

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA " TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

Ing. BIRO KAROLY AGOSTON

FUNCTIONAREA MASINII DE INDUCTIE IN REGIM DE ALIMENTARE
PRIN IMPULSURI DE LA O SURSA DE CURENT CONTINUU CU
TENSIUNE CONSTANTA IN VEDEREA MODIFICARII VITEZEI

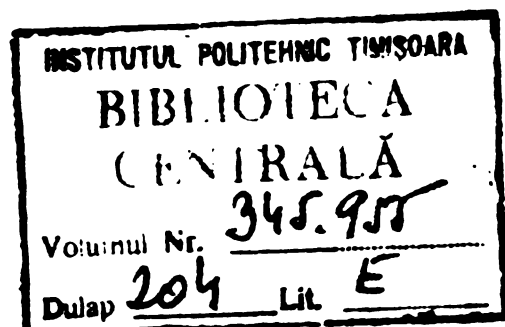
Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCATOR STIINTIFIC

Prof.dr.ing.Toma Dordea

- 1978 -
TIMISOARA



C U F R I N S

	PAG.
INTRODUCERE	5
CAPITOLUL 1. POSIBILITATI DE ALIMENTARE PRIN IMPULSURI A MOTORULUI ASINCRON	8
1.1 Generalități	8
1.2 Clasificarea CSF alimentate de la o sursă de tensiune constantă	9
1.2.1. Clasificare după modul de realizare a stingerii tiristorului de sarcină	10
1.2.2. Clasificare după numărul de faze	10
1.2.3. Clasificarea CSF după tensiunea de ieșire	12
1.3 Modificarea tensiunii de ieșire a CSF	13
1.4 Analiza formei tensiunii de ieșire	19
1.4.1. Expresia analitică a tensiunii de ieșire pe fază în cazul unui convertor trifazat cu punct median	22
1.4.2. Expresia analitică a tensiunii de ieșire pe fază în cazul unui convertor trifazat în punte	23
1.4.3. Expresia analitică a tensiunii de ieșire pe fază în cazul comenzii prin impulsuri modulate	25
CAPITOLUL 2. ECUATIILE MASINILOR ASINCRONE	27
2.1 Metoda componentelor simetrice momentane	27
2.2 Ecuațiile fazoriale ale mașinii asincrone	30
2.2.1. Ecuația componentelor homopolare	35
2.3 Expresiile cuplului, a puterilor și a pierderilor	37
2.3.1 Expresia cuplului electromagnetic	37
2.3.2. Expresia puterilor și a pierderilor	38
2.4 Ecuațiile mașinii asincrone cu rotor în colivie	39
2.4.1. Ecuațiile mașinii asincrone în sistemul $\alpha, \beta, 0$ legat de stator	39
2.5 Ecuațiile mașinii asincrone cu considera- rea saturației	41

		143.
2.6	Normarea ecuațiilor mașinii asincrone cu rotor în colivie	46
2.7	Expresia fazorului tensiunilor de alimentare	48
CAPITOLUL 3.	CUPLUL MASINII ASINCRONE	52
3.1	Cuplul mașinii asincrone cu rotor blocat	52
3.2	Influența mișcării rotorului asupra cuplului electromagnetic	58
3.3	Influența tensiunii și a schemei de alimentare	60
CAPITOLUL 4.	SIMULAREA NUMERICA A MOTORULUI ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI DE TENSIUNE	63
4.1	Explicitarea ecuațiilor motorului asincron	63
4.2	Schema logică și programul de calcul	66
4.3	Simularea regimurilor dinamice	68
4.3.1.	Pornirea motorului asincron alimentat prin impulsuri de tensiune	68
4.3.2.	Modificarea bruscă a sarcinii motorului asincron alimentat prin impulsuri de tensiune	73
4.3.3.	Reversarea motorului asincron alimentat prin impulsuri de tensiune	74
4.4	Simularea regimului cvazistaționar	76
CAPITOLUL 5.	OPTIMIZAREA TIMPULUI DE PORNIRE A MOTORULUI ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI DE TENSIUNE	80
5.1	Schema logică și programul de calcul	80
5.2	Variația frecvenței de alimentare în timpul pornirii	81
5.2.1.	Variația frecvenței în cazul tensiunii de alimentare constante	82
5.2.2.	Variația frecvenței în cazul când tensiunea variază proporțional cu frecvența	84
CAPITOLUL 6.	REZULTATE EXPERIMENTALE	87
6.1	Instalația experimentală	87
6.2	Rezultate experimentale privind CSF	88
6.3	Rezultate experimentale privind motorul	91
6.4	Rezultate experimentale privind comportarea motorului alimentat prin impulsuri	92
	CONCLUZII	96
	ANEXE	98
	BIBLIOGRAFIE	140

I N T R O D U C E R E

Folosirea motorului asincron în acționări cu turație variabilă este astăzi o realitate. Ca urmare a succeselor tehnologice înregistrate în domeniul electronicii de putere s-au deschis perspective favorabile realizării unor surse statice de frecvență pentru alimentarea motoarelor asincrone. Convertoarele statice de frecvență s-au perfecționat în continuu, schemele lor au devenit mai complexe iar părțile de comandă adevărate calculatoare de proces. De la forma de undă dreptunghiulară a tensiunii de ieșire s-a trecut la o formă de undă în trepte iar mai apoi la succesiuni de dreptunghiuri nemodulate sau modulate în durată.

Puterea convertoarelor statice de frecvență a crescut neconținut, unități de 300 KVA fiind realizate în mod curent, iar prețul lor a scăzut spectaculos, astfel că folosirea lor pentru alimentarea motoarelor asincrone a devenit economică.

În acest fel mașina asincronă alimentată de la convertoare de frecvență statice poate lucra în condiții de randament optim în regimul de modificare a vitezei, iar ca urmare motorul asincron poate fi utilizat în acționări cu turație variabilă și poate înlocui în unele domenii motorul de curent continuu.

Domeniile în care se utilizează în prezent motorul asincron alimentat de la convertor de frecvență static sînt: acționări în medii explozive, tracțiune feroviară sau metrou, standuri de probe.

Lucrarea de față are ca scop aprofundarea cunoașterii comportării motorului asincron în scurtcircuit în cazul alimentării de la convertoare de frecvență. Principalele contribuții ale lucrării sînt:

- considerarea saturației în ecuațiile mașinii asincrone în cazul alimentării cu tensiuni nesinusoidale;
- cuplul dezvoltat de motor și influența diferiților factori asupra cuplului;
- modelarea pe calculator a proceselor tranzitorii și staționare ale mașinii asincrone;

- 6 -

-modificarea optimă a frecvenței pentru pornirea motorului asincron în timp minim.

Incercările experimentale care validează teoria și calculul prezentat în lucrare.

Lucrarea conține 6 capitole.

În primul capitol se prezintă pe scurt convertoarele statice de frecvență. Se analizează CSF alimentate de la o sursă de tensiune continuă. Considerând tiristoarele ca elemente de comutație ideală se indică forma tensiunii de ieșire a principalelor tipuri de CSF. Se determină expresia fazorului tensiunii.

Capitolul al doilea cuprinde tratarea ecuațiilor de funcționare ale mașinii asincrone în regim tranzitoriu, scrise sub forma fazorială [36,50,63]. Ecuațiile de funcționare sînt normate iar apoi se scriu ecuațiile în sistemul de coordonate $\alpha, \beta, 0$, fix legat de stator. Considerarea influenței saturației asupra parametrilor mașinii se face prin exprimarea lor în funcție de curent.

Pornind de la un caz ideal de alimentare a mașinii cu impulsuri de tensiune, în capitolul trei se determină cuplul electromagnetic dezvoltat. Se studiază forma de variație a cuplului în timp. Se calculează cuplul maxim și mediu pentru cazul cînd rotorul este fix.

Se scoate în evidență influența mișcării rotorului și a formei tensiunii de alimentare asupra formei de variație a cuplului în timp și asupra cuplului mediu.

S-a întocmit un program pentru rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale prezentate în capitolul doi. Cu ajutorul acestui program s-a studiat comportarea motorului asincron, alimentat prin impulsuri, în regimuri tranzitorii. Se prezintă graficele obținute în special în regimul de pornire și influența diferiților factori asupra procesului, și în special asupra duratei, de pornire.

În capitolul al cincilea se tratează cum trebuie să se modifice frecvența impulsurilor de alimentare pentru ca pornirea să se facă în timpul minim pentru cazurile cînd motorul se pornește; în gol, cu cuplu rezistent; constant, variabil liniar cu viteza și variabil pătratic cu viteza.

În ultima parte a lucrării se prezintă rezultatele obținute experimental privind realizarea unui CSF cu frecvență variabilă între 1-75 Hz și încercarea motorului asincron alimentat de la CSP. Rezultatele experimentale sînt comparate cu cele obținute prin simularea numerică a motorului asincron.

La sfirşitul lucrării sînt cuprinse concluziile care se desprind din studiile efectuate, asupra funcţionării motorului asincron alimentat prin impulsuri şi asupra schemelor de alimentare a acestuia.

C A P I T O L U L 1

POSSIBILITATI DE ALIMENTARE PRIN IMPULSURI A MOTORULUI ASINCRON

1.1. GENERALITATI

Procedeul prin care se obține modificarea turației în limite largi, fără pierderi prea mari de energie, constă în alimentarea motorului asincron cu rotor în colivie cu tensiune de frecvență și amplitudine variabile.

Tensiunea de frecvență și amplitudine variabile se obține de la convertizoare de frecvență. Deși convertizoarele de frecvență rotative se cunosc de multă vreme, totuși nu au fost utilizate pentru alimentarea motorului asincron decât în cazuri rare din cauza complexității și randamentului global redus.

La mijlocul deceniului al III-lea, al secolului XX prin realizarea ventilului cu vapori de mercur cu grilă de comandă și a tiratroanelor a apărut posibilitatea realizării convertoarelor statice de frecvență (CSF). Primele CSF au fost realizate, la puteri mici, cu tiratroane. Totuși nici acestea nu și-au găsit o răspundere din cauza volumului mare, (cca. $2,5 \text{ m}^3/\text{Mw}$ de putere de comutare), a căderii de tensiune relativ mare (1÷1,5% cădere de tensiune în sens direct), și a timpului de revenire mare (de 300÷400 μs , etc). (59)

Apariția tranzistorului a creat posibilitatea realizării primelor convertoare statice cu semiconductoare de putere mică. Odată cu apariția tiristorului și perfecționarea lui s-a creat posibilitatea realizării unor CF statice, de puteri mici și medii care transformă curentul continuu în curent alternativ polifazat de frecvență și amplitudine reglabile.

Utilizarea motorului asincron cu rotor în colivie în acționări cu viteză variabilă a devenit posibilă odată cu apariția CSF cu tiristoare.

Tiristoarele sînt elemente semiconductoare cu siliciu cu structura p.n.p.n. Ele și-au asigurat în prezent, după 20 ani de la apariție, un domeniu larg de aplicabilitate, grație îmbunătățirii continue a unor parametri ca: timpul de comutație și puterea comutată (9,33,23).

În prezent se fabrică tiristoare la frecvențe de ordinul kHz, la tensiuni de ordinul KV și curenți de ordinul KA.

În ultimul timp, pe baza unor îmbunătățiri tehnologice de fabricație s-au construit tiristoare cu stingere prin poartă. S-a constatat că curentul de menținere crește cu creșterea curentului de stingere de comandă. Prin mărirea curentului de stingere de comandă se mărește curentul de menținere peste cel de sarcină și astfel tiristorul se stinge. Această stingere însă se poate aplica numai în cazul cînd curentul de sarcină este mic.

La ora actuală se pot construi tiristoare bidirecționale care se aprind prin aplicarea unui impuls pozitiv pe electrodul de comandă și se sting prin aplicarea unui impuls negativ pe același electrod. Curentul de comandă la stingere are o valoare mult mai mare decît curentul de comandă la aprindere. Stingerea tiristorului bidirecțional se poate face prin poartă numai la curenți de sarcină mici.

Prin modificări tehnologice corespunzătoare s-au obținut tiristoare cu doi electrozi de comandă; unul pentru aprindere și altul pentru stingere. Acest tip de tiristor în parte elimină dezavantajele tiristorului bidirecțional cu un singur electrod de comandă.

Electrodul de stingere separat asigură micșorarea timpului de stingere, asigurînd astfel creșterea frecvenței de lucru. Tiristoarele bidirecționale sînt construite la puteri mici și necesită încă pe viitor investigații teoretice și experimentale [9].

1.2. CLASIFICAREA CSF ALIMENTATE DE LA O SURSA DE TENSIUNE CONSTANTA

Convertoarele statice de frecvență (CSF) cu triodă-tiristor au la bază comutația forțată. În literatură [5,23,59] clasificarea lor se face după mai multe criterii ca: modul de realizare a stingerii, numărul de faze, tensiunea de ieșire, etc.

Stingerea tiristoarelor unidirecționale se poate realiza prin inversarea tensiunii de alimentare, ceea ce se poate face greu și într-un timp relativ lung. Se obține același efect ca la inversarea tensiunii de alimentare, dacă se utilizează sarcina unui

condensator ce se cuplează în paralel cu tiristorul care trebuie stins. Prin aceasta asupra tiristorului se aplică un impuls de tensiune de polaritate inversă și de durată mai mare decât timpul de revenire al tiristorului, iar viteza de scădere a sarcinii condensatorului (curentul de descărcare) trebuie să micșoreze curentul prin tiristor sub valoarea curentului de menținere.

1.2.1. Clasificare după modul de realizare a stingerii tiristorului de sarcină.

Pentru a realiza stingerea, condensatorul trebuie încărcat în prealabil cu o sarcină de polaritate potrivită. Deci condensatorul acumulează energia necesară stingerii tiristorului. Pentru a realiza stingerea tiristorului se pot utiliza și acumulate de energie necapacitive [16,23,59].

După locul de aplicare a impulsului de tensiune negativ CSF se clasifică în CSF cu stingere pe partea de curent continuu și CSF cu stingere pe partea de curent alternativ.

Impulsul de tensiune poate fi aplicat unui singur tiristor- (stingere individuală)-sau unui grup de tiristoare (stingere comună)

CSF cu stingere individuală a elementelor poate fi realizat cu circuite de stingere individuale (fig.1.9) sau cu circuite de stingere între faze (fig.1.7). În acest ultim caz stingerea unui tiristor dintr-un grup, de exemplu anodic, este realizată de aprinderea unui tiristor din același grup. În acest caz nu sînt necesare tiristoare de stingere. În cazul stingerii cu circuite individuale, fiecare tiristor de sarcină este stins cu ajutorul unui tiristor de stingere auxiliar.

CSF cu stingere comună se caracterizează prin faptul că impulsurile de tensiune negativă se aplică tuturor tiristoarelor de sarcină sau unui grup, anodic sau catodic. Dacă curentul de sarcină de pe un tiristor dintr-un grup este comutat pe un tiristor din grupul celălalt avem CSF cu stingere în contratimp (fig.1.15)

1.2.2. Clasificare după numărul de faze.

După acest criteriu CSF se împart în convertoare monofazate, trifazate și polifazate. CSF monofazate se realizează în principiu în schemă cu punct median și în schemă în punte [99].

În fig. 1.1. se indică schema de principiu a CSF monofazat, în schemă cu punct median și cu diode de descărcare. Condensatorul de stingere se conectează între anozii tiristoarelor T_1 și T_2 .

Tiristorul care conduce (T_1) este stins prin aprinderea tiristorului T_2 . CSF prezentat în fig.1.1., face parte din CSF cu stingere între faze. Sarcina este alimentată prin intermediul unui transformator cu priză mediană.

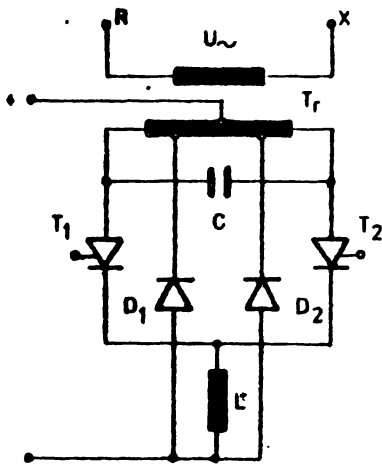


Fig.1.1. Schema CSF monofazat cu punct median

Schemele cu punct median prezintă dezavantajul că solicitările, din p.d. v. al tensiunilor pe tiristor, sînt mari practic dublul tensiunii de alimentare a schemei.(97)

Schema în punte poate fi interpretată ca o cuplare în serie a două scheme cu punct median. Ea prezintă avantajul că pe o parte se poate renunța la transformator, iar pe de altă parte și solicitările tiristoarelor, din punct de vedere al tensiunii, sînt reduse la jumătate față de schema cu punct median.

Schema de principiu a unui CSF monofazat în punte este indicată în fig. 1.2. Aceste tipuri de CSF se pot realiza cu stingere între faze sau cu stingere în contratimp [55,99].

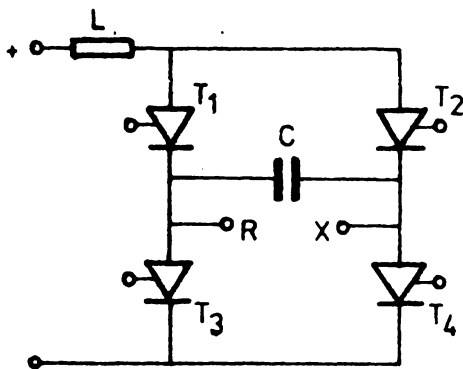


Fig.1.2. Schema CSF monofazat în punte.

Convertorul trifazat poate fi realizat, ca și cel monofazat, atât în schema în punte cît și în cea cu punct median.(62)

În fig.1.3 se reprezintă schema de principiu a unui CSF trifazat cu punct median. Fiecare tiristor are un circuit separat de stingere, care permite stingerea tiristorului, după o conducție egală cu o treime ($T/3$) sau jumătate ($T/2$) din perioada frecvenței de lucru. Circuitele de stingere nu s-au indicat pe desen. În

acest caz între consumator și CSF se poate intercala un transformator de adaptare. Aceasta formează din impulsurile de tensiune continuă date de CSF, o tensiune alternativă. Convertorul trifazat cu punct median poate fi realizat și din trei convertoare monofazate cu punct median și un transformator de adaptare [43,44].

Convertorul trifazat în punte poate fi alcătuit din trei convertoare monofazate în punte sau realizate ca în fig.1.4.

În figura 1.4 nu s-au reprezentat, pentru claritatea figurii, circuitele de aprindere și de stingere ale tiristoarelor. Durata de conducție a tiristoarelor este determinată de schema de comandă a convertorului [37].

Prin combinarea schemelor de bază ale CSF trifazate se realizează convertoare polifazate [23].

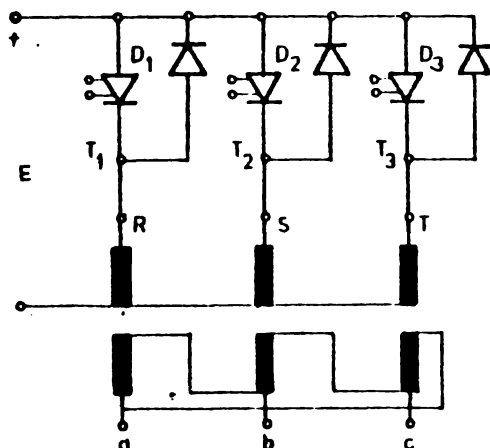


Fig.1.3. Schema CSF trifazat cu punct median.

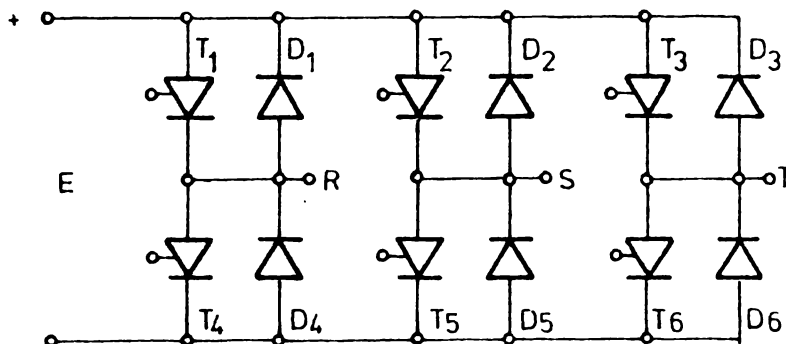


Fig.1.4. Schema CSF trifazat în punte.

1.2.3. Clasificarea convertoarelor de frecvență după tensiunea de ieșire.

După aceste criterii convertoarele se pot grupa în :CSF cu tensiune de ieșire constantă și CSF cu tensiuni de ieșire variabilă[59].

Cele mai simple sînt convertoarele cu tensiune de ieșire constantă, care nu necesită în mod obișnuit o acțiune de comandă pentru modificarea tensiunii de ieșire. Schemele acestor convertoare se alcătuiesc în general astfel încît să se realizeze o tensiune de intrare egală cu tensiunea nominală și curentul de funcționare egal cu curentul nominal. Pentru a evita revenirea la tensiunea de ieșire maximă, timpul de blocare trebuie să fie în mai mare decît timpul de conducție maxim al tiristoarelor și să fie egalizat.

CSF cu tensiune de ieșire constantă se caracterizează prin aceea că durata de conducție a tiristoarelor de sarcină este egală cu o treime ($T/3$) sau jumătate ($T/2$) din perioada frecvenței de lucru.

1.3. MODIFICAREA TENSIUNII DE IESIRE A CSF.

Convertoare cu tensiune de ieșire variabilă permit și modificarea tensiunii împreună cu frecvența.

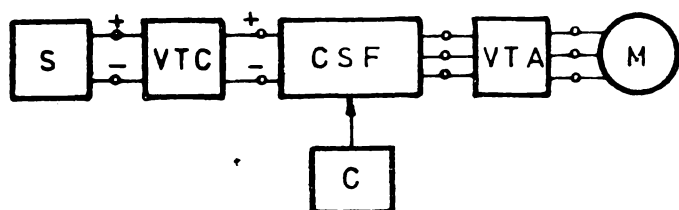


Fig.1.5. Schema bloc a instalației pentru alimentarea motoarelor asincrone.

În fig.1.5 se indică schema bloc a unui CSF pentru alimentarea motorului asincron prin impulsuri de tensiune în vederea modificării vitezei [39,62].

Sursa de alimentare (S) are tensiunea constantă, variator de

tensiune continuă (V T C), convertor static de frecvență (CSF), variator de tensiune alternativă (V T A), circuitele de comandă ale convertorului (C) și motorul asincron (M). Modificarea tensiunii de alimentare a motorului asincron se poate face prin:

- modificarea tensiunii de alimentare a convertorului, cu variatorul de tensiune continuă (V T C);
- modificarea tensiunii prin convertor (CSF);
- modificarea tensiunii alternative, la ieșirea CSF, printr-un variator de tensiune alternativă (V T A).

Modificarea tensiunii continue sau alternative cu ajutorul variatoarelor de tensiune se aplică în cazul când domeniul de modificare al tensiunii este de la 1 la 4.

În cazul modificării tensiunii continue de alimentare a convertorului se utilizează scheme speciale, care dau posibilitate ca încărcarea condensatoarelor de comutare să se facă independent de tensiunea continuă de alimentare, astfel încât curentul de sarcină prin tiristoarele de sarcină, în momentul stingerii, să poată fi sigur întrerupt.

În fig. 1.6 se prezintă schema unui CSF cu stingere comună a tiristoarelor. Se utilizează un singur condensator și 4 tiristoare în punte pentru realizarea stingerii și reîncărcării condensatorului. Puntea formată din cele 4 tiristoare pentru stingere

asigură încărcarea constantă a condensatorului independent de tensiunea de alimentare. Această schemă permite modificarea frecvenței

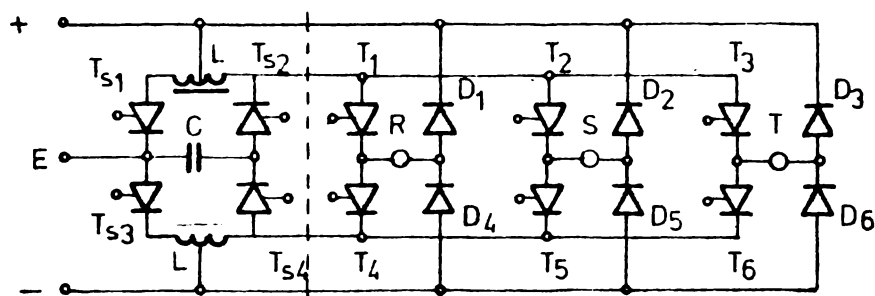


Fig.1.6. Schema CSF trifazat în punte cu stingere comună.

la o formă de impuls dată și modificarea tensiunii alternative de ieșire prin modificarea tensiunii continue de alimentare(96).

În cazul modificării tensiunii continue de alimentare pentru a asigura stingerea se poate folosi o sursă separată pentru reîncărcarea condensatorului la tensiune constantă (17,45).

În cazul modificării tensiunii alternative la ieșire se poate utiliza orice tip de convertor. În fig.1.7 se indică schema

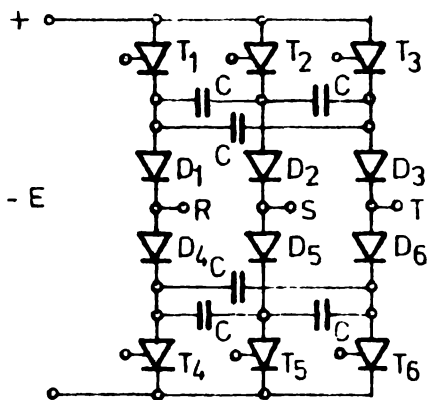


Fig.1.7. Schema CSF trifazat în punte cu stingere între faze.

unui convertor în punte trifazată cu stingere între faze. Durata de conducție a tiristoarelor este de $T/3$. În serie cu tiristoare sînt conectate diode care au rolul de a deconecta condensatoarele după reîncărcare. Schema prezentată în fig.1.7 necesită o tensiune de alimentare constantă(99).

Cea mai avantajoasă metodă de modificare a tensiunii alternative este aceea de modificare a tensiunii pe convertor, care se realizează prin modificarea duratei intervalelor de conducție a tiristoarelor din schema CSF'.

Există numai două forme principale diferite ale modificării duratei intervalelor de conducție. Pentru una din ele, referitoare în special la schemele cu punct median, tensiunea de ieșire poate lua doar valoarea negativă sau pozitivă, în condițiile circulației curentului de sarcină; ea se anulează numai atunci cînd curentul de sarcină devine nul; CSF comandat astfel are o

comportare bipezițională. În cazul unei scheme în punte cu circuite de stingere individuale tensiunea de ieșire poate avea valoare zero chiar în cazul existenței unui curent de sarcină; CSF are o comportare tripozițională.

Dacă durata de conducție normală a tiristoarelor este de $T/3$ sau $T/2$, atunci prin scurtarea duratei de conducție cu γ , tensiunea alternativă de ieșire poate fi variată continuu de la valoare maximă la zero. Domeniul în care poate fi variată scurtarea duratei de conducție, la CSF trifazate în punte, este între 0 și $T/6$. Același efect se poate obține și în cazul când se combină tensiunea de ieșire a două CSF similare, care lucrează la aceeași frecvență și a căror tensiuni sînt defazate cu unghiul γ .

În fig. 1.8 se indică forma tensiunii obținute prin însumarea tensiunii a două CSF trifazate, defazate pentru diverse

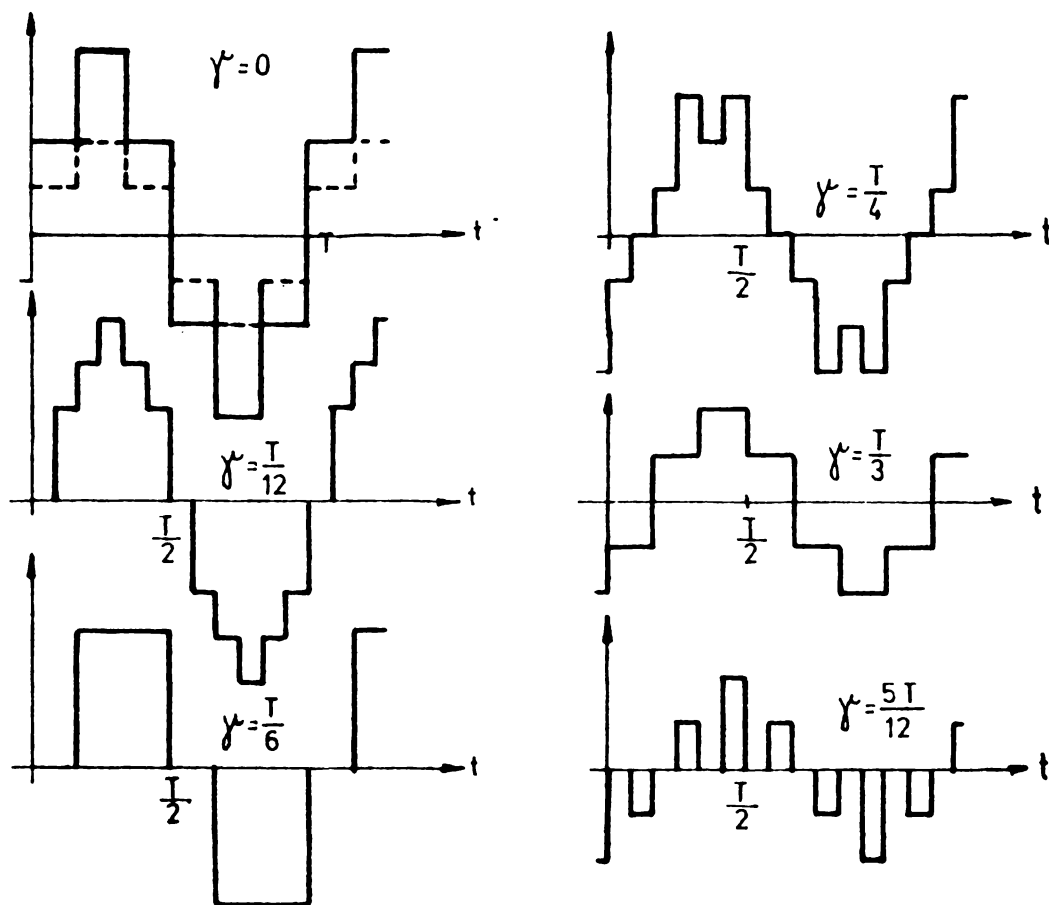


Fig.1.8. Însumarea a două tensiuni defazate cu unghiul γ .

valori ale unghiului γ . Se constată că odată cu creșterea unghiului γ valoarea eficace a tensiunii rezultante se reduce, schimbându-se și forma de variație în timp a tensiunii.

În fig. 1.9 se indică schema unui CSF trifazat în punte cu circuite de stingere independente. Scurtarea duratei de conducție a tiristoarelor de sarcină, de exemplu T_1 , se realizează

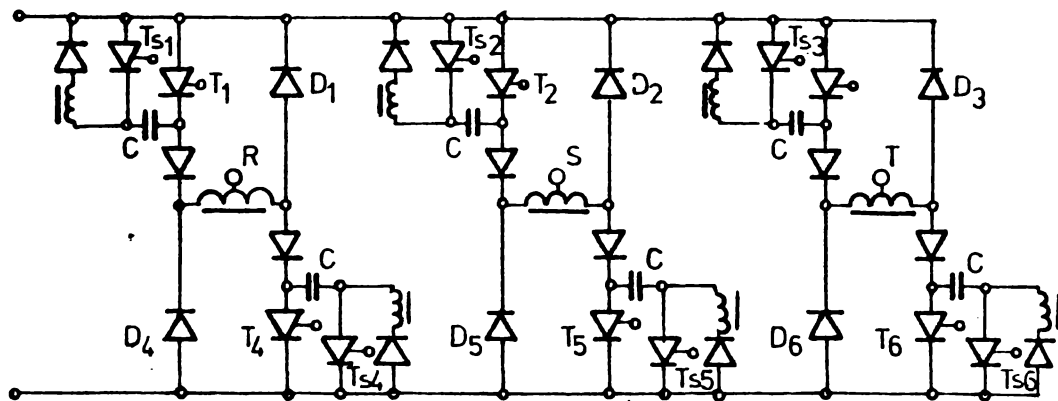


Fig.1.9. Schema CSF trifazat în punte cu circuite de stingere independente.

prin grăbirea aprinderii tiristorului de stingere T_{s1} . Între momentul stingerii tiristorului T_1 și momentul aprinderii lui T_4 poate exista un interval de timp în care tensiunea punctului A este zero, deci convertorul prezentat poate avea o comportare tripozițională [16].

Schimbarea caracterului sarcinii influențează valoarea eficace a tensiunii de ieșire, de aceea în cazul când se scurtează durata de conducție, raportată la $T/3$ sau $T/2$ sau se combină tensiunea a două CSF, este necesar un regulator de tensiune, care menține tensiunea la valoarea constantă la schimbarea caracterului sarcinii [59].

Această metodă, din cauza variației formei tensiunii de ieșire, nu se utilizează decât în cazuri când domeniul de modificare a tensiunii nu este mai mare de 1 la 2.

Pentru un domeniu larg de modificare a tensiunii procedeul cel mai des utilizat este comanda tiristoarelor cu o frecvență de tact, f_c , mult mai mare decât frecvența tensiunii de ieșire.

Frecvența de tact poate să fie constantă și în acest caz numărul de impulsuri pe o perioadă a frecvenței tensiunii de ieșire se modifică cu modificarea frecvenței. Modificarea tensiunii

În acest caz se realizează prin modificarea duratei impulsurilor în raport cu perioada frecvenței de tact (T_i). Impulsurile de tensiune pot avea aceeași durată, ca în fig.1.10, sau duratele lor poate fi modulată, de exemplu după o lege sinusoidală, ca în fig.1.11.

În fig. 1.10 se indică forma impulsurilor de tensiune, pentru o frecvență de tact constantă, la două frecvențe diferite ale

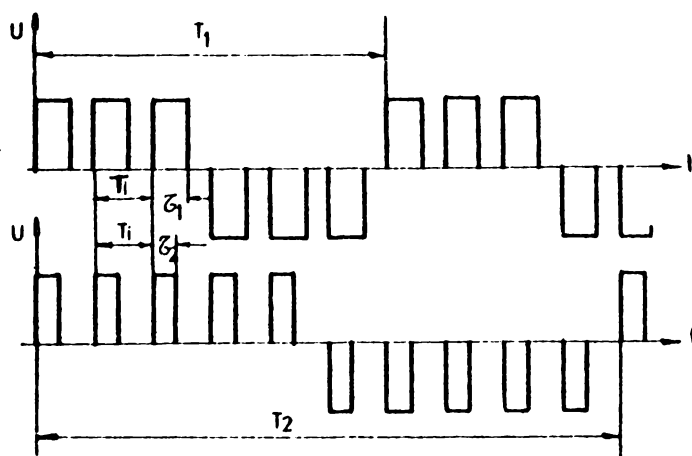


Fig.1.10. Forma tensiunii de ieșire la două frecvențe diferite la aceeași perioadă a impulsurilor.

tensiunii de ieșire, în cazul când CSP are o comportare tripozițională și impulsurile au aceeași durată (de exemplu τ_2 la frecvența f_2).

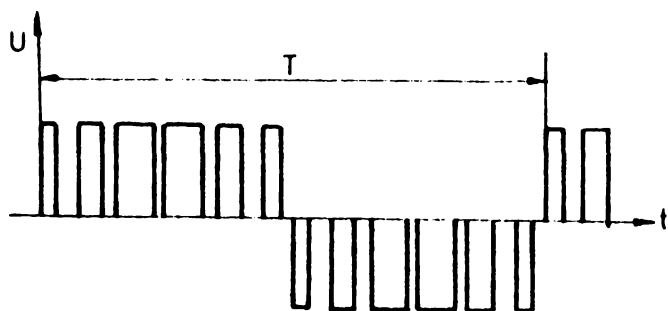


Fig.1.11. Forma impulsurilor de tensiune modulate bilateral.

În fig. 1.11 se prezintă forma impulsurilor de tensiune modulate bidirecțional după o lege sinusoidală (60,94). În acest caz convertorul are o comportare tripozițională.

Dacă frecvența de tact este variabilă cu frecvența tensiunii

de ieșire atunci numărul de impulsuri pe o perioadă este același la orice frecvență. În acest caz durată impulsurilor rămâne aceeași. Valoarea efectivă a tensiunii se modifică în raport cu frecvența. Acest procedeu este foarte bun în cazul când raportul

UNIVERSITATEA POLITEHNICĂ JIHOVĂ
CENTRALĂ
Volumul Nr. 345955
Dulap 204 Lit E

dintre frecvența și valoarea efectivă a tensiunii de ieșire se menține constant.

În fig.1.12 se indică pentru două frecvențe diferite forma tensiunii de ieșire în cazul când numărul de impulsuri pe perioadă

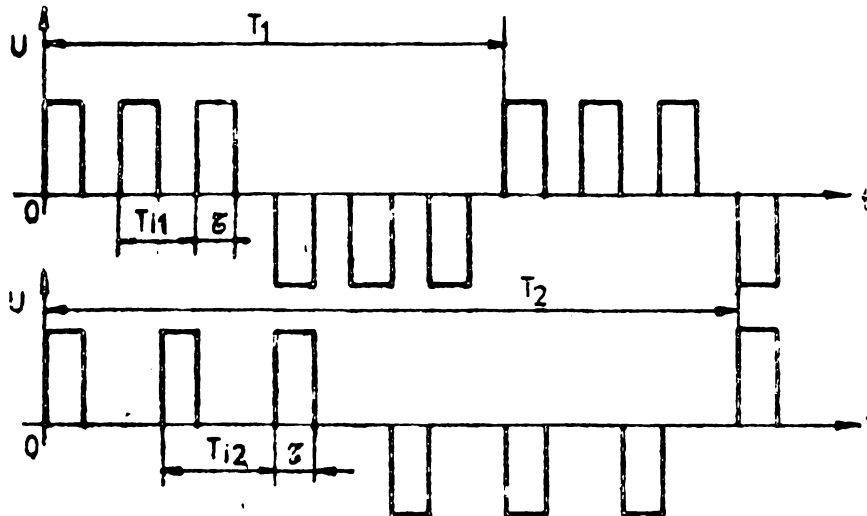


Fig.1.12. Forma tensiunii de ieșire la două frecvențe diferite la număr de impulsuri același.

rămâne constant.

În cazul comenzii prin impulsuri cu o frecvență de tact mai mare decât frecvența tensiunii de ieșire se poate obține un domeniu de modificare a tensiunii de 1 la 20.

În fig.1.13 se prezintă schema unui convertor în punte trifazat cu circuite de stingere individuale și cu comportare tripozițională.

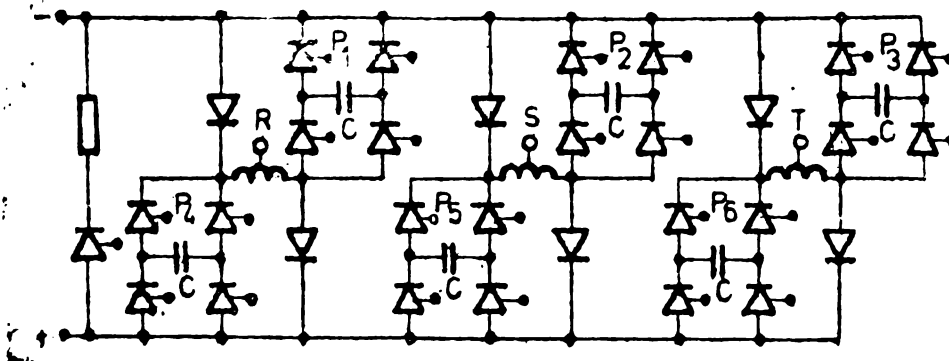


Fig.1.13. Schema CSF trifazat în punte cu circuite de stingere individuale.

Convertorul static prezentat poate fi comandat prin impulsuri. Puntea formată din 4 tiristoare, în diagonala căreia se conectează condensatorul de stingere C, asigură încărcarea sigură a condensatorului. Dezavantajul schemei constituie numărul mare de tiristoare. (1,78,96)

Numărul de tiristoare este micșorat în schema din fig.1.14, care reprezintă un convertor în punte trifazat cu stingere

comună, avînd o comportare tripozițională în cazul comenzii prin impulsuri.

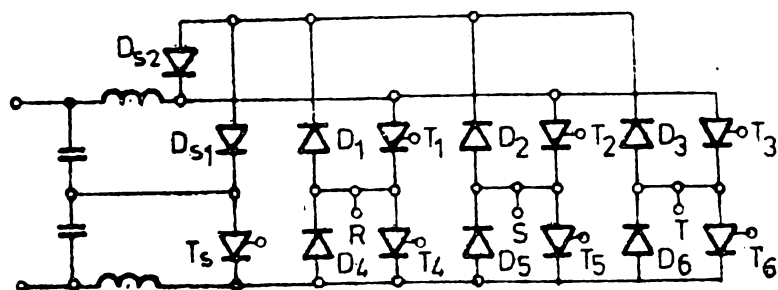


Fig.1.14. Schema CSF trifazet în punte cu stingere comună.

Convertorul a cărei schemă se prezintă în fig.1.14 permite reglajul frecvenței și a tensiunii în limite largi [1,5,23].

În fig. 1.15 se prezintă schema unui convertor cu o comportare bipozițională.

Stingerea tiristoarelor de sarcină, de exemplu a lui T_1 , se realizează prin aprinderea tiristorului T_4 .

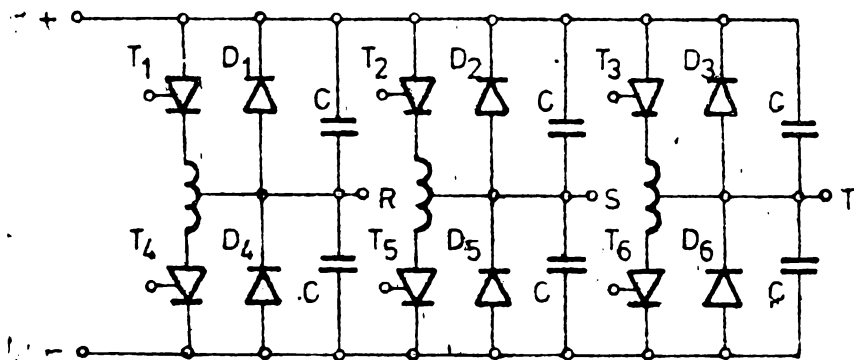


Fig.1.15. Schema CSF trifazet în punte cu stingere în contratiap.

Dacă schema nu este comandată prin impulsuri, atunci durata de conducție a tiristoarelor este de $T/2$. Schema este sensibilă la variația tensiunii continue de alimentare și la variația caracterului sarcinii. [25,64]

1.4. ANALIZA FORMEI TENSIUNII DE IESIRE

Se vor analiza tensiunile de fază a principalelor tipuri de convertoare statice de frecvență trifazate. Pentru simplificare se consideră că: a) sarcina este ohmică; b) rezistența de sarcină este constantă; c) tiristoarele sînt comutatoare ideale; (sînt închise și deschise printr-un semnal într-un timp infinit scurt).

Această ultimă ipoteză este valabilă la aprindere unde procesele se desfășoară într-un interval de cca. $4 \mu s$, dar timpul de stingere, în afara tiristoarelor rapide, care au un timp de revenire $16-25 \mu s$, este mult mai mare și nu întotdeauna se poate neglija în comparație cu durata de conducție.

Tiristoarele de sarcină din schema convertorului trifazat cu punct median pot avea o durată de conducție de o treime ($T/3$) sau jumătate ($T/2$) din perioada frecvenței de lucru. Considerând borna negativă ca punct de referință (N) (poate fi nulul sarcinii în lipsa transformatorului) tensiunile de fază U_{RN} , U_{SN} și U_{TN} pentru cele două cazuri de conducție sînt indicate în fig.1.16.

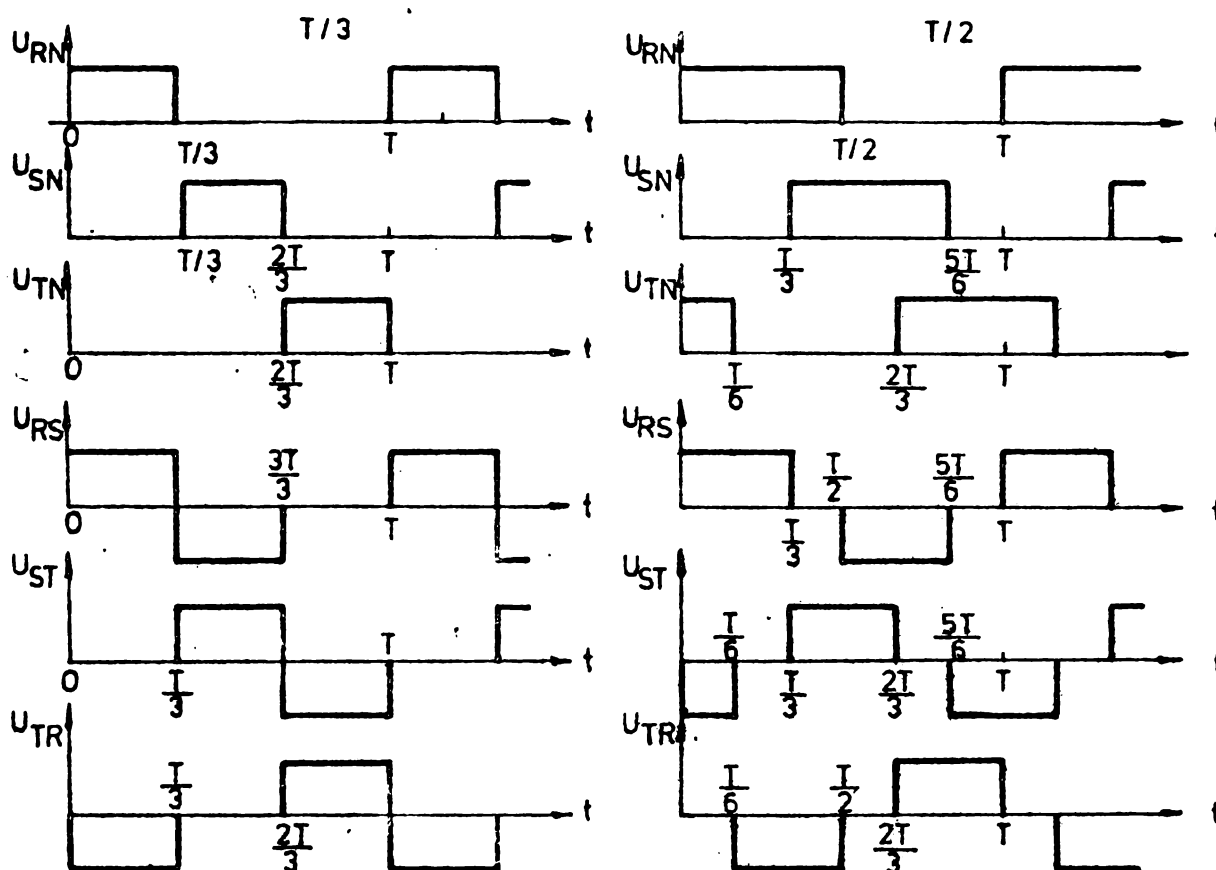


Fig.1.16. Forma de variație a tensiunii de ieșire la un CCF trifazat cu punct median.

În fig. 1.16 s-au mai reprezentat și tensiunile de linie U_{RS} , U_{ST} , U_{TR} , tensiuni care s-au calculat cu relațiile

$$\begin{aligned}
 U_{RS} &= U_{RN} - U_{SN} \\
 U_{ST} &= U_{SN} - U_{TN} \\
 U_{TR} &= U_{TN} - U_{RN}
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

Se constată că tensiunile de fază sînt impulsuri de tensiune, pozitive de durată $T/3$ respectiv $T/2$ iar tensiunile de linie sînt alternative (impulsuri pozitive și negative de durată egală cu $T/3$)

In cazul convertoarelor trifazate în punte, dacă se consideră borna negativă ca punct de referință N, atunci tensiunile, în cele două cazuri de conducție, au aceeași formă ca în fig.1.16.

Dacă sarcina convertorului este conectată în stea, atunci față de nulul sarcinii tensiunile de fază, pentru cele două cazuri de conducție sînt indicate în fig.1.17.

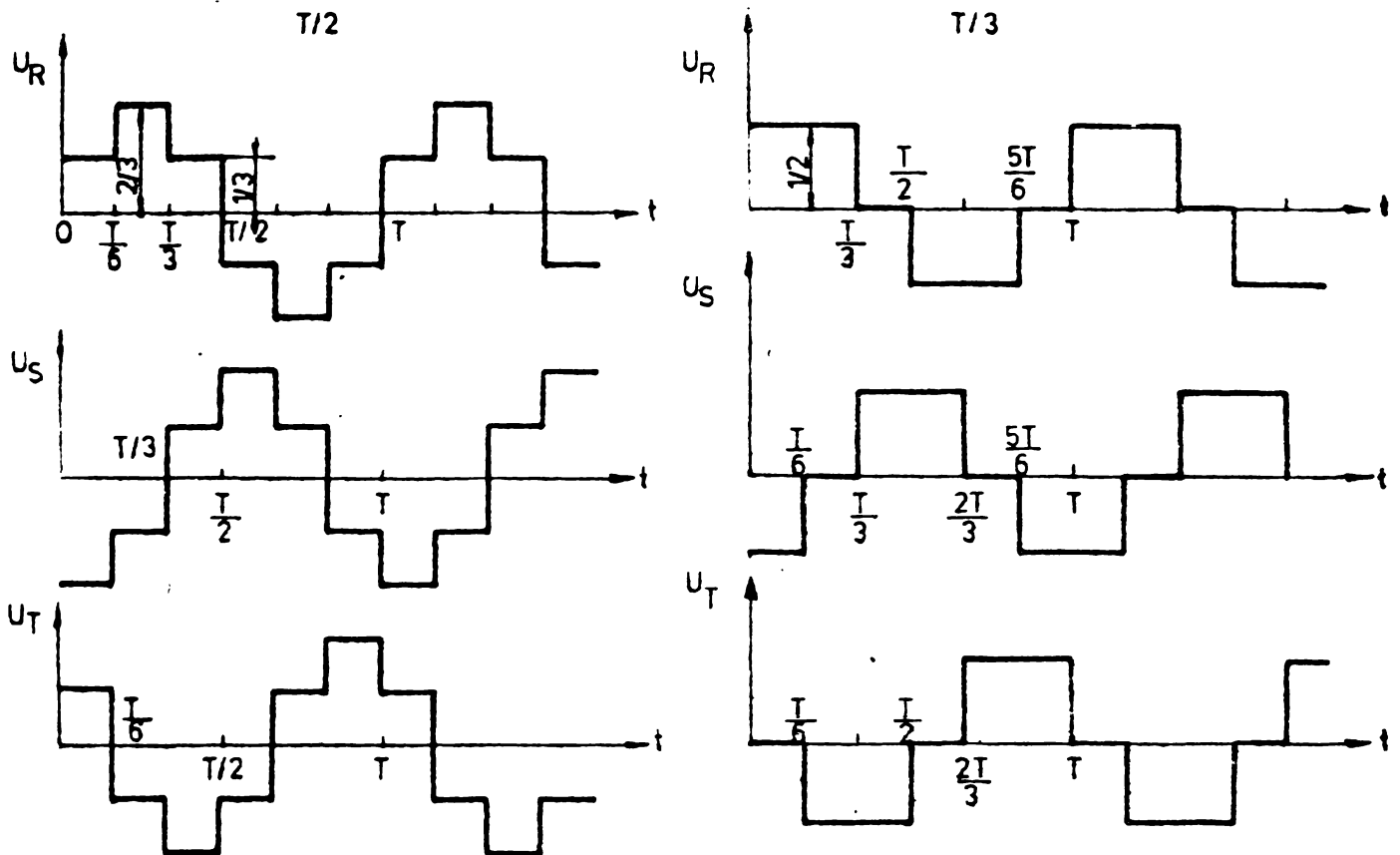


Fig.1.17. Forme de variație a tensiunilor de fază.

Dacă se scurtează durata de conducție a tiristoarelor cu unghiul γ în vederea modificării tensiunii, forma de variație a tensiunii în timp este indicată în fig.1.8 pentru câteva valori ale unghiului γ , în cazul duratei de conducție normale de $T/2$. În cazul scurtării duratei de conducție convertorul are o comportare tripozițională.

În cazul comenzii prin impulsuri, avînd o frecvență f_c mult mai mare decît frecvența tensiunii de ieșire, formele de variație a tensiunii în timp sînt indicate în fig.1.10, 1.11 și 1.12.

Pentru determinarea expresiei analitice a tensiunilor de ieșire se recurge la forma de undă din fig.1.18, unde tensiunea se determină pe intervale de timp.

$$U(t) = \begin{cases} E ; t_a + nT_i \leq t < t_b + nT_i \\ -E ; t_b + nT_i \leq t < t_a + (n+1)T_i \end{cases} \quad (1.2)$$

unde t_a ține seama de faza inițială iar t_b de durata impulsului.

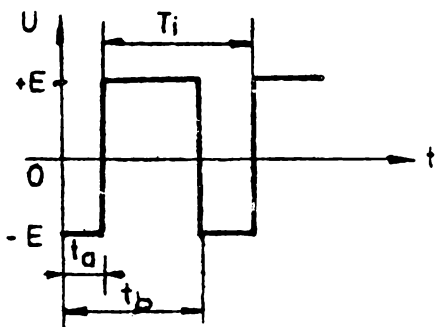


Fig.1.16. Forma impulsurilor de tensiune.

În cazul tensiunilor trifazate este suficient să se determine t_a pentru o singură fază spre exemplu t_{aR} deoarece

$$t_{aS} = t_{aR} + \frac{\pi}{3} \quad (1.3)$$

$$t_{aT} = t_{aR} + \frac{2\pi}{3}$$

În cazul modificării tensiunii prin scurtarea duratei de conducție a tiristoarelor, raportată la durata normală de $T/3$ sau $T/2$, sau în cazul comenzii prin impulsuri modulate în durată t_a și t_b sînt funcții de timp.

1.4.1. Expresia analitică a tensiunii de ieșire pe fază în cazul unui convertor trifazat cu punct median.

Variația în timp a tensiunilor de fază, în cazul duratelor de conducție de $T/3$ și $T/2$, sînt indicate în fig.1.16.

Ținînd seama de faptul că perioada impulsurilor este de $T_i = T$ și de faptul că $t_b - t_a = T/3$ sau $T/2$ rezultă în cazul duratei de conducție normale de $T/3$

$$\begin{aligned}
 U_R(t) &= \begin{cases} E, & t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ 0, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\
 U_S(t) &= \begin{cases} E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + nT \\ 0, & t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + (n+1)T \end{cases} \\
 U_T(t) &= \begin{cases} E, & t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \\ 0, & t_a + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + (n+1)T \end{cases}
 \end{aligned} \quad (1.4)$$

În cazul duratei de conducție normale de $T/2$ expresiile tensiunilor de fază vor fi:

$$\begin{aligned}
 U_R(t) &= \begin{cases} E, & t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ 0, & t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\
 U_S(t) &= \begin{cases} E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + \frac{T}{2} + nT \\ 0, & t_a + \frac{T}{3} + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + (n+1)T \end{cases} \\
 U_T(t) &= \begin{cases} E, & t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + \frac{T}{2} + nT \\ 0, & t_a + \frac{2T}{3} + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + (n+1)T \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

1.4.2. Expresia analitică a tensiunii de ieşire pe fază în cazul unui convertor trifazat în punte.

Variaţia în timp a tensiunilor de fază sînt indicate în fig.1.17.

Ținînd cont de faptul că și în acest caz $t_b - t_a = T/3$ sau $T/2$ rezultă în cazul duratei de conducție normale de $T/3$, expresiile:

$$\begin{aligned}
 U_R(t) &= \begin{cases} \frac{E}{2}, & t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ 0, & \begin{cases} t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ t_a + \frac{5T}{6} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\ -\frac{E}{2}, & t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{5T}{6} + nT \end{cases} \\
 U_S(t) &= \begin{cases} \frac{E}{2}, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + nT \\ 0, & \begin{cases} t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{5T}{6} + nT \\ t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{T}{3} + (n+1)T \end{cases} \\ -\frac{E}{2}, & t_a + \frac{5T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1.6}$$

$$U_T(t) = \begin{cases} \frac{E}{2} , & t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \\ 0 & \begin{cases} t_a + (n+1)T < t \leq t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \\ t_a + \frac{T}{3} + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + (n+1)T \end{cases} \\ -\frac{E}{2} , & t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{T}{2} + (n+1)T \end{cases}$$

In cazul duratei normale de conducție de $T/2$ rezultă

$$U_R(t) = \begin{cases} \frac{E}{3} , & \begin{cases} t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \end{cases} \\ \frac{2E}{3} , & t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ -\frac{E}{3} , & \begin{cases} t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + nT \\ t_a + \frac{5T}{6} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\ -\frac{2E}{3} , & t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{5T}{6} + nT \end{cases}$$

$$U_S(t) = \begin{cases} \frac{E}{3} , & \begin{cases} t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{5T}{6} + nT \end{cases} \\ \frac{2E}{3} , & t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + nT \\ -\frac{E}{3} , & \begin{cases} t_a + \frac{5T}{6} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \\ t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{T}{3} + (n+1)T \end{cases} \\ -\frac{2E}{3} , & t_a + (n+1)T < t \leq t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \\ \frac{E}{3} , & \begin{cases} t_a + \frac{2T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{5T}{6} + nT \\ t_a + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \end{cases} \end{cases} \quad (1.7)$$

$$U_T(t) = \begin{cases} \frac{2}{3}E, & t_a + \frac{5T}{6} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \\ -\frac{E}{3} \begin{cases} t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{T}{3} + (n+1)T \\ t_a + \frac{T}{2} + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{2T}{3} + (n+1)T \end{cases} \\ -\frac{2}{3}E, & t_a + \frac{T}{3} + (n+1)T \leq t < t_a + \frac{T}{2} + (n+1)T \end{cases}$$

1.4.3. Expresia analitică a tensiunii de ieșire pe fază în cazul unui convertor trifazat în punte cu stingere în contra-timp (comportare bipozițională) în cazul comenzii prin impulsuri modulate în durată după lege sinusoidală.(60,79,94)

Circuitele de comandă ale convertorului din fig.1.15 trebuie să asigure conducția tiristorului T_1 în intervalul în care semnalul sinusoidal este mai mare decât semnalul triunghiular (de exemplu în fig.1.19) Δt_{n1} și tiristorului T_4 în celelalte intervale (Δt_{n4})

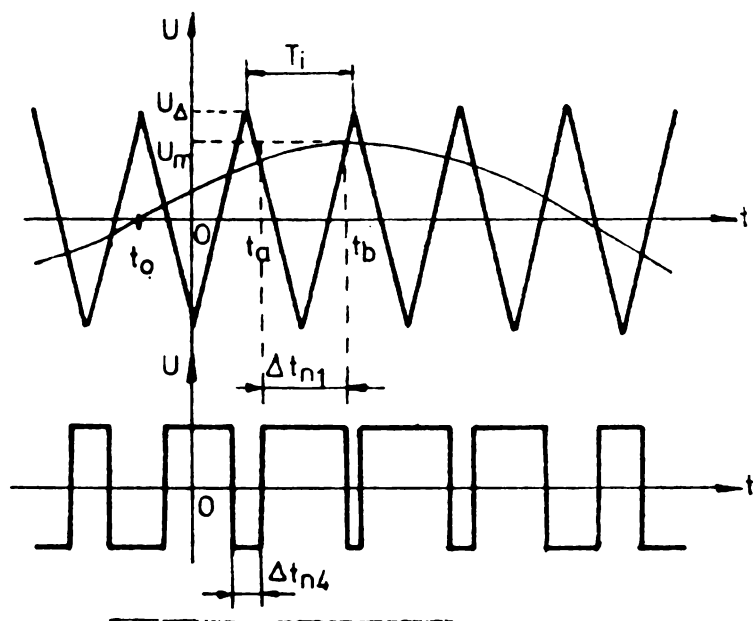


Fig.1.19. Realizarea modulației bilaterale.

Alegînd originea timpului după axa U (fig.1.19) și notînd cu U_Δ amplitudinea semnalului triunghiular, cu U_m amplitudinea semnalului sinusoidal, cu $\mu = \frac{U_m}{U_\Delta}$ indicele de modulație, T_i perioada semnalului de tact avînd frecvența constantă, și cu t_0 momentul în care semnalul modulator sinusoidal devine mai mare decât cel triunghiular,

t_b momentul în care tiristorul T_1 se stinge și T_4 se aprinde.

Momentele t_a și t_b se găsesc egalînd expresiile semnalelor sinusoidal și triunghiular și vor fi:

$$\begin{aligned} t_a &= -\frac{T_i}{4} - \frac{T_i}{4} \sin \frac{2\pi}{T}(t_a + t_0) \\ t_b &= \frac{T_i}{4} + \frac{T_i}{4} \sin \frac{2\pi}{T}(t_b + t_0) \end{aligned} \quad (1.8)$$

cu aceasta pe baza relației 1.2 se poate scrie

$$U(t) = \begin{cases} \frac{E}{2} & , \quad t_a + qT_i + nT \leq t < t_b + qT_i + nT \\ -\frac{E}{2} & , \quad t_b + qT_i + nT \leq t < t_{a+1} + (q+1)T_i + nT \end{cases} \quad (1.9)$$

unde

$$t_{a+1} = -\frac{T_i}{4} - \frac{T_i}{4} \sin \frac{2\pi}{T}(t_{a+1} + t_0) \quad (1.10)$$

Se poate observa că t_a , t_b , t_{a+1} sînt funcții care depind de gradul de modulație μ , de perioada tensiunii de ieșire T și faza inițială a tensiunii t_0 .

Dacă modulația se face unilateral atunci t_a sau t_b este o mărime constantă.

Dacă convertorul este cu comportare tripozițională, tensiunea de ieșire este de forma indicată în fig.1.11, atunci tensiunea poate avea trei valori și anume:

$$U(t) = \begin{cases} \frac{E}{2} & , \quad t_a + qT_i + nT \leq t < t_b + qT_i + \frac{T}{2} + nT \\ 0 & , \quad t_b + qT_i + nT \leq t < t_{a+1} + (q+1)T_i + (n+1)T \\ -\frac{E}{2} & , \quad t_b + qT_i + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_{a+1} + (q+1)T_i + (n+1)T \end{cases} \quad (1.11)$$

în care q este numărul de ordine a perioadei semnalului de tact.

C A P I T O L U L 2

ECUAȚIILE MASINILOR ASINCRONE

Motoarele asincrone alimentate de la convertizoare statice de frecvență lucrează într-un regim nesinusoidal. Acest regim nesinusoidal poate fi cvazistaționar sau transitoriu. Studiul regimului nesinusoidal se face prin diferite metode mai mult sau mai puțin exacte.

Una dintre aceste metode, numită analiza armonică, se bazează pe utilizarea descompunerii în serie Fourier a tensiunii de alimentare și considerarea comportării motorului asincron alimentat în același timp cu tensiuni de frecvență și amplitudine diferite rezultate în urma descompunerii [66, 71, 53, 80]. În funcție de particularitățile mașinii și regimului studiat, precum și de limitarea preciziei de calcul, în prezent se folosesc diferite metode de calcul ca de exemplu metoda Lalescu-Abason, Thomson-Runge, Runge-Kutta, metoda variabilelor de stare, etc.

La alegerea unei sau altei metode de calcul trebuie să se țină seama de forma de variație în timp a mărimilor electrice.

În ultimul timp pentru studiul motorului asincron se utilizează [36, 46, 50, 63] metoda componentelor simetrice momentane sau o metodă de calcul derivată din aceasta.

2.1. METODA COMPONENTELOR SIMETRICE MOMENTANE

Se consideră o mașină asincronă idealizată prin aceea că se fac următoarele ipoteze simplificatoare:

-se consideră că înfășurările statorice și rotorice ale mașinilor asincrone sînt simetrice și axele lor sînt decalate cu $2\pi/3$ radiani electrice;

-înfășurările mașinilor sînt repartizate astfel ca fiecare produce un cîmp magnetic sinusoidal în spațiu, se neglijează armonicile de spațiu ale cîmpului;

-se consideră că parametrii mașinii sînt constanți și nu apar pierderi în fier, adică se neglijează saturația și efectul fenomenului de histerezis și a curenților turbionari.

Dacă sînt cunoscute valorile momentane ale curenților de fază, de exemplu $i_a(t)$, $i_b(t)$ și $i_c(t)$ atunci componentele simetrice momentane vor fi niște vectori variabili în timp (fazori) care scrise în planul complex vor fi:

Componenta directă

$$\underline{i}_1(t) = \frac{1}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (2.1)$$

componenta inversă

$$\underline{i}_2(t) = \frac{1}{3} (i_a + a^2 i_b + a i_c) \quad (2.2)$$

unde

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{și} \quad a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.3)$$

deci componentele directe și inverse sînt mărimi complexe momentane și componenta homopolară.

$$i_0(t) = \frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c) \quad (2.4)$$

este o mărime reală.

În locul componentelor simetrice momentane unii autori [36,50,63] propun utilizarea unor fazori temporali, care diferă de componentele simetrice momentane printr-un factor de proporționalitate și care în cazul mașinilor pot avea și semnificație fizică. Deoarece componenta directă $\underline{i}_1(t)$ este conjugată complexă a componentei inverse $\underline{i}_2(t)$ este suficient să se cunoască numai una dintre aceste două.

Se definește fazorul general al curentului cu relația

$$\underline{i}(t) = \frac{2}{3} (i_a + a i_b + a^2 i_c) \quad (2.5)$$

iar componenta homopolară cu relația (2.4)

Conform acestei definiții în locul valorilor momentane ale curenților de fază i_a, i_b și i_c se introduce fazorul general al curentului \underline{i} și curentul homopolar i_0 , care simplifică foarte mult forma de scriere a ecuațiilor mașinii asincrone în regim tranzitoriu și cvazistaționar.

În relațiile (2.4) și (2.5) curenții i_a, i_b și i_c pot avea orice variație în timp și atunci fazorul \underline{i} și componenta i_0 sînt funcții de timp.

Cunoașterea fazorului \underline{i} și a componentei i_0 permite și determinarea curenților i_a, i_b și i_c cu ajutorul relațiilor (2.6)

$$\begin{aligned} i_a(t) &= \operatorname{Re} \{ \underline{i} \} + i_0 \\ i_b(t) &= \operatorname{Re} \{ a^2 \underline{i} \} + i_0 \\ i_c(t) &= \operatorname{Re} \{ a \underline{i} \} + i_0 \end{aligned} \quad (2.6)$$

Utilizarea factorului $2/3$ în loc de $1/3$ în definiția fazorului general \underline{i} este justificată de următoarele:

a.- în regim simetric cvazistaționar fazorii definiți de relația (2.5) coincid cu vectorii utilizați în studiul mașinilor electrice

b.- componenta reală și imaginară a fazorului \underline{i} coincid cu componentele ortogonale α, β utilizate în literatură. Aceste componente sînt:

$$\begin{aligned} i_\alpha(t) &= \operatorname{Re} \{ \underline{i} \} \\ i_\beta(t) &= \operatorname{Im} \{ \underline{i} \} \end{aligned} \quad (2.7)$$

iar fazorul generalizat în planul complex se poate exprima cu ajutorul componentelor sale

$$\underline{i} = i_\alpha + j i_\beta \quad (2.8)$$

c.- proiecțiile fazorului \underline{i} pe axele înfășurărilor a, b și c reprezintă valorile momentane ale curenților din fazele respective (relația 2.6), de exemplu

$$\begin{aligned} i_c &= \operatorname{Re} \{ a \underline{i} \} + i_0 = \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} (a i_a + a^2 i_b + i_c) \right\} + i_0 \\ &= \frac{2}{3} \left(-\frac{1}{2} i_a - \frac{1}{2} i_b + i_c \right) + \frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c) = i_c \end{aligned}$$

În cazul mașinilor asincrone trifazate în stator și rotor de construcție simetrică toate mărimile electrice și magnetice pot fi descrise cu ajutorul fazorului generalizat al tensiunii \underline{u} , curențului \underline{i} , fluxului $\underline{\psi}$, etc., definiți conform relației (2.5) și a componentelor homopolare corespunzătoare u_0, i_0, ψ_0 , etc., definite conform relației (2.4).

2.2. ECUATIILE FAZORIALE ALE MASINII ASINCRONE

Notînd cu indicele „S” mărimile statorice, cu indicele „R” mărimile rotorice și considerînd asocierea sensurilor pozitive, atît pentru stator cît și pentru rotor, corespunzătoare regimului de receptor, ecuația unei faze se scrie

$$u_{\lambda} = R_{\lambda} i_{\lambda} + \frac{d\psi_{\lambda}}{dt} \quad (2.9)$$

unde

- R_{λ} - rezistența fazei λ
- ψ_{λ} - fluxul total al fazei λ
- u_{λ} - tensiunea aplicată fazei λ
- i_{λ} - curentul prin faza λ

Pe lîngă ipotezele făcute în cap.2.1 se consideră că înfășurarea rotorului este redusă la stator (28), adică înfășurarea reală a motorului este înlocuită cu o înfășurare trifazată simetrică echivalentă avînd același număr de spire efective ca și înfășurarea statorului.

Notînd cu L inductivitatea proprie principală a unei faze statorice, și inductivitatea proprie principală a unei faze rotorice, atunci inductivitățile reciproce principale între două înfășurări statorice ν și λ vor fi:

$$L_{\nu\lambda h} = L \cos(\nu - \lambda) \frac{2\pi}{3} \quad (2.10)$$

iar între o fază statorică λ și faza rotorică ν' inductivitatea reciprocă se scrie

$$L_{\lambda\nu'} = L \cos\left[\theta + (\nu' - \lambda) \frac{2\pi}{3}\right] \quad (2.11)$$

unde L este inductivitatea de cuplaj dintre o fază statorică și o fază rotorică cînd axele lor coincid, θ este unghiul dintre axele înfășurărilor λ și λ' (fig.2.1), variabil în timp.

Notînd cu $L_{\lambda\sigma}$ inductivitatea de dispersie corespunzătoare cîmpului propriu care înlănțuie numai faza statorică respectivă, aceeași pentru toate fazele,

$L_{\lambda\sigma'}$ inductivitatea de dispersie corespunzătoare cîmpului propriu care înlănțuie numai faza respectivă din rotor, aceeași pentru toate fazele,

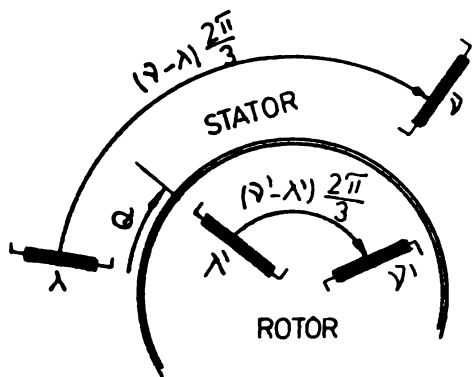


Fig.2.1. Representarea schematică a înfășurărilor.

$L_{\nu\lambda\sigma}$ inductivitatea de dispersie reciprocă corespunzătoare câmpului propriu care înlănțuie numai înfășurările statorice λ și ν

$$L_{\lambda\nu\sigma} = L_{\lambda\lambda\sigma} \cos(\nu - \lambda) \frac{2\pi}{3} \quad (2.12)$$

$L_{\lambda'\nu'\sigma}$ inductivitatea de dispersie reciprocă corespunzătoare câmpului propriu care înlănțuie numai înfășurările rotorice λ' și ν'

$$L_{\lambda'\nu'\sigma} = L_{\lambda'\lambda'\sigma} \cos(\nu' - \lambda') \frac{2\pi}{3} \quad (2.13)$$

fluxul total al fazei statorice λ se scrie:

$$\Psi_{\lambda} = L_{\lambda\sigma} i_{\lambda} + L_{\lambda\lambda\sigma} \sum_{\nu} i_{\nu} \cos(\nu - \lambda) \frac{2\pi}{3} + \quad (2.14)$$

$$L \sum_{\nu} i_{\nu} \cos(\nu - \lambda) \frac{2\pi}{3} + L \sum_{\nu'} i_{\nu'} \cos\left[\theta + (\nu' - \lambda) \frac{2\pi}{3}\right]$$

iar fluxul total al fazei rotorice λ' este:

$$\Psi_{\lambda'} = L_{\lambda'\sigma} i_{\lambda'} + L_{\lambda'\lambda'\sigma} \sum_{\nu'} i_{\nu'} \cos(\nu' - \lambda') \frac{2\pi}{3} \quad (2.15)$$

$$L \sum_{\nu'} i_{\nu'} \cos(\nu' - \lambda') \frac{2\pi}{3} + L \sum_{\nu} i_{\nu} \cos\left[\theta - (\nu - \lambda') \frac{2\pi}{3}\right]$$

Cu relațiile (2.14) și (2.15) se pot determina fluxurile totale ale fazelor statorice Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c și rotorice $\Psi_{a'}, \Psi_{b'}, \Psi_{c'}$.

Pe baza relației (2.5) cunoscând fluxurile fazelor se calculează fazorii fluxului statoric și rotoric. Dacă se ține cont de fazorii curenților statorici \underline{i}_S și rotoric \underline{i}_R , atunci rezultă: fazorul fluxului statoric.

$$\underline{\Psi}_S = L_{S\sigma} \underline{i}_S + L_m \underline{i}_S + L_m e^{j\theta} \underline{i}_R \quad (2.16)$$

și fazorul fluxului rotoric

$$\underline{\Psi}_R = L_{R\sigma} \underline{i}_R + L_m \underline{i}_R + L_m e^{j\theta} \underline{i}_S \quad (2.17)$$

unde s-au notat: inductivitatea totală de scăpări a statorului cu $L_{S\sigma}$, inductivitatea totală de scăpări a rotorului cu $L_{R\sigma}$, inductivitatea de cuplaj ciclică cu L_m , definite de relațiile:

$$\begin{aligned} L_{S\sigma} &= L_{\lambda\sigma} + \frac{3}{2} L_{\lambda\lambda\sigma} \\ L_{R\sigma} &= L_{\lambda'\sigma} + \frac{3}{2} L_{\lambda'\lambda'\sigma} \\ L_m &= \frac{3}{2} L \end{aligned} \quad (2.18)$$

Dacă se scriu ecuațiile de tensiune (2.9) pentru fiecare fază statorică și rotorică, rezultă un sistem format din șase ecuații de tensiune. Cele trei ecuații de tensiune statorice se transformă într-o ecuație fazorială (în absența componentelor homopolare) dacă pe baza relației (2.5) se definește fazorul tensiunii statorice \underline{u}_S . Ținând cont de fazorii curenților și fluxurilor această ecuație fazorială rezultă

$$\underline{u}_S = R_S \underline{i}_S + \frac{d \underline{\Psi}_S}{dt} \quad (2.19)$$

Ecuațiile de tensiune rotorice în mod asemănător se pot scrie sub forma

$$\underline{u}_R = R_R \underline{i}_R + \frac{d \underline{\Psi}_R}{dt} \quad (2.20)$$

Ecuațiile (2.20) și (2.17) sînt scrise într-un sistem de coordonate legate de rotor iar ecuațiile (2.19) și (2.16) într-un sistem fix, legat de stator.

Se obișnuiește scrierea ecuațiilor în același sistem de coordonate, care poate fi legat de stator deci fix, sau legat de rotor, sistem rotitor cu viteza unghiulară ω , sau un sistem care se rotește cu viteza unghiulară constantă ω_k (34, 84, 63).

Trecerea de la un sistem de coordonate la alt sistem se face cu ajutorul relațiilor de transformare. Pentru deducerea acestor relații considerăm doi fazori, de exemplu \underline{i}_S și \underline{i}_R , determinați în două sisteme de coordonate diferite (fig. 2.2). Pentru scrierea acestor fazori în același sistem de coordonate rotitor cu viteza unghiulară constantă ω_k considerăm că la un moment dat axa reală a sistemului (Re) face unghiul θ_k cu axa sistemului statoric (a_S). Unghiul dintre axa sistemului rotorice (a_R) și statoric (a_S) este θ .

La un moment dat fazorul \underline{i}_S face un unghi α_S față de axa (a_S) și α'_S față de axa sistemului rotitor (Re). Fazorul curentului

i_R face ca axa sistemului propriu (a_R) unghiul α_R și cu axa sistemului rotitor (Re) unghiul α'_R .

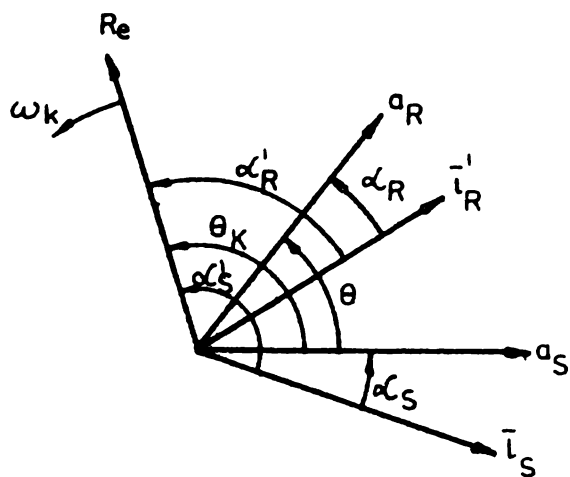


Fig.2.2. Pozițiile fazorilor curenților față de axele sistemelor de coordonate.

Pe baza fig.2.2, notînd fázorii în sistemul rotitor cu indicele ω_k rezultă relațiile de transformare

$$\begin{aligned} \underline{i}_{S\omega_k} &= \underline{i}_S e^{-j\theta_k} \\ & \quad -j(\theta_k - \theta) \\ \underline{i}_{R\omega_k} &= \underline{i}_R e^{-j\theta_k} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Inmulțind ecuația (2.16) cu $e^{-j\theta_k}$ și ecuația (2.17) cu $e^{-j(\theta_k - \theta)}$ și ținînd cont de relația (2.21) de transformare a fazorilor rezultă expresiile fazorilor statoric și

rotoric în sistemul de coordonate ce se rotește cu viteza unghiulară ω_k .

$$\underline{\Psi}_{S\omega_k} = (L_{S\sigma} + L_m) \underline{i}_{S\omega_k} + L_m \underline{i}_{R\omega_k} \quad (2.22)$$

$$\underline{\Psi}_{R\omega_k} = (L_{R\sigma} + L_m) \underline{i}_{R\omega_k} + L_m \underline{i}_{S\omega_k}$$

Derivînd relațiile (2.21) scrise pentru fluxuri și exprimînd derivata fluxurilor în vechiul sistem rezultă

$$\frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} = \frac{d\underline{\Psi}_{S\omega_k}}{dt} e^{j\theta_k} + j\omega_k \underline{\Psi}_S$$

$$\frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} = \frac{d\underline{\Psi}_{R\omega_k}}{dt} e^{j(\theta_k - \theta)} + j(\omega_k - \omega) \underline{\Psi}_R$$

unde s-au notat

$$\omega_k = \frac{d\theta_k}{dt} \quad \text{și} \quad \omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.23)$$

Inlocuind derivatele fluxurilor în ecuațiile (2.19) și (2.20) și ținînd cont de relațiile (2.21) scrise pentru fázorii de tensiune rezultă ecuațiile de tensiune scrise într-un sistem de coordonate ce se rotește cu viteza ω_k

$$\underline{u}_{S\omega_k} = R_S \underline{i}_{S\omega_k} + \frac{d\underline{\Psi}_{S\omega_k}}{dt} + j\omega_k \underline{\Psi}_{S\omega_k}$$

(2.24)

$$\underline{u}_{R\omega_k} = R_R \underline{i}_{R\omega_k} + \frac{d\underline{\Psi}_{R\omega_k}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \underline{\Psi}_{R\omega_k}$$

Dacă se cere scrierea ecuațiilor de tensiune într-un sistem de coordonate legat de rotor ce se rotește cu viteza unghiulară ω atunci este suficient ca să se înlocuiască ω_k cu ω . Rezultă

$$\begin{aligned} \underline{u}_{S\omega} &= R_S \underline{i}_{S\omega} + \frac{d\underline{\Psi}_{S\omega}}{dt} + j\omega \underline{\Psi}_S \\ \underline{u}_{R\omega} &= R_R \underline{i}_{R\omega} + \frac{d\underline{\Psi}_{R\omega}}{dt} \\ \underline{\Psi}_{S\omega} &= (L_{S\sigma} + L_m) \underline{i}_{S\omega} + L_m \underline{i}_{R\omega} \\ \underline{\Psi}_{R\omega} &= (L_{R\sigma} + L_m) \underline{i}_{R\omega} + L_m \underline{i}_{S\omega} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Dacă în expresiile (2.22) și (2.24) se pune $\omega_k = 0$ rezultă ecuațiile de tensiune și fluxuri scrise într-un sistem fix de coordonate legat de stator.

$$\begin{aligned} \underline{u}_S &= R_S \underline{i}_S + \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} \\ \underline{u}_R &= R_R \underline{i}_R + \frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} - j\omega \underline{\Psi}_R \\ \underline{\Psi}_S &= (L_{S\sigma} + L_m) \underline{i}_S + L_m \underline{i}_R \\ \underline{\Psi}_R &= (L_{R\sigma} + L_m) \underline{i}_R + L_m \underline{i}_S \end{aligned} \quad (2.26)$$

Ecuațiile de tensiune și fluxuri formează un sistem de patru ecuații diferențiale în care necunoscutele sînt fazorii curenților și fluxurilor. În ipoteza că se cunosc tensiunile de alimentare, parametrii mașinii și viteza de rotație a rotorului în orice moment sistemul poate fi rezolvat cu una din metodele cunoscute [7, 42, 56].

Variația vitezei de rotație în timp este dată de ecuația mișcării

$$m = J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega + M_L \quad (2.27)$$

în care

m - cuplul dezvoltat de motorul asincron

J - momentul de inerție total, redus la arborele motorului

K_f - coeficientul de frecări

M_L - cuplul rezistent, redus la arborele motorului.

Sistemul format din ecuațiile de tensiune și de fluxuri

poate fi redus la două ecuații prin eliminarea curenților sau a fluxurilor. De exemplu prin eliminarea fluxurilor din sistemul (2.26) rezultă:

$$\begin{aligned} \underline{u}_S &= R_S \underline{i}_S + \frac{d}{dt} \left[(L_{S\sigma} + L_m) \underline{i}_S + L_m \underline{i}_R \right] \\ \underline{u}_R &= R_R \underline{i}_R + \frac{d}{dt} \left[(L_{R\sigma} + L_m) \underline{i}_R + L_m \underline{i}_S \right] - j\omega \left[(L_{R\sigma} + L_m) \underline{i}_R + L_m \underline{i}_S \right] \end{aligned} \quad (2.28)$$

2.2.1. Ecuatia componentelor homopolare

La stabilirea ecuațiilor fazoriale s-a presupus că:

- a - componentele homopolare ale tensiunilor și curenților nu există și
- b - cîmpul magnetic în întrefier are o repartiție sinusoidală.

Dacă aceste presupuneri nu sînt îndeplinite, adică există componente homopolare a tensiunii definite de relațiile:

$$\begin{aligned} u_{S0} &= \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) \\ u_{R0} &= \frac{1}{3} (u_{a'} + u_{b'} + u_{c'}) \end{aligned} \quad (2.29)$$

și înfășurările sînt conectate în triunghi sau în stea cu nulul legat la nulul sursei atunci pot exista și componente homopolare ale curenților i_{S0} și i_{R0} .

În ipoteza cîmpului magnetic cu repartiție sinusoidală în spațiu componenta homopolară a curenților produce un flux pulsator de scăpări.

Armonicile spațiale superioare ale t.m.m. datorită componentelor homopolare ale curenților crează, la o anumită poziție a rotorului fluxuri, care străbat și înfășurarea rotorului.

Notînd cu L_{m0} - inductivitatea reciprocă homopolară dintre o fază statorică și una rotorică, L_{S0} - inductivitatea homopolară statorică și L_{R0} - inductivitatea homopolară a rotorului redus la stator, se scriu ecuațiile de tensiune și fluxuri (34, 49):

$$\begin{aligned} u_{S0} &= R_{S0} i_{S0} + \frac{d\psi_{S0}}{dt} \\ u_{R0} &= R_{R0} i_{R0} + \frac{d\psi_{R0}}{dt} \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{So} &= L_{So} i_{So} + L_{mo} i_{Ro} \\ \Psi_{Ro} &= L_{Ro} i_{Ro} + L_{mo} i_{So} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Ecuațiile (2.31) sînt scrise în două sisteme de coordonate diferite. Folosind relațiile de transformare (2.21) pentru mărimile statorice și rotorice și repetînd raționamentul din paragraful precedent rezultă ecuațiile componentelor homopolare scrise într-un sistem de coordonate rotitor cu viteza unghiulară ω_k :

$$\begin{aligned} \underline{u}_{S\omega_k} &= R_{So} \underline{i}_{S\omega_k} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{S\omega_k} + j\omega_k \underline{\Psi}_{S\omega_k} \\ \underline{u}_{R\omega_k} &= R_{Ro} \underline{i}_{R\omega_k} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{R\omega_k} + j(\omega_k - \omega) \underline{\Psi}_{R\omega_k} \\ \underline{\Psi}_{S\omega_k} &= L_{So} \underline{i}_{S\omega_k} + L_{mo} \underline{i}_{R\omega_k} \\ \underline{\Psi}_{R\omega_k} &= L_{Ro} \underline{i}_{R\omega_k} + L_{mo} \underline{i}_{S\omega_k} \end{aligned} \quad (2.32)$$

În sistemul rotitor de coordonate, cu viteza unghiulară ω_k toate componentele homopolare devin fazori. Într-un sistem fix de coordonate, legat de stator componentele homopolare ale mărimilor statorice sînt mărimi scalare.

Ecuațiile componentelor homopolare într-un sistem fix de coordonate se scriu :

$$\begin{aligned} u_{So} &= R_{So} i_{So} + \frac{d}{dt} \Psi_{So} \\ \underline{u}_{Ro} &= R_{Ro} \underline{i}_{Ro} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{Ro} - j\omega \underline{\Psi}_{Ro} \\ \Psi_{So} &= L_{So} i_{So} + \frac{1}{2} L_{mo} (\underline{i}_{Ro} + \hat{\underline{i}}_{Ro}) \\ \underline{\Psi}_{Ro} &= L_{Ro} \underline{i}_{Ro} + L_{mo} i_{So} \end{aligned} \quad (2.33)$$

unde $\hat{\underline{i}}_{Ro}$ - este conjugata complexă a curentului \underline{i}_{Ro} .

În ecuațiile (2.33) mărimile rotorice sînt mărimi fazoriale iar cele statorice mărimi scalare.

Acest sistem prin eliminarea fluxurilor poate fi redus la două ecuații

$$u_{So} = R_{So} i_{So} + \frac{d}{dt} \left[L_{So} i_{So} + \frac{1}{2} L_{mo} (\underline{i}_{Ro} + \hat{i}_{Ro}) \right] \quad (2.34)$$

$$\underline{u}_{Ro} = R_{Ro} \underline{i}_{Ro} + \frac{d}{dt} \left[(L_{Ro} \underline{i}_{Ro} + L_{mo} i_{So}) \right] - j\omega \left[(L_{Ro} \underline{i}_{Ro} + L_{mo} i_S) \right]$$

Aceste ecuații scrise în regim sinusoidal permit determinarea prin calcul a parametrilor homopolari.

2.3. EXPRESIILE CUPLULUI A PUTERILOR SI A PIERDERILOR

2.3.1. Expresia cuplului electromagnetic [36 , 50]

Deoarece tensiunile, curenții și fluxurile din mașină au fost scrise sub formă fazorială și cuplul electromagnetic poate fi exprimat ca momentul \underline{m}_1 (făcînd o analogie cu momentul unei forțe în raport cu un punct) dat de produsul vectorial a fazorilor $\underline{\Psi}_S$ și \underline{i}_S , adică

$$\underline{m}_1 = \frac{3}{2} p \left[\underline{\Psi}_S \times \underline{i}_S \right] \quad (2.35)$$

a cărui direcție este perpendiculară pe planul fazorilor $\underline{\Psi}_S$ și \underline{i}_S (plan perpendicular pe axul mașinii) al cărui sens este dat de sensul în care înaintează un șurub care se rotește astfel încît să aducă primul fazor al produsului ($\underline{\Psi}_S$ în cazul de față) peste celălalt fazor al produsului, printr-o rotire de unghi minim

(fig.2.3). În acest fel valoarea cuplului rezultă:

$$m_1 = \frac{3}{2} p \Psi_S i_S \sin \alpha \quad (2.36)$$

în care Ψ_S și i_S sînt valorile momentane ale fazorilor $\underline{\Psi}_S$ și \underline{i}_S , iar α -unghiul pe care-l fac la un moment dat cei doi fazori.

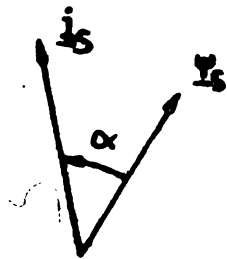


Fig.2.3. Fazorii \underline{i}_S și $\underline{\Psi}_S$.

Expresia cuplului electromagnetic poate fi obținută și din relația 2.35 transformînd produsul vectorial în produs scalar.

$$m_1 = \frac{3}{2} p \operatorname{Re} \left[j \Psi_S \hat{i}_S \right] = \frac{3}{2} p \operatorname{Im} \left[\hat{\Psi}_S \underline{i}_S \right] \quad (2.37)$$

Dacă fluxul creșt de componentele homopolare străbate și statorul și rotorul atunci și aceste componente pot produce cupluri, a căror valoare calculată pe baza relației (2.37) este

$$m_0 = 3 p \operatorname{Re} \left[j \psi_{So} \hat{i}_{Ro} \right] = 3 p \psi_{So} \operatorname{Im} \left[\hat{i}_{Ro} \right] \quad (2.38)$$

Așadar în cazul general cuplul electromagnetic rezultat al mașinii se poate calcula cu relația

$$m = m_1 + m_0 = \frac{3}{2} p \left[\operatorname{Im} \left[\hat{\psi}_S \hat{i}_S \right] + 2 \psi_{So} \operatorname{Im} \left[\hat{i}_{Ro} \right] \right] \quad (2.39)$$

2.3.2. Expresia puterilor și a pierderilor [36, 77]

Cunoscând expresiile fazorilor generalizați ai tensiunilor, curenților și fluxurilor, precum și componentele homopolare, dacă ele există și considerând atât statorul cât și rotorul ca circuite receptoare, se pot scrie valorile momentane ale puterii absorbite

$$P_1(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\hat{u}_S \hat{i}_S + \hat{u}_R \hat{i}_R \right] + 3 \operatorname{Re} \left[u_{So} i_{So} + \hat{u}_{Ro} \hat{i}_{Ro} \right] \quad (2.40)$$

valoarea momentană ale puterii reactive

$$Q(t) = \frac{3}{2} \operatorname{Im} \left[\hat{u}_S \hat{i}_S + \hat{u}_R \hat{i}_R \right] + 3 \operatorname{Im} \left[\hat{u}_{Ro} \hat{i}_{Ro} \right] \quad (2.41)$$

valoarea momentană a puterii aparente

$$S(t) = \frac{3}{2} \left[\hat{u}_S \hat{i}_S + \hat{u}_R \hat{i}_R \right] + 3 \left[u_{So} i_{So} + \hat{u}_{Ro} \hat{i}_{Ro} \right] \quad (2.42)$$

Calculând valoarea medie a puterilor pe o perioadă a tensiunii alternative de alimentare a mașinii se poate determina factorul de putere [71]

$$K_p = \frac{P_1}{S} \quad (2.43)$$

sau factorul de putere echivalent

$$\cos \varphi_e = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q^2}} \quad (2.44)$$

Valoarea momentană a pierderilor în înfășurări vor fi

$$P_b(t) = \frac{3}{2} (R_S i_S^2 + R_R i_R^2) + 3 (R_{So} i_{So}^2 + R_{Ro} i_{Ro}^2) \quad (2.45)$$

2.4. ECUATIILE MASINII ASINCRONE CU ROTOR IN COLIVIE

Ecuatiile maşinii asincrone în colivie se pot obţine din ecuaţiile (2.26, 2.27, 2.33) prin particularizare, dacă se echivalează rotorul în colivie cu un rotor avînd o înfăşurare trifazată simetrică. Această echivalare este aproximativă [26, 36] din cauza dependenţei parametrilor coliviei de valoarea curentului şi turaţiei.

În cazul rotorului în colivie este evident că toate componentele de tensiune rotorice sînt nule, deci

$$u_{R\alpha} = u_{R\beta} = u_{Ro} = 0 \quad (2.46)$$

Sistemul complet al ecuaţiilor diferenţiale, scrise într-un sistem fix de coordonate, care permite studiul motorului asincron în orice regim este:

$$\begin{aligned} \underline{u}_S &= R_S \underline{i}_S + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_S \\ \underline{\Psi}_S &= (L_{S\sigma} + L_m) \underline{i}_S + L_m \underline{i}_R \\ u_{So} &= R_{So} i_{So} + \frac{d}{dt} \Psi_{So} \\ \Psi_{So} &= L_{So} i_{So} + \frac{1}{2} L_{mo} (\underline{i}_{Ro} + \hat{\underline{i}}_{Ro}) \\ 0 &= R_R \underline{i}_R + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_R - j\omega \underline{\Psi}_R \\ \underline{\Psi}_R &= (L_{R\sigma} + L_m) \underline{i}_R + L_m \underline{i}_S \\ 0 &= R_{Ro} \underline{i}_{Ro} + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_{Ro} - j\omega \underline{\Psi}_{Ro} \\ \underline{\Psi}_{Ro} &= L_{Ro} \underline{i}_{Ro} + L_{mo} i_{So} \\ m &= \frac{3}{2} p \left[\text{Im} \left[\hat{\underline{\Psi}}_S \underline{i}_S \right] + 2 \Psi_{So} \text{Im} \left[\underline{i}_{Ro} \right] \right] \\ m &= J \frac{d\Omega}{dt} + K_f \Omega + M_L \end{aligned} \quad (2.47)$$

2.4.1. Ecuatiile maşinii asincrone în colivie în sistemul $\alpha, \beta, 0$ legat de stator.

Axele sistemului $\alpha, \beta, 0$ se aleg astfel ca axa Re să coincidă cu axa α , iar axa Im cu axa β . Astfel componentele fazorului generalizat după axa Re şi Im în planul complex coincid cu componentele α şi β [49, 56].

Cu această descompunere numărul ecuațiilor diferențiale se dublează, însă ecuațiile obținute pot fi modelate și pe calculator analogic. Sistemul (2.47) devine

$$u_{S\alpha} = R_S i_{S\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{S\alpha}$$

$$u_{S\beta} = R_S i_{S\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{S\beta}$$

$$u_{So} = R_{So} i_{So} + \frac{d}{dt} \psi_{So}$$

$$\psi_{S\alpha} = (L_{S\sigma} + L_m) i_{S\alpha} + L_m i_{R\alpha}$$

$$\psi_{S\beta} = (L_{S\sigma} + L_m) i_{S\beta} + L_m i_{R\beta}$$

$$\psi_{So} = L_{So} i_{So} + L_{mo} i_{Ro\alpha}$$

$$0 = R_R i_{R\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{R\alpha} + \omega \psi_{R\beta}$$

$$0 = R_R i_{R\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{R\beta} - \omega \psi_{R\alpha}$$

$$0 = R_{Ro} i_{Ro\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{Ro\alpha} + \omega \psi_{Ro\beta}$$

$$0 = R_{Ro} i_{Ro\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{Ro\beta} - \omega \psi_{Ro\alpha}$$

$$\psi_{R\alpha} = (L_{R\sigma} + L_m) i_{R\alpha} + L_m i_{S\alpha}$$

$$\psi_{R\beta} = (L_{R\sigma} + L_m) i_{R\beta} + L_m i_{S\beta}$$

$$\psi_{Ro\alpha} = L_{Ro} i_{Ro\alpha} + L_{mo} i_{So}$$

$$\psi_{Ro\beta} = L_{Ro} i_{Ro\beta}$$

$$m = \frac{3}{2} p (\psi_{S\alpha} i_{S\beta} - \psi_{S\beta} i_{S\alpha}) + 3 p \psi_{So} i_{Ro\beta}$$

$$m = \frac{J}{p} \frac{d}{dt} \omega + \frac{K_f}{p} \omega + M_L$$

(2.48)

Ecuatiile (2.48) permit studiul comportării motorului asincron în orice regim de funcționare, cvazistaționar sau tranzitoriu, pentru orice formă de variație în timp a tensiunilor de alimentare.

Rezolvarea analitică a sistemului de ecuații (2.48) nu este posibilă decât pentru cazuri particulare, de exemplu pentru $\omega = 0$ sau în regim permanent sinusoidal când $\omega = ct$.

Modelarea analogică a sistemului este posibilă, dar nu prezintă suficientă precizie [51, 61, 48]. Rezolvarea printr-o metodă numerică a sistemelor de ecuații cu ajutorul calculatoarelor numerice constituie soluția cea mai indicată. Această rezolvare satisface pretențiile actuale în ceea ce privește precizia rezultatelor.

2.5. ECUATIA MASINII ASINCRONE CU CONSIDERAREA SATURATIEI

Mașina asincronă având o construcție cu întrefier constant prezintă o simetrie cilindrică, de aceea fluxul creat nu depinde de direcția magnetizării, ci doar de valoarea ei, deci

$$\Psi = f(i_m) \quad (2.49)$$

De asemenea tot din cauza construcției, în diversele puncte ale mașinii valoarea și sensul magnetizării este diferit astfel

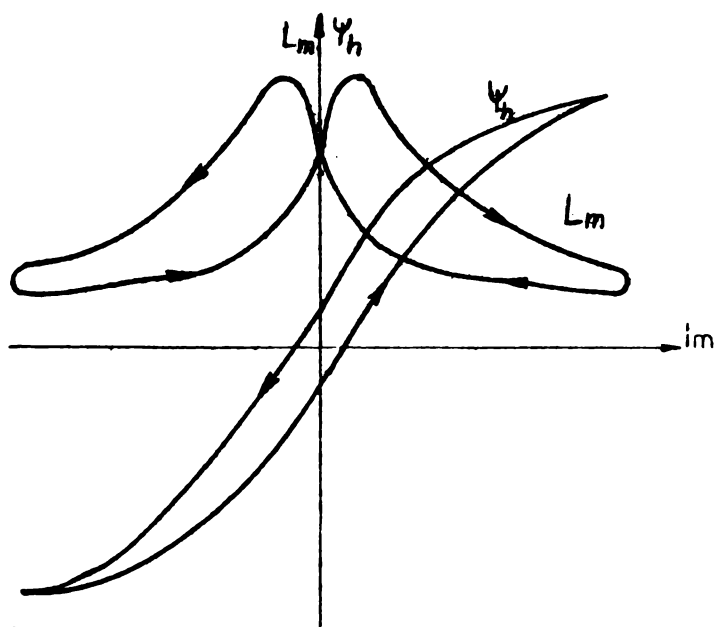


Fig. 2.4. Dependenta fluxului și inductanței utile în funcție de curent.

se poate spune că la un moment dat inducția în întrefierul mașinii este dată de bucla de histerezis a mașinii. În acest fel fluxurile diferitelor bobine sînt diferite, fluxul rezultat util al mașinii Ψ_h are totdeauna aceeași valoare pentru aceeași valoare a curentului de magnetizare i_m . Deci inductanța de magnetizare corespunzătoare este

$$L_m = \frac{\Psi_h}{i_m} \quad (2.50)$$

adică curentul este în fază cu fluxul magnetic, iar inductanța de magnetizare are o valoare medie corespunzătoare ariei buclei de histerezis (fig. 2.4) sau

curbei de magnetizare medii [19, 20, 70]

Aproximarea curbei de magnetizare medie se poate face cu foarte multe tipuri de relații: polinoame exponențiale, trigonometrice, etc. [15, 31, 52, 69, 81]

Influența saturației asupra parametrilor mașinilor asincrone este cunoscută de mult, însă din cauza complexității fenomenului nu s-a ajuns la un punct de vedere unitar. Cei ce s-au ocupat de studiul acestui fenomen, bazându-se pe unele considerente arbitrare, indică metode de calcul care dau rezultate adevărate în cazul când considerentele sînt îndeplinite.

Rezolvarea integrală și principială a problemei necesită determinarea exactă a distribuției fluxului, deci un volum uriaș de calcul, ceea ce devine rentabil odată cu dezvoltarea tehnicii de calcul.

Pentru descrierea ramurii pozitive a curbei de magnetizare $B = f(H)$ - după mai multe încercări s-a ales formula de aproximare

$$B = \mu_0 H \left[\mu_{r0} - (\mu_{r0} - 1) e^{-\frac{H_k}{H}} \right] \quad (2.51)$$

care aproximează curba de magnetizare (unitară, fără histeresis) la valori mici și la valori mari ale intensității cîmpului magnetic cu o dreaptă și asigură o curbă de trecere de la o porțiune liniară la cealaltă (fig.2.5). [32, 54]

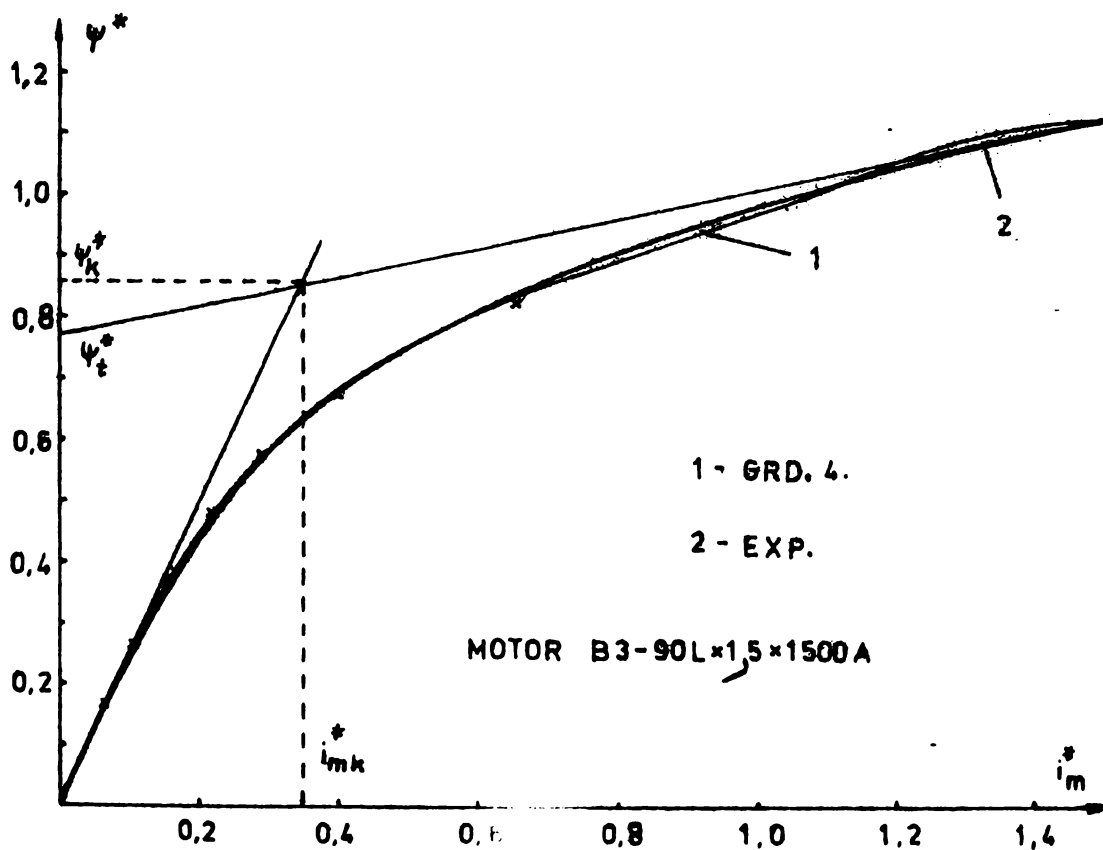


Fig.2.5. Curba de magnetizare a motorului.

In fig.2.5 se reprezintă curba $\Psi^* = f(i_m^*)$ în unități raportate a unui motor asincron tip B3-90 Lx1,5x1500. Punctele obținute experimental se suprapun peste caracteristica

$$\Psi^* = 2,465 i_m^* \left(1 - 0,8855 e^{-\frac{0,35}{i_m^*}} \right) \quad (2.52)$$

care a fost determinat prin criteriul celor mai mici pătrate, pe baza unui program existent [98].

Variația fluxului în funcție de curentul de magnetizare este identică cu curba de magnetizare la altă scară, atunci permeanța circuitului este de forma

$$\lambda = \frac{\Psi}{wi} = \lambda_0 - (\lambda_0 - \lambda_{\infty}) e^{-\frac{i_{mk}}{i_m}}$$

care la solenații mici, când exponențiala $\rightarrow 0$ se obține valoarea permeanței în regim nesaturat

$$\lambda_{ns} = \lambda_0 = \mu_0 \frac{A}{\delta + \frac{l_{Fe}}{\mu_{ro}}}$$

unde

A - secțiunea circuitului magnetic, δ - întrefier, l_{Fe} - lungimea de fier a circuitului magnetic.

În regim foarte saturat, când exponențiala $\rightarrow 1$ rezultă:

$$\lambda_s = \lambda_0 - (\lambda_0 - \lambda_{\infty}) = \lambda_{\infty} = \mu_0 \frac{A}{\delta + l_{Fe}}$$

Inductivitatea circuitului fiind direct proporțională cu permeanța circuitului magnetic, rezultă că inductivitatea circuitului variază cu magnetizare după aceeași lege ca și permeanța.

Se poate defini factorul de saturație

$$K_s = \frac{\lambda}{\lambda_0} = 1 - \left(1 - \frac{\lambda_{\infty}}{\lambda_0} \right) e^{-\frac{i_{mk}}{i_m}} \quad (2.53)$$

a cărei variație este identică cu variația permeanței.

În cazul inductanței de scăpări a mașinii, când fluxul total de scăpări se închide pe căi diferite, având și permeanțe diferite se poate presupune că fiecare permeanță variază după aceeași lege. În acest caz se poate presupune că și permeanța rezultantă variază la fel [54, 67]. Rezultatele experimentale justifică această ipoteză,

și prin urmare permeanța rezultantă de scăpări poate fi aproximată cu un singur factor de saturație rezultant și anume:

$$K_s = \frac{\lambda_\infty}{\lambda_0} + \left(1 - \frac{\lambda_\infty}{\lambda_0}\right) \frac{w_{mk} \sum_i A_i}{\sum_i \theta_i A_i} \quad (2.54)$$

unde

θ_i - solenajia diferitelor căi de închidere a fluxului prin secțiunea A_i .

Deoarece valoarea momentană a solenajiei diferă de curentul de magnetizare prin numărul de spire se poate scrie pentru inductanța de magnetizare, reprezentată în fig.2.6

$$L_m = L_{m0} \left[1 - \left(1 - \frac{L_{m\infty}}{L_{m0}}\right) e^{-\frac{i_{mk}}{i_m}} \right] \quad (2.55)$$

iar pentru inductanțe de scăpări

$$L_\sigma = L_{\sigma 0} \left[1 - \left(1 - \frac{L_{\sigma\infty}}{L_{\sigma 0}}\right) e^{-\frac{i_k}{i}} \right] \quad (2.56)$$

în care constantele L_0, L_∞, i_k se determină experimental utilizând calculatorul electronic.

Așadar influența saturației asupra parametrilor mașinii asincrone se ia în considerare prin exprimarea variației parametrilor în funcție de curent: $L_m = f(i_m), L_\sigma = f(i)$ reprezentate în fig.2.6 respectiv 2.7 pentru motorul asincron B3-90Lx1,5x1500.

Ținând cont de expresiile (2.20) ecuațiile de fluxuri se scriu

$$\begin{aligned} \underline{\Psi}_S &= L_{S\sigma}(i_S) \underline{i}_S + L_m(i_m) (\underline{i}_S + \underline{i}_R) \\ \underline{\Psi}_R &= L_{R\sigma}(i_R) \underline{i}_R + L_m(i_m) (\underline{i}_S + \underline{i}_R) \end{aligned} \quad (2.57)$$

unde se poate înlocui

$$\underline{i}_S + \underline{i}_R = \underline{i}_m \quad (2.58)$$

Prin derivarea expresiilor (2.68) se obține

$$\begin{aligned} \frac{d\underline{\Psi}_S}{dt} &= \frac{dL_m}{di_m} \frac{di_m}{dt} \underline{i}_m + L_m \frac{di_m}{dt} + L_{S\sigma} \frac{di_S}{dt} + \frac{dL_{S\sigma}}{di_S} \frac{di_S}{dt} \underline{i}_S \\ \frac{d\underline{\Psi}_R}{dt} &= \frac{dL_m}{di_m} \frac{di_m}{dt} \underline{i}_m + L_m \frac{di_m}{dt} + L_{R\sigma} \frac{di_R}{dt} + \frac{dL_{R\sigma}}{di_R} \frac{di_R}{dt} \underline{i}_R \end{aligned} \quad (2.59)$$

care înlocuite în relațiile (2.25) sau (2.47) permit studiul comportării motorului asincron saturat în orice regim de funcționare, pentru

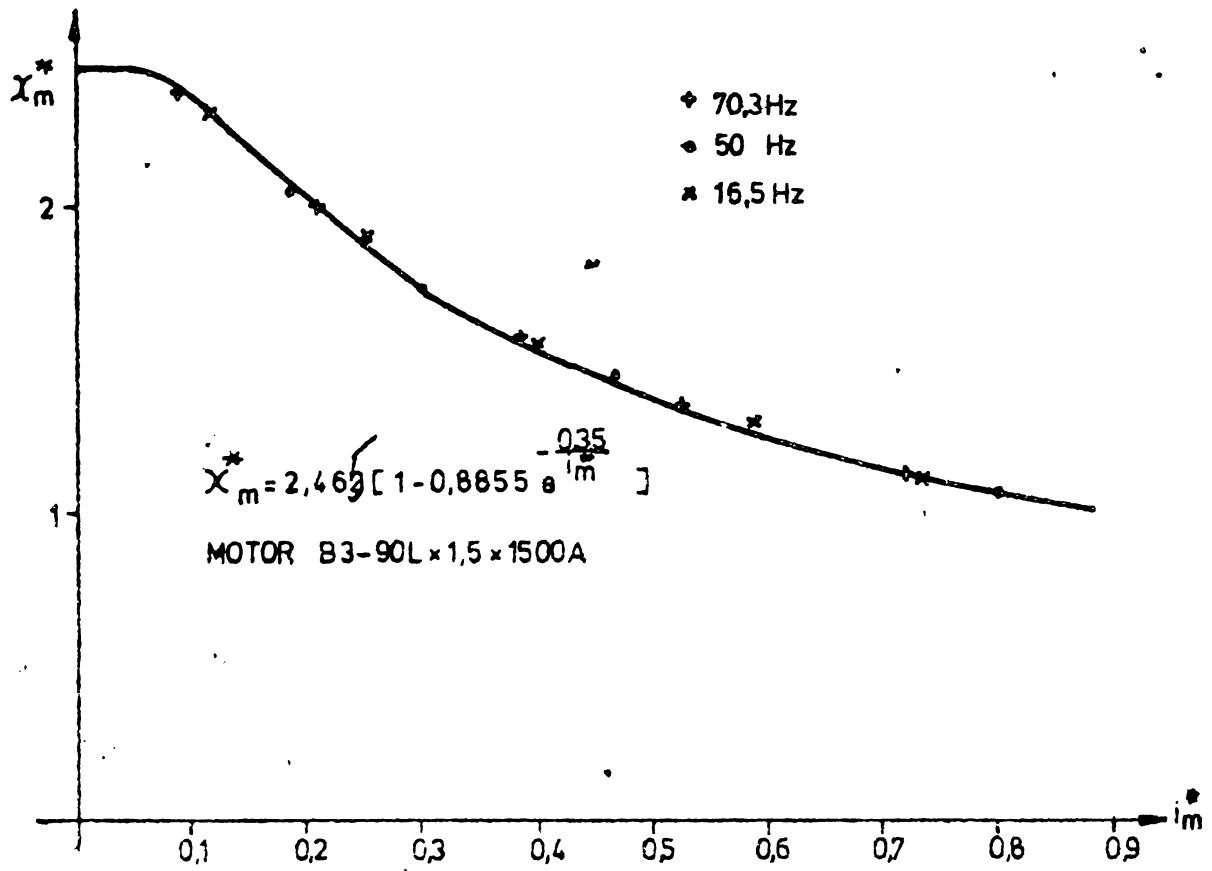
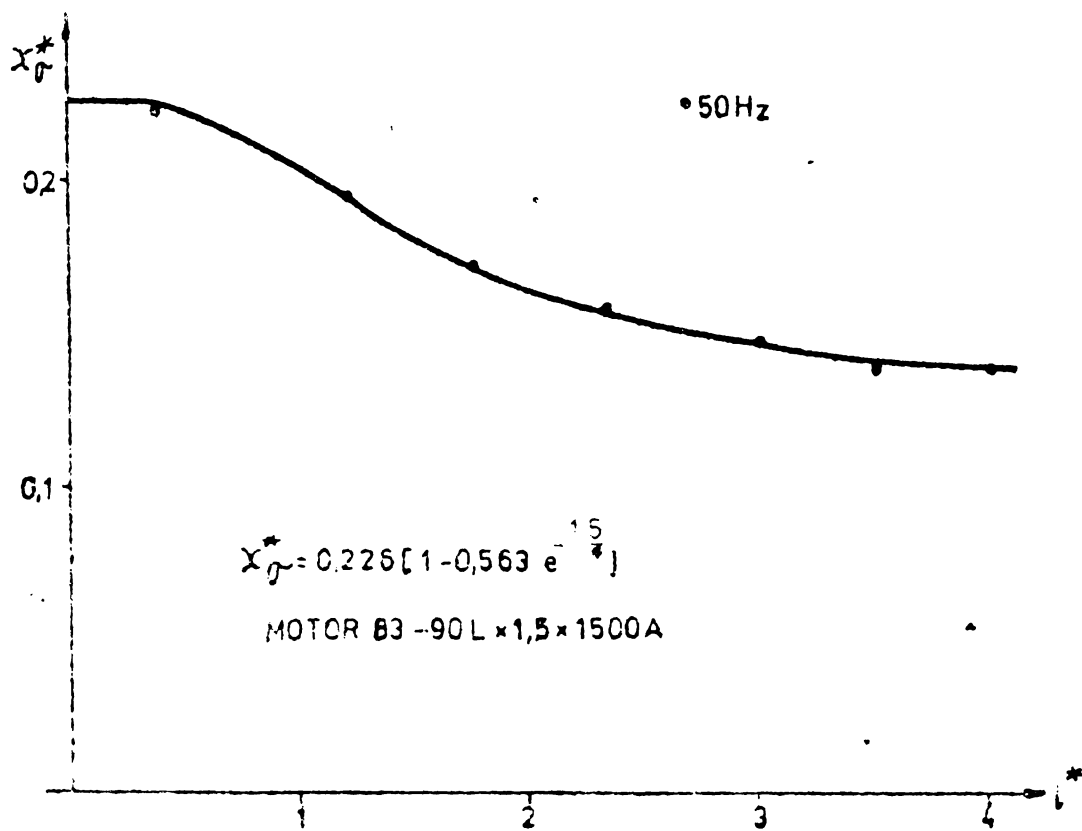


Fig.2.6. Dependența inducției utile de curentul de magnetizare.



orice variație în timp a tensiunilor de alimentare.

2.6. NORMAREA ECUATIILOR MASINII ASINCRONE CU ROTOR IN COLIVIE

Regimurile tranzitorii ale mașinilor electrice se studiază cu ajutorul calculatoarelor analogice sau numerice. Pentru rezolvarea sistemului de ecuații (2.47) pe calculatoare îl transcriem în unități relative. În acest scop se utilizează următoarele mărimi de bază fundamentale și derivate:

Mărimi de bază fundamentale: (2.60)

-valoarea maximă a curentului nominal în regim sinusoidal

$$I_b = \sqrt{2} I_N \quad (2.60)$$

-valoarea maximă a tensiunii nominale în regim sinusoidal

$$U_b = \sqrt{2} U_N$$

-valoarea pulsației nominale a motorului

$$\omega_b = 2\pi f_N$$

Mărimi de bază derivație (2.61)

-impedanța de bază

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{U_N}{I_N}$$

-puterea de bază va fi puterea aparentă nominală

$$P_b = \frac{3}{2} U_b I_b = 3 U_N I_N$$

-timpul de bază (2.61)

$$t_b = \frac{1}{\omega_b} = \frac{1}{2\pi f_N}$$

-fluxul de bază

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi} \frac{U_N}{f_N}$$

-cuplul de bază

$$M_b = p \frac{P_b}{\omega_b} = \frac{3 U_N I_N}{2\pi f_N} p$$

Notînd mărimile raportate cu aceeași literă avînd ca exponent o stelă, de exemplu tensiunea raportată u_s^* , sistemul de ecuații (2.47) se scrie în unități raportate:

$$\begin{aligned}
 \underline{u}_S^* &= R_S^* \underline{i}_S^* + \frac{d\psi_S^*}{dt^*} \\
 \psi_S^* &= (x_{S\sigma}^* + x_m^*) \underline{i}_S^* + x_m^* \underline{i}_R^* \\
 u_{S\sigma}^* &= R_{S\sigma}^* i_{S\sigma}^* + \frac{d\psi_{S\sigma}^*}{dt^*} \\
 \psi_{S\sigma}^* &= x_{S\sigma}^* i_{S\sigma}^* + \frac{1}{2} x_{m\sigma}^* (\underline{i}_{-R\sigma}^* + \hat{\underline{i}}_{-R\sigma}^*) \\
 0 &= R_R^* \underline{i}_R^* + \frac{d\psi_R^*}{dt^*} - j\omega^* \psi_R^* \\
 \psi_R^* &= (x_{R\sigma}^* + x_m^*) \underline{i}_R^* + x_m^* \underline{i}_S^* \\
 0 &= R_{Ro}^* \underline{i}_{-Ro}^* + \frac{d\psi_{Ro}^*}{dt^*} - j\omega^* \psi_{-Ro}^* \\
 \psi_{-Ro}^* &= x_{Ro}^* \underline{i}_{-Ro}^* + x_{m\sigma}^* i_{S\sigma}^* \\
 m^* &= x_m^* \operatorname{Im} \left[\hat{\underline{i}}_{-R}^* \underline{i}_S^* \right] + 2 \psi_{S\sigma}^* \operatorname{Im} \left[\underline{i}_{-Ro}^* \right] \\
 m^* &= T_a^* \frac{d\omega^*}{dt^*} + K_f^* \omega^* + m_L^*
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

unde s-a notat

$$\begin{aligned}
 \underline{x}^* &= L \frac{\omega_b}{Z_b} = \frac{L\omega_b}{Z_b} \\
 T_a^* &= j \frac{\omega_b}{pM_b} = \frac{j \omega_b^3}{3 p^2 U_N I_N} \\
 K_f^* &= K_f \frac{\omega_b}{pM_b} = \frac{K_f \omega_b^2}{3 p^2 U_N I_N} \\
 m_L^* &= \frac{M_L}{M_b} = \frac{M_L \omega_b}{3 p U_N I_N}
 \end{aligned} \tag{2.63}$$

Sistemul de ecuații 2.62 reprezintă ecuațiile diferențiale ale mașinii asincrone în mărimi raportate. După rezolvarea sistemului, valorile reale ale mărimilor se calculează cu ajutorul relațiilor (2.60;2.61;2.63)

2.7. EXPRESIA FAZORULUI TENSIUNILOR DE ALIMENTARE

Cunoscând variația în timp a tensiunilor de ieșire a ĆSF determinate în paragraful 1.3, fazorul tensiunii de alimentare \underline{u}_S poate fi determinată cu relația (2.5), iar a componentelor homopolare cu relația (2.29).

Ținând cont de relația (2.3) expresia fazorului tensiunii statorice se scrie :

$$\begin{aligned} \underline{u}_S &= \frac{2}{3} (u_a - \frac{1}{2} u_b - \frac{1}{2} u_c) + j \frac{2}{3} (\frac{\sqrt{3}}{2} u_b - \frac{\sqrt{3}}{2} u_c) \\ &= u_{S\alpha} + j u_{S\beta} \\ u_{S0} &= \frac{1}{3} (u_a + u_b + u_c) \end{aligned} \quad (2.64)$$

În cazul convertoarelor trifazate cu punct median având durata de conducție normală de $T/3$ fazorul tensiunii poate fi determinat prin componentele sale pe baza fig.1.16, rezultă :

$$\begin{aligned} u_{S\alpha} &= \begin{cases} \frac{2}{3}E, & t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ -\frac{1}{3}E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\ u_{S\beta} &= \begin{cases} \frac{1}{3}E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \\ 0, & t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ -\frac{1}{3}E, & t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\ u_{S0} &= \frac{1}{3}E, \quad t \geq 0 \end{aligned} \quad (2.65)$$

În fig.2.8 s-au reprezentat variația componentelor de tensiune în cazul convertoarelor cu punct median având durata de conducție normală de $T/3$.

În cazul convertoarelor cu punct median având durata de conducție normală de $T/2$, componentele fazorului tensiunii și componenta homopolară se determină pe baza fig.1.16. Variația în timp a componentelor se indică în fig.2.9.

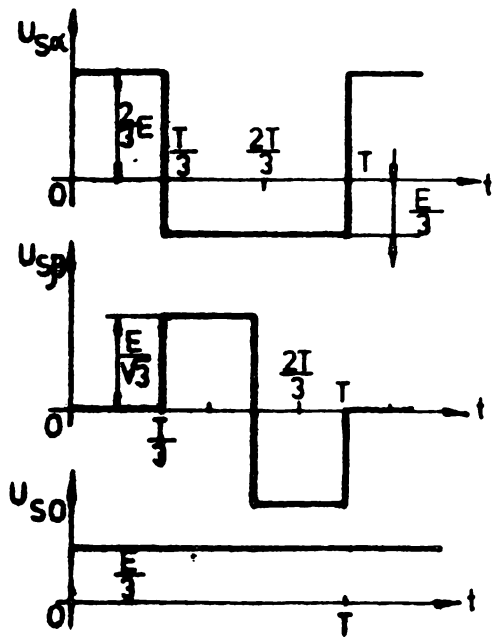


Fig. 2.8. Componentele fazorului de tensiune in cazul unui CSF trifazat cu punct median, cu $T/3$.

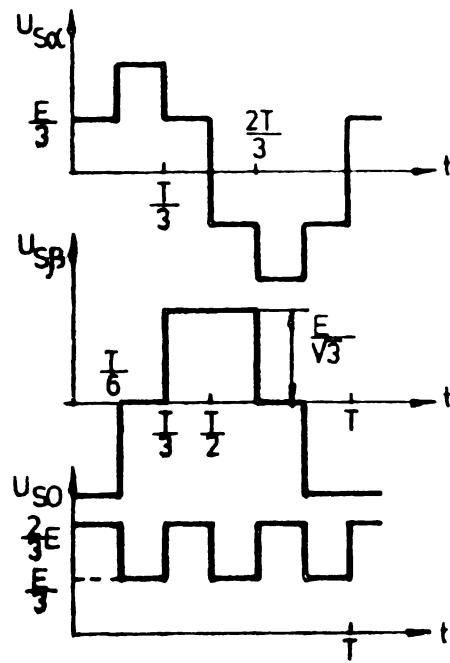


Fig. 2.9. Componentele fazorului de tensiune in cazul unui CSF trifazat cu punct median, cu $T/2$.

$$\begin{aligned}
 u_{S\alpha} &= \begin{cases} \frac{1}{3}E & \left[\begin{array}{l} t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \end{array} \right. \\ \frac{2}{3}E & \left[\begin{array}{l} t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \end{array} \right. \\ -\frac{1}{3}E & \left[\begin{array}{l} t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + (n+1)T \\ t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \end{array} \right. \\ -\frac{2}{3}E & \left[\begin{array}{l} t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \\ t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \end{array} \right. \end{cases} \\
 u_{S\beta} &= \begin{cases} \frac{1}{3}E & \left[\begin{array}{l} t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \\ t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \end{array} \right. \\ 0 & \left[\begin{array}{l} t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + (n+1)T \end{array} \right. \\ -\frac{1}{3}E & \left[\begin{array}{l} t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \end{array} \right. \end{cases} \\
 u_{S0} &= \frac{2}{3}E \left[\begin{array}{l} t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \end{array} \right.
 \end{aligned} \tag{2.66}$$

$$u_{So} = \frac{1}{3}E, \begin{cases} t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \\ t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases}$$

In cazul convertoarelor in punte trifazată avînd durata de conducție normală de $T/3$ componentele fazorului tensiunii sînt reprezentate in fig.2.10 iar expresiile sînt date de relația (2.67)

$$\begin{aligned} u_{Sa} &= \begin{cases} \frac{1}{2}E, & t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ 0, & \begin{cases} t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\ -\frac{1}{2}E, & t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \end{cases} \\ u_{Sb} &= \begin{cases} \frac{1}{2\sqrt{3}}E, & \begin{cases} t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \end{cases} \\ \frac{1}{2\sqrt{3}}E, & \begin{cases} t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \end{cases} \\ \frac{1}{3}E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ -\frac{1}{3}E, & t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \\ u_{Sc} &= 0 \end{aligned} \tag{2.67}$$

Pentru cazul convertoarelor trifazate in punte avînd durata de conducție a tiristoarelor de $T/2$ componentele tensiunii sînt indicate în fig.2.11, iar expresiile tensiunii date de relația (2.68)

$$u_{Sa} = \begin{cases} \frac{1}{3}E, & \begin{cases} t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \end{cases} \\ \frac{2}{3}E, & t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \end{cases}$$

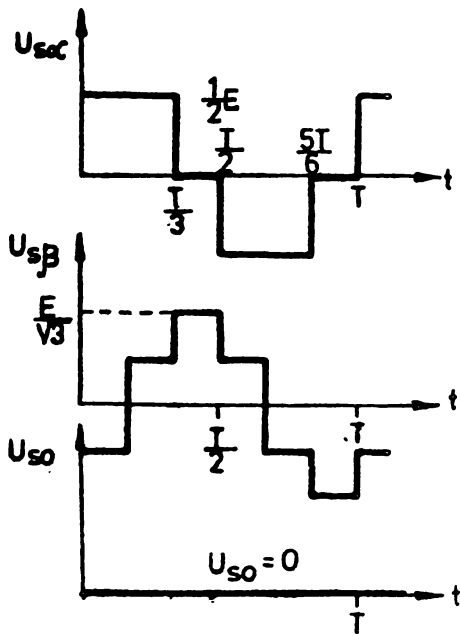


Fig.2.10. Componentele fazorului de tensiune in cazul unui CSF in punte trifazată cu $T/3$.

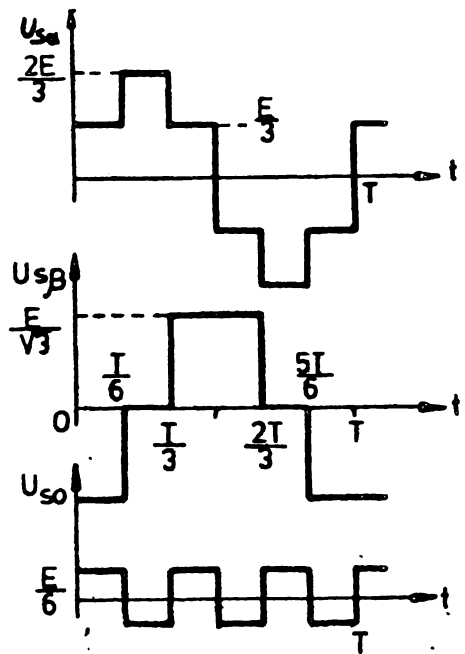


Fig.2.11. Componentele fazorului de tensiune in cazul unui CSF in punte trifazată, cu $T/3$

$$\begin{aligned}
 u_{S\alpha} = & \begin{cases} -\frac{1}{3}E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \\ -\frac{2}{3}E, & t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + (n+1)T \\ -\frac{2}{3}E, & t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \end{cases} \\
 u_{S\beta} = & \begin{cases} -\frac{1}{3}E, & t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ 0, & t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ \frac{1}{3}E, & t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \\ \frac{1}{3}E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \end{cases} \\
 u_{S\gamma} = & \begin{cases} \frac{1}{6}E, & t_a + nT \leq t < t_a + \frac{T}{6} + nT \\ \frac{1}{6}E, & t_a + \frac{T}{3} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{2} + nT \\ \frac{1}{6}E, & t_a + \frac{2}{3}T + nT \leq t < t_a + \frac{5}{6}T + nT \\ -\frac{1}{6}E, & t_a + \frac{T}{6} + nT \leq t < t_a + \frac{T}{3} + nT \\ -\frac{1}{6}E, & t_a + \frac{T}{2} + nT \leq t < t_a + \frac{2}{3}T + nT \\ -\frac{1}{6}E, & t_a + \frac{5}{6}T + nT \leq t < t_a + (n+1)T \end{cases} \quad (2.68)
 \end{aligned}$$

CAPITOLUL 3

CUPLUL MASINII ASINCRONE

Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă poate fi calculat cu relația (2.37) sau (2.39).

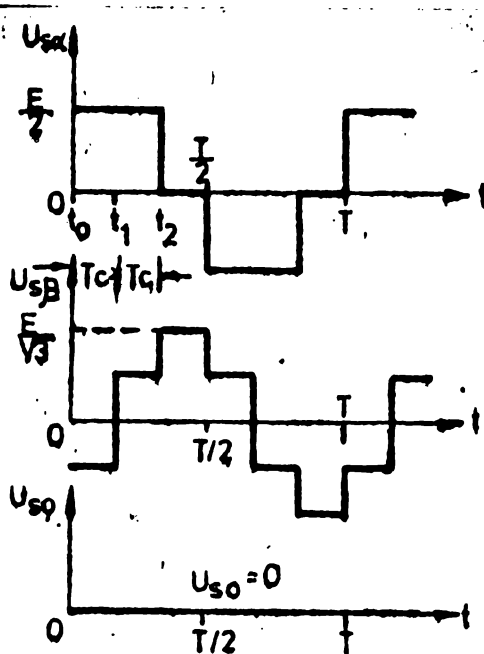
Calculul analitic al cuplului este posibil numai în următoarele ipoteze: (44).

- se consideră circuitul magnetic nesaturat, $L_m = ct$
- se consideră că rotorul rămâne blocat, $\omega = 0$
- se consideră mașina de construcție simetrică, fără câmp magnetic remanent.

3.1. CUPLUL MASINII ASINCRONE CU ROTOR BLOCAT

Se consideră că mașina este alimentată de la un CSF în punte trifazată având durata de conducție de $\pi/3$. În acest caz

variația tensiunilor de alimentare se indică în fig. 3.1. La momentul $t_0 = 0$ fazorul tensiunii este:



$$\underline{u}_S = \frac{1}{2} \left(1 - j \frac{1}{\sqrt{3}} \right) E \quad (3.1)$$

$$u_{S0} = 0$$

Sistemul de ecuații de tensiune (2.48), pentru $\omega = 0$, se transformă într-un sistem liniar. Pentru rezolvarea sistemului se poate utiliza transformarea Laplace,

Fig. 3.1. Variația componentelor fazorului tensiunii de alimentare.

Considerând valorile inițiale ale curenților și fluxurilor nule, sistemul (2.48) se rezolvă prin utilizarea transformării Laplace (Anexa 1).

Expresiile curenților în intervalul t_1-t_0 rezultă:

$$i_{S\alpha} = I_{S\alpha 1} + I_{S\alpha a1} e^{s_a t} + I_{S\alpha b1} e^{s_b t}$$

$$i_{S\beta} = I_{S\beta 1} + I_{S\beta a1} e^{s_a t} + I_{S\beta b1} e^{s_b t} \quad (3.2)$$

$$i_{R\alpha} = I_{R\alpha 1} (e^{s_a t} - e^{s_b t})$$

$$i_{R\beta} = I_{R\beta 1} (e^{s_a t} - e^{s_b t})$$

În care componentele curenților sînt date de relația (A1.3).

Se observă că, curenții statorici are trei componente:

- o componentă permanentă de valoare $I_{S\alpha 1}, I_{S\beta 1}$
- o componentă tranzitorie de valoare inițială $I_{S\alpha a1}$

$I_{S\beta a1}$ care se amortizează cu constanta de timp T_a , dată de relația (A1.4)

- o componentă tranzitorie de valoare inițială $I_{S\alpha b1}$

$I_{S\beta b1}$ care se amortizează cu constanta de timp T_b , dată de relația (A1.4).

Curenții rotorici are numai componente tranzitorii, de valori inițiale egale care se amortizează cu constantele de timp diferite T_a , respectiv T_b .

Valorile inițiale ale componentelor curenților sînt determinate de componentele fazorului tensiunii de alimentare și parametrii motorului.

Notînd inductanța tranzitorie a motorului cu

$$L'_S = (L_{S\sigma} + L_m) - \frac{L_m^2}{(L_{R\sigma} + L_m)} \quad (3.3)$$

Se poate defini constanta de timp tranzitorie dinspre stator

$$T'_S = \frac{L'_S}{R_S} \quad (3.4)$$

In fig.3.2 se reprezintă variația curenților $i_{S\alpha}$ și $i_{R\alpha}$ în funcție de raportul t/T'_S pentru motorul asincron tip B3-90Lx 1,5x1500 A.

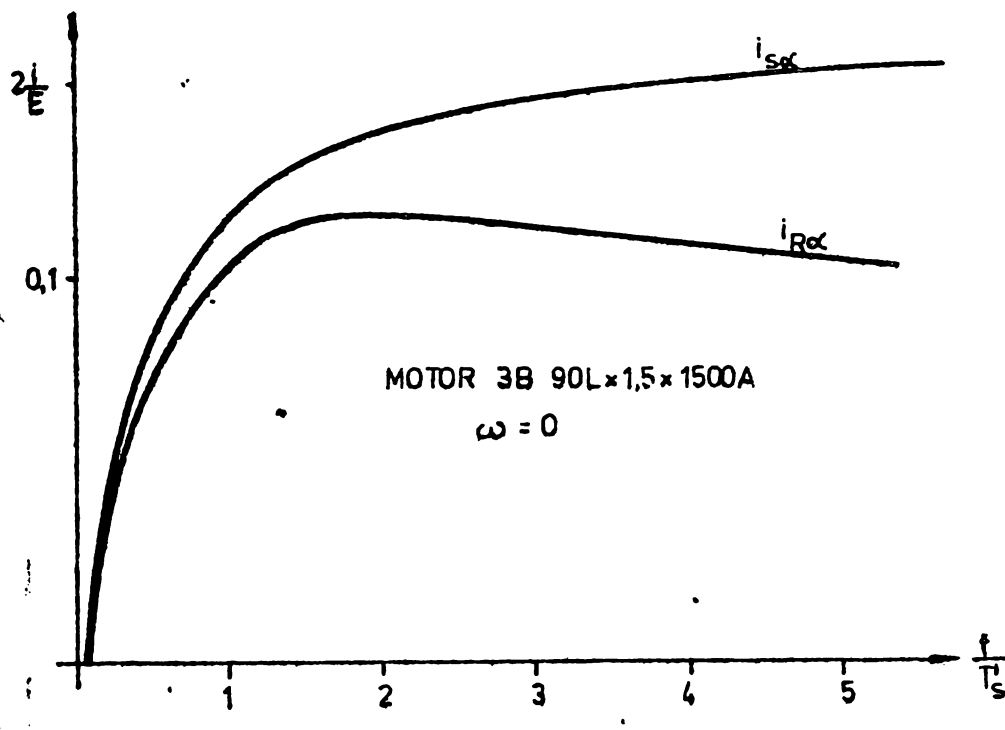


Fig.3.2. Variația curenților din stator și rotor în cazul alimentării motorului cu tensiune continuă.

Se poate observa că: curenții cresc exponențial, curentul statoric crește pînă la valoarea $I_{S\alpha 1}$, iar cel rotoric atinge un maxim după care scade și tinde spre zero.

Înlocuind în expresia (2.39) valoarea fluxului din (2.26) și ținînd cont de componentele α și β ale curenților rezultă

$$m = \frac{3}{2} p L_m (i_{R\alpha} i_{S\beta} - i_{R\beta} i_{S\alpha}) \quad (3.5)$$

Cuplul calculat cu relația (3.5) în intervalul de timp $t_1 - t_0 = T_C$ (fig.3.1) este zero.

La momentul t_1 unul dintre tiristoarele de sarcină comută și fazorul tensiunii în cazul considerat devine;

$$\underline{u}_S(t > t_1) = \frac{1}{2} (1 + j \frac{1}{\sqrt{3}}) E \quad (3.6)$$

$$u_{S0} = 0$$

Valorile inițiale ale curenților sînt diferite de zero, fiind date de relațiile (A1.6).

Folosind aceeași metodă pentru determinarea curenților în intervalul $t_2 - t_1$ rezultă:

$$\begin{aligned}
 i_{S\alpha} &= I_{S\alpha 2} + I_{S\alpha a 2} e^{-\frac{t}{T_a}} + I_{S\alpha b 2} e^{-\frac{t}{T_b}} \\
 i_{S\beta} &= I_{S\beta 2} + I_{S\beta a 2} e^{-\frac{t}{T_a}} + I_{S\beta b 2} e^{-\frac{t}{T_b}} \\
 i_{R\alpha} &= I_{R\alpha a 2} e^{-\frac{t}{T_a}} + I_{R\alpha b 2} e^{-\frac{t}{T_b}} \\
 i_{R\beta} &= I_{R\beta a 2} e^{-\frac{t}{T_a}} + I_{R\beta b 2} e^{-\frac{t}{T_b}}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

unde expresiile valorilor inițiale ale componentelor curenților sînt indicate în anexa 2 și depind și de momentul t_1 .

Cuplul calculat cu relația (3.5) în intervalul $t_2 - t_1$ are expresia

$$m = M_1 e^{-\frac{t}{T_a}} + M_2 e^{-\frac{t}{T_b}} + M_3 e^{-\frac{2t}{T_a}} + M_4 e^{-\frac{2t}{T_b}} + M_5 e^{-\left(\frac{t}{T_a} + \frac{t}{T_b}\right)} \tag{3.8}$$

în care valorile inițiale ale componentelor de cupluri M_1, M_2, \dots, M_5 depind de: tensiunile de alimentare, parametrii mașinii și timpul T_c . Valoarea inițială a componentei M_i este de forma

$$M_i = a_i (U_{S\alpha 1} U_{S\beta 2} - U_{S\beta 1} U_{S\alpha 2}) \tag{3.9}$$

unde constantele a_i sînt indicate în anexa 2.

Dacă intervalele $t_2 - t_1$ și $t_1 - t_0$ numite intervale de conectare T_c , sînt egale atunci se poate determina variația cuplului în funcție de t/T_c .

În fig. 3.3 se indică variația componentelor și a cuplului rezultat, raportate la $E^2/4\sqrt{3}$, pentru mașina B3-90Lx1,5x1500A.

Se poate constata că componentele $M_2 - M_5$ se amortizează repede în timp. Cuplul rezultat este zero la momentul $t = t_1$, crește în timp, atinge o valoare maximă iar apoi scade la zero.

Valoarea instantanee a cuplului electromagnetic este proporțională cu valoarea inductanței de cuplaj, cu pătratul tensiunii de alimentare și depinde de valoarea intervalului de conectare T_c .

Se poate calcula cuplul mediu dezvoltat de mașină cu rotor blocat, în timpul T_c , cu relația

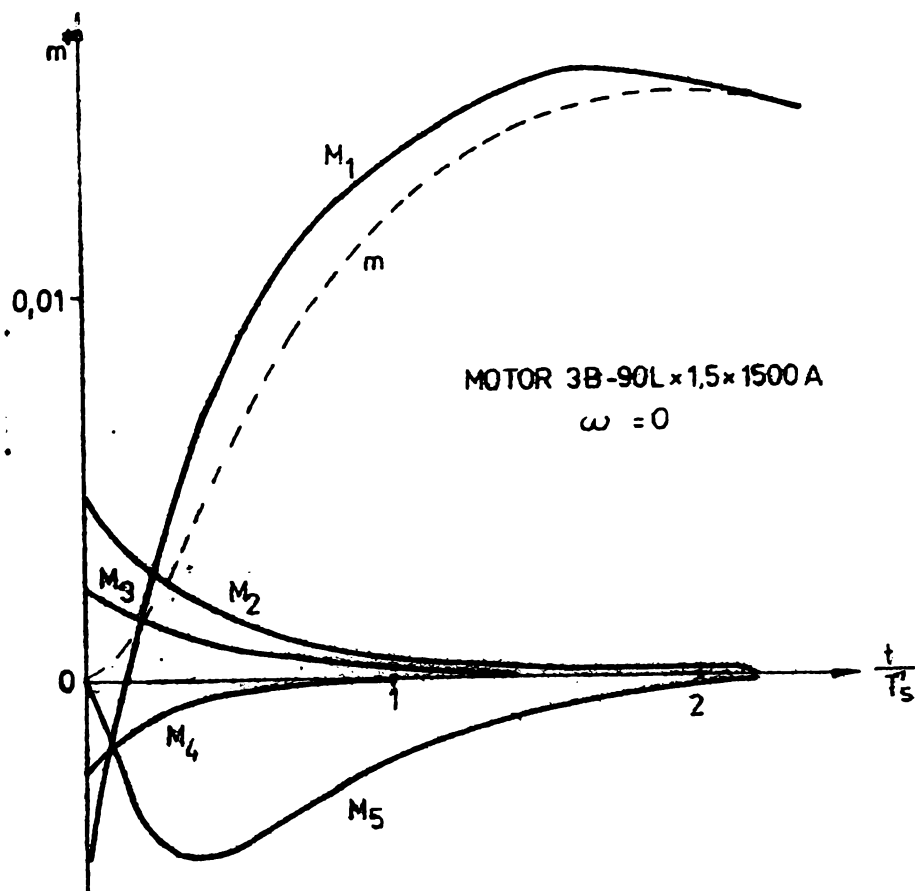


Fig.3.5. Variația cuplului electromagnetic și a componentelor sale.

$$M_M = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} m dt \quad (3.10)$$

In fig.3.4 se indică variația cuplului și cuplului mediu în funcție de raportul T_c/T_s .

Se poate determina pentru fiecare motor valoarea timpului de conectare optim pentru care cuplul mediu dezvoltat este maxim. Acest timp de conectare este determinat de parametrii electrici ai mașinii.

Dacă se consideră că T_c reprezintă $T/6$ (în cazul convertoarelor trifazate în punte cu durata de conducție a tiristoarelor de $T/3$ sau $T/2$) atunci frecvența de alimentare a mașinii este $f = 1/6T_c$. In fig. 3.5 se indică variația cuplului mediu, a motorului asincron cu rotor calat, în funcție de frecvența de alimentare, la tensiune de alimentare constantă.

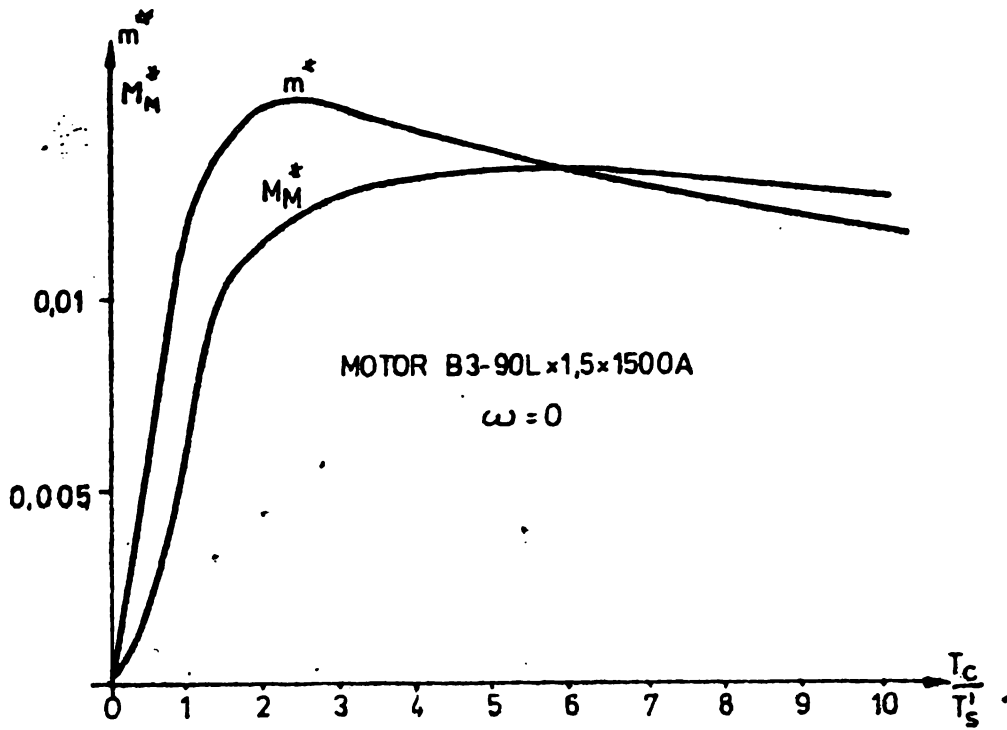


Fig.3.4. Variația cuplului și a cuplului mediu.

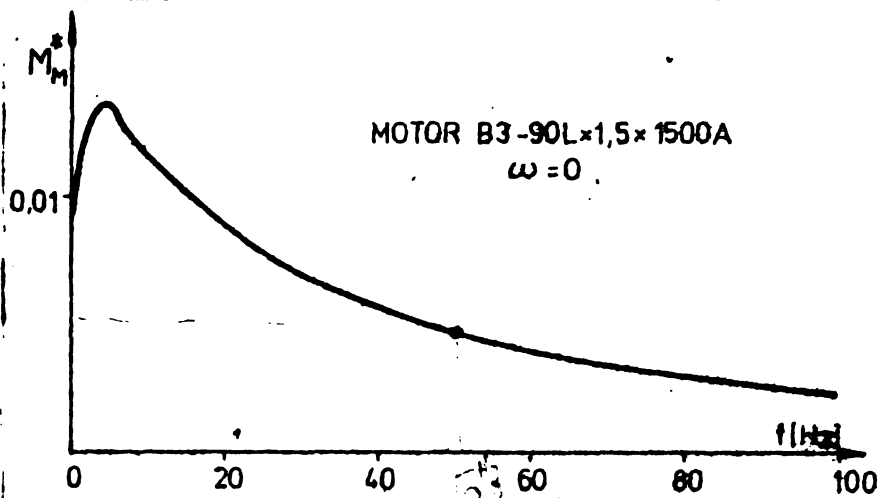


Fig.3.5. Variația cuplului mediu cu frecvența.

Pentru fiecare mașină asincronă cu rotor celat există o frecvență optimă pentru care cuplul mediu este maxim. Sub această frecvență cuplul scade repede la zero, iar la creșterea frecvenței cuplul mediu tinde încet spre zero.

3.2. INFLUENȚA MISCĂRII ROTORULUI ASUPRA CUPLULUI ELECTROMAGNETIC.

Sub influența cuplului electromagnetic dezvoltat, rotorul mașinii se pune în mișcare. Viteza și accelerația unghiulară a rotorului sînt determinate de: cupluri de frecări, cupluri rezistente, cuplul electromagnetic și momentul de inerție redus la arborele motorului.

Dacă se ține seama de mișcarea rotorului sub influența cuplului electromagnetic, atunci regimul tranzitoriu este un regim electromecanic. Mărimile electrice, magnetice pot fi determinate din sistemul de ecuații (2.47)

Rezolvarea analitică a sistemului este posibilă atunci cînd $\omega = ct$ sau $\omega = \xi \cdot t$, unde $\xi = ct$ (48) dar în cazul alimentării prin impulsuri nu se poate presupune că $\omega = ct$ sau liniar variabil

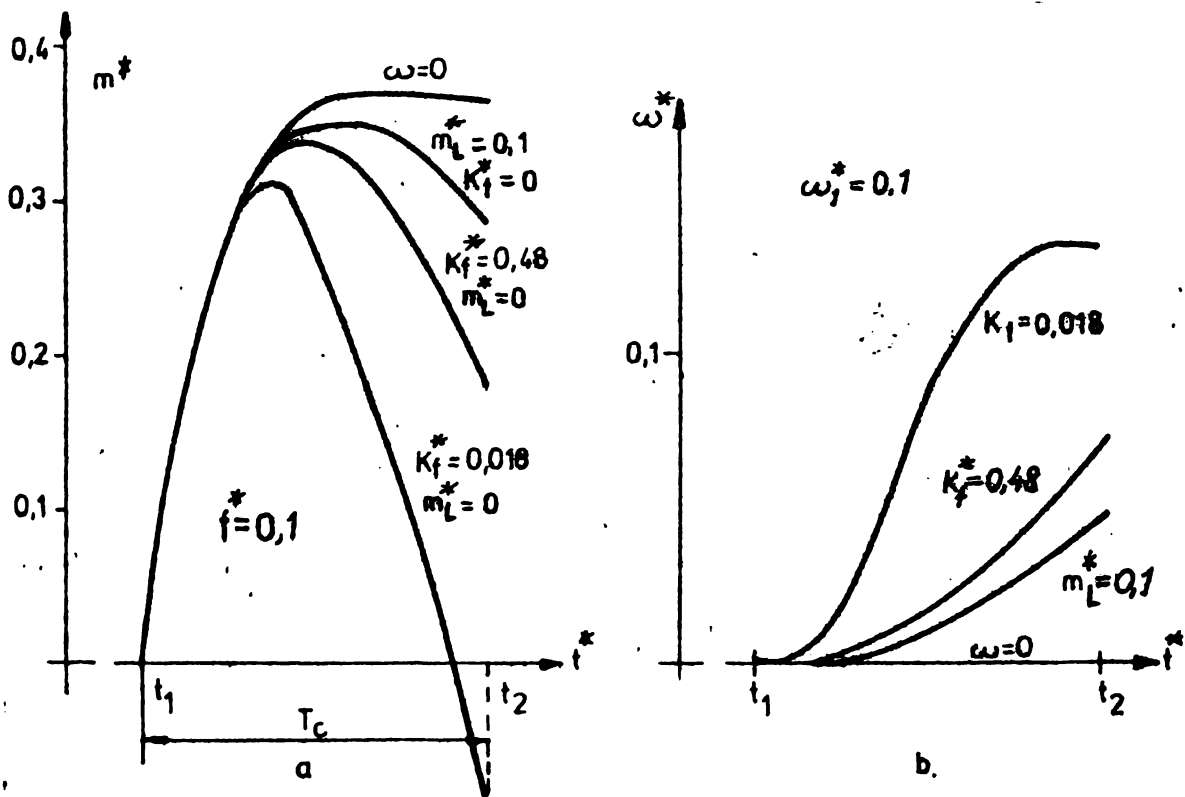


Fig.3.6. Variația cuplului și a vitezei în rotație în intervalul t_1-t_2 la frecvența de 5 Hz.

În fig.3.6 a se indică variația cuplului electromagnetic raportat la cuplul de bază M_b (r.2.60) în intervalul t_1-t_2 în cazul cînd frecvența tensiunii de alimentare $f=5$ Hz, iar tensiunea sursei $E=22$ V, iar în fig.3.6 b variația vitezei de rotație în același interval de conectare T_c . Cuplul mediu dezvoltat este proporțional cu aria suprafeței limitată de axa absciselor (t^*).

curba de variație a cuplului și dreapta ridicată la t_2 .

Se constată că cuplul maxim și mediu sînt cele mai mari cînd rotorul este blocat, deci viteza de rotație este zero.

Cuplul mediu este cel mai mic atunci cînd motorul nu are sarcină cuplul rezistent este zero ($M_L=0$) coeficientul de frecări vîscoase K_f și momentul de inerție redus la arborele motorului J sînt mici. În acest caz creșterea vitezei este cea mai rapidă. Dacă viteza de rotație crește peste viteza de sincronism corespunzătoare frecvenței tensiunii de alimentare atunci în timp cuplul electromagnetic poate deveni negativ.

Cu creșterea momentului de inerție redus J , a cuplului de frecări K_f , și a cuplului rezistent M_L , valoarea medie a cuplului electromagnetic dezvoltat în intervalul t_2-t_1 se mărește, iar viteza de rotație la care se ajunge, la momentul t_2 , se micșorează.

În cazul creșterii frecvenței tensiunii de alimentare se micșorează timpul de conectare T_c . În fig.3.7 se reprezintă variația cuplului electromagnetic dezvoltat în intervalul t_2-t_1 la $f=25$ Hz. Se constată că în intervalul t_2-t_1 nu se atinge valoarea

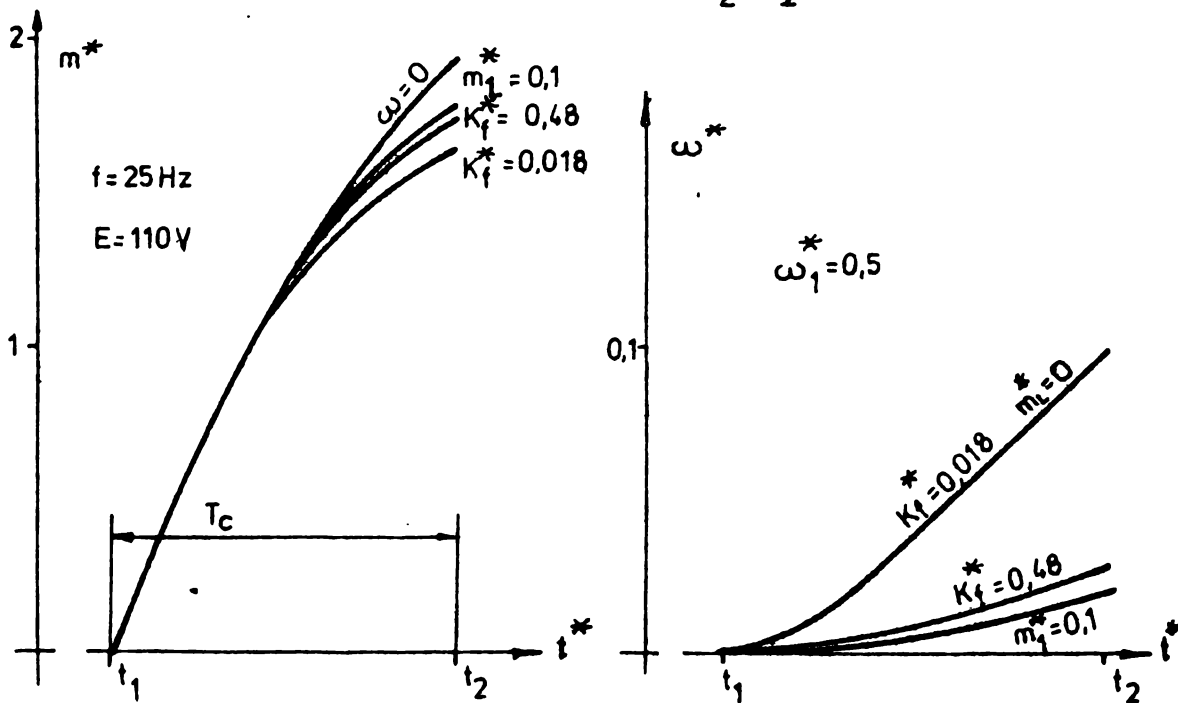


Fig.3.7. Variația cuplului și a vitezei de rotație în intervalul t_1-t_2 la frecvența de 25 Hz.

maximă a cuplului și din acest motiv cuplul mediu nu este influențat decât într-o măsură mică de cuplul rezistent, de cuplul de frecări și de momentul de inerție redus, dar nici viteza de rotație nu se modifică prea mult.

In fig.3.8 se arată variația cuplului electromagnetic la funcționare în regim cvazistaționar. La mers în gol, (curba pentru $K_f^* = 0,018$), cuplul mediu, care învinge cuplul de frecări proprii, este mic. In sarcină (pentru $K_f^* = 0,48$) cuplul mediu este mai mare. Viteza de rotație este mai mare în cazul funcționării în gol și oscilațiile vitezei se reduc cu creșterea sarcinii.

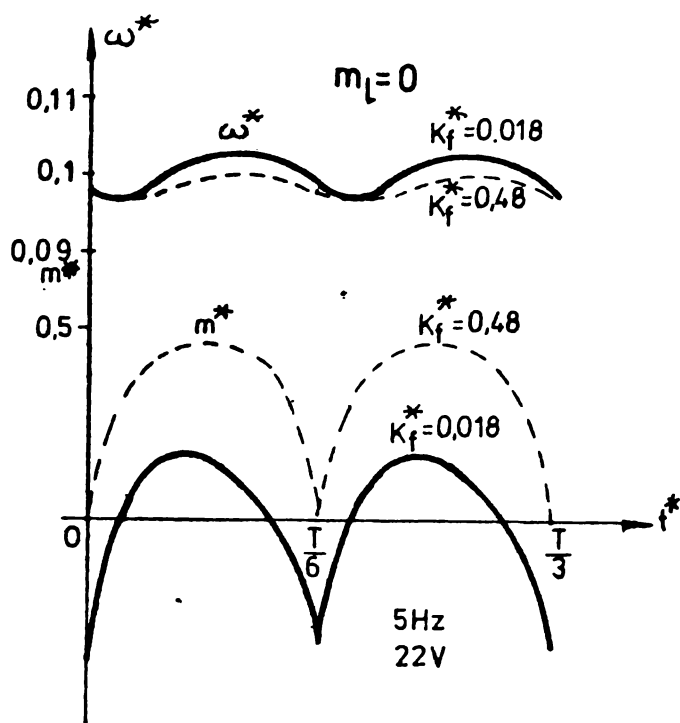


Fig.3.8. Variația cuplului și a vitezei de rotație în regim cvazistaționar.

este fix, cuplul depinde de diferența $u_{Ss1}u_{Ss2} - u_{Ss1}u_{Ss2}$. Această diferență este proporțională cu pătratul tensiunii sursei (r.A2.6) dacă durata de conducție este $T/3$ sau $T/2$. Factorul de proporționalitate este determinat de schema convertorului (11, 44). Pentru un convertor în punte trifazată factorul de proporționalitate are valoarea de $1/2\sqrt{3}$ în cazul duratei de conducție de $T/3$ și $2/3\sqrt{3}$ în cazul duratei de conducție de $T/2$.

In fig. 3.9 se arată variația cuplului în timp (pe durata T_c) pentru două tensiuni diferite, de frecvență $f = 2,5$ Hz, obținute de la un convertor trifazat în punte avînd durata de conducție $T/2$, în cazul cînd rotorul este blocat.

Din fig.3.9 se constată dependența pătratică de tensiune a cuplului.

Dacă rotorul se rotește atunci forma de variație a cuplului se modifică, ca în fig.3.10 a. In fig. 3.10.b se indică variația

Mișcarea rotorului influențează cuplul dezvoltat de motor și anume: Cu cît variația vitezei pe intervalul $t_2 - t_1$ (interval de conectare T_c) este mai mare cu atît valoarea maximă și valoarea medie, a cuplului pe intervalul considerat este mai mică.

Momentul în care cuplul atinge valoarea maximă depinde de viteza de rotație a rotorului.

3.3. INFLUENȚA TENSIUNII SI A SCHEMEI DE ALIMENTARE ASUPRA CUPLULUI DEZVOLTAT.

In regim de alimentare prin impulsuri, dacă rotorul

turației la pornirea motorului în gol ($m_L^* = 0$, $K_f^* = 0,018$) pentru cele două tensiuni de alimentare diferite la aceeași frecvență $f = 2,5$ Hz.

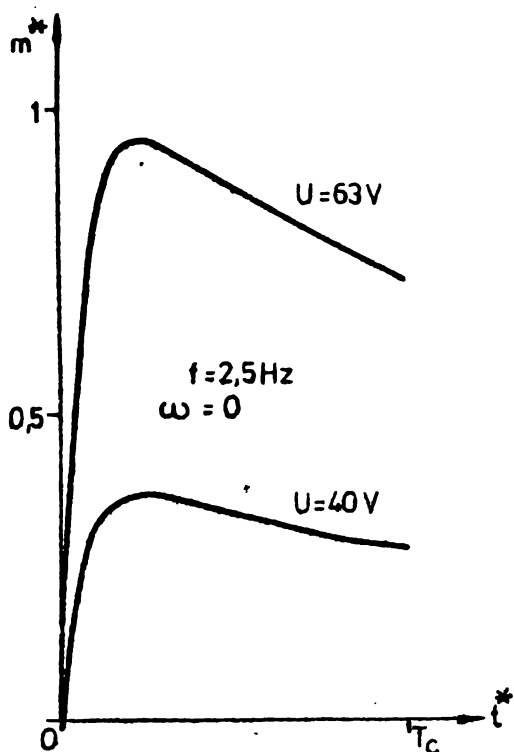


Fig.3.9. Variația cuplului la două tensiuni diferite.

Se observă că modificarea vitezei modifică foarte mult forma de variație a cuplului pe intervalul T_c și faptul că în acest caz numai cuplul maxim depinde de pătratul tensiunii de alimentare.

În fig. 3.11 se indică forma de variație a cuplului la pornirea în gol a motorului alimentat cu tensiuni de frecvență $f = 25$ Hz obținute de la un convertor:

a-trifazat cu punct median avînd durata de conducție a tiristoarelor de $T/2$

b-trifazat în punte avînd durata de conducție a tiristoarelor de $T/3$.

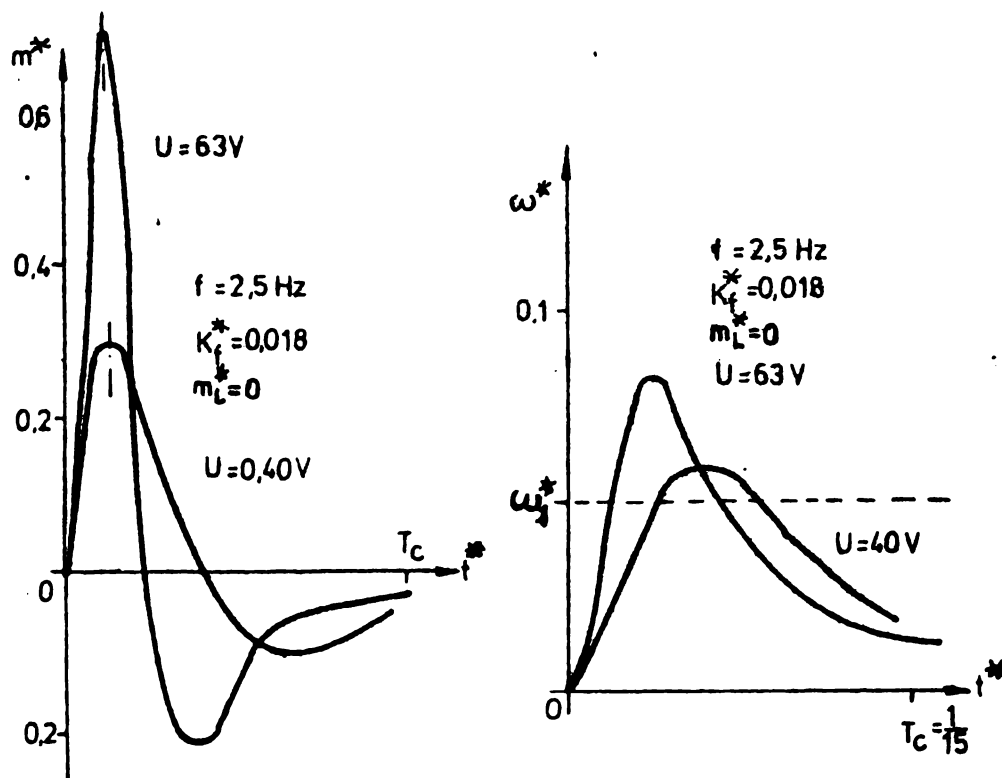


Fig.3.10. Variația cuplului și a vitezei de rotație la două tensiuni diferite.

Se constată că panta de creștere a cuplului diferă în cele două cazuri ceea ce se datorește coeficientului de proporționalitate diferit, determinat de schemele de alimentare ale motorului.

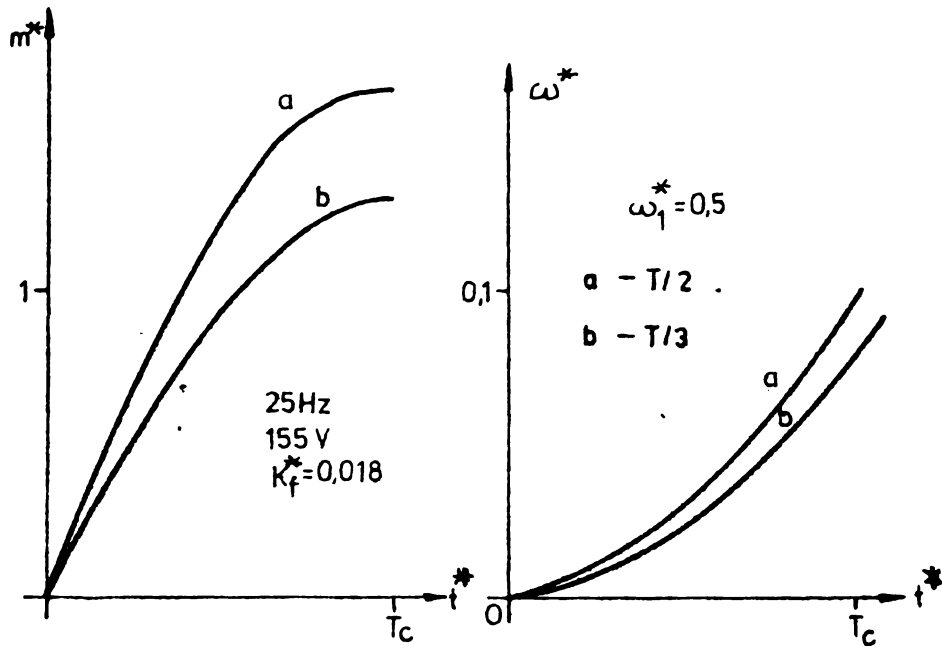


Fig.3.11. Variația cuplului și a vitezei de rotație în cazul alimentării de la CSF trifazat cu: a., T/2, b., T/3.

C A P I T O L U L 4

SIMULAREA NUMERICA A MOTORULUI ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI DE TENSIUNE

Descrierea funcționării motorului asincron alimentat prin impulsuri de tensiune se face din punct de vedere matematic printr-un sistem de ecuații diferențiale neliniare. Rezolvarea analitică a acestor sisteme este posibilă numai în cazuri particulare idealizate. Modelarea analogică este posibilă însă nu prezintă suficientă precizie. Rezolvarea printr-o metodă numerică a sistemelor de ecuații cu ajutorul calculatoarelor numerice constituie soluția cea mai indicată. Această rezolvare satisface pretențiile în ceea ce privește precizia rezultatelor [51, 61, 83].

Pentru rezolvarea pe calculator numeric a sistemelor de ecuații diferențiale s-a utilizat metoda Runge-Kutta de integrare numerică, pentru care ecuațiile trebuie explicitate în raport cu derivatele de ordinul întâi.

4.1. EXPLICITAREA ECUATIILOR MOTORULUI ASINCRON

Se consideră ecuațiile (2.62) scrise în unități raportate în sistemul de coordonate $\alpha, \beta, 0$ legate de statorul mașinii. Se ia în considerare saturația, considerând că inductanțele depind de curenți (r.2.55) și (r.2.56). Raportând ecuațiile (2.59), și înlocuind în (2.62) prin neglijarea variației inductanței de scăpări $\frac{dL_{S\sigma}}{di_S}$ și $\frac{dL_{R\sigma}}{di_R}$ rezultă sistemul de ecuații diferențiale: (14)

$$U_{S\alpha}^* = R_S^* i_{S\alpha}^* + (x_{S\sigma}^* + x_m^*) \frac{d}{dt} i_{S\alpha}^* + x_m^* \frac{d}{dt} i_{R\alpha}^* + x_m^* i_{m\alpha}^*$$

$$U_{S\beta}^* = R_S^* i_{S\beta}^* + (x_{S\sigma}^* + x_m^*) \frac{d}{dt} i_{S\beta}^* + x_m^* \frac{d}{dt} i_{R\beta}^* + x_m^* i_{m\beta}^*$$

$$\begin{aligned}
 u_{S_0}^* &= R_{S_0}^* i_{S_0}^* + x_{S_0}^* \frac{d}{dt} i_{S_0}^* + x_{m_0}^* \frac{d}{dt} i_{R_{0\alpha}}^* \\
 0 &= R_R^* i_{R_{\alpha}}^* + (x_{R_{\sigma}}^* + x_m^*) \frac{d}{dt} i_{R_{\alpha}}^* + x_m^* \frac{d}{dt} i_{S_{\alpha}}^* + x_m^* i_{m_{\alpha}}^* + \\
 &\quad + \omega^* \left[x_{R_{\sigma}}^* + x_m^* \right] i_{R_{\beta}}^* + x_m^* i_{S_{\beta}}^* \quad (4.1) \\
 0 &= R_R^* i_{R_{\beta}}^* + (x_{R_{\sigma}}^* + x_m^*) \frac{d}{dt} i_{R_{\beta}}^* + x_m^* \frac{d}{dt} i_{S_{\beta}}^* + x_m^* i_{m_{\beta}}^* - \\
 &\quad - \omega^* \left[x_{R_{\sigma}}^* + x_m^* \right] i_{R_{\alpha}}^* + x_m^* i_{S_{\alpha}}^* \\
 0 &= R_{R_0}^* i_{R_{0\alpha}}^* + x_{R_0}^* \frac{d}{dt} i_{R_{0\alpha}}^* + x_{m_0}^* \frac{d}{dt} i_{S_0}^* + \omega^* x_{R_0}^* i_{R_{0\beta}}^* \\
 0 &= R_{R_0}^* i_{R_{0\alpha}}^* + x_{R_0}^* \frac{d}{dt} i_{R_{0\beta}}^* - \omega^* (x_{R_0}^* i_{R_{0\alpha}}^* + x_{m_0}^* i_{S_0}^*) \\
 m^* &= x_m^* (i_{R_{\alpha}}^* i_{S_{\beta}}^* - i_{R_{\beta}}^* i_{S_{\alpha}}^*) + 2(x_{S_0}^* i_{S_0}^* + x_{m_0}^* i_{R_{0\alpha}}^*) i_{R_{0\beta}}^* \\
 m^* &= T_a^* \frac{d}{dt} \omega^* + K_f^* \omega^* + m_L^*
 \end{aligned}$$

Acest sistem de 8 ecuații diferențiale se rezolvă în raport cu derivatele curenților $i_{S_{\alpha}}^*$, $i_{S_{\beta}}^*$, $i_{S_0}^*$, $i_{R_{\alpha}}^*$, $i_{R_{\beta}}^*$, $i_{R_{0\alpha}}^*$, $i_{R_{0\beta}}^*$ și vitezei de rotații ω^* .

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{S_{\alpha}}^*}{dt} &= \frac{A_{\alpha} (x_{R_{\sigma}}^* + x_m^*) - B_{\alpha} x_m^*}{\Delta} \\
 \frac{di_{S_{\beta}}^*}{dt} &= \frac{A_{\beta} (x_{R_{\sigma}}^* + x_m^*) - B_{\beta} x_m^*}{\Delta} \\
 \frac{di_{S_0}^*}{dt} &= \frac{A_0 - B_0 x_{m_0}^*}{\Delta_0} \\
 \frac{di_{R_{\alpha}}^*}{dt} &= \frac{B_{\alpha} (x_{S_{\sigma}}^* + x_m^*) - A_{\alpha} x_m^*}{\Delta} \quad (4.2) \\
 \frac{di_{R_{\beta}}^*}{dt} &= \frac{B_{\beta} (x_{S_{\sigma}}^* + x_m^*) - A_{\beta} x_m^*}{\Delta} \\
 \frac{di_{R_{0\alpha}}^*}{dt} &= \frac{B_0 x_{S_0}^* - A_0 \alpha}{\Delta_0}
 \end{aligned}$$

$$\frac{di_{Ro\beta}^*}{dt^*} = -\gamma_0 i_{Ro\beta}^* + \omega^* (i_{Ro\alpha}^* + \alpha_0 i_{So}^*)$$

$$\frac{d\omega^*}{dt^*} = \frac{m^* - K_f^* \omega^* - m_L^*}{T_a^*}$$

în care s-au folosit următoarele notații:

$$A_\alpha = U_{S\alpha}^* - R_S^* i_{S\alpha}^* - x^* i_{m\alpha}^*$$

$$A_\beta = U_{S\beta}^* - R_S^* i_{S\beta}^* - x^* i_{m\beta}^*$$

$$A_0 = U_{S0}^* - R_{S0}^* i_{S0}^*$$

$$B_\alpha = -R_R^* i_{R\alpha}^* - x^* i_{m\alpha}^* - \omega^* (x_m^* i_{m\beta}^* + x_{R\sigma}^* i_{R\beta}^*)$$

$$B_\beta = -R_R^* i_{R\beta}^* - x^* i_{m\beta}^* + \omega^* (x_m^* i_{m\alpha}^* + x_{R\sigma}^* i_{R\alpha}^*)$$

$$B_0 = -\gamma_0 i_{Ro\alpha}^* - \omega^* i_{Ro\beta}^*$$

$$\Delta = x_m^* (x_{S\sigma}^* + x_{R\sigma}^*) + x_{S\sigma}^* x_{R\sigma}^*$$

$$\Delta_0 = x_{S0}^* - \alpha_0 x_{m0}^*$$

$$\alpha_0 = \frac{x_{m0}^*}{x_{R0}^*}$$

$$\gamma_0 = \frac{R_{R0}^*}{x_{R0}^*}$$

$$i_{m\alpha}^* = i_{S\alpha}^* + i_{R\alpha}^*$$

$$i_{m\beta}^* = i_{S\beta}^* + i_{R\beta}^*$$

$$i_m^* = \sqrt{i_{m\alpha}^{*2} + i_{m\beta}^{*2}}$$

$$x^* = \frac{dx_m^*}{di_m^*} \frac{di_m^*}{dt^*}$$

$$\frac{di_m^*}{dt^*} = \frac{1}{i_m^*} (i_{m\alpha}^* \frac{di_{m\alpha}^*}{dt^*} + i_{m\beta}^* \frac{di_{m\beta}^*}{dt^*})$$

(4.3)

Așadar sistemul de ecuații diferențiale explicitate în raport cu derivatele de ordinul întâi conține 8 ecuații diferențiale în cazul când există și componentele homopolare, iar în cazul când acestea lipsesc sistemul (4.2) se reduce la un sistem de 5 ecuații diferențiale.

În expresiile (4.3) inductivitățile raportate x_m^* și x^* sînt dependente de curentul de magnetizare i_m^* , iar inductivitățile de scăpări raportate $x_{S\sigma}^*$, $x_{R\sigma}^*$ de curentul i_S^* respectiv i_R^*

$$\begin{aligned} x_m^* &= 2,465(1 - 0,8855 e^{-\frac{0,35}{i_m^*}}) \\ x^* &= -0,764 e^{-\frac{0,35}{i_m^*}} \\ x_S^* &= 0,11(1 - 0,563 e^{-\frac{1,5}{i_S^*}}) \\ x_R^* &= 0,116(1 - 0,563 e^{-\frac{1,5}{i_R^*}}) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Expresiile inductivităților au fost determinate cu ajutorul calculatorului pe baza datelor măsurate experimental.

În cazul neglijării saturației, parametrii x_m^* , $x_{S\sigma}^*$, $x_{R\sigma}^*$ sînt constanți, iar $x^* = 0$.

4.2. SCHEMA LOGICĂ ȘI PROGRAMUL DE CALCUL

Pentru simularea numerică a motorului asincron este necesară transpunerea pe calculator a sistemului de ecuații care au fost explicitate în funcție de prima derivată a variabilelor. S-a întocmit un program de calcul utilizînd ecuațiile scrise în sistemul fix de coordonate $\alpha, \beta, 0$.

S-a considerat sistemul (4.2) format din 8 ecuații. Schema logică din fig.4.1 s-a întocmit în vederea studierii funcționării motorului asincron în diferite regimuri, motorul fiind alimentat cu impulsuri de tensiune de diferite forme.

Pentru rezolvare s-a aplicat metoda Runge-Kutta-Gill [98]. Datele de intrare sînt: parametrii mașinii, tensiunea, frecvența, cazul de alimentare, durata regimului urmărit, cuplul rezistent, valorile inițiale ale curenților statorici și rotorici.

Programul principal are trei subprograme:

Subrutina "U"; pentru generarea tensiunilor de alimentare $u_{S\alpha}^*$, $u_{S\beta}^*$ și u_{S0}^* în funcție de cazul de alimentare și regimul studiat.

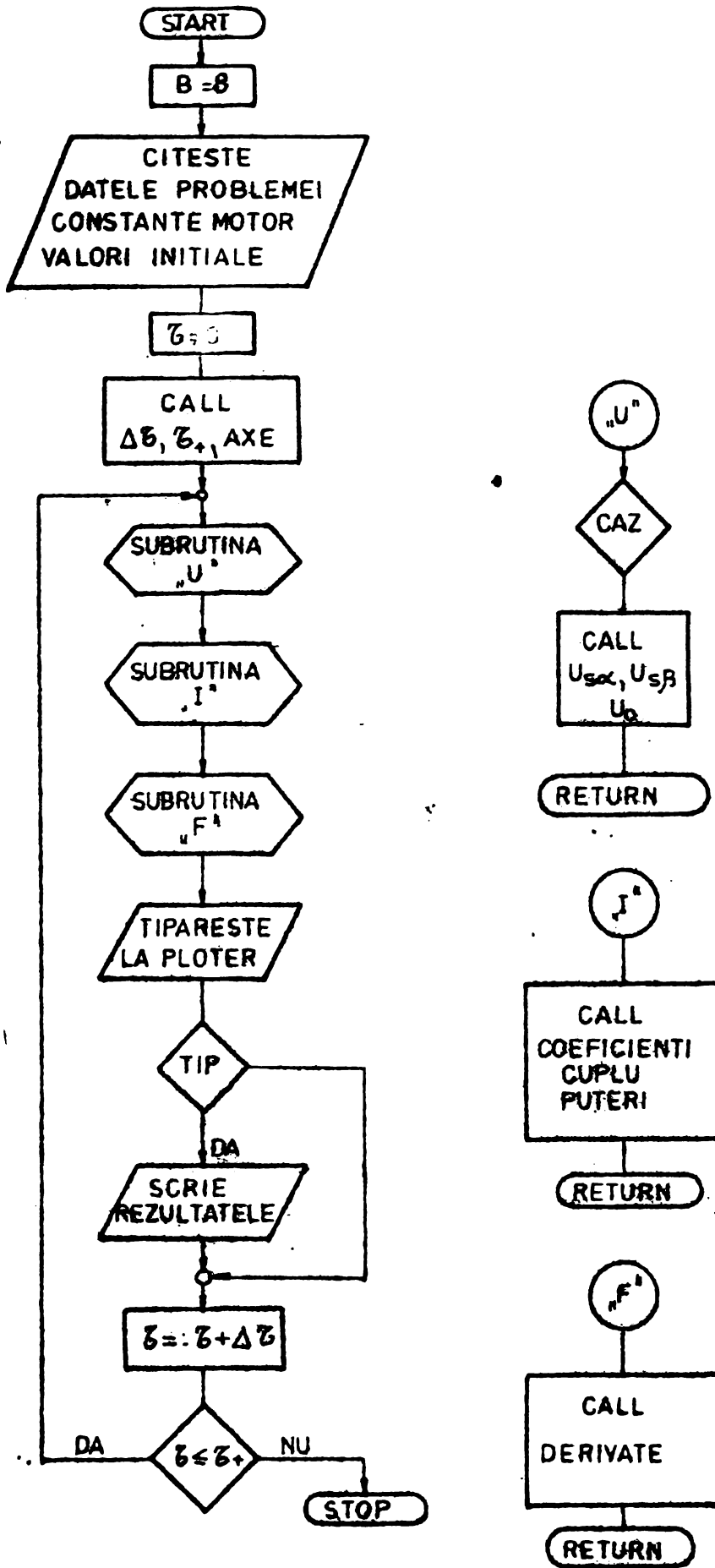


Fig.4.1. Schema logică de calcul pentru studiul motorului asincron.

- Subrutina "I" pentru calculul valorilor mărimilor din expresiile (4.3) în funcție de regimul saturat sau nesaturat precum și pentru calculul mărimilor energetice: cuplul, puteri și pierderi pe baza relațiilor (2.39-2.45).

- Subrutina "F" pentru calculul derivatelor curenților și a turației pe baza expresiilor (4.2).

În anexa 3 este dat programul pentru calculatorul utilizat, Hewlett Packard 9820 A, care dispune de: un dispozitiv de trasare a curbelor (ploter) care poate fi programat să traseze curbele corespunzătoare datelor calculate; o mașină de scris care tipărește rezultatele calculate și un dispozitiv pentru extinderea memoriei.

O parte din diagramele obținute au fost trasate pe ploter, dar majoritatea s-a obținut prin reprezentarea datelor tipărite.

În anexa 4 se indică același program întocmit pentru calculatorul Felix C-256.

4.3. SIMULAREA REGIMURILOR DINAMICE

Programul întocmit a permis studiul comportării motorului asincron în regimuri dinamice de pornire, reversare și modificarea bruscă a sarcinii.

4.3.1. Pornirea motorului asincron alimentat prin impulsuri de tensiune.

În cazul pornirii în gol a motorului asincron studiat, alimentat de la un CSP în punte trifazată cu durata normală de conducție

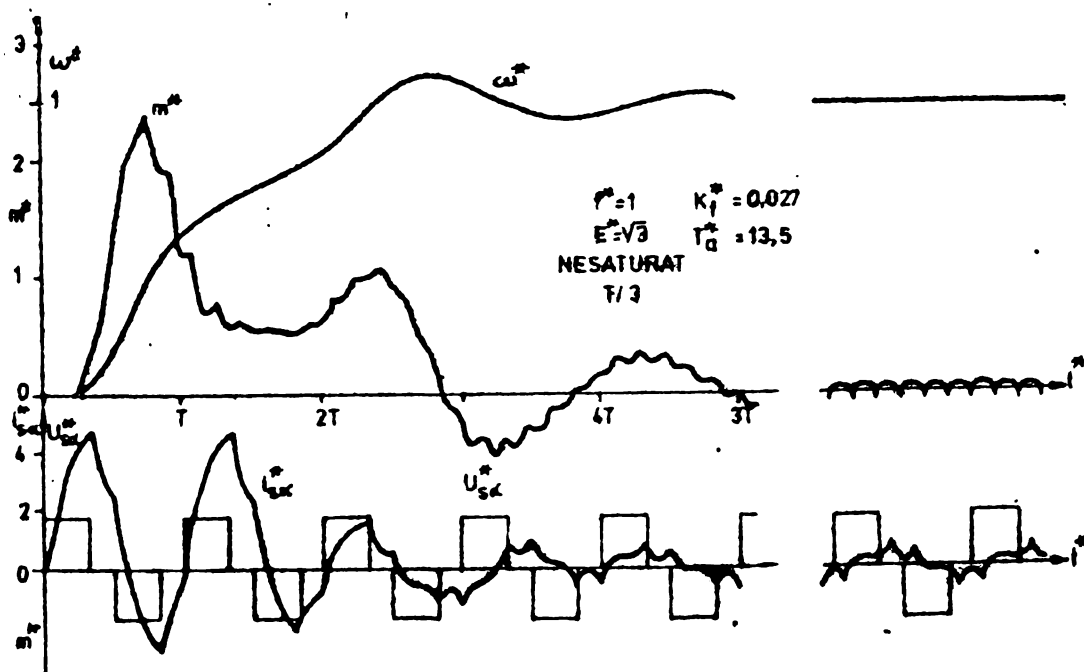


Fig.4.2. Variația curenților, cuplului și turației la pornirea motorului în cazul neglijării saturației.

a tiristoarelor de $T/3$, în ipoteza neglijării saturației, forma de variație a cuplului m^* , turației ω^* , curentului de fază $i_{S\alpha}^*$, și a tensiunii de alimentare $u_{S\alpha}^*$ este indicată în fig.4.2.

Se constată că la pornire se obține un șoc de cuplu $m_{\max}^* = 2,4$ de curent $i_{S\max}^* = 4,72$ și turația motorului crește pînă la turația de mers în gol în timpul $t^* = 14,92$ și după cîteva oscilații în jurul turației de sincronism se stabilizează. Cuplul dezvoltat devine negativ la depășirea vitezei de sincronism corespunzătoare frecvenței de alimentare.

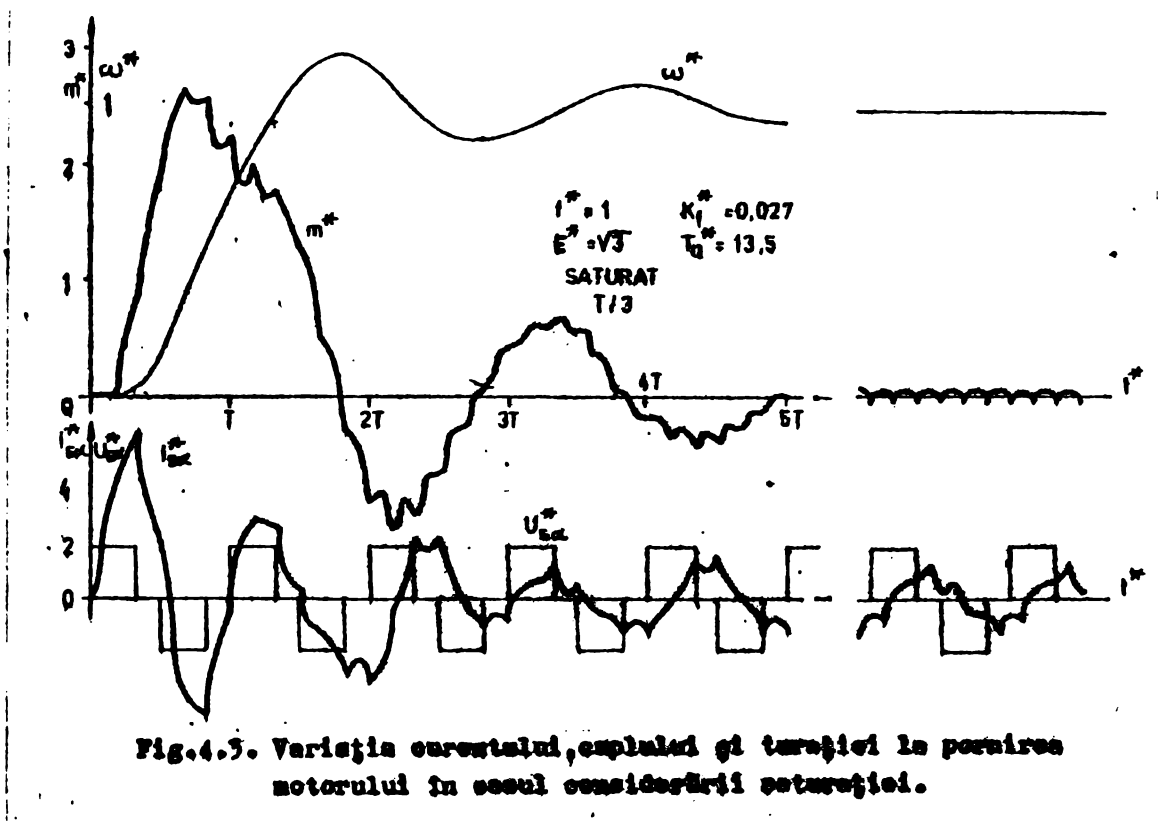


Fig.4.3. Variația curentului, cuplului și turației la pornirea motorului în cazul considerării saturației.

În fig.4.3 s-a reprezentat m^* , ω^* , $i_{S\alpha}^*$, $u_{S\alpha}^*$ calculate în timpul procesului de pornire în cazul considerării saturației circuitului magnetic.

S-au obținut următoarele valori maxime $m_{\max}^* = 2,6$, $i_{S\max}^* = 5,63$ iar timpul de pornire $t^* = 8,4$.

Prin compararea rezultatelor obținute în cele două cazuri se constată că în cazul considerării influenței saturației asupra parametrilor mașinii:

- se micșorează timpul de pornire
- crește valoarea curentului maxim
- crește valoarea maximă a cuplului și se modifică forma de variație în timp (fig.4.4).

În fig.4.4 se reprezintă variația cuplului în timpul pornirii în gol a motorului asincron, alimentat prin impulsuri, obținută prin calcul în cazul neglijării saturației (linie subțire) și în cazul considerării saturației (linie groasă).

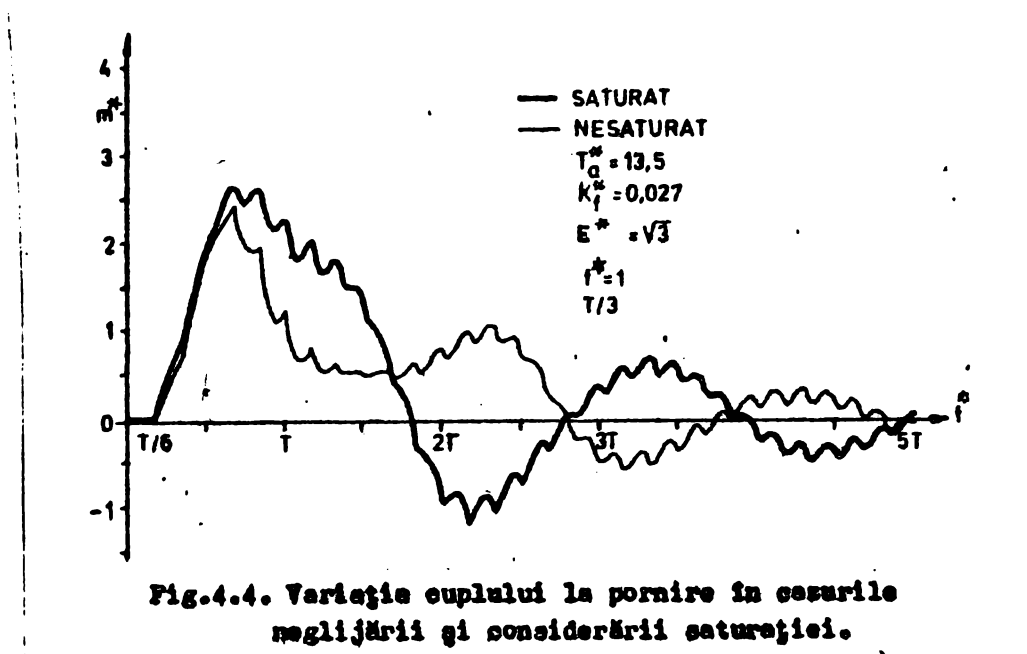


Fig.4.4. Variația cuplului la pornire în cecurile neglijării și considerării saturației.

Pentru a compara performanțele motorului alimentat de la CSP cu performanțele obținute în regimul de alimentare sinusoidal s-a calculat și comportarea motorului în timpul pornirii în regim sinusoidal. În fig.4.5 se indică rezultatele obținute.

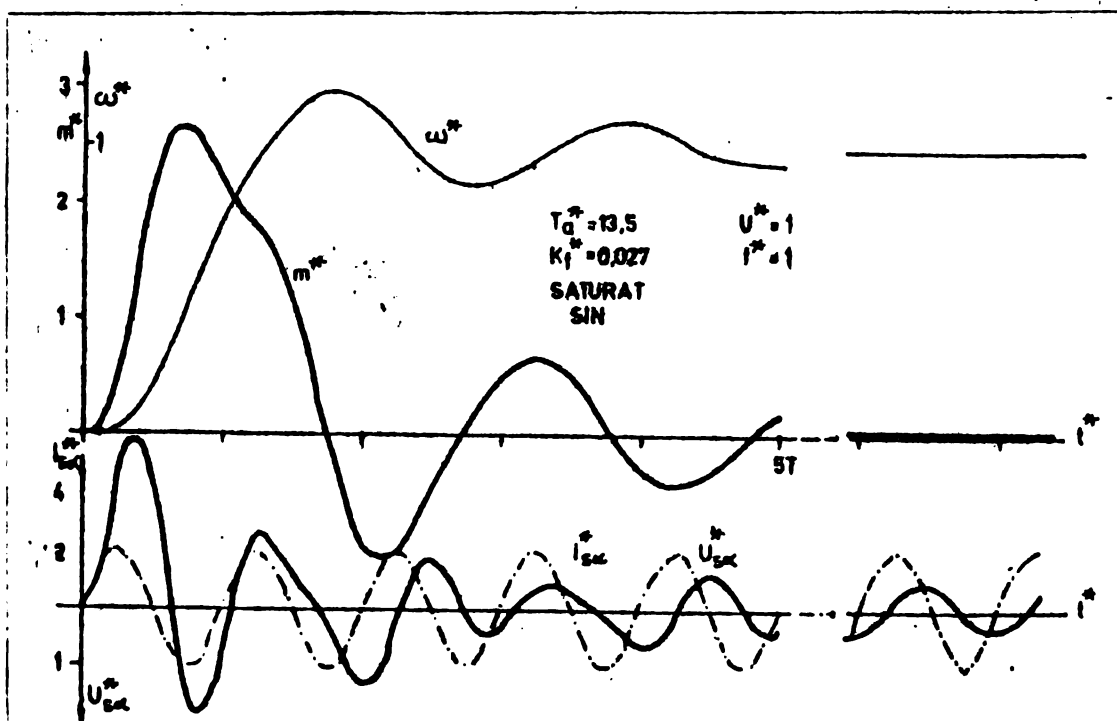


Fig.4.5. Variația curentului, cuplului și turăției la pornirea motorului alimentat cu tensiune sinusoidală.

Variația turăției în cele două cazuri este aproape identică iar valorile maxime ale cuplului ($m_{\max}^* = 2,6$) și curentul ($i_{S \max}^* = 5,63$) sînt identice, ca și a timpului de pornire ($t^* = 8,4$).

Această comportare identică în regim sinusoidal și în regim de impulsuri însă se obține pentru o anumită valoare a tensiunii sursei de c.c. în funcție de schema de alimentare și anume:

- CSF în punte trifazată cu durata de conducție $T/3$, tensiunea $E^* = \sqrt{3}$,
- CSF în punte trifazată cu durata de conducție $T/2$, tensiunea $E^* = 3/2$.

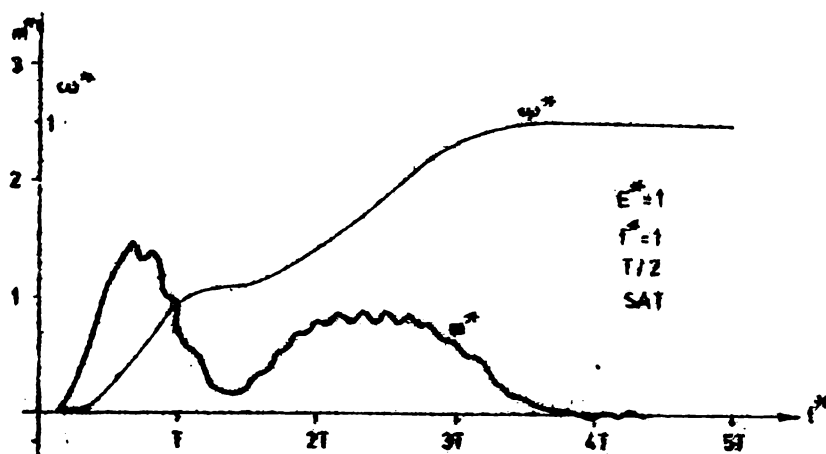


Fig.4.6. Pornirea în gol a motorului cu tensiune redusă.

Dacă tensiunea sursei de curent continuu este diferită de cea indicată atunci motorul se comportă altfel decât în regim sinusoidal la tensiunea nominală.

În fig.4.6 se indică variația turăției și cuplului în cazul pornirii în gol a motorului asincron alimentat de la o sursă de curent continuu de tensiune $E^* = 1$ la o frecvență $f^* = 1$.

Se constată creșterea timpului de pornire la $t^* = 21,5$, modificarea formei de variație a cuplului și reducerea valorii maxime a cuplului la $m_{\max}^* = 1,45$.

Pentru alte valori ale tensiunii sursei de curent continuu și a frecvenței timpul de pornire poate să crească considerabil iar cuplul să aibe o variație ca în fig.4.7.

În fig.4.7 se indică variația $u_{S\alpha}^*$, $i_{S\alpha}^*$, m^* , ω^* , în procesul de pornire în gol a motorului alimentat de la o sursă de tensiune $E^* = 0,2578$ cu o frecvență $f^* = 0,5333$.

Se observă că valoarea maximă a cuplului este redus $m_{\max}^* = 0,26$. La aceeași tensiune a sursei de alimentare și la două frecvențe diferite timpul de pornire este cu atât mai redus cu cât frecvența este mai mică. Cuplul maxim de pornire este mai mare la frecvențe mai mici.

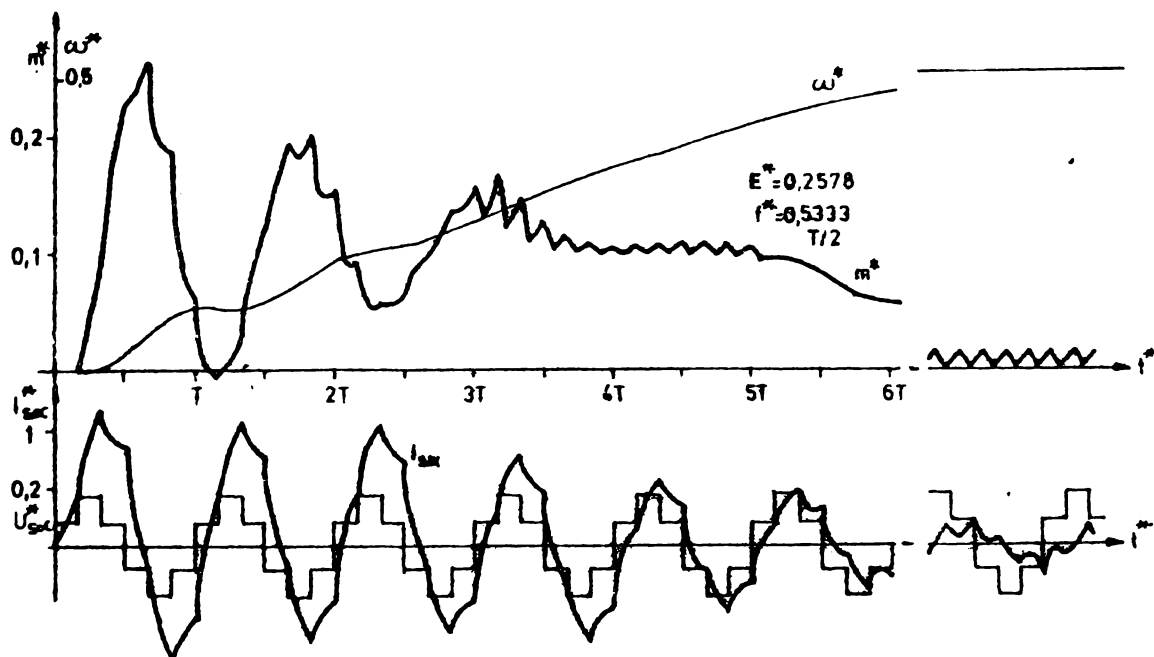


Fig.4.7. Variația curentului, cuplului și turăției la pornirea motorului în sarcină.

În cazul pornirii motorului cuplat cu utilajul, crește momentul de inerție redus ($Ta^* = 105,74$) și forma de variație a cuplului în timp se modifică.

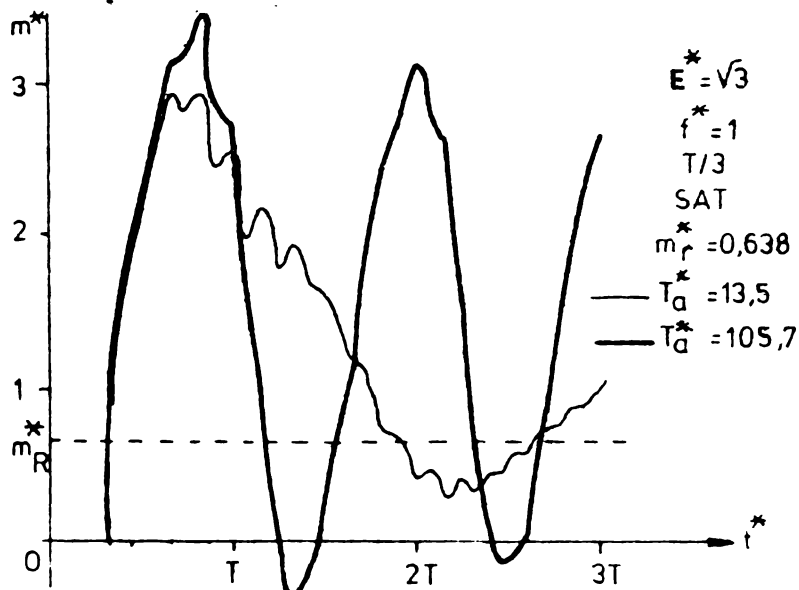


Fig.4.8. Variația cuplului la pornirea motorului în gol și în sarcină.

rea $Ta^* = 105,75$ (curba cu linie groasă).

În fig.4.8 se indică comparativ variația cuplului în timpul pornirii cu un cuplu rezistent constant, $m_1^* = 0,638$ pentru două valori diferite ale momentului de inerție redus.

Se observă o creștere a cuplului maxim de la valoarea $m_{\max}^* = 2,54$ la valoarea $m_{\max}^* = 3,46$ în cazul creșterii momentului de inerție la valoarea

In fig.4.9 se indică variația puterii absorbite la pornirea în gol a motorului asincron alimentat cu tensiune: 1.-sinusoidală; 2.-impulsuri.

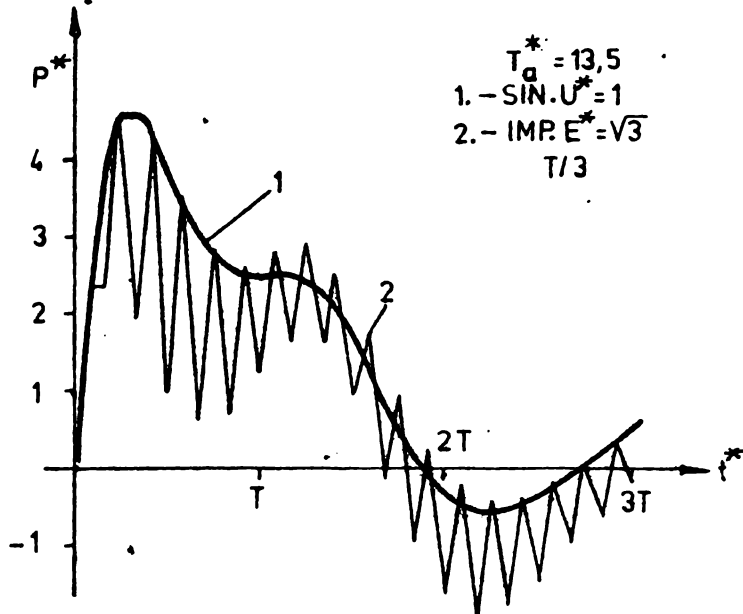


Fig.4.9. Variația puterii absorbite la pornirea în gol a motorului.

Se constată că puterea absorbită în cele două cazuri de alimentare este sensibil același.

Așadar motorul asincron alimentat prin impulsuri poate avea aceeași comportare la pornire ca în cazul alimentării cu tensiune sinusoidală, dacă tensiunea sursei de alimentare este ales în mod corespunzător și frecvența de alimentare rămâne constantă.

4.3.2. Modificarea bruscă a sarcinii motorului asincron alimentat prin impulsuri.

Motorul asincron este alimentat de la CSF trifazat în punte avînd durata de conducție a tiristoarelor de $T/2$. Variația cuplului și turației în cazul încărcării bruște a motorului cu un cuplu rezistent $m_L^* = 0,1$ și apoi $m_L^* = 0,5$ este arătată în fig.4.10.

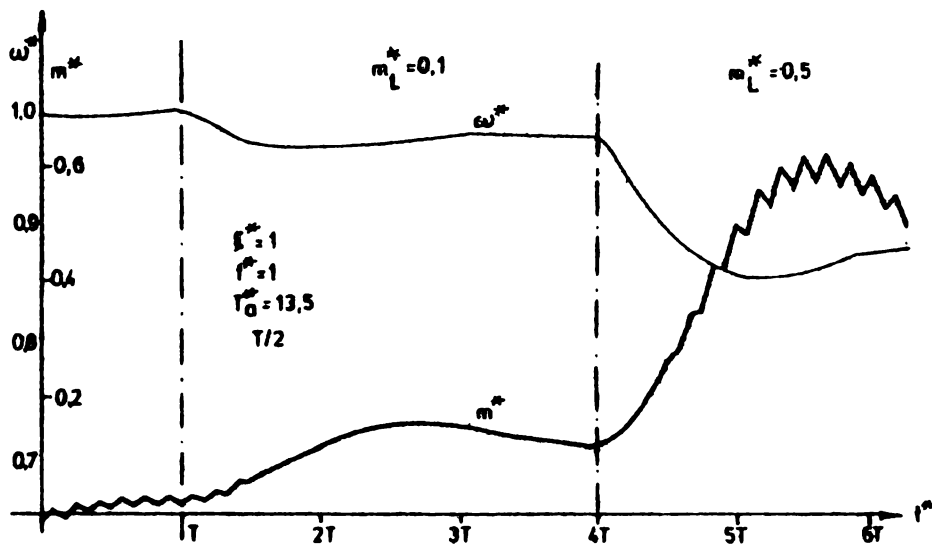


Fig.4.10. Variația cuplului și turației în cazul modificării bruște a sarcinii.

Procesele electromagnetice și mecanice se desfășoară în timp care este determinat în primul rînd de momentul de inerție

reduc la arborele motorului, de valoarea tensiunii de alimentare și de mărimea variației cuplului rezistent.

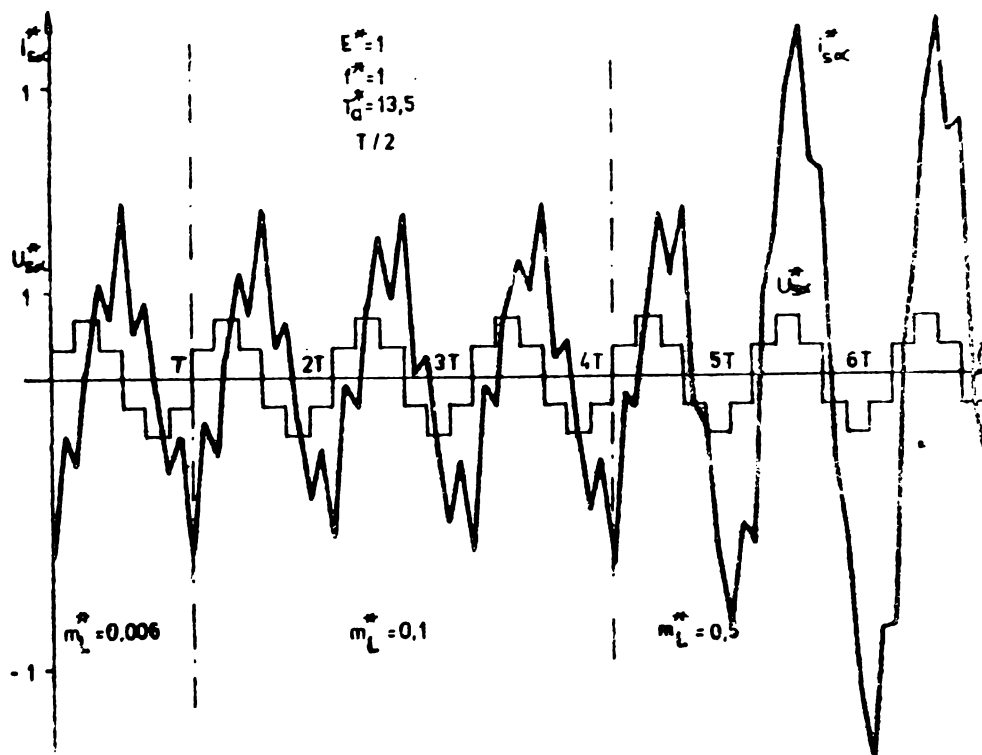


Fig.4.11. Variația curentului în cazul modificării bruste a sarcinii motorului.

În fig.4.11 se indică variația curentului i_{Sa}^* în cazul încărcării bruste a motorului cu un cuplu rezistent $m_L^* = 0,1$ și apoi $m_L^* = 0,5$, atunci când $E^* = 1$ și $f^* = 1$.

Se observă că se modifică forma de variație în timp a curentului și valoarea maximă a curentului în funcție de valoarea cuplului rezistent.

4.3.3. Reversarea motorului asincron alimentat prin impulsuri

Reversarea motorului asincron alimentat de la CSF se realizează prin schimbarea succesiunii de aprindere și stingere a tiristoarelor. Prin aceasta faza tensiunii își schimbă poziția printr-un salt brusc, dar componentele de tensiune vor avea aceeași formă de variație în timp.

În fig.4.12 se indică modul de variație în timp a tensiunii u_{Sa}^* , și a curentului i_{Sa}^* în cazul reversării în gol a motorului alimentat de la o sursă de curent continuu $E^* = \sqrt{3}$ cu o frecvență $f^* = 1$, convertorul avînd durata de conducție a tiristoarelor $T/3$.

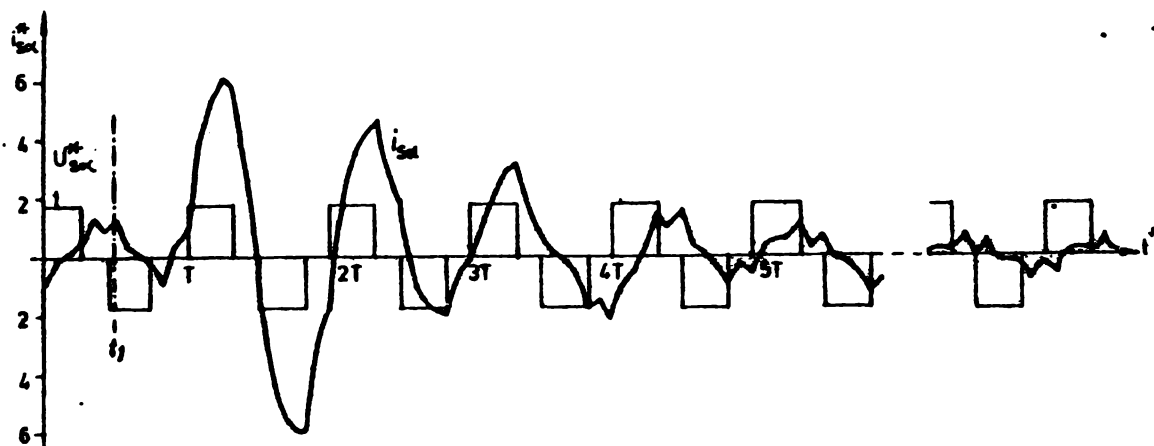


Fig.4.12. Variația curentului în cazul reverșării în gol a motorului asincron

Așa cum era de așteptat valoarea maximă a curentului este mai mare decât la pornire.

Variația cuplului și a turației în procesul de reversare se indică în fig.4.13. Cuplul maxim ce apare la contraconectare este mai mare decât la pornire și din acest motiv timpul în care turația scade de la zero este mai scurt decât timpul de pornire.

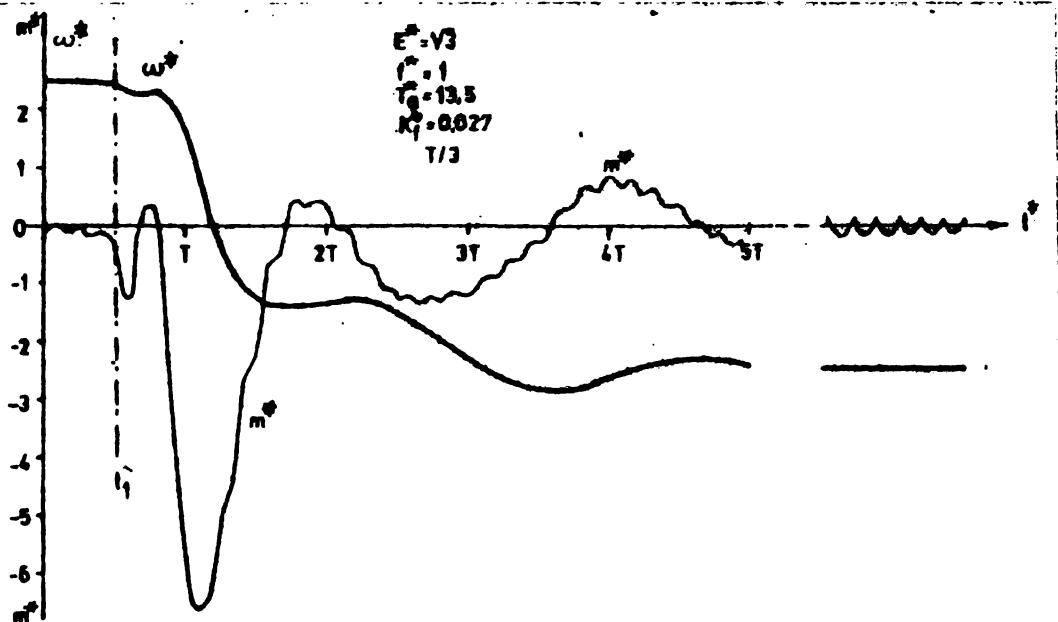


Fig.4.13. Variația cuplului și a turației în cazul reverșării în gol a motorului asincron.

Forma de variație a cuplului în special la începutul procesului depinde de momentul de reverșării.

În fig.4.14 se indică variația cuplului și turației în cazul alimentării motorului cu tensiune sinusoidală de aceeași frecvență ca și în cazul fig.4.13.

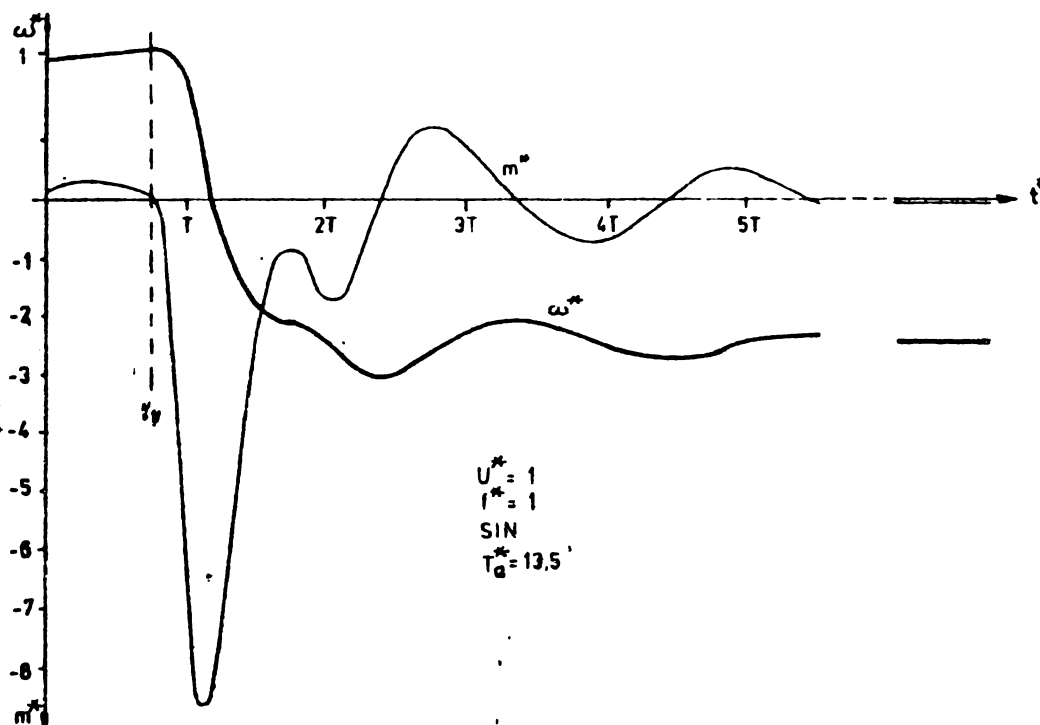


Fig.4.14. Variația cuplului și a turației în cazul reverșării în gol a motorului alimentat cu tensiune sinusoidală.

Prin comparația regimurilor tranzitorii în cazurile de alimentare cu tensiune sinusoidală și tensiune nesinusoidală se constată că durata regimurilor tranzitorii este aceeași dacă tensiunea sursei de alimentare a convertorului este aleasă în mod corespunzător.

4.4. SIMULAREA REGIMULUI CVAZISTATIONAR

La mersul în gol al motorului, curentul absorbit de motor variază în timp în funcție de forma de variație a tensiunii de alimentare. Deoarece forma de variație a tensiunii este determinată

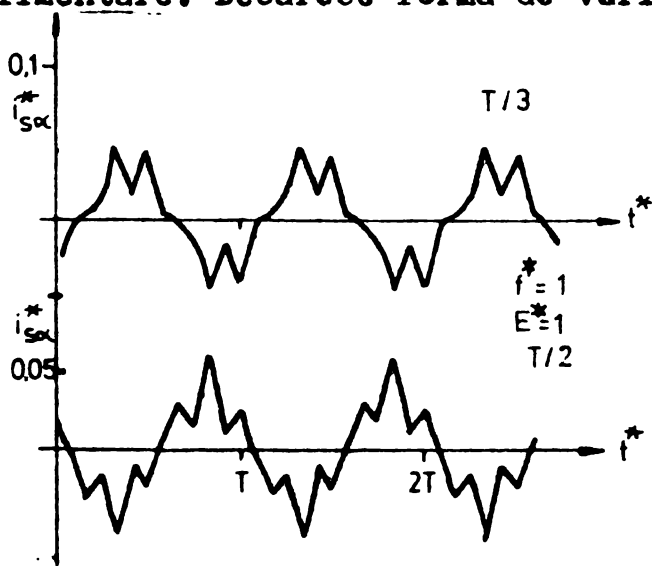


Fig.4.15. Variația în timp a curenților de mers în gol.

de schema convertorului de frecvență, rezultă că forma de variație a curentului în timp depinde de schema de alimentare a motorului.

În fig.4.15 se prezintă variația în timp a curenților de mers în gol în cazul când CSF este comandat astfel ca durata de conducție a tiristoarelor este de $T/3$ respectiv $T/2$,

Odată cu creșterea sarcinii conținutul de armonici raportat la fundamentală se reduce și variația în timp se apropie de o variație sinusoidală. Dacă curentul are o variație sinusoidală atunci fazorul curentului în planul complex Re,Im descrie un cerc.

În fig.4.16 s-a reprezentat fazorul curentului i_s în cazul cînd motorul este încărcat cu cuplu rezistent $m_1^* = 0,1$ respectiv $m_1^* = 0,5$. Tensiunea sursei este de $E^* = 1$, frecvența de alimentare $f^* = 1$.

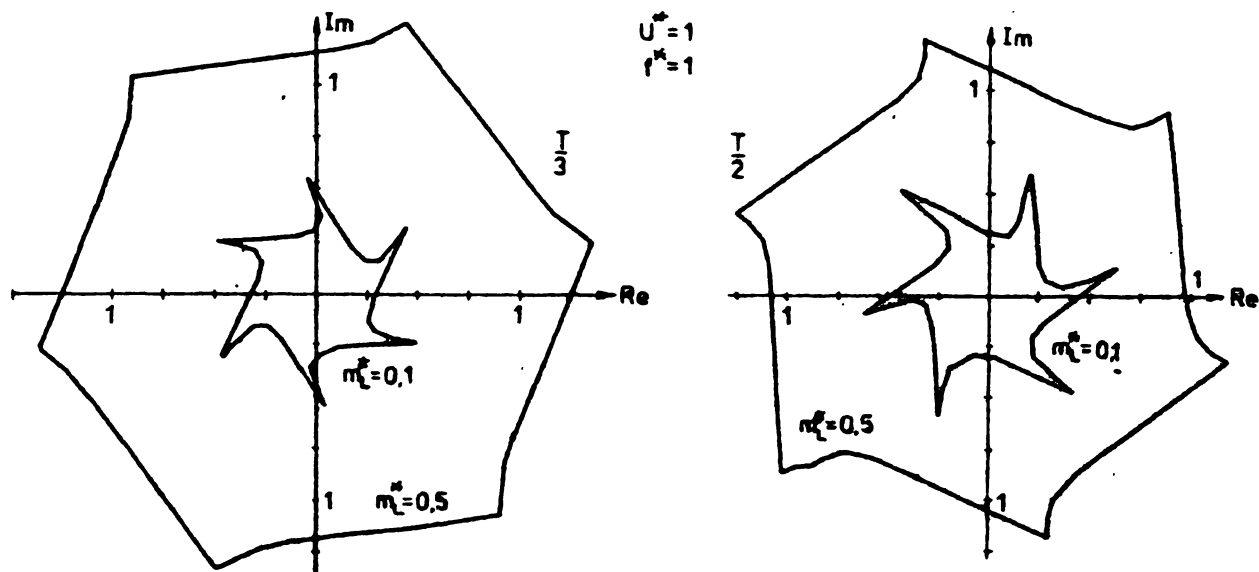


Fig.4.16. Locul geometric al vîrfului fazorului curentului static.

Din cauza alimentării prin impulsuri, cuplul dezvoltat de motor variază în timp, oscilează în jurul unei valori medii. Frecvența pulsațiilor de cuplu este determinată de schema CSF, de durata de conducție a tiristoarelor și de schema de comandă a convertorului.

În cazul alimentării motoarelor asincrone de la convertoare de frecvență trifazate în punte frecvența pulsațiilor de cuplu este de șase ori mai mare decît frecvența tensiunii de alimentare.

În fig. 4.17 se prezintă variația cuplului și a turației la mersul în gol al motorului, alimentat cu frecvența de $f^* = 0,156$ de la o sursă de curent continuu de $E^* = 0,2578$ printr-un CSF în punte trifazată cu durata de conducție $T/2$ a tiristoarelor.

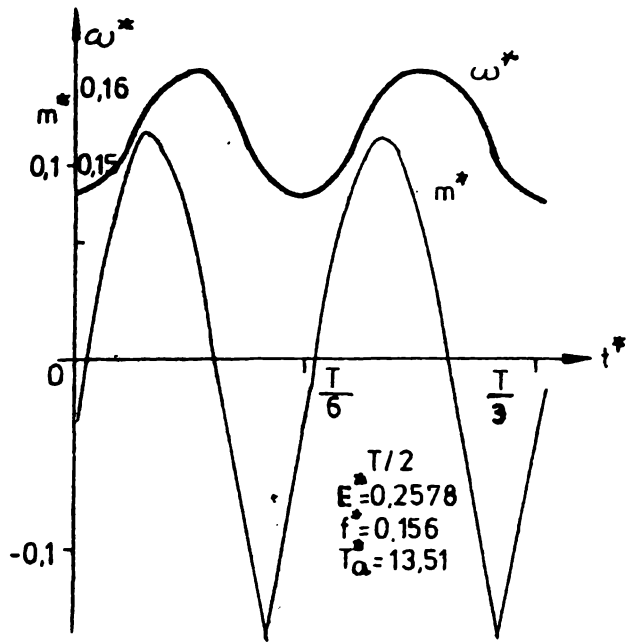


Fig.4.17. Variatia turatiei si cuplului la mersul in gol.

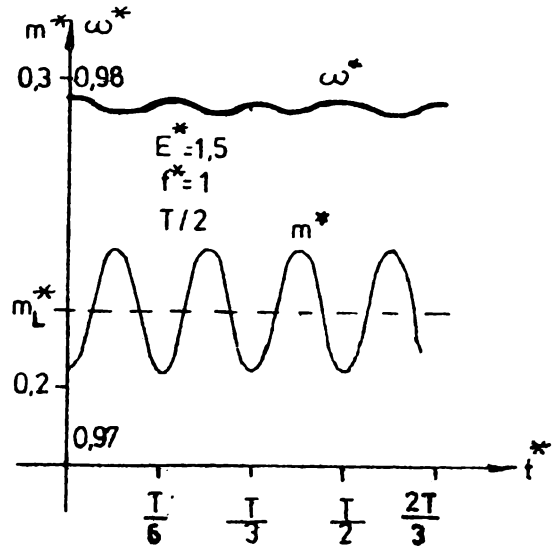


Fig.4.18. Variatia turatiei si cuplului la mers in sarcina .

Pulsațiile cuplului și turatiei sînt cu atît mai mari cu cît tensiunea de alimentare în raport cu frecvența este mai mare și cu cît frecvența este mai mică.

Odată cu creșterea sarcinii și pulsațiile se reduc. În fig. 4.18 se arată variația vitezei și a cuplului la mersul în sarcină $m_L^* = 0,4$. Motorul este alimentat la frecvența $f^* = 1$ de la o sursă de tensiune $E^* = 1,5$ printr-un CSF în punte trifazată cu durata de conducție a tiristoarelor de $T/2$.

S-au calculat valorile efective ale cuplului, puterilor, pierderilor, curenților și valoarea medie a turatiei în cazul alimentării motorului cu frecvență $f^* = 1$ de la o sursă de tensiune continuă $E^* = 1,5$ printr-un CSF trifazat în punte cu durata de conducție a tiristoarelor de $T/2$. Rezultatele calculelor sînt indicate în tabelul 4.1.

TABELUL 4.1

u^*	i_S^*	ω^*	m^*	P_1^*	P_2^*	ΣP^*	η	k_p
0,8165	0,6071	0,9886	0,1255	0,2291	0,1176	0,1115	0,5133	0,2544
	0,6844	0,9792	0,2259	0,3325	0,2149	0,1176	0,6463	0,3582
	0,7105	0,9697	0,3235	0,4350	0,3073	0,1277	0,7064	0,4477
	0,7498	0,9597	0,4225	0,5415	0,3990	0,1425	0,7368	0,5375
	0,8059	0,9492	0,5215	0,6503	0,4886	0,1617	0,7515	0,5880
	0,8549	0,9384	0,6203	0,7613	0,5756	0,1857	0,7560	0,6398

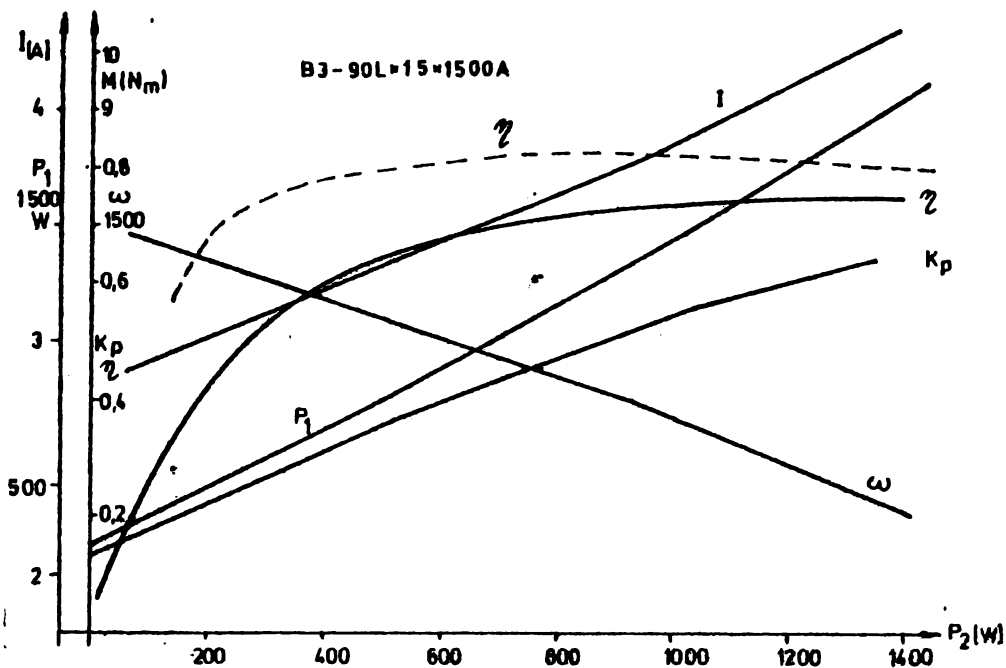


Fig.4.19. Caracteristicile de funcționare calculate în regim de alimentare prin impulsuri ale motorului asincron.

În fig. 4.19 s-au trasat caracteristicile de funcționare pe baza mărimilor calculate în tabelul 4.1 și caracteristica randamentului cu linie întreruptă în regim sinusoidal.

Comparând mărimile calculate în regim de impulsuri cu mărimile măsurate experimental în regim sinusoidal se constată reducerea randamentului și a puterii utile în regim de impulsuri. De asemenea valoarea efectivă a curentului crește iar diferența dintre valoarea efectivă a curentului la sarcină nominală și la mersul în gol se reduce.

C A P I T O L U L 5

OPTIMIZAREA TIMPULUI DE PORNIRE A MOTORULUI ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI DE TENSIUNE

Literatura de specialitate prezintă o mare varietate de metode care conduc la determinarea minimului unei funcții (25, 35). Aceste metode în general sînt aplicabile în cazul unor funcții în care parametrul după care se face optimizarea apare în mod explicit

În cazul de față expresia analitică a timpului de pornire nu este cunoscută, deci nu se poate efectua calculul analitic al minimului. Este necesară utilizarea unui ordinator pentru determinarea timpului de pornire optim.

Teoretic se poate calcula timpul minim matematic, care însă nu întotdeauna poate fi obținut și tehnic din cauza unor solicitări mari ce pot apare, bunăoară la curenți și cupluri. Pentru a realiza o pornire optimă în practică se impun o serie de condiții și limitări.

5.1. SCHEMA LOGICA SI PROGRAMUL DE CALCUL

Pentru determinarea valorii minime a timpului de pornire se propune următorul algoritm:

1. Se împarte viteza de rotație a motorului în intervale egale, notate cu DEN
2. Pentru o frecvență de alimentare dată FR se calculează timpul $TPORN_1$ în care viteza de rotație a motorului crește cu DEN.
3. Se memorează toate mărimile de stare ale motorului.
4. Se modifică frecvența de alimentare cu DF și se recalculază toate mărimile de stare a motorului după ce viteza de rotație a crescut cu DEN.

5. Dacă $TPORN_2 < TPORN_1$ atunci se memorează noile mărimi de stare ale motorului în caz contrar se mențin pe cele vechi și se modifică frecvența tensiunii de alimentare.

6. Se repetă calculele modificând treptat frecvența de alimentare pînă la atingerea valorii minime pentru TPORN.

7. Se tipăresc mărimile de stare corespunzătoare ale motorului.

8. Dacă în procesul de căutare a minimumului se ajunge la una din limitele date pentru frecvența de alimentare, atunci se consideră că minimumul a fost atins la valoarea frecvenței corespunzătoare. Limita superioară a frecvenței FRLIM, iar cea superioară este cel puțin egală cu viteza de rotație a motorului.

9. Pentru frecvența rezultată se calculează TPORN₁ în care viteza de rotație a motorului crește de la ENCRT pînă la ENCRT DEN.

10. Se refac calculele de la punctul 3.

11. Calculele sînt oprite atunci cînd turația motorului ajunge la valoarea ENFIN.

Avînd la bază algoritmul descris s-a întocmit un program. Schema logică de calcul este indicată în anexa 5.

Variabilele utilizate în program au următoarele semnificații KATI, o variabilă care are valoarea 1 numai în cazul cînd se calculează TPORN₁.

MIC, are valoarea 1 dacă frecvența se micșorează în timpul căutării minimumului.

INDCR, are valoarea 1 dacă frecvența crește. ENCRT, turația curentă la care trebuie să ajungă motorul în timpul minim.

Programul indicat în anexa 6 are un subprogram principal MOTOR în care se rezolvă ecuațiile diferențiale (4.2) ale motorului asincron folosind metoda Euler.

Tensiunea de alimentare în trepte este generată de subprogramul TENS. Schema logică de calcul a subprogramului TENS este indicată în anexa 7. Subprograma TENS trebuie să asigure ca forma de variație a tensiunii să nu se modifice cu modificarea frecvenței; în acest scop la schimbarea frecvenței de alimentare se testează valorile precedente ale tensiunilor U_{1A} și U_{1B} și timpul.

5.2. VARIATIA FRECVENȚEI DE ALIMENTARE ÎN TIMPUL PORNIRII

Pentru a asigura pornirea motorului în timp minim este necesar ca frecvența de alimentare să varieze în timpul pornirii.

În anexele 8÷11 sînt calculate în timpul pornirii, cu frecvența și tensiunea constantă, curentul de fază C_{1A}, curentul de magnetizare C₁, cuplul EM și turația EN pentru următoarele cazuri.

- a - pornirea fără cuplu rezistent, $m_L^* = 0,0$
- b - pornirea cu cuplu rezistent constant, $m_L^* = 0,2$
- c - pornirea cu cuplu rezistent liniar dependent de turația
 $m_L^* = 0,2 \omega^*$
- d - pornirea cu cuplu rezistent dependent de pătratul
turației, $m_L^* = 0,2 \cdot \omega^{*2}$

Așa cum era de așteptat timpul de pornire cel mai lung se obține în cazul pornirii cu cuplu rezistent constant.

În fig.5.1 sînt prezentate comparativ variația vitezei în timpul pornirii pentru cele patru cazuri indicate.

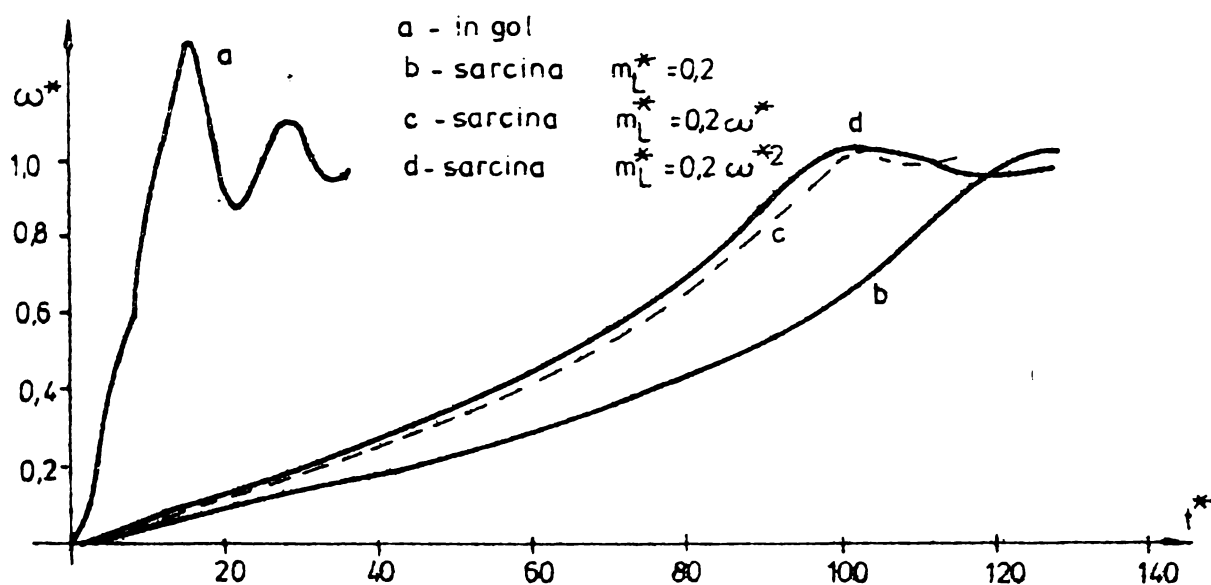


Fig.5.1. Variația vitezei de rotație la pornire.

Se observă creșterea importantă a timpului de pornire în cazul cînd motorul pornește în sarcină. Această creștere se datorește în cea mai mare măsură creșterii momentului de inerție de la valoarea $T_a^* = 13,51$ la $T_a^* = 105,74$.

5.2.1. Variația frecvenței de alimentare în cazul cînd tensiunea rămîne constantă.

Mentînînd constantă tensiunea sursei de alimentare s-a calculat, folosind programul întocmit, variația frecvenței de alimentare în timpul pornirii. Rezultatele calculelor sînt indicate în anexele 12÷15.

Pe baza datelor din anexele 12÷15 s-au trasat în fig.5.2 variația turației în timpul pornirii pentru cele patru cazuri studiate.

Se constată creșterea rapidă a vitezei de rotație la început apoi o încetinire a creșterii vitezei de rotație datorată micșorării cuplului electromagnetic dezvoltat.

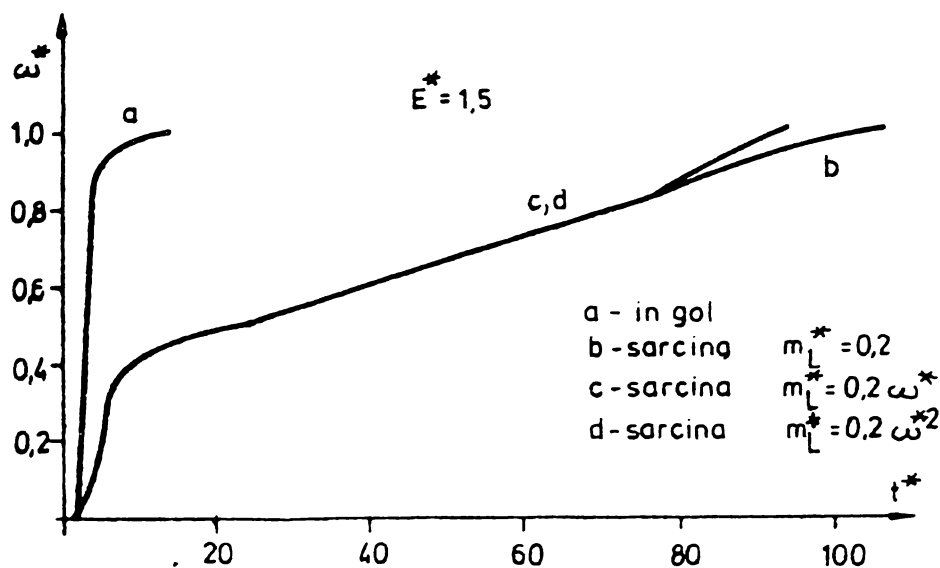


Fig.5.2. Variația vitezei la pornire în cazul modificării frecvenței tensiunii de alimentare.

Cuplul electromagnetic atinge valori foarte mari, cuplul maxim este de câteva ori mai mare decât cuplul de răsturnare al motorului asincron în regim sinusoidal. Cuplul electromagnetic se micșorează pe măsură ce viteza de rotație crește.

Curentul absorbit de motor în timpul pornirii crește la valori mai mari decât la pornirea cu tensiune și frecvență constante. Creșterea curentului este mai mare la pornirea în sarcină a motorului.

Fluxul util al motorului crește și după câteva oscilații amortizate se stabilizează la o valoare corespunzătoare tensiunii și frecvenței de alimentare. Determinând produsul Ψ_{SiS} , se constată că este mai mare decât cuplul dezvoltat, se poate calcula (r.2.36) unghiul dintre fazorii fluxului și curentului în timpul pornirii. Se constată că acest unghi variază în timpul pornirii.

În cazul alimentării motorului cu tensiune constantă și frecvență variabilă în vederea pornirii rapide deși la început se obține

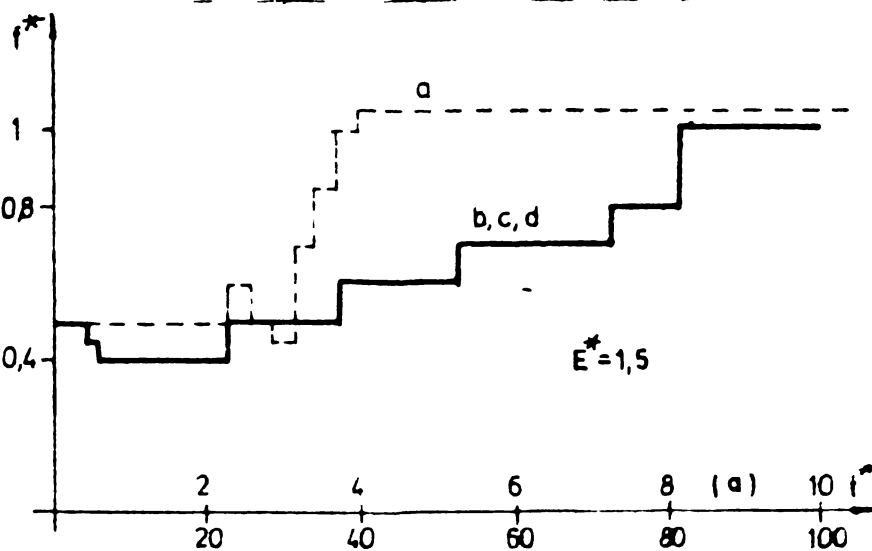


Fig.5.3. Variația frecvenței în cazul pornirii optimizate cu tensiune constantă.

o creștere rapidă a turației timpul de pornire nu se micșorează sensibil. Această concluzie rezultă și prin compararea fig. 5.1 și fig. 5.2.

Forma de variație a frecvenței în timpul pornirii în sarcină este aproape identică în toate cazurile studiate și este reprezentată în fig. 5.3. În fig. 5.3 s-a reprezentat cu linie întreruptă și modul de variație a frecvenței în cazul pornirii în gol a motorului asincron.

5.2.2. Variația frecvenței de alimentare în cazul când tensiunea variază proporțional cu frecvența

S-a presupus că tensiunea de alimentare variază cu frecvența după legea:

$$E^* = 0,0945 + 1,4055 f^* \quad (5.1)$$

pentru cazul când frecvența este mai mică decât cea nominală și $E^* = 1,5$ pentru frecvențe mai mari decât cea nominală. Rezultatele calculelor sînt indicate în anexele 16 ÷ 19.

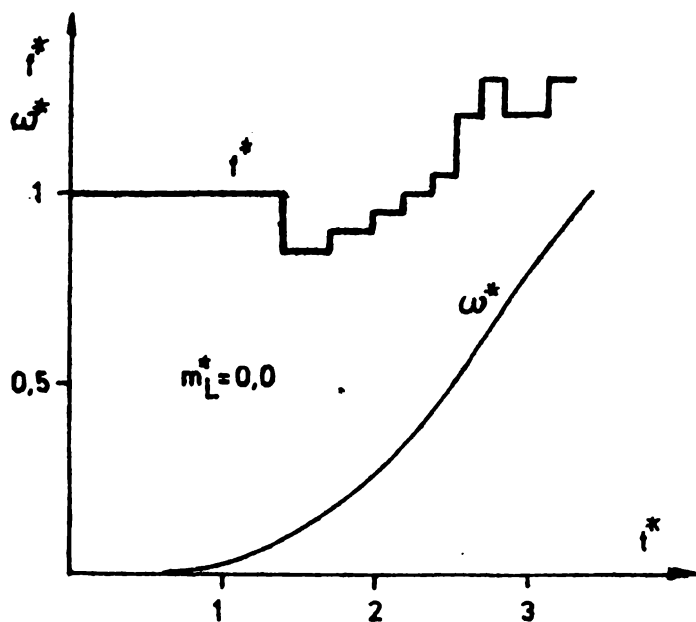


Fig. 5.4. Variația turației și frecvenței la pornirea în gol în cazul minimizării timpului de pornire.

În acest caz la mersul în gol pornirea are loc într-un interval de timp mult mai scurt, $t_p^* = 3,5$ față de $t_p^* = 11,5$ la pornirea cu frecvență constantă.

În fig. 5.4 s-au reprezentat variația frecvenței f^* și turației ω^* în funcție de timp la pornirea în gol a motorului asincron. Se constată că în acest caz frecvența inițială este cea nominală apoi scade la $f^* = 0,85$ pentru ca la viteze de rotații mai mari să crească din nou depășind chiar $f^* = 1$. Curentul

de fază este mai mare decât în cazul alimentării cu tensiune constantă.

Dacă pornirea are loc cu un cuplu rezistent constant $m_L^* = 0,2$ atunci variația frecvenței și turației este diferită față de pornirea în gol (A.17). Variația acestor mărimi este indicată în fig. 5.5.

Se constată că viteza de rotație a motorului crește la început cu o pantă mai mare iar apoi cu o pantă mai mică. Valorile maxime ale cuplului și curentului sînt aproximativ egale cu valorile maxime calculate la pornire cu tensiune constantă, dar timpul de pornire este mai redus, $t_p^* = 39,9$ față de $t_p^* = 89,6$. Valoarea inițială a frecvenței este de $f^* = 0,7$. Fluxul util variază la fel ca în cazul pornirii cu tensiune constantă.

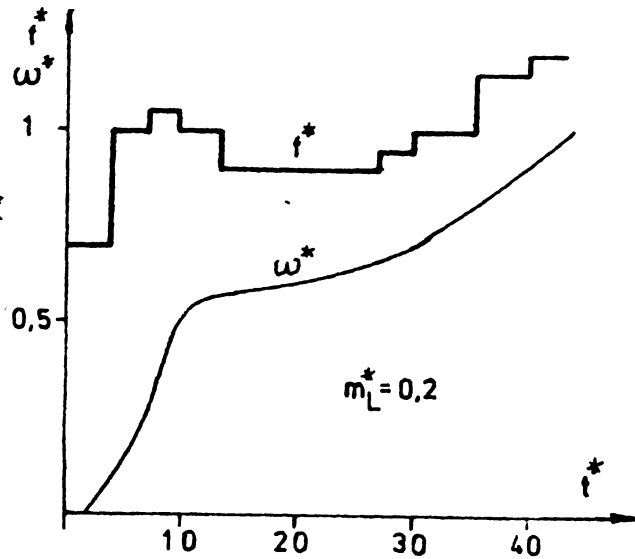


Fig.5.5. Variația turației și frecvenței la pornirea cu $m_L^* = 0,2$ în cazul minimizării timpului de pornire.

La pornirea cu un cuplu rezistent $m_L^* = 0,2\omega^*$ (A.18) turația crește mai repede, se micșorează timpul de pornire pînă la valoarea $t_p^* = 37,6$. Forma de variație a frecvenței și turației în acest caz sînt indicate în fig.5.6.

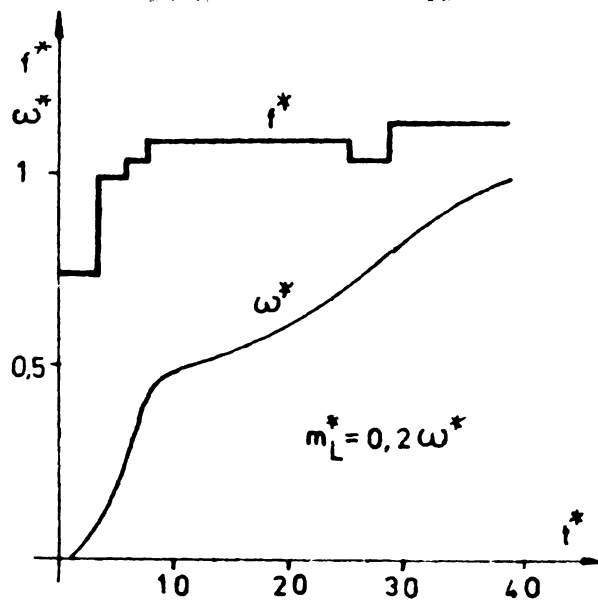


Fig.5.6. Variația turației și frecvenței la pornirea cu $m_L^* = 0,2\omega^*$ în cazul minimizării timpului de pornire

În cazul pornirii motorului în sarcină cu cuplu rezistent $m_L^* = 0,2 \omega^{*2}$ (A.19) timpul de pornire se micșorează mai mult ajungînd la $t_p^* = 27,3$. În fig.5.7 s-a reprezentat variația turației și a frecvenței în timp, calculate astfel ca timpul de pornire să fie minim

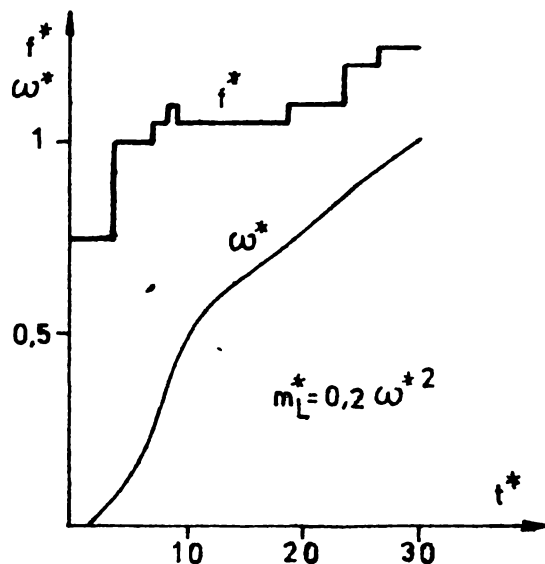


Fig.5.7. Variația turației și frecvenței la pornirea cu $m_L^* = 0,2 \omega^{*2}$ în cazul minimizării timpului de pornire

- Prin compararea rezultatelor calculelor efectuate rezultă că:
- prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare în timpul pornirii se poate reduce durata pornirii,
 - timpul de pornire minim este de câteva ori mai mic decât timpul de pornire cu tensiune și frecvență constantă,
 - modul de variație a frecvenței depinde de caracterul cuplului rezistent,
 - solicitările electrice (i_S^*) și mecanice (m^*) sînt foarte mari, inadmisibile,

Dacă se impune o limitare a curentului la pornire atunci timpul de pornire crește și se modifică forma de variație a frecvenței în timpul pornirii. În anexele 20 și 21 sînt indicate rezultatele calculului timpului de pornire atunci cînd curentul statoric a fost limitat la $i_{Smax}^* = 6$.

În cazul limitării curentului statoric valoarea maximă a cuplului electromagnetic se micșorează și timpul de pornire crește.

C A P I T O L U L 6

REZULTATE EXPERIMENTALE

Cercetările experimentale s-au făcut în cadrul laboratorului de Mașini electrice al facultății de Electrotehnică I.P.Cluj Napoca unde a fost realizată o instalație experimentală cuprinzând un CSF împreună cu sistemul de comandă a frecvenței.

În stadiul experimental s-a urmărit verificarea rezultatelor teoretice privind cuplul dezvoltat de motor și regimurile tranzitorii ale motorului asincron, obținute în capitolele privind cuplul motorului și simularea numerică. Încercările experimentale au permis elucidarea unor aspecte deosebite în funcționarea motoarelor asincrone, care nu au putut fi scoase în evidență pe cale teoretică

6.1. INSTALATIA EXPERIMENTALA

Instalația experimentală realizată constă din:

a - motor asincron de 1,5 KW, 1500 r/min. de fabricație curentă cuplată printr-un cuplaj rigid cu un generator de c.c. de 2,2 KW și prevăzut cu un tahogenerator de c.c.

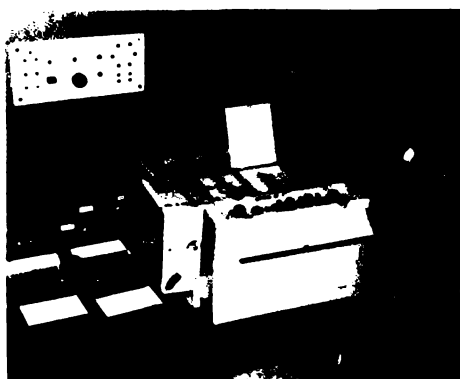


Fig.6.1. Vederea generală a instalației experimentale.

În fig.6.1 se indică vederea generală a standului pentru încercarea motorului alimentat cu impulsuri de tensiune.

b- CSF realizat, cu stingere în contratimp cu un număr minim de elemente semiconductoare. Schema CSF este indicată în fig.1.15.

c- dispozitive de măsurare și înregistrare a tensiunii, curentul, turației și cuplului.

Pentru măsurarea cuplului s-au utilizat un circuit RC astfel determinat ca (92)

$$RC \leq \frac{T_p}{2\pi} \quad (6.1)$$

unde T_p - este timpul de pornire calculat din datele de catalog ale motorului.

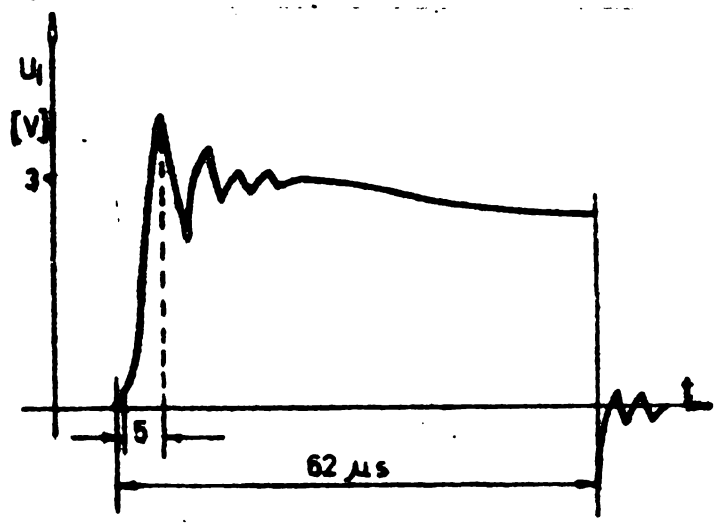
Tensiunea culeasă de pe rezistența R este proporțională cu cuplul dezvoltat.

6.2. REZULTATE EXPERIMENTALE PRIVIND CSF

Din încercările experimentale s-a ajuns la concluzia că în cazul CSF considerat cea mai bună metodă de aprindere a tiristoarelor constă în aplicarea unui tren de impulsuri pe toată durata de conducție a tiristoarelor. Tiristoarele fiind comandate individual, erau necesare transformatoare de impulsuri, care să fie capabile să transmită impulsurile de aprindere cu deformații minime.

Transformatoarele de impulsuri au fost realizate pe miezur de ferită, iar bobinele astfel executate încît reactanțele de scăpări să fie minime mult sub valoarea reactanțelor de scăpări ale transformatoarelor obișnuite.

În fig. 6.2 se indică forma de variație în timp a unui impuls de aprindere de 8 KHz. Se constată că frontul impulsului



este cca. 5 μ s iar durata impulsului de 62 μ s. De asemenea căderea de tensiune pe durata impulsului este de 20%.

Inregistrarea trenurilor de impulsuri de aprindere aplicate electrozilor de comandă a celor șase tiristoare de sarcină din fig. 1,15 este indicată în fig. 6.3.

Pentru registrarea pe hirtie fotosensibilă a mărimilor electrice și mecanice s-a utilizat un oscilograf de tipul H 115 cu 12 bucle. Curbele 1 și 2 din fig. 6.3 au fost înregistrate folosind 2 bucle identice cu frecvența maximă de 300 Hz. Pentru celelalte curbe s-au folosit 2 bucle de 600 Hz și 2 bucle de 1200

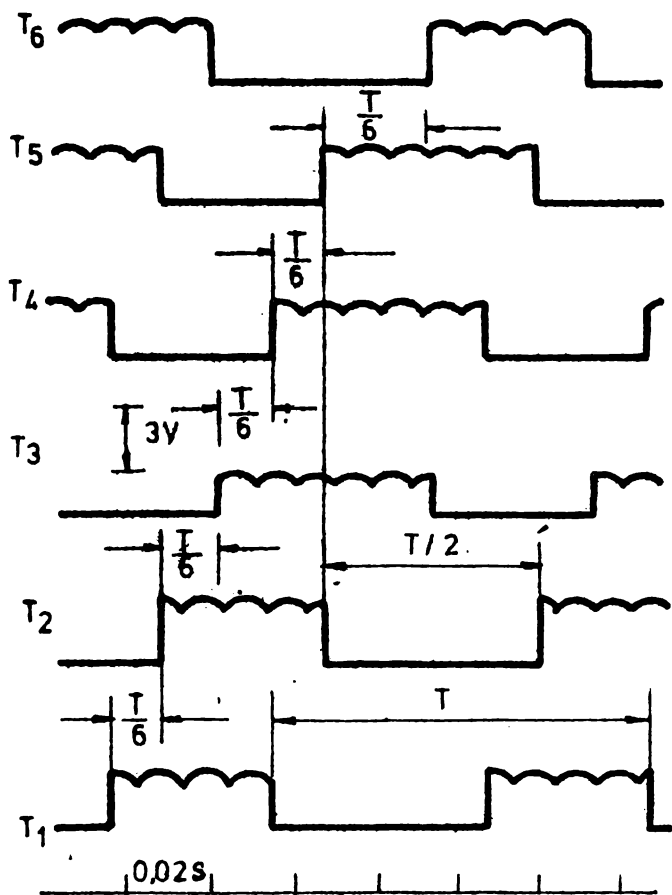


Fig.6.3. Oscilograma impulsurilor de aprindere a tiristoarelor.

Din fig.6.3 se constată defazajul de $T/6$ între impulsurile de comandă ale tiristoarelor și defazajului de $T/2$ între impulsurile de comandă ale tiristoarelor care fac parte dintr-un braț al punții (de ex. T_2 și T_5).

Oscilațiile de tensiune ce se suprapun peste impulsurile de tensiune de aprindere se datoresc cuplajului dintre conductoarele de legătură.

Schema de comandă a convertorului indicată în fig.6.4 este realizată modular și cuprinde următoarele blocuri.

- blocul de surse de +5V și +12 V tensiuni stabilizate și +24 V, -6 V și -12 V;
- blocul generator impulsuri de aprindere de 8 KHz, realizat cu un multivibrator bistabil;

lizat cu un multivibrator bistabil;

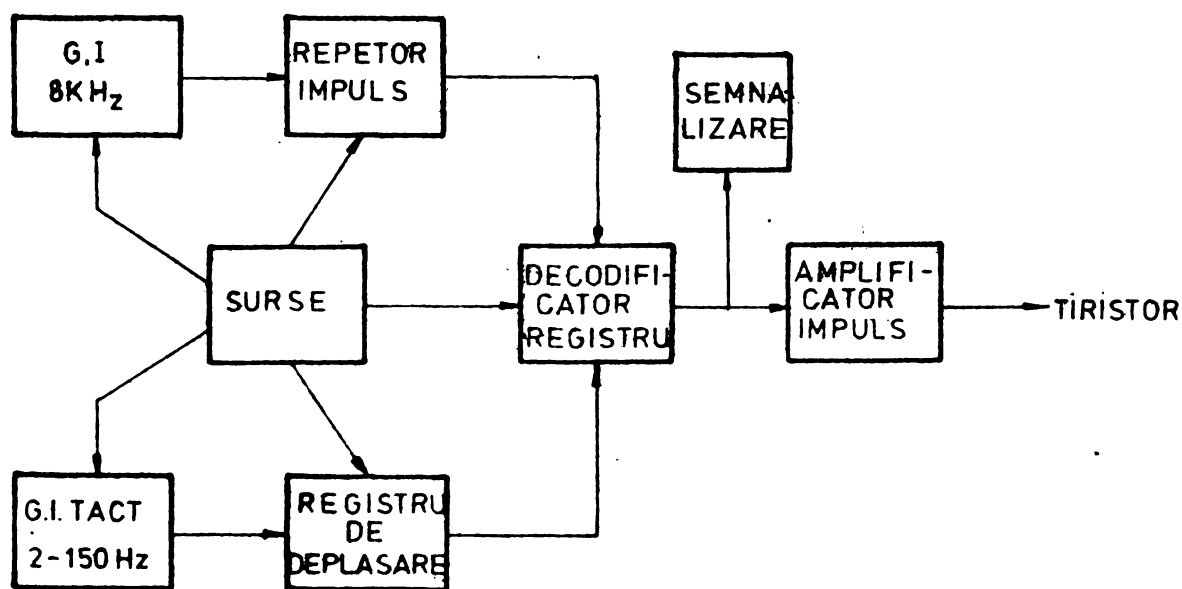


Fig.6.4. Schema bloc a instalației de comandă a CSP.

- blocul generator de impulsuri de tact de frecvență variabilă între 2 și 150 Hz realizat cu un multivibrator cu circuit integrat $\mu 709$;

- blocul distribuitor este de fapt un registru de deplasare realizat cu circuite integrate;

- blocul decodificator registru realizează modularea impulsurilor de aprindere cu impulsurile de tact de frecvență variabilă, acest bloc permite schimbarea succesiunii impulsurilor de tact;

- blocul amplificator de impulsuri realizat cu tranzistoare a căror sarcină constituie înfășurarea primară a transformatoarelor de impulsuri.

Forma de undă a tensiunii de ieșire din convertorul, trifazat în punte de stingere în contratimp, realizat este reprezentată în fig.6.5 la o frecvență de 25 Hz.

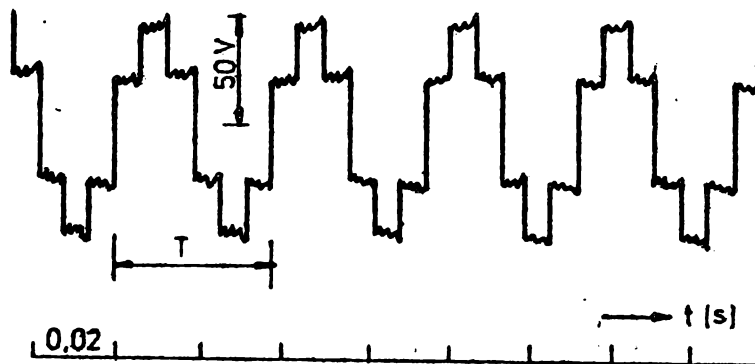


Fig.6.5. Oscilograma tensiunii de ieșire a CSP.

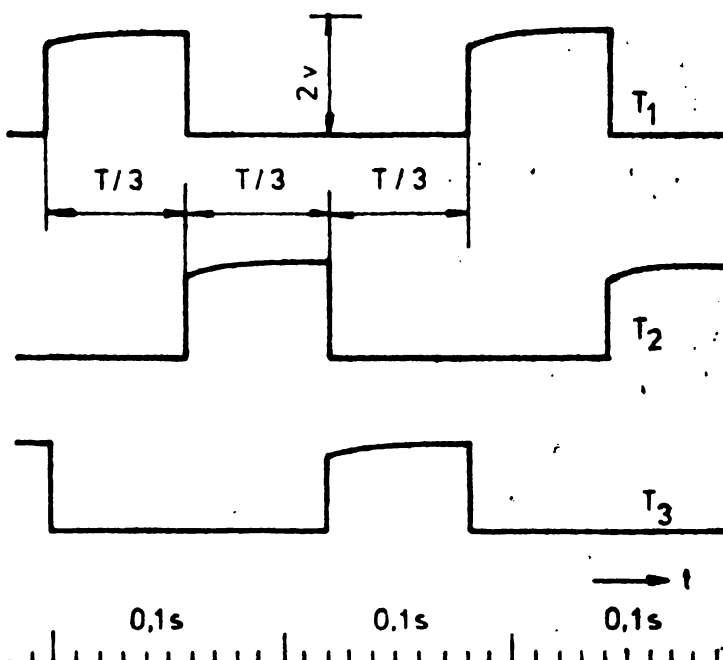


Fig.6.6. Impulsurile de comandă în cazul CSP cu punct median.

Frecvența tensiunii CSP realizat se poate modifica linear între limitele 1 Hz și 75 Hz.

Schema de comandă realizată a fost modificată astfel încât să permită comanda CPS trifazată cu punct median, realizat după schema din fig.1.3. Impulsurile de comandă, aplicate celor trei tiristoare de sarcină, la o frecvență de 14 Hz, sînt indicate în fig.6.6.

Domeniul de frecvență obținut a fost de 0,5 Hz-25 Hz.

6.3. REZULTATE EXPERIMENTALE PRIVIND MOTORUL ASINCRON

Pentru determinarea parametrilor motorului asincron au fost efectuate încercări de mers în gol și în scurtcircuit, din care s-a calculat reactanța de magnetizare x_m și reactanțele de scăpări (12,24,74,87)

În fig. 2.6 se indică variația reactanței $x_m^* = f(i_m^*)$ aproximată pe calculator și punctele experimentale obținute la diferite frecvențe. Se constată că x_m^* este independentă de frecvența de alimentare, depinde numai de valoarea curentului de magnetizare.

În fig. 2.7 s-a reprezentat variația reactanței $x_v^* = f(i^*)$.

Parametrii de succesiune nulă a fazelor corespund regimului în care toate fazele înfășurării statorice trec curenți de mărime egală, care sînt simfazici. Acest regim este posibil în mod real numai la trecerea curentului prin conductor de nul, iar experimental poate fi creat prin conectarea tuturor fazelor în serie.

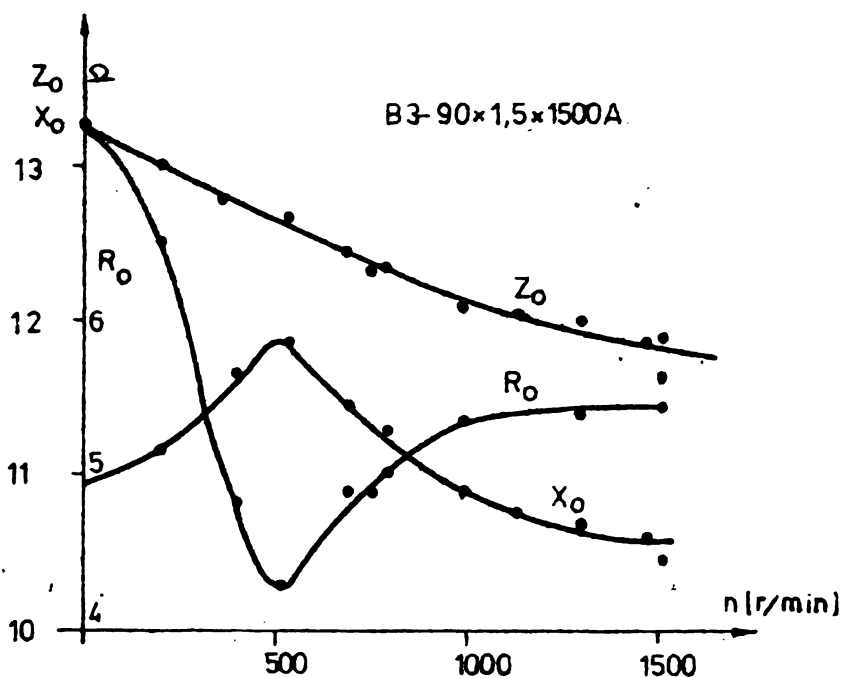


Fig.6.7. Dependența parametrilor homopolarilor de turația motorului.

Impedanța, rezistența și reactanța de succesiune nulă a fazelor în general sînt condiționate de cîmpurile de dispersie din creștături și parțial de cîmpurile de dispersie a părților frontale. Afară de acesta, în întrefierul mașinii au loc cîmpurile armonicilor superioare multiplu de 3, create de sistemul de curenți de succesiune nulă și de asemenea, în anumite cazuri și de armonicile inferioare ale cîmpului.

Experiența arată că impedanța de succesiune nulă depinde de viteza de rotație a rotorului în fig.6.7 se indică variația mărimilor $Z_0, X_0, R_0 = f(n)$ de unde se poate determina reactanțele de succesiune nulă ale statorului și ale rotorului.

În fig. 6.8 se indică caracteristicile de funcționare determinate experimental.

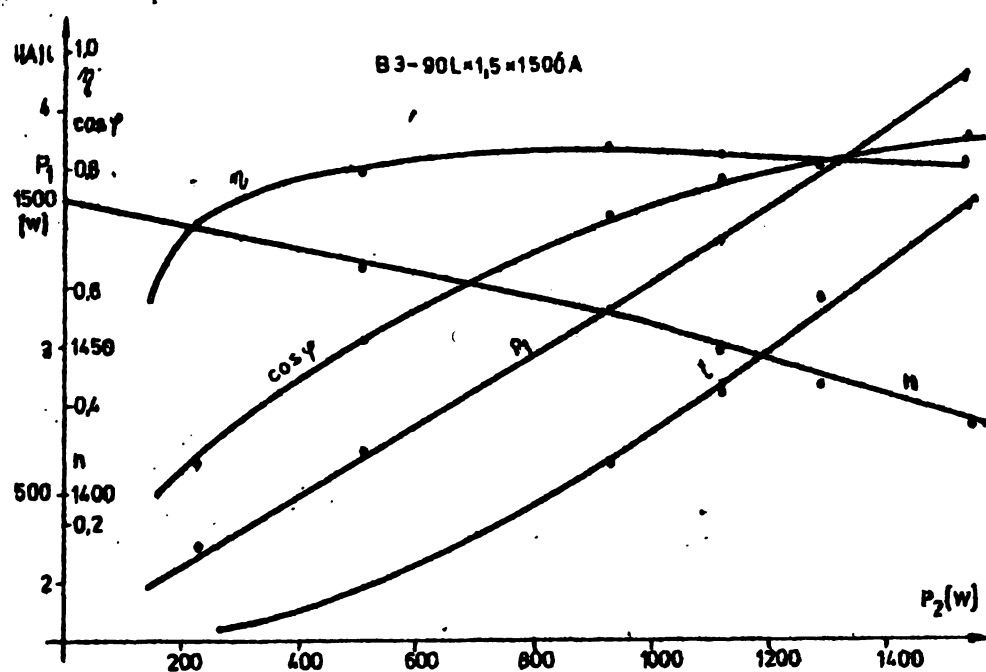


Fig.6.8. Caracteristicile de funcționare ale motorului asincron determinate în regim sinusoidal.

6.4. REZULTATE EXPERIMENTALE PRIVIND COMPORTAREA MOTORULUI ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI.

Motorul asincron a fost alimentat de la CSF realizate. S-a urmărit obținerea rezultatelor experimentale privind comportarea în regim tranzitoriu și în regim gvaestaționar.

În fig. 6.9 se indică oscilograma curentului $i_{s\alpha}$ (pe faza R) a turației ω și a tensiunii $U_{s\alpha}$ la începutul pornirii motorului asincron cuplat cu mașina de c.c. având $T_a^* = 105,74$; $K_p^* = 0,027$, $f = 15,4$ Hz, $E = 50$ V.

Timpul de pornire în acest caz rezultă 0,7 sec., iar prin calcul a rezultat 0,683 sec.

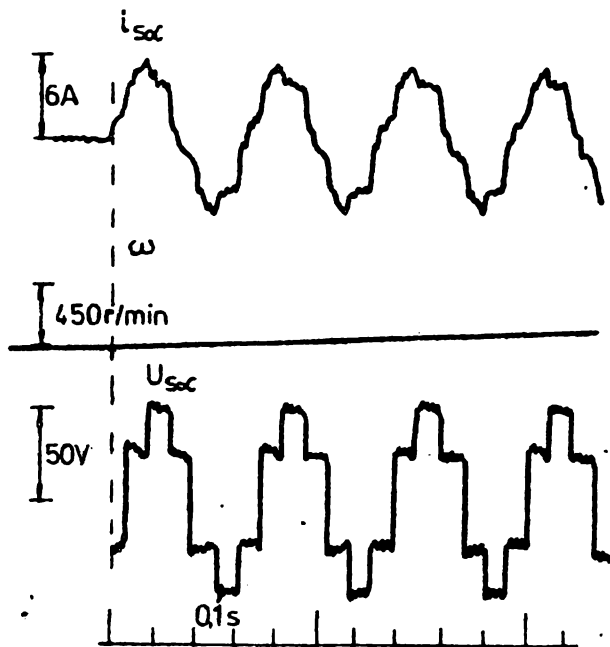


Fig.6.9. Oscilograma curentului, turației și a tensiunii la începutul pornirii în sarcină.

In fig. 6.10 se prezintă oscilograma cuplului m , tensiunii U_{sp} și a turației ω la pornire în gol ($T_g^* = 13,5$) a motorului asincron alimentat cu o frecvență de $f = 7,8$ Hz.

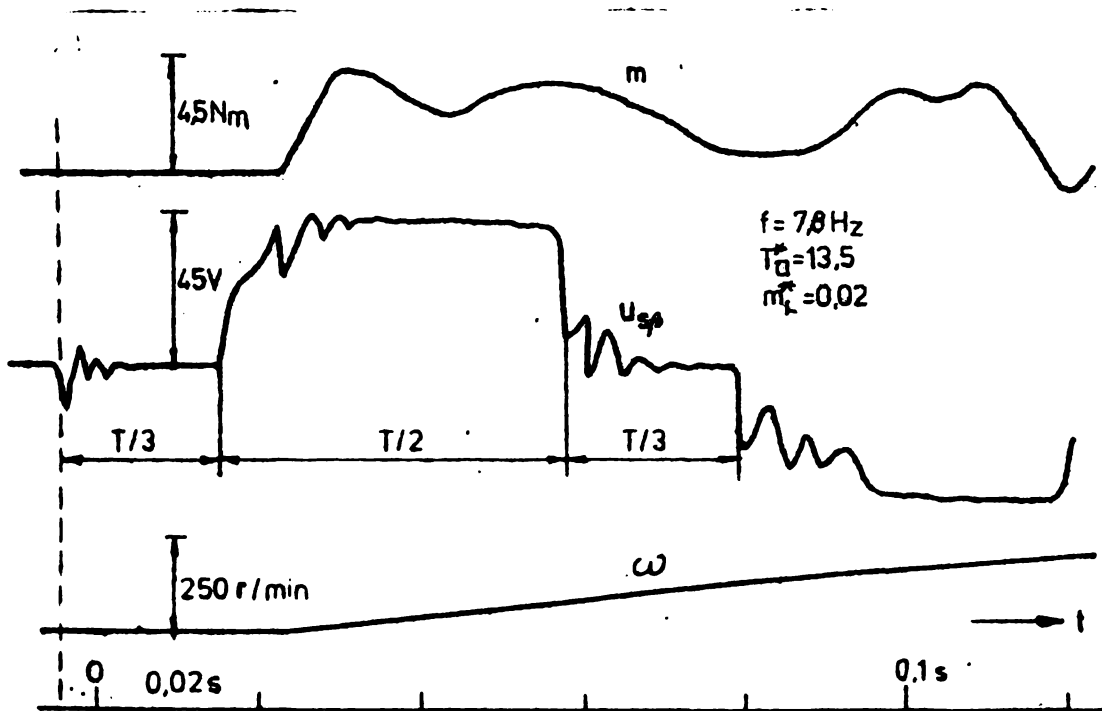


Fig.6.10. Oscilograma cuplului, tensiunii și turației la pornirea în gol a motorului asincron.

Oscilograma variației cuplului și a turației în regim cvazistaționar este indicat în fig.6.11 în cazul cînd motorul este alimentat de la o sursă de 50 V cu o frecvență de 9,8 Hz. Se observă că apar oscilații ale cuplului și turației cu o frecvență mai mare de șase ori decît frecvența tensiunii de alimentare.

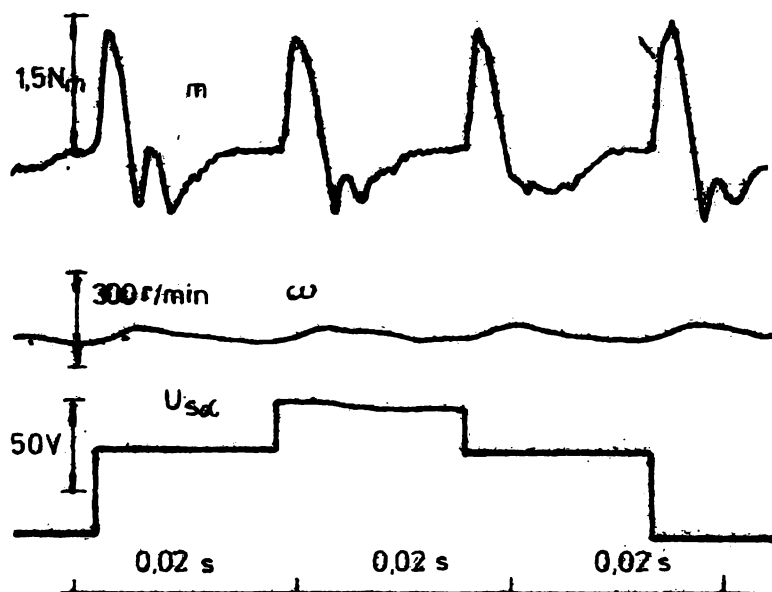


Fig.6.11. Oscilograma cuplului, turației și tensiunii la mersul în gol.

În cazul unor frecvențe mai mari se schimbă forma de variație a cuplului așa cum se poate observa din oscilogrammele indicate în fig.6.12. Frecvența tensiunii de alimentare în acest

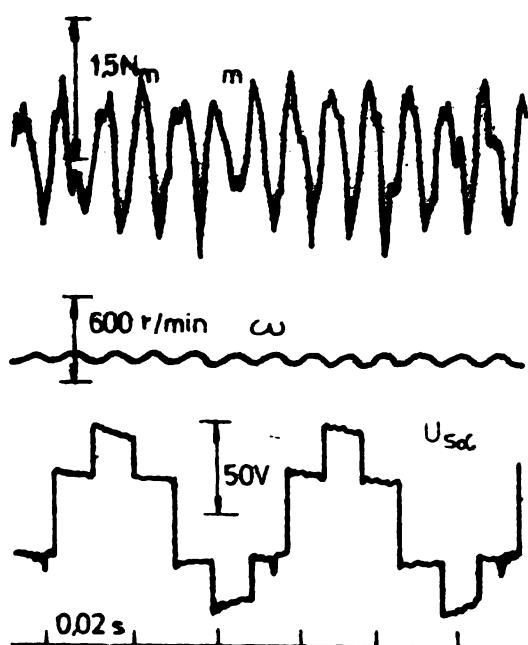


Fig.6.12. Oscilograma cuplului turației și tensiunii la mersul în gol.

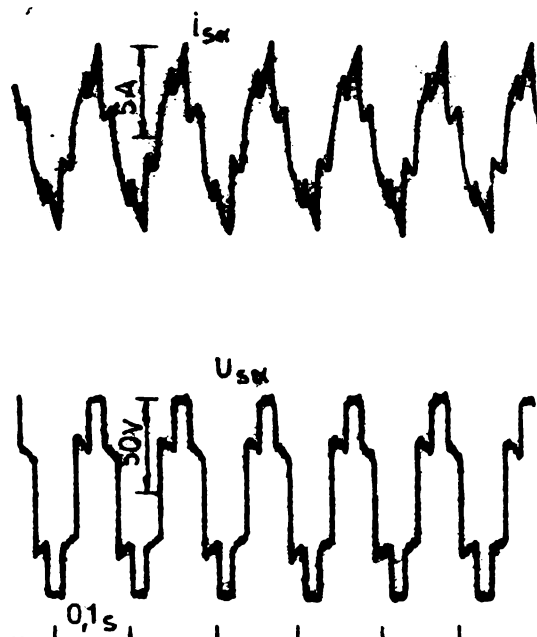


Fig.6.13. Oscilograma curentului și tensiunii la mersul în gol.

caz este de 15,6 Hz.

In fig.6.12 se prezintă oscilograma cuplului, turației și a tensiunii de alimentare.

Variația curentului de fază la mersul în gol este indicată în fig.6.13 în cazul frecvenței de alimentare de $f=9,8$ Hz.

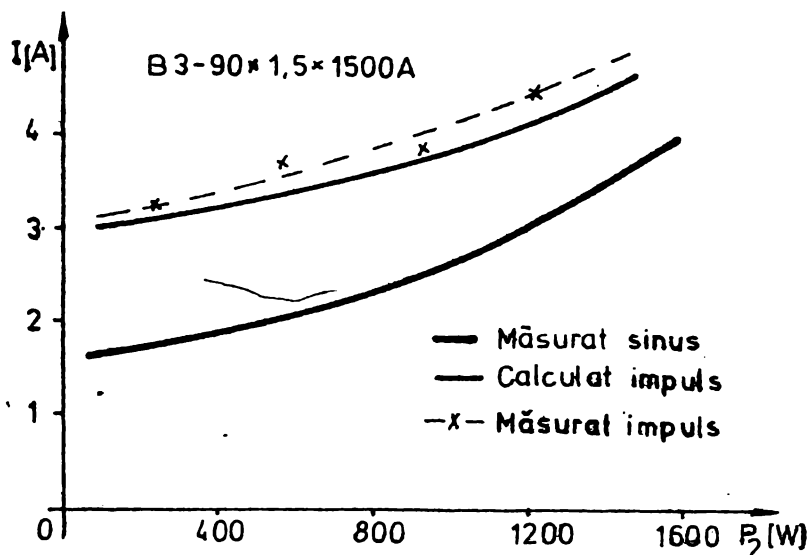


Fig.6.14. Caracteristica curentului motorului asincron.

S-au determinat experimental caracteristicile motorului asincron alimentat de la convertorul static de frecvență realizat

In fig.6.14 sînt trasate comparativ caracteristicile curentului $I=f(P_2)$ calculate (linie subțire), experimentale (linie întreruptă) și măsurate în regim sinusoidal (linie groasă).

Concordanța dintre rezultatele calculului și cele experimentale evidențiază corectitudinea metodei de calcul propusă și aplicată.

CONCLUZII

Analizând comportarea motorului asincron alimentat prin impulsuri de la o sursă de curent continuu cu tensiune constantă se desprind următoarele concluzii.

Pentru studiul motorului asincron în regim de impulsuri se pot utiliza ecuațiile fazoriale ale motorului asincron, care au avantajul că au o formă de scriere simplă. Ecuațiile fazoriale permit luarea în considerație a saturației și a pierderilor în fier și sînt ușor programabile pe calculatoare electronice de orice tip.

Cuplul dezvoltat de motor în regim de impulsuri pulsează în jurul unei valori medii (fig.6.11), corespunzătoare sarcinii, cu o frecvență ce depinde de numărul de comutări pe o perioadă a convertorului de frecvență de la care se alimentează motorul.

Forma de variație în timp a cuplului este determinată de cuplul rezistent, momentul de inerție redus la arborele motorului, tensiunea și frecvența de alimentare, de modificarea parametrilor mașinii datorită saturației circuitului magnetice (fig.6.11 fig,6.12, fig.4.4).

În regim cvazistaționar sub influența cuplului turația motorului oscilează în jurul unei valori medii (fig.4.17;fig.6.11) Oscilațiile turației sînt invers proporționale cu sarcina și momentul de inerție redus la arborele motorului (fig.4.18,fig.4.17).

În cazul alimentării motorului asincron de la o sursă de tensiune constantă printr-un CSF cu tensiune de ieșire constantă procesele tranzitorii de pornire, reversare și modificarea sarcinii sînt determinate de schema CSF (fig.3.11).

Dacă tensiunea sursei de alimentare este ales în mod corespunzător atunci procesele tranzitorii ce au loc la frecvența de alimentare constantă nu se deosebesc esențial de procesele tranzitorii ce au loc în cazul alimentării motorului cu tensiune sinusoidală de aceeași frecvență (fig.4.3, fig.4.5).

Forma de variație a curentului absorbit este determinat de schema CFS și este diferită de o variație sinusoidală (fig. 4.15, fig.6.13, fig.6.14). Cu creșterea sarcinii forma de variație a curentului se apropie de o variație sinusoidală (fig.4.11, fig.4.16).

Valoarea efectivă a curentului în cazul alimentării motorului de la CFS crește, această creștere este mai pronunțată la mersul în gol și se micșorează cu creșterea sarcinii (fig.6.14).

Alimentarea nesinusoidală a motorului asincron determină creșterea pierderilor motorului, micșorarea randamentului, a factorului de putere și a puterii utile (fig.4.19, fig.6.8).

Dacă se urmărește reducerea timpului de pornire a motorului este necesar ca tensiunea și frecvența de alimentare a motorului în timpul pornirii să varieze (fig.5.4, fig.5.5). Dacă în timpul pornirii se modifică frecvența și tensiunea se menține constantă atunci în primul moment al pornirii motorul trebuie alimentat cu jumătate din frecvența nominală (fig.5.3).

Timpii de pornire calculați cu ajutorul programului întocmit sînt minimi, dar nu se pot obține practic din cauza curenților și cuplurilor mari.

Programul întocmit prin modificări simple permite și determinarea timpului minim de pornire cu limitare de curent și cuplu.

REZOLVAREA ECUATIILOR DE FUNCTIONARE CU AJUTORUL TRANSFORMATEI LAPLACE IN INTERVALUL $t_1 - t_0$

Se definește imaginea, sau transformata Laplace, a funcției $f(t)$ funcția $\tilde{F}(s)$ legate prin relația:

$$\tilde{F}(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (A1.1)$$

Transformata Laplace a tensiunii de alimentare în intervalul $t_1 - t_0$.

$$\tilde{U}_{S\alpha} = \frac{1}{s} \frac{E}{2} = \frac{1}{s} U_{S\alpha 1} \quad (A1.2)$$

$$\tilde{U}_{S\beta} = \frac{1}{s} \left(-\frac{E}{2\sqrt{3}} \right) = \frac{1}{s} U_{S\beta 1}$$

Scrind transformata Laplace a sistemului de ecuații (2.48) și rezolvind rezultă curenții:

$$i_{S\alpha} = U_{S\alpha 1} \left[\frac{R_R}{\Delta s_a s_b} + \frac{R_R + s_a(L_{R\sigma} + L_m)}{\Delta(s_a - s_b)} e^{s_a t} + \frac{R_R + s_b(L_{R\sigma} + L_m)}{\Delta(s_b - s_a)} e^{s_b t} \right]$$

$$i_{S\beta} = U_{S\beta 1} \left[\frac{R_R}{\Delta s_a s_b} + \frac{R_R + s_a(L_{R\sigma} + L_m)}{\Delta(s_a - s_b)} e^{s_a t} + \frac{R_R + s_b(L_{R\sigma} + L_m)}{\Delta(s_b - s_a)} e^{s_b t} \right]$$

(A1.3)

$$i_{R\alpha} = U_{S\alpha 1} \frac{L_m}{\Delta(s_a - s_b)} \left[e^{s_a t} - e^{s_b t} \right]$$

$$i_{R\beta} = U_{S\beta 1} \frac{L_m}{\Delta(s_a - s_b)} \left[e^{s_a t} - e^{s_b t} \right]$$

unde

$$\Delta = (L_{S\sigma} + L_m)(L_{R\sigma} + L_m) - L_m^2$$

$$\epsilon = -\frac{(L_{S\sigma} + L_m)R_R + (L_{R\sigma} + L_m)R_S}{2\Delta}$$

(A1.4)

$$s_a = \frac{1}{T_a} = \epsilon + \sqrt{\epsilon^2 - \frac{R_S R_R}{\Delta}}$$

$$s_b = \frac{1}{T_b} = \varepsilon - \sqrt{\varepsilon^2 - \frac{R_S R_R}{\Delta}}$$

Se introduc notațiile:

$$\begin{aligned} F &= \frac{R_R}{\Delta s_a s_b} \\ G_a &= \frac{R_R + s_a(L_{R\sigma} + L_m)}{\Delta(s_a - s_b)} \\ G_b &= \frac{R_R + s_b(L_{R\sigma} + L_m)}{\Delta(s_b - s_a)} \\ H &= \frac{L_m}{\Delta(s_a - s_b)} \end{aligned} \tag{A1.5}$$

expresiile curenților la sfârșitul intervalului $t_1 - t_0$ vor fi:

$$\begin{aligned} i_{S\alpha 1} &= U_{S\alpha 1} (F + G_a e^{s_a T_c} + G_b e^{s_b T_c}) \\ i_{S\beta 1} &= U_{S\beta 1} (F + G_a e^{s_a T_c} + G_b e^{s_b T_c}) \\ i_{R\alpha 1} &= U_{S\alpha 1} H (e^{-s_a T_c} - e^{-s_b T_c}) \\ i_{R\beta 1} &= U_{S\beta 1} H (e^{-s_a T_c} - e^{-s_b T_c}) \end{aligned} \tag{A1.6}$$

EXPRESIILE CURENȚILOR SI CUPLULUI ELECTROMAGNETIC
IN INTERVALUL $t_2 - t_1$.

Transformata Laplace a tensiunii de alimentare in acest interval este :

$$\tilde{U}_{S\alpha} = \frac{1}{s} \frac{E}{2} = \frac{1}{s} U_{S\alpha 2} \quad (A2.1)$$

$$\tilde{U}_{S\beta} = \frac{1}{s} \frac{E}{2\sqrt{3}} = \frac{1}{s} U_{S\beta 2}$$

Scriind transformata Laplace a sistemului de ecuații (2.48), ținind cont de condițiile inițiale (A1.6) și rezolvind sistemul rezultă expresiile (3.7) ale curenților în care :

$$\begin{aligned} I_{S\alpha 2} &= F U_{S\alpha 2} \\ I_{S\beta 2} &= F U_{S\beta 2} \\ I_{S\alpha a 2} &= G_a U_{S\alpha 2} + D_a U_{S\alpha 1} \\ I_{S\beta a 2} &= G_a U_{S\beta 2} + D_a U_{S\beta 1} \\ I_{S\alpha b 2} &= G_b U_{S\alpha 2} + D_b U_{S\alpha 1} \\ I_{S\beta b 2} &= G_b U_{S\beta 2} + D_b U_{S\beta 1} \\ I_{R\alpha a 2} &= H (-U_{S\alpha 2} + Y_a U_{S\alpha 1}) \\ I_{R\beta a 2} &= H (-U_{S\beta 2} + Y_a U_{S\beta 1}) \\ I_{R\alpha b 2} &= H (U_{S\alpha 2} - Y_b U_{S\alpha 1}) \\ I_{R\beta b 2} &= H (U_{S\beta 2} - Y_b U_{S\beta 1}) \end{aligned} \quad (A2.2)$$

unde s-au notat cu:

$$\begin{aligned} D_a &= F D_{ra} + (G_a D_{ra} + R_R H^2) e^{-\frac{T}{T_a}} + (G_b D_{ra} - R_R H^2) e^{-\frac{T}{T_b}} \\ D_b &= F D_{rb} + (G_a D_{rb} - R_R H^2) e^{-\frac{T}{T_a}} + (G_b D_{rb} + R_R H^2) e^{-\frac{T}{T_b}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Y_a &= R_S F + (G_a R_S + D_{sa}) e^{\frac{T_c}{T_a}} + (G_b R_S - D_{sb}) e^{\frac{T_c}{T_b}} \\
 Y_b &= R_S F + (G_a R_S - D_{sb}) e^{\frac{T_c}{T_a}} + (G_b R_S + D_{sb}) e^{\frac{T_c}{T_b}} \\
 D_{ra} &= \frac{(L_{S\sigma} + L_m)(R_R + s_a L'_R)}{\Delta(s_a - s_b)} \\
 D_{rb} &= \frac{(L_{S\sigma} + L_m)(R_R + s_b L'_R)}{\Delta(s_b - s_a)} \\
 D_{sa} &= \frac{(L_{R\sigma} + L_m)(R_S + s_a L'_S)}{\Delta(s_a - s_b)} \\
 D_{sb} &= \frac{(L_{R\sigma} + L_m)(R_S + s_b L'_S)}{\Delta(s_b - s_a)}
 \end{aligned} \tag{A2.3}$$

Cuplul electromagnetic calculat cu relația(3.5) se poate scrie :

$$\begin{aligned}
 m &= \frac{3}{2} p L_m \left[(I_{S\beta 2} I_{R\alpha a 2} - I_{S\alpha 2} I_{R\beta a 2}) e^{\frac{t}{T_a}} + (I_{S\beta 2} I_{R\alpha b 2} - \right. \\
 & \quad \left. I_{S\alpha 2} I_{R\beta b 2}) e^{\frac{t}{T_b}} + (I_{S\beta a 2} I_{R\alpha a 2} - I_{S\alpha a 2} I_{R\beta a 2}) e^{\frac{2t}{T_a}} + \right. \\
 & \quad \left. (I_{S\beta b 2} I_{R\alpha b 2} - I_{S\alpha b 2} I_{R\beta b 2}) e^{\frac{2t}{T_b}} + (I_{S\beta a 2} I_{R\alpha b 2} - \right. \\
 & \quad \left. I_{S\alpha a 2} I_{R\beta b 2} + I_{S\beta b 2} I_{R\alpha a 2} - I_{S\alpha b 2} I_{R\beta a 2}) e^{\left(\frac{t}{T_a} + \frac{t}{T_b}\right)} \right]
 \end{aligned} \tag{A2.4}$$

această expresie poate fi scrisă sub forma expresiei (3.8)

Tinând cont de notațiile (A1.5), (A2.3) și de expresiile (A2) cele cinci componente ale cuplului rezultă:

$$\begin{aligned}
 M_1 &= (U_{S\alpha 1} U_{S\beta 2} - U_{S\beta 1} U_{S\alpha 2}) F H_m Y_a \\
 M_2 &= (U_{S\alpha 1} U_{S\beta 2} - U_{S\beta 1} U_{S\alpha 2}) F H_m Y_b .
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 M_3 &= (U_{S\alpha 1} U_{S\beta 2} - U_{S\beta 1} U_{S\alpha 2}) H_m (G_a Y_a + D_a) \\
 M_4 &= (U_{S\alpha 1} U_{S\beta 2} - U_{S\beta 1} U_{S\alpha 2}) H_m (G_b Y_b + D_b) \\
 M_5 &= (U_{S\alpha 1} U_{S\beta 2} - U_{S\beta 1} U_{S\alpha 2}) H_m (G_b Y_a - G_a Y_b + D_b - D_a)
 \end{aligned}
 \tag{A2.5}$$

in care s-a notat cu :

$$H_m = \frac{3}{2} p L_m H = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{\Delta(s_a - s_b)}
 \tag{A2.6}$$

Se observă că fiecare componentă a cuplului depinde de diferența

$$\boxed{U_{S\alpha 1} U_{S\beta 2} - U_{S\beta 1} U_{S\alpha 2}}$$

care este determinată de schema de alimentare și tensiunea sursei de curent continuu. In cazul considerat în cap.5 această diferență este

$$\frac{E}{2} \frac{E}{2\sqrt{3}} - \left(-\frac{E}{2\sqrt{3}} \right) \frac{E}{2} = \frac{E^2}{2\sqrt{3}}$$

PROGRAM DE CALCUL PENTRU REZOLVAREA ECUATIILOR
 DIFERENTIALE ALE MOTORULUI ASINCRON
 FOLOSIND METODA RUNGE-KUTTA (98)

PROGRAM PRINCIPAL

```

0: 8 → B; 0 → X; ENT "CAZ", R35, "E", R33, "F", R34, "SAT", R36; PRT "DATE",
    R33, R34 †
1: ENT "NPER", R74, "MERS", R32; .160 → R46; IF R35=0; PRT "SIN" †
2: 0.068 → R41; .140 → R42; .063 → R40; .170 → R43; IF R35≠0; PRT "IMP.CAZ",
    R35 †
3: .184 → R49; π/18R34 → R1; 2πR74/R34 → R2; IF R36=0; PRT "NESAT" †
4: 1.5 → R59; IF R32=0; .0021 → R39; .00638 → R38; 13.51 → R37; PRT "6OL" †
5: IF R32≠0; .00638 → R39; .0273 → R38; 105, 74 → R37; PRT "SARCINA" †
6: 1 → R4; SCL 0, R2, -1.5, 4.5; AXE 0, 0, R2/2R74, .50; 0 → A;
    (8 → C)+2B → Y; GSB "U" †
7: A+1 → A; 0 → R(Y+A); ENT "COND.INIT", R(C+A); PRT; JMP A=B †
8: -1 → R75; CFG 4; 1 → R5; SPC 1; GSB "I" †
9: SFG 2; .5 → R6; 2 → R3; GSB "Q" †
10: R1/2+X → X; 1-√.5 → R6; 1 → R3; GSB "Q" †
11: 1+√.5 → R6; GSB "Q" †
12: R1/2+X → X; CFG 2; 1/6 → R6; 2 → R3; GSB "Q" †
13: IF R5≠R4; R5+1 → R5; GTO 18 †
14: 8 → C; 0 → A †
15: A+1 → A †
16: IF B > A; GTO 15 †
17: 1 → R5; GSB "I" †
18: IF R2 > X; GTO 9 †
19: PRT "FINAL", R2, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15; DSP "XF 2"; SPC 3 †
20: STP †
21: Z → R2; GTO 9 †
22: "Q"; GSB "F" †
23: ((8 → C)+B → A → R7)+B → Y †
24: RAR1 → RA; A+1 → A; IF 2B > A-8; GTO+0 †
25: 1 → A †
26: RC+R6RR7-R6R3RY → RC †
27: RY-3R6R3RY+2R6RR7FLG 2 → RY †
28: (((A+1 → A)+8 → C)+B → R7)+B → Y; IF A ≤ B; GTO 26 †
29: RET †
    
```

SUBPROGRAMUL "F" ,CALCULUL RELATIILOR 4.2.

```
30: "F";SFG 4├
31: GSB"U"├
32: GSB"I"├
33: (R54(R45+R47)-R56R47)/R50→R16├
34: (R55(R45+R47)-R57R47)/R50→R17├
35: (R56(R44+R47)-R54R47)/R50→R18├
36: (R57(R44+R47)-R55R47)/R50→R19├
37: (R66-R38R12-R39)/R37→R20├
38: (R53-R42R13+R58R49)/(R46-R49R49)→R21├
39: -(R46R58+R59(R53-R42R13))/(R46-R59R49)→R22├
40: -R43R15+R12(R14+R59R13)→R23├
41: RET├
```

SUBPROGRAMUL "I" CALCULUL RELATIILOR(4.5) și (4.4), A CUPLULUI ELECTROMAGNETIC SI A PIERDERILOR

```
42: "I";.11→R44;.116→R45;2.4624→R47;R8+R10→R63;R9+R11→R64├
43: √(R8↑2+R9↑2)→R60;√(R10↑2+R11↑2)→R61├
44: √(R63↑2+R64↑2)→R62;IF R36=0;0→R48;GTO 48├
45: SFG 14;R47(1-.886EXP(-.35/R62))→R47;R44(1-.563 EXP(-1.5/R60))
→R44├
46: R45(1-.563 EXP(-1.5/R60))→R46;(R63(R16+R18)+(R17+R19)R64)/
R62→R65├
47: -.7651(R63/R62↑2)EXP(-.35/R62)→R48
48: R47(R44+R45)+R44R45→R50;R47(R9R63-R8R64)+2(R46R13+R49R14)R15
→R66├
49: R51-R40R8-R48R63→R54;R52-R40R9-R48R64→R55├
50: -R41R10-R48R63-R12(R45R11+R47R64)→R56├
51: -R41R11-R48R63+R12(R45R10+R47R63)→R57├
52: R43R14+R12R15→R58├
53: R51R8+R52R9+2R53R13→R67;R12R66→R69;R51R9-R52R8→R68├
54: R40R60↑2+R41R61↑2+2(R42R13↑2+(R43/R59)R49√(R14↑2+R15↑2))→
R70├
55: IF FLG 4=1;GTO"A"├
56: R75+1→R75;IF 3 INT (R75/3)=R75;GTO"B"├
57: FMT 4X,12FXD 10.4;TYP X,R51,R8,R60,R62,R67,R68,R66,R12├
58: "B";PLT X,R66├
59: "A";CFG 4├
60: RET├
```

SUBPROGRAMUL "U" CALCULUL COMPONENTELOR DE TENSIUNE IN
CAZURILE DE ALIMENTARE STUDIATE

```
61: "U":TBL 2├
62: IF R35=0;R33 SIN (XR34)→R51;-R33COS (XR34)→R52;0→R53;RET├
63: IF R35=1;GTO+4├
64: R33((SIN(XR34+ π/6)> .5)-(.5> SIN(XR34+ π/6)))/3 →R51;
R33/3 →R53├
65: IF R51>0;2R51→R51;0→R52;RET├
66: -R33((SIN(XR34+R π/3)>0)-(0> SIN(XR34+2 π/3)))/√3 →R52;RET├
67: (SIN(XR34)>0)-(0> SIN(XR34))→R71├
68: (SIN(XR34-2 π/3)>0)-(0> SIN(XR34-2 π/3)) →R72├
69: (SIN(XR34+2 π/3)>0)-(0> SIN(XR34+2 π/3))→R73├
70: IF R35≠3;GTO+2├
71: R33(R71-R72)/4→R51;R33(R71+R72-2R73)/4√3 →R52;0→R53;RET├
72: R33(2R71-R72-R73)/6→R51;R33(R72-R73)/2√3 →R52├
73: IF R35=4;R33(R71+R72+R73)/6→R53;RET├
74: R33(3-R71-R72-R73)/6→R53;RET├
75: END├
```


ALOCAREA REGISTRULOR

Registrul	Simbolul	Registrul	Simbolul
R 1	Δt^*	R44	$x_{S\sigma}^*$
R 2	t_p^*	R45	$x_{R\sigma}^*$
R 8	$i_{S\alpha}^*$	R46	x_{S0}^*
R 9	$i_{S\beta}^*$	R47	x_m^*
R10	$i_{R\alpha}^*$	R48	x^*
R11	$i_{R\beta}^*$	R49	x_{m0}^*
R12	ω^*	R50	Δ
R13	i_{S0}^*	R51	$u_{S\alpha}^*$
R14	$i_{R0\alpha}^*$	R52	$u_{S\beta}^*$
R15	$i_{R0\beta}^*$	R53	u_{S0}^*
R16	$di_{S\alpha}^*/dt^*$	R54	A_α
R17	$di_{S\beta}^*/dt^*$	R55	A_β
R18	$di_{R\alpha}^*/dt^*$	R56	B_α
R19	$di_{R\beta}^*/dt^*$	R57	B_β
R20	$d\omega^*/dt^*$	R58	$-B_0$
R21	di_{S0}^*/dt^*	R59	α_0
R22	$di_{R0\alpha}^*/dt^*$	R60	i_S^*
R23	$di_{R0\beta}^*/dt^*$	R61	i_R^*
R32	MERS	R62	i_m^*
R33	E^*	R63	$i_{m\alpha}^*$
R34	f^*	R64	$i_{m\beta}^*$
R35	CAZ	R65	di_m^*/dt^*
R36	SAT?	R66	m^*
R37	T_a^*	R67	P^*
R38	K_f^*	R68	Q^*
R39	m_L^*	R69	P_m^*

R40	R_S^*	R70	P_b^*
R41	R_R^*	R71	u_S
R42	$R_{S_0}^*$	R72	u_R
R43	γ_0	R73	u_T
		R74	NPER
		R75	AVANS

Obs. Registrele R3 ÷ R7 și R24 ÷ R31 sînt rezervate unor mărimi intermediare din program.

CALCULUL REGIMULUI TRANZITORIU DE PORNIRE
***** ANEXA 4
PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT IN IMPULSUR

```

1 DIMENSION FI1A1(2), FI1AU(2), FI1B1(2), FI1BU(2), FI2A1(2), FI2A0(2), FI
2 * 2B1(2), FI2B0(2), CI1A(2), CI2A(2), CI1B(2), CI2B(2), EM(2), ENO(2), EN1(2)
3 * ) , CRS(2), CRR(2), FIH(2), CI(2), Y(250,2), U(250,2), LIN(120)
4 * ) , DATA R1, R2, X1S, X2S, TA, EML, V, OMG/U, UO3, O, O68, O, 17U, O, 116, 13, 21, 0, 90
5 * 21, 1, 0, 7, FI1A0, FI2A0, FI1B0, FI2B0, CI1A, CI1B, CI2A, CI2B, ENO/18*0, U/,
6 * IL/1H /
7 READ(10, 77) IK4
8 // FORMAT(11)
9 WRITE(108, 178) IK4
10 // FORMAT(2X, 'IK4', 'I1.//////')
11 NNS=1
12 J=0
13 Y=1
14 CI(1)=U.0
15 CI(2)=0.0
16 TMPE=0
17 NPER=5
18 NNS=10
19 NN=15
20 NNS=60
21 FR=1
22 PI=3.1415926
23 PAS=PI/(1RC * FR)
24 NFIN=NPER*360
25 JM=NFIN/NN
26 WRITE(108, 98)
27 // FORMAT(1H, 10X, 'REGIMUL TRANZITIONIU AL MOTORULUI : // 10X, 34(1H*)//
28 * // 76X, 10X, A, T, F, L, F, I, N, I, T, I, A, L, E : // 6X, 34(1H*)//')
29 WRITE(108, 99) R1, X1S, V, TA, R2, X2S, FR, EML
30 // FORMAT(6X, 'R1', 'FR', 3, 3X, 'X1S', 'FR', 3, 3X, 'E', 'V', 3, 3X, 'TA', 'FR', 3//6X, 'R2
31 * , 'FR', 3, 3X, 'X2S', 'FR', 3, 3X, 'ML', 'FR', 7//')
32 WRITE(108, 37)
33 // FORMAT(15X, 'IMP', 7X, 'U1A', 6X, 'U1A', 7X, 'CI', 8X, 'EM', 8X, 'EN1', 9X, 60
34 * (1H*)//')
35 DO 100 K=1, NFIN
36 MX=1
37 TMPE=TMPE+PAS
38 XH=2.4008
39 CALL TENS(V, FR, TMPE, U1A, U1B)
40 // FI1A1(MX)=FI1A0(MX)+PAS*(U1A-R1*CI1A(MX)+OMG*FI1B0(MX))
41 // FI2A1(MX)=FI2A0(MX)-PAS*(R2*CI2B(MX)-(OMG-ENO(MX))*FI2BU(MX))
42 // FI1B1(MX)=FI1B0(MX)-PAS*(-I1R+R1*CI1B(MX)+OMG*FI1A0(MX))
43 // FI2B1(MX)=FI2B0(MX)-PAS*(R2*CI2B(MX)+(OMG-ENO(MX))*FI2AU(MX))
44 GO TO (1, 2), MX
45 2
46 CIM=CI(2)
47 CIS=CRS(2)
48 CIR=CRR(2)
49 CALL REACT(CIM, CIS, CIR, XH, X1S, X2S)
50 CNUM=(X1S+XH)*(X2S+XH)-XH*XM
51 CI1A(MX)=(FI1A1(MX)*(X2S+XH)-FI2A1(MX)*XH)/CNUM
52 CI2A(MX)=(FI1A1(MX)-(X1S+XH)*CI1A(MX))/XH
53 CI1B(MX)=(FI1B1(MX)*(X2S+XH)-FI2B1(MX)*XH)/CNUM
54 CI2B(MX)=(FI1B1(MX)-(X1S+XH)*CI1B(MX))/XH
55 EN(MX)=FI1A1(MX)+CI1B(MX)-FI1B1(MX)+CI1A(MX)
56 EN1(MX)=ENO(MX)+PAS*(EM(MX)-EML)/TA
57 CI(MX)=SQRT((CI1A(MX)+CI2A(MX))**2+(CI1B(MX)+CI2B(MX))**2)
58 CRS(MX)=SQRT((CI1A(MX)+CI1A(MX)+CI1B(MX)+CI1B(MX))
59 CRR(MX)=SQRT((CI2A(MX)+CI2A(MX)+CI2B(MX)+CI2B(MX))
60 FIH(2)=AH+CI(2)
61 FI1A0(MX)=FI1A1(MX)
62 FI1B0(MX)=FI1B1(MX)
63 FI2A0(MX)=FI2A1(MX)
64 FI2B0(MX)=FI2B1(MX)
65 EN0(MX)=EN1(MX)
66 GO TO (3, 4), MX
67 3
68 MX=2
69 GO TO 5
70 4
71 IF(N-NN)/0, 7, 1
72 N=1
73 CIH(1)=4.4000*CI(1)
74 XH1=2.465
75 AMOD=K
76 J=J+1
77 IF(1K4, NE, 1) GO TO 78
78 WRITE(108, 7) IMP, U1A, CI1A(2), CI1B(2), EM(2), EN1(2)
79 // FORMAT(9X, 6(2Y, F8, 3))//

```

```

77 CONTINUE
78 GO TO (79,80,81),IK4
79 CONTINUE
Y(J,L)=EM(L)+0.5
U(J,L)=EM(L)+1.5
GO TO 75
80 Y(J,L)=GHS(L)+0.5
U(J,L)=GRR(L)+0.5
GO TO 75
81 Y(J,L)=CI(L)
U(J,L)=CI1A(L)
75 CONTINUE
GO TO 700
6 N=N+1
100 CONTINUE
LX=L
60 DO 14 K=1,120
14 LIN(K)=L
WRITE(108,15)(LIN(K),K=1,120)
15 FORMAT(//////,5X,120A1)
GO TO (20,30,40,50),LX
20 DO 16 K=1,JM
16 CALL TRASARE(18,85,17,Y(K,1),U(K,1))
LX=LX+1
GO TO 60
30 DO 17 K=1,JM
17 CALL TRASARE(18,85,17,Y(K,2),U(K,2))
40 CONTINUE
50 CONTINUE
STOP
END

```

```

1 SUBROUTINE TRASARE(J,M1,M2,Y,4)
2 DATA IZ/1H /,IP/1H /,IR/1H+/,IS/1H+/,
3 DIMENSION K(120)
4 DO 1 I=1,120
5 K(I)=IZ
6 K(J)=IP
7 I1=J+INT(M1*Y)
8 K(I1)=IR
9 I2=J+INT(M2*Y)
10 K(I2)=IS
11 WRITE(108,2)(K(I),I=1,120)
12 FORMAT(5X,120A1)
13 RETURN
14 END

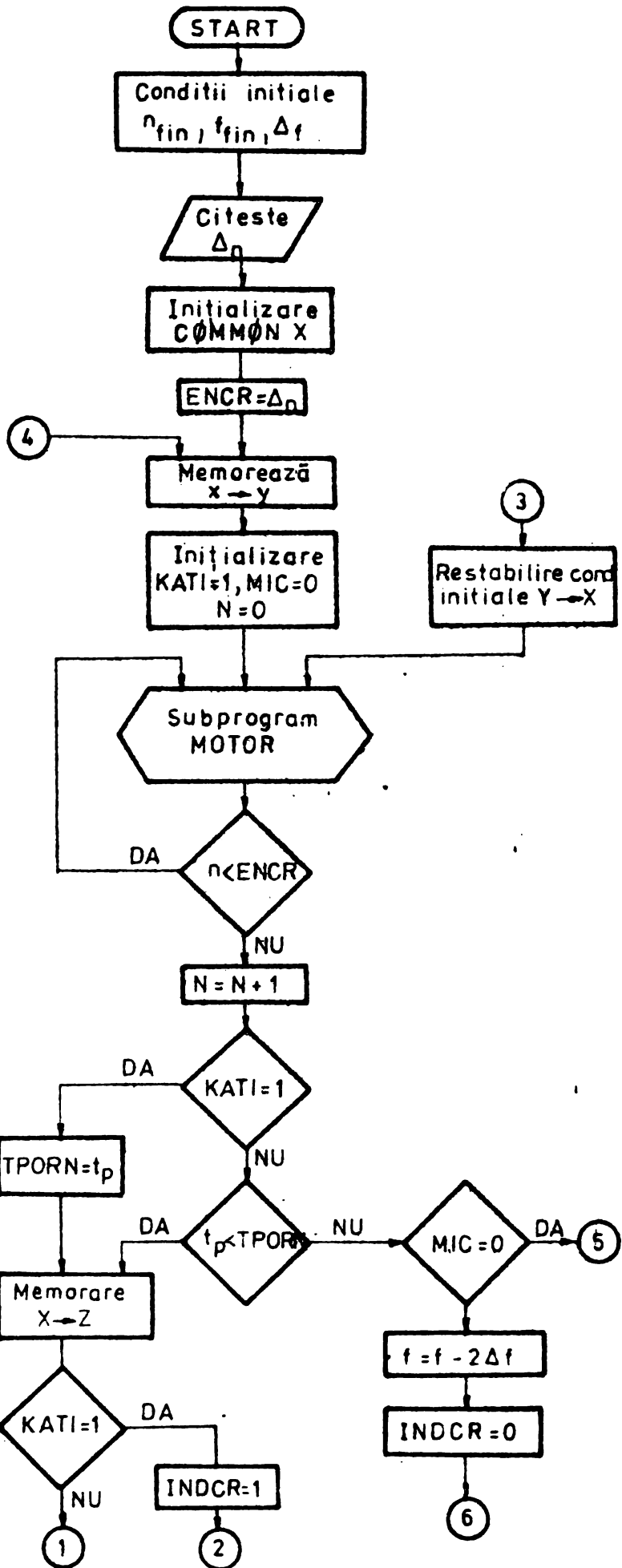
```

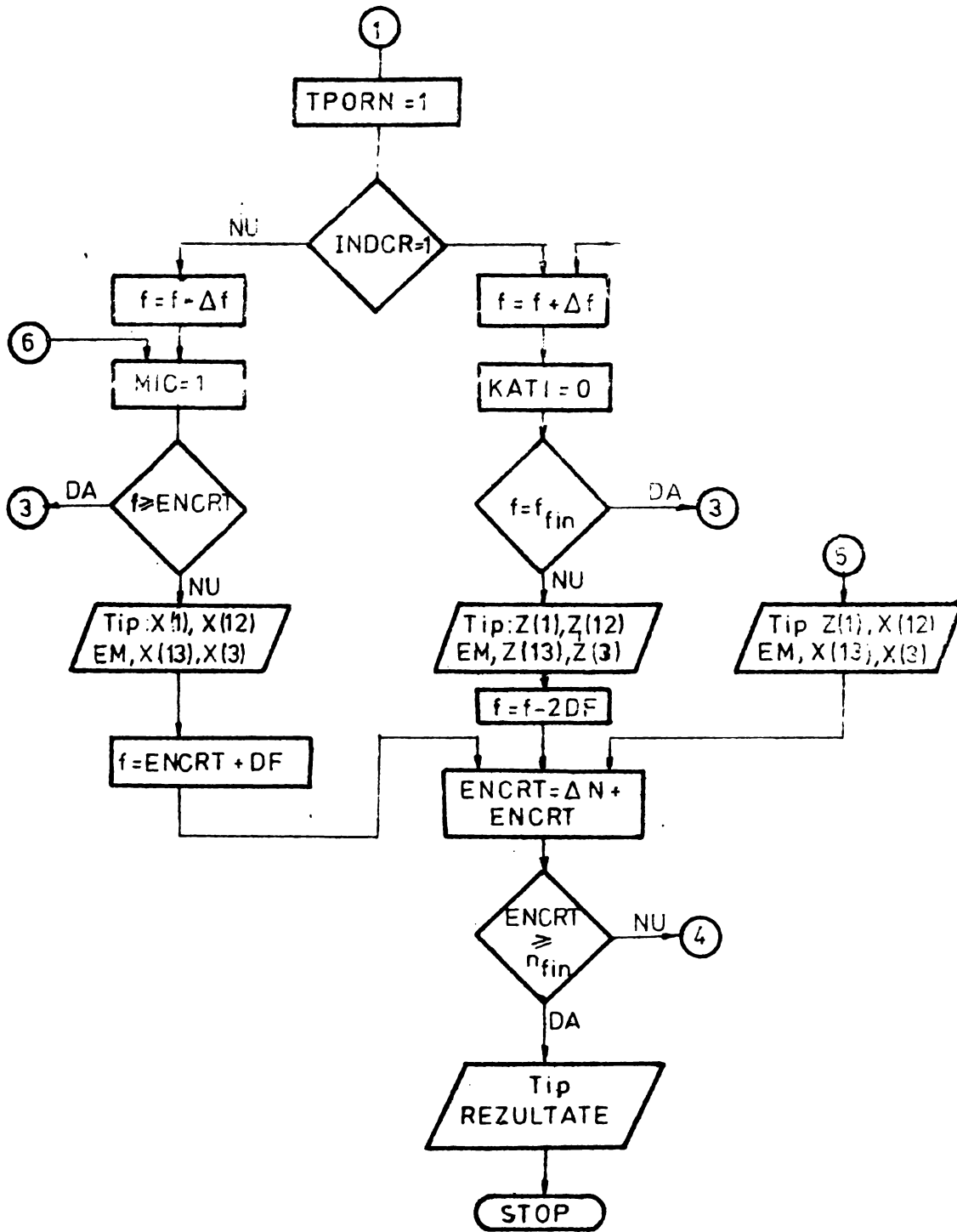
```

1 SUBROUTINE REACT(CIM,CIS,CIR,X1,X2S,ACS)
2 IF(CIM.EQ.0.AND.CIS.EQ.0.AND.CIR.EQ.0)GO TO 1
3 XH=2.463*(1.-.8855*EXP(-.35/CIM))
4 X1S=.11*(1.-.263*EXP(-1.5/CIS))
5 X2S=.11*(1.-.563*EXP(-1.5/CIR))
6 RETURN
7 XH=2.463
8 X1S=.11
9 X2S=.11
10 RETURN
11 END

```

```
1 SUBROUTINE TFNS(V,F,TIM,A,Y)
2 T=6.283/F
3 A=TIM/T-IFIX(TIM/T)
4 A=A*T
5 IF(A-T/6.)1,1,2
6 1 X=V/3.
7 Y=-V/SQRT(3.)
8 GO TO 20
9 2 IF(A-T/3.)3,3,4
10 3 X=2.*V/3.
11 Y=0.
12 GO TO 20
13 4 IF(A-T/2.)5,5,6
14 5 X=V/3.
15 Y=V/SQRT(3.)
16 GO TO 20
17 6 IF(A-2.*T/3.)7,7,8
18 7 X=-V/3.
19 Y=V/SQRT(3.)
20 GO TO 20
21 8 IF(A-5.*T/6.)9,9,10
22 9 X=-2.*V/3.
23 Y=0.
24 GO TO 20
25 10 X=-V/3.
26 Y=-V/SQRT(3.)
27 20 RETURN
28 END
```





CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON

ALIMENTAT IN IMPULSURI

```

1  DIMENSION X(16),Y(16),Z(16)
2  COMMON A
3  DATA ENFIN,FRLIM,DF,V,TA,EML/1.01,2.0,0.05,1.5,100,74.0,2/
4  READ(10,100)DEN
5 100 FORMAT(F12.5)
6  WRITE(108,777)
7 777 FORMAT(10(/))
8  WRITE(108,151)V,EML,TA
9 151 FORMAT(1H1,10X,'CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL
10 *ASINCRON ALIMENTAT IN IMPULSURI'//10X,81(1H*)//10X,'DATELE MOTORU
11 *UTIP:1H3=VAL:1.5*1500A://30X,'TENSIVEA SURSEI:','E9.1//30X,'-
12 *UPEU REZISTENT:1.5*1500A://30X,'MOMENT DE INERTIE:','F8.2)
13 WRITE(108,38)
14 38 FORMAT(777)10X,79(1H*)//10X,'* FRECUENTIA * TUBAIIA * CUPLUL U
15 * CURENTUL * FLUXUL * TAMPUL * OBSERVATII *//10X,'*
16 *TIMA *',2(12X,'*'),' STATORIC * UTIL *',2(12X,'*')//10X,
17 *2(1H*))
18 M=0
19 X(1)=U.5
20 DO 99 I=2,16
21 99 X(I)=U.0
22 MEMOREAZA IN Y CONDITIILE INITIALE
23 ENCRT=U
24 12 ENCRT=ENCRT+DEN
25 DO 1 I=1,16
26 1 Y(I)=X(I)
27 KATI=1
28 MIC=0
29 N=0
30 2 CALL MUIUR
31 IF(X(12).LT.ENCRT)GO TO 2.
32 N=N+1
33 IF(KATI.EQ.1) GO TO 5
34 IF(X(3)-TPORN)4,5,5
35 5 TPORN=X(3)
36 4 DO 6 I=1,16
37 6 Z(I)=X(I)
38 TPORN=Z(3)
39 IF(KATI.EQ.1)GO TO 7
40 IF((INDCR-1)X.9.4
41 7 INDCR=1
42 9 X(1)=X(1)+DF
43 FR=X(1)
44 KATI=0
45 IF(X(1).LT.FRLIM)GO TO 10
46 WRITE(108,11)X(1),X(12),X(16),A(15),A(15),A(15),N
47 11 FORMAT(10X,6('*.F10.4.2X).'*',I7,5X,'*')
48 WRITE(108,17)
49 17 FORMAT(10X,'*',2(12X,'*'))
50 M=M+N
51 X(1)=X(1)-2*DF
52 18 IF(ENCRT.LE.ENFIN)GO TO 12
53 WRITE(108,42)
54 42 FORMAT(710X,79(1H*))
55 WRITE(108,43)M,X(3)
56 43 FORMAT(710X,'NR,TOTAL INCERCARE',10,2A,'TAMP PORNIRE',F12.4)
57 WRITE(108,777)
58 WRITE(108,15)
59 15 FORMAT(20X,'** PROGRAM TERMINAT **')
60 STOP 1
61 10 DO 14 I=1,16
62 14 X(I)=Y(I)
63 X(1)=FR
64 GO TO 2
65 5 IF(MIC.EQ.1)GO TO 15
66 X(1)=Y(1)-2*DF
67 FR=X(1)
68 INDCR=0
69 GO TO 10
70 15 WRITE(110,11)Z(1),Z(12),Z(16),A(15),A(15),A(15),N
71 WRITE(108,17)
72 M=M+N
73 DO 14 I=1,16

```



```

76      8 X(1)=X(1)-DF
77      FR=X(1)
78      16 MIC=1
79      IF(X(1).GT.X(12)) GO TO 10
80      WRITE(108,11)X(1),X(12),X(10),X(13),X(13),X(13),N
81      WRITE(108,17)
82      M=M+N
83      X(1)=X(12)+UF
84      GO TO 18
85      END

```

```

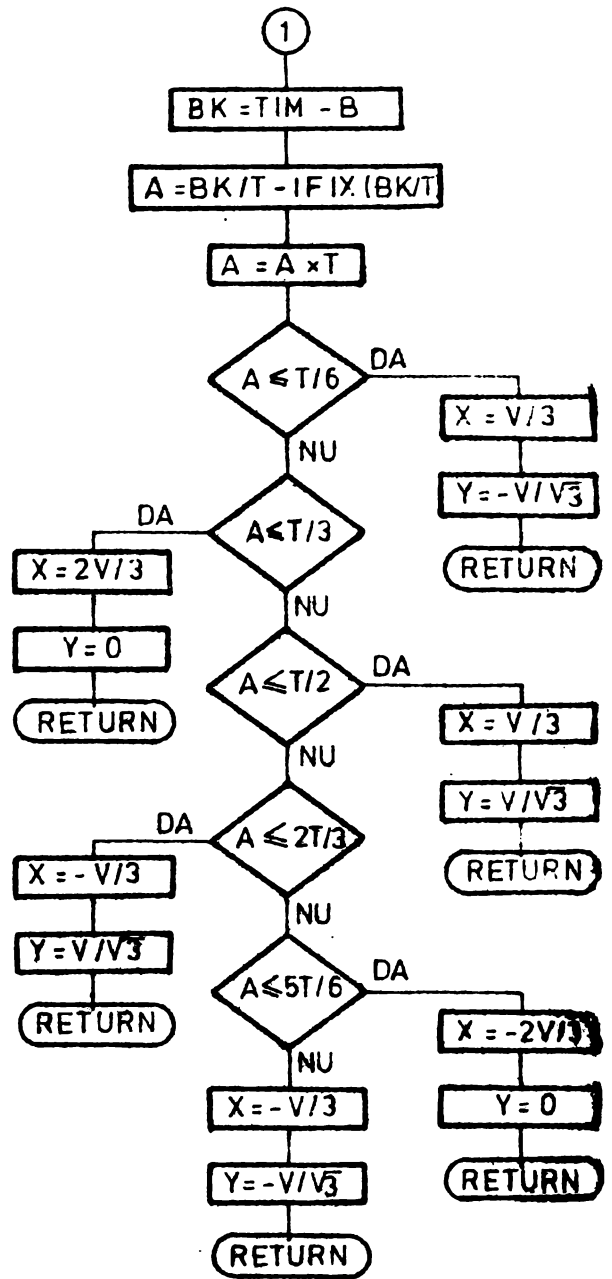
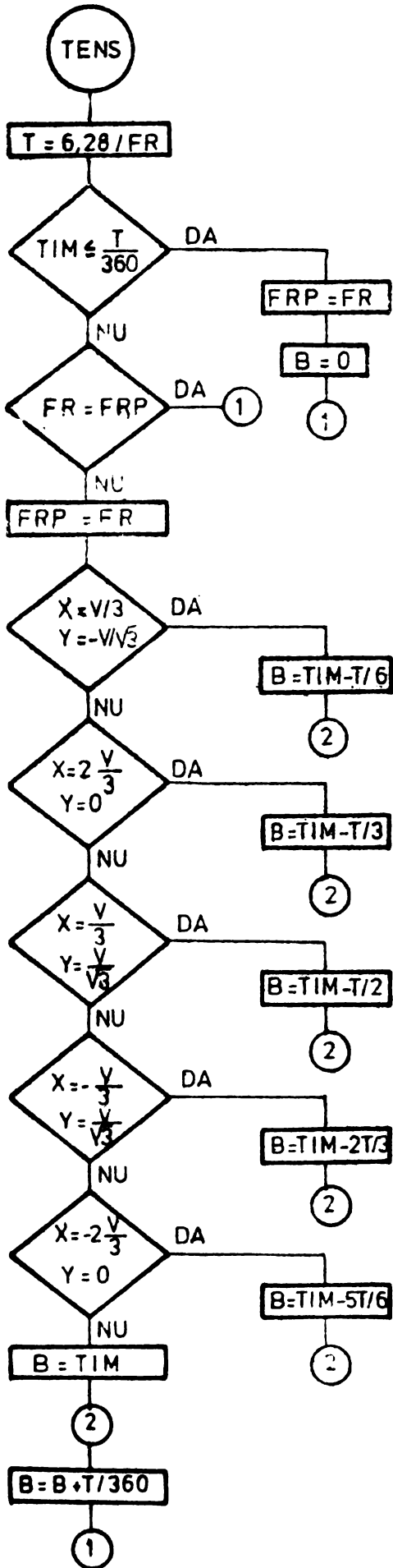
1      SUBROUTINE MOTOR
2      SUBPROGRAMUL CALCULEAZA REGIMUL TRANSIȚIONAL
3      UNUI MOTOR ASINCRON PENTRU UN CAD (INTERVAL)
4      COMMON FR,CI,TMP,FI1A0,FI2A0,F11B0,FI2B0,C11A,C11B,C12A,C12B,ENU,
5      *CRS,CRR,FIH,EM
6      DATA R1,R2,X1S,X2S,V,OMG,TA,EM1/U,U00,U,U00,0.11U,0.110,1.00U,U.U
7      *105/4,U,2/
8      IF(FR.LE.1) GO TO 1
9      2 PAS=3.1415920/(180.*FR)
10     TMP=TMP+PAS
11     EML=0.2*ENU*ENU
12     CALL REACT(CI,CRS,CHK,XH,X1S,X2S)
13     CALL TENS(V,FR,TMP,U1A,U1B)
14     FI1A1=FI1A0+PAS*(U1A-R1+CI1A+OMG*F11B0)
15     FI2A1=FI2A0-PAS*(R2*CI2B-(OMG-ENU)*F12B0)
16     FI1B1=FI1B0-PAS*(-U1B+R1+CI1B+OMG*F11A0)
17     FI2B1=FI2B0-PAS*(R2*CI2B+(OMG-ENU)*F12A0)
18     CNUM=(X1S+XH)*(X2S+XH)-XH*XH
19     CI1A=(FI1A1*(X2S+XH)-FI2A1*XH)/CNUM
20     CI2A=(FI1A1-(X1S+XH)*CI1A)/XH
21     CI1B=(FI1B1*(X2S+XH)-FI2B1*XH)/CNUM
22     CI2B=(FI1B1-(X1S+XH)*CI1B)/XH
23     CI=SORI(CI1A+CI2A)*2+(CI1B+CI2B)*2)
24     EM=FI1A1*CI1B-FI1B1*CI1A
25     EN1=ENU+PAS*(EM-FML)/TA
26     FI1A0=FI1A1
27     FI2A0=FI2A1
28     FI1B0=FI1B1
29     FI2B0=FI2B1
30     EN0=EN1
31     CRS=SORI(CI1A*CI1A+CI1B*CI1B)
32     CRR=SORI(CI2A*CI2A+CI2B*CI2B)
33     FIH=XH*CI
34     RETURN
35     1 V=0.094)+1.4U05*FR
36     GO TO 2
37     END

```

```

1      SUBROUTINE REAC(CIM,CIS,CIR,XH,X1S,X2S)
2      IF(CIM.EU(1).AND.CIS.EU(1).AND.CIR.EU(1)) GO TO 1
3      XH=2.405*(1.-.8855*EXP(-0.44/CIH))
4      X1S=.11*(1.-.563*EXP(-1.5/CIH))
5      X2S=.11*(1.-.563*EXP(-1.5/CIH))
6      RETURN
7      1 XH=2.405
8      X1S=.11
9      X2S=.110
10     RETURN
11     END

```

REGIMUL TRANZITORIU AL MOTORULUI :

ANEXA B.

DATELE INITIALE :

R1 ,063 X18 ,110 E 1,50 TA 13,51
R2 ,068 X28 ,116 FR 1,00 ML ,00

TMP	ULA	GILA	OI	LM	ENI
1,047	1,000	2,5448	,2450	,0038	,0127
2,094	,500	0,4975	,4222	2,0030	,1163
3,142	-,500	0,5667	,5240	1,5341	,2467
4,189	-1,000	1,5153	,5017	,0230	,3047
5,236	-,500	-3,5571	,2544	1,4773	,3806
6,283	,500	-3,0885	,1404	1,0005	,4742
7,330	1,000	,5037	,2046	,7677	,5272
8,378	,500	4,0784	,2772	2,0101	,6326
9,425	-,500	4,4215	,2486	1,0410	,7666
10,472	-1,000	7,4853	,5378	1,5747	,8685
11,519	-,500	-3,0647	,4312	2,1327	1,0030
12,566	,500	-2,1707	,4640	1,5215	1,1381
13,613	1,000	,5240	,0552	1,0215	1,2336
14,661	,500	1,5160	,7982	,2700	1,2763
15,708	-,500	1,0804	,0485	-,7600	1,2738
16,755	-1,000	2,0157	,0301	-1,5073	1,2236
17,803	-,500	-,5785	,0747	-1,5760	1,1154
18,850	,500	-2,7338	,0073	-1,1730	1,0234
19,897	1,000	-1,0853	,7844	-1,0018	,9420
20,945	,500	,0732	,0376	-,5031	,8860
21,992	-,500	1,7273	,0147	,2078	,8767
23,039	-1,000	,5918	,0178	,5303	,8724
24,087	-,500	-1,5203	,0078	,0173	,9332
25,134	,500	-1,7463	,0072	,0004	,9836
26,181	1,000	,1330	,0763	,0043	1,0308
27,229	,500	,7486	,7060	,2372	1,0717
28,276	-,500	1,1317	,7476	-,1731	1,0673
29,324	-1,000	,0160	,7643	-,5387	1,0777
30,371	-,500	-,5387	,7873	-,0870	1,0468
31,418	,500	-1,4650	,7873	-,5403	1,0707

REGIMUL TRANZITORIU AL MOTORULUI ;

DATELE INZIALE :
=====

R1 .063 X1S .110 E 1,500 TA 105,740
R2 .068 X2S .116 FK 1,000 ML .200

	TMP	UTA	CI1A	CI	EM	EN1
	1,047	1,000	2,2670	,2429	,0042	,0003
	2,094	,500	0,2081	,4112	2,0019	,0107
	3,142	-,500	0,0126	,2857	1,0028	,0241
	4,189	-1,000	1,7121	,2820	,0000	,0248
	5,236	-,500	-2,4371	,2543	1,1970	,0285
	6,283	,500	-4,6478	,1237	,2472	,0358
	7,330	1,000	-,5076	,2170	,0214	,0343
	8,378	,500	4,2424	,2903	1,3011	,0384
	9,425	-,500	2,2421	,1900	,0022	,0467
	10,472	-1,000	,7437	,2326	,1287	,0462
	11,519	-,500	-4,1709	,2764	1,3702	,0513
	12,566	,500	-4,7022	,1525	,0074	,0601
	13,613	1,000	-,0739	,2198	,0704	,0595
	14,661	,500	4,3733	,2707	1,2098	,0637
	15,708	-,500	2,0502	,1732	,0202	,0716
	16,755	-1,000	,7852	,2460	,1270	,0710
	17,803	-,500	-4,2778	,2820	1,3712	,0761
	18,850	,500	-4,7574	,1622	,7287	,0852
	19,897	1,000	-,0872	,2214	,1477	,0852
	20,945	,500	4,2723	,2630	1,2772	,0899
	21,992	-,500	2,0048	,1650	,0229	,0979
	23,039	-1,000	,7271	,2400	,1247	,0973
	24,087	-,500	-4,2212	,2822	1,3820	,1026
	25,134	,500	-4,7403	,1682	,7000	,1114
	26,181	1,000	-,0042	,2240	,2142	,1119
	27,229	,500	4,3026	,2598	1,3288	,1172
	28,276	-,500	4,7745	,1607	,0002	,1224
	29,324	-1,000	,0773	,2347	,1244	,1221
	30,371	-,500	-4,2819	,2787	1,3740	,1302
	31,418	,500	-4,7379	,1712	,7777	,1372

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
32,406	1,000	-0,0500	,2270	,2042	,1379
33,313	,500	4,3104	,2603	1,3807	,1436
34,360	-0,500	4,7349	,1547	,1074	,1342
35,608	-1,000	,0222	,2281	,2078	,1343
36,055	-0,500	-4,3182	,2720	1,3178	,1346
37,702	,500	-4,7300	,1709	,1170	,1088
38,750	1,000	-0,0043	,2280	,2733	,1645
39,747	,500	4,3209	,2620	1,4130	,1754
40,845	-0,500	4,7045	,1678	,1032	,1844
41,892	-1,000	,3025	,2242	,2717	,1832
42,439	-0,500	-4,3556	,2644	1,4018	,1909
43,487	,500	-4,7154	,1678	,1084	,1999
45,034	1,000	-0,5543	,2274	,3230	,2010
46,081	,500	4,3436	,2637	1,4307	,2071
47,129	-0,500	4,8702	,1644	,0723	,2164
48,176	-1,000	,3084	,2230	,3434	,2177
49,223	-0,500	-4,3816	,2603	1,4411	,2234
50,271	,500	-4,8831	,1652	,0788	,2332
51,318	1,000	-0,4435	,2243	,3081	,2347
52,366	,500	4,3814	,2617	1,4820	,2411
53,413	-0,500	4,8340	,1603	,0321	,2506
54,460	-1,000	,4315	,2220	,4714	,2524
55,508	-0,500	-4,4073	,2583	1,4840	,2541
56,555	,500	-4,8428	,1644	,0000	,2687
57,602	1,000	-0,4787	,2210	,4300	,2707
58,650	,500	4,4236	,2583	1,3037	,2776
59,697	-0,500	4,8236	,1660	,0440	,2874
60,744	-1,000	,3822	,2212	,4700	,2897
61,792	-0,500	-4,4430	,2564	1,3373	,2964
62,839	,500	-4,8017	,1630	,0218	,3064
63,887	1,000	-0,3334	,2200	,3763	,3073
64,934	,500	4,4045	,2530	1,3347	,3170
65,981	-0,500	4,7828	,1658	,0372	,3273
67,029	-1,000	,2413	,2143	,3078	,3302
68,076	-0,500	-4,4410	,2348	1,3407	,3380
69,123	,500	-4,7334	,1662	,0833	,3483

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
70,171	1,000	-2,2381	,2181	,0111	,3318
71,218	,500	4,2188	,2534	1,0211	,3000
72,265	-2,500	4,1211	,1662	1,0231	,3108
73,313	-1,000	,1744	,2181	,0024	,3143
74,360	-2,500	-4,2401	,2532	1,0041	,3031
75,408	,500	-4,0440	,1670	1,0020	,3442
76,455	1,000	-1,1138	,2111	,1201	,3484
77,502	,500	4,2144	,2528	1,1101	,4074
78,550	-2,500	4,0544	,1614	1,1142	,4140
79,597	-1,000	,0387	,2111	,1421	,4236
80,644	-2,500	-4,0136	,2521	1,1120	,4332
81,692	,500	-4,0010	,1641	1,1100	,4432
82,739	1,000	,0417	,2181	,0142	,4504
83,786	,500	4,0505	,2533	1,0304	,4006
84,834	-2,500	4,2443	,1704	1,2340	,4131
85,881	-1,000	-1,1480	,2142	,4023	,4140
86,929	-2,500	-4,0846	,2548	1,4114	,4844
87,976	,500	-4,4113	,1733	1,3103	,5030
89,023	1,000	,2600	,2214	1,0111	,5041
90,071	,500	4,1244	,2512	2,0010	,5214
91,118	-2,500	4,3822	,1714	1,3442	,5322
92,165	-1,000	-1,4001	,2253	1,1428	,5428
93,213	-2,500	-4,1040	,2623	2,1001	,5325
94,260	,500	-4,2348	,1832	1,2022	,5101
95,307	1,000	,2141	,2311	1,2421	,5188
96,355	,500	4,0020	,2103	2,2320	,5421
97,402	-2,500	4,1034	,1423	1,0312	,6002
98,450	-1,000	-1,1104	,2422	1,2140	,6102
99,497	-2,500	-4,0140	,2832	2,2100	,6335
100,544	,500	-3,0024	,2062	1,1141	,6201
101,592	1,000	1,0140	,2603	1,1200	,6615
102,639	,500	4,0008	,3042	2,2421	,6102
103,686	-2,500	3,2148	,2284	1,4400	,6403
104,734	-1,000	-1,2024	,2844	1,4012	,7041
105,781	-2,500	-4,1118	,3383	2,1100	,7284
106,828	,500	-3,0010	,2584	2,0142	7411

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
107,876	1,000	1,7087	,5275	2,1057	,7627
108,923	,500	4,5179	,5771	2,6155	,7829
109,971	-,500	2,5157	,5151	2,2212	,8052
111,018	-1,000	-1,7440	,4181	2,5807	,8201
112,065	-,500	-4,0541	,4745	2,6590	,8418
113,113	,500	-1,7521	,4158	2,2405	,8626
114,160	1,000	2,0775	,5452	2,5875	,8802
115,207	,500	3,2706	,5915	2,0525	,9017
116,255	-,500	,7470	,5605	2,0220	,9211
117,302	-1,000	-1,7046	,7188	2,1085	,9577
118,349	-,500	-2,2446	,7461	2,0074	,9565
119,397	,500	-,5111	,7516	1,4070	,9719
120,444	1,000	1,5222	,8941	1,4545	,9846
121,492	,500	1,1524	,8916	1,1706	,9974
122,539	-,500	,0549	,9272	,7015	1,0064
123,586	-1,000	-,5061	1,0127	,5957	1,0150
124,634	-,500	-,5484	,9935	,2854	1,0185
125,681	,500	-,1746	1,0305	,0224	1,0204

REGIMUL TRANSITIONIL AL MOTORULUI :

U A I E L E I N A F I A L E :
 =====

R1 .063 X1S .110 E 1.500 TA 105.740
 R2 .068 X2S .116 FR 1.000 ML .200EN1

	TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
	1,047	1,000	2,3367	,2429	,0047	,0016
	2,094	,500	0,3032	,4122	2,0037	,0146
	3,142	-,500	0,0041	,2869	1,0179	,0299
	4,189	-1,000	1,7008	,2820	,0034	,0326
	5,236	-,500	-3,4419	,2532	1,2028	,0383
	6,283	,500	-4,4412	,1234	,3343	,0474
	7,330	1,000	-,3337	,2167	,0333	,0479
	8,378	,500	4,3475	,2894	1,3043	,0539
	9,425	-,500	3,2303	,1974	,0602	,0640
	10,472	-1,000	,7229	,2520	,1300	,0656
	11,519	-,500	-4,1109	,2732	1,3000	,0726
	12,566	,500	-4,8793	,1332	,7087	,0833
	13,613	1,000	-,0361	,2187	,1737	,0848
	14,661	,500	4,3337	,2673	1,2840	,0910
	15,708	-,500	3,0347	,1723	,0463	,1007
	16,755	-1,000	,7313	,2441	,1030	,1021
	17,803	-,500	-4,2295	,2809	1,4013	,1091
	18,850	,500	-4,9763	,1648	,7732	,1200
	19,897	1,000	-,0331	,2202	,2134	,1222
	20,945	,500	4,3243	,2380	1,3373	,1291
	21,992	-,500	4,9760	,1633	,0070	,1390
	23,039	-1,000	,0723	,2362	,1800	,1404
	24,087	-,500	-4,2765	,2792	1,3748	,1474
	25,134	,500	-4,9703	,1773	,8040	,1582
	26,181	1,000	-,3734	,2241	,2760	,1609
	27,229	,500	4,3340	,2370	1,3710	,1683
	28,276	-,500	4,9276	,1390	,7227	,1767
	29,324	-1,000	,3894	,2277	,2367	,1806
	30,371	-,500	-4,3323	,2773	1,4007	,1877

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
32,466	1,000	-,5527	,2268	,5202	,2014
33,513	,500	4,5405	,2570	1,4410	,2092
34,560	-,500	4,6157	,1610	,1760	,2199
35,008	-1,000	,4999	,2225	,5217	,2226
36,055	-,500	-4,5809	,2624	1,4502	,2302
37,102	,500	-4,6805	,1681	,6340	,2411
38,150	1,000	-,4885	,2255	,5746	,2442
39,197	,500	4,5789	,2608	1,4770	,2522
40,245	-,500	4,6514	,1654	,6072	,2635
41,292	-1,000	,4776	,2211	,4345	,2667
42,339	-,500	-4,4277	,2575	1,4770	,2750
43,387	,500	-4,6529	,1654	,6830	,2862
45,034	1,000	-,5910	,2215	,4066	,2897
46,081	,500	4,4504	,2580	1,5270	,2982
47,129	-,500	4,7808	,1666	,7204	,3096
48,176	-1,000	,5519	,2204	,5270	,3156
49,223	-,500	-4,4077	,2550	1,5037	,3225
50,271	,500	-4,7712	,1660	,7376	,3342
51,318	1,000	-,2745	,2197	,5705	,3385
52,366	,500	4,6974	,2547	1,0022	,3477
53,413	-,500	4,7457	,1667	1,0005	,3596
54,460	-1,000	,2730	,2187	,6330	,3645
55,508	-,500	-4,5274	,2539	1,0407	,3759
56,555	,500	-4,7046	,1675	1,0470	,3861
57,602	1,000	-,1411	,2182	,7030	,3915
58,650	,500	4,5050	,2555	1,0789	,4015
59,697	-,500	4,6652	,1681	1,0773	,4159
60,744	-1,000	,0605	,2187	,7774	,4196
61,792	-,500	-4,0010	,2551	1,7387	,4302
62,839	,500	-4,0727	,1674	1,7370	,4452
63,887	1,000	,0528	,2185	,6025	,4494
64,934	,500	4,0407	,2556	1,6275	,4607
65,981	-,500	4,5501	,1774	1,2297	,4747
67,029	-1,000	-,1415	,2198	,7012	,4817
68,076	-,500	-4,0829	,2554	1,7075	,4950
69,123	,500	-4,4710	,1744	1,5116	,5077

7MP	U1A	C11A	CI	EM	EN1
70,771	1,000	,2696	,2224	1,0702	,5148
71,698	,500	4,7202	,2587	2,0001	,5276
72,605	-,500	4,5708	,1789	1,4087	,5424
73,513	-1,000	-,0218	,2270	1,2170	,5511
74,360	-,500	-4,7071	,2660	2,1408	,5649
75,408	,500	-4,2377	,1859	1,5238	,5805
76,455	1,000	,0045	,2348	1,3722	,5903
77,502	,500	4,7794	,2741	2,2305	,6053
78,550	-,500	4,0379	,1967	1,0003	,6219
79,597	-1,000	-,0243	,2481	1,5027	,6330
80,644	-,500	-4,0707	,2900	2,4142	,6495
81,692	,500	-3,0095	,2137	1,4176	,6673
82,739	1,000	1,0002	,2703	1,7048	,6800
83,786	,500	4,7768	,3160	2,3074	,6981
84,834	-,500	3,4024	,2612	1,9769	,7171
85,881	-1,000	-1,3870	,3070	2,0310	,7316
86,929	-,500	-4,0538	,3583	2,7023	,7513
87,976	,500	-2,7797	,2062	2,1097	,7718
89,023	1,000	1,7011	,3704	2,2700	,7881
90,071	,500	4,3092	,4239	2,6020	,8093
91,118	-,500	2,3338	,3606	2,2037	,8306
92,165	-1,000	-1,9553	,4730	2,4238	,8482
93,213	-,500	-3,0201	,5287	2,0450	,8703
94,260	,500	-1,3488	,4803	2,2329	,8910
95,307	1,000	2,0090	,6252	2,3344	,9086
96,355	,500	2,9071	,6683	2,3071	,9293
97,402	-,500	,7051	,6320	1,8003	,9473
98,450	-1,000	-1,7000	,8083	1,9203	,9623
99,497	-,500	-1,0737	,8240	1,7880	,9788
100,544	,500	-,2320	,6451	1,2210	,9913
101,592	1,000	1,0113	,9600	1,3403	1,0093
102,639	,500	,0455	,9533	,8442	1,0100
103,686	-,500	,1157	,1024	,0000	1,0139
104,734	-1,000	-,2015	1,0443	,3242	1,0193
105,781	-,500	-,1914	1,0231	,0414	1,0212
106,828	,500	-,2219	1,0387	-,1341	1,0205

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
107,876	1,000	-,2837	1,0292	-,1243	1.0190
108,923	,500	-,0075	1,0130	-,2870	1.0166
109,971	-,500	,4790	1,0402	-,3128	1,0132
111,018	-1,000	,5007	1,0242	-,3433	1,0094
112,065	-,500	,0132	1,0133	-,4003	1,0049
113,113	,500	-,5804	1,0160	-,3332	1,0002
114,160	1,000	-,3215	,9907	-,2774	,9961
115,207	,500	,1128	,9828	-,2330	,9919
116,255	-,500	,5090	,9908	-,1070	,9883
117,302	-1,000	,3408	,9790	-,0834	,9853
118,349	-,500	-,2304	,9703	-,0602	,9825
119,397	,500	-,4449	,9789	-,0060	,9802
120,444	1,000	-,1424	,9759	,0742	,9786
121,492	,500	,3471	,9627	,1093	,9773
122,539	-,500	,4028	,9754	,1207	,9763
123,586	-1,000	-,0737	,9818	,2208	,9758
124,634	-,500	-,4022	,9640	,2739	,9757
125,681	,500	-,5280	,9794	,1873	,9753

REGIMUL TRANZITORIU AL MOTORULUI :

DATELE INALTALE :
=====

R1 ,063 X1S ,110 E 1,500 TA 105,740
R2 ,068 X2S ,116 FR 1,000 ML .200 EN1 EN1

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
1,047	1,000	2,3387	,2429	,0041	,0016
2,094	,500	0,3032	,4122	2,0031	,0146
3,142	-,500	0,0040	,2869	1,0100	,0300
4,189	-1,000	1,7005	,2820	,0031	,0328
5,236	-,500	-3,4420	,2532	1,2029	,0386
6,283	,500	-4,4409	,1235	,3340	,0478
7,330	1,000	-,3331	,2160	,0341	,0484
8,378	,500	4,3477	,2893	1,3043	,0345
9,425	-,500	3,2297	,1974	,0800	,0243
10,472	-1,000	,7220	,2579	,1310	,0665
11,519	-,500	-4,1171	,2751	1,3004	,0136
12,566	,500	-4,8781	,1532	,7100	,0845
13,613	1,000	-,0341	,2180	,1181	,0862
14,661	,500	4,3307	,2671	1,2837	,0926
15,708	-,500	3,0336	,1723	,0496	,1025
16,755	-1,000	,7490	,2439	,1822	,1041
17,803	-,500	-4,2304	,2808	1,4022	,1113
18,850	,500	-4,7100	,1630	,7730	,1224
19,897	1,000	-,0290	,2202	,2203	,1249
20,945	,500	4,3203	,2583	1,3341	,1321
21,992	-,500	4,7734	,1632	,0701	,1422
23,039	-1,000	,0672	,2358	,1832	,1440
24,087	-,500	-4,2810	,2789	1,3903	,1312
25,134	,500	-4,7070	,1714	,8080	,1623
26,181	1,000	-,3890	,2241	,3032	,1653
27,229	,500	4,3308	,2508	1,3903	,1731
28,276	-,500	4,7226	,1597	,7293	,1838
29,324	-1,000	,3799	,2272	,2401	,1861
30,371	-,500	-4,3377	,2708	1,4048	,1936
31,418	,500	-4,8471	,1718	,6203	,2047

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
32,406	1,000	- ,2428	,2260	,5277	,2080
33,313	,500	4,3309	,2595	1,4462	,2162
34,260	- ,500	4,4037	,1677	,6087	,2275
35,008	-1,000	,4833	,2277	,5473	,2305
36,055	- ,500	-4,3745	,2610	1,4474	,2386
37,702	,500	-4,6726	,1677	,6441	,2479
38,750	1,000	- ,4717	,2248	,4073	,2534
39,797	,500	4,3875	,2604	1,4688	,2620
40,845	- ,500	4,6274	,1658	,6603	,2735
41,892	-1,000	,3773	,2208	,4337	,2775
42,739	- ,500	-4,4375	,2568	1,3737	,2863
43,787	,500	-4,6772	,1653	,7023	,2780
45,034	1,000	- ,3642	,2207	,4740	,3022
46,081	,500	4,4304	,2572	1,3447	,3115
47,129	- ,500	4,7822	,1670	,7433	,3232
48,176	-1,000	,3014	,2201	,3308	,3277
49,223	- ,500	-4,4824	,2552	1,3873	,3374
50,271	,500	-4,7512	,1664	,7667	,3477
51,318	1,000	- ,2337	,2188	,6133	,3547
52,366	,500	4,5778	,2542	1,0303	,3666
53,413	- ,500	4,7771	,1672	1,0304	,3772
54,460	-1,000	,1076	,2183	,6777	,3827
55,508	- ,500	-4,3476	,2530	1,0617	,3751
56,555	,500	-4,6742	,1681	1,0837	,4060
57,002	1,000	- ,0840	,2183	,7303	,4120
58,050	,500	4,3886	,2534	1,7478	,4230
59,097	- ,500	4,6236	,1673	1,1447	,4363
60,144	-1,000	- ,0705	,2186	,6430	,4430
61,192	- ,500	-4,6277	,2536	1,6118	,4546
62,239	,500	-4,3613	,1772	1,2733	,4664
63,287	1,000	,1203	,2177	,7427	,4737
64,334	,500	- ,0732	,2533	1,6743	,4881
65,381	- ,500	- ,0624	,1742	1,2768	,5025
67,027	-1,000	- ,0477	,2222	1,0373	,5107
68,076	- ,500	-4,7774	,2583	1,7723	,5237
69,123	,500	-4,3606	,1787	1,3774	,5370

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
70,171	1,000	,4047	,2206	1,1713	,5481
71,278	,500	4,7378	,2642	2,1093	,5024
72,265	- ,500	4,2400	,1857	1,2747	,5784
73,313	-1,000	- ,2407	,2340	1,3973	,5886
74,360	- ,500	-4,7935	,2759	2,2470	,6041
75,408	,500	-4,0634	,1960	1,0240	,6211
76,455	1,000	,0748	,2487	1,2227	,6327
77,502	,500	4,6025	,2907	2,4067	,6476
78,550	- ,500	3,8704	,2740	1,8700	,6677
79,597	-1,000	-1,0819	,2708	1,7624	,6809
80,644	- ,500	-4,7706	,3168	2,2873	,6994
81,692	,500	-3,4338	,2423	1,7707	,7189
82,739	1,000	1,3882	,3094	2,0220	,7338
83,786	,500	4,6430	,3604	2,7020	,7541
84,834	- ,500	2,7819	,2887	2,1717	,7748
85,881	-1,000	-1,7080	,3764	2,2740	,7915
86,929	- ,500	-4,3473	,4304	2,8800	,8132
87,976	,500	-2,3822	,3662	2,2028	,8346
89,023	1,000	1,7574	,4808	2,4227	,8526
90,071	,500	3,7870	,2383	2,8217	,8748
91,118	- ,500	1,2085	,4902	2,2173	,8926
92,165	-1,000	-1,7927	,8371	2,3307	,9134
93,213	- ,500	-2,7023	,8722	2,6748	,9337
94,260	,500	- ,7226	,8663	1,8227	,9518
95,307	1,000	1,8607	,8270	1,8728	,9667
96,355	,500	1,7772	,8334	1,7207	,9825
97,402	- ,500	,2743	,8592	1,7073	,9946
98,450	-1,000	- ,7217	,9740	1,0847	1,0040
99,497	- ,500	- ,7827	,9670	,7777	1,0123
100,544	,500	- ,1249	1,0000	,3887	1,0173
101,592	1,000	,7407	1,0408	,2724	1,0202
102,639	,500	,7623	1,0227	- ,0032	1,0216
103,686	- ,500	,3206	1,0544	- ,1008	1,0203
104,734	-1,000	,4103	1,0482	- ,2227	1,0182
105,781	- ,500	,0370	1,0310	- ,2777	1,0149
106,828	,500	- ,4224	1,0307	- ,3204	1,0107

TMP	U1A	CI1A	CI	EM	EN1
107,070	1,000	-.2024	,9994	-.2023	1,0008
108,723	,500	,0420	,9924	-.2128	1,0028
109,771	-.500	,2816	1,0043	-.2273	,9988
111,018	-1,000	,4833	,9934	-.2288	,9932
112,085	-.500	-.1301	,9874	-.2307	,9913
113,113	,500	-.2348	,9910	-.1307	,9878
114,160	1,000	-.2133	,9760	-.0004	,9850
115,207	,500	,2383	,9668	-.0388	,9826
116,255	-.500	,4803	,9782	,0104	,9803
117,302	-1,000	,1282	,9782	,1070	,9791
118,349	-.500	-.2471	,9652	,1107	,9780
119,397	,500	-.2486	,9774	,1147	,9770
120,444	1,000	,0700	,9827	,2163	,9768
121,492	,500	,3717	,9637	,2042	,9765
122,539	-.500	,3270	,9804	,1787	,9763
123,586	-1,000	-.0716	,9771	,2780	,9763
124,634	-.500	-.2487	,9700	,2400	,9770
125,681	,500	-.2813	,9877	,1734	,9777

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: - TIP: B3-90Lx1,5x1500A
 - TENSIUNEA SURSEI : 1,5
 - CUPLUL REZISTENT : 0,00
 - MOMENT DE INERTIE : 13,51

* FRECVENTA * OPTIMA *	* TURATIA *	* CUPLUL *	* CURENTUL *	* FLUXUL *	* TAMPUL *	* OBSERVATII *
NR. INCERCARI						
0,1000	0,1009	2,5400	6,4003	0,8027	1,8499	3
0,2000	0,2084	1,5432	7,1431	0,8540	2,3037	3
0,3000	0,3094	3,8328	7,7135	0,9809	2,6237	5
0,4000	0,4014	5,3946	8,0497	1,0809	2,8680	5
0,4500	0,5066	4,4883	6,1015	0,9649	3,1536	2
0,7000	0,6006	3,0010	6,2846	1,0274	3,4253	6
0,8500	0,7034	3,1037	6,3890	1,0973	3,7105	6
1,0000	0,8025	3,1219	6,4026	1,1719	3,9879	6
1,0500	0,9006	1,2338	3,6415	1,0306	4,3512	4
1,0500	1,0010	2,2880	4,2654	0,5310	13,5345	3

NR. TOTAL INCERCARI 43 TAMP PORNIRE 13,5345

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI
 DATELE MOTORULUI: - TIP: B3-90Lx1,5x1500A

- TENSIUNEA SURSEI: 1,5
- CUPLUL REZISTENT: 0,20
- MOMENT DE INERTIE: 105,74

* FRECVENTA * * CPTIMA *	* TURATIA *	* CUPULUL *	* CURENTUL *	* FLUXUL *	* TIMPUL *	* NR. INCERCARI *
* 0,5000 *	* 0,1013 *	* 9,7417 *	* 10,0870 *	* 0,9815 *	* 3,7348 *	* 3 *
* 0,5000 *	* 0,2002 *	* 11,9183 *	* 11,3851 *	* 1,1219 *	* 4,9914 *	* 3 *
* 0,4500 *	* 0,3002 *	* 2,3823 *	* 9,0218 *	* 0,9273 *	* 6,4264 *	* 4 *
* 0,4000 *	* 0,4005 *	* 5,1176 *	* 5,3222 *	* 1,0108 *	* 9,1801 *	* 4 *
* 0,4000 *	* 0,5003 *	* 4,8084 *	* 4,8797 *	* 1,1000 *	* 24,1730 *	* 2 *
* 0,5000 *	* 0,6007 *	* 3,0670 *	* 2,7371 *	* 1,1246 *	* 38,9105 *	* 2 *
* 0,6000 *	* 0,7000 *	* 3,6694 *	* 3,4793 *	* 1,0916 *	* 55,3211 *	* 2 *
* 0,7000 *	* 0,8006 *	* 2,8745 *	* 2,9652 *	* 1,0164 *	* 74,6736 *	* 2 *
* 0,8000 *	* 0,9007 *	* 1,6358 *	* 2,1476 *	* 0,9843 *	* 89,6372 *	* 2 *

NR. TOTAL INCERCARI 24 TIMP PORNIRE 89,6372

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: - TIP: B3-90Lx1,5x1600A

- TENSIUNEA SURSEI: 1,5

- CUPLUL REZISTENT: 0,20 ω

- MOMENT DE INERTIE: 105,74

* FRECVENTA OPTIMA *	* TURATIA *	* CUPLUL *	* CURENTUL *	* FLUXUL *	* TAMPUL *	* OBSERVATII * *NR. INCERCARI*
* 0,5000 *	* 0,1012 *	* 9,5683 *	* 9,7100 *	* 1,0190 *	* 3,5603 *	* 3 *
* 0,5000 *	* 0,2019 *	* 8,4989 *	* 11,0667 *	* 1,1683 *	* 4,7471 *	* 3 *
* 0,4500 *	* 0,3009 *	* 1,7504 *	* 9,0861 *	* 0,9519 *	* 5,9882 *	* 4 *
* 0,4000 *	* 0,4004 *	* 4,8211 *	* 5,3726 *	* 0,9143 *	* 8,6255 *	* 4 *
* 0,4000 *	* 0,5003 *	* 5,5426 *	* 4,8896 *	* 1,2684 *	* 23,3750 *	* 2 *
* 0,5000 *	* 0,6010 *	* 4,0906 *	* 3,2999 *	* 1,2405 *	* 37,6474 *	* 2 *
* 0,6000 *	* 0,7004 *	* 3,4042 *	* 3,1706 *	* 1,1234 *	* 53,1271 *	* 2 *
* 0,7000 *	* 0,8000 *	* 3,1479 *	* 3,3392 *	* 0,9452 *	* 73,0131 *	* 2 *
* 0,8000 *	* 0,9000 *	* 0,7674 *	* 0,8532 *	* 1,0269 *	* 81,8955 *	* 2 *

NR. TOTAL INCERCARI 24 TAMP PORNIRE 81,8955

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT PRIN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: - TIP: B3-90Lx1,5x1500A

- TENSIUNEA SURSEI: 1,5
- CUPLUL REZISTENT: 0,20 ω^2
- MOMENT DE INERTIE: 105,74

* FRECVENTA * * OPTIMA *	* DURATA *	* CUPLUL *	* CURENTUL *	* FLUXUL *	* TIMPUL *	* OBSERVATII * * NR. INCERCARI *
* 0,5000 *	* 0,1015 *	* 9,5661 *	* 9,7094 *	* 1,0191 *	* 3,5603 *	* 3 *
* 0,5000 *	* 0,2024 *	* 8,3461 *	* 11,0647 *	* 1,1685 *	* 4,7471 *	* 3 *
* 0,5000 *	* 0,3003 *	* 6,8913 *	* 9,0974 *	* 0,9516 *	* 5,9688 *	* 3 *
* 0,4000 *	* 0,4007 *	* 4,7871 *	* 5,3762 *	* 0,9069 *	* 8,6061 *	* 5 *
* 0,4000 *	* 0,5001 *	* 5,6660 *	* 4,8846 *	* 1,2842 *	* 23,3141 *	* 2 *
* 0,5000 *	* 0,6010 *	* 4,9062 *	* 5,7858 *	* 0,9495 *	* 42,3054 *	* 2 *
* 0,6000 *	* 0,7003 *	* 2,5190 *	* 2,3320 *	* 1,1606 *	* 54,4578 *	* 2 *
* 0,7000 *	* 0,8001 *	* 1,5494 *	* 1,6587 *	* 1,0130 *	* 69,6339 *	* 2 *
* 0,8000 *	* 0,9000 *	* 0,9244 *	* 1,0332 *	* 1,0182 *	* 76,5842 *	* 2 *

NR. TOTAL INCERCARI 24 TIMP PORNIRE 76,5842

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT IN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: -TIP: B3-90L*1.5*1500A

-TENSIUNEA SURSEI: 1.5

-CUPLU REZIDENT: .002

-MOMENT DE INERTIE: 13.51

FRECVENTA OPTIMA	TURATIA	CUPLUL	CURENTUL	TIMPUL	OBSERVATII NR. INCERCARI
1.0000	.0879	2.7488	8.0564	1.417	13
.8500	.1705	4.0041	8.8709	1.7423	6
.9000	.2504	5.1500	9.4050	1.9964	4
.9500	.3409	6.0800	9.7425	2.1964	4
1.0000	.4252	6.8800	9.9545	2.5170	4
1.0500	.5140	7.6612	9.99	2.5572	4
1.2000	.5905	7.7969	9.8	2.6827	6
1.3000	.6825	7.8602	9.61	2.8503	5
1.2000	.7601	7.6980	9.2491	2.9758	5
1.2000	.8522	6.7435	7.7795	3.1558	3
1.3000	.9359	6.2635	7.2840	3.5103	5

NR. TOTAL INCERCARI 59 TIMP PORNIRE 3.3103

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT IN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: -TIP: B3-90L1.5*1500A

- TENSIUNEA SURSEI: 1.5
- CUPLU REZISTENT: .200
- MOMENT DE INERTIE: 105.74

FRECVENTA CUPILA	TURATIA	CUPLUL	CURENTUL STATORIC	FLUXUL LITIL	TIMPUL	UBSERVATI
.7000	.0834	1.7821	7.5305	.2427	3.9643	7
1.0000	.1600	7.4430	11.6004	.7444	5.9300	7
1.0000	.2497	10.2810	11.4107	1.1279	6.9400	3
1.0500	.3331	11.0111	11.5011	1.1717	7.7301	4
1.0500	.4103	10.0603	10.7124	1.2609	8.4441	3
1.0500	.4904	7.0180	9.7702	1.4167	9.4230	3
1.0000	.5010	.9187	1.4313	.9534	13.4373	4
.9000	.6647	2.5300	5.5304	.4619	27.0717	3
.9500	.7173	2.0000	4.8341	.4414	30.5023	4
1.0000	.8302	2.6041	4.2117	.7426	35.2722	0
1.1500	.9135	3.6297	5.9007	.6130	39.0040	0
1.2000	.9901	1.0237	3.7031	.4877	43.7321	4
1.3500	1.0777	1.7000	4.1330	.4532	40.4023	0

NR. TOTAL INCERCARI 64 TIMP PUNTIKE

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT IN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: -TIP:83-90L*1,5*1500A

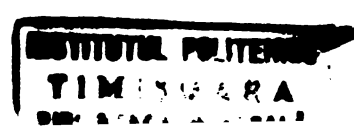
-TENSIUNEA SURSEI: 1,5

-CUPLU REZISTENT: ,200*W

-MOMENT DE INERTIE: 105,74

FRECVENTA OPTIMA	TURATIA	CUPLUL	CURENTUL	TIMPUL	OBSERVATII NR. INCERCARI
.7500	.0725	2,6965	8,5898	3,428	8
1,0000	.1422	7,8025	11,1522	4,9507	8
1,0000	.2177	10,9140	11,4025	5,7770	5
1,0000	.2882	12,7852	11,5727	6,4053	5
1,0500	.3671	13,5220	10,8251	6,9871	4
1,1000	.4330	11,9022	9,6547	7,5900	4
1,1000	.5040	5,0522	4,5109	8,5278	5
1,0500	.5704	3,1989	6,5245	16,7847	4
1,0000	.6409	4,4127	8,1999	18,8650	4
.9500	.7204	4,0640	6,0520	24,7022	4
.9500	.7920	3,0190	5,4299	29,5223	5
1,0500	.8641	1,2900	1,8972	32,4406	5
1,1500	.9301	2,8597	4,8741	37,6086	5
1,1000	1,0000	2,1522	4,0200	40,9628	4
1,2500	1,0802	3,0297	4,8289	45,0955	0

NR. TOTAL INCERCARI 68 TIMP PUNNICE 45,0952



CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT IN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: -TIP:83-90L*1.5*1500A

- TENSIUNEA SURSEI: 1,5
- CUPLU REZISTENT: .200 ω^2
- MOMENT DE INERTIE: 105,74

FRECVENTA OPTIMA	TURATIA	CUPLUL	CURENTUL	TIMPUL	NR. INCERCARI	OBSERVATII
.7500	.0723	1.7893	7.9877	3.7476	8	
1.0000	.1449	7.1893	11.6870	5.6315	8	
1.0000	.2107	10.1389	11.6619	6.5591	3	
1.0000	.2883	12.2802	11.6010	7.2198	3	
1.0500	.3601	13.0703	10.9942	7.8182	4	
1.1000	.4322	11.7813	9.9804	8.4370	4	
1.1000	.5043	8.5968	8.7973	9.1986	3	
1.0500	.5761	.7292	5.4975	11.8435	4	
1.0500	.6482	2.0892	2.0827	14.8536	3	
1.0500	.7203	3.8326	7.9584	18.9882	3	
1.1000	.7922	2.5557	5.1654	20.9877	4	
1.1000	.8642	2.4851	4.5094	23.6855	3	
1.2000	.9360	2.9022	5.3194	27.2773	7	
1.2500	1.0081	2.6463	4.8979	30.4466	6	
1.3000	1.0801	1.9978	3.6994	38.7066	4	

NR. TOTAL INCERCARI OF TIMP PORNIRE 38.7066

 CALCULUL TAMPULUI DE PUNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINUMUN ALIMENTAT IN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: -TIP:83-90L*1,5*1500A

- TENSIUNEA SURSEI: 1,5
- CUPLU REZISTENT: ,200
- MOMENT DE INERTIE: 105,74

FRECVENTA OPTIMA	TURATIA	CUPLUL	CURRENTUL	TAMPUL	NR. INCERCARI	OBSERVATII
.5500	.0855	1.9000	4.7971	9.8076	4	*
.5000	.1702	1.9008	2.9623	22.8268	4	*
.4000	.2551	1.6579	3.6058	29.5292	5	*
1.0000	.3401	3.3660	5.6459	32.5935	15	*
1.0500	.4250	.8419	4.8910	47.0335	4	*
1.1000	.5104	.6574	3.6925	51.0167	4	*
1.1000	.5951	.9934	4.2791	64.6165	5	*
1.1500	.6801	2.5540	5.7294	70.9780	4	*
1.2000	.7651	1.3088	5.8355	79.3976	4	*
1.2000	.8501	1.4021	5.1390	84.8362	5	*
1.2500	.9350	1.5517	3.7859	91.7891	4	*

NR. TOTAL INCERCARI	58	TAMP PORNIRE	91.7891	***		

CALCULUL TIMPULUI DE PORNIRE MINIM PENTRU MOTORUL ASINCRON ALIMENTAT IN IMPULSURI

DATELE MOTORULUI: -TIP:BS-9UL*1.5*120VA
 -TENSIUNEA SURSEI: 1,5
 -CUPLU REZISTENT: .200* ω *2
 -MOMENT DE INERTIE: 105.74

FRECVENTA OPTIMA	TURATIA	CUPLUL	CURRENTUL	TIMPUL	NR. INCERCARI	OBSERVATII
0.600	.1000	2.1370	4.6887	9.4248	5	
0.500	.2004	1.8742	3.2612	21.1987	4	
0.4500	.3002	1.3892	3.4624	27.2211	5	
0.0000	.4002	2.0408	3.4118	32.7754	14	
0.0000	.5001	1.7740	4.7210	35.5415	5	
0.0500	.6001	1.1528	5.0648	47.0263	4	
0.0200	.7001	2.5082	3.4806	53.2223	5	
0.1500	.8001	2.1441	4.0100	57.7714	5	
0.0500	.9002	2.3184	2.6438	62.0235	7	
0.1000	1.0001	1.6-62	2.1207	73.2414	4	

NR. TOTAL INCERCARI 56 TIMP PORNIRE 73.5414

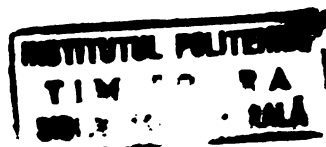
B I B L I O G R A F I E

1. Abraham, L. alții - Zwangskommutierte Wechselrichter veränderlicher Frequenz und Spannung.
E.T.Z.A nr.8/1965.
2. Agarval, P.D., Alger, P.L. - Saturation factors for leakage reactance of induction motors.
A.I.E.E. Transactions 79.
3. Alger, P.L. - Stray - load losses in polyphase induction machines.
A.I.E.E. Transactions PAS iunie 1959.
4. Akhtar, M.Y., Frequency dependent dynamic representation of induction motor loads.
Proceedings IEE nr.6/1968.
5. Bachhaus, G. Möltgen, G. - Kommutierung beim sechspulsigen selbstgeführten Wechselrichter für Betrieb mit eingeprägtem Geischtrom.
E.T.Z.A nr.14/1969.
6. Barskii, S.Z. - Nekotorie voprosi teorii ceastotnovo regulirovenia asinhronnih mašin.
Elektricesstvo nr.2/1963.
7. Beju, I., Soos E., Teodorescu, P.P. - Tehnici de calcul vectorial cu aplicații.
Ed. Tehnică, București 1976.
8. Berg, G.I., Sarkar, A.K. - Speed change of induction motors with variable frequency supply.
IEE Transactions PAS nr.2/1971.
9. Berlioux, R. - L'arternistor. Thyristor bidirectionnel. Principes et applications.
Electronique industriel nr.117/1968.
10. Respalov, B. Ia. - Perehodnye processy v asinhronnih dvigatel'ia pri nesinusoidalnom napriajenim.
Elektricesstvo nr.8/1971.
11. Binns, K.J. - Cogging torques in induction machines.
Proceedings IEE nr.12/1968.

12. Biro, K., Crivii, M., Viorel, A. - Metodă experimentală pentru determinarea inductanțelor mașinii asincrone cu înfășurări colectoare.
Bul. șt. IPC nr. 11/2, 1968.
13. Biro, K. - Pierderile suplimentare ale motorului asincron trifazat la frecvențe joase.
Buletin Științific al I.P. Cluj-Napoca nr. 18/1975.
14. Biro, K., Ignat, I. - Calculul regimurilor tranzitorii ale motorului asincron.
Simpozion Informatică Cluj-Napoca, mai 1977.
15. Bozort, R. - Ferromagnetism.
Izdatelstvo inostrannoï literaturï, Moscova, 1956.
16. Bradley, D.A. Clarke - Adjustable-frequency invertors and their application to variable-speed drives.
Proceedings I.E.E. nr. 11/1964.
17. Bystron, K., Meyer, M. - Kontaktlose, drehzahlregelbare umrichter maschinen für hohe drehzahlen.
Siemens Zeitschrift nr. 37/1963.
18. Chalmers, B.I., Sarker, B.R. - Induction motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms.
Proceedings IEE, nr. 12/1968.
19. Chalmers, B.I., Dodgson, R. - Saturated leakage reactances of cage induction motors.
Proceedings I.E.E. vol. 116, nr. 8/1969.
20. Ciganek, L. - Locked rotor magnetizing curve of induction motors.
Acta Technica CSAV nr. 3/1970.
21. Cristofides, N., Adkins, B. - Determination of load losses and torques in squirrel-cage induction motors.
Proceedings IEE nr. 12/1966.
22. Crișan, A., Biro, K., Viorel, A. - Mașini electrice vol. II. Mașini de curent alternativ fără colector.
Litografiat la I.P. Cluj 1973.
23. Csáky, Fr. - Teljesítményelektronika. Budapest. 1971.
24. Danilevici, Ia. B., Dobrovski, V. V., Kazovski, E. Ia. - Parametrii mașinilor de curent alternativ.
Ed. Tehnică, București 1968.

25. Donald A. Pierre - Optimization Theory with Application
John Wiley, New York 1969

26. Dordea T. - Asupra ecuațiilor mașinilor electrice de curent alternativ. Studii și cercetări de energetică și electrotehnică nr.1/1966
27. Dordea, T. - Asupra cuplului electromagnetic al mașinilor electrice.
St.cerc.energ.electr.Tom.18,nr.1/1968.
28. Dordea, T. - Mașini electrice
Ed.Didactică și Pedagogică, București 1970.
29. Edwards, J.D. - New method of measuring 2-axis quantities.
Proceedings IEE nr.10/1968.
30. Efimov, A.A., Panteleev, V.I., Soustin, B.P. - Vlijanie parametrov schema zamescenia napulsația momenta i scorosti asinronnovo dvigatelja pri nesinusoidalnom napriajenii.
Elektricesstvo, nr.5/1974.
31. Filț, R.V. - Učet magnitnih poteri v sheme zamescenia asihronnoi mașini.
Izv.Vuz.Elektrotehnike nr.5/1970.
32. Fokin, V.A. - Postroenie karakteristik elektrodvigateli s nasigaiuscimsia zubčovim sloem.
Elektricesstvo nr.4/1971.
33. Gorohov, V.A., Scegrim, M.B. - Tiristori v impulsnih schema.
Sovetskoe radio. Moskva, 1972.
34. Hasse, K. - Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen.
Dissertation. T.H. Darmstad 1970.
-
35. Hângănuț M., Dancea I., Negru O. - Programe fortran comentate în automatică. Ed. Tehnică, București 1974.
36. Ianko, A., Trinițkii, A. - Uravnenia perehodnih elektromagnitnih proressov asinronnovo dvigatelja i ih regenia.
Elektricesstvo nr.3/1951.



37. Jordan, K.R. -General analysis of three-phase inverters.
I.E.E.E. Transactions I.G.A nr.6/1969
38. Jayawant, B.V., Bateson, K.N. -Dynamic performance of induction motors in control systems.
Proceedings I.E.E.Br.12/1968.
39. Jayawant, B.V. -Induction machines.
Mc Graw-Hill-London, 1968.
40. Jonas, G. -Aufnahme der Drehmoment/Drehzahl-Kennlinie von Asynchronmotoren.
Messtechnische Briefe nr.2/1970.
41. Jordan, H., Richter, E., Röder, G. -Ein einfaches Verfahren zur Messung der Zusatzverluste in Asynchronmaschinen.
E.T.Z.A nr.23/1967.
42. Kazovskii, E.I. -Perehodnie protsesi masin peremennogo toka.
Moskva-Leningrad Izdatelstvo AN, 1962.
43. Kelemen, A., Crivii, M. -Comanda motorului asincron functionind in regim de motor pas cu pas.
Buletin stiintific al I.P.Cluj nr.11 /1968
44. Kelemen, A. -Teza de Doctorat. Bucuresti Institutul Politehnic 1970.
45. King, K.G. -Variable frequency thyristor invertors for induction motor speed control.
Direct current. 1964.
46. Klingshirn, E.A., Jordan, H.E. -Polyphase induction motor performance and losses on non-sinusoidal coltage sources,
I.E.E.E. Transactions P.A.S.nr.3/1968.
47. Kolosov, V.I. -Opredelenie kratnosti puskovo momenta asinchronovo dvigatelja, reguliruemovo ceastotoi.
Elektricesstvo nr.4/1973.
48. Kovacs, K.P., Racz, I. -Váltakozóáramu gépek tranziens folyamatai.
Akadémiai kiadó, Budapest 1954.
49. Kovács, K.P. -Alfa és béta összetevők alkalmazása aszinkron motorok asszimmetrikus üzemenek vizsgálatára.
Elektrotechnika nr.11/1955.
50. Kovács, K.P. - Pillanatértékű szimmetrikus összetevők, vagy a villamos mennyiségek vektorai.
Elektrotechnika nr.5-6/1960.

51. Kovács, K.P. -Prüfung der transienten Vorgänge des Asynchronmotors mit tets Analogrechner.
Elektrotehnika nr.1/1962.
52. Kunčevici, A.V. -Analiticeskoe vřrajenje krivoi nemagnicivania.
IZv.Vuz.Elektrotehnika nr.2/1971.
53. Lawrenson, P.J., Stephenson J.M. - Note on induction-machine performance whith a variable-frequency supply.
Proceedingd I.E.E.nr.11/1966.
54. Lengyel, Z., Németh, K. -Aszinkron gép szorasi reaktanciája áramfüggésének számítása.
Elektrotehnika nr.8-9/1972.
55. Li, K.Y. -New 3 -phase inverter circuit.
Procedinga I.E.E. nr.11/1968.
56. Lorenzen, H.W. -The theory of tranzient operational behaviour of a.c. squirrel-cage motor.
Archiv für Elektrotechnik nr.1/1969.
57. Lorenzen, H.W. -Das dynamische Betriebsverhalten von Asynchronmaschinen.
B.B.Mitteilungen nr.11-12/1969.
58. Manolescu, R. -Contribuții la studiul regimului tranzitorii al motorului asincron alimentat cu tensiune și frecvență variabilă.
Electrotehnica nr.6/1966.
59. Meyer, M. - Tiristoarele in practică. Mutatoarele cu comutație forțată.
Ed.tehnică București 1970.
60. Mokrytzki, B. -Pulse width modulated invertors for as motor drivers.
I.E.E.E.Transactions I.G.A. nr.3/1967.
61. Morozov, R.A. -Matematiceskoe modelirovanie na E.V.M.sistemf poluprovodnikovfi usiliteli-asinchronnfi mikrodivgateli.
Elektricesstvo nr.7/1974.
62. Murphy, I.M.D. -Thyristor Control of A.C.Motors,
Pergamon Press-Braunschweig ,1973.
63. Müller, G. -Elektrische Maschinen.
Berlin ,1971.
64. Napirakowski, J. -Betriebsverhalten von Wechselrichtern.
Elektrie nr.8/1969.

65. Natalkin, A.V. -Anali elektromagnitnih procesov v sisteme-
inverter toka asinchronni dvigateli-v ustano -
vivshisia rejimah.
Elektricesstvo nr.10/1977.
66. Nedelcu, V. -Regimurile de functionare ale masinilor de curent
alternativ .
Ed.Tehnică București 1968.
67. Petrov, L.P., Nevolnicienko, V.N. -Vliianie nelineinosti induk-
tivnosti rasseianiā na rejim samovozbujdenia
asinchronni masini.
Elektricesstvo nr.7/1972.
68. Pfeifer, G. -Die Messung des komplexen Stroms in Synchronkoordo-
naten.
Elektrie, nr.8/1966.
69. Popov, S.S. -Ob ucete ghisterezisa v podmagnicivaenih statices-
kih ustroistvah s vrasciaiugcimsia magnitnim polem.
Elektricesstvo nr.2/1973.
70. Protanskii, S.A. -Elektromagnitnie parametri asinchronnovo
dvigatelia pri ceastotnovo -impulsnom upravlenii.
Elektricesstvo nr.5/1974.
71. Pușcașiu, S., Marcoviči, J. -Măriri și regimuri electrice nesi-
nușoidale.
Ed.Scrisul Românesc Craiova 1974.
72. Ramsden, V.S., Zorbas, N., Booth, R.R. -Prediction of induction
motor dynamic performance in power systems.
Proceedings IEE nr.4/1968.
73. Robertson, S.T., Hebbar, K.M. -Torque Pulsations in Induction
Motors with Inverter Drives.
74. Richter, R. -Mașini electrice. vol.IV.Mașini de inducție.
Ed.Tehnică București, 1960.
75. Rumgiski, L.Z. -Prelucrarea matematică a datelor experimentale.
Ed.Tehnică București 1974.
76. Sabbagh, E.M., Shewan, W. -Characteristics of an adjustable speed
poli-phase induction machine.
IEEE Transactions PAS nr.3/1968.
77. Safacos, A. -Berechnung der elektromagnetischen Größen einer
Asynchronmaschine mit Schleifringläufer und Strom-
richter.
ETZ A nr.1/1972.

78. Salihi, J.T., Jolal, T. - Induction motor control scheme for Battery powered electric car.
I.E.E. Transactions I.G.A. nr.5/1967.
79. Sandler, A.S. - Avtonomni inverter s širotno-impulsnoi modulacijei po sinusoidalnomu zaconu dlia ceastotnovo upravleniia.
Elektricesstvo nr.3/1971.
80. Sandler, A.S., Serov, A.E. - Dopustimaia ciastota v kliucenfi asinchronnovo dvigatelja prin ciastotnom upravlenii.
Elektricesstvo nr.7/1977.
81. Savinovskii, Iu.A., Nepecian, V.S. - Ob aproximacii processov nrmagnicivania ferromagnitnih serdecinikov s ucetom ghisterezisa.
Elektricesstvo nr.3/1969.
82. Seefried, E. - Ströme und Drehmomente eines umrichter gespeisten, flussgeregelten Drehstromasynchronmotors im stationären Betrieb.
Elektrie nr.8/1966.
83. Sirkin, B.L. - Metod rasceta elektromagnitnih procesov v asinchronnom dvigatele pri puske evo ot avtonomnovo invertora.
Izv.Vuz.Electromehanika nr.2/1971.
84. Sliwinski, T. - Berechnung des Magnetisierungsstromes von Asynchronmotoren.
Archiv für Elektrotechnik nr.5/1970.
85. Smith, R., Sriharan, S. - Transient performance of the induction motor.
Proceedings I.E.E.nr.113/1966.
86. Sokolov, M.M. - Issledovanie elektromagnitnih perehodnih procesov v asinchronnih dvigatelja vozvratno-postupate - linovo dvijenja.
Elektricesstvo nr.8/1971.
87. Sokolov, M.M., Masandilov, L.B. - Metod experimentalnogo opredelenia Parametrov asinchronnovo dvigatelja.
Elektricesstvo nr.5/1973.
88. Sperling, P.G. - Die umrichter gespeiste Asynchronmaschine im Betrieb mit eingepprägten Rechteckströmen.
Siemen Zeitschrift nr.8/1971.

89. Stenina, I. -Betriebsverhalten der vom Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine.
E.u.M.nr.5/1966.
90. Sveiner, R.T., Krivitskii, M.Ia. -Optimalnoe ceastotnoe upravlenie asinchronnfm elektroprivodom s ucetom elektromagnitnih iavlenii.
Elektrocestvo nr.1/1974.
91. Tanatov, A.I., Sneguliskii, G.A., Sobolev, Iu.S. -Osobennosti impulsново rejima raboti asinchronново korotkozamknutovo dvigatelja pri nezatusem magnitnom pole.
Elektricestvo nr.7/1970.
92. Trenkler, G. -Aufnahme der Drehmomenten-Drehzahlkennlinien elektrischer Motoren mit einem Wirbelstromdrehzahlmesser.
E.T.Z.A nr.93(1972).
93. Tsivitse, P.J., Klingshirn, E.A. - Optimum voltage and frequency for po polyphase induction motors operating with variable frequency power supplies.
I.E.E.E. Transactions IGA nr.4/1971.
94. Turic, L. -Invertoare care funcționează pe principiul modulării impulsurilor în durată.
Electrotehnica nr.6/1971.
95. Voskresenskii, A., Dobrodeev, K.M. -Rascet transformatorov toka v ustanovivsomsia rejime po amplitudnoi dinamiceskoi charakteristike nemagnicivania.
Elektricestvo nr.10/1970.
96. Warde, E.E. -Inverter suitable for operation over a range of frequency.
Proceedings I.E.E.nr.8/1964.
97. Yair Ben Uri -New 3 phase inverter with three thyristors.
Proceedings I.E.E.nr.7/1971.
98. x x x - Hewlett-Packard Calculator 9820 A Math Pac vol.I și II.
-
99. x x x Silicon Controlled Rectifier Designers Handbook-
Westinghouse