimi astfel determinate ecuațiile de definiție ale modelului dq pentru generatorul sincron se scriu valoric sub forma:

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,017 + 0,0675 * p & -\omega_m * 0,0623 & 0,0502 * p \\ \omega_m * 0,0675 & 0,017 + 0,0623 * p & \omega_m * 0,0502 \\ 0,0502 * p & 0 & 1,97 - 0,0653 * p \\ 0,0487 * p & 0 & 0,0526 * p \\ 0 & 0,0464 * p & 0 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} 0,0487 * p & -\omega_m * 0,0464 \\ \omega_m * 0,0487 & 0,0464 * p \\ 0,0526 * p & 0 \\ 0,197 - 0,0606 * p & 0 \\ 0 & 0,81 + 0,0397 * p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -I_d \\ -I_q \\ I_E \\ I_{11} \\ I_0 \end{pmatrix} \quad (6.21.)$$

Cuplul electromagnetic al generatorului sincron are valoarea:

$$M_{em\text{ G.S.}} = 2 * I_D * I_Q * 0,0502 + 0,0464 * I_d * I_Q - 0,0502 * I_q * I_E - 0,0487 * I_q * I_0 \quad (6.22.)$$

Tensiunile reale la bornele generatorului sincron se obțin pe baza matricei de transformare PARK sub forma:

$$\begin{aligned} U_a &= \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\frac{\sqrt{2}}{2} U_0 + U_d * \cos(\omega_m * t) - U_q * \sin(\omega_m * t) \right) \\ U_b &= \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\frac{\sqrt{2}}{2} U_0 + U_d * \cos(\omega_m * t - 2\pi/3) - U_q * \sin(\omega_m * t - 2\pi/3) \right) \\ U_c &= \sqrt{\frac{2}{3}} * \left(\frac{\sqrt{2}}{2} U_0 + U_d * \cos(\omega_m * t + 2\pi/3) - U_q * \sin(\omega_m * t + 2\pi/3) \right) \end{aligned} \quad (6.23.)$$

Valorile tensiunilor pe faze sunt egale : $|U_a| = |U_b| = |U_c| = U_{\text{faza}}$.

6.1.3. Modelul redresorului și inverterului comandat

Schema principală a redresorului și inverterului comandat este dată în figura de mai jos:

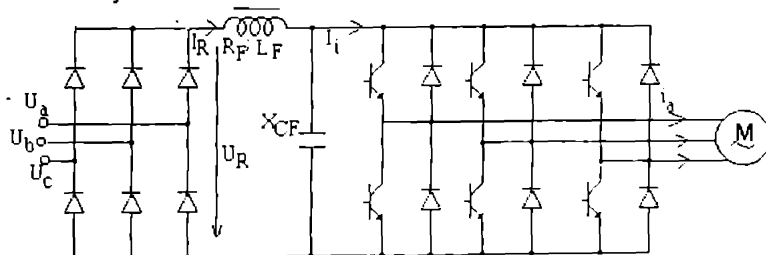


Fig.6.8. Blocul convertorului de putere

Modelarea inverterului și a redresorului are la bază următoarele relații:

$$\begin{aligned} U_R &= U_1 + \left[(X_f / \omega_b) * p + R_f \right] * I_R \\ p * U_1 &= \omega_b * X_{CF} * (I_R - I_1) \end{aligned} \quad (6.24)$$

6.1.4. Modelul motorului asincron

Într-un sistem ortogonal (modelul dq), modelul matematic al motorului asincron, cu axele fixe față de câmpul învârtitor statoric, este definit de următorul sistem de ecuații [A.1.]:

$$\begin{pmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + \frac{X_s}{\omega_b} * p & -\frac{\omega}{\omega_b} * X_s & \frac{X_m}{\omega_b} * p & -\frac{\omega}{\omega_b} * X_m \\ \frac{\omega}{\omega_b} * X_s & R_s + \frac{X_s}{\omega_b} * p & \frac{\omega}{\omega_b} * X_m & \frac{X_m}{\omega_b} * p \\ \frac{X_m}{\omega_b} * p & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} * X_m & R_r + \frac{X_r}{\omega_b} * p & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} * X_r \\ \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} * X_m & \frac{X_m}{\omega_b} * p & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} * X_r & R_r + \frac{X_r}{\omega_b} * p \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (6.25)$$

unde:

ω_b - viteza unghiulară de referință (în lucrare $\omega_b = 2\pi * 50$);

ω - viteza unghiulară a sistemului ortogonal de axe;

ω_r - viteza unghiulară a rotorului;

$X_s = X_1 + X_m$; R_s - rezistența fazei statorice;

$X_r = X_2 + X_m$; R_r - rezistența fazei rotorice raportate la stator;

Cuplul electromagnetic se calculează cu relația generală:

$$M_{em\&LA} = \varphi_1 * (-\psi_{ds} * i_{qs} + \psi_{qs} * i_{ds}) \quad (6.26)$$

unde :

$$\psi_{ds} = L_1 * i_{ds} + \frac{X_m}{\omega_b} * i_{ds}; \quad \psi_{qs} = L_1 * i_{qs} + \frac{X_m}{\omega_b} * i_{qs} \quad \text{cu } (L_1 = \frac{3}{2} L_{11} + L_{1\sigma})$$

În cazul regimului sinusoidal se operează cu mărimi complexe și în acest caz expresia cuplului devine:

$$M_{em\&LA} = \text{REAL} \{ [I]^T * [G] * [I] \} \quad (6.27)$$

unde [G] este matricea inductivităților de rotație și se obține din matricea generală a impedanțelor reținând doar termenii care înmulțesc pulsațiile mecanice (care definesc tensiunile induse prin rotație):

$$[G] = p_1 * \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{X_m}{\omega_b} & 0 & \frac{X_r}{\omega_b} \\ -\frac{X_m}{\omega_b} & 0 & \frac{X_r}{\omega_b} & 0 \end{pmatrix} \quad (6.28)$$

În final se obține pentru cuplul electromagnetic relația:

$$M_{\text{c.m.t.A.}} = -p_1 \cdot \frac{X_m}{\omega_b} \cdot \text{REAL}\{I_{d'} \cdot I_{q'} - I_{q'} \cdot I_{d'}\} \quad (6.29)$$

Motorul dezvoltă cuplul nominal la turația nominală $n_N=1465$ rot/min fiind alimentat la 380V și 50Hz. În acest punct de funcționare puterea este maximă și egală cu cea nominală, turația elicei fiind și ea maximă. Cum între turația elicei și cuplul motor există o dependență pătratică de forma:

$$M = k \cdot n^2 \quad (6.30)$$

rezultă constanta elicei având valoarea :

$$k = \frac{M}{n^2} = \frac{293}{1465^2} = 13,6 \cdot 10^{-6} \left[\frac{\text{N} \cdot \text{m}}{(\text{rot} / \text{min})^2} \right] \quad (6.31)$$

Pentru determinarea parametrilor la motorul asincron s-au folosit rezultatele de la capitolul 5.

În modelul ortogonal d_q în matricea parametrilor intervin următoarele mărimi:

$$R_s + \frac{X_s}{\omega_b} \cdot p = 0,19 + \frac{0,5 + 22,43}{2\pi \cdot 50} \cdot p = 0,19 + 0,073 \cdot p \quad (6.32)$$

$$\frac{X_m}{\omega_b} \cdot p = \frac{22,43}{2\pi \cdot 50} \cdot p = 0,07143 \cdot p \quad (6.33)$$

$$R_p + \frac{X_p}{\omega_b} \cdot p = 0,169287 + 0,0006142 \cdot f_1 + \frac{0,5 + 22,43}{2\pi \cdot 50} \cdot p = 0,169287 + 0,0006142 \cdot p + \frac{\omega - \omega_1}{2\pi} + 0,073 \cdot p = \underbrace{0,169287 + 0,0000978 \cdot (\omega - \omega_1)}_{\beta} + 0,073 \cdot p = \beta + 0,073 \cdot p \quad (6.34)$$

și astfel ecuațiile de definiție ale modelului d_q pentru motorul asincron în formă matriceală sunt :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,19 + 0,073 \cdot p & -\omega \cdot 0,073 & 0,07143 \cdot p & -\omega \cdot 0,07143 \\ \omega \cdot 0,073 & 0,19 + 0,073 \cdot p & \omega \cdot 0,07143 & 0,07143 \cdot p \\ 0,07143 \cdot p & -(\omega - \omega_1) \cdot 0,07143 & \beta + 0,073 \cdot p & -(\omega - \omega_1) \cdot 0,073 \\ (\omega - \omega_1) \cdot 0,07143 & 0,07143 \cdot p & \omega - \omega_1 \cdot 0,073 & \beta + 0,073 \cdot p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$(6.35)$$

6.2. Regimul permanent

Regimul permanent se caracterizează printr-o funcționare a sistemului la o frecvență dată a tensiunii de alimentare a motorului asincron.

Turația la arborele elicei este constantă, deci cuplul rezistent este constant, nava având în acest caz o viteză de marș constantă.

Pentru început se are în vedere numai armonica fundamentală a tensiunii de alimentare.

În cazul regimului permanent ($\omega_m = \text{ct}$), la generatoarele sincrone de medie putere se pot admite următoarele ipoteze simplificatorii:

1) rezistențele fazelor statorice se pot neglija și astfel $R_1 = 0$;

2) rolul înfășurării de amortizare fiind nul se poate admite $R_D = R_Q = 0$;

În sistemul de coordonate d_q rotorice tensiunile și curenții din generatorul sincron sunt mărimi constante.

Pentru regimul staționar: $i_D = i_Q = 0$ și rezultă din (6.1.) următorul sistem de ecuații definit matricea simplificată :

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & -\omega_m L_q & 0 \\ \omega_m L_d & R_1 & \omega_1 M_{qE} \\ 0 & 0 & R_E \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_E \end{pmatrix} \quad (6.36)$$

sau numeric:

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,017 & -\omega_m 0,0623 & 0 \\ \omega_m 0,0675 & 0,017 & \omega_1 0,0502 \\ 0 & 0 & 0,19 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_E \end{pmatrix} \quad (6.37)$$

Efectuând o transformare inversă obținem tensiunile și curenții din generatorul sincron în mărimi reale:

$$\begin{pmatrix} \sqrt{3} U \cos \vartheta \\ -\sqrt{3} U \sin \vartheta \\ U_E \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & -\omega_m L_q & 0 \\ \omega_m L_d & R_1 & \omega_1 M_{qE} \\ 0 & 0 & R_E \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{3} I \cos(\vartheta + \phi) \\ -\sqrt{3} I \sin(\vartheta + \phi) \\ I_E \end{pmatrix} \quad (6.38)$$

Relația cuplului pentru regimul permanent este:

$$M_{\text{m.g.s.}} = p_1 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + p_1 \cdot M_{qE} \cdot I_E \cdot I_q \quad (6.39)$$

În mod analog se procedează și la motorul asincron, obținându-se din ecuația matriceală (6.25) următoarea expresie:

$$\begin{pmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\frac{\omega}{\omega_b} \cdot X_r & 0 & -\frac{\omega}{\omega_b} X_m \\ \frac{\omega}{\omega_b} \cdot X_r & R_s & \frac{\omega}{\omega_b} \cdot X_m & 0 \\ 0 & -\frac{\omega - \omega_1}{\omega_b} \cdot X_m & R_r & -\frac{\omega - \omega_1}{\omega_b} \cdot X_r' \\ \frac{\omega - \omega_1}{\omega_b} \cdot X_m & 0 & \frac{\omega - \omega_1}{\omega_b} \cdot X_r' & R_r' \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \\ I_D \\ I_Q \end{pmatrix} \quad (6.40)$$

În valori numerice expresia de mai sus devine:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,19 & -\omega*0,073 & 0 & -\omega*0,07143 \\ \omega*0,073 & 0,19 & \omega*0,07143 & 0 \\ 0 & -(\omega-\omega_s)0,07143 & \beta & -(\omega-\omega_s)0,073 \\ (\omega-\omega_s)0,07143 & 0 & (\omega-\omega_s)0,073 & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_a \\ I_q \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

Pe baza ecuațiilor matriceale (6.37) și (6.41) s-a analizat regimul permanent caracterizat prin turație constantă atât la arborele generatorului cât și la arborele motorului asincron (deci a elicei).

Convertorul de frecvență are la bază o strategie a fluxului constant, adică:

$$\frac{U}{f} = ct \quad (6.42)$$

În cazul propulsorului naval analizat în lucrarea de față, s-au avut în vedere și regimurile de avarie, de frână și cel de funcționare la turații joase (necesare în manevrele de ancorare și acostare).

6.3. Cazul regimului de avarie

Se analizează în continuare regimul de avarie ce poate apare cel mai probabil pe lanțul redresor - invertor.

Alegerea acestui scenariu este justificată și de faptul că experiența a demonstrat că, în cazul unor suprasarcini, primele elemente care cedează sunt componentele electronice. Desigur, avarii se pot produce și pe partea generatorului sincron, a motorului Diesel sau a motorului asincron, dar acestea sunt mult mai rare și în general se pot prevedea din timp, ceea ce este un fapt important, în sarcină putându-se lua măsuri adecvate.

Interesează în mod deosebit, în cazul acestui regim de avarie, care este domeniul în care se poate modifica turația.

Schema generală de acționare este dată în figura 6.9.

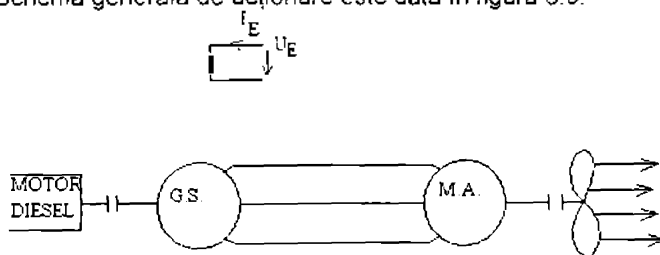


Fig 6.9. Conectarea în caz de avarie

Turația se poate modifica, în acest caz, doar acționând în două moduri asupra:

1. regulatorului de turație de la generatorul Diesel;
2. curentului I_E prin excitația generatorului sincron.

Cazul 1

Prin injecția de combustibil la motorul Diesel se poate modifica turația cu maxim 25% din turația nominală. În cazul de față turația poate să fie scăzută de la 1500 rot/min până la valoarea:

$$n_{\min} = 1500 \cdot (3/4) = 1125 \text{ rot/min} \quad (6.43)$$

La această turație cuplul ce trebuie să-l dezvolte motorul asincron va fi:

$$M_{M,A} = k n_{\min}^2 = 13,6 \cdot 10^{-5} \cdot 1125^2 = 172,12 \text{ Nm} \quad (6.44)$$

Datorită alunecării:

$$s = (n_{\min} - n) / n_{\min} \quad (6.45)$$

motorul asincron va funcționa la turația $n < n_{\min}$ și deci cuplul la arbore va avea o valoare sub 172,12 Nm, valoare ce se va calcula din condiția egalității cuplurilor, (cuplul motor este egal cu cuplul rezistent determinat de elice), în felul următor:

$$\frac{3}{\Omega_1} \cdot \frac{R_2' / s}{(R_1 + C_1 R_2' / s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2} U^2 = k \cdot n_{\min}^2 \cdot (1 - s)^2 \quad (6.46)$$

Prin curentul din excitația generatorului sincron tensiunea de alimentare a motorului poate fi menținută la valoarea nominală: $U_N = 380 \text{ V}$, deoarece generatoarele sincrone pe nave sunt dimensionate pe circuitul de excitație încât să suporte și un curent de până la $2I_{EV}$. Cum turația nu scade în aceeași proporție rezultă că pe circuitul de excitație mai rămâne o rezervă de încărcare și deci menținerea tensiunii de alimentare la valoarea nominală nu ridică nici un fel de probleme. Cu aceste precizări, ecuația de mai sus, în necunoscuta s se poate rezolva, cu observația că trebuie precizată valoarea rezistenței R_2' la frecvența rotorică f_2 , valoare care este în această fază necunoscută și ea.

Frecvența f_1 a tensiunii de alimentare statorice U este:

$$f_1 = p n_1 = 2(1125/60) = 37,5 \text{ Hz} \quad (6.47)$$

Dependența de frecvență a rezistenței rotorice R_2' este următoarea:

$$R_2'(f) = 0,169287 + 0,0006142 \cdot f \quad (6.48)$$

în care $f = s f_1$

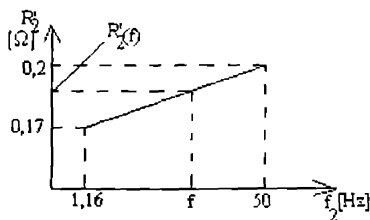


Fig. 6.10. Variația cu frecvența a rezistenței rotorice R_2'

În aceste condiții ecuația (6.46) se scrie sub forma:

$$\frac{3}{2\pi \cdot \frac{1125}{60}} \cdot \frac{[(0,169287 - 0,0006142 \cdot 37,5 \cdot s) / s] 380^2}{(0,19 + 0,169287 / s - 0,0006142 \cdot 37,5)^2 + (\frac{37,5}{50})^2} = 13,6 \cdot 10^{-5} \cdot 1125^2 \cdot (1 - s)^2 \quad (6.49)$$

După efectuarea calculelor se obține relația:

$$\frac{621,8}{s} + 15,638 = 172,125(1 - s)^2 (1,045 - \frac{0,071}{s} - \frac{0,0286}{s^2}) \quad (6.50)$$

cu soluția:

$$s=0,0082 \quad (6.51)$$

adică turația la arborele elicei va fi:

$$n=n_{\min}(1-s)\approx 1115 \text{ rot/min} \quad (6.52)$$

Curentul prin fazele motorului în această situație va avea valoarea:

$$I_{\text{fr}} = \frac{380}{\sqrt{\left(0,17 + \frac{0,17}{0,0082}\right)^2 + 1^2}} \approx 20 \text{ A} \quad (6.53)$$

deci mult sub valoarea curentului nominal ($I_{\text{inc}} = 87,5 \cdot \sqrt{3} \approx 50 \text{ A}$)

Cazul 2

Prin scăderea curentului de excitație I_E (la generatoarele sincron), scade tensiunea pe motor, deci și turația lui se va micșora. Scăderea de turație prin scăderea tensiunii de alimentare este limitată la valoarea cuplului critic care apare la alunecarea critică:

$$s_k = \frac{R_1'}{\sqrt{R_1'^2 + (X_1' + X_2')^2}} = \frac{0,17}{\sqrt{0,19^2 + \left(\frac{37,5}{50}\right)^2}} = 0,22 \quad (6.54)$$

Prin urmare, turația minimă care se poate obține în acest caz va avea valoarea:

$$n_{\min}^* = n_{\min}(1-s_k) = 877,8 \text{ rot/min} \quad (6.55)$$

Cuplul rezistent al elicei va avea valoarea:

$$M_{\text{ch.c}} = k \cdot (n_{\min}^*)^2 = 104,8 \text{ N}\cdot\text{m} \quad (6.56)$$

Va rezulta valoarea necesară curentului de excitație pentru a se stabili la bornele generatorului tensiunea dată de ecuația egalității cuplurilor:

$$104,8 = \frac{3}{2\pi} \cdot \frac{1125}{60} \cdot \frac{U^2}{\left(0,18 + \sqrt{0,19^2 + \left(\frac{37,5}{50}\right)^2}\right)} \quad (6.57)$$

care are soluția:

$$U = 64 \text{ V} \quad (6.58)$$

Curentul prin fazele motorului va avea valoarea:

$$I_{\text{fr}} = \frac{64}{\sqrt{\left(0,19 + \frac{0,18}{0,22}\right)^2 + \left(\frac{37,5}{50}\right)^2}} = 51,2 \text{ A} \quad (6.59)$$

iar curentul de linie (pe care îl debitează generatorul sincron) este:

$$I_{\text{li}} = 51,2 \cdot \sqrt{3} = 88,75 \text{ A} \quad (6.60)$$

valoare care este apropiată de valoarea nominală.

Problema stabilității

Având în vedere forma de variație a cuplului rezistent cu turația (de tip parabolic), stabilitatea în funcționare depinde de zona în care se plasează turația elicei.

Așa cum se observă din figura 6.11., pentru curba 1- caracteristica mecanică naturală- problema stabilității nu se pune, rezultând punctul P_1 punct stabil de funcționare la intersecția curbei cuplului motor cu cea a cuplului rezistent.

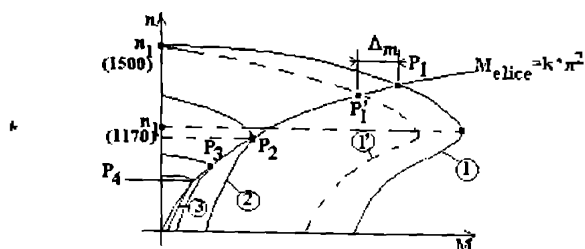


Fig. 6.11. Problema stabilității la micșorarea tensiunii și frecvenței

Punctul P_1 este un punct stabil de funcționare deoarece la orice modificare (mică) a cuplului rezistent sau motor va rezulta un nou punct de funcționare P_1' în vecinătatea lui P_1 .

Exemplu

Se presupune o scădere a tensiunii de alimentare și astfel curba cuplului motor (1) va trece în curba 1'. Cuplul rezistent va fi mai mare decât cuplul motor cu ΔM , așa cum rezultă din figura 6.11. și astfel turația la arbore va scădea până ce noul punct de funcționare se va stabili în punctul P_1' , caracterizat de o turație mai mică decât în punctul P_1 . În punctul P_1' se va stabili din nou egalitatea între cuplul rezistent și cel motor.

În cazul micșorării turației motorului Diesel și a micșorării curentului prin excitația generatorului sincron, deci scăderea tensiunii de alimentare pe motorul asincron, va rezulta curba 2 cu punctul de funcționare P_2 . Acest punct de funcționare este tot un punct stabil, iar turația în acest punct de funcționare este dată de alunecarea corespunzătoare cuplului critic (maxim).

O micșorare în continuare a frecvenței și a tensiunii de alimentare la motorul asincron va duce la curbele ale cuplului motor de forma 3 și vor rezulta puncte instabile de funcționare (cum sunt punctele P_3 și P_4 ș.a.m.d.)

Problema randamentului

În ceea ce privește motorul asincron randamentul va scădea cu mărirea alunecării deoarece se cunoaște faptul că randamentul referitor la indus are valoarea:

$$\eta \cong \frac{M\Omega}{M\Omega_1} = \frac{\Omega_1 * (1 - s)}{\Omega_1} = 1 - s \quad (6.61)$$

Prin urmare, soluția micșorării turației prin micșorarea valorii tensiunii de alimentare, la menținerea frecvenței, este neeconomică din punct de vedere energetic ducând la randamente sub 70% pe partea motorului asincron, iar pe ansamblul acționării sub 50%.

Trebuie totuși remarcat faptul că în caz de avarie este mai puțin important randamentul la care funcționează mașinile și mult mai semnificativă este plaja de turație pe care se poate conta.

În acest sens se remarcă faptul că se poate realiza o scădere a turației de până la 41%, așa cum rezultă din expresia:

$$\Delta n = \frac{(n_1 - n_{min}^*) \cdot 100}{n_1} = \frac{(1500 - 877,8) \cdot 100}{1500} = 41\% \quad (6.62)$$

Problema frânării

Frânarea se realizează în două variante:

Frânarea suprașincronă (cu recuperare). Mașina de acționare trece în regim de generator cu $n > n_1$. La turații joase o frânare eficientă se realizează la frecvențe reduse. Convertorul de frecvență permite o frânare cu recuperare în limite largi (10÷110% din n_1) ale turației

Frânarea dinamică. Se alimentează două faze în curent continuu și se obțin caracteristici de frânare liniare. La turații joase, această frânare nu este eficientă și se folosește o frânare în contracurent (prin schimbarea a două faze între ele).

Rezultatele simulării, cu programul de calcul aferent și caracteristicile mecanice ale MAS (fig. 6.12) rezultate, respectiv curentul $i_1=f(s)$ - figura 6.13 - sunt prezentate în continuare.

```

/*Caracteristicile mecanice ale motorului asincron alimentat
de la generatorul sincron printru-un redresor necomandat si
un invertor de tensiune /

```

```

#include <graphics.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <math.h>

#define PIXEL_COUNT 1000
#define DELAY_TIME 100 /* in milliseconds */

int main(void)
{
    /* request auto detection */
    float X[50],Y[50];
    float MAXX,MAXY,f[20],M[20][400];
    int gdriver = DETECT, gmode, errorcode;
    int i, x, y,maxcolor ,nr,s;
    char msg[20],namex[20],namey[20];
    long int v;

    /* initialize graphics and local variables */
    initgraph(&gdriver, &gmode, "");

    /* read result of initialization */
    errorcode = graphresult();
    /* an error occurred */
    if (errorcode != grOk)
    {
        printf("Graphics error: %s\n",
            grapherrormsg(errorcode));
        printf("Press any key to halt:");
        getch();
    }
    /* terminate with an error code */
    exit(1);
}
AGAIN: ~
;
cleardevice();
setcolor(WHITE);
for(i = 1;i < 11;i++)
{
    setfillstyle(SOLID_FILL,i);
    bar3d(320-30*i,140,620,240+10*i,5,5);
    sound(100*i);
    delay(80);
    nosound();
}
setcolor(BLACK);
rectangle(50,150,590,330);
settextstyle(TRIPLEX_FONT,0,2);
moveto(60,200);
outtext("          TRASAREA functiei ");
moveto(60,240);
outtext("          n = f(M)");
settextstyle(TRIPLEX_FONT,0,1);
setcolor(RED);
outtextxy(230,450,"Apasati orice tasta !");
getch();
setcolor(WHITE);
for(i = 1;i < 11;i++)
{
    setfillstyle(SOLID_FILL,i);

```

```

#include <graphics.h>
#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <math.h>

#define PIXEL_COUNT 1000
#define DELAY_TIME 100 /* in milliseconds */

int main(void)

    /* request auto detection */
    float X[50],Y[50];
    float MAXX,MAXY,f[20],I1[20][400];
    int gdriver = DETECT, gmode, errorcode;
    int i, x, y,maxcolor ,nr,s;
    char msg[20],namex[20],namey[20];
    long int v;

    * initialize graphics and local variables */
    initgraph(&gdriver, &gmode, "");

    * read result of initialization */
    errorcode = graphresult();
    * an error occurred */
    if (errorcode != grOk)
    {
        printf("Graphics error: %s\n",
            grapherrormsg(errorcode));
        printf("Press any key to halt:");
        getch();
    }
    * terminate with an error code */
    exit(1);
}
AGAIN:
;
cleardevice();
setcolor(WHITE);
for(i = 1;i < 11;i++)
{
    setfillstyle(SOLID_FILL,i);
    bar3d(320-30*i,140,620,240+10*i,5,5);
    sound(100*i);
    delay(80);
    nosound();
}
setcolor(BLACK);
rectangle(50,150,590,330);
settextstyle(TRIPLEX_FONT,0,2);
moveto(60,200);
outtext("      TRASAREA functiei I (s)");
moveto(60,240);
outtext("          Y = f(X)");
settextstyle(TRIPLEX_FONT,0,1);
setcolor(RED);
outtextxy(230,450,"Apasati orice tasta !");
getch();
setcolor(WHITE);
for(i = 1;i < 11;i++)
{
    setfillstyle(SOLID_FILL,i);
    bar3d(320-30*i,140,620,240+10*i,5,5);
    sound(100*i);
    delay(80);
    nosound();
}
cleardevice();

```

```

window(10,10,38,10);
printf(" NUMARUL DE CURBE TRASATE ");
scanf("%d",&nr);
for(i = 1;i<= nr;i++)
{
clrscr();
cleardevice();
printf("\n");
window(10,10,38,10);
printf("Introduceti valoarea f%d ",i);
scanf("%f",&f[i]);
cleardevice();
}
setcolor(WHITE);
for(i = 1;i < 11;i++)
{
setfillstyle(SOLID_FILL,i);
bar3d(20,240-10*i,320+30*i,340,5,5);
sound(100*i);
delay(80);
nosound();
}
setcolor(BLACK);
rectangle(50,150,590,330);
outtextxy(60,190," SE VOR TRASA GRAFICELE :");
outtextxy(60,200," ");
outtextxy(60,260," X = f(Y) ");
getch();
cleardevice();
MAXY=0;
for(i=1;i<=nr;i++)
{
for(s=1;s<=400;s++)
{
I1[i][s]=19.36*f[i]*f[i]/((0.19+16.928*4/s+0.0006*f[i])*(0.19+0.16928/s+
0.0006*f[i])+f[i]*f[i]/2500);
}
}
for(i=1;i<= nr;i++)
{
for(s=1;s<=400;s++)
{
if( MAXY<I1[i][s])
MAXY=I1[i][s];
}
}

setfillstyle(SOLID_FILL,BLACK);
floodfill(2,2,1);
setttextstyle(DEFAULT_FONT,0,1);
setcolor(WHITE);
line (70,450,550,450);
line (70,450,70,30);
outtextxy(67,30,"");
outtextxy(546,447,">");
outtextxy(520,437,"s");
outtextxy(470,437,"1");
outtextxy(70,457,"Caracteristica I1 = f(s) pt diferite frecvente f.");
outtextxy(20,30,"I1");
v=ceil(MAXY);
sprintf(msg,"%ld",v);
outtextxy(20,50,msg);
for(i=0;i<=10;i++)
{
circle(70+40*i,450,2);

```

```

circle(70,450-40*i,2);
}
setcolor(WHITE);
for(i=1;i<=nr;i++)
{
    for(s=1;s<=400;s++)
    {
        x=s;
        y=400*I1[i][s]/MAXY;

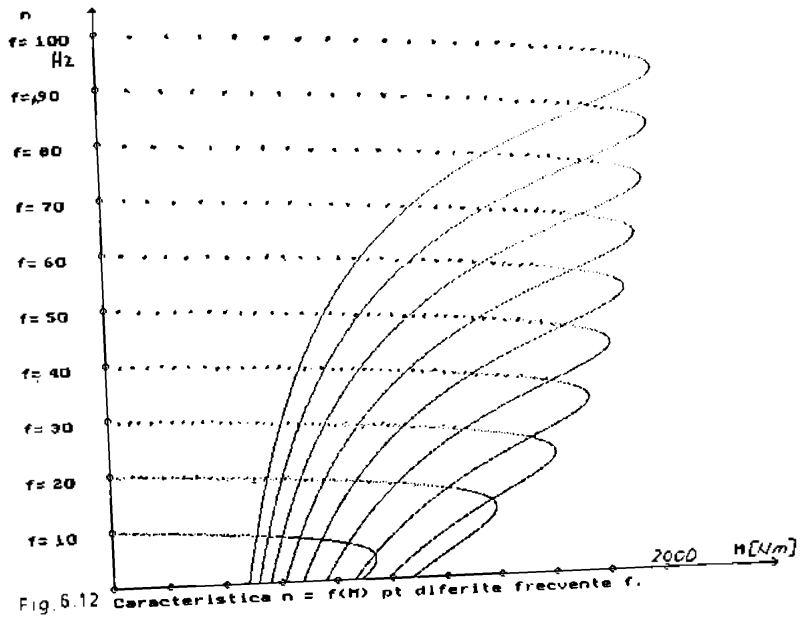
        putpixel(70+x,450-y,WHITE);
    }
    v=ceil(f[i]);
    sprintf(msg,"%ld",v);
    outtextxy(490,450-y,"f=");
    outtextxy(510,450-y,msg);
}
getch();
cleardevice();
setcolor(WHITE);
    for(i = 1;i < 11;i++)
    {
setfillstyle(SOLID_FILL,i);
bar3d(20,240-10*i,320+30*i,340,5,5);
sound(100*i);
delay(80);
nosound();
}

setcolor(BLACK);
rectangle(50,150,590,330);
settextstyle(TRIPLEX_FONT,0,2);
outtextxy(100,220, " DORITI RELUAREA PROGRAMULUI ? (D/N) ");
if(getch()!='N')
goto AGAIN;

cleardevice();

closegraph();
return 0;

```



↓

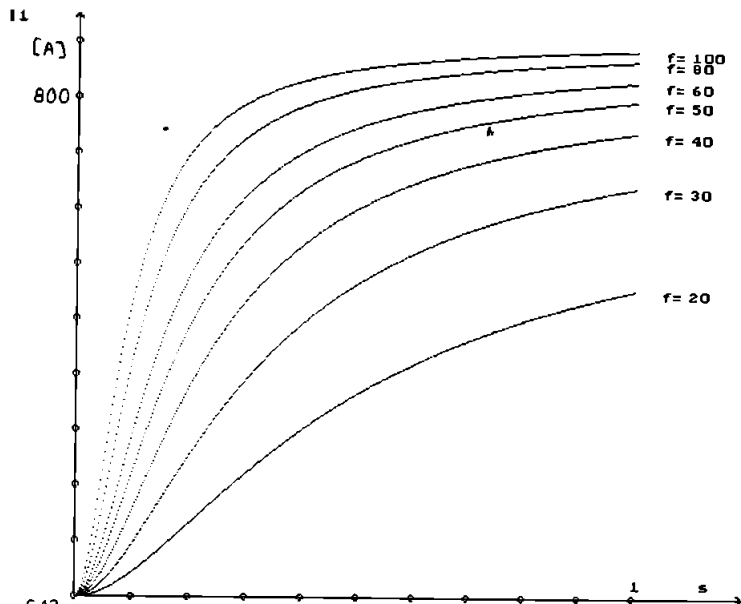


Fig. 6.13 Caracteristica $I_1 = f(t)$ pt diferite frecvente f .

6.4. Regimul tranzitoriu

Modelul ortogonal general (dq) se pretează foarte bine la analiza regimului tranzitoriu. Ecuațiile modelului generatorului sincron (6.1. și 6.21.) conduc la următoarele relații în mărimi operaționale folosind transformata Laplace, în condiții inițiale nule:

$$U_d = -(0,017 + 0,0675p)I_d + 19,56I_q - 0,0502pI_E - 0,0487pI_D - 14,57I_Q \quad (6.63.)$$

$$U_q = -21,195I_d - (0,017 + 0,0623p)I_q + 15,7628I_E + 15,29I_D - 0,0464pI_Q \quad (6.64.)$$

$$\frac{100}{p} = -0,05pI_D + (1,97 + 0,0653p)I_E + 0,0526pI_D \quad (6.65.)$$

$$0 = -0,0487pI_D + 0,0526pI_E + (0,197 + 0,0606p)I_D \quad (6.66.)$$

$$0 = -0,0464pI_q + (0,81 + 0,0397p)I_Q \quad (6.67.)$$

iar pentru motorul asincron relațiile sunt următoarele:

$$\omega = 314, \beta = 0,169287 + 0,0000978(\omega - \omega_r) \quad (6.68.)$$

$$U_d = (0,19 + 0,073p)I_d - \omega * 0,073I_q + 0,07143pI_{dr} - \omega * 0,07143I_{qr} \quad (6.69.)$$

$$U_q = \omega * 0,073I_d + (0,19 + 0,073p)I_q + \omega * 0,07143I_{dr} + 0,07143pI_{qr} \quad (6.70.)$$

$$0 = 0,07143pI_d - (\omega - \omega_r)0,07143I_q + (\beta + 0,073p)I_{dr} - (\omega - \omega_r)0,073I_{qr} \quad (6.71.)$$

$$0 = (\omega - \omega_r)0,07143I_d + 0,07143pI_q + (\omega - \omega_r)0,073I_{dr} - (\beta + 0,073p)I_{qr} \quad (6.72.)$$

Cuplul dezvoltat de motorul asincron este dat de următoarea relație:

$$M_{cmM.A.} = 0,14286 * (I_{dr}I_{qr} - I_dI_q) \quad (6.73.)$$

În prima etapă, la rezolvarea ecuațiilor de mai sus, se fac următoarele ipoteze simplificatorii:

-turația la arborele generatorului sincron se presupune constantă (momentul de inerție al ansamblului generator-motor Diesel este mult mai mare decât al motorului asincron) și prin urmare pe durata procesului tranzitoriu frecvența la generatorul sincron nu se modifică;

-cuplul rezistent la arborele motorului asincron este dependent de pătratul turației și deci se poate scrie relația (conform relației 6.30.):

$$M_{cricc} = 3,1 * 10^{-3} * \omega_r^2 \quad (6.74.)$$

În aceste condiții ecuația de mișcare se scrie sub forma:

$$M_{cmM.A.} - M_{cricc} = J * \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{cu } J = 52 \text{ kg} * \text{m}^2) \quad (6.75.)$$

sau

$$0,14286(I_{dr}I_{qr} - I_dI_q) - 0,0031 * \omega_r^2 = 26 * p\omega_r \quad (6.76.)$$

În cazul general, pentru necunoscutele: $U_d, U_q, I_d, I_q, I_E, I_D, I_Q, I_{dr}$ și I_{qr} trebuie precizate și valorile inițiale: $U_{d(0)}, U_{q(0)}, I_{d(0)}, I_{q(0)}, I_{E(0)}, I_{D(0)}, I_{Q(0)}, I_{dr(0)}$ și $I_{qr(0)}$.

Transformata Laplace a derivatei funcției $f(t)$ care la $t=0$ are valoarea $f(0)$ se scrie sub forma:

$$L \{ f'(t) \} = p * F(p) - f(0) \quad (6.77.)$$

În aceste condiții sistemul de ecuații pentru generatorul sincron devine:

$$U_{d(p)} = -(0,017 + 0,0675 \cdot p) I_{d(p)} + 0,0675 \cdot I_{d(0)} + 19,56 \cdot I_{q(p)} + 0,0502 \cdot p \cdot I_{q(p)} - 0,0502 \cdot I_{q(0)} + 0,0487 \cdot p \cdot I_{dx(p)} - 0,0487 \cdot I_{dx(0)} - 14,57 \cdot I_{qx(p)} \quad (6.78.)$$

$$U_{q(p)} = -21,195 \cdot I_{d(p)} - (0,017 + 0,0623 \cdot p) \cdot I_{q(p)} + 0,0623 \cdot I_{q(0)} + 15,7628 \cdot I_{dx(p)} + 15,29 \cdot I_{dx(0)} + 0,0464 \cdot p \cdot I_{qx(p)} - 0,0464 \cdot p \cdot I_{qx(0)} \quad (6.79.)$$

$$\frac{100}{p} = -0,0502 \cdot p \cdot I_{d(p)} + 0,0502 \cdot I_{d(0)} + (1,97 + 0,0653 \cdot p) \cdot I_{dx(p)} - 0,0653 \cdot I_{dx(0)} + 0,0526 \cdot p \cdot I_{qx(p)} - 0,0526 \cdot I_{qx(0)} \quad (6.80.)$$

$$0 = -0,0487 \cdot p \cdot I_{d(p)} + 0,0487 \cdot I_{d(0)} + 0,0526 \cdot p \cdot I_{dx(p)} - 0,0526 \cdot I_{dx(0)} + (0,197 - 0,0606 \cdot p) \cdot I_{qx(p)} - 0,0606 \cdot I_{qx(0)} \quad (6.81.)$$

$$0 = -0,0464 \cdot p \cdot I_{q(p)} - 0,0464 \cdot I_{q(0)} + (0,81 + 0,0397 \cdot p) \cdot I_{dx(p)} - 0,0397 \cdot I_{dx(0)} \quad (6.82.)$$

În mod analog pentru motorul asincron se obține sistemul de ecuații:

$$U_{d(p)} = (0,19 + 0,073 \cdot p) \cdot I_{d(p)} - 0,073 \cdot I_{d(0)} - \omega \cdot 0,073 \cdot I_{q(p)} + 0,07143 \cdot p \cdot I_{dx(p)} - 0,07143 \cdot I_{dx(0)} + 0,07143 \cdot I_{qx(p)} - \omega \cdot 0,07143 \cdot I_{qx(p)} \quad (6.83.)$$

$$U_{q(p)} = \omega \cdot 0,073 \cdot I_{d(p)} + (0,19 - 0,073 \cdot p) \cdot I_{q(p)} - 0,073 \cdot I_{q(0)} + \omega \cdot 0,07143 \cdot I_{dx(p)} - 0,07143 \cdot I_{dx(0)} + p \cdot I_{qx(p)} - 0,07143 \cdot I_{qx(0)} \quad (6.84.)$$

$$0 = 0,07143 \cdot p \cdot I_{d(p)} - 0,07143 \cdot I_{d(0)} - (\omega - \omega_s) \cdot 0,07143 \cdot I_{q(p)} + (\beta + 0,073 \cdot p) \cdot I_{dx(p)} - 0,073 \cdot I_{dx(0)} - (\omega - \omega_s) \cdot 0,073 \cdot I_{qx(p)} \quad (6.85.)$$

$$0 = (\omega - \omega_s) \cdot 0,07143 \cdot I_{d(p)} + 0,07143 \cdot p \cdot I_{q(p)} - 0,07143 \cdot I_{q(0)} + (\omega - \omega_s) \cdot 0,073 \cdot I_{dx(p)} + (\beta + 0,073 \cdot p) \cdot I_{qx(p)} - 0,073 \cdot I_{qx(0)} \quad (6.86.)$$

6.4.1. Simularea regimului de pornire în sarcină

Condițiile inițiale în acest caz sunt:

$$\frac{\omega}{t} = 0 \quad (6.87.)$$

$$I_{d(0)} = I_{q(0)} = I_{dx(0)} = I_{qx(0)} = 0 \quad (6.88.)$$

Din ecuațiile (6.63.)-(6.67.) la $t=0$ se înlocuiește $p=0$ și se obțin celelalte condiții inițiale:

$$I_{dx(0)} = I_{qx(0)} = 0 \quad (6.89.)$$

$$U_{d(0)} = 0 \quad (6.90.)$$

$$I_{E(0)} = 50,7 \text{ A} \quad (6.91.)$$

$$U_{q(0)} = 15,7628 \cdot I_{E(0)} \quad (6.92.)$$

Algoritmul de calcul

1. Se rezolvă sistemul de ecuații (6.78.)-(6.86.) obținându-se transformatele Laplace pentru necunoscutele: I_d , I_q , I_{dx} , I_{qx} , I_E , U_d , U_q , $I_{q(0)}$, $I_{dx(0)}$ (date în programul "Simularea regimului de pornire în sarcină").
2. Se obțin funcțiile originale ale necunoscutelor de mai sus prin transformata LAPLACE inversă (în programul de calcul: invlaplace):

3. Se calculează cuplul la timpul $t = \frac{\text{timpul de pornire}}{\text{numar de intervale cu cuplu constant}}$; (se face ipoteza simplificatorie că în intervalul de timp t , cuplul nu se modifică)
4. Din ecuația mișcării se calculează pulsația unghiulară rotorică ω_r , pe baza relației:

$$\underbrace{0,14286 \cdot (I_r \cdot I_{dr} - I_d \cdot I_{qr})}_{\text{cuplul electromagnetic}} - \underbrace{0,0031 \cdot \omega_r^2}_{\text{cuplul rezistent}} = 26 \cdot \frac{\Delta \epsilon \omega_r}{t} \quad (6.93)$$

5. La această valoare a lui ω_r , se calculează mărimile electrice de bază (tensiuni, curenți), care vor fi noile condiții inițiale în sistemul de ecuații (6.78.)÷(6.86.).
6. Se rezolvă sistemul de ecuații în necunoscutele $I_d, I_q, I_o, I_a, I_\epsilon, U_d, U_q, I_{qr}, I_{dr}$ și calculele se reiau de la punctul 2 al algoritmului. Se obțin punctele $P_1 \div P_{10}$ din figura 6.14.

Exemplu: Se dau în continuare imaginile Laplace a curenților din motorul asincron:

- transformata Laplace a curențului I_d

$$I_{d(p)} = 0,2 \cdot 10^{27} (0,3875 \cdot 10^{32} p + 0,29 \cdot 10^{30} p^2 + 0,9 \cdot 10^{27} p^3 + 0,573 \cdot 10^{24} p^4 + 0,67 \cdot 10^{22} + 0,514 \cdot 10^{22} p^5 + 0,284 \cdot 10^{20} p^6) / A \quad (6.94.)$$

- transformata Laplace a curențului I_q are forma:

$$I_{q(p)} = 0,144 \cdot 10^8 (0,1098 \cdot 10^{26} p + 0,3 \cdot 10^{23} p^2 + 0,11 \cdot 10^{21} p^3 - 0,42 \cdot 10^{18} p^4 - 0,225 \cdot 10^{17}) \cdot (8100 + 397p) / A \quad (6.95.)$$

- transformata Laplace a curențului rotoric I_{qr} din mașina asincronă are expresia:

$$I_{qr(p)} = -0,77 \cdot 10^{13} (0,41 \cdot 10^{24} p + 0,86 \cdot 10^{22} p^2 + 0,47 \cdot 10^{19} p^3 - 0,869 \cdot 10^{17} p^4 - 0,3 \cdot 10^{15} p^5 + 0,48 \cdot 10^{24}) / A \quad (6.96.)$$

- transformata Laplace a curențului rotoric I_{dr} este următoarea:

$$I_{dr(p)} = -0,1428 \cdot 10^{12} (0,53 \cdot 10^{27} p + 0,4 \cdot 10^{25} p^2 + 0,122 \cdot 10^{23} p^3 + 0,78 \cdot 10^{20} p^4 - 0,929 \cdot 10^{18} + 0,694 \cdot 10^{17} p^5 + 0,38 \cdot 10^{15} p^6) / A \quad (6.97.)$$

unde:

$$A = 0,376 \cdot 10^{28} + 0,9668 \cdot 10^{34} p^2 + 0,6049 \cdot 10^{37} p + 0,549 \cdot 10^{33} p^3 - 0,21486 \cdot 10^{31} p^4 + 0,8878 \cdot 10^{28} p^5 + 0,11875 \cdot 10^{26} p^6 + 0,3978 \cdot 10^{23} p^7 \quad (6.98.)$$

Funcțiile originale se obțin printr-o transformată LAPLACE inversă (în limbajul din program: invlaplace).

Pentru curenții de mai sus se obțin următoarele funcții originale:

-pentru curențul statoric $i_{d(t)}$:

$$i_{d(t)} = 36,075 + 2,814 \cdot e^{-122,234t} - 13,69 \cdot e^{-117,78t} + 0,2 \cdot e^{-24,42t} \cdot \cos(308,33t) - 0,041 \cdot e^{-24,42t} \cdot \sin(308,33t) - 25,4 \cdot e^{-6,99t} + 0,00064 \cdot e^{-1,344t} \cdot \cos(313,97t) + 0,37 \cdot 10^{-5} \cdot e^{-1,344t} \cdot \sin(313,97t) \quad (6.99.)$$

-pentru curențul statoric $i_{q(t)}$:

$$i_{q(t)} = 0,699 - 25,124 \cdot e^{-122,234t} + 25,008 \cdot e^{-117,78t} - 0,238 \cdot e^{-24,42t} \cdot \cos(308,33t) - 0,4319 \cdot e^{-24,42t} \cdot \sin(308,33t) - 0,344 \cdot e^{-6,99t} - 0,00042 \cdot e^{-1,344t} \cdot \cos(313,97t) - 0,00146 \cdot e^{-1,344t} \cdot \sin(313,97t) \quad (6.100.)$$

-pentru curentul rotoric $i_{qr}(t)$:

$$i_{qr}(t) = -0,9928 + 24,63 * e^{-122,234t} - 24,43 * e^{-117,78t} + 0,24 * e^{-24,42t} * \cos(308,33t) + 0,463 * e^{-24,42t} * \sin(308,33t) + 0,5542 * e^{-6,98t} - 0,0000213 * e^{-1,34t} * \cos(313,97t) - 0,000586 * e^{-1,34t} * \sin(313,97t) \quad (6.101.)$$

-pentru curentul rotoric $i_{dr}(t)$:

$$i_{dr}(t) = -35,29 - 2,949 * e^{-122,234t} + 13,62 * e^{-117,78t} - 0,238 * e^{-24,42t} * \cos(308,33t) + 0,046 * e^{-24,42t} * \sin(308,33t) + 24,85 * e^{-6,98t} + 0,00138 * e^{-1,34t} * \cos(313,97t) - 0,000446 * e^{-1,34t} * \sin(313,97t) \quad (6.102.)$$

Împărțind procesul de pornire în intervale de timp de 10 secunde se obțin 10 puncte pentru cele 100 secunde cât durează practic procesul de pornire.

La sfârșitul primului interval de 10 secunde curenții au valorile:

$$i_{d(10)} = 36,075329 \text{ A} \quad (6.103.)$$

$$i_{q(10)} = 0,699954 \text{ A} \quad (6.104.)$$

$$i_{qr(10)} = -0,9928 \text{ A} \quad (6.105.)$$

$$i_{dr(10)} = -35,29 \text{ A} \quad (6.106.)$$

Prin înfășurările de amortizare curenții sunt foarte mici, constantele de timp pentru înfășurările de amortizare fiind mult mai mici decât celelalte constante.

După cele 10 secunde curenții prin înfășurările de amortizare sunt:

-curentul prin înfășurarea de amortizare după axa D:

$$i_{D(10)} = -0,1968 * 10^{-9} \text{ A} \quad (6.107.)$$

-curentul prin înfășurarea de amortizare după axa Q:

$$i_{Q(10)} = 0,25733 * 10^{-6} \text{ A} \quad (6.108.)$$

Se obține astfel caracteristica $\omega_r = f(t)$ la pornirea în sarcină, dată în figura 6.14.

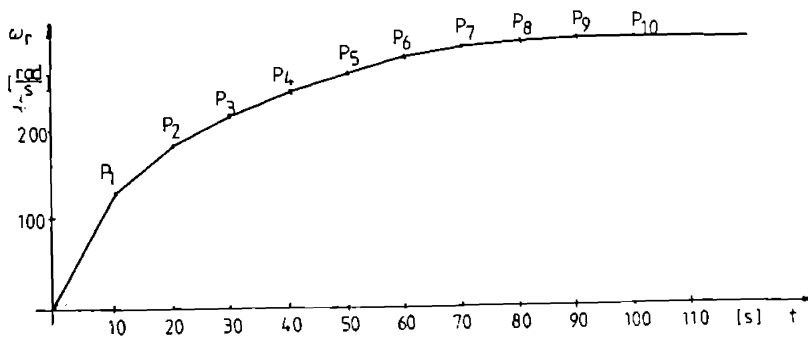


Fig.6.14. Procesul de pornire în sarcină liniarizat

Durata relativ mare a procesului de pornire(100 secunde) este determinată de masa navei care ajunge la viteza nominală după un timp de ordinul minutelor.

STRUKTURALE RESONANSI DE BORNARE
IN SARCINA

```
[ > lev:=0:
[ > idmv:=0:
[ > iqv:=0:
[ > iqmv:=0:
[ > idrv:=0:
[ > iqrv:=0:
[ > idv:=0:
[ > cm:=314:
[ > cmr:=10^(-10):
[ > p:='p':
[ > eq1:=ud=(0.017+0.0675*p)*(-id)-19.56*(-iq)+0.0502*p*ie+0.0487*p*id
m-14.57*iqm+0.675*idv-0.0502*iev-0.0487*idmv:
[ > eq2:=uq=21.195*(-id)+(0.017+0.0623*p)*(-iq)+15.7628*ie+15.29*idm+0
.0464*p*iqm+0.0623*iqv-0.0464*iqmv:
[ > eq3:=100/p=0.0502*p*(-id)+(1.97+0.0653*p)*ie+0.0526*p*idm+0.0502*i
dv-0.0653*iev-0.0526*idmv:
[ > eq4:=0=0.0487*p*(-id)+0.0526*p*ie+(0.197+0.0606*p)*idm+0.0487*idv-
0.0526*iev-0.0606*idmv:
[ > eq5:=0=0.0464*p*(-iq)+(0.81+0.0397*p)*iqm+0.0464*iqv-0.0397*iqmv:
[ > eq6:=ud=(0.19+0.073*p)*id-cm*0.073*iq+0.07143*p*idr-cm*0.07143*iqr
-0.073*idv-0.07143*idrv:
[ > eq7:=uq=cm*0.073*id+(0.19+0.073*p)*iq+cm*0.07143*idr+0.07143*p*iqr
-0.073*iqv-0.07143*iqrv:
[ > eq8:=0=0.07143*p*id-(cm-cmr)*0.07143*iq+(beta+0.073*p)*idr-(cm-cmr
)*0.073*iqr-0.07143*idv-0.073*idrv:
[ > eq9:=0=(cm-cmr)*0.07143*id+0.07143*p*iq+(cm-cmr)*0.073*idr+(beta+0
.073*p)*iqr-0.07143*iqv-0.073*iqrv:
[ > eq10:=beta=0.169287+0.0000978*(cm-cmr):
[ > solve({eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10},{ud,uq,id,iq,ie,id
m,iqm,idr,iqr,beta});
{ud=200.(.1563070659 1036 p + .2023216613 1034 p2 + .1247293383 1032 p3
+ .4672261374 1029 p4 + .1975824062 1027 p5 + .2681405618 1024 p6 + .8822078960 1021 p7
+ .2459947784 1037)/( %1 p), iq=.14400000 108 (.1098237308 1026 p + .3023374057 1022 p2
+ .1113402736 1021 p3 + .4227055796 1016 p4 + .2257576650 1027)(8100. + 397. p)/( %1 p),
uq=800.(.9598241414 1035 p + .7635635789 1033 p2 + .2456661439 1031 p3
+ .1442359618 1029 p4 + .1670032827 1037 + .1502869653 1026 p5 + .6934714843 1023 p6)/( %1
p), ie=.1000000 107 (.2783466761 1031 p + .2312483741 1031 p2 + .6837185532 1028 p3
+ .4551622371 1026 p4 + .1909649916 1034 + .4069324129 1023 p5 + .2254420466 1023 p6)/( p
%1), beta=.1999962000, idm=-.6000000 107 (.2906430577 1032 + .2528068156 1030 p
+ .7315489796 1027 p2 + .5033207050 1023 p3 + .4427545826 1022 p4 + .2500543034 1020 p5)/(
```

```

%l), idr = -.1428600000 1012 (.5303958407 1027 p + .4038964513 1025 p2
+ .1222389868 1023 p3 + .7840763438 1020 p4 + .9293319028 1020 + .6940392920 1017 p5
+ .3890575762 1015 p6) / (%l p), id = .2000000 107 (.3875190893 1032 p + .2962155618 1030 p2
+ .9003644685 1027 p3 + .5737637832 1025 p4 + .6785788105 1023 + .5144296868 1022 p5
+ .2840120307 1020 p6) / (%l p), iqm = .6681600000 1010 (.1098237308 1026 p
+ .3023374057 1022 p2 + .1113402736 1021 p3 + .4227055796 1016 p4 + .2257576650 1027) / (%l
), iqr = -.7714440000 1013 (.4117434580 1024 p + .8634130599 1022 p2 + .4706855576 1019 p3
+ .8698650663 1017 p4 + .3065097992 1013 p5 + .4841548970 1025) / (%l p))
%l := .3762010334 1030 + .9668244362 1035 p2 + .6049137788 1037 p + .5494857036 1033 p3
+ .2148617253 1031 p4 + .8878361893 1028 p5 + .1187571232 1026 p6 + .3978171039 1023 p7
> ud
:=200. * (.1563070659e36*p+.2023216613e34*p^2+.1247293393e32*p^3+.46
72261374e29*p^4+.1975824062e27*p^5+.2681405618e24*p^6+.8822078960e
21*p^7+.2459947784e37) / (.3762010334e30+.9668244362e35*p^2+.6049137
788e37*p+.5494857036e33*p^3+.2148617253e31*p^4+.8878361893e28*p^5+
.1187571232e26*p^6+.3978171039e23*p^7) / p;
> with(inttrans);
[addtable, fourier, fouriercos, fouriersin, hankel, hilbert, invfourier, invhilbert, invlaplace,
laplace, mellin]
> f1:=invlaplace(ud, p, t);
f1 := 13.07783640 + 24.54891370 e(-122.23442450619 t) 24.64984642 e(117.78847428692 t)
+ .2625260256 %2 cos(308.3317161 t) + .2144210240 %2 sin(308.3317161 t)
+ 160. / (.0006700656999 %2 cos(308.3317161 t) - .0008203938301 %2 sin(308.3317161 t))
+ 160. / (-.0006700656999 %2 cos(308.3317161 t) + .0008203938301 %2 sin(308.3317161 t))
- 8.804454910 e(-6.9614339487857 t) + .0002688637088 %1 cos(313.9762706 t)
+ .0008848111104 %1 sin(313.9762706 t)
+ 160. / (.276503472 10-5 %1 cos(313.9762706 t) - .84019909 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
+ 160. / (-.276503472 10-5 %1 cos(313.9762706 t) - .84019909 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
%l := e(-1.344223716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> iq :=
14400000. * (.1098237308e26*p+.3023374057e22*p^2+.1113402736e21*p^3+
.4227055796e16*p^4+.2257576650e27) / (.3762010334e30+.9668244362e35*
p^2+.6049137788e37*p+.5494857036e33*p^3+.2148617253e31*p^4+.887836
1893e28*p^5+.1187571232e26*p^6+.3978171039e23*p^7) * (8100. + 397. *p) /
p;
> f2:=invlaplace(iq, p, t);

```

```

f2 := .6999548568 - 25.12476019 e(-122.23442450619 t) - 25.00819911 e(-117.78847428692 t)
- .2382027011 %2 cos(308.3317161 t) - .4319785477 %2 sin(308.3317161 t) + 5.760000000
/ (-.03749813782 %2 cos(308.3317161 t) + .0206773178 %2 sin(308.3317161 t)) :
5.760000000 / (-.03749813782 %2 cos(308.3317161 t) - .0206773178 %2 sin(308.3317161 t))
- .3447642844 e(-6.9644338487857 t) - .0004267941120 %1 cos(313.9762706 t)
- .001463803338 %1 sin(313.9762706 t) + 5.760000000
/ (-.000127066262 %1 cos(313.9762706 t) + .0000370481 %1 sin(313.9762706 t)) +
5.760000000 / (.000127066262 %1 cos(313.9762706 t) - .0000370481 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(-1.344223716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> uq :=
800. * (.9598241414e35*p+.7635635789e33*p^2+.2456661439e31*p^3+.1442
359618e29*p^4+.1670032827e37+.1502869653e26*p^5+.6934714843e23*p^6
)/ (.3762010334e38+.9668244362e35*p^2+.6049137788e37*p+.5494857036e
33*p^3+.2148617253e31*p^4+.8878361893e28*p^5+.1187571232e26*p^6+.3
978171039e23*p^7)/p;
> f3:=invlaplace(uq,p,t);
f3 := 35.51362551 + 2.690427548 e(-122.23442450619 t) - 12.97009006 e(-117.78847428692 t)
- .2912511965 %2 cos(308.3317161 t) + .04795590688 %2 sin(308.3317161 t)
+ 800. / (.00002997244180 %2 cos(308.3317161 t) + .0001820319978 %2 sin(308.3317161 t))
+ 800.
/ (-.00002997244180 %2 cos(308.3317161 t) - .0001820319978 %2 sin(308.3317161 t))
- 24.94183999 e(-6.9644338487857 t) - .0008718118400 %1 cos(313.9762706 t)
+ .0002630260288 %1 sin(313.9762706 t)
+ 800. / (.164391268 10-6 %1 cos(313.9762706 t) - .5448824 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
+ 800. / (-.164391268 10-6 %1 cos(313.9762706 t) - .5448824 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(-1.344223716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> ie :=
1000000. /p*(.2783466761e33*p+.2312483741e31*p^2+.6837185532e28*p^3
+.4551622371e26*p^4+.1909649916e34+.4069328129e23*p^5+.2254420466e
21*p^6)/ (.3762010334e38+.9668244362e35*p^2+.6049137788e37*p+.54948
57036e33*p^3+.2148617253e31*p^4+.8878361893e28*p^5+.1187571232e26*
p^6+.3978171039e23*p^7);
> f4:=invlaplace(ie,p,t);
f4 := 50.76142133 + 8.363350770 e(-122.23442450619 t) 56.75999850 e(-117.78847428692 t)
+ .07083796520 %2 cos(308.3317161 t) - .03768724532 %2 sin(308.3317161 t) + 20000.

```

```

I(-.942181133 106 %2 cos(308.3317161 t) .177094913 105 %2 sin(308.3317161 t)) -
20000. I(.942181133 106 %2 cos(308.3317161 t) + .177094913 105 %2 sin(308.3317161 t))
- 2.435850244 e(-6.964433887857 t) + .0002386808000 %1 cos(313.9762706 t)
- .00006617723200 %1 sin(313.9762706 t)
+ 20000. I(-.16544308 108 %1 cos(313.9762706 t) - .596702 106 %1 sin(313.9762706 t))
+ 20000. I(.16544308 108 %1 cos(313.9762706 t) + .596702 106 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(1.344223716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> idm :=
-6000000. * (.2906430577e32 + .2528068156e30 * p + .7315489795e27 * p^2 + .503
3207050e25 * p^3 + .4427545826e22 * p^4 + .2500543034e20 * p^5) / (.3762010334
e38 + .9668244362e35 * p^2 + .6049137788e37 * p + .5494857036e33 * p^3 + .214861
7253e31 * p^4 + .8878361893e28 * p^5 + .1187571232e26 * p^6 + .3978171039e23 * p
^7) ;
> f5 := invlaplace(idm, p, t) ;
f5 := -.5133755270 e(-122.23442450619 t) + 39.35035444 e(-112.78647428692 t)
+ .1006206053 %2 cos(308.3317161 t) - .001497158400 %2 sin(308.3317161 t)
12000. I(.6238160 107 %2 cos(308.3317161 t) + .419252522 105 %2 sin(308.3317161 t))
- 12000. I(-.6238160 107 %2 cos(308.3317161 t) - .419252522 105 %2 sin(308.3317161 t))
- 34.31753309 e(-6.964433887857 t) + .0003133111200 %1 cos(313.9762706 t)
+ .00005714969520 %1 sin(313.9762706 t)
- 12000. I(-.23812373 108 %1 cos(313.9762706 t) + .1305463 107 %1 sin(313.9762706 t))
12000. I(.23812373 108 %1 cos(313.9762706 t) - .1305463 107 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(1.344223716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> idr :=
-.1428600000e12 * (.5303958407e27 * p + .4038964513e25 * p^2 + .1222389868e2
3 * p^3 + .7840763438e20 * p^4 + .9293319028e28 + .6940392920e17 * p^5 + .389057
5762e15 * p^6) / (.3762010334e38 + .9668244362e35 * p^2 + .6049137788e37 * p +
.5494857036e33 * p^3 + .2148617253e31 * p^4 + .8878361893e28 * p^5 + .118757123
2e26 * p^6 + .3978171039e23 * p^7) / p ;
> f6 := invlaplace(idr, p, t) ;
f6 := -.35.29080036 - 2.949612294 e(122.23442450619 t) + 13.62266016 e(-112.78647428692 t)
- .2385928561 %2 cos(308.3317161 t) + .04644347279 %2 sin(308.3317161 t) - 2857.200000
I(-.812744519 105 %2 cos(308.3317161 t) - .00004175291476 %2 sin(308.3317161 t))
2857.200000
I(.812744519 105 %2 cos(308.3317161 t) + 0.00004175291476 %2 sin(308.3317161 t))

```

```

+ 24.85495935 e(-6.9644338487857 t) + .001385996462 %1 cos(313.9762706 t)
- .0004461140552 %1 sin(313.9762706 t) - 2857.200000
f (.780683983 10-7 %1 cos(313.9762706 t) + .24254453 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
2857.200000
f (-.780683983 10-7 %1 cos(313.9762706 t) - .24254453 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(-1.344223716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> id :=
2000000. * (.3675190893e32*p+ .2962155618e30*p^2+ .9003644685e27*p^3+
.5737637832e25*p^4+ .6785788105e33+ .5144296868e22*p^5+ .2840120307e20
*p^6) / (.3762010334e38+ .9668244362e35*p^2+ .6049137788e37*p+ .5494857
036e33*p^3+ .2148617253e31*p^4+ .8878361893e28*p^5+ .1187571232e26*p^
6+ .3978171039e23*p^7) / p;
> f7 := invlaplace(id, p, t);
f7 := 36.07532943 + 2.814795514 e(-122.23442450619 t) - 13.69111926 e(-117.78847428592 t)
+ .2016340276 %2 cos(308.3317161 t) - .04125493680 %2 sin(308.3317161 t) + 2000.
f (-.00001031373420 %2 cos(308.3317161 t) - .0000504085069 %2 sin(308.3317161 t)) +
2000. f (.00001031373420 %2 cos(308.3317161 t) + .0000504085069 %2 sin(308.3317161 t))
- 25.40128660 e(-6.9644338487857 t) + .0006468864000 %1 cos(313.9762706 t)
+ .3705524000 10-3 %1 sin(313.9762706 t)
+ 2000. f (.926381 10-9 %1 cos(313.9762706 t) - .1617216 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
+ 2000. f (-.926381 10-9 %1 cos(313.9762706 t) + .1617216 10-6 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(-1.344223716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> iqm :=
6681600000. * (.1098237308e26*p+ .3023374057e22*p^2+ .1113402736e21*p^
3+ .4227055796e16*p^4+ .2257576650e27) / (.3762010334e38+ .9668244362e3
5*p^2+ .6049137788e37*p+ .5494857036e33*p^3+ .2148617253e31*p^4+ .8878
361893e28*p^5+ .1187571232e26*p^6+ .3978171039e23*p^7);
> f8 := invlaplace(iqm, p, t);
f8 := 35.24854614 e(-122.23442450619 t) + 35.35237588 e(-117.78847428592 t)
- .3120468245 %2 cos(308.3317161 t) - .4868977967 %2 sin(308.3317161 t) + 2672.640000
f (-.0000910892968 %2 cos(308.3317161 t) + .00005837801287 %2 sin(308.3317161 t)) -
2672.640000
f (.0000910892968 %2 cos(308.3317161 t) - .00005837801287 %2 sin(308.3317161 t))
+ .2088247136 e(-6.9644338487857 t) - .0006076299103 %1 cos(313.9762706 t)
.001671824795 %1 sin(313.9762706 t) + 2672.640000

```



```

I (.312766552 106 %1 cos(313.9762706 t) + .113675974 106 %1 sin(313.9762706 t)) -
2672.640000
I (.312766552 108 %1 cos(313.9762706 t) + .113675974 108 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(-1.3442237716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> iqr :=
-.7714440000e13 / (.3762010334e38 + .9668244362e35 * p2 + .6049137788e37 *
p + .5494857036e33 * p3 + .2148617253e31 * p4 + .8879361893e28 * p5 + .118757
1232e26 * p6 + .3978171039e23 * p7) * (.4117434580e24 * p + .8634130599e22 * p
2 + .4706855576e19 * p3 + .8698650663e17 * p4 + .3065097992e13 * p5 + .48415
48970e25) / p;
> f9 := invlaplace(iqr, p, t);
f9 := -.9928159606 + 24.63471795 e(-.12123442430619 t) - 24.43626814 e(.11778847426892 t)
+ .2401760529 %2 cos(308.3317161 t) + .4631705796 %2 sin(308.3317161 t) - 6(71.552000
I (-.00003752464369 %2 cos(308.3317161 t) + .00001945831882 %2 sin(308.3317161 t))
6171.552000
I (.00003752464369 %2 cos(308.3317161 t) - .00001945831882 %2 sin(308.3317161 t))
+ .5542114766 e(-.69644378487817 t) - .00002137921889 %1 cos(313.9762706 t)
.0005884932165 %1 sin(313.9762706 t) 6171.552000
I (.47677895 10-7 %1 cos(313.9762706 t) - .1732078 10-8 %1 sin(313.9762706 t)) -
6171.552000
I (.47677895 10-7 %1 cos(313.9762706 t) + .1732078 10-8 %1 sin(313.9762706 t))
%1 := e(-1.3442237716 t)
%2 := e(-24.42306687 t)
> t:=10;
> f1;
13.07783640 - 9662262358 10-107 /
> f2;
.6999548591 + .7189784168 10-107 /
> f3;
35.51362551 + .1261837962 10-106 /
> f4;
50.76142133 - .3241915156 10-107 /
> f5;
-.1968555698 10-9 - .4259243923 10-107 /
> f6;
-.35.29080036 + 1038452347 10-106 /

```

```
> f7;
36.07532943 - .8789250572 10-107 /
> f8;
.2573376267 10-8 + .9943446772 10-107 /
> f9;
-.9928159598 - .7065905056 10-107 /
>
```

6.4.2. Simularea modificării pasului elicei

În condițiile de mare agitată (gradul 5+6) se folosește aproximativ 50% din puterea disponibilă a sistemului de acționare pentru a avea o rezervă importantă de putere pentru manevre.

În această situație se modifică pasul elicei și astfel constanta din cuplul rezistent (relația 6.74) ia diverse valori în funcție de mărimea pasului elicei. Dacă inițial nava avea o viteză de marș nominală, la cuplul rezistent egal cu cuplul nominal al motorului asincron la turația nominală $n_N=1465$ rot/min, condițiile inițiale, în acest caz, sunt următoarele:

$$\omega_{r(t=0)} = 306,67 \text{ rad/s} \quad (6.109)$$

$$M_{emM A, (t=0)} = 293 \text{ N}\cdot\text{m} \quad (6.110)$$

Pentru curenți și tensiuni se obțin valorile inițiale din ecuațiile (6.67÷6.63, 6.69÷6.73), unde $p=0$ și deci se pot scrie relațiile:

$$I_{D(t=0)} = 0; I_{O(t=0)} = 0 \quad (6.111.)$$

$$U_{d(t=0)} = -0,017 \cdot I_d + 19,56 \cdot I_q \quad (6.112.)$$

$$U_{q(t=0)} = -21,195 \cdot I_d - 0,017 \cdot I_q + 15,7628 \cdot I_E \quad (6.113.)$$

$$100 = 1,97 \cdot I_E \quad (6.114.)$$

$$U_{d(t=0)} = 0,19 \cdot I_d - 22,92 \cdot I_q - 22,43 \cdot I_{dr} \quad (6.115.)$$

$$U_{q(t=0)} = 22,92 \cdot I_d + 0,19 \cdot I_q + 22,43 \cdot I_{dr} \quad (6.116.)$$

$$0 = -0,524 \cdot I_d + 0,17 \cdot I_{dr} - 0,53 \cdot I_{qr} \quad (6.117.)$$

$$0 = 0,524 \cdot I_d + 0,53 \cdot I_{dr} + 0,17 \cdot I_{qr} \quad (6.118.)$$

$$293 = 0,14286 \cdot (I_q \cdot I_{dr} - I_d \cdot I_{qr}) \quad (6.119.)$$

Sub o altă formă relațiile de mai sus ce conțin pe U_d și U_q se pot scrie astfel:

$$-0,017 \cdot I_d + 19,56 \cdot I_q = 0,19 \cdot I_d - 22,92 \cdot I_q - 22,43 \cdot I_{dr} \quad (6.120)$$

$$-21,195 \cdot I_d - 0,017 \cdot I_q + 800 = 22,92 \cdot I_d + 0,19 \cdot I_q + 22,43 \cdot I_{dr} \quad (6.121)$$

Aceste două relații cu relațiile (6.93) și (6.94) formează sistemul de ecuații în necunoscutele I_d, I_q, I_{dr}, I_{qr} la momentul inițial $t=0$. Acest sistem are forma:

$$\begin{cases} -0,207 \cdot I_d + 42,48 \cdot I_q + 22,43 \cdot I_{dr} = 0 & (6.122) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 44,115 \cdot I_d + 0,207 \cdot I_q + 22,43 \cdot I_{dr} = 800 & (6.123) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0,524 \cdot I_d - 0,17 \cdot I_{dr} + 0,53 \cdot I_{qr} = 0 & (6.124) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0,524 \cdot I_d + 0,53 \cdot I_{dr} + 0,17 \cdot I_{qr} = 0 & (6.125) \end{cases}$$

Soluțiile sistemului sunt:

$$I_d = \begin{vmatrix} 0 & 42,48 & 0 & 22,43 \\ 800 & 0,207 & 22,43 & 0 \\ 0 & 0,524 & -0,17 & 0,53 \\ 0 & 0 & 0,53 & 0,17 \end{vmatrix} = 30,783 \text{ A} \quad (6.126)$$

$$I_a = \frac{\begin{vmatrix} -0,207 & 0 & 0 & 22,43 \\ 44,115 & 800 & 22,43 & 0 \\ 0 & 0 & -0,17 & 0,53 \\ 0,524 & 0 & 0,53 & 0,17 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} -0,207 & 42,48 & 0 & 22,43 \\ 44,115 & 0,207 & 22,43 & 0 \\ 0 & 0,524 & -0,17 & 0,53 \\ 0,524 & 0 & 0,53 & 0,17 \end{vmatrix}} = 9,1589 \text{ A} \quad (6.127.)$$

$$I_{dr} = \frac{\begin{vmatrix} -0,207 & 42,48 & 0 & 22,43 \\ 44,115 & 0,207 & 800 & 0 \\ 0 & 0,524 & 0 & 0,53 \\ 0,524 & 0 & 0 & 0,17 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} -0,207 & 42,48 & 0 & 22,43 \\ 44,115 & 0,207 & 22,43 & 0 \\ 0 & 0,524 & -0,17 & 0,53 \\ 0,524 & 0 & 0,53 & 0,17 \end{vmatrix}} = -24,962 \text{ A} \quad (6.128.)$$

$$I_{qr} = \frac{\begin{vmatrix} -0,207 & 42,48 & 0 & 0 \\ 44,115 & 0,207 & 22,43 & 800 \\ 0 & 0,524 & -0,17 & 0 \\ 0,524 & 0 & 0,53 & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} -0,207 & 42,48 & 0 & 22,43 \\ 44,115 & 0,207 & 22,43 & 0 \\ 0 & 0,524 & -0,17 & 0,53 \\ 0,524 & 0 & 0,53 & 0,17 \end{vmatrix}} = -17,06 \text{ A} \quad (6.129.)$$

Condițiile inițiale fiind cunoscute, sistemul de ecuații (6.78.)-(6.86.) se rezolvă în necunoscutele: $I_{d(p)}$, $I_{q(p)}$, $I_{0(p)}$, $I_{0(r)}$, $I_{E(p)}$, $U_{d(p)}$, $U_{q(p)}$, $I_{q'(p)}$, $I_{dr(p)}$ și se obțin transformatele Laplace a acestor necunoscute.

Pe baza transformatelor Laplace se obțin funcțiile originale $i_{d(t)}$, $i_{q(t)}$, $i_{0(t)}$, $i_{0'(t)}$, $i_{E(t)}$, $u_{d(t)}$, $u_{q(t)}$, $i_{q'(t)}$, $i_{dr(t)}$.

Prin modificarea pasului elicei constanta 3.1 din relația (6.74) a cuplului rezistent devine 3,5 și astfel cuplul la arborele elicei se scrie sub forma:

$$M_{elice} = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot \omega_r^2 \quad (6.130.)$$

Turația la care se va stabili motorul este de 1433 rot/min corespunzătoare vitezei unghiulare $\omega_r = 300 \text{ rad/sec}$.

Procesul tranzitoriu este cu atât mai dur cu cât se modifică mai mult pasul elicei.

În mod normal, în exploatare, pasul elicei se modifică în și într-un timp relativ mare în raport cu constantele de timp electromagnetice ce intervin în ecuațiile procesului tranzitoriu

La generatorul sincron apare fenomenul de pendulare, amortizat rapid de curenții din colivia de amortizare(curenții I_D și I_Q). Se are în vedere la construcția acestor generatoare sincrone în varianta navală, o colivie de amortizare puternică după cele 2 axe (d și q), tocmai în vederea amortizării rapide a fenomenelor tranzitorii care apar în timpul funcționării sistemului electric de acționare.

În cele ce urmează se pot observa, din programul "SIMULAREA MODIFICĂRII PASULUI ELICEI" , funcțiile Laplace imagine și funcțiile originale ale variabilelor ce intervin în modelul d-q.

SIMULAREA MODIFICARII

PASULUI ELICEI

```

[ > iev:=50.76;
[ > idmv:=0;
[ > iqv:=9.1589;
[ > iqmv:=0;
[ > idrv:=-24.96;
[ > iqrv:=-17.06;
[ > idv:=30.783;
[ > om:=314;
[ > omr:=300;
[ > p:='p';
[ > eq1:=ud=(0.017+0.0675*p)*(-id)-19.56*(-iq)+0.0502*p*ie+0.0487*p*id
m-14.57*iqm+0.675*idv-0.0502*iev-0.0487*idmv;
[ > eq2:=uq=21.195*(-id)+(0.017+0.0623*p)*(-iq)+15.7628*ie+15.29*idm+0
.0464*p*iqm+0.0623*iqv-0.0464*iqmv;
[ > eq3:=100/p=0.0502*p*(-id)+(1.97+0.0653*p)*ie+0.0526*p*idm+0.0502*i
dv-0.0653*iev-0.0526*idmv;
[ > eq4:=0=0.0487*p*(-id)+0.0526*p*ie+(0.197+0.0606*p)*idm+0.0487*idv-
0.0526*iev-0.0606*idmv;
[ > eq5:=0=0.0464*p*(-iq)+(0.81+0.0397*p)*iqm+0.0464*iqv-0.0397*iqmv;
[ > eq6:=ud=(0.19+0.073*p)*id-om*0.073*iq+0.07143*p*idr-om*0.07143*iqr
-0.073*idv-0.07143*idrv;
[ > eq7:=uq=om*0.073*id+(0.19+0.073*p)*iq+om*0.07143*idr+0.07143*p*iqr
-0.073*iqv-0.07143*iqrv;
[ > eq8:=0=0.07143*p*id-(om-omr)*0.07143*iq+(beta+0.073*p)*idr-(om-omr
)*0.073*iqr-0.07143*idv-0.073*idrv;
[ > eq9:=0=(om-omr)*0.07143*id+0.07143*p*iq+(om-omr)*0.073*idr+(beta+0
.073*p)*iqr-0.07143*iqv-0.073*iqrv;
[ > eq10:=beta=0.169287+0.0000978*(om-omr);
[ > solve({eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8,eq9,eq10},{ud,uq,id,iq,ie,i
dm,iqm,idr,iqr,beta});
[ > with(inttrans):
[ > ud;
.1000000000 106 (.2963523761 1044 p + .3479177640 1043 p2 + .2652716388 1036 p6
+ .3819847771 1033 p7 + .9914143564 1044 + .2127625812 1042 p3 + .4566007007 1040 p4
+ .8174571251 1030 p8 + .5265124474 1038 p5) / (p (.8357733810 1035 + .1808315925 1033 p
+ .1442154599 1034 p2 + .3978171039 1023 p7 + .1170420416 1026 p6 + .8083195680 1032 p3
+ .1076145106 1031 p4 + .4928185684 1028 p5))
[ > f1:=invlaplace(ud,p,t);
f1 := 2.054856659 Dirac(t) + 118.6223896 - 334.8944842 e(-134.09741923453 t)
+ 4.072261298 e(-117.58530642648 t) + 472.4601904062 cos(310.7241724 t)

```

```

+ 864.2478990 %2 sin(310.7241724 t)
+ 1. / (432.1239495 %2 cos(310.7241724 t) - 236.2300902 %2 sin(310.7241724 t))
+ 1. / (-432.1239495 %2 cos(310.7241724 t) + 236.2300902 %2 sin(310.7241724 t))
+ 4.260115804 e(-7.2920082062391 t) + 91.12075291 %1 cos(12.39019630 t)
+ 59.64643358 %1 sin(12.39019630 t)
+ 1. / (29.82321679 %1 cos(12.39019630 t) - 45.56037645 %1 sin(12.39019630 t))
+ 1. / (-29.82321679 %1 cos(12.39019630 t) + 45.56037645 %1 sin(12.39019630 t))
%I := e(-5.953319038 t)
%2 := e(-11.66255522 t)
> id;
.001000000000 (.2754126102 1029 p7 + .7427284474 1031 p6 + .6624724298 1033 p5
+ .4215677524 1035 p4 + .2953451419 1037 p3 + .5906182474 1038 p2 + .6897819108 1039 p
+ .2853080637 1040) / (p (.8357733810 1035 + .1808315925 1035 p + .1442154599 1034 p2
+ .3978171039 1023 p7 + .1170420416 1026 p6 + .8083195680 1032 p3 + .1076145106 1031 p4
+ .4928185684 1028 p5))
> f2:=invlaplace(id,p,t);
f2 := 34.13701252 - 22.70734770 e(-134.09741923455 t) + 15.19797874 e(-117.58550647648 t)
+ 665.4916390 %2 cos(310.7241724 t) - 34.20751696 %2 sin(310.7241724 t)
+ 2000. / (-.008551879238 %2 cos(310.7241724 t) - .1663729098 %2 sin(310.7241724 t))
+ 2000. / (.008551879238 %2 cos(310.7241724 t) + .1663729098 %2 sin(310.7241724 t))
+ 1.230122833 e(-7.2920082062391 t) - 1.039780016 %1 cos(12.39019630 t)
+ 12.21733522 %1 sin(12.39019630 t)
+ 2000. / (.003054333804 %1 cos(12.39019630 t) + .0002599450041 %1 sin(12.39019630 t))
+ 2000. / (-.003054333804 %1 cos(12.39019630 t) - .0002599450041 %1 sin(12.39019630 t))
%1 := e(-5.953319038 t)
%2 := e(-11.66255522 t)
> iq;
.0001000000000 (.6224094389 1039 p - .3057199694 1038 p2 - .2078923754 1033 p6
+ .3643567073 1028 p7 + .5093377267 1040 - .7694596709 1037 p3 - .9293204332 1036 p4
- .3183244358 1033 p5) / (p (.8357733810 1035 + .1808315925 1035 p + .1442154599 1034 p2
+ .3978171039 1023 p7 + .1170420416 1026 p6 + .8083195680 1032 p3 - .1076145106 1031 p4
+ .4928185684 1028 p5))
> f3:=invlaplace(iq,p,t);
f3 := -6.094208529 + 551.7981761 e(-134.09741923455 t) - 6.160412041 e(-117.58550647648 t)
- 548.2816487 %2 cos(310.7241724 t) - 342911 %2 sin(310.7241724 t)

```

```

+ 10. / (-73.75714556 %2 cos(310.7241724 t) + 27.41408244 %2 sin(310.7241724 t))
+ 10. / (73.75714556 %2 cos(310.7241724 t) - 27.41408244 %2 sin(310.7241724 t))
+ .1476962821 e(-7.2920082062591 t) + 5.560879806 %1 cos(12.39019630 t)
- .3808965857 %1 sin(12.39019630 t)
+ 10. / (-.01904482929 %1 cos(12.39019630 t) - .2780439903 %1 sin(12.39019630 t))
+ 10. / (.01904482929 %1 cos(12.39019630 t) + .2780439903 %1 sin(12.39019630 t))
%1 := e(-5.955319038 t)
%2 := e(-11.66255522 t)
> idm;
.002000000000 (.4845097635 1017 p + .1480427951 1016 p2 + .5964368420 1028 p6
+ .2373380188 1034 p9 + .1764574441 1033 p4 + .1999520585 1031 p3 + .3463276216 1028) / (
.8357733810 1013 + .1808315925 1033 p + .1442154599 1034 p2 + .3978171039 1023 p7
+ .1170420416 1026 p6 + .8083195680 1032 p3 + .1076145106 1031 p4 + .4928185684 1028 p3)
> f4:=invlaplace(idm,p,t);
f4 := 17.68382481 e(-134.09741923455 t) - 44.76648644 e(-117.58550642648 t)
+ 324.5104958 %2 cos(310.7241724 t) + 42.12328556 %2 sin(310.7241724 t)
+ 4000. / (.005265410695 %2 cos(310.7241724 t) - .04056381198 %2 sin(310.7241724 t))
+ 4000. / (-.005265410695 %2 cos(310.7241724 t) + .04056381198 %2 sin(310.7241724 t))
+ 1.608895727 e(-7.2920082062591 t) + .8180707932 %1 cos(12.39019630 t)
+ 10.01586088 %1 sin(12.39019630 t)
+ 4000. / (.001251982610 %1 cos(12.39019630 t) - .0001022588491 %1 sin(12.39019630 t))
+ 4000. / (-.001251982610 %1 cos(12.39019630 t) + .0001022588491 %1 sin(12.39019630 t))
%1 := e(-5.955319038 t)
%2 := e(-11.66255522 t)
> iqm;
-.09280000000 (.5606601370 1035 p + .1581103427 1036 + .7292659235 1034 p2
+ .5745397141 1033 p3 + .3529005891 1032 p4 + .2631792843 1030 p5) / (.8357733810 1033
+ .1808315925 1033 p + .1442154599 1034 p2 + .3978171039 1023 p7 + .1170420416 1026 p6
+ .8083195680 1032 p3 + .1076145106 1031 p4 + .4928185684 1028 p3)
> f5:=invlaplace(iqm,p,t);
f5 := 760.6573963 e(-134.09741923455 t) - 8.711701403 e(-117.58550642648 t)
- 752.7496458 %2 cos(310.7241724 t) - 1678.870221 %2 sin(310.7241724 t) - 928000.
/ (.0009045636963 %2 cos(310.7241724 t) - .0004055763178 %2 sin(310.7241724 t)) -
928000.
/ (-.0009045636963 %2 cos(310.7241724 t) + .0004055763178 %2 sin(310.7241724 t))

```



```

...09600809795 e(-7.2920082062591 t) + .8999589961 %o1 cos(12.39019630 t)
- 4.618489502 %l sin(12.39019630 t) - 928000.
I (.2488410292 10-5 %l cos(12.39019630 t) + .4848917005 10-6 %o1 sin(12.39019630 t))
928000.
I (-.2488410292 10-5 %l cos(12.39019630 t) - .4848917005 10-6 %o1 sin(12.39019630 t))
%l := e(-5.955319038 t)
%o2 := e(-11.66255522 t)
> idr;
-.01000000000 (.2674362367 1028 p7 + .7149132225 1030 p6 + .6074226352 1032 p5
+ .3552073157 1034 p4 + .2618759202 1036 p3 + .5695449547 1037 p2 + .6600133753 1038 p
+ .2635025600 1039) / (p (.8357733810 1035 + .1808315925 1035 p + .1442154599 1031 p2
+ .3978171039 1023 p7 + .1170420416 1026 p6 + .8083195680 1032 p3 + .1076145106 1031 p4
+ .4928185684 1028 p5))
> f6:=invlaplace(idr,p,t);
f6 := -31.52799144 + 23.61533072 e(-134.09741923455 t) - 15.18302409 e(117.58550642648 t)
- 650.9223848 %o2 cos(310.7241724 t) + 38.88401382 %o2 sin(310.7241724 t)
1000. I (-.01944200691 %o2 cos(310.7241724 t) - .3254611924 %o2 sin(310.7241724 t))
- 1000. I (.01944200691 %o2 cos(310.7241724 t) + .3254611924 %o2 sin(310.7241724 t))
- 1.245430376 e(-7.2910082062591 t) + 3.004227843 %o1 cos(12.39019630 t)
- 16.66819749 %l sin(12.39019630 t)
- 1000. I (.008334098747 %o1 cos(12.39019630 t) + .001502113922 %o1 sin(12.39019630 t))
- 1000. I (-.008334098747 %o1 cos(12.39019630 t) - .001502113922 %o1 sin(12.39019630 t))
%l := e(-5.955319038 t)
%o2 := e(-11.66255522 t)
> iqr;
-.01000000000 (.1907305464 1028 p + .1211845018 1027 p2 - .2024605719 1021 p6
+ .6786759792 1024 p7 + .9383868584 1024 + .1562189437 1013 p3 - .7457364709 1024 p4
- .3025885813 1033 p3) / (p (.8357733810 1035 + .1808315925 1035 p + .1442154599 1031 p2
+ .3978171039 1023 p7 + .1170420416 1026 p6 + .8083195680 1032 p3 + .1076145106 1031 p4
+ .4928185684 1028 p5))
> f7:=invlaplace(iqr,p,t);
f7 := -11.22776676 + 549.3621312 e(-134.09741923455 t) + 6.112304834 e(117.58550642648 t)
+ 547.7047222 %o2 cos(310.7241724 t) + 1439.705909 %o2 sin(310.7241724 t)
- 160. I (-4.499080967 %o2 cos(310.7241724 t) + 1.711577257 %o2 sin(310.7241724 t))

```

```

- 160. / (4.499080967 %2 cos(310.7241724 t) - 1.731577257 %2 sin(310.7241724 t))
- .3307320827 e(-7.2920082062391 t) - 9.956396882 %1 cos(12.39019630 t)
- 2.163870086 %1 sin(12.39019630 t)
- 160. / (.006762094019 %1 cos(12.39019630 t) - .03111374026 %1 sin(12.39019630 t))
- 160. / (-.006762094019 %1 cos(12.39019630 t) + .03111374026 %1 sin(12.39019630 t))
%1 := e(-5.955319038 t)
%2 := e(-11.66253322 t)
> t:=1;
t := 1
> f1;
118.8289834 + .24 10-10 t
> f2;
34.12407634 + .6 10-12 t
> f3;
6.109517336
> f4;
-.003936572610 - .24 10-11 t
> f5;
.006351513748 - .4 10-11 t
> f6;
-31.50813907 + .31 10-11 t
> f7;
-11.25334458
> t:=2;
> f1;
118.6228279 + .613 10-14 t
> f2;
34.13697824 + .101 10-14 t
> f3;
6.094244573 - .33 10-15 t
> f4;
-.00001729976009 + .1040 10-14 t
> f5;
.00001636130640 - .121 10-14 t
> f6;
-31.52793447 - .321 10-14 t
> f7;

```

```

> t:=0.1;
> f1;
-11.22782470 + .362 1014 /

> f2;
216.0353264

> f3;
239.7099762 · 1 107 /

> f4;
.9126030776

> f5;
96.91225559

> f6;
-46.94585240

> f7;
-235.2924627

> t:=0.5;
t := .5

> f1;
120.3761038 - .5 109 /

> f2;
33.87541631

> f3;
10.89906056

> f4;
-.2228996255

> f5;
5.260203768

> f6;
-31.16705996

> f7;
-16.14580013

> t:=4;
t := 4

> f1;
118.6223896 - .115378597 1018 /

> f2;
34.13701252 + .49570334 1019 /

> f3;
6.094208529

```

> F4;	$-.2643981079 \cdot 10^{-9} + .327561792 \cdot 10^{-19} I$
> F5;	$.1659763214 \cdot 10^{-9} + .974894 \cdot 10^{-21} I$
> F6;	$31.52799144 + .8535639 \cdot 10^{-20} I$
> F7;	$11.22776676 - .17261232 \cdot 10^{-19} I$
>	

În figurile 6.15. și 6.16. se dau formele de variație pentru curenții din colivia de amortizare:

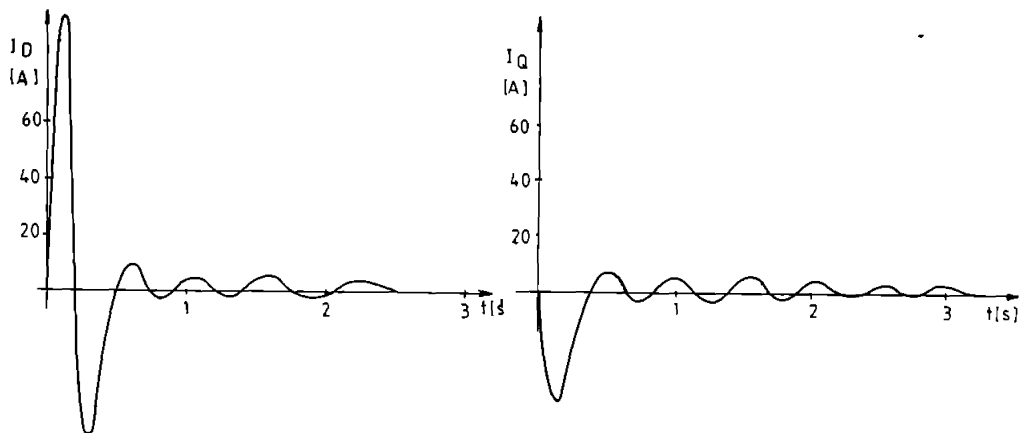


Fig.6.15. Curentul din colivia de amortizare după axa d

Fig.6.16. Curentul din colivia de amortizare după axa q

Se observă durata relativ mică (aprox. 1sec.) a procesului tranzitoriu din colivia de amortizare. În această perioadă scurtă de timp, totuși, curenții în colivia de amortizare ating valori importante.

În figura 6.17. și 6.18. sunt dați curenții statorici I_d , I_q din modelul generatorului sincron și a motorului asincron:

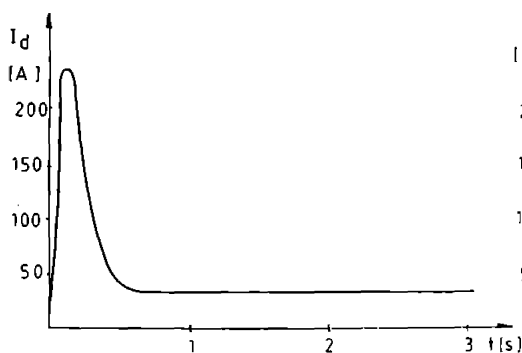


Fig.6.17. Variația curentului I_d în timp

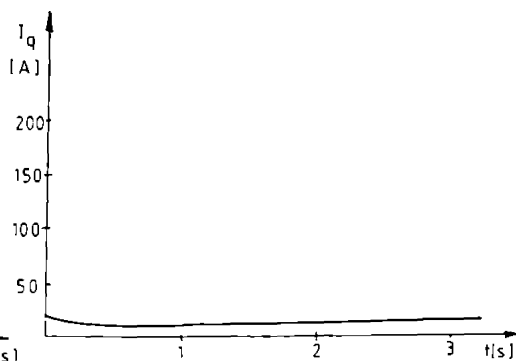


Fig.6.18. Variația curentului I_q în timp

Referitor la cei doi curenți, procesul tranzitoriu este mai lung (de ordinul secundelor), ca și la curenții rotorici I_{dr} , I_{qr} ai motorului asincron reprezentați în figurile 6.19. și 6.20.:

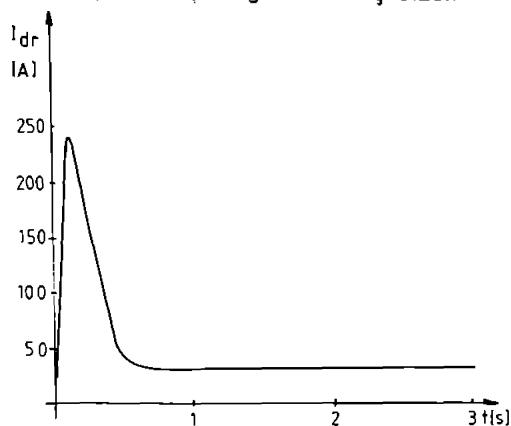


Fig.6.19. Variația curentului rotoric I_{dr}

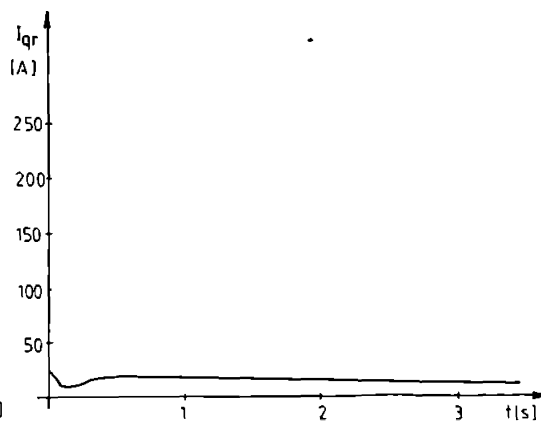


Fig.6.20. Variația curentului rotoric I_{qr}

În figura 6.21. se dă forma de variație a tensiunii U_d de la bornele statorice ale modelului.

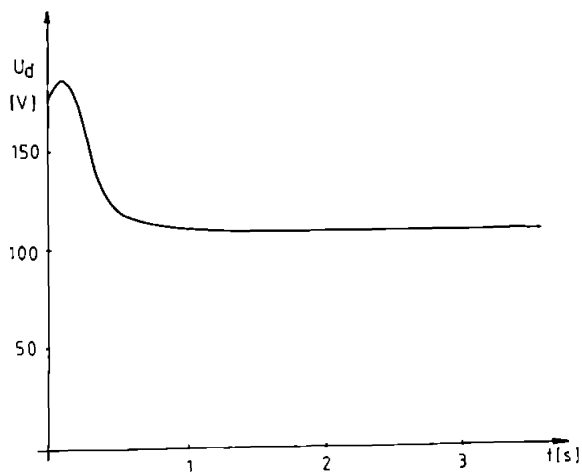


Fig 6.21. Variația tensiunii U_d

În prima secundă a procesului tranzitoriu tensiunea statorică U_d suferă un salt, stabilizându-se apoi la valoarea staționară.

6.4.3. Simularea proceselor tranzitorii din motorul asincron

Analiza mai în detaliu a comportării motorului asincron este prezentată în continuare pentru a putea observa mai bine cum apar șocurile, durata și valoarea lor (curent, cuplu, turație).

În figura 6.22. la o pornire în gol se pot trage următoarele concluzii:

1) în primele 3 secunde amplitudinea curentului statoric crește foarte mult, după care se atenuează, procesul tranzitoriu, din acest punct de vedere considerându-se încheiat după aproximativ 5 s.

2) în zona celor 5 secunde de la pornire turația prezintă la început oscilații pronunțate după care ea se stabilizează la turația de gol.

3) oscilațiile turației în timpul procesului tranzitoriu de pornire sunt cu atât mai reduse cu cât este mai mică rezistența rotorică.

Evident, procesul de pornire este influențat sensibil de valoarea momentului de inerție a rotorului motorului asincron. Diferențele între diversele momente de inerție ale motoarelor fabricate de forme diferite sunt însă mici și în general o mașină de o anumită putere are cam același moment de inerție indiferent de fabricant.

În figura 6.23 este simulată o pornire în sarcină. În acest caz procesul tranzitoriu prezintă următoarele particularități:

1) oscilațiile turației sunt mai pronunțate din cauza oscilațiilor mari ce apar la cuplul electromagnetic;

2) procesul tranzitoriu din punct de vedere a curentului, cuplului și turației se încheie în aproximativ 10 secunde;

3) șocurile mari la curent și cuplu apar în primele 5 secunde.

În figura 6.24 se prezintă o cuplare în sarcină a motorului asincron urmată de o creștere a cuplului rezistent de 4 ori cuplu inițial după 8 secunde de la pornire. În acest caz durata procesului tranzitoriu se întinde până la aproximativ 15 secunde.

Șocurile mari pentru curent și cuplu apar la începutul procesului tranzitoriu. În figura 6.25 este dată reversarea turației la un motor asincron în plină sarcină. În acest caz procesul tranzitoriu durează aproximativ 20 secunde. Vârful cele mai pronunțate se observă că apar la curent și cuplu în momentul reversării.

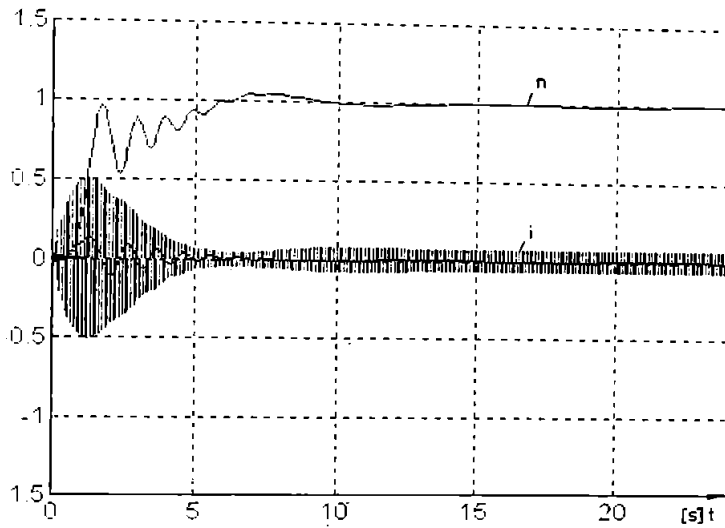


Fig.6.22 Pemire motor asincron in gol

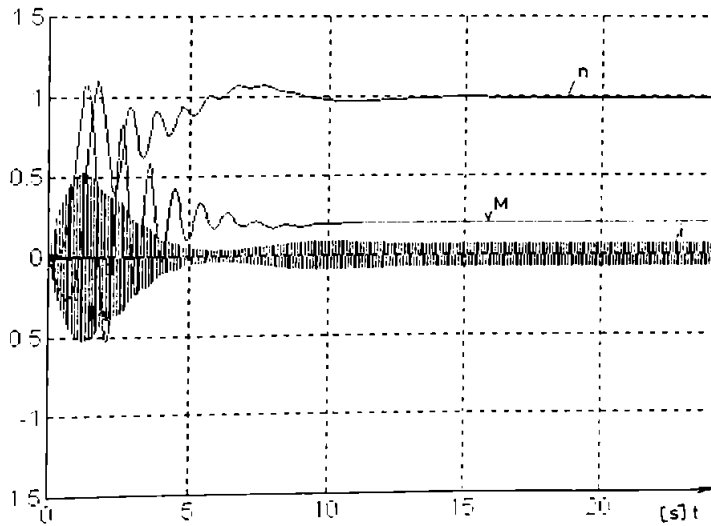


Fig.6.23 Pemire motor asincron in sarcina

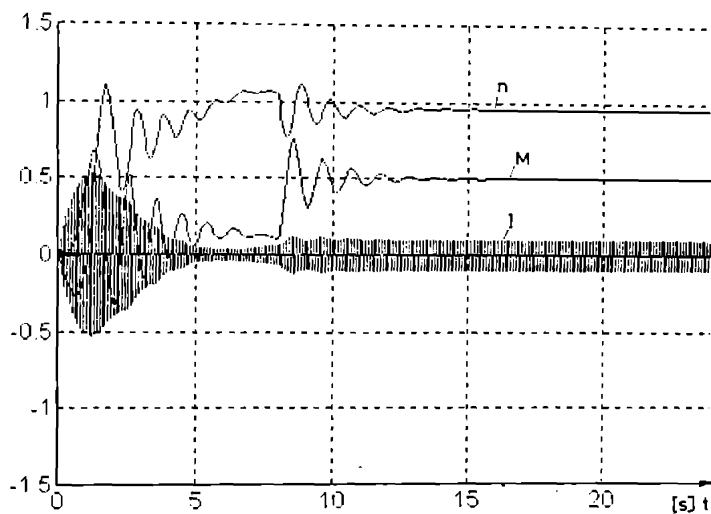


Fig.6.24 Pornirea motorului asincron in sarcina cu o crestere a cuplului rezistent de 4 ori dupa 8 secunde frecventa fiind de 50 HZ

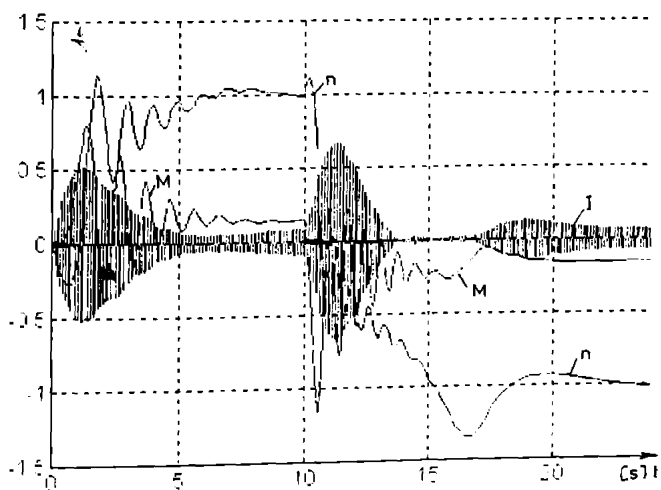


Fig.6.25 Reversarea turatiei la motorul asincron in plina sarcina

CAPITOLUL 7

CONCLUZII GENERALE

Lucrarea de față încearcă să se constituie într-o abordare specifică și unitară a propulsiei navale folosind un motor electric alimentat de la un sistem flexibil cu largi posibilități de modificare a vitezei de marș a navei.

Prezentate și motivate, soluțiile adoptate au fost calculate având în vedere un propulsor naval de medie putere.

Metoda de modificare a vitezei motorului asincron comandat la $U/f=ct$, prin intermediul unui convertor de tensiune realizat cu tranzistoare I.G.B.T. a suscitat un interes deosebit din partea companiilor de navigație C.N.M. NAVROM, C.N.M. ROMLINE și C.N.M. PETROMIN CONSTANȚA. La testările făcute în laboratorul de mașini electrice din Academia Navală "Mircea cel Bătrân" Constanța participând și reprezentanții acestor companii.

Datorită avantajelor ansamblului convertor-motor reieșite cu ocazia testărilor, s-a apreciat de către specialiștii companiilor respective utilitatea unui astfel de echipament în instalațiile ce necesită frecvente schimbări de turată și sens, asigurându-se și o protecție sporită a elementului de execuție.

În acest sens, în afara aplicației prezentate în lucrare, companiile de navigație menționate sunt interesate în extinderea domeniului de utilizare a metodei de modificare a vitezei la instalații ce pun probleme în exploatare ca: S.A.E. a vinciului de ancoră, cabertanului, vinciului de încărcare-descărcare, pompelor de mare debit de la tancurile petroliere etc.

În vederea rezolvării acestor probleme s-au încheiat contracte de cercetare științifică între cele trei companii de navigație menționate și catedra de Mașini Electrice din Academia Navală Constanța.

Pe parcursul elaborării tezei de doctorat, după părerea autorului, au fost rezolvate următoarele probleme cu accentuat caracter de originalitate:

- În primele 4 capitole pe baza unei vaste literaturi de specialitate se scot în evidență avantajele și dezavantajele fiecărei soluții folosite în acționări electrice navale;
- studiile comparative se finalizează cu recomandarea unei soluții optime pentru aplicația dată;
- studiul influenței armonicilor asupra performanțelor motorului asincron este realizat într-o manieră proprie pe baza unei teorii integral puse la punct de către autor;
- sunt date armonicile cele mai semnificative care rotesc în sens direct și în sens invers și se fac calcule pe motorul ce echipează propulsorul naval;
- pe baza rezultatelor teoretice anterior obținute sunt calculate cuplurile parazite de tip asincron și sincron;
- încercarea modelului experimental a confirmat în limitele ingineresti teoria anterior prezentată;
- la calculul performanțelor sistemului electric de acționare s-au considerat parametrii rotorici variabili cu turata;
- determinarea parametrilor modelelor dq pentru generatorul sincron și motorul asincron s-a făcut experimental de către autor pe ștandurile de probă de la "Electomotor" Timișoara, "Aversa" S.A. București și Academia Navală Constanța.

- asamblarea modelelor s-a făcut pe un program de simulare pentru calculul performanțelor în regim staționar și tranzitoriu;
- s-a analizat regimul de avarie care poate apare în condiții specifice acționărilor navale;
- în cazul acestui regim s-au stabilit limitele la care se poate ajunge pentru viteza maximă și minimă de înaintare;
- s-au dat caracteristicile motorului de acționare obținute cu ajutorul acestui program de simulare.

Având în vedere literatura de specialitate din țară și străinătate și aceste contribuții originale ale autorului, se consideră că s-a obținut rezolvarea unei teme concrete din domeniul naval.

Desigur autorul este conștient de faptul că problematica pusă în discuție va evolua în timp, având în vedere și alte soluții pe care la va oferi electronica de putere.

BIBLIOGRAFIE

- A.1. ATANASIU GHE. - MAȘINI ELECTRICE - Litografia U.T.Timișoara, vol.1 1994
- A.2. ATANASIU GHE., SORAN I. - TRANSFORMATORUL ELECTRIC CONȘTRUCȚIE ȘI PROIECTARE- Litografia U.T.Timișoara, 1971
- A.3. ALEXA D., HRUBARU O. - APLICAȚII ALE CONVERTOARELOR STATICE DE PUTERE-Editura Tehnică, București, 1989
- A.4. ALEXA D., MICU D. - INVERTOARE ȘI REDREȘOARE CU PARAMETRII ENERGETICI RIDICAȚI- Editura Tehnică, București, 1986
- A.5. APPELTON A.D. ș.a. - SUPERCONDUCTING MACHINES AND DEVICES-LARGE SYSTEMS APPLICATIONS, Edited by S.Foner & B.B.Schwartz, Cambridge, Massachusetts, 1973
- A.6. ADKINS B. - THE GENERAL THEORY OF ELECTRICAL MACHINES- John Wiley & Sons New York, 1959
- A.7. ABBOS M., NOVOTNY D. - THE STATOR VOLTAGE-CONTROLLED SOURCE INVERTER INDUCTION MOTOR DRIVE, IEEE 3/1982
-
- B.1. BARRÉT PH. - REGIMES TRANSITOIRES DES MACHINES TOURNANTES ELECTRIQUES Ed. Eyrolles, Paris, 1982
- B.2. BOLDEA I., ATANASIU GHE. - ANALIZA UNITARĂ A MAȘINILOR ELECTRICE Ed.Academiei, București, 1983
- B.3. BOLDEA I. - PARAMETRII MAȘINILOR ELECTRICE- Ed. Academiei, București, 1991
- B.4. BABESCU M. - DETERMINAREA CARACTERISTICII MECANICE LA MOTOĂRELE ASINCRONE CU EFECT PELICULAR - Buletinul științific al I.P.T. Timișoara T25(40), F2, 1981, pag 59-65
- B.5. BOLDEA I. - TRANSFORMATOARE ȘI MAȘINI ELECTRICE - E.D.P.-R.A., București, 1994
- B.6. BĂLĂ C. - MAȘINI ELECTRICE - Ed. Did. și Ped., București, 1979
- B.7. BIRO K., VIOREL I.A. - ON THE SYNCHRONOUS MACHINE DYNAMIC BEHAVIOUR MODELLING. PROC. OF ICEM, 1994, VOL.II
- B.8. BODEFILD TH., SEQUENZ H. - ELECTRISCHE MASCHINEN - Wien, Springer-Verlag, 1962
-
- C.1. CĂLUIANU D. ș.a. - INSTALAȚII ELECTRICE LA BORDUL NAVEI - Ed.Tehnică, București 1991
- C.2. CĂMPEANU A. - MAȘINI ELECTRICE-PROBLEME FUNDAMENTALE- Ed.Scrisul Românesc Craiova, 1988
- C.3. CECUNOV K.A. - SUDOVIE ELECTROPRIVODÍ I ELECTRODVIJENIE SUDOV-SUDOSTROENIE, Leningrad, 1976
- C.4. CIOC, BICHIR, CRISTEA - MAȘINI ELECTRICE-ÎNDRUMAR DE PROIECTARE, Vol.II, Ed.Scrisul Românesc, Craiova, 1975
- C.5. CENTEA O., NOVAC I. - MAȘINI ELECTRICE-PROBLEME-Litografia I.P.T., Timișoara, 1957
- C.6. CORNELL E., LIPO T.A. - MODELING AND DESIGN OF CONTROLLED CURRENT INDUCTION DRIVE SYSTEMS. IEEE 13/1977
-
- D.1. DAVIDOVICI I. - PARAMETRII MAȘINILOR ELECTRICE DE CURENT ALTERNATIV Ed.Tehnică, București, 1968
- D.2. DORDEA T. - PROIECTAREA ȘI CONȘTRUCȚIA MAȘINILOR ELECTRICE- Litografia I.P.Timișoara, 1981
- D.3. DREESE E.E. - SYNCHRONOUS MOTOR EFFECTS IN INDUCTION MACHINES- A.I.E.E. TRANS. 1931, 49, pag.1033-1042

- D.4. DORDEA T. - MAȘINI ELECTRICE - Ed.Did.și Ped., București, 1977
D.5. DE SABATA I. - BAZELE ELECTROTEHNICII - Litografia I.P.Timișoara, 1974
D.6. DRĂGĂNESCU O. - ÎNCERCĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE -
Ed.Tehnică București, 1987
D.7. DADE T.B. - ADVANCED ELECTRIC PROPULSION POWER GENERATION AND
POWER DISTRIBUTION - Naval Engineers Jurnal, March 1994,
pag.83-92
D.8. DHERS J. - VITESSE VARIABLE DES MACHINES A INDUCTION STRUCTURE
DES CONVERTISSEURS ET COMMANDE VECTORIELLE - R.G.E.
nr.5/05.92
D.9. DOYLE T.J.,ș.a. - PROPULSION POWERS ELECTRIC GUNS.A COMPARISON OF
POWER SYSTEM ARCHITECTURES, Naval Engineers Jurnal,
05.1992,pag.65-73
D.10. DONALD A. - EQUALIZED JUNCTION IS THE KEY IN PARALLELED I.G.Ø.T.
RELIABILITY International Rectifier, El Segundo, California, P.C.I.M.,
11.1994
-

- F.1. FEETE M. - MODELING OF SYNCHRONOUS MACHINES FOR STABILITY STUDIES -
Univ. of Paderborn, Dept.of El.Eng. /1995
F.2. FRANSUA AL. - MAȘINI ȘI SISTEME DE ACȚIONĂRI ELECTRICE - Ed.Tehnică,
București, 1978
F.3. FREIDZON I.R. - SUDOVĬE AVTOMATIZIROVANNĬE ELECTROPRIVODĬ SISTEMĬ
Izdatel'sivo Sudostroenie, Leningrad, 1974
-

- G.1. GALAN N.,ș.a. - MAȘINI ELECTRICE - Ed.Did.și Ped., București, 1981
G.2. GALAN N. - CONSIDERAȚII PRIVIND TEORIA MODERNĂ A MAȘINII ASINCRONE
TRIFAZATE - Electrotehnica nr.8, 1990
G.3. GHEORGHIU S.,ș.a. - ACȚIONĂRI ELECTRICE NAVALE - Litografia Institutului de
Marină "Mircea cel Bătrân", Constanța, 1986
G.4. GHEORGHIU S., ZAHARIA I. - THE MUTATORS WITH POWER TRANSISTORS
USED IN THE NAVAL ELECTRIC DRIVING SYSTEM
WITH INDUCTION MOTORS - C.N.A.E. Iași, 1985
G.5. GHEORGHIU S., DOBREF V. - SISTEMELE DE ACȚIONARE ELECTRICĂ A
PROPULSORULUI NAVAL. CLASICE ȘI SUPRACON-
DUCTOARE - Sesiunea de comunicări științifice a
Academiei Navale, Constanța, 1993
G.6. GHEORGHIU S., DOBREF V. - SISTEME DE ACȚIONARE A PROPULSORULUI
NAVAL CU MOTOR SINCRON CU RELUCTANȚĂ
VARIABILĂ Buletinul Marinei Militare, nr.1/1995
G.7. GHEORGHIU S. - COMPORTAREA MOTOARELOR ASINCRONE ASOCIATE CU
CONVERTOR STATIC ÎN REGIM DE FRECVENȚĂ VARIABILĂ
U.T.Timișoara, 05.1996
-

- H.1. HELLER. HAMATA V. - HARMONIC FIELDS EFFECTS IN INDUCTION MACHINES
Elsevier, Amsterdam, 1977
H.2. HULTGREN K.J. - V.C.S.F. CYCLOCONVERTER SHIPS SERVICE ELECTRIC
POWER EQUIPMENT - Naval Engineers Jurnal, January 1992,
pag.46-62
H.3. HAROSHIMA F., NAYASI - DYNAMIC PERFORMANCE OF CURENT SOURCE
INVERTER FOR INDUCTION MACHINES - I.E.E.E.-Proc of
IAS Annual Meeting, 1978
-

- J.1. JERVE G. - ÎNCERCĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE ROTATIVE - Ed.Tehnică,
București,1972

J.2. JONES V. - THE UNIFIED THEORY OF ELECTRICAL MACHINES - London, Butterworths, 1967

- K.1. KELEMEN A. - SISTEME DE REGLARE CU ORIENTARE DUPĂ CÂMP ALE
IMECS M. MAȘINILOR DE CURENT ALTERNATIV - Ed. Academiei,
București, 1989
- K.2. KELEMEN A. - ACȚIONĂRI ELECTRICE - Ed. Did. și Ped., București, 1979
- K.3. KELEMEN A. - ELECTRONICĂ DE PUTERE - Ed. Did. și Ped., București, 1983
IMECS M.
- K.4. KELEMEN A. - MUTATOARE - Ed. Did. și Ped., București, 1977
IMECS M.
- K.5. KRAUSE P.C. - ANALYSIS OF ELECTRICAL MACHINERY - McGraw Hill, New York,
1986
- K.6. KOVACS P. - ANALIZA REGIMURILOR TRANZITORII LA MAȘINI ELECTRICE -
Ed. Tehnică București, 1980
- K.7. KOZIARUK A.E. ș.a. - VENTILINIE PREOBRAZOVANIA V SUDOVĂH
ELECTROMECHANIC-ESCHIH SISTEMAH - Leningrad,
Sudostroenie, 1987
-

- L.1. LEVI E. - FIELD-ORIENTED CONTROL OF INDUCTION MACHINES IN THE
PRESENCE MAGNETIC SATURATION - E.M.P.S., 16, 1989
- L.2. LEONARD W. - CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES - Springer-Verlag, Berlin, 1985
- L.3. LIPO T. - STATE-VARIABLE STEADY-STATE ANALYSIS OF A
CORNELL E. CONTROLLED CURRENT INDUCTION MOTOR
DRIVE - I.E.E.E. Trans IA, 06, 1975
- L.4. LEONARD W. - ADJUSTABLE-SPEED A.C. DRIVES - Proceeding of IEEE, vol.76,
nr 4, 04, 1988
-

- M.1. MAIER V. - MECANICA ȘI CONSTRUCȚIA NAVEI, vol. II, Ed. Tehnică, București, 1987
- M.2. MIULESCU I. - TEORIA NAVEI - Ed. Militară, București, 1973
CÂMPEAN I.
- M.3. MĂGUREANU R. - CONVERTIZOARE STATICE DE FRECVENȚĂ ÎN ACȚIONĂRI CU
MICU D. MOTOARE ASINCRONE - Ed. Tehnică, București, 1989
- M.4. MĂGUREANU R. - MAȘINI ELECTRICE SPECIALE PENTRU SISTEME AUTOMATE
Ed. Tehnică, București, 1981
- M.5. MULYON B. - NOUVELLES POSSIBILITES AVEC LES MOTEURS A
ALIMENTATION ELECTRONIQUE - R.G.E. nr. 1/94
- M.6. MOTTO E.R. - ACCURATE MEASUREMENT OF HIGH CURRENT I.G.B.T. MODULE
PERFORMANCE REQUIRES SPECIAL TEST CIRCUIT -
P.C.I.M., 01, 1995
- M.7. MOTTO E.R. - POWER CIRCUIT DESIGN FOR THIRD GENERATION
I.G.B.T. MODULES. POWEREX, YOUNGWOOD, Pennsylvania,
01, 1994
- M.8. MALEA D. - SOLUȚII PERFORMANTE DE ALIMENTARE ȘI COMANDĂ A
ARGEȘANU D. MOTOARELOR CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ - Sesiunea de
POPOVICI D. comunicări științifice a Academiei Navale, Constanța, 1993
-

- N.1. NOVAC I. - MAȘINI ELECTRICE - Litografia U.T. Timișoara, 1996
- N.2. NOVAC I. ș.a. - MAȘINI ȘI ACȚIONĂRI ELECTRICE - Ed. Did. și Ped., București, 1982
- N.3. NICOLAIDE A. - MAȘINI ELECTRICE - Ed. Scrisul Românesc, Craiova, 1975

- N.4. NEDELCU V. - TEORIA CONVBERSEI ELECTROMECHANICE - Ed. Tehnică, București 1982
- N.5. NASAR S.A. - ELECTRIC MACHINES: DYNAMIC AND CONTROL - CRC Press BOLDEA I. Inc. USA 1993
- P.1. POTLOG D. - ACȚIONĂRI ELECTRICE INDUSTRIALE CU MOTOARE MIHĂILEANU C. ASINCRONE Ed. Tehnică, București, 1989
- P.2. PLAHTĂNA E.G., ș.a. - MATEMATICESKAIA MEDDELI SISTEMA IANOPOLIUSNĂI SINHRONNĂI GHENERATOR, CICLOCONVERTOR-ASINHRONNĂI DVIGATELI - Chișinău, Știința, 1977, pag.108-121
-

- R.1. RICHTER R. - MAȘINI ELECTRICE, vol. IV, Ed. Tehnică, București, 1960
- R.2. RICHTER R. - MAȘINI ELECTRICE, vol. I, II, III, IV, Ed. Tehnică, București, 1959
-

- S.1. SERACIN E. - TEHNICA ACȚIONĂRIILOR ELECTRICE - Ed. Tehnică, București, 1985
POPOVICI D.
- Ș.1. ȘORA C. - BAZELE ELECTROTEHNICII - Ed. Did. și Ped., București, 1982
-

- T.1. THALER G. - ELECTRIC MACHINES DYNAMICS AND STEADY STATE - John Wiley, New York, 1966
-

- V.1. VIOREL A., BIRD K. - FIELD-HARMONIC THEORY OF SQUIRREL CAGE MOTOR IANCU V. TAKING SLOT OPENINGS INTO-ACCOUNT, Proc. of ICEM 1986, Part II
- V.2. VIOREL A., IANCU V. - MAȘINI ȘI ACȚIONĂRI ELECTRICE- Litografia I P Cluj Napoca, 1990
- V.3. VAS P., LI J. - SIMULATION OF VECTOR-CONTROLLED INDUCTION MOTOR DRIVES Proc. of PCIM, 1993
- V.4. VIOREL A. ș.a. - FIELD ORIENTATION CONCEPT IN INDUCTION MOTOR CONTROL, A NEW POINT OF VIEW - Proc. of PCIM, 1993
-

- W.1. WHITE D.C., WOODSON A.N. - ELECTROMECHANICAL ENERGY CONVERSION - John Wiley, New York, 1959
- W.2. WATSON G.O. - MARINE ELECTRICAL PRACTICE - 5th Edition, London, 1986
-

- ***1 SYNCHRONOUS SELF EXCITED COMPOUND GENERATORS - Rade Končar, Zagreb
- ***2 R.N.R. - INSTALAȚII ELECTRICE DE PROPULSIE - București, 1993
- ***3 HID HITACHI
- ***4 BOSCH SERVODYN
- ***5 MARINE ENGINEERING - THE SOCIETY OF NAVAL ARCHITECTS AND MARINE ENGINEERS, NEW YORK, 1971
- ***6 CONTRACT DE CERCETARE Nr.61/1992 - UMEB București