MINISTERUL INVATAMINTULUI SI STIINTEI
UNIVERSITATEA TEHNICA TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTRONICA SI TELECOMUNICATII

Ing. CAROL GOSTIAN

MASURAREA SI REGLAREA MARIMILOR ELECTRICE LA CUPTOARELE ELECTRICE TRIFAZATE CU ARC

Teza de doctorat

Conducator stiintific
Prof.dr.ing.EUGEN POP

TIMISOARA 1991

Teza de doctorat "Masurarea si reglarea marimilor electrice la cuptoarele electrice trifazate cu arc" , constituie rezultatul unei activitati de cercetare inceputa de autor in anul 1974, la Combinatul Siderurgic Hunedoara. In perioada 1974-1978 autorul a conceput si realizat un sistem de masurare a parametrilor electrici ai cuptoarelor de mare capacitate, trifazate cu arc electric. Cercetarile au fost intrerupte o perioada de timp datorita plecarii definitive in R.F. Germania.

Autorul a reluat in ultimii ani cercetarile referitoare la teza de doctorat si a folosit integral rezultatele din prima perioada efectuate la Hunedoara, care se dovedesc a fi actuale in noul context al tezei.

Prin urmare, teza de doctorat este unitara, imbinind cercetari dintr-o prima perioada cu cercetari actualizate, sprijinindu-se puternic pe mijloace moderne de calcul analogic si mai ales numeric.

Pentru sfaturile si incurajarile primite pe intreaga durata a elaborarii prezentei teze, pentru sprijinul profesional si moral acordat, autorul aduce profunde multumiri conducatorului stiintific, raminindu-i indatorat.

Multumesc colegilor si prietenilor care m-au ajutat in diverse ocazii in perioada elaborarii tezei.

Ing. Carol Gostian

C U P R I N S

Capitolul 1. INTRODUCERE

In cuptoarele electrice cu arc se utilizeaza de la inceputul acestui secol topirea fierului vechi pentru obtinerea otelului lichid.

Inca in 188o C.W. Siemens a publicat pentru prima data conceptia unui cuptor de topit in care materiale ca fier, otel, platina si iridiu sint topite prin energia arcului de curent continuu.

Utilizarea la scara industriala a cuptorului electric cu arc incepe la 19oo cu realizarea cuptoarelor monofazate de curent alternativ Héroult /1.1/.

Primul cuptor trifazic Héroult cu o capacitate de 15 tone si o putere de 2ooo kW producea in 191o in Chicago (SUA) otel electric /1.2/.

Pina in anii 196o s-au produs in cuptoarele trifazice cu arc in special oteluri de calitate superioara /1.3/.

Pe baza progresului tehnologic din ultimele decenii, cuptorul electric cu arc a fost folosit tot mai mult pentru producerea in proportii de masa a otelului in conditii economice tot mai avantajoase /1.4/.

Productia de otel electric a R.F.G. a reprezentat in 1988 17% din productia totala de otel, adica CIRCA / MILIOANE TONE /1.5/.

Principiul constructiv al unui cuptor trifazic cu arc este prezentat in figura 1.1.

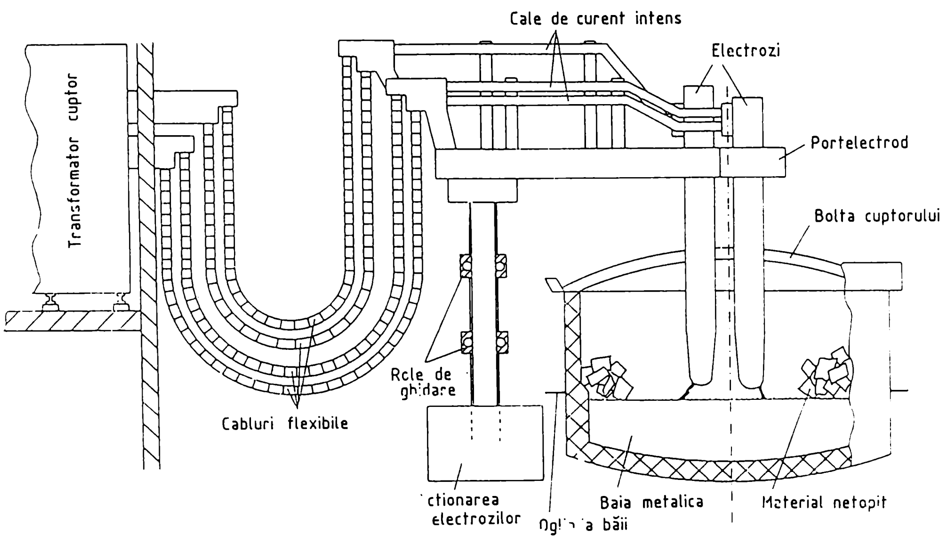


Fig.1.1. Principiul constructiv al cuptorului trifazic cu arc

Trei electrozi de grafit pătrund prin orificiile capacului (bolţii) cuptorului în interiorul cuvei acestuia. Pentru încărcarea cuptorului cu fier vechi bolta circulară împreună cu electrozii sint deplasati lateral printr- o miscare de rotire.

La sfîrşitul procesului de topire întregul cuptor este înclinat astfel încît oţelul lichid este turnat printr-o rina in oala de turnare.

Alimentarea cu energie electrică se realizează din reţeaua de înaltă tensiune printr-un transformator al cuptorului.

Legatura conductoare dintre transformator şi bacurile de prindere ale electrozilor este asigurată printr-un sistem de cabluri flexibile și țevi de curent intens răcite cu apă.

Fiecare electrod și conductoarele de curent intens (ţevi conductoare) aparținătoare sînt susținute de un portelectrod care se poate deplasa vertical fiind antrenat electric sau hidraulic.

Topitura reprezintă punctul neutru în stea, liber al sistemului conductoarelor de curent intens.

Valoarea maximă a capacităţii cuptoarelor folosite în prezent se situează la circa 2oo tone şi o putere a transformatorului de loo MVA /1.6/.

Excepţie fac o serie de cuptoare în SUA care au capacităţi mai mari,pînă la 4oo t şi puteri ale transformatorului de 162 MVA.

Durata procesului de elaborare s-a redus continuu fiind în prezent de circa 7o de minute. In acest timp se consumă o energie specifică de 6oo kWh/t pîna în momentul cînd temperatura ajunge la 17oo^{o} C /1.4/.

O conducere optimală a procesului are ca scop pe lingă scurtarea în continuare a timpului de topire, mărirea la maximum a energiei transmise încărcăturii și micșorarea simultană a solicitării termice a pereților și bolții cuptorului.

Energia introdusă în cuptor constă din 85% energie electrică şi 15% energie de ardere a materialelor și de reacţie exotermă.

Din energia totală 53% pînă la 65% este utilizată la încalzirea încărcăturii. Cca 16% din energie este evacuată cu apă de răcire /1.8, 1.9/.

Energia electrică a arcurilor este transmisă în proporţie de pînă la 72,5% încărcăturii. 13% din energie este transmisă pereţilor şi bolţii cuptorului /1.1o/.

Solicitarea pereţilor şi bolţii se poate reduce prin introducerea de praf de cărbune şi insuflarea de oxigen la suprafaţa băii.

Carbunele creează o spumă care în cazul ideal ecranează complet arcurile.

Acest tip de zgură se numeşte zgură spumoasă. Ea provoacă o micşorare a solicitării la radiaţie a cuvei cuptorului şi favorizează totodată transmiterea căldurii către incarcătură. In final se obţine o reducere a consumului specific de energie electrică de lo pîna la 3o kWh/t /1.11/.

In literatura de specialitate problema cuptorului trifazat cu arc este relativ de dată recentă, cercetările luînd amploare începînd cu anii 197o odată cu creşterea capacităţii cuptoarelor. Cercetările efectuate în scopul creşterii eficienţei economice a cuptorului au mai mult un caracter disparat fiind propuse la un consens privind măsurarea exactă a marimilor arcului /2.4, 2.5, 2.6, 2.7/.

Teza de doctorat "Măsurarea şi reglarea mărimilor electrice la cuptoarele electrice trifazate cu arc" tratează pentru prima dată în mod unitar sistemele de măsurare şi reglare la cuptoarele cu arc de mare capacitate oferind soluţii originale aplicabile în condiţiile utilizării sistemelor de calcul numerice.

Teza de doctorat cuprinde o introducere,cinci capitole şi o bibliografie cu 82 de titluri. In teza sint incluse 6 anexe.

Unele din principalele contributii ale autorului au fost elaborate inca in anii 1978-198o. Datorita unor conditii obiective activitatea la doctorat a fost intrerupta lo ani. Din acest motiv, structurarea tezei are un anumit specific monografic prin care autorul a urmarit sa prezinte cu fidelitate stadiul pe plan international a problematicii masurarii parametrilor si a reglarii cuptoarelor cu arc si in acelasi timp sa evidentieze valabilitatea actuala a solutiilor preconizate acum lo ani si jumatate in cadrul referatelor sustinute in catedra. Teza cuprinde evident si rezultate noi obtinute dupa reluarea activitatii la doctorat.

In capitolul 2 al tezei este tratata problematica semnalelor obtinute experimental la un cuptor cu arc industrial.

Autorul analizeaza caracterul determinist si stohastic al semnalelor la masurarea curentului tensiunii, conductantei si puterii active in diferite faze ale procesului de topire.

In acelasi capitol 2 autorul efectueaza studiul sistemului de curent intens al cuptorului cu arc urmarind obtinerea unei scheme echivalente liniare a acestuias

Este cercetata influenta neliniaritatii si oscilatiei arcului asupra tensiunii de faza definindu-se o componenta comuna de oscilatie pentru toate cele trei faze.

Este exprimata tensiunea indusa de eroare U_{OM} in conductorul de masura

Autorul introduce o schemă de calcul a marimilor schemei echivalente liniare utilizînd componentele periodice ale oscilaţiilor fundamentale pentru curenţi, tensiuni şi puteri.

Schema echivalentă liniarizată este utilizată de autor în 4.3.1 la calculul în complex al modelului static al sistemului de curent intens cu tensiuni nesimetrice, în scopul analizei circuitelor de reglare.

Capitolul 3 al tezei de doctorat este afectat măsurării mărimilor electrice.

Autorul a efectuat măsurări experimentale la un cuptor cu arc de loo tone la C. S. Hunedoara încă în anii 1978-198o introducînd în premieră măsurarea curentului cu bobină Rogovski la un cuptor industrial /2.1, 3.1/.

Subcapitolul 3.1 tratează problema măsurării curentului folosind traductorul cu bobină Rogovski.

Autorul cercetează influenţa cîmpurilor magnetice invecinate asupra traductorului demonstrînd matematic şi pe baza observaţiilor experimentale calităţile traductorului.

Sînt prezentate caracteristicile de frecvenţă ale traductorului realizat de autor. Pe baza diagramelor Bode prezentate în anexa 6.1 a tezei de doctorat se indică utilizarea traductorului intr-o bandă de frecvenţă de pîna la 2o kHz, corespunzatoare scopului propus.

Pentru măsurarea curentului la cuptorul cu arc autorul propune şi realizează o schemă de măsurare cu traductor Rogovski urmat de un circuit integrator cu amplificator operaţional.

Se concluzionează ca integrarea analogică a derivatei curentului deşi afectată de erori cu frecvenţă este în prezent singura metodă adecvată intr-o bandă de frecvenţe de 2o - 3o kHz.

Sînt prezentate rezultatele experimentale pentru doua variante constructive ale circuitului integrator realizat de autor.

In paragraful 3.1.2.1 este analizată problema sistemelor integratoare numerice.

Pe baza datelor din literatură autorul arată că pentru banda de frecvente de pîna la 2o kHz este necesară o frecvenţă de eşantionare în jur de 16o kHz care nu se poate realiza cu un calculator de proces obişnuit.

Subcapitolele 3.2 si 3.3 sînt afectate măsurării tensiunilor în arc care reprezintă greutatea principală în realizarea unui sistem de măsurare adecvat.

Autorul prezintă o metodă de calcul numerică a inductivităţilor mutuale ale sistemului de curent intens avînd la bază configuraţia geometrică a sistemului.

Utilizînd un calculator digital se obţine un timp de calcul de cca 8 secunde. Timpul de calcul poate fi redus utilizînd tabele de calcul şi metoda de interpolare.

Pe baza datelor experimentale prezentate în literatură autorul cercetează modificarea inductivităţilor mutuale în raport cu geometria sistemului de curent intens în scopul determinării erorilor de măsurare în lipsa compensării tensiunilor inductive.

Se evidenţiază original contradicţia fundamentală la stabilirea mărimii reglate: în cazul scurtcircuitului într-o fază eroarea de măsurare a tensiunii devine oricît de mare (în cazul necompensării tensiunilor inductive). Pe de altă parte se arată experimental că la un scurtcircuit într-o fază este posibilă creşterea mai accentuată a curentului într-o fază vecină. Este necesară deci, pentru o reglare corectă, stabilirea cu exactitate a tensiunii in arc.

O realizare cu totul originală o reprezinta sistemul de măsurare autoadaptiv al mărimilor arcului prezentat de autor în capitolul 3.3 al tezei de doctorat.

Sistemul de măsurare autoadaptiv asistat de calculator a fost conceput şi partial realizat la un cuptor de loo tone la C.S. Hunedoara.

Măsurarea curentului este executată cu traductoare Rogovski urmate de circuite integratoare cu amplificatoare operaţionale aşa cum s-a prezentat anterior.

Pentru măsurarea tensiunilor în arc în funcţie de inductivităţile variabile ale sistemului de curent intens se realizează un model analogic de calcul. Deplasarea electrozilor este urmarită cu ajutorul traductoarelor de poziţie ale căror semnale codificate digital sînt transmise calculatorului de proces care comandă adaptarea modelului analogic la condiţiile de proces. Etalonarea sistemului de măsurare se execută şimplu prin încercări în regim fară arc sau de scurtcircuit bifazat. Inductanţele mutuale pot fi deasemenea calculate cu metoda prezentată anterior fiind apoi introduse în memoria calculatorului de proces.

Sistemul de măsurare autoadaptiv prezintă avantaje economice certe în raport cu un sistem de măsurare hibrid prezentat în paragraful 3.3.6 al tezei de doctorat.

In subcapitolul 3.4 este tratată optimizarea regimului de funcţionare al cuptorului cu arc folosind analiza spectrală a mărimilor arcului.

Conţinutul în armonici superioare ale tensiunii şi curentului este apreciat cu ajutorul indicilor parţiali pentru distorsiunile de neliniaritate.

Acesti indicatori au o semnificație practică imediată oferind indicații privind formarea de zgură carbonică respectiv arderea descoperită a arcului în cuptor.

Optimizarea regimului de funcționare se execută urmarind continuu modificarea indicilor pentru distorsiunile de neliniaritate și comanda corespunzatoare a instalației de reglare a cuptorului.

Capitolul 4 al tezei tratează reglarea mărimilor electrice ale cuptorului cu arc cunoscută în practică ca reglare a electrozilor.

In subcapitolul 4.2 autorul execută identificarea caracteristicii de frecvență a dispozitivului de acționare bazată pe calculul spectrelor încrucișate ale densității de putere pentru semnalele de intrare și ieșire ale sistemului /4.8, 4.23/.

In scopul obținerii modelului pentru sistemul de curent intens în subcapitolul 4.3 autorul calculează în complex curenții de fază obținînd ecuațiile statice ale modelului. Dependențele dintre marimile de reglare: impedanța, mărimea diferența, rezistența arcului și tensiunile în arc sînt reprezentate grafic. Se efectuează în continuare liniarizarea funcțiilor în punctul de lucru al sistemului ceea ce permite obținerea amplificărilor efective ale procesului.

In subcapitolul 4.4 este cercetată reglarea electrozilor ca o reglare a perturbațiilor.

Cu ajutorul caracteristicii de frecvență al unui circuit de reglare monofazat, liniarizat se pune în evidență domeniul de influență al reglării electrozilor aratîndu-se că limita superioară a frecvenței perturbatoare reglate este de circa o,1 Hz. Perturbațiile cu frecvențe superioare nu sînt compensate de sistemul de reglare.

Subcapitolul 4.5 este afectat introducerii unui sistem de reglare adaptiv. Cu un reglaj adaptiv se obține amortizarea automată a oscilațiilor circuitului de reglare provocate de supraintensitățile cu caracter stohastic ale cîmpului electric în arc.

Pe baza cercetărilor teoretice /4.16, 4.17/ se determină algoritmul de calcul al sistemului de reglare adaptiv cu model de comparație paralel.

Autorul realizează în premieră implementarea unui sistem de reglare adaptiv cu ajutorul unui sistem de automatizare industrial multiprocesor.

Se prezintă schema de programare (fig.4.22) și programul listat (anexa 6.6).

Capitolul 5 cuprinde principalele concluzii si contributii ale autorului.

Capitolul 2. STADIUL ACTUAL ŞI CONTRIBUŢII LA PROBLEMATICA CUPTOARELOR ELECTRICE CU ARC

2.1. Diagrame caracteristice ale arcului în cuptor

Circuitele de curent intens ale cuptorului cu arc, în secundarul transformatorului de putere, sînt reprezentate schematic în fig.2.1.

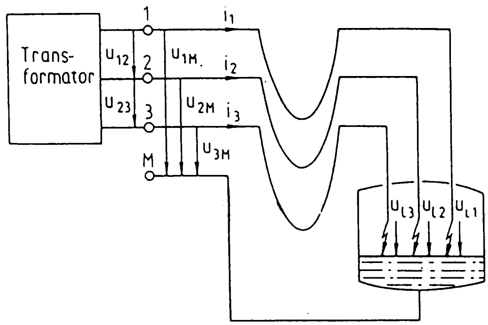


Fig.2.1. Reprezentarea schematică a cuptorului electric cu arc

Curenţii i_1, i_2, i_3 străbat conductorii de alimentare a celor 3 arcuri electrice ce se formează între electrozii de grafit şi baia de metal topit care reprezintă punctul neutru în stea al cuptorului. u_{12}, u_{23}, u_{31} sînt tensiunile înlănţuite , iar u_{L1}, u_{L2}, u_{L3} sînt tensiunile pe arc.

Pentru măsurarea tensiunilor de fază la bornele secundare ale transformatorului se realizează un conductor de masură între punctul neutru o şi un punct de masură M aflat în apropierea bornelor secundare.

In figurile 2.2 - 2.4 se reprezintă după /2.15, 2.17/ tensiunea, curentul, conductanţa şi puterea arcului electric la diferite intervale în cursul perioadei a 3-a de topire (a 3-a bena) din totalul celor 3 perioade (bene) ale unei sarje.

Masurarile au fost efectuate cu ajutorul sistemului de măsurare pentru arcul electric prezentat în capitolul 3 al lucrării de faţă.

Diagramele 2.2 au fost înregistrate imediat după inceperea topirii, cele din figura 2.3,7 minute mai tirziu. Figura 2.4 redă diagramele înregistrate la 27 de minute, cu arcul electric acoperit de zgură.

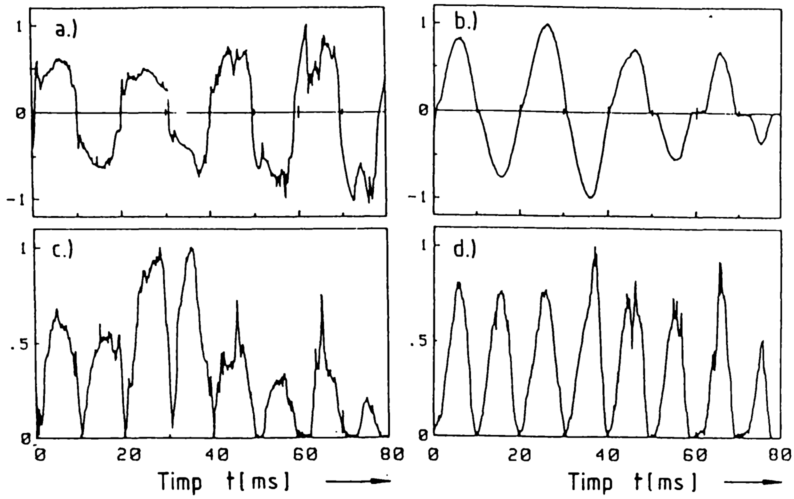


Fig.2.2. Oscilogramele arcului electric în cuptorul cu arc de c.a. la începutul topirii (bena a 3-a)

a) Tensiunea $u_L/\hat{u}_L$, $\hat{u}_L$ = 61o,2 V

b) Curentul $i/\hat{i}$, $\hat{i}$ = 8o,9 kA

c) Conductanță $G_L/\hat{G}_L$, $\hat{G}_L$ = 3o7 S

d) Puterea activă $P_L/\hat{P}_L$ $\hat{P}_L$ = 3o,7 Mw

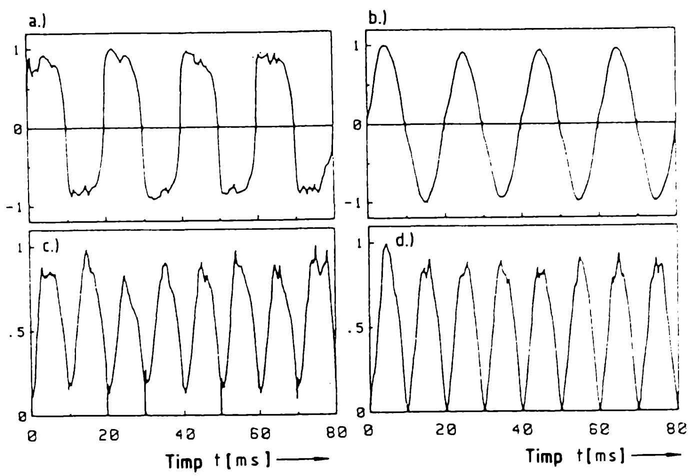


Fig.2.3. Oscilogramele arcului electric șapte minute de la începutul topirii benei a 3-a

Măsurătorile s-au efectuat de fiecare dată pe 4 perioade (8o ms) în faza 1-a a cuptorului.

Rezultatele sînt reprezentative și pentru fazele 2 si 3. Deoarece aici interesează aspectul calitativ, în scopul obținerii unei priviri generale mărimile electrice ale arcului au fost reprezentate normat la valorile maximale.

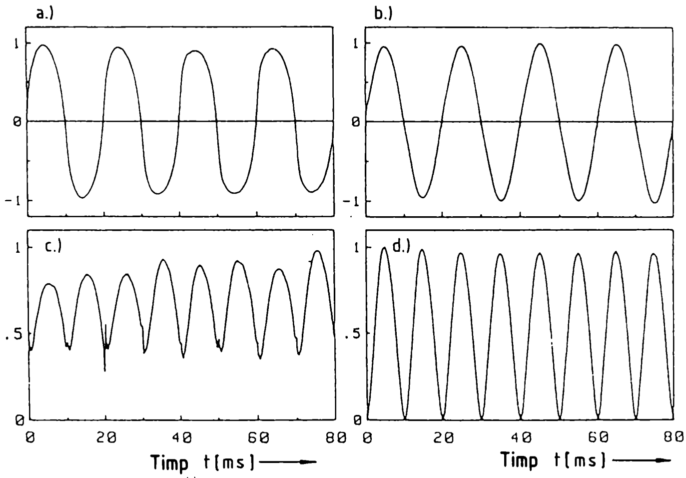


Fig.2.4. Oscilogramele arcului electric după 27 de minute de la începutul topirii benei a 3-a

a) Tensiunea $u_L/\hat{u}_L$, $\hat{u}_L = 355,5$ V
b) Curentul $i/\hat{i}$, $\hat{i} = 99,5$ kA
c) Conductanța $G_L/\hat{G}_L$, $\hat{G}_L = 329$ S
d) Puterea activa $P_L/\hat{P}_L$, $\hat{P}_L = 32,8$ Mw

Figura 2.2.a arata tensiunea arcului, în timpul topirii, care are o formă aproape dreptunghiulară cu o componentă stochastică importanța în semnal. Semiperioadele pozitive și negative se deosebesc între ele în formă și lungime. Insăși perioada tensiunii oscilează. Topirea este caracterizată prin vîrfuri de curent la stabilirea arcului sau dimpotrivă perioade fără curent ca de exemplu în semiperioada 7-a în figura 2.2.b.

Tensiunea arcului este alcatuită din suma dintre tensiunea rețelei și deplasarea punctului neutru liber în stea al cuptorului în raport cu nulul rețelei /2.1, 2.2/.

La aprinderea arcului tensiunea scade la 2o%. In continuare ea crește din nou cu valori importante. Aceasta se poate explica prin alungirea coloanei arcului datorită suflajului magnetic.

Oscilații puternice ale tensiunii arcului pot fi provocate prin intreruperea arcului sau scurtcircuit intr-o faza vecina.

In timpul cresterii tensiunii apare o creştere pe timp scurt a conductanței aşa cum reiese din figura 2.2.c.

Variaţia curentului este mult mai uniformă, lipsită de oscilații puternice,explicabilă prin caracterul de filtru de curent "trece jos" al sistemului de curent intens.

Conductanța are însă o dinamică extremă (figura 2.2.c). Ea variaza principal intre valoarea zero la lipsa curentului si valoare infinita la scurtcircuit. Frecventa de oscilatie a conductantei este dubla fata de frecventa retelei.

Puterea activă redată în figura 2.2.d oscilează de asemenea,în mod natural cu loo Hz. Componenta stochastică este cuprinsă , observînd calitativ formele semnalelor, între cea pentru curent şi cea pentru tensiune.

În figura 2.3 sînt reprezentate oscilogramele la şapte minute de la începutul topirii. Diagrama tensiunii în 2.3 a indică o componentă stochastică mai mică a semnalului iar semiperioadele pozitive şi negative sînt mai apropiate ca formă.

Curentul in 2.3 b este aproape sinusoidal şi nu mai prezintă intreruperi.

Diagrama pentru conductanța arcului din figura 2.3 c arată forme aproape identice de variație pentru diferitele perioade. Valoarea minimă a conductanței este de cca.15% din valoarea maxima.

Vîrfurile către nul din figura 2.3.c ale semnalului pentru conductanță se datoresc unor mici erori de adaptare ale sistemului de masură precum şi înregistrarii inițiale a lor pe bandă magnetică în vederea calculului conductantei.

Puterea în 2.3.d conține doar o mica componentă stochastică fiind aproape de forma sinusoidală cu foarte mici oscilaţii de amplitudine.

In figura 2.4 se reprezintă regimul de lucru cu arc acoperit de zgură. Tensiunea se apropie de sinusoida (2.4.a) iar curentul este sinusoidal (2.4.b).

Conductanța arcului (2.4.c) arată o creştere pregnantă a valorii remanente de 4o - 5o % din valoarea maximă.

In cazul limită al unei comportări ohmice, posibilă la arcuri foarte scurte acoperite de zgură, conductanța ar prezenta o valoare constantă.

Amplitudinile diferite din perioade învecinate indică clar diferențe între semiperioadele catodică şi anodică.

Puterea prezintă o amplitudine practic constantă (figura 2.4.d).

In figura 2.5 se reprezintă tensiunea arcului u_L ca funcție de curentul în arc i, în valori normate ca în fig.2.2 - 2.4.

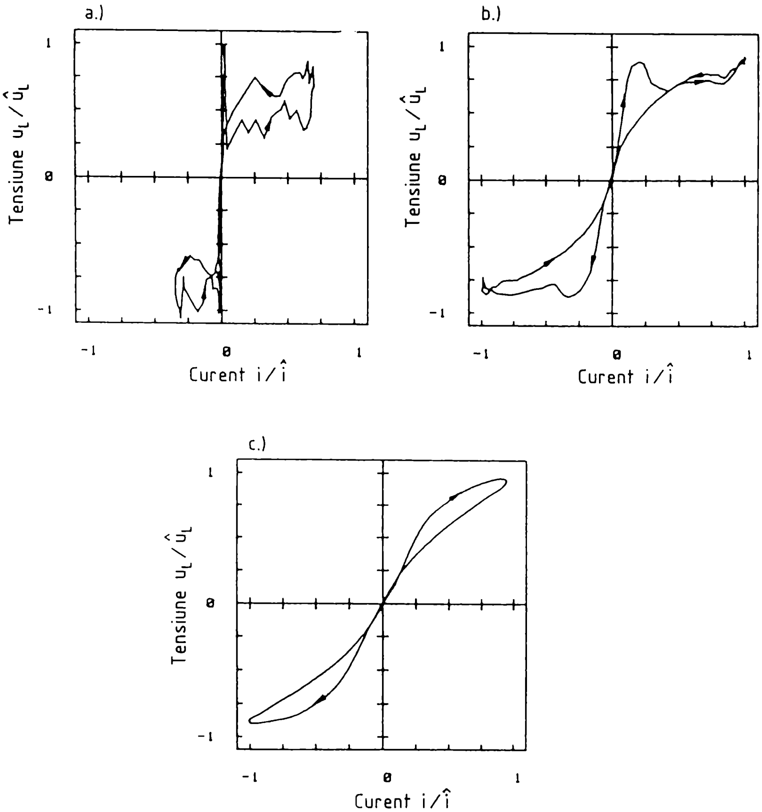


Fig.2.5. Caracteristica arcului electric conformă oscilogramelor din fig.2.2 - 2.4

a) Perioada a 4-a din fig.2.2

b) Perioada a 1-a din fig.2.3

c) Perioada a 2-a din fig.2.4

Funcţia $u_L(i)$ este denumită caracteristica arcului electric.

Figura 2.5.a arată perioada a 4-a din figura 2.2, adică imediat după începutul topirii. Caracteristica prezintă o pantă foarte mare la trecerea prin zero a curentului.

La curenţi mari tensiunea este limitată.

Din cauza comportării stochastice a arcului precum şi a constantelor de timp termice a arcului şi caracterului de filtru "trece jos" al sistemului de curent intens, caracteristica arcului descrie o buclă. Din cauza suflajului magnetic al arcului, la curent mare, tensiunea în arc pentru curent crescător este mai redusă decît cea pentru curentul în scădere. Sensurile crescător/descrescător sînt reprezentate în figura 2.5 prin săgeţi.

Figura 2.5.b arată perioada 1-a conform fig.2.3, adică 7 minute de la începutul topirii. Se remarcă "coama" de aprindere a arcului. Tensiunea arcului crește cu o pantă dată de conductanța remanentă pîna la aprinderea coloanei arcului după care scade conform cu necesarul de tensiune al arcului, formînd o "coama".

In figura 2.5.c se reprezintă caracteristica arcului pentru perioada a 2-a conform fig.2.4 cu puțin înainte de sfirșitul topirii. Caracteristica se apropie de o dreaptă, comportarea arcului fiind aproape liniară. Nu mai apare "coama" de aprindere, rămîne totuși o constantă de timp astfel încît caracteristica descrie o buclă.

Diagrame asemanatoare sînt prezentate și în /2.12/.

2.2. Sistemul de curent intens

Dupa cum se prezintă în fig.2.1, pentru a se putea determina tensiunile în arc se realizează un conductor,neparcurs de curent, între punctul neutru în stea O al cuptorului și punctul de masură M.

Pentru măsurări sînt accesibile doar punctele 1, 2, 3, M din apropierea transformatorului. Másurabile sînt urmatoarele mărimi:

- tensiunile înlănţuite u_{12}, u_{23}, u_{31},
- tensiunile de fază u_{1M}, u_{2M}, u_{3M},
- curenţii i_1, i_2, i_3 si
- derivatele in raport cu timpul ale curentilor

Impreună cu pozițiile portelectrozilor semnalele de mai sus cuprind întreaga informație care stă la dispoziție pentru determinarea stării arcului electric.

Tensiunile arcurilor u_{L_k}, $k = 1, 2, 3$, nu sînt direct măsurabile.

Inafară de aceasta tensiunea și curentul arcului pentru determinarea conductanței: $G_L = i/u_L$ sînt legate printr-o relaţie neliniară.

Erori mici pentru di și du_L conduc la erori importante la determinarea conductantei :

$$dG_L = \frac{1}{u_L} di - \frac{i}{u_L^2} du_L \qquad (2.1)$$

Calculul precis al tensiunii arcului precum și exactitatea măsurătorii sînt cerințe care se impun. O condiție initială pentru aceasta este un model adecvat al sistemului de curent intens.

Sistemul de curent intens se modelează ca un sistem cu patru conductoare /2.2, 2.3/. Inafară celor trei conductoare pentru curenții arcurilor se ia în considerare și conductorul de masură neparcurs de curent.

Conductoarele sînt cuplate prin intermediul cîmpurilor magnetice produse de curenți.

Cuplajul magnetic se poate determina numai pentru bucle închise conductoare, întrucît tensiunea indusă nu poate fi localizată pe o porţiune de conductor.

In continuare se va cauta stabilirea numarului de inductivităţi mutuale independente ale modelului pentru sistemul de curent intens cu patru conductoare.

Sistemul de patru conductoare conţine şase bucle conductoare 12, 13, 1M, 23, 2M si 3M. Aceste bucle se pot combina în 21 de perechi reprezentînd tot atîtea inductivităţi mutuale :

12,12	12,13	12,1M	12,23	12,2M	12,3M
	13,13	13,1M	13,23	13,2M	13,3M
		1M,1M	1M,23	1M,2M	1M,3M
			23,23	23,2M	23,3M
				2M,2M	2M,3M
					3M,3M

Se definesc astfel 21 de inductivităţi mutuale $M_{vw,xy}$ cu $v,w,x,y \in \{1,2,3,M\}$. După cum se arată în /2.3, 2.6/ doar şase din cele 21 de inductivităţi se pot alege independent.

Pentru scopuri practice se alege în mod arbitrar vectorul :

$$\underline{m}_6 = \left[M_{12,13},\ M_{23,21},\ M_{31,32},\ M_{12,3M},\ M_{23,1M},\ M_{1M,1M} \right]^T \qquad (2.2)$$

ca independent .

Primele trei inductivităţi din $\underline{m}_6$ privesc doar conductoarele de curent intens. Urmatoarele două inductivităţi mutuale privesc cuplajul inductiv dintre bucle conductoare de curent şi bucle care conţin conductorul de masură.

Intre inductivităţi se pot scrie relaţiile :

$$M_{vw,xy} = - M_{wv,xy} = - M_{vw,yx} = M_{xy,vw} \qquad (2.3)$$

Inductivitatea mutuală $M_{1M,1M}$ este fară importanţă practică deoarece conţine doar bucle fară curent.

Modelul sistemului de curent intens cu conductor de masură pentru calculul tensiunilor în arc trebuie aşadar să conţină cinci inductivităţi independente.

Vectorul corespunzator

$$\underline{m}_5 = \left[M_{12,13},\ M_{23,21},\ M_{31,32},\ M_{12,3M},\ M_{23,1M} \right]^T \qquad (2.4)$$

conţine cinci elemente independente.

2.2.1. Schema echivalenta a sistemului de curent intens

Pe baza celor aratate mai inainte se pot calcula acum tensiunile in arc u_{L_k} din marimile masurate.

Conductorul 2 se considera ca ramura comuna de intoarcere a sistemului trifazic.

Exista asadar doua bucle de curent intens: 1-2 parcursa de i_1 si 3-2 parcursa de i_3.

Tinind cont de punctul liber in stea, 0, se poate scrie :

$$\left.\begin{aligned} & i_1 + i_2 + i_3 = o \\ & \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} = o \end{aligned}\right\} \qquad (2.5)$$

Pentru observarea cuplajului magnetic dintre buclele conductoare se face pentru inceput abstractie de tensiunile in arc si de rezistentele ohmice ale conductoarelor.

Conform legii inductiei electromagnetice se scrie :

$$\begin{bmatrix} u_{1M} \\ u_{2M} \\ u_{3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{12,1M} \\ M_{12,2M} \\ M_{12,3M} \end{bmatrix} \frac{di_1}{dt} + \begin{bmatrix} M_{32,1M} \\ M_{32,2M} \\ M_{32,3M} \end{bmatrix} \frac{di_3}{dt} \qquad (2.6)$$

Folosind relatiile dintre cele 21 de inductivitati se inlocuiesc inductivitatile mutuale de mai sus cu elemente ale vectorului $\underline{m}_5$:

$$\begin{bmatrix} u_{1M} \\ u_{2M} \\ u_{3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{12,13} + M_{12,3M} \\ -M_{23,21} + M_{12,3M} \\ M_{12,3M} \end{bmatrix} \cdot \frac{di_1}{dt} + \begin{bmatrix} -M_{23,1M} \\ -M_{23,21} - M_{23,1M} \\ M_{31,32} - M_{23,1M} \end{bmatrix} \frac{di_3}{dt} \qquad (2.7)$$

Tinind cont de (2.5) relatia (2.7) se poate scrie sub forma :

$$\begin{bmatrix} u_{1M} \\ u_{2M} \\ u_{3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{12,13} \frac{di_1}{dt} \\ M_{23,21} \frac{di_2}{dt} \\ M_{31,32} \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{12,3M} \\ M_{12,3M} \\ M_{12,3M} \end{bmatrix} \frac{di_1}{dt} = \begin{bmatrix} M_{23,1M} \\ M_{23,1M} \\ M_{23,1M} \end{bmatrix} \cdot \frac{di_3}{dt} \qquad (2.8)$$

Ecuațiile (2.8) descriu cuplajul magnetic al conductoarelor. Ultimii doi termeni provoacă eroarea de măsură prin tensiune indusă în conductorul de măsură.

Această tensiune este, conform (2.8) :

$$u_{OM} = M_{12,3M}\frac{di_1}{dt} - M_{23,1M}\frac{di_3}{dt} \qquad (2.9)$$

Dacă se completează modelul celor patru conductoare cu tensiunile în arc u_{L_k}, k = 1,2,3 precum și cu rezistențele conductoarelor se obține din (2.8):

$$\begin{bmatrix} u_{1M} \\ u_{2M} \\ u_{3M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{12,13} & 0 & 0 \\ 0 & M_{23,21} & 0 \\ 0 & 0 & M_{31,32} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_1 \cdot i_1 \\ R_2 \cdot i_2 \\ R_3 \cdot i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{L_1} \\ u_{L_2} \\ u_{L_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{OM} \\ u_{OM} \\ u_{OM} \end{bmatrix} \qquad (2.10)$$

Acest sistem de ecuații corespunde schemei echivalente din figura 2.6. Cele trei inductivități mutuale se identifică în schemă cu inductivitățile proprii ale conductoarelor de curent intens, astfel :

$$\begin{cases} L_1 = M_{12,13} \\ L_2 = M_{23,21} \\ L_3 = M_{31,32} \end{cases} \qquad (2.11)$$

Eroarea de tensiune se reprezintă printr-o sursă de tensiune u_{OM} în conductorul de masură.

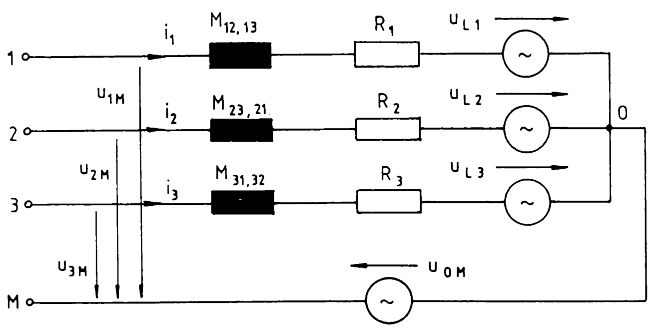


Fig.2.6. Schema echivalentă a sistemului de curent intens

Dacă se rezolvă (2.1o) în raport cu vectorul tensiunilor în arc și se scriu inductivitățile mutuale cu vectorul $\underline{m}_5$ se obține :

$$\begin{bmatrix} u_{L_1} \\ u_{L_2} \\ u_{L_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1M} \\ u_{2M} \\ u_{3M} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_1 . i_1 \\ R_2 . i_2 \\ R_3 . i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} & o & o & \frac{di_1}{dt} & -\frac{di_3}{dt} \\ o & \frac{di_2}{dt} & o & \frac{di_1}{dt} & -\frac{di_3}{dt} \\ o & o & \frac{di_3}{dt} & \frac{di_1}{dt} & -\frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{12,13} \\ M_{23,21} \\ M_{31,32} \\ M_{12,3M} \\ M_{23,1M} \end{bmatrix} \qquad (2.12)$$

$$\underline{u}_L = \underline{u}_M - \underline{u}_R - \underline{D}.\underline{i}.\ \underline{m}_5 \qquad (2.12.a)$$

Dacă se cunoaște vectorul $\underline{m}_5$ și rezistențele conductoarelor, prin măsurarea tensiunilor $\underline{u}_M$ și a derivatelor curenților $D\underline{i}$ se pot calcula cu (2.12) tensiunile în arc.

2.2.2. Schema echivalentă liniarizată

Pentru a se putea utiliza calculul în complex este necesar ca schema echivalentă din figura 2.6 să fie liniarizată.

O schemă liniarizată trebuie să permită calculul corect al valorilor medii ale puterilor

$$p_j = \frac{1}{T_M} \int_o^{t+T_M} u_j . i_j . dt \qquad (2.13.a)$$

precum și valorile medii pătratice sau efective ale curenților și tensiunilor

$$I_j^2 = \frac{1}{T_M} \int_{t_o}^{t_o+T_M} i_j^2 . dt \qquad (2.13.b)$$

$$U_j^2 = \frac{1}{T_M} \int_{t_o}^{t_o+T_M} u_j^2 . dt \qquad (2.13.c)$$

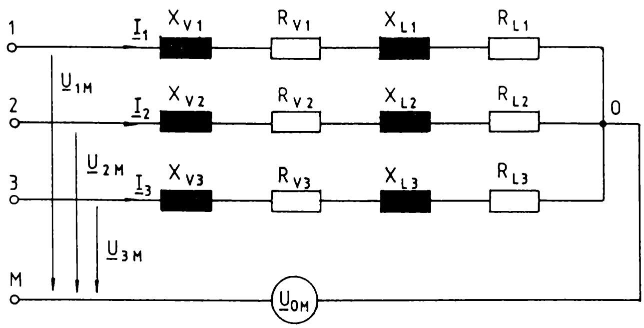


Fig.2.7. Schema echivalentă liniară a sistemului de curent intens

In schema din figura 2.7 s-au înlocuit arcurile electrice prin rezistențe și reactanțe.

Este cunoscut că prezența arcului electric duce la creșterea reactanței în circuitul respectiv.

Această creștere este pusă fie pe seama armonicilor superioare din curentul și tensiunea arcului /2.13/ fie pe seama oscilației arcului electric /2.9/.

Dupa alte lucrări /2.lo, 2.11, 2.12/ creșterea reactanței este cauzată de deplasarea fazei dintre componentele fundamentale ale curentului și tensiunii în arc.

In sfirșit în /2.7/ se indică drept cauză a creșterii reactanței atît deformarea mărimilor electrice, curent și tensiune, în arc cît și oscilația arcului electric.

In continuare se va urmări modul în care poate fi definită o schemă echivalentă cu elemente liniare constante în locul schemei cu arcuri neliniare, variabile în timp.

2.2.3. Reactanța prin deplasarea fazei

Pentru a putea examina la început doar influența neliniarității arcului se va alege drept perioadă de integrare pentru obținerea valorilor medii conform relațiilor (2.13) perioada rețelei.

Schema echivalentă obținută este în acest caz valabilă doar pentru perioada respectivă de integrare.

Pe fiecare perioadă de integrare curentul și tensiunea se pot descompune în componente fundamentale (indice B) și în componente ortogonale ale armonicilor superioare (indice H).

Cu această restrîngere la perioada rețelei sînt eliminate oscilațiile arcului , iar relațiile sînt identice celor din regimul periodic al curentului și tensiunii.

Pentru simplificare se admite variația periodică sinusoidală a tensiunilor înlănțuite la bornele secundare ale transformatorului.

Se va arăta că presupunerea nu va influența rezultatele ce se vor obține.

Pentru valorile momentane de fază se poate scrie :

$$u_j = u_{j_B} + u_{j_H} \quad , \quad j = 1,\ 2,\ 3 \qquad (2.14)$$

u_{j_B} si u_{j_H} sînt componentele fundamentale respectiv armonicile superioare.
Tensiunile înlănțuite se scriu :

$$u_{jk} = u_j - u_k = (u_{j_B} - u_{k_B}) + (u_{j_H} - u_{k_H}) \qquad (2.15)$$

$k = 1,2,3$

Deoarece s-au considerat tensiuni înlănțuite de formă sinusoidală din (2.15) rezultă că, componentele u_H ale celor trei faze trebuie să fie identice, în timp ce componentele fundamentale u_B formează tensiunile înlănțuite.

Pentru valorile efective aceasta înseamnă că, componentele fundamentale ale celor trei faze formează o stea care se încadrează în triunghiul tensiunilor de linie U_{jk} în diagrama vectorială.

Tensiunile de fază însă nu se mai încadrează fiind cu circa 3% prea mari din cauza armonicilor superioare :

$$U_j^2 = U_{jB}^2 + U_H^2 \qquad (2.16)$$

$j = 1,2,3$

Pentru tensiunile măsurabile în stea, u_{jM}, este valabilă aceeași observație, astfel că :

$$u_{jMB} = u_{jB} + u_{OMB} \qquad (2.17)$$

în care u_{OMB} este componenta fundamentală a tensiunii de eroare induse în conductorul de măsură. In complex se poate scrie pentru :

$$\underline{U}_{OMB} = jX_{12,3M} \cdot \underline{I}_{1B} - jX_{23,1M} \cdot \underline{I}_{3B} \qquad (2.18)$$

conform (2.9).

In mod asemanator se arată că schema echivalentă liniarizată poate reprezenta doar fundamentalele curenților și puterilor.

Eroarea în repreznetarea curenților este neglijabilă deoarece datorită conținutului redus în armonici superioare vectorii de curent sînt cu numai cca o,2% mai mari decît vectorii fundamentalei.

Se arată /2.14/ că puterea armonicilor în valorile puterilor pe fază reprezintă maximum 2% din puterea fundamentalei.

Pentru a pune în evidență deplasarea fazei oscilațiilor fundamentale ale curentului și tensiunii în arc s-au filtrat printr-un filtru trece-jos semnalele acestora /2.12/.

In figura 2.8 se reprezintă oscilograma curentului și tensiunii în arc (a precum și variația componentelor fundamentale ale acestora (b).

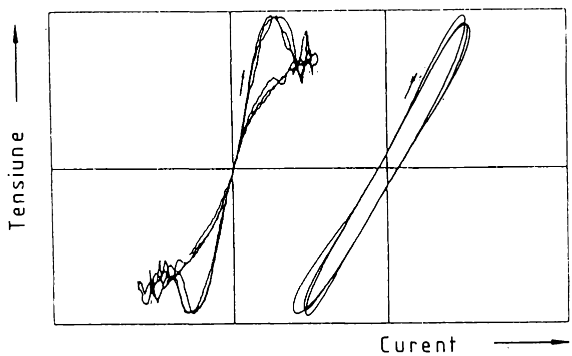


Fig.2.8. Diagramele tensiunii și curentului în arc (a) și a componentelor fundamentale ale acestora (b)

Rezultă o deplasare a fazei tensiunii fundamentale inaintea celei de curent cu cca $6,5^{o}$ ceea ce în schema echivalentă echivalează cu o reactanță a arcului.

Deplasarea fazei componentelor fundamentale și deci reactanța arcului sînt datorate neliniarității acestuia. In același timp apar armonici superioare ale curentului și tensiunii. Acestea nu au totuși o influență directă asupra reactanței arcului în schema echivalentă liniarizată întrucit aceasta poate reprezenta doar componentele fundamentale ale mărimilor electrice ale sistemului trifazic neliniar de curenți intenși.

Dimpotrivă se poate reprezenta o schemă echivalentă liniarizată pentru un circuit monofazic neliniar care să redea valorile medii ale mărimilor electrice inclusiv componentele armonice ale acestora /2.1o/.

2.2.4. Creşterea reactanţei datorată oscilaţiei arcului

Pentru cercetarea influenţei pe care o are oscilaţia în timp a arcului asupra reactanţei se alege o perioadă de integrare mai mare de ordinul secundelor sau minutelor.

La oscilaţia tensiunilor de fază punctul neutru în stea se deplasează în timpul integrării pentru obţinerea valorilor medii.

Prin descompunerea fazorilor $\underline{U}_{jk}$, j = 1,2,3 ai tensiunilor de fază şi $\underline{U}_{jk}$, j = 1,2,3, k = 1,2,3 al tensiunilor de linie în componente reciproc ortogonale se poate scrie:

$$U_{1kx} - U_{2kx} = U_{12x} \tag{2.19.a}$$

$$U_{1ky} - U_{2ky} = U_{12y} \tag{2.19.b}$$

$$U_{2kx} - U_{3kx} = U_{23x} \tag{2.19.c}$$

$$U_{2ky} - U_{3ky} = U_{23y} \tag{2.19.d}$$

unde U_{jk}, j = 1,2,3 este valoarea efectivă a tensiunii de fază obţinută la integrarea pe perioada reţelei, numită şi valoare efectivă de timp scurt.

Ţinînd cont de relaţia /2.16/

$$\overline{V}^2 = \overline{V}^2 + \sigma^2(V) \tag{2.2o}$$

unde

$\overline{V}^2$ este valoarea medie pătratică,

$\overline{V}$ valoarea medie liniară,

$\sigma^2(V)$ varianţa unei marimi oarecare

pentru valorile efective U_j, j = 1,2,3 pe timp mare de integrare ale tensiunilor de fază se poate scrie :

$$U_j^2 = \overline{U}_{jk}^2 = \overline{U}_{jkx}^2 + \overline{U}_{jky}^2 = \overline{U}_{jkx}^2 + \overline{U}_{jky}^2 + \sigma^2(U_{jkx}) + \sigma^2(U_{jky}), j = 1,2,3 \tag{2.21}$$

Se definesc

$$U_{jP}^2 = \overline{U}_{jkx}^2 + \overline{U}_{jky}^2 \ , \ j = 1,2,3 \tag{2.22}$$

drept componente periodice ale tensiunilor de fază care se încadrează în triunghiul tensiunilor de linie.

Afirmaţia este valabilă întrucit componentele x şi y ale vectorilor $\underline{U}_{jP}$ sînt în acelaşi timp valorile medii ale componentelor fazorilor $\underline{U}_{jk}$ iar condiţiile din ecuaţiile (2.19) sînt îndeplinite şi de valorile medii.

Variantele componentelor din ecuaţiile (2.19) sint

$$\sigma^2(U_{1kx}) = \sigma^2(U_{2kx}) = \sigma^2(U_{3kx}) \tag{2.23.a}$$

$$\sigma^2(U_{1ky}) = \sigma^2(U_{2ky}) = \sigma^2(U_{3ky}) \tag{2.23.b}$$

Cu aceasta valorile efective pe timp mare de integrare ale tensiunilor de fază se pot scrie

$$U_j^2 = U_{jP}^2 + U_S^2 \tag{2.24}$$

unde $$U_S^2 = \sigma^2(U_{jkx}) + \sigma^2(U_{jky}) \; , \; j = 1,2,3 \tag{2.25}$$

este componenta datorată oscilaţiei arcului comună pentru toate cele trei faze.

Afirmaţiile de mai sus sînt valabile şi pentru valorile efective de timp indelungat ale tensiunilor de fază măsurabile U_{jM}.

Componentele periodice ale acestora care se încadrează în geometria tensiunilor înlănţuite se scriu în complex astfel :

$$\underline{U}_{jMP} = \underline{U}_{jP} + \underline{U}_{OMP} \; , \; j = 1,2,3 \tag{2.26}$$

cu componenta periodică :

$$\underline{U}_{OMP} = j\,X_{12,3M} \cdot \underline{I}_{1P} - jX_{23,1M} \cdot \underline{I}_{3P} \tag{2.27}$$

a tensiunii de eroare induse în conductorul de măsură, analog relaţiei (2.18).

Comparînd ecuatiile (2.24) si (2.16) se observă că între influenţa neliniarităţii arcului şi a oscilaţiei acestuia există o strinsă analogie. Referitor la oscilaţia arcului, componentele P, S au aceeaşi importanţă ca şi componentele B, H privind neliniaritatea acestuia.

Fazorii $\underline{I}_{jK}$, j = 1,2,3 reprezentînd valorile efective de timp scurt ale componentelor fundamentale (B) pentru curenţi formează un triunghi.

Separind, ca şi anterior pentru tensiuni, în componente x şi y se obţine

$$I_{1Kx} + I_{2Kx} + I_{3Kx} = 0 \tag{2.28.a}$$

$$I_{1Ky} + I_{2Ky} + I_{3Ky} = 0 \tag{2.28.b}$$

Pentru valorile efective de timp mare de integrare ale curenţilor se scrie conform relaţiei (2.21)

$$I_j^2 = I_{jKx}^2 + I_{jKy}^2 + \sigma^2(I_{jKx}) + \sigma^2(I_{jKy}), \quad j = 1,2,3 \tag{2.29}$$

asa incit analog relatiei (2.24) exista

$$I_j^2 = I_{jP}^2 + I_{jS}^2 \tag{2.3o}$$

unde $$I_{jP}^2 = \bar{I}_{jKx}^2 + \bar{I}_{jKy}^2 \tag{2.31}$$

si $$I_{jS}^2 = \sigma^2(I_{jKx}) + \sigma^2(I_{jKy}) \tag{2.32}$$

sint componentele P respectiv S ale curentilor de faza.

Fazorii $\underline{I}_{jP}$ ale caror componente -x si -y sint in acelasi timp valorile medii ale componentelor corespunzatoare pentru curentii $\underline{I}_{jK}$ formeaza un triunghi.

Aceasta deoarece conditiile (2.28) sint indeplinite si de valorile medii.

Se observa de asemenea ca spre deosebire de tensiunile de faza, componentele S ale curentilor se deosebesc intre ele.

Componentele P ale puterilor de faza sint :

$$P_{jP} = U_{jP} \cdot I_{jP} \cdot \cos\varphi_{jP} \tag{2.33}$$

φ_{jP} fiind unghiul dintre vectorii $\underline{U}_{jP}$ si $\underline{I}_{jP}$, j = 1,2,3.

Se arata /2.14/ ca, componentele S ale puterilor pe faza reprezinta maximum 4% din componentele P.

In acest fel schema echivalenta liniara restrinsa pentru componentele P ale marimilor electrice se poate aplica cu o buna aproximatie la reprezentarea puterilor in cele trei faze.

Valorile efective ale curentilor sint cu circa 2% mai mari decit componentele P ale acestora (reprezentate de schema echivalenta liniara).

Valorile efective ale tensiunilor de faza sint cu circa 4% mai mari decit componentele P ale acestora.

Este de remarcat ca valorile componentelor H si S ale tensiunilor de faza, care apar datorita neliniaritatii si oscilatiei in timp a arcului, fata de punctul neutru liber in stea al sistemului de curent intens , nu se mai regasesc in tensiunile inlantuite ale acestuia.

Pentru un sistem trifazic cu punct in stea liber, cu tensiuni inlantuite simetrice, cu reactante de faza egale X_k si rezistente de faza R_j care oscileaza independent cu aceeasi valoare a variantei $\sigma^2(R_K)$ in jurul unei valori comune R_K, s-a calculat influenta oscilatiei rezistentelor asupra componentelor S si P ale curentilor, tensiunilor si puterilor precum si influenta asupra schemei echivalente /2.14/.

In acest scop s-au calculat mai intii componentele -x si -y ale vectorilor pentru valorile efective de "timp scurt" ale curentilor si tensiunilor de faza precum si valorile medii de "timp scurt" ale puterilor de faza, in functie de rezistentele de faza.

O functie :

$$W = W(V_i) \tag{2.34}$$

ale carei variabile V_i oscileaza independent cu variantele $\sigma^2(V_i)$ in jurul valorilor medii V_i, are dupa /2.16/ urmatoarea varianta :

$$\sigma^2(W) = \sum_{i=1}^{k} \frac{\partial W}{\partial V_i}^{2} \cdot \sigma^2(V_i) \tag{2.35}$$

si valoarea medie :

$$\bar{W} = W(\bar{V}_i) + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{k} \frac{\partial^2 W}{\partial V_i^2} \cdot \sigma^2(V_i) \tag{2.36}$$

unde derivatele sint definite pe valorile medii V_i.

Cu aceste relatii s-au calculat variantele si valorile medii ale componentelor x si y ale tensiunilor de faza si curentilor. Din acestea in continuare utilizind relatiile (2.22) respectiv (2.31) s-au calculat componentele P ale marimilor amintite iar cu ajutorul relatiilor (2.25) si (2.32) componentele S ale acestora.

Deoarece s-a considerat un punct de functionare simetric al sistemului se stabilesc conditii egale in cele trei faze in componentele P ale tensiunilor de faza sint aceleasi cu tensiunile de alimentare in stea.

Din acelasi motiv dispar componentele S ale tensiunilor de faza astfel ca, componentele P reprezinta in acelasi timp si valorile medii de "timp indelungat" ale tensiunilor de faza.

Schema echivalenta care reprezinta componentele P ale marimilor electrice contine in final rezistentele :

$$R = R_K \left[1 - \frac{2}{3}\ \cos^2\varphi_K \cdot V_R^2\right] \qquad (2.37)$$

si reactantele :

$$X = X_K \left[1 + \frac{2}{3} \cos^2\varphi_K \cdot V_R^2\right] \qquad (2.38)$$

In aceste relatii :

$$\cos\varphi_K = \frac{R_K}{(R_K^2 + X_K^2)^{1/2}} \qquad (2.39)$$

este factorul de putere in punctul de functionare in jurul caruia are loc oscilatia, iar :

$$V_R = \frac{\sigma(R_K)}{R_K} \qquad (2.4o)$$

este indicele de variatie a rezistentei.

Datorita oscilatiilor arcului rezistentele echivalente se micsoreaza in raport cu valorile medii R_K cu aceeasi cantitate cu care reactantele echivalente ale schemei se maresc fata de valorile medii X_K, asa cum rezulta din relatiile (2.37) si (2.38).

Efectuind acelasi calcul pentru un sistem monofazat se obtin pentru rezistenta si reactanta schemei echivalente relatii asemenatoare (2.37) si (2.38) cu deosebirea ca dispare factorul 2/3 /2.14/.

Aceasta inseamna ca micsorarea valorilor rezistentelor si cresterea reactantelor la oscilatia arcului electric sint mai reduse la un sistem trifazic cu punct neutru in stea liber decit la un sistem corespunzator monofazat.

Acelasi calcul prezentat pina aici conduce si la relatia :

$$\frac{I_{jS}}{I_{jP}} = \sqrt{2}\,\frac{U_S}{U_{jP}} \qquad j = 1,2,3 \qquad (2.41)$$

intre valorile raportate ale componentelor S ale curentilor si tensiunilor. Valorile de referinta fiind componentele P ale curentilor respectiv tensiunilor.

2.2.5. Calculul schemei echivalente liniare

S-a aratat ca schema echivalenta liniara a sistemului de curenti intens poate defini doar componentele P ale tensiunilor, curentilor si puterilor de faza, mai precis doar componentele periodice ale oscilatiilor fundamentale ale marimilor electrice respective.

In acest mod rezistentele echivalente pe faza se calculeaza cu relatia:

$$R_j = \frac{P_{jP}}{I^2_{jP}} \qquad j = 1,2,3 \tag{2.42}$$

iar reactantele echivalente cu :

$$X_j = \frac{1}{I^2_{jP}} \left(U^2_{jP} \cdot I^2_{jP} - P^2_{jP}\right)^{1/2} \tag{2.43}$$

Rezistentele si reactantele arcului electric se obtin din R_j, X_j prin scaderea valorilor corespunzatoare pentru conductoare.

Reactantele arcurilor electrice din schema echivalenta sint determinate atit de deplasarea fazei componentelor fundamentale ale tensiunii si curentului in arc cit si de oscilatia in timp a marimilor electrice asa cum s-a aratat anterior.

Datorita tensiunii induse de eroare în conductorul de masura nu se pot determina direct tensiunile si puterile in cele trei faze.

Inainte de a analiza modul de compensare a erorii provocate de tensiunea indusa se prezinta posibilitatea obtinerii componentelor P ale marimilor electrice masurabile fata de punctul M din care se pot calcula reactantele si rezistentele arcului electric,

Consideratiile facute mai sus privind descompunerea tensiunilor de faza si suprapunerea acestora cu tensiunile inlantuite sint valabile si pentru tensiunile de faza masurabile fata de punctul M.

Prin filtrarea valorilor momentane intr-un filtru "trece-jos" se pot obtine valorile efective U_{jMB} ale componentelor fundamentale. Componentele U_{jMP} se scriu, conform relatiei (2.24) :

$$U^2_{jMP} = U^2_{jMB} - U^2_{MS}$$

rea pe un timp mai indelungat pentru punerea in evidenta a oscilatiei arcului.

Cu :

$$S_{U_j} = \frac{U_{MS}}{U_{jMP}} \qquad (2.45)$$

s-a notat valoarea relativa a componentelor S, U_{MS} avind aceeasi valoare pentru toate cele trei faze asa cum s-a aratat anterior.

Prin determinarea corespunzatoare a valorii U_{MS} respectiv S_{U_j} se obtine adaptarea tensiunilor de faza U_{jMP} la tensiunile inlantuite U_{jKP} dupa cum se arata in schema de calcul din figura 2.9.

Intrucit componentele S ale tensiunilor inlantuite sint neglijabile se poate scrie :

$$U_{jKB} = U_{jKP} \quad j = 1,2,3 \; ; \; K = 1,2,3$$

Analog procedeului de mai sus tinind seama si de relatia (2.41) se obtin componentele S relative ale curentilor :

$$S_{Ij} = \frac{I_{jS}}{I_{jP}} = \sqrt{2} \; S_{Uj} \qquad (2.46)$$

iar valorile efective I_{jP} se obtin conform relatiei (2.44) :

$$I_{jP}^2 = \frac{I_{jB}^2}{1+2S_{Uj}^2} \qquad (2.47)$$

In relatia (2.47) se poate considera :

$$I_{jB} = I_j$$

deoarece componentele H ale curentilor se pot neglija.

Puterile de faza se pot considera identice cu componentele P intrucit componentele H si S se pot neglija.

Schema de calcul din figura 2.9 schiteaza modul de calcul al rezistentelor si reactantelor utilizind componentele P ale curentilor, tensiunilor si puterilor de faza masurabile.

Dupa cum se arata in /2.14/ daca pentru calculul de mai sus se utilizeaza valorile efective ale curentilor si tensiunilor, rezulta abateri de circa -4% pentru rezistente respectiv + 25% pentru reactantele arcurilor electrice in cazul unui cuptor cercetat.

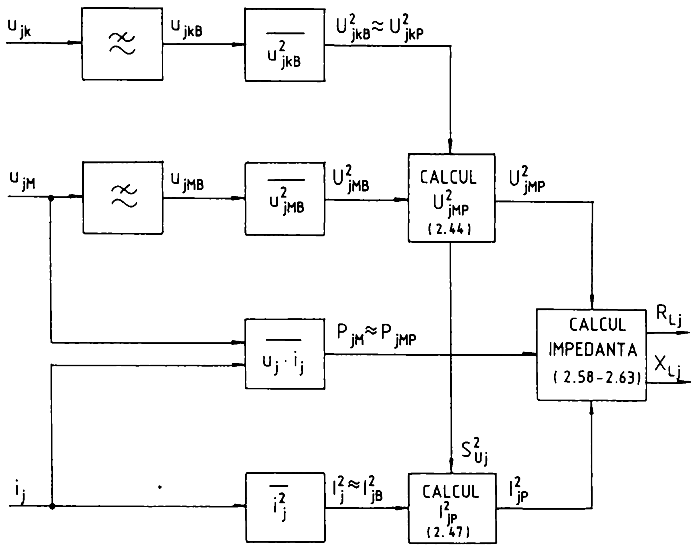


Fig.2.9. Calculul elementelor schemei echivalente liniare din marimile masurabile
$j = 1,2,3$; $K = 1,2,3$

2.2.6. Corectia erorii datorita tensiunii induse in conductorul de masura

Componenta P a tensiunii de faza, masurabile data de relatia (2.26 se scrie in complex, de exemplu pentru faza 1, astfel :

$$\underline{U}_{1MP} = R_1\cdot\underline{I}_{1P}+jX_1\cdot\underline{I}_{1P}+jX_{12,3M}\cdot\underline{I}_{1P}-jX_{23,1M}\cdot\underline{I}_{3P} \qquad (2.48)$$

Puterea aparenta pe faza 1 este :

$$\underline{S}_{1MP} = \underline{U}_{1MP}\cdot\overset{*}{\underline{I}}_{1P} = P_{1MP}+jQ_{1MP} \qquad (2.49)$$

unde:

P_{1MP} - este componenta P a puterii active, masurabile, pe faza 1.

si: $$Q_{1MP} = (U^2_{1MP}\cdot I^2_{1P} - P^2_{1MP})^{1/2} \qquad (2.50)$$

este componenta P a puterii reactive a fazei 1.

Relatia (2.49) se poate scrie :

$$\underline{S}_{1MP} = R_1\cdot\underline{I}_{1P}^2 + jX_1\cdot\underline{I}_{1P}^2 + jX_{12,3M}\cdot\underline{I}_{1P}^2 - jX_{23,1M}\cdot\underline{I}_{3P}\cdot\underline{I}_{1P}^* \qquad (2.51)$$

In figura 2.lo sint reprezentati fazorii componentelor P ale curentilor celor trei faze in cazul sistemului trifazic rotitor de succesiune 1-2-3 (a), respectiv de succesiune 1-3-2 (b).

Conform figurii 2.lo se scrie :

$$\underline{I}_{3P}\cdot\underline{I}_{1P}^* = -\,\underline{I}_{3P}\cdot\underline{I}_{1P}\cos\gamma \pm\ j\underline{I}_{3P}\cdot\ \sin\gamma \qquad (2.52)$$

unde semnul (+) se refera la succesiunea 1-2-3 iar (-) la succesiunea 1-3-2 a fazelor sistemului.

Partea imaginara din (2.52) reprezinta dublul suprafetei triunghiului format de fazorii $\underline{I}_{nP}$ astfel ca notind

$$\underline{I}_{3P}\cdot\underline{I}_{1P}\cdot\ \sin\gamma = \underline{I}_{1P}\cdot\underline{I}_{2P}\cdot\ \sin\alpha = \underline{I}_{2P}\cdot\underline{I}_{3P}\cdot\ \sin\beta = D \qquad (2.53)$$

cu o transformare trigonometrica simple se obtine :

$$D = \frac{1}{2}\left(2\sum_{k=1}^{3} I_{kP}^2 I_{k+1P}^2 - \sum_{k=1}^{3} I_{kP}^4\right) \qquad (2.54)$$

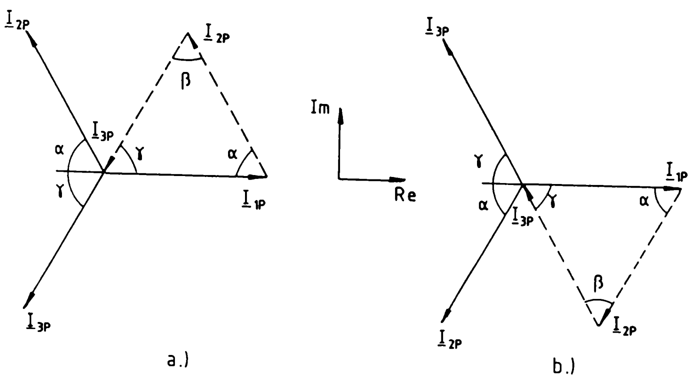


Fig.2.lo. Reprezentarea in complex a curentilor I_{kP}, k=1,2,3

Partea reala a relatiei (2.52) este :

$$C_1 = I_{3P}\cdot I_{1P}\cos\gamma = \frac{1}{2}\left(I_{1P}^2 - I_{2P}^2 + I_{3P}^2\right) \qquad (2.55.a)$$

si pentru alte produse de vectori :

$$C_2 = I_{1P}.I_{2P} \cos\alpha = \frac{1}{2}(I_{2P}^2 - I_{3P}^2 + I_{1P}^2) \qquad (2.55.b)$$

$$C_3 = I_{2P}.I_{3P}.\cos\beta = \frac{1}{2}(I_{3P}^2 - I_{1P}^2 + I_{2P}^2) \qquad (2.55.c)$$

Astfel se obtine pentru componenta P a puterii active a fazei 1, ca parte reala a ecuatiei (2.51) :

$$P_{1MP} = R_1.I_{1P}^2 \pm X_{23,1M}.D \qquad (2.56)$$

Rezistentele masurabile in raport cu punctul M se scriu deci :

$$R_{kM} = \frac{P_{kMP}}{I_{kP}^2} \quad , \quad k = 1,2,3 \qquad (2.57)$$

iar rezistentele celor 3 faze sint :

$$\begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{1M} \\ R_{2M} \\ R_{3M} \end{bmatrix} \pm D \begin{bmatrix} \frac{1}{I_{1P}^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{I_{2P}^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{I_{3P}^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{23,1M} \\ X_{31,2M} \\ X_{12,3M} \end{bmatrix} \qquad (2.58)$$

Componenta P a puterii reactive pe faza ca parte imaginara a relatiei (2.51) este

$$Q_{1MP} = X_1.I_{1P}^2 + X_{12,3M}.I_{1P}^2 + X_{23,1M}.C_1 \qquad (2.59)$$

Reactantele masurabile in raport cu punctul M sint :

$$X_{kM} = \frac{1}{I_{kP}^2}(U_{kMP}^2.I_{kP}^2 - P_{kMP}^2)^{1/2}, \ k = 1,2,3 \qquad (2.6o)$$

astfel ca pentru reactantele de faza se obtin relatiile :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{1M} \\ X_{2M} \\ X_{3M} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} X_{12,3M} \\ X_{23,1M} \\ X_{31,2M} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C_1/I_{1P}^2 & o & o \\ o & C_2/I_{2P}^2 & o \\ o & o & C_3/I_{3P}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{23,1M} \\ X_{31,2M} \\ X_{12,3M} \end{bmatrix} \qquad (2.61)$$

Prin scaderea valorilor rezistentelor si reactantelor conductoarelor se obtin rezistentele arcurilor

$$R_{Lk} = R_k - R_{vK} \qquad (2.62)$$

si reactantele acestora

$$X_{Lk} = X_k - X_{vk}\ , \quad k = 1,2,3 \qquad (2.63)$$

Procedeul de calcul complet pentru schema echivalenta din figura 2.7 este reprezentat in figura 2.9.

Daca se renunta la corectia tensiunii de eroare induse, luindu-se ca valori ale rezistentelor si reactantelor valorile date de ecuatiile (2.57) respectiv (2.6o), erorile rezultante sint dependente de marimea reactantelor de cuplaj.

Pentru un cuptor cu reactante de cuplaj mici (sistem de curenti intensi simetric) erorile la determinarea rezistentelor si reactantelor pe faza sint de ordinul 2% ceea ce conduce la erori de ordinul 5 pina la 15% la determinarea acelorasi valori pentru arcul electric /2.12/.

Functionarea cuptorului electric in regim simetric al sistemului de curenti intensi este un caz de exceptie.

In practica erorile rezultate din neglijarea tensiunii de eroare induse in conductorul de masura pot atinge 1oo%.

O analiza amanuntita a erorilor este efectuata in capitolul 3 al prezentei lucrari.

Cap.3. MASURAREA MARIMILOR ELECTRICE ALE ARCULUI

3.1. Masurarea curentului

Masurarea curentului se face in mod traditional cu transformatoare de masura cu miez de fier. Banda de frecventa a acestora este insa limitata atit inferior cit si superior. La frecvente joase se manifesta micsorarea reactantei datorata inductivitatii proprii pe cind la frecvente inalte reactanta creste datorita cresterii inductivitatii de dispersie.

Transformatoarele de masura pentru curent prezinta in domeniul curentului maxim, in special in regim tranzitoriu, erori de 2% pina la 7% datorita constantelor de timp de ordinul loo ms sau mai mari /3.2/

Pentru masurarea tensiunilor arcului este necesara asa cum s-a aratat (relatia 2.12) si cunoasterea derivatelor curentilor.

Pentru determinarea acestor marimi autorul a utilizat pentru prima data la doua cuptoare de loo t la C.S.Hunedoara in anul 1978 bobina Rogovski /2.1, 3.1/. Analiza teoretica si rezultatele experimentale au fost folosite la conceperea unui sistem de masurare al marimilor arcului cu model analogic care va fi prezentat in subcapitolul 3.3.

3.1.1. Traductor de masurare al derivatei curentului cu bobina Rogovski

Transformatoarele cu circuit magnetic de aer sint folosite in special pentru masurarea curentilor in regim de impuls in domeniul nanosecundelor /3.4/.

Bobinele Rogovski se monteaza usor, nu sint influentate de cimpuri magnetice perturbatoare si sint usor de construit.

In lucrarea de fata este prezentat un traductor Rogovski utilizat pentru masurarea curentului si a derivatei sale la un cuptor cu arc de loo tone.

Pentru scopul propus s-a adoptat un traductor de forma toroidala, de sectiune circulara avind o infasurare uniforma cu pas mic, reprezentat in figura 3.1.

Inductanta proprie a bobinei se calculeaza cu relatia

$$L = \frac{\mu_0 N_2^2}{2\pi} \int_{b-a}^{b+a} \frac{z}{r} \, dr \qquad (3.1)$$

in care z si r au semnificatiile din figura 3.1 iar N_2 este numarul de spire al infasurarii secundare.

Calculul integralei intr-un sistem de axe cartezian, cuprins in planul uneia dintre sectiunile normale ale torului si cu originea pe axa de simetrie a acestuia (fig.3.1) conduce la urmatoarea expresie a inductantei proprii a in-

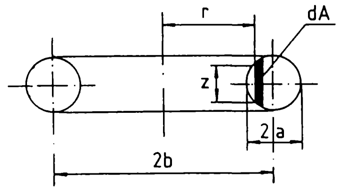


Fig.3.1. Traductor cu bobina Rogovski

fasurarii secundare /3.4/ :

$$L = \mu_o N_2^2 b\left(1 - \sqrt{1 - \frac{a^2}{b^2}}\right) \tag{3.2}$$

In cazul cind raza sectiunii torului este mica fata de raza torului, a≪ b, se pot considera numai primii doi termeni din dezvoltarea in serie a radicalului

$$\sqrt{1 - \frac{a^2}{b^2}} \cong 1 - \frac{a^2}{2b^2} \tag{3.3}$$

asa incit relatia (3.2) devine

$$L = \mu_o N_2^2 \frac{a^2}{2b} \tag{3.4}$$

Inductanta mutuala intre infasurarile primare si secundare ale unui tor de sectiune circulara se determina cu relatia /3.4/

$$M = \mu_o N_1 N_2 \frac{a^2}{2b} \tag{3.5}$$

N_1 fiind numarul de spire al primarului; in cazul de fata N_1 = 1.

Influenta curentilor apropiati.

Se considera dispozitia din figura 3.2.

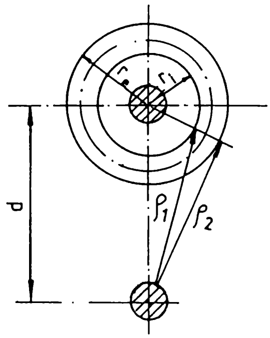


Fig.3.2. Explicativa penstru stabilirea influentei curentilor apropiati

Eroarea care apare datorita inlantuirilor parazite dintre infasurarea bobinei Rogovski si liniile cimpului magnetic ale unui curent invecinat este data de relatia /3.4/ :

$$\delta_V = (N_2 \ln \frac{r_e}{r_i})^{-1} \sum_{k=1}^{N_2} \ln \frac{\rho_{1k}}{\rho_{2k}} \qquad (3.6)$$

Conform figurii 3.2. se scrie

$$\rho_{1k} = d^2+r_i^2-2\, dr_i \cos(2\pi k/N_2) \qquad (3.7)$$

$$\rho_{2k} = d^2+r_e^2-2dr_e \cos(2\pi k/N_2) \qquad (3.8)$$

in care $2\pi k/N_2 = \alpha$, conform figurii 3.2.

In /3.4/ se arata ca eroarea de vecinatate δ_V devine deja neinsemnata pentru N_2 = 24 spire.

Pentru compensarea cimpurilor transversale exterioare se bobineaza o spira in sens invers infasurarii secundare a traductorului la suprafata torului nemagnetic.

3.1.1.1. Caracteristici de frecventa ale traductorului

Schema echivalenta pentru traductorul de masurare cu bobina Rogovski se reprezinta ca un circuit RLC dupa cum se arata in figura 3.3.

In figura 3.3 s-au notat :

R - rezistenta circuitului secundar,

L - inductanta proprie a circuitului secundar,

C - capacitatea bobinei Rogovski inclusiv a conductoarelor de legatura.

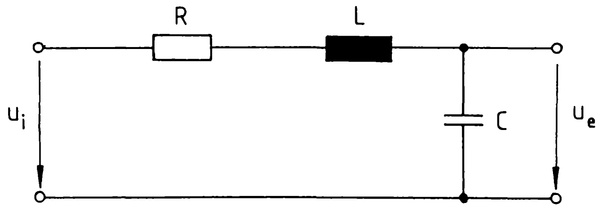


Fig.3.3. Schema echivalenta a traductorului cu bobina Rogovski

Tensiunea $u_i(t) = X_i(t)$ ca marime de intrare a schemei echivalente este tensiunea indusa in secundar iar $u_e(t) = X_e(t)$ este tensiunea de iesire a bobinei Rogovski.

Din ecuatia de contur

$$i_i . R + L \frac{di_i}{dt} + u_e = u_i \qquad (3.9)$$

tinind cont de

$$i_i = C \frac{du_e}{dt} \qquad (3.1o)$$

Se obtine ecuatia diferentiala pentru circuitul RLC

$$LC \frac{du_e^2}{dt^2} + RC \frac{du_e}{dt} + u_e(t) = u_i(t) \qquad (3.11)$$

Functia de transfer corespunzatoare este cu aceasta

$$G(s) = \frac{Ue(s)}{Ui(s)} = \frac{1}{1+RCs+LCs^2} \qquad (3.12)$$

Functia de transfer a unui circuit de intirziere de ordinul 2 este /3.21/

$$G(s) = \frac{K}{1+T_1 s+T_2^2 s^2} \qquad (3.13)$$

Marimile pentru comportarea in timp a circuitului de intirziere de ordinul 2 sint :

amortizarea $d = \frac{1}{2} \frac{T_1}{T_2}$ (3.14) si frecventa proprie (a circuitului neamortizat)

$$\omega_o = \frac{1}{T_2} \tag{3.15}$$

Ecuatia (3.13) devine

$$G(s) = \frac{K}{1 + \frac{2d}{\omega_o} s + \frac{1}{\omega_o^2} s^2} \tag{3.16}$$

Caracteristica de frecventa se obtine pentru $s = j\omega$

$$G(j\omega) = \frac{K}{1 + j2d\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}} = K\frac{\left[1 - (\frac{\omega}{\omega_o})^2\right] - j2d\frac{\omega}{\omega_o}}{\left[1 - (\frac{\omega}{\omega_o})^2\right]^2 + \left(2d\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2} \tag{3.17}$$

Din G(j) se obtin
caracteristica de amplitudine

$$A(\omega) = \frac{K}{\sqrt{\left[1 - (\frac{\omega}{\omega_o})^2\right]^2 + (2d\frac{\omega}{\omega_o})^2}} \tag{3.18}$$

si ceas de faza

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}\frac{2d\frac{\omega}{\omega_o}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_o})^2} \tag{3.19}$$

Autorul a propus si realizat un sistem de masurare al tensiunilor arcului /3.1/ care va fi prezentat in subcap.3.3. In acest scop s-au construit trei traductoare cu bobine Rogovski care au fost instalate pe conductoarele sistemului de curent intens la un cuptor cu arc de loo tone cu o putere a transformatorului de 5o MVA.

Datele acestor traductoare sint, conform figurii 3.1.:

2a = o,o32 m

2b = 1 m

N_2 = 3.95o spire

Infasurarea secundara este realizata din sirma de Cu emailat cu diametrul de o,8 mm.

Capacitatea masurata a traductorului inclusiv conductoarele de legatura este C = 4,5.nF; rezistenta activa masurata cu conductoarele de legatura R = 4oΩ ; inductanta proprie a infasurarii secundare, calculata, (relatia 3.4) : L = 5,o2.mH iar valoarea masurata a inductantei: 5 mH.

Cu datele de mai sus se obtin

T_1 = RC = o,18.1o^{-6} s

$T_2 = \sqrt{LC}$ = 4,74.1o^{-6}s

Amortizarea, conform (3.14) este

d = o,o38

iar frecventa proprie (relatia 3.15)

$$\omega_o = \frac{1}{T_2} = o,21.1o^6\ s^{-1}$$

Frecventa de rezonanta (pentru $d < \frac{1}{\sqrt{2}}$) este :

$$\omega_r = \omega_o\sqrt{1-2d^2} \qquad (3.2o)$$

adica $\omega_r \simeq \omega_o$ = o,21.1o^6 s^{-1} ceea ce corespunde la $f_r \approx f_o$ = 33,44 kHz

Valoarea maxima a amplitudinii pentru k = 1 se determina cu relatia

$$A(\omega)_{max} = A(\omega_r) = \frac{1}{2d\sqrt{1-d^2}} \qquad (3.21)$$

Cu datele de mai sus se obtine

$A(\omega)_{max}$ [dB]= 22,4 dB

Faza, pentru $\omega = \omega_r$, devine

$\varphi(\omega_r)$ = - arctg2d = - 4,35^o

Diagramele Bode pentru un circuit de intirziere de ordinul 2 (k = 1) sint prezentate in anexa 6.1.

Din aceste diagrame rezulta pentru traductorul realizat o banda de frecvente adecvata pina la 2o kHz ceea ce corespunde scopului propus.

3.1.2. Integrator cu amplificator operational

In prezent cea mai precisa masurare a curentilor intr-o banda de frecventa de pina la 3o kHz este utilizarea traductoarelor cu bobine Rogovski urmate de integratoare /3.11, 3.14/.

Autorul a conceput si realizat in 1978 o schema de masurare utilizind un traductor cu bobina Rogovski prezentat anterior urmat de un integrator cu AO de tip μA741 /3.1/.

Circuitul integrator este reprezentat in figura 3.4.

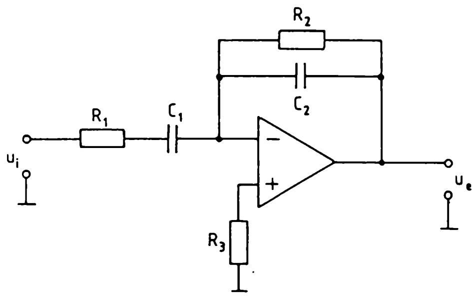


Fig.3.4. Circuit integrator

Pentru micsorarea erorilor la trecerea prin nul precum si a driftului integratorul cu AO se conecteaza ca un filtru "trece banda" de ordinul 2.

Integratorul este conectat ca un amplificator inversor. La intrare sin conectate in serie rezistenta R_1 si condensatorul C_1.

Pe calea de reactie sint conectate in paralel R_2 si C_2.

Functia de transfer a unui filtru "trece banda" de ordinul 2 este /3.2

$$G(j\omega) = C\frac{j\omega}{\omega_o^2+j2d\omega_o\omega-\omega^2} = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \tag{3.22}$$

cu

$$A(\omega) = \frac{C\omega}{\sqrt{(\omega_o^2-\omega^2)^2+4d^2\omega_o^2\omega^2}} \tag{3.23}$$

$$\varphi(\omega)\ \mathrm{arctg}\frac{\omega_o^2-\omega^2}{2d\omega_o\omega} \tag{3.24}$$

In relatiile (3.22)...(3.24) s-a notat

ω_0 - frecventa proprie a sistemului neamortizat,

d - factorul de amortizare

C - constanta de normare

C se alege astfel incit $A(\omega_{50}) = 1$, $\omega_{50} = 2\pi 50\ s^{-1}$.

$$C = \frac{1}{\omega_{50}} \sqrt{(\omega_0^2 - \omega_{50}^2)^2 + 4d^2\omega_0^2\omega_{50}^2} \qquad (3.25)$$

Valoarea maxima a functiei de transfer pentru $\omega = \omega_0$ va fi

$$A(\omega_0) = \sqrt{1 + \frac{(\omega_0^2 - \omega_{50}^2)^2}{4d^2\omega_0^2\omega_{50}^2}} = \frac{C}{2d\omega_0} \qquad (3.26)$$

Daca se introduce amortizarea d si faza $\varphi_{50} = \varphi(\omega_{50})$ din (3.24) se obtine

$$\omega_0 = d\omega_{50}\mathrm{tg}\,\varphi_{50} + \sqrt{d^2\omega_{50}^2\mathrm{tg}^2\varphi_{50} + \omega_{50}^2} \qquad (3.27)$$

Pentru aprecierea proprietatilor de transfer ale unui sistem, in practica se foloseste des, in locul caracteristicii de faza, timpul de propagare de grup /3.23/.

Acest parametru se defineste ca

$$\tau_g = \frac{d\varphi}{d\omega} \qquad (3.28)$$

De importanta aparte sint sistemele cu timp de propagare constant care in legatura cu o caracteristica de amplitudine constanta pot transmite semnale nedeformate.

In cazul unui timp de propagare constant deformarile sint minimale, semnalul fiind doar intirziat cu timpul τ_g.

Timpul de propagare de grup pentru configuratia aleasa este

$$\tau_g = -\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{2d\omega_0(\omega_0^2 + \omega^2)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2d\omega_0\omega)^2} \qquad (3.29)$$

Se observa ca $\tau_g\ (\omega \to \infty) = 0$, ca urmare se urmărește obținerea unor valori cît de mici pentru $\tau_g(\omega_{50})$.

Pentru integratorul realizat (fig.3.4) funcția de transfer este

$$G(j\omega) = -R_2C_1 \frac{j\omega}{(1+j\omega R_1C_1)(1+j\omega R_2C_2)} \qquad (3.3o)$$

Prin compararea coeficientilor din relatia (3.22) se obtin

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1C_1R_2\,C_2}} \qquad (3.31)$$

si

$$d = \frac{R_1C_1 + R_2C_2}{2\sqrt{R_1C.R_2C_2}} \qquad (3.32)$$

Pentru rezistenta de intrare s-a ales o valoare minima R_1 = lo k

In scopul obtinerii unui timp de propagare cit mai scurt s-a introdus conditia $R_1C_1 = R_2C_2$ ceea ce echivaleaza cu alegerea unui domeniu invecinat trecerii din domeniul de integrare in cel de diferentiere.

Ca urmare se obtin $\omega_o = 1/R_1C_1$ si d = 1.

In tabelul 3.1 sint prezentate doua variante utilizate la realizarea integratorului.

Varianta	R_1 kΩ	C_1 µF	R_2 MΩ	C_2 µF	f_o Hz	ω_o s^{-1}	φ_{5o} grad	τ_g µs	$A(\omega_o)$ dB	C	d
1	lo	3o	1	o,33	o,51	3,18	-88,8	64,5	34	-3o3	1
2	lo	3oo	lo	o,33	o,o5	o,32	- 89,9	6,4	54	-3o3	1

Tabelul 3.1. Configuratia integratorului

Desi timpul de propagare la 5o Hz este de 64,5 us respectiv 6,4 us, componentele de semnal sint amplificate in zona frecventei proprii f_o cu 34 dB respectiv 54 dB. Aceasta echivaleaza cu amplificarea zgomotelor de joasa frecventa si deci micsorarea raportului semnal/zgomot la iesire.

Compararea celor doua variante de integratoare a aratat ca impulsul de trecere prin zero la f_o = o,o5 Hz apare mai devreme cu cca 55 µs. decit la f_o = o,5 Hz. Aceasta diferenta se datoreste constantelor de propagare diferite.

Pentru marirea preciziei de masurare este necesar ca toate canalele de masurare sa aibe constante (timpi) de propagare identice. Canalele de masurare pentru tensiuni si curenti trebuie separate.

Metoda de masurare a curentului utilizind integratoare este deci afectata de erori cu frecventa.

O masurare directa a curentului fara integrare intr-o banda de frecventa corespunzator de larga nu ne sta insa in prezent la dispozitie.

3.1.2.1. Problema integrarii numerice

Dintre mai multe metode de realizare a unui sistem de integrare numeric prezentate in literatura aici este tratata pe scurt metoda numerica propriu zisa folosita uzual /3.23, 3.24/.

Pentru realizarea sistemului integrator se pot lua in considerare regula dreptunghiului, a trapezului sau regula Simpson /3.23/.

Se obtin astfel trei moduri de scriere a legaturii dintre intrarea si iesirea unui sistem integrator

- dreptunghi : $y(k) = y(k-1)+x(k)$ (3.33)
- trapez : $y(k) = y(k-1)+ \frac{1}{2}x(k)+ \frac{1}{2}x(k-1)$ (3.34)
- Simpson: $y(k) = y(k-2)+ \frac{1}{3}x(k) + \frac{4}{3}x(k-1)+ \frac{1}{3}x(k-2)$ (3.35)

de aici, cu ajutorul formulelor de calcul numeric /3.2o/ se obtin relatii de legatura recursive care conduc la sisteme cauzale.

Un sistem este considerat cauzal cind un semnal de iesire $y(k)$ la un timp $k = k_0$ nu este dependent de valorile viitoare ale semnalului de intrare $x(k)$, adica $x(k_0+1)$, $x(k_0+2),\ldots,$ aceasta inseamna ca raspunsul sistemului cauzal nu apare inainte de aparitia excitatiei. In relatiile (3.33-3.35): $-\infty < k < +\infty$.

Functiile de transfer si caracteristicile de frecventa ale sistemului descris de ecuatiile (3.33-3.35) sint, respectiv :

$$H_{ID}(z) = \frac{z}{z-1} \quad ; \quad H_{ID}(e^{j\Omega}) = \frac{1}{2.\sin(\Omega/2)}\, e^{j(\Omega-\pi)/2} \qquad (3.36)$$

$$H_{IT}(z) = \frac{1}{2}\,\frac{z+1}{z-1} \; ; \; H_{IT}(e^{j\Omega}) = \frac{1}{2.\mathrm{tg}(\Omega/2)}\, e^{-j\frac{\pi}{2}} \qquad (3.37)$$

$$H_{IS}(z) = \frac{1}{3}\,\frac{z^2+4z+1}{z^2-1} ; \; H_{IS}(e^{j\Omega}) = \frac{2+\cos(\Omega)}{3.\sin(\Omega)}\, e^{-j\frac{\pi}{2}} \qquad (3.38)$$

în care

$$z = e^{j\Omega} \qquad (3.39)$$

$\Omega = \frac{\omega}{f_E} = \omega T$ (3.4o), ω este frecvența unghiulară a semnalului, $f_E = \frac{1}{T}$ frecvența de eșantionare iar Ω este frecvența unghiulară normată la frecvențe de eșantionare f_E.

Caracteristica de frecventa (in modul) a integratorului ideal este data de /3.23/:

$$H_I(e^{j\Omega}) = \frac{1}{|\Omega|} ; |\Omega| < \pi \tag{3.41}$$

In figura 3.5 sint reprezentate valorile inverse ale functiilor conform relatiilor (3.36-3.38) precum si eroarea procentuala d, definita cu

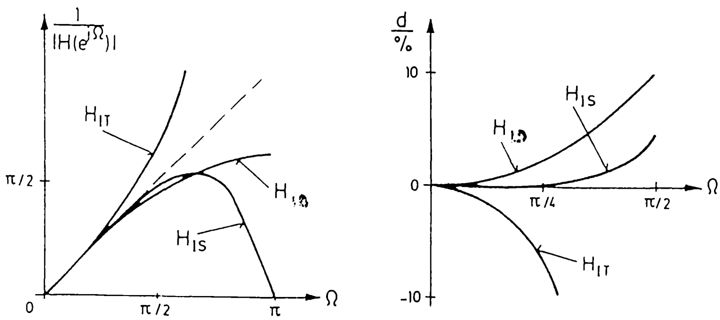


Fig.3.5. Comparatia sistemelor de integrare

$$d = \frac{|H_I(e^{j\Omega}) - H_{ID,IT,IS}(e^{j\Omega})}{|H_I(e^{j\Omega})|} \tag{3.42}$$

Din figura 3.5 se observa ca cea mai precisa metoda de integrare este aceea dupa regula Simpson (3.35).

Datorita insa frecventei de esantionare ridicate, in jur de 16o kHz, necesara pentru o banda de frecventa a semnalului de 2o kHz metoda nu poate fi implementata pe un calculator de proces actual.

3.2. Masurarea tensiunilor arcului

3.2.1. Aspect general

Masurarea directa a tensiunilor arcului in cuptor este imposibila. Tensiunile arcului se pot exprima cu relatiile (2.12).

La calculul tensiunilor se pune conditia ca arcul electric sa nu cedeze energie electrica in exterior, ceea ce inseamna

u_L si i fiind valorile momentane ale tensiunii si curentului in arc.

Relatia (3.43) impune pe faza k la trecerea prin zero a curentului, urmatoarele conditii

$$i_k = o, \qquad \frac{di_k}{dt} \neq o, \qquad u_{Lk} = o \tag{3.44}$$

unde k = 1,2,3.

Cele trei conditii permit calculul a trei inductivitati deci sint, pentru determinarea inductivitatilor vectorului $\underline{m}_5$, necesare insa nu si suficiente.

Conditiile (3.44) descriu faza relativa pentru u_{L_k} si i_k nu ofera insa nici o indicatie privind erorile la determinarea amplitudinii tensiunilor.

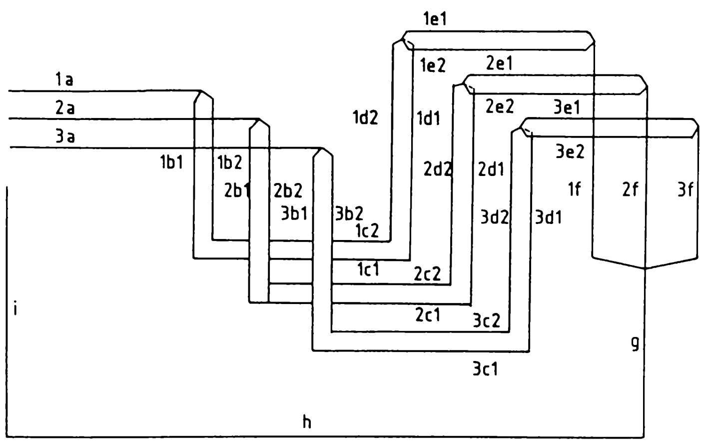
Problema principala pentru determinarea tensiunilor in arc este obtinerea vectorului inductivitatilor mutuale (relatia 2.4).

Pentru calculul tensiunilor in arc este necesara cunoasterea a cel putin 5 inductivitati mutuale pentru fiecare configuratie geometrica a sistemului de curent intens in timpul procesului de topire.

Cu ajutorul calculatorului numeric se pot calcula in fiecare situatie inductivitatile mutuale asa cum se va arata in continuare.

3.2.2. Calculul inductivitatilor cu ajutorul calculatorului digital

Modelul de calcul al sistemului de curent intens este prezentat in figura **3.6.**



triciala.

Sistemul de curent intens prezinta conform modelului de calcul din fig.3.6 sase bucle in scurtcircuit pentru care se poate scrie ecuatia matriciala /2.17/ :

$$\underline{M}_A \, \underline{di} + \underline{M}_B \, \underline{di}_L = o \tag{3.45}$$

In care matricile $\underline{M}_A$ si $\underline{M}_B$ au respectiv 6x3 si 6x6 elemente.

Expresiile:

$$\underline{di} = \left(\frac{di_1}{dt} , \frac{di_2}{dt} , \frac{di_3}{dt} \right)^T \tag{3.46}$$

$$\underline{di}_L = \left(\frac{di_{1b}}{dt} , \frac{di_{2b}}{dt} , \frac{di_{3b}}{dt} , \frac{di_{1e}}{dt} , \frac{di_{2e}}{dt} , \frac{di_{3e}}{dt} \right)^T \tag{3.47}$$

reprezinta vectorii derivatelor curentilor de faza respectiv de circulatie pe buclele inchise.

Dupa cum se arata in /2.17/ in final se obtine vectorul tensiunilor masurabile

$$\underline{u}_M = \underline{M}_k \underline{di} \tag{3.48}$$

in care matricea $\underline{M}_k$ are forma

$$\underline{M}_k = \begin{bmatrix} M_{k(1,1)} & o & M_{k(1,3)} \\ M_{k(2,1)} & M_{k(2,2)} & M_{k(1,3)} \\ M_{k(2,1)} & o & M_{k(3,3)} \end{bmatrix} \tag{3.49}$$

cu perechi de elemente identice:

$$M_{k(1,3)} = M_{k(2,3)} \quad \text{si} \quad M_{k(1,2)} = M_{k(3,1)}$$

Vectorul inductivitatilor mutuale se obtine cu :

$$\underline{m}_5 = \begin{bmatrix} M_{12,13} \\ M_{23,21} \\ M_{31,32} \\ M_{12,3M} \\ M_{23,1M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{k(1,1)} - M_{k(1,2)} \\ M_{k(2,2)} \\ M_{k(3,3)} - M_{k(1,3)} \\ M_{k(2,1)} \\ -M_{k(1,3)} \end{bmatrix} \tag{3.5o}$$

Utilizind un calculator digital se pot calcula in circa 8 secunde inductivitatile dupa relatia (3.5o) pentru o pozitie oarecare a portelectrozilor /2.17/ .

Prin introducerea unei tabele de inductivitati pentru diferite combinatii ale pozitiei electrozilor se poate reduce simtitor timpul de calcul utilizind o interpolare liniara. O metoda asemanatoare a fost propusa si utilizata anterior de autor /3.1/ la realizarea unui sistem de masurare autoadaptiv cu model analogic care va fi prezentat in subcap.3.3.

3.2.3. Reprezentarea inductivitatilor mutuale in timpul functionarii cuptorului cu arc

Folosind metoda de calcul prezentata in paragraful precedent in /2.17/ se prezinta rezultatele experimentale privind variatia inductivitatilor mutuale in timpul procesului de topire in functie de pozitia portelectrozilor.

Cercetarea se refera la un cuptor de 13o tone, puterea transformatorului 96 MVA, curentul nominal 8o kA, diametrul cuvei 7 m.

Inductivitatile se calculeaza in functie de deplasarea relativa a portelectrozilor 2 si 3 in raport cu portelectrodul 1. Pentru simplificarea expunerii se va utiliza prescurtarea PE pentru portelectrozi.

Intrucit liniile de curent in incarcatura sau zgura cuptorului nu sint cunoscute se considera ca punct de referinta de fiecare data virful electrodului aflat in pozitia cea mai joasa. Ceilalti doi electrozi se vor considera pentru calcul cu aceeasi lungime. Arcurile electrice nu se iau in considerare.

In figura 3.7 sint reprezentate inductivitatile mutuale ca functiuni ale diferentelor de inaltime h_2-h_1 si h_3-h_1 ale PE.

Pozitia geometric triangulata se obtine la inaltimi identice ale PE $h_1=h_2=h_3$. Conductoarele de curent inalt se afla, in aceasta pozitie, in virfurile unui triunghi echilateral.

In fig.3.7 se reprezinta un domeniu de variatie de $\pm$ 1,5 m.

Pentru inductivitati s-a intocmit suplimentar un tabel cu domeniile de variatie a acestora conform diagramelor din figura 3.7.

Astfel in tabelul 3.2 se reprezinta valorile extreme si de simetrie ale inductivitatilor.

In paranteze sint reprezentate variatiile inductivitatilor fata de valoarea de simetrie.

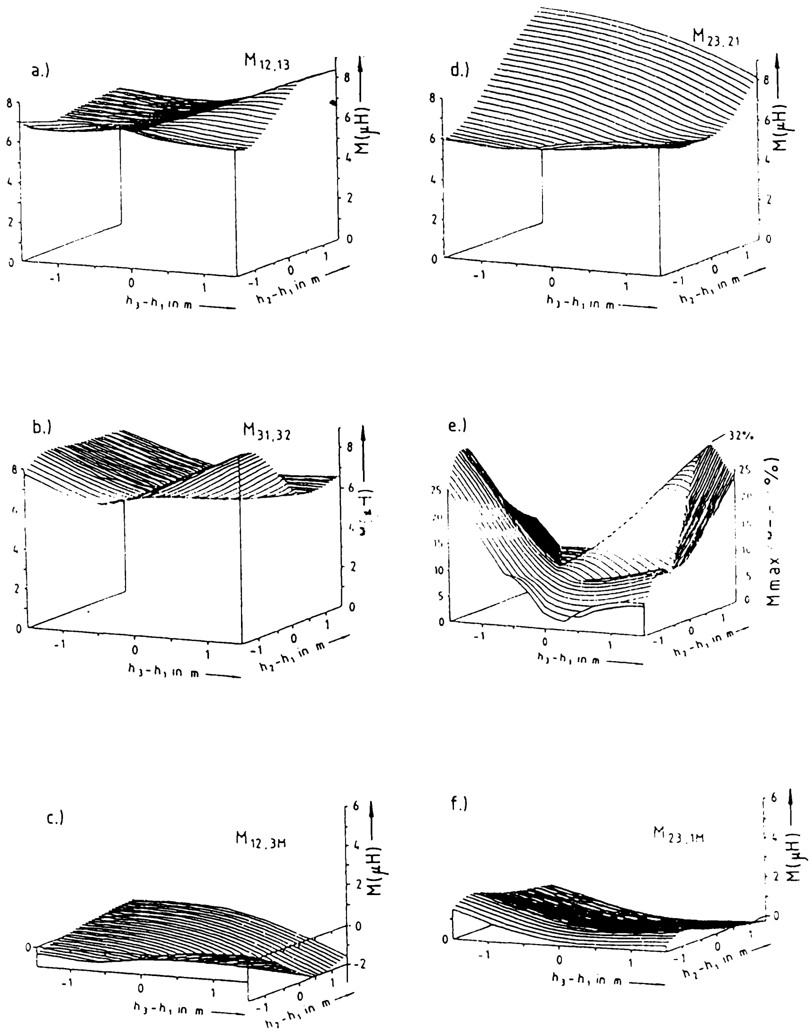


Fig.3.7. Variatia inductivitatilor sistemului de curent intens cu modificarea pozitiei portelectrozilor

	Minimum in µH	Valoarea de simetrie in µH	Maximum in µH
$M_{12,13}$	6,24(-6%)	6,66	8,76(32%)
$M_{23,21}$	5,71(-21%)	7,22	1o,88(51%)
$M_{31,32}$	6,31(-5%)	6,66	9,67(45%)
$M_{12,3M}$	- 2,o3	-o,25	o,58
$M_{23,1M}$	- o,43	o,25	2,o3

Tabelul 3.2 In paranteze sint reprezentate variatiile inductivitatilor fata de valoarea de simetrie

In figura 3.7.e s-au reprezentat valorile relative ale inductivitatilor $M_{12,3M}$ si $M_{23,1M}$ fata de valorile minimale ale inductivitatilor conductoarelor de curent intens. Se observa ca aceste inductivitati pot atinge 32% din valoarea celor de curent intens.

Pentru o reprezentare cantitativa mai clara, in figura s-a indicat variatia inductivitatilor pentru o deplasare sincrona a PE 2 si 3 in raport cu PE1 adica $h_2-h_1=h_3-h_1$ (figura 3.8.a) precum si variatia acelorasi inductivitati la o deplasare in sensuri opuse a PE2 si PE3 in raport cu PE1, adica $h_2-h_1= -(h_3-h_1)$, (Fig.3.8.b).

Curbele intrerupte servesc la intelegerea tensiunii induse de eroare. Aceasta se determina asa cum s-a aratat din coeficientii $M_{12,3M}$ si $M_{23,1M}$. Deoarece acestia au valori scazute se pune intrebarea daca tensiunea de eroare in ecuatia (2.1o) se poate neglija.

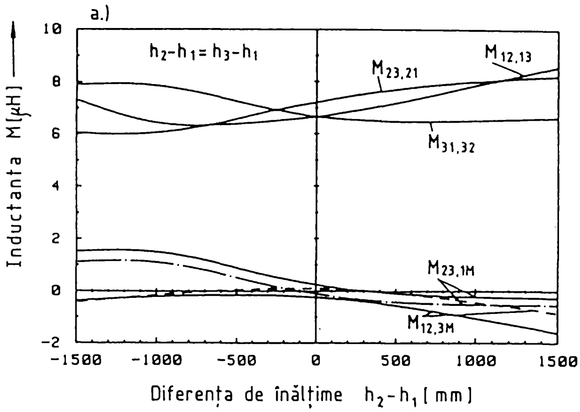
Tensiunea indusa in segmentele g, h,i(fig.3.6) nu trebuie identificata cu tensiunea indusa de eroare u_{OM}.

In figura 3.8 curbele intrerupte reprezinta inductivitatile $M_{12,3M}$ si $M_{23,1M}$ determinate pentru $u_g = u_h = u_i = o$. Aceasta corespunde asezarii segmentului h perpendicular pe segmentele g si i.

Se observa ca inductivitatile primesc partial valori chiar mai mari.

Trebuie deci inca odata precizat ca oricare ar fi geometria conductorului de masura, tensiunea indusa de eroare u_{OM} nu poate fi considerata sau neglijabil de mica.

In figura 3.9.a se prezinta variatia inaltimii PE in timpul unei sarje caracteristice in timp ce in figura 3.9.b sint indicate variatiile inductivitatilor calculate pe aceeasi perioada.



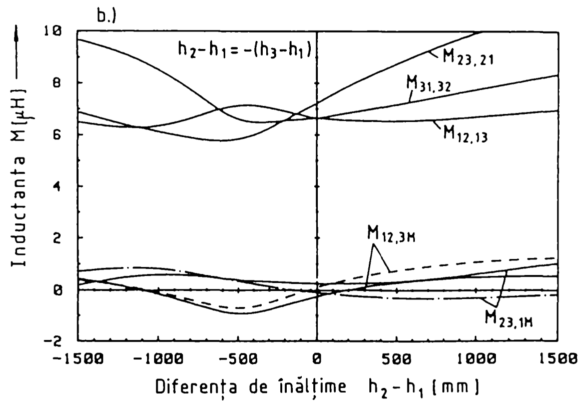


Fig.3.8. Variatia inductivitatilor pentru
a) $h_2-h_1 = h_3-h_1$ b) $h_2-h_1 = -(h_3-h_1)$
cu h_1 constant

Semnificativa este variatia inductivitatii $M_{12,13}$, Inductivitatile conductoarelor sistemului de curent intens se modifica in domeniul 6 µH pina la lo µH. Inductivitatile $M_{12,3M}$ si $M_{23,1M}$ variaza intre 1µH si 2 µH.

In afara de deplasarea relativa a PE, inductivitatile sistemului de curent intens mai sint influentate de deplasarea sincrona a PE, de lungimea electrozilor precum si de miscarile cablurilor flexibile datorate fortelor electromagnetice.

Cercetarile efectuate /2.17, 2.18/ arata ca influenta acestor modificari este neglijabila. Sarcina principala la determinarea inductivitatilor este urmarirea continua a deplasarii relative a PE.

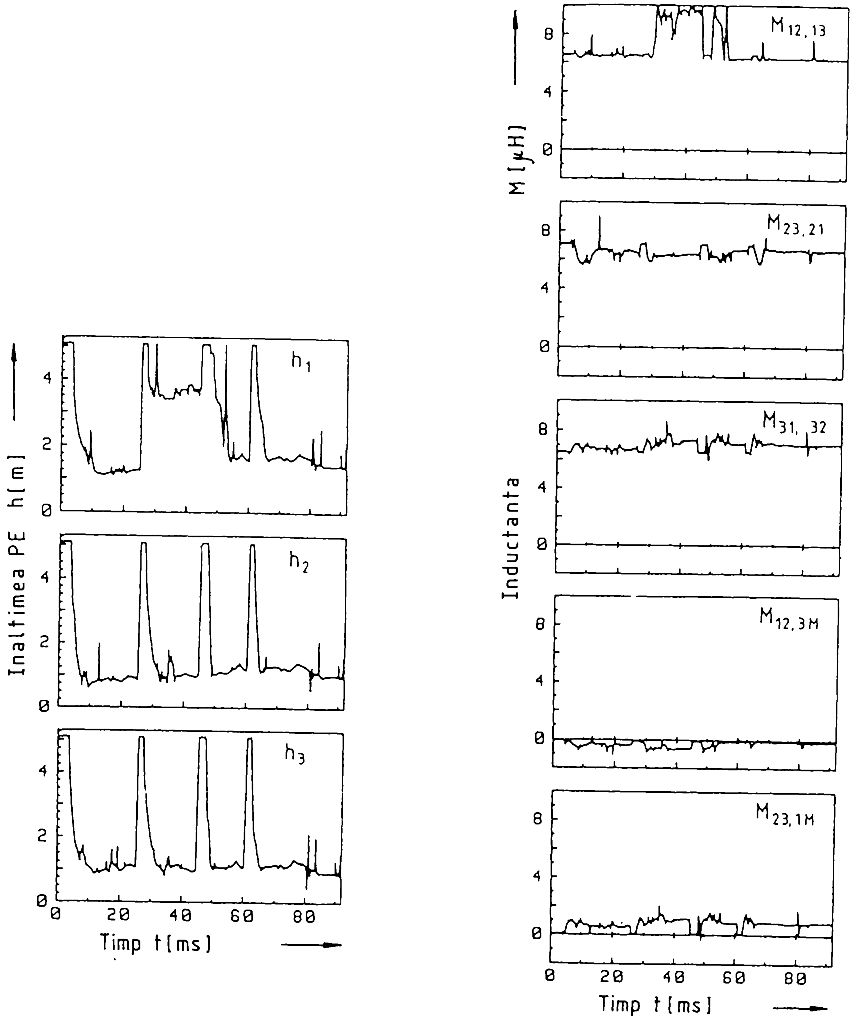


Fig.3.9. Variatia inaltimii PE fata de nivelul limitatorului inferior in cursul unei sarje caracteristice (a) si diagramele corespunzatoare ale inductivitatilor (b)

3.2.4. Inductivitatea arcului electric

Inductivitatea coloanei de plasma a arcului se considera constanta la masurarea tensiunii arcului. Aceasta conditie este in practica doar cu aproximatie satisfacuta asa cum s-a aratat in 2.2.2. Aici se urmareste doar o evaluare a inductivitatii pe baza datelor teoretice si experimentale indicate in literatura.

Densitatea de curent a coloanei arcului se presupune constanta. Valoarea densitatii curentului in coloana este de circa 10^7 A/m^2 iar in apropierea catodului 5.10^7 A/m^2 /3.9/.

Curentul in arc este conform figurilor 2.2.2.4 de circa 100 kA. De aici se poate obtine sectiunea coloanei arcului precum si inductivitatea proprie a acesteia /3.9/.

Valorile obtinute sint trecute in tabelul 3.3.

		l = 100 mm	l = 300 mm	l = 500 mm
I/kA	$d_{\theta\theta}$/mm	L_c/µH		
1	4,4	0,06	0,23	0,44
10	13,9	0,03	0,17	0,33
100	43,9	0,01	0,10	0,21

Tabelul 3.3. Distanta medie geometrica $d_{\theta\theta}$ si inductivitatea proprie L_c a coloanei arcului

In special in zona trecerii prin nul a curentului inductivitatea creste datorita sectiunii relativ mici a coloanei atingind valori de circa 3% din valoarea inductivitatii pe faza pentru arcuri de lungime l = 300 mm.

Inductivitatea arcului nu depaseste de regula 0,2 µH.

3.2.5. Analiza erorilor de masurare ale tensiunilor arcului

Pentru a se putea calcula analitic si pentru o mai usoara interpretare a rezultatelor se considera arcul electric pur rezistiv.

Mai intii se formuleaza tensiunile masurate urmind a se stabili eroarea de masura in cazul renuntarii la compensarea diferitelor componente inductive.

Schema echivalenta utilizata este reprezentata in figura 3.10.

Pentru simplificare se noteaza reactantele $X_1 = M_{12,13}$, $X_2 = M_{23,21}$, $X_3 = M_{31,32}$, $X_4 = M_{12,3M}$ si $X_5 = M_{23,1M}$.

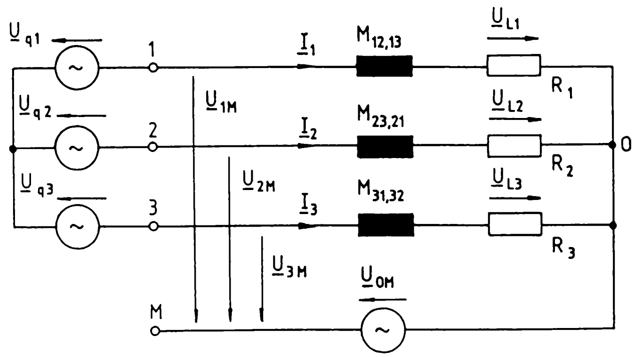


Fig.3lo. Schema echivalenta a sistemului de curent intens cu arcuri rezistive

3.2.5.1. Eroarea in absenta compensarii tensiunilor inductive

Tensiunea masurata pe faza se schimba la modificarea inductivitatilor sistemului de curent intens :

$$\underline{U}_{kM} = \underline{U}_{Lk} + jX_k \cdot I_k + \underline{U}_{OM} , \qquad k = 1,2,3 \tag{3.51}$$

in care tensiunea indusa de eroare in conductorul de masura este :

$$\underline{U}_{OM} = jX_4 \underline{I}_1 - jX_5 \underline{I}_3 \tag{3.52}$$

Notind tensiunea calculata cu $\check{U}_{Lk}$ se scrie : $\check{\underline{U}}_{Lk} = \underline{U}_{kM}$ intrucit nu s-a efectuat o compensare a tensiunilor inductive.

In figura 3.11 s-au reprezentat relatiile de amplitudine si de faza pentru $\check{\underline{U}}_{Lk}/\underline{U}_{Lk} = \underline{U}_{kM}/\underline{U}_{Lk}$, in care $\underline{U}_{Lk}$ este tensiunea adevarata a arcului, in functie de diferenta $h_3-h_1=2(h_2-1)$ a inaltimii PE.

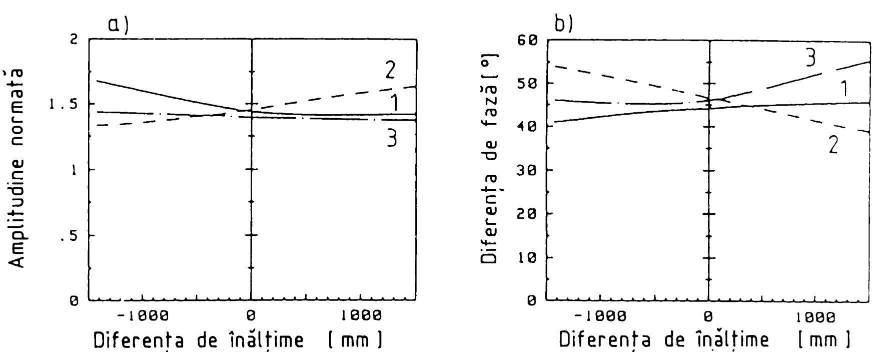


Fig.3.11. Relatii de amplitudine si de faza pentru tensiunile masurata si adevarata

PE2 si PE3 au fost deplasati relativ fata de PE1 cu $h_2-h_1 = o,5(h_3-h_1)$ in mod simultan , pe o inaltime intr-o zona $h_2 = h_1 \pm o,75$ m.

In pozitia triangulata este valabila pentru toate fazele relatia $R_k=X_k$.

Rezistentele arcurilor R_1, R_2 si R_3 sint constante.

Deoarece caderile inductive de tensiune si tensiunea de eroare u_{OM} in conductorul de masura sint neglijate, rezulta, conform figurii 3.11, erori de amplitudine intre 3o% si 7o% si erori de faza intre 4o% si 55%. Acesta este cazul sistemului folosit la ora actuala in practica industriala pentru reglarea pozitiei electrozilor.

In cazul scurtcircuitului :$|\underline{U}_{Lk}| \rightarrow$ o erorile devin arbitrar de mari.

Rezulta ca un astfel de sistem de reglare ar putea recunoaste un scurt-circuit intr-o faza numai pe baza masurarii unui supracurent in faza respectiva.

Pe de alta parte se arata /3.1/ ca la un scurtcircuit intr-o faza, curentul maxim poate sa apara intr-o faza vecina. Astfel este imposibila localizarea unui scurtcircuit intr-o faza prin masurarea curentului. Procedeul de identificare a unui scurtcircuit trebuie sa se bazeze pe analiza tensiunilor in arc.

3.2.5.2. Eroarea la o singura corectie a sistemului de masurare

In figura 3.12 este reprezentata variatia erorii sistemului de masurare Clausthal /2.8/.

Acest sistem de masurare este ajustat in pozitia triangulata a PE calculind in continuare cu aceleasi valori fixe stabilite pentru inductivitatile vectorului $\underline{m}_5$.

Eroarea de masura creste cu asimetria PE ajungind la valori de peste 25%.

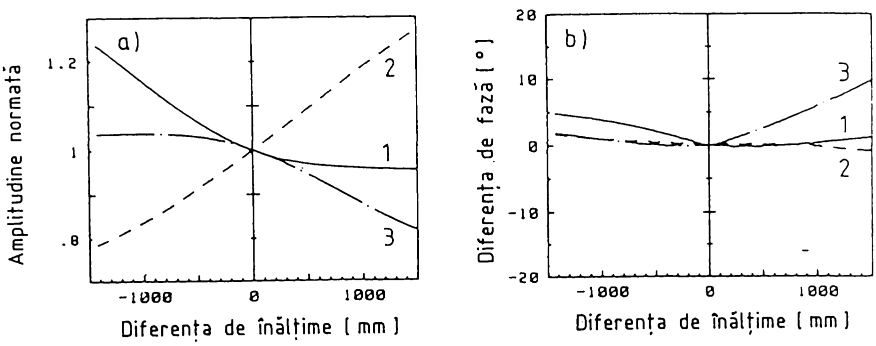


Fig.3.12. Eroarea de amplitudine si de faza a sistemului de masurare cu valori fixe ale inductivităților

Eroarea de faza ajunge la 1o%.

Amplitudinea normata si diferenta de faza din figura 3.12 se refera ca si in figura 3.11 la raportul intre tensiunea calculata a arcului $\underline{U}_{Lk}$, influentata de erorile sistemului de masurare si tensiunea adevarata a arcului.

Deplasarea PE este, ca si anterior, $h_3-h_1 -2(h_2-h_1)$. Fazele s-au notat cu 1,2,3. Sistemul de masurare Clausthal ofera rezultate exacte doar in pozitia simetrica a PE. Aceasta pozitie este insa o exceptie in practica.

3.2.5.3. Eroarea de amplitudine la corectia fazei

In /3.7/ se arata ca, prin ajustarea inductivitatilor sistemului de curent intens $M_{12,13}$, $M_{23,21}$ si $M_{31,32}$, se realizeaza corectia de faza conform conditiilor (3.44).

Pentru arcuri pur rezistive aceasta inseamna in primul rind o corectie a fazei intrucit tensiunea arcului $\underline{U}_{Lk} = R_k \underline{I}_k$ este defazata cu $\pi/2$,inaintea caderii inductive de tensiune $jX_k I_k$ a fazei respective.

O modificare a reactantei X_k conduce in prima instanta la modificarea fazei tensiunii calculate a arcului $\underline{\check{U}}_{Lk}$.

Daca pe baza conditiilor (3. 44) are loc si o compensare a tensiunii de eroare $\underline{U}_{OM}$, prin modificarea valorii inductivitatilor, apare o eroare de amplitudine care va fi tratata in continuare.

Se considera arcuri pur rezistive. Tensiunile masurate sint (rel.3.51):

$$\underline{U}_{kM} = \underline{U}_{Lk} + jX_k\underline{I}_k + \underline{U}_{OM} \qquad k = 1,2,3$$

cu U_{OM} (rel.3.52)

$$\underline{U}_{OM} = jX_4\underline{I}_1 - jX_5\cdot\underline{I}_3$$

Se vor calcula reactante $\check{X}_1 = \omega\check{M}_{12,13}$, $\check{X}_2 = \omega\check{M}_{23,21}$, $\check{X}_3 = \omega\check{M}_{31,32}$ astfel incit sa fie satisfacuta conditia :

$$\underline{U}_{kM} - j\check{X}_k\cdot\underline{I}_k = \check{c}_k\underline{U}_{Lk} = \underline{\check{U}}_{Lk} \tag{3.53}$$

Aici $\check{c}_k$ sint numere reale care definesc eroare de amplitudine la calculul tensiunilor in arc $\underline{\check{U}}_{Lk}$. Deoarece $\check{c}_k$ sint numere reale este valabila relatia :

$$\mathrm{Im}\left(\frac{\underline{\check{U}}_{Lk}}{\underline{U}_{Lk}}\right) = 0 \tag{3.54}$$

Arcurile sint pur rezistive $\underline{U}_{Lk} = R_k\cdot\underline{I}_k$.

Introducind in (3.51)- (3.53) si folosind (3.54) se obtine :

$$\mathrm{Im}\left(1 + j\,\frac{X_k-\check{X}_k}{R_k} + j\,\frac{X_4\underline{I}_1}{R_k\underline{I}_k} - j\,\frac{X_5\underline{I}_3}{R_k\cdot\underline{I}_k}\right) = 0 \tag{3.55}$$

si pentru reactantele cautate :

$$\check{X}_k = X_k + X_4 R_e \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_k} - X_5 R_e \frac{\underline{I}_3}{\underline{I}_k} \qquad (3.56)$$

Efectuind cu aceste inductivitati o corectie a fazei rezulta erori de amplitudine $\check{c}_k$ ale tensiunilor in arc intrucit $\underline{U}_{OM}$ si j $\check{X}_k \underline{I}_k$ nu sint in mod necesar in faza.

Din ecuatiile (3.53) si (3.54) se obtine :

$$\check{c}_k = \frac{\check{\underline{U}}_{Lk}}{\underline{U}_{Lk}} = 1 - \frac{X_4}{R_k} \operatorname{Im}\left(\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_k}\right) + \frac{X_5}{R_k} \operatorname{Im}\left(\frac{\underline{I}_3}{\underline{I}_k}\right) \qquad (3.57)$$

In figura 3.13.a sint reprezentate amplitudinile relative $\left|\check{\underline{U}}_{Lk}/\underline{U}_{Lk}\right|$ ca functie de diferenta de inaltime $h_3-h_1 = 2(h_2-h_1)$.

Diferenta de faza este prin definitie nula.

Inductivitatile $\check{M}_{12,3M}$ si $\check{M}_{23,1M}$ sint ajustate o singura data, in pozitie simetrica a PE /3.7/. O comparatie cu figura 3.12.a arata ca erorile de amplitudine cauzate de tensiunea indusa de eroare nu pot fi compensate printr-o corectie a fazei.

Cu toate ca prin corectia fazei se obtin la osciloscop caracteristici "exacte" ale arcului, cu trecerea simultana a tensiunii si curentului prin zero, eroarea de amplitudine a tensiunilor in arc atinge valori de 25% dupa cum reiese din figura 3.13.a.

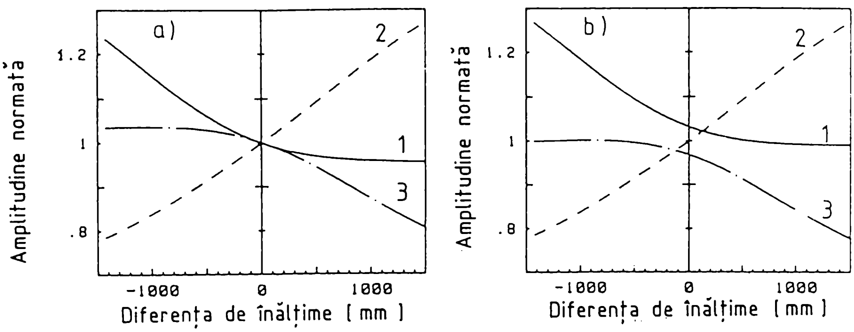


Fig.3.13. Erori de amplitudine la corectia fazei

In figura 3.13.b tensiunea indusa de eroare este dupa Tichomirov /3.7/ ignorata alegindu-se $\check{M}_{12,3M} = \check{M}_{23,1M} = 0$.

Astfel, chiar in pozitia triangulata a PE apare o eroare de amplitudine in fazele 1 si 3 de cca 3% cauzata de tensiunea indusa de eroare in conductorul de masura.

O corectie a fazei conduce aici la erori de amplitudine de pina la 30% in pozitii puternic asimetrice.

3.2.5.4. Tensiunea indusa de eroare

Erorile de amplitudine la corectia fazei se datoresc faptului ca tensiunea indusa de eroare $\underline{U}_{OM}$ nu poate fi in faza cu tensiunile inductive ale inductivitatilor variabile $\check{M}_{12,13}$, $\check{M}_{23,21}$ si $\check{M}_{31,32}$. Din acest motiv intereseaza marimea tensiunii induse de eroare la diferite geometrii ale sistemului de curent intens in timpul functionarii cuptorului.

Tensiunea indusa de eroare este reprezentata in valoare si faza în figura 3.14.

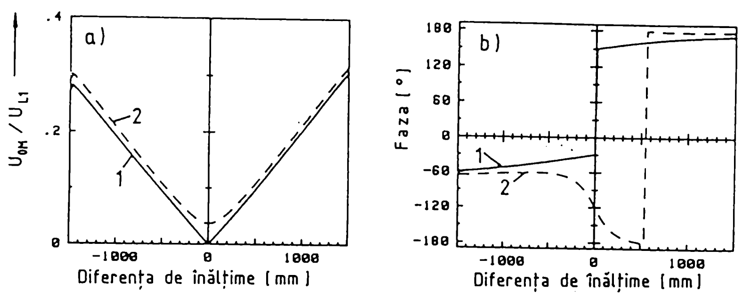


Fig.3.14. Tensiunea indusa de eroare U_{OM}

In figura 3.14.a s-a reprezentat valoarea tensiunii $\underline{U}_{OM}$ raportata la valoarea tensiunii in arcul fazei 1, U_{L_1} .

Faza tensiunii induse de eroare este reprezentata in figura 3.14.b in conformitate cu schema echivalenta din fiura 3.1o.

Linia continua corespunde figurii 3.13.a. Deoarece aici inductivitatile $\check{M}_{12,3M}$ si $\check{M}_{23,1M}$ au fost compensate in pozitia triangulata, dispare, pentru $h_1 = h_2 = h_3$, tensiune indusa de eroare. Unghiul de faza se modifica la aceasta cu 18o°. Daca PE sint deplasati tensiunea indusa de eroare creste la cca 3o% din tensiunea arcului.

Linia intrerupta reprezinta situatia $\check{M}_{12,3M} = \check{M}_{23,1M} = o$. De aceea chiar in pozitia triangulata tensiunea indusa de eroare nu dispare. Ea se deosebeste insa putin fata de valoarea in cazul compensarii in pozitie triangulata.

Faza tensiunii induse de eroare propriu-zisa (linie intrerupta) se deosebeste insa esential de precedenta. In pozitie de simetrie tensiunea indusa de eroare are o faza de -12o°.

La pozitii asimetrice puternice ale PE efectul compensarii devine neglijabil ambele variatii ale fazei fiind asemanatoare.

3.2.6. Metoda pentru determinarea continua a inductivitatilor mutuale folosind calculul de compensare

Corectia inductivitatilor mutuale este posibila prin urmarirea trecerii prin zero a curentului. Pe aceasta baza s-a dezvoltat o metoda pentru determinarea continua a inductivitatilor folosind calculul de compensare cu predeterminarea rangului matricei derivatelor curentilor /2.17/. Aceasta metoda este expusa, pe scurt, in continuare.

La determinarea inductivitatilor se utilizeaza sistemul de ecuatii (2.12) in forma

$$\underline{u}_L = \underline{u}_M - \underline{u}_R - \underline{D}i.\underline{m}_5 \qquad (2.12.a)$$

In afara vectorului $\underline{m}_5$, tensiunilor u_{Lk} si a rezistentelor R_k;k=1,2,3 toate celelalte marimi sint masurabile in mod continuu.

Pentru determinarea lui $\underline{m}_5$ este totusi necesara cunoasterea vectorului $\underline{u}_L$ si a rezistentelor R_k.

Conform conditiilor (3.44) exista cel putin trei valori ale timpului t_1, t_2 si t_3 pentru care :

$$\begin{cases} u_{L_1}(t_1) = u_{L_2}(t_2) - u_{L_3}(t_3) = o \text{ si} \\ i_1(t_1) = i_2(t_2) = i_3(t_3) = o \end{cases} \qquad (3.58)$$

Cele trei tensiuni ale arcurilor sint deci cunoscute la trecerile curentului prin zero adica la doua valori ale timpului pe o perioada a retelei.

Deoarece pentru i_k = o nu mai apare rezistenta R_k in (2.12). Sistemul de ecuatii se poate rescrie :

$$\begin{bmatrix} u_{1M}(t_1) \\ u_{2M}(t_2) \\ u_{3M}(t_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt}(t_1) & o & o & \frac{di_1}{dt}(t_1) - \frac{di_3}{dt}(t_1) \\ o & \frac{di_2}{dt}(t_2) & o & \frac{di_1}{dt}(t_2) - \frac{di_3}{dt}(t_2) \\ o & o & \frac{di_3}{dt}(t_3) & \frac{di_1}{dt}(t_3) - \frac{di_3}{dt}(t_3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{12,13} \\ M_{23,21} \\ M_{31,32} \\ M_{12,3M} \\ M_{23,1M} \end{bmatrix} \qquad (3\ 59)$$

sau $\underline{u}_{M3} = \underline{D}i_3\ \underline{m}_5$ (3.59.a)

Aici fiecare linie este valabila pentru o alta valoare a timpului. Calculul lui $\underline{m}_5$, cu toata neliniaritatea arcurilor se face printr-un sistem liniar de ecuatii. In ecuatiile (3.59) nu mai apar tensiunile in arc u_{Lk} , k = 1,2,3.

Vectorul $\underline{m}_5$ este determinat prin aceasta, pentru $u_M \neq o$, doar prin rangul matricii $\underline{Di}$. Din cauza rangului 3 al matricei $\underline{Di}$ din (3.59) se pot determina pentru inceput maximum trei inductivitati ale lui $\underline{m}_5$.

Conditiile (3.58) sint deci necesare nu insa si suficiente pentru determinarea completa a vectorului $\underline{m}_5$.

In timpul unei perioade de retea fiecare faza prezinta doua treceri ale curentului si tensiunii prin zero astfel ca se poate scrie

$$u_{Lk}(t_k) = u_{Lk}(t_{k+3}) = o; \; i_k(t_k) = i_k(t_{k+3}) = o \, , \qquad (3.60)$$

unde k = 1,2,3.

Aceasta duce la dezvoltarea sistemului (3.6o) obtinindu-se o matrice $\underline{Di}_6$ cu sase linii a derivatelor curentilor :

$$\underline{u}_{M6} = \underline{Di}_6 \cdot \underline{m}_5 \qquad (3.61)$$

La simetrie de tipul 3 (anexa 6.2) este valabila, rangul $(Di_6) = 3$.

Aceasta simetrie nu are totusi loc din cauza formelor diferite ale semiperioadelor catodice si anodice.

Cauza nesimetriei consta de exemplu in schimbarile stohastice ale lungimii arcului si prin aceasta a tensiunii coloanei arcului. Aceasta stare apare in special la inceputul topirii.

Pentru rangul matricii $\underline{Di}_6$ se poate indica la inceput doar o granita superioara : rang $(\underline{Di}_6) \leq 5$.

Calculul direct al lui $\underline{m}_5$ din (3.61) este posibil pentru rang $(\underline{Di}_6)=5$.

Daca liniile din (3.61) nu mai sint simultan rezolvabile se ajunge la o problema de compensare.

Este cautat vectorul $\underline{m}_5$ cu :

$$\| \underline{u}_{M6} - \underline{Di}_6 \, \underline{m}_5 \| = \| r \| \overset{!}{=} \min \qquad (3.62)$$

Rezolvarea generala pentru (3.62) este dupa /3.1o/ :

$$\underline{m}_5 = D_6^+ \, \underline{u}_{M6} + (\underline{I} - D\overset{+}{i}_6 \, \underline{Di}_6)\underline{Y} \qquad (3.63)$$

in care :

$\underline{Di}_6^+$ este pseudomatricea inversa

$\underline{I}$ este matricea unitate

$\underline{Y}$ este un vector oarecare

$(\underline{I} - \underline{Di}_6^+ \cdot \underline{Di}_6)$ este matricea proiectata pe spatiul nul $T_{Di_6} = \{ \underline{x} \mid \underline{Di}_6 \underline{x} = 0 \}$ a lui $\underline{Di}_6$.

Pentru $\underline{Y}$ se considera valoarea aproximata "a priori" a lui $\underline{m}_5$. Proiectia acestei valori aproximate pe spatiul nul al lui $\underline{Di}_6$ va fi apoi insumata solutiei.

Fiind data $\underline{Di}_6$ exista mai multe solutii cu $\| r \| = 0$.

In acest caz relatia (3.63) ofera solutia cea mai apropiata de $\underline{Y}$ a ecuatiei (3.62). La rangul maxim a lui $\underline{Di}_6$ dispare in mod natural spatiul nul.

Cercetarile au aratat ca solutia pentru $\underline{m}_5$ obtinuta cu (3.63) este mai departata de solutia adevarata decit vectorul de start Y, din cauza erorilor de masurare si a zgomotelor ce intervin /3.11/.

In acest caz valorile inductivitatilor calculate din inaltimile PE trebuie ponderat in mod corespunzator.

Informatia asupra rangului poate servi ca masura pentru ponderarea marimilor de start.

Se presupunem ca exista o problema de compensare. Aceasta se obtine la comportarea corespunzatoare, stohastica, a arcurilor prin marirea in continuare a numarului de linii din (3.61) si deci a matricii $\underline{Di}_6$.

In prezent singura metoda de determinare a rangului unei matrici si cea mai stabila metoda numerica pentru calculul matricilor ei (pseudo-) inverse este descompunerea in valori singulare /3.12/.

La inceput se calculeaza valorile singulare ale matricii $\underline{Di}_6$. Presupunind erori de masura datorita zgomotelor si altor cauze de 10%, pentru $\sigma_5/\sigma_1 > 0,1$ matricea $\underline{Di}_6$ este de rangul 5. Prin descompunerea in valori singulare se obtine si matricea pseudoinversa $\underline{Di}_6^+$ si cu aceasta se poate rezolva problema compensarii .

Marimile masurate implica incertitudini, definite $\underline{E}$ si vectorul $\Delta \underline{u}_{M6}$ /3.10/.

$\| \underline{E} \| \leqslant \phi$ incertitudinea matricii $\underline{Di}_6$

$\| \Delta \underline{u}_{M6} \| \leqslant \psi$ incertitudinea vectorului $\underline{u}_{M6}$

Multimea solutiilor :

$$\mathcal{M}_5 = \left\{ \underline{m}_5 \,\middle|\, \| (\underline{Di}_6 + \underline{E})\underline{m}_5 - (\underline{u}_{M6} + \Delta \underline{u}_{M6}) \| \leqslant \varrho \right. \qquad (3.64)$$

$$\left. \| \underline{E} \| \leqslant \phi \quad , \quad \| \Delta \underline{u}_{M6} \| \leqslant \psi \right\}$$

este deci o functie de ϱ, ϕ si ψ .

Este de cercetat efectul asupra erorii $\| \Delta \underline{m}_5 \|$ la calculul vectorului

$\underline{m}_5$, produs de $\| E \|$, $\| \Delta \underline{u}_{M6} \|$ și de numărul de condiție al lui $\underline{Di}_6$ referitor la pseudoinversiune: $cond(\underline{Di}_6) = k = \| Di_6 \| \; \| Di_6^+ \|$.

Pentru $k\phi / \| \underline{Di}_6 \| \geqslant 1$ exista un $\underline{E}$ cu $\| \underline{E} \| < \phi$ astfel incit $\underline{Di}_6 + \underline{E}$ este singular.

$\mathcal{M}_5$ este atunci nelimitat. Pentru rangul $(\underline{Di}_6) = 5$ si $k\phi / \| \underline{Di}_6 \| < 1$ este impusa o limita de incertitudine a vectorului inductivitatilor $\| \Delta \underline{m}_5 \|$, data de :

$$\| \Delta \underline{m}_5 \| \leqslant \frac{\| Di_6^+ \| \left[\| \underline{E} \| (\| \underline{m}_5 \| + \| \underline{Di}_6^+ \| \, \| r \|) + \| \Delta \underline{u}_{M6} \| \right.}{1 - \| \underline{E} \| \, \| \underline{Di}_6^+ \|} \qquad (3.65)$$

$\mathcal{M}_5$ poate fi majorat inca prin ϱ . Se cere insa conform scopului o micsorare a lui $\mathcal{M}_5$.

Pentru aceasta sint cunoscute mai multe metode /3.1o/ din care va fi descris pe scurt problema compensarii generalizate.

Aceasta metoda /3.12, 3.13/ ofera un vector $\underline{m}_5 \in \mathcal{M}_5$ cu conditiile secundare $\varrho = o$ si $\| \underline{E} \|_F^2 + K^2 \| \Delta \underline{u}_{M6} \|_2^2 \stackrel{!}{=}$ min.

Numarul K pondereaza variatia lui $\underline{u}_{M6}$ fata de cea a lui $\underline{Di}_6$.

Problema standard se pune pentru $K \rightarrow o$, adica urma $(\underline{E}^T \underline{E}) \rightarrow o$.

Pentru rezolvarea problemei compensarii generalizate se formeaza $\bar{\underline{Di}}_6 = (\underline{Di}_6 | \; K \; \underline{u}_{M6})$, $\bar{\underline{E}} = (\underline{E} | \; K \Delta \underline{u}_{M6})$ si vectorul $\bar{\underline{m}}_5 = (\underline{m}_5, -1/K)^T$. Acum este necesara minimizarea urmei $(\bar{E}^T \bar{E})$ cu conditia $(\bar{\underline{Di}}_6 + \bar{\underline{E}}) \bar{\underline{m}}_5 = o$.

Data fiind σ_{n+1} cea mai mica valoare singulara a lui $\bar{\underline{Di}}_6$, atunci este valabil : $\bar{\underline{E}} = -\sigma_{n+1} \; u_{n+1} \; V^T_{n+1}$, unde u_{n+1} si v_{n+1} sint coloanele corespunzatoare ale lui $\underline{U}$ si $\underline{V}$ din descompunerea in valori singulare a lui $\bar{\underline{Di}}_6$.

$\bar{\underline{m}}_5$ se obtine din V_{n+1}.

Calculul de compensare cu predeterminarea rangului matricei dupa metoda descompunerii in valori singulare constituie elementul de baza pentru determinarea vectorului $\underline{m}_5$.

3.3. Sistem de masurare autoadaptiv pentru marimile arcului

3.3.1. Modelul analogic al tensiunilor in arc

Pe baza schemei echivalente din figura 2,6 descrisa de ecuatiile (2.12) si tinind cont de (2.5) tensiunile in arc pot fi explicitate cu relatiile :

$$\begin{bmatrix} u_{L_1} \\ u_{L_2} \\ u_{L_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{1M} \\ u_{2M} \\ u_{3M} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_1 i_1 \\ R_2 i_2 \\ R_3 i_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_{12,13}+M_{12,3M} & -M_{23,1M} \\ -M_{23,21}+M_{12,3M} & -M_{23,21}-M_{23,1M} \\ M_{12,3M} & M_{31,32}-M_{23,1M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} \qquad (3.66)$$

In ecuatiile (3.66) curentii i_k, tensiunile u_{kM} si derivatele $\frac{di_k}{dt}$, $k = 1,2,3$ se pot masura direct.

Rezistentele active ale cailor de curent R_k se pot determina experimental.

Inductantele mutuale pot fi calculate pentru diferite pozitii relative ale portelectrozilor asa cum s-a aratat in paragraful 3.2.2.

Ecuatiile (3.66) constituie modelul matematic pentru schema de masurare pe care autorul a realizat-o la un cuptor cu arc cu capacitatea de loo tone. Structura circuitului analogic de masurare este prezentata in figura 3.15.

Masurarea curentului si a derivatelor sale se executa conditionat analogic cu traductoare cu bobina Rogovski urmate de integratoare cu AO asa cum s-a prezentat in subcapitolul 3.1.

In figura 3.15 s-au notat

TCA_k, $k = 1,2,3$ traductoare de masurare a derivatei curentului cu circuit magnetic de aer (Rogovski),

I_k, $k = 1,2,3$ circuite integratoare cu AO,

S_k, $k = 1,2,3$ circuite sumatoare cu AO.

La bornele de iesire ale circuitelor sumatoare se obtin tensiunile :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \frac{R_o}{R_T \cdot n} \begin{bmatrix} u_{1M} \\ u_{2M} \\ u_{3M} \end{bmatrix} - R_o Z_s \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{11}} i_1 \\ \frac{1}{R_{22}} i_2 \\ \frac{1}{R_{33}} i_3 \end{bmatrix} - R_o M_T \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{12}} & \frac{1}{R_{13}} \\ \frac{1}{R_{21}} & \frac{1}{R_{23}} \\ \frac{1}{R_{31}} & \frac{1}{R_{32}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{di_1}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} \qquad (3.67)$$

$R_o/R_T \cdot n$ este un factor de adaptare al nivelului de tensiune, n fiind raportul de transformare al transformatorului de masura.

In relatiile (3.67) s-au mai notat :

Z_s impedanta suntului echivalent al dispozitivului de masurare al curentului

$R_{\ell\ell}$, $\ell = 1,2,3$ rezistente variabile pentru modelarea rezistentelor proprii ale conductoarelor

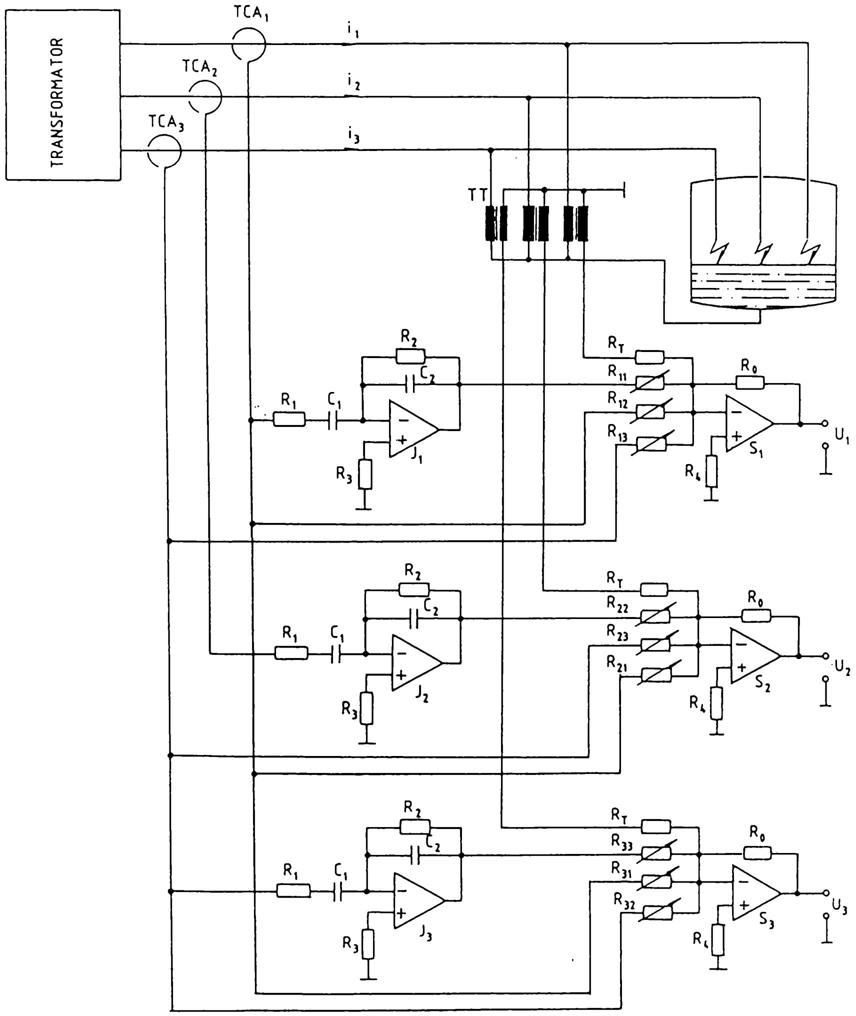


Fig.3.15. Dispozitiv de masurare al tensiunilor in arc cu model analogic

$R_{k\ell}$, k = 1,2,3,; ℓ = 1,2,3, $k \neq \ell$ rezistente variabile pentru modelarea inductivitatilor mutuale din relatiile (3.67)

M_T' inductanta mutuala a traductorului Rogovski.

In tabelul 3.4 sint trecute valorile utilizate de autor la realizarea schemei de masurare

R_o kΩ	R_T MΩ	R_3 kΩ	R_4 kΩ	M_T μH	n
loo	4	2o	loo	1,27	6

Tabelul 3.4.

3.3.2. Etalonarea schemei de masurare

Datorita modificarii configuratiei geometrice a sistemului de curent intens in timpul procesului etalonarea schemei de masurare este valabila doar pentru o anumita pozitie - de regula cea triangulata a portelectrozilor.

Metoda de etalonare prin incercari de scurtcircuit si functionare fara arc prezentata mai jos constituie doar o prima etapa in care se stabilesc domeniile de variatie ale parametrilor schemei de masurare.

Autorul a conceput un sistem de masurare autoadaptiv care permite ajustarea automata a modelului de calcul la conditiile de proces. Acest sistem va fi prezentat in paragraful urmator. La functionarea cuptorului cu o faza fara arc se poate scrie

$$i_3 = o\ , \quad i_1 = - i_2 \qquad (3.68)$$

unde s-a ales faza 3 fara arc.

Impunind conditia (3.44) de trecere simultana prin zero a curentului si tensiunii in arc, in conformitate cu relatiile (3.67) se ajusteaza potentiometrele R_{12} si R_{21} pina cind conditia de mai sus este indeplinita.

In mod asemanator se stabilesc valorile celorlalte rezistente $R_{k\ell}$, $k = 1,2,3;\ \ell = 1,2,3$, $k \neq \ell$ prin alte doua incercari cu fazele 1, respectiv 2, in gol. Se trece apoi la incercarea de scurtcircuit bifazat. Acest regim de functionare presupune introducerea a doi electrozi in baia metalica al treilea electrod fiind in gol.

Incercarea se executa pentru ajustarea rezistentelor $R_{\ell\ell}$, $\ell = 1,2,3$ ale schemei de masurare.

Introducind spre exemplu electrozii 1 si 2 in baia metalica si ridicind electrodul 3 pina la stingerea arcului conform relatiilor (3.67) se poate scrie :

$$o = u_{1M} - R_1 \cdot i_1 - (M_{12,13} + M_{12,3M})\,\frac{di_1}{dt} \qquad (3.69)$$

Potentiometrul R_{11} este astfel fixat incit tensiunea in arc U_{L_1} sa nula. In mod asemanator se ajusteaza potentiometrele R_{22} si R_{33} prin alte doua incercari de scurtcircuit bifazat.

In cadrul etalonarii schemei de masurare s-au neglijat rezistenta activa si reactanta caii de curent in baia metalica care au valori neglijabile /3.9/.

3.3.3. Adaptarea schemei de masurare la conditiile procesului

Modificarea inductantelor mutuale in cursul procesului de topire a fost prezentata pe larg in paragraful 3.2.3 iar eroarea provocata de tensiunea indusa in conductorul de masura este evidentiata in figura 3.14.

Autorul a conceput un sistem de masurare autoadaptiv care permite ajustarea automata a modelului analogic de calcul al tensiunilor la schimbarea geometriei sistemului de curent intens.

Spatiul de deplasare pe verticala al electrozilor este impartit in n segmente dupa cum se arata in figura 3.16.

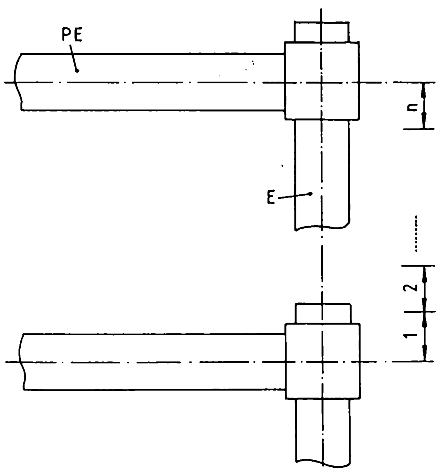


Fig.3.16. Explicativa la pozitia electrozilor

Pe coloana de deplasare a PE sint montate traductoare de pozitie al caror semnal este convertit digital in mod simplu printr-o retea de diode.

Inductantele mutuale sint determinate experimental pentru fiecare segment sau se pot calcula o singura data pentru fiecare configuratie cu metoda prezentata in paragraful 3.2.2.

In cadrul cercetarilor experimentale efectuate de autor la doua cuptoare cu arc de loo tone la C.S. Hunedoara s-a conceput un sistem de masurare autoadaptiv care utilizeaza calculatorul de proces tip SPØT.

In figura 3.17 este reprezentata schema functionala a sistemului de ma-

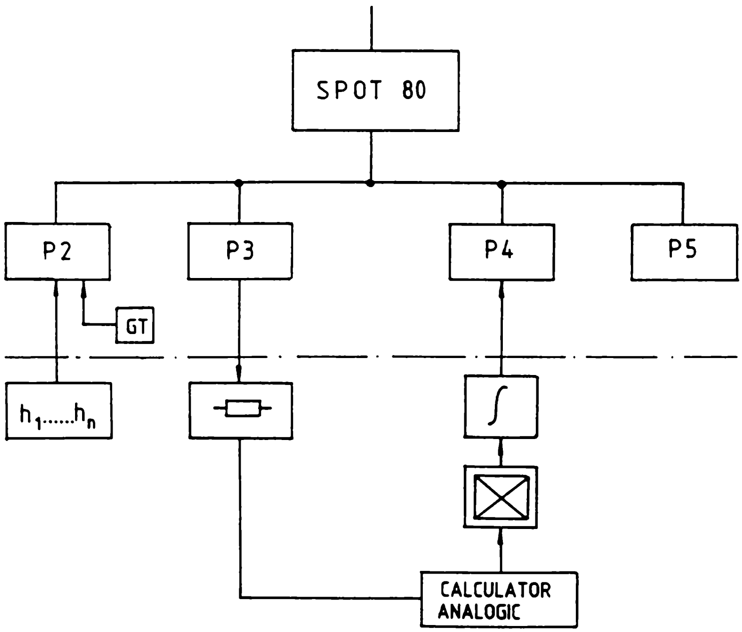


Fig.3.17. Diagrama de functionare a sistemului autoadaptiv de masurare pentru marimile arcului

surare autoadaptiv.

Programul de calcul pentru sistemul de masurare este asamblat ca un subprogram specific de intrerupere in cadrul programului principal.

Interfata intrari digitale P2 solicita intreruperi de nivel o utilizind generatorul de tact GT, atunci cind a intervenit o modificare a iesirilor din interfata de codificare P1.

Interfata iesirii digitale P3 comanda un numar corespunzator de rezistente fixe care sint introduse in modelul analogic functie de pozitia relativa a electrozilor .

Tensiunea si curentul in arc obtinute la iesirea calculatorului analogic sint multiplicate analogic folosindu-se un multiplicator integrat tip BB42o4 K.

In continuare printr-o integrare deasemenea analogica se obtine valoarea puterii active in arc asa cum se va arata in paragraful urmator.

Puterea activa poate fi prelucrata in continuare digital in scopul reglarii electrozilor. Pentru aceasta interfata intrarii analogice P4 solicita intreruperi de nivel 2.

P5 reprezinta o interfata a iesirii analogice.

3.3.4. Masurarea puterii in arc

Modelul analogic pentru masurarea tensiunilor in arc prezentat in figura 3.15 a fost extins pentru masurarea puterii active in arc. In acest scop s-a realizat schema de masurare din figura 3.18 pentru masurarea puterii in arcul fazei 1.

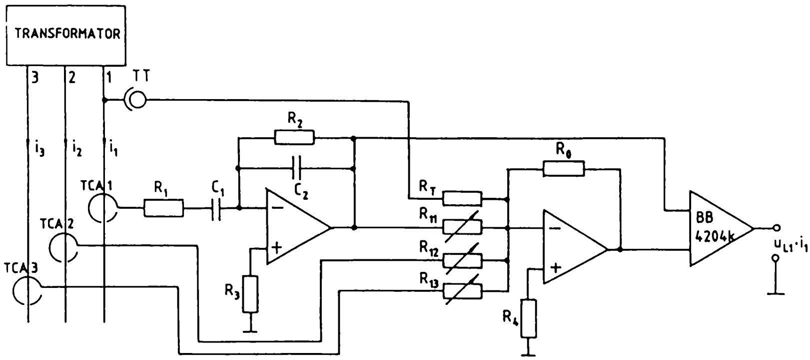


Fig.3.18. Model analogic pentru masurarea puterii momentane in arc

Produsul analogic al tensiunii si curentului in arc s-a realizat cu un circuit integrat BB42o4K.

Pentru obtinerea valorii efective a puterii semnalul $u_1 \cdot i_1$ este integrat analogic cu un integrator ca acela prezentat in paragraful 3.1.2.

In continuare puterea activa a arcului poate fi utilizata pentru reglarea de durata a electrozilor.

In tabelul 3.5 se prezinta caracteristicile circuitului integrat BB42o4K.

Intrucit interfata intrari analogice P4 (figura 3.17) necesita semnale de curent 2-lo mA, la iesirea integratorului este conectat un convertor tensiune-curent reprezentat in figura 3.19.

Pentru ca valoarea curentului de iesire sa nu depinda de rezistenta de sarcina se impune conditia

Intrare	Tensiune max.	$\pm$ lo V
	Impedanta	25/25 kΩ
Iesire	Tensiune minima	$\pm$ lo V
	Curent minim	$\pm$ 5 mA
	Impedanta	1Ω
	Zgomot la iesire x=y=o[V]; o - lo kHz	3oo μV

Tàbelul 3.5.

niilor de variatie ale semnalelor de la intrarea si iesirea convertorului.

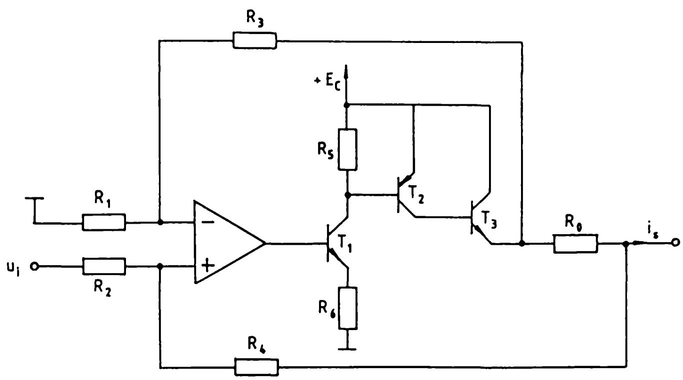


Fig.3.19. Convertor tensiune-curent

3.3.5. Compensarea tensiunii induse de eroare

Dupa cum s-a aratat anterior eroarea datorata tensiunii induse in conductorul de masura poate reprezenta 3o% din tensiunea arcului (paragraful 3.2.5.4).

utilizind sistemul de masurare autoadaptiv prezentat, tensiunea indusa de eroare u_{OM} poate fi redusa la valori acceptabile in functie de numarul de segmente in care este divizat spatiul de deplasare pe verticala al electrozilor.

In figura 3.2o se reprezinta tensiunea indusa de eroare in cazul utilizarii a doua segmente (curba 3). In acest scop s-a folosit diagrama din figura 3.14.

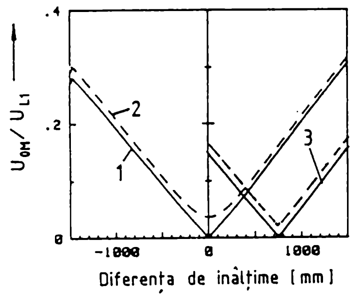


Fig.3.2o. Tensiunea indusa de eroare normata la tensiunea arcului U_{OM}/U_{L_1}

Se observa ca tensiunea indusa de eroare se reduce la jumatate in cazul divizarii in doua segmente. Se demonstreaza usor ca la o divizare in n segmente eroarea datorita tensiunii induse devine :

$$\varepsilon_n = \frac{\varepsilon_o}{n} \tag{3.71}$$

unde prin ε_o s-a notat eroarea in cazul neadaptarii sistemului de masurare, n fiind numarul de segmente iar ε_n eroarea corespunzatoare la o adaptare folosind n segmente.

Concluzionind se poate spune ca sistemul autoadaptiv prezentat ofera o masurare cu o precizie corespunzatoare scopului propus in conditiile unor costuri relativ mici. Autorul a conceput si realizat partial la scara industriala sistemul autoadaptiv de masurare inca in anii 1978-198o /2.1, 3.1/.

Sisteme de masurare ale marimilor arcului propuse ulterior /2.17/ care utilizeaza calculul continuu al inductantelor mutuale functie de pozitia electrozilor se dovedesc mult mai costisitoare fara a oferi precizii de masurare evident superioare.

3.3.6. Sistem de masurare hibrid al marimilor arcului

Literatura /2.17, 3.11, 3.14/ indica dezvoltarea incepind cu 1984 a unui sistem de masurare al marimilor arcului a carui structura este prezentata in figura 3.21.

Sistemul de masurare asistat de un calculator digital are la baza calculul inductivitatilor cu metoda prezentata in paragraful 3.2.6.

Sistemul de masurare propriu-zis consta din doua parti in tehnica analogica legate intre ele printr-un calculator numeric de tip PDP 11/23 + al firmei Digital Equipment.

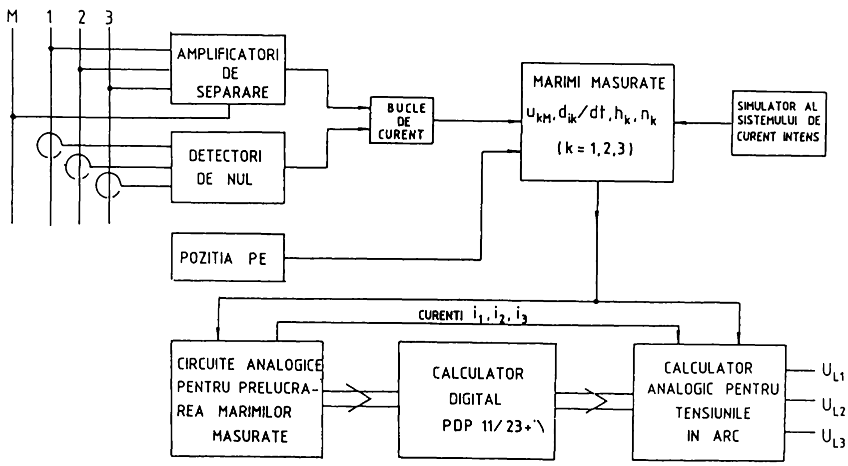


Fig.3.21. Structura sistemului de masurare hibrid

In prima parte analogica se determina folosind mărimile masurate matricea $\underline{Di}_6$ si vectorul $\underline{u}_{M6}$. Calculatorul digital calculeaza din inaltimile PE vectorul inductivitatilor $\underline{m}_5$. Acest vector este recalculat apoi cu precizie marita folosind calculul de compensare. Rezultatele sint folosite in partea doua analogica pentru calculul tensiunilor arcurilor.

Marimile masurate sint transmise sistemului de masura prin bucle de curent.

Daca se doreste o prelucrare a semnalelor de tensiune de arc intr-un calculator digital (de exemplu analiza Fourier a acestora) se poate renunta la partea a doua analogica a sistemului.

Detectia trecerilor prin zero a semnalelor de curent si tensiune este din punct de vedere al timpului extrem de critica de aceea este efectuata, in mod fortuit, analogic.

Masurarea curentilor este efectuata ca si in cazul sistemului deja propus de autor, cu bobine Rogovski si integrarea analogica cu Ao.

Semnalele de curent sint tratate intr-un comparator pentru defectarea trecerii prin zero. Comparatorul comanda in continuare blocul de esantionare si memorare.

Sint utilizate detectoare de panta care blocheaza masurarea la semnale cu panta foarte mare care ar conduce la erori de masurare mari, in special la inceputul topirii.

Semnalele de pozitie a PE sint filtrate si convertite digital.

Tensiunile in arc sint calculate analogic cu ajutorul a noua trepte de multiplicare si trei dispozitive sumatoare cu Ao ca si in cazul sistemului de masurare deja prezentat. Modelul de calcul analogic are la baza relatiile (2.12.

3.4. Optimizarea regimului de functionare al cuptorului cu arc folosind analiza spectrala a marimilor arcului

3.4.1. Marimile electrice ale arcului in domeniul frecventei

Diagramele din figura 3.22 corespund celor prezentate in figura 2.2 fiind prelevate la inceputul topirii benei a 3-a.

Componentele spectrale ale puterii arcului sint calculate direct din serile Fourier ale tensiunii si curentului. Aceasta este posibil deoarece tensiunea si curentul sint descrise de serii absolut convergente.

Produsul celor doua serii infinite este egal cu produsul sumelor lor /2.15/.

Analiza Fourier se executa pe un calculator digital avind la dispozitie pentru aceasta algoritmii de calcul corespunzatori. Acestia conditioneaza insa discretizarea in domeniul timpului si al frecventei. Efectele rezultate de aici sint tratate in literatura /3.17,3.18,3.19/.

Transformarea Fourier s-a executat practic utilizind relatia :

$$F(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=o}^{N-1} f(k)e^{j2\pi nk/N} \qquad (3.72)$$

cu ajutorul unui calculator Array si un program standard pentru N = 1.o24 puncte cu un interval de timp Δt = 684 us.

Spectrul rezultat contine 512 puncte de frecventa cu un interval Δf = 1,429 Hz, durata de observatie $1/\Delta f$ =o,7 s si banda de frecvente analizata $\Delta f.N/2$ = 732 Hz.

Spectrul densitatii de putere este valoarea patratica a amplitudinilor semnalelor in domeniul frecventei.

Pentru a obtine o varianta de valoare cit mai mica la aprecierea amplitudinilor cu ajutorul spectrelor densitatii de putere este necesara o mediere a semnalelor. Medierea s-a efectuat pe un interval de 3 secunde in cazul diagramelor prezentate in figurile 2.2 si 3.22. Comportarea fazei 1 este reprezentativa si pentru celelalte doua faze ca urmare in figura 3.22 s-au reprezentat doar marimile electrice corespunzatoare fazei 1.

Intrucit se urmareste aspectul calitativ, in scopul unei priviri generale mai bune, diagramele au fost normate la valoare de o dB.

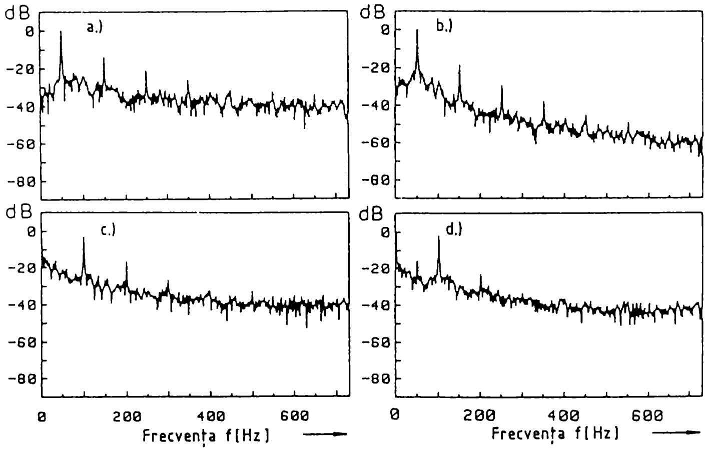


Fig.3.22. Spectrele densitatii de putere la inceputul topirii

a) Tensiunea arcului S_U/S_{U_1} , S_{U_1}=3,55.1o^4 V^2/Hz

b) Curentul S_i/S_{i_1} , S_{i_1}=1,o4.1o^9 A^2/Hz

c) Conductanta S_G/S_{G_o} , S_{G_o}=1,18.1o^4 S^2/H

d) Puterea activa S_P/S_{P_o} , S_{P_o}=3,33.1o^{13} W^2/H

Figura 3.22.a reprezinta spectrul densitatii de putere al tensiunii in arc reprezentata in figura 2.2.a.

Diagrama spectrala contine linii in dreptul armonicilor impare si oscilatii cuprinse intre - 3o dB si - 4o dB.

Aceste oscilatii sint cauzate de comportarea stochastica a sistemului.

Liniile indica proprietati deterministe ale coloanei arcului.

Desi tensiunea arcului poate fi apreciata calitativ de forma dreptunghiulara (figura 2.2.a) amplitudinile liniilor de -13,7 dB la 15o Hz, - 21,1 dB la 25o Hz si - 25,6 dB la 35o Hz se situeaza clar sub valorile unui semnal dreptunghiular.

Valorile corespunzatoare pentru o oscilatie dreptunghiulara sint -9,5 dB = 1/3 la 15o Hz, - 14,o dB = 1/5 la 25o Hz si 16,9 dB= 1/7 la 35o Hz. Aceasta deosebire de forma este cauzata de variatia apropiata de sinusoida a tensiunii in perioadele pauzelor de curent in special la inceputul topirii.

Panta mai pronuntata a spectrului curentului este provocata de caracterul de filtru trece-jos al sistemului de curent inalt.

Spectrul conductantei din figura 3.22.c prezinta linii la o perioada de lo ms pentru toti multiplii frecventei de loo Hz. Fenomenul este cauzat de faptul ca, conductanta nu prezinta o simetrie de tipul trei (anexa 5.3).

In cazul conductantei componenta continua este dominanta. Amplitudinile armonicilor sint -2,7 dB la loo Hz, -16,o dB la 2oo Hz si -26,7 dB la 3oo Hz.

Armonicile unei oscilatii redresate ar fi, prin comparatie, -3,5 dB la loo Hz, - 17,5 dB la 2oo Hz si -24,9 dB la 3oo Hz.

In spectrul densitatii de putere al puterii domina componenta continua si cea la loo Hz. Oscilatiile de baza sint cuprinse intre -2o si -4o dB.

Se pune intrebarea cum se poate aprecia mai exact continutul in armonici ale semnalelor prezentate. Aceasta problema va fi tratata in paragraful urmator.

3.4.2. Urmarirea procesului de topire cu ajutorul indicilor pentru marimile arcului

Normele DIN 4ollo /3.21/ definesc tensiunea si curentul cu marimi formate dintr-o componenta continua si una alternativa.

Armonicile sau oscilatiile componente sint prevazute cu indici 1,2,3,...

Notind cu I valoarea efectiva a curentului se definesc :

- continutul de armonici

$$S_A = \frac{I_{\sim}}{I} = \frac{(I_1^2+I_2^2+I_3^2+\ \dots\ )^{1/2}}{(\bar{i}^2+I_1^2+I_2^2+\ \dots\ )^{1/2}} \qquad (3.73)$$

unde $I_{\sim}$ este valoarea efectiva a marimii alternative

I valoarea efectiva totala a curentului

$\bar{i}$ componenta continua

- continutul in armonica fundamentala

$$g = \frac{I_1}{I_{\sim}} \qquad (3.74)$$

unde I_1 este valoarea efectiva a oscilatiei fundamentale.

- continutul in armonici superioare sau factorul intreg al distorsiunilor de neliniaritate

$$k_A = \frac{(I_2^2 + I_3^2 + \ldots)^{1/2}}{I_\sim} \qquad (3.75)$$

unde numaratorul relatiei (3.61) reprezinta valoarea efectiva a armonicilor superioare.

Acesti factori se pot utiliza pentru aprecierea spectrelor densitatii de putere a semnalelor la cuptor.

O utilizare practica prezinta in special pentru tensiunea si curentul arcului factorul partial al distorsiunilor de neliniaritate al armonicilor impare

$$k_B = \frac{(I_3^2 + I_5^2 + \ldots)^{1/2}}{I_\sim} \qquad (3.76)$$

precum si factorul partial al distorsiunilor de neliniaritate al armonicilor pare

$$k_C = \frac{(I_2^2 + I_4^2 + \ldots)^{1/2}}{I_\sim} \qquad (3.77)$$

care dispare la simetria de tip trei.

Este valabila relatia :

$$g^2 + k_A^2 = g^2 + k_B^2 + k_C^2 = 1$$

Factorul k_C este mic, de aceea k_A si k_B sint foarte apropiati.

In mod corespunzator se pot defini pentru conductanta arcului $G_L = i/u_L$ factorul partial al distorsiunilor de neliniaritate pentru armonicile pare.

$$S_B = \frac{(G_2^2 + G_4^2 + \ldots)^{1/2}}{(\bar{g}^2 + G_1^2 + G_2^2 + \ldots)^{1/2}} \qquad (3.78)$$

precum si factorul pentru armonicile impare

$$S_C = \frac{(G_1^2 + G_3^2 + G_5^2 + \ldots)^{1/2}}{(\bar{g}^2 + G_1^2 + G_2^2 + \ldots)^{1/2}} \qquad (3.79)$$

In figura 3.23 sint reprezentati indicii de mai sus pentru faza 1 a cuptorului in perioadele benei a doua si a treia.

Dupa 2o de minute de la inceputul masurarii s-a introdus bena a treia. Factorul partial k_B al tensiunii arcului in figura 3.23.a are la inceput o valoare de cca 2o%, creste in primele doua minute la 35% acest fenomen fiind

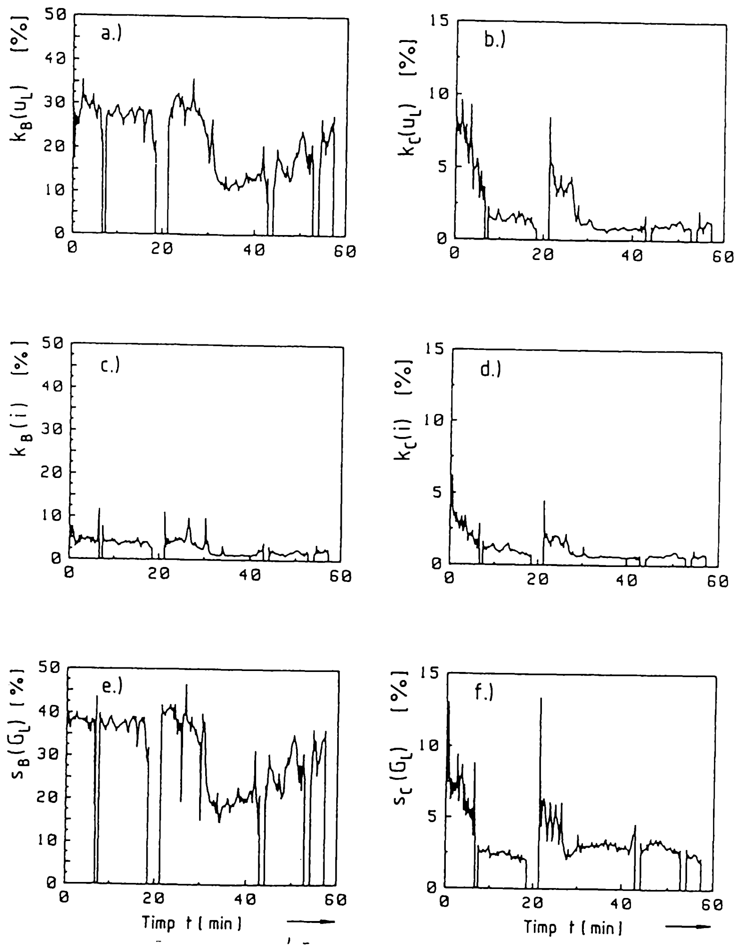


Fig.3.23. Factorii partiali pentru distorsiunile de neliniaritate ai tensiunii arcului a), b) curentului c) ,d) si conductantei arcului e), f) in timpul topirii

provocat de pauzele de curent.

Pina la incarcarea benei urmatoare factorul $k_B(U_L)$ ramine aproape constant. Dupa o crestere timp de cca 2 minute la inceputul benei a 3-a incepind din minutul 28 scade in mod continuu. In minutul 31 are loc o surpare a fierului vechi care produce o scurta crestere de la 17% la 27% a factorului $k_B(U_L)$.

Dupa cca 35 de minute se ajunge la valori de 1o% tensiunea arcului avind o forma aproape sinusoidala. Aceasta se datoreaza acoperirii arcului cu zgura spumoasa. Spre sfirsitul sarjei scade nivelul zgurii iar factorul k_B creste din nou la cca 25%.

Observatii asupra mai multor sarje au aratat ca la scaderea factorului de distorsiune sub 25% are loc procesul de formare a zgurii iar sub 18% arcul este acoperit.

Factorul partial de distorsiune k_B este in acest fel un indicator foarte potrivit pentru acoperirea arcului cu zgura spumoasa.

Singura limitare o constituie valorile scazute ale acestuia in cazul pauzelor de curent la arderea intermitenta a arcului.

Factorul S_B al armonicilor pare pentru conductanta in figura 3.23.e indica principial aceeasi variatie ca si factorul k_B cu deosebirea ca dispare limitarea pentru pauzele de curent. Din acest motiv factorul S_B se preteaza si mai bine la identificarea formarii zgurii spumoase decit factorul k_B al tensiunii arcului. Sint necesare insa precizii de masurare mai mari.

Factorul partial de distorsiune k_B pentru curent in figura 3.23.c are o variatie calitativa asemanatoare la un nivel general mai scazut in armonici. Valoarea lui creste in timpul pauzelor de curent.

Datorita influentei puternice pe care o exercita cuplajul inductiv asupra curentului in cazul consumatorului cu punct in stea liber, utilizarea factorului de distorsiune al curentului este limitata.

Factorul partial de distorsiuni k_C al armonicilor pare pentru tensiune dispare la simetrie de tipul 3 adica la comportarea identica a arcului in semiperioadele catodice si anodice. La inceputul topirii are valori de 10% scazind apoi. La valori de 2,5% pentru k_C arcul devine stabil ceea ce indica lipsa fierului vechi rece.

In timpul topirii are loc surparea la scurte intervale de timp a incarcaturii din zona peretilor ceea ce conduce la o noua crestere a factorului k_C.

Acest semnal este potrivit pentru recunoasterea regimului de functionare al cuptorului cu perete descoperit in zona electrozilor.

Daca valoarea indicelui k_C ramine timp de doua minute sub o anumita valoare de prag corespunzator aleasa, aceasta inseamna ca nu mai exista fier vechi intre arc si perete acesta din urma fiind expus radiatiei directe a arcului. In acest regim de functionare arcul electric trebuie sa fie acoperit de zgura spumoasa pentru a se proteja peretii si bolta cuptorului.

Cei doi indici k_B si k_C pentru tensiunile arcului se preteaza deci excelent pentru supravegherea ecranarii arcurilor electrice cu zgura spumoasa, pentru stabilirea proprietatii incarcaturii de sub electrozi si indirect pentru aprecierea solicitarii la radiatii a peretilor cuvei cuptorului.

Factorii $k_C(i)$ al curentului si $S_C(G_L)$ al conductantei nu prezinta importanta privind utilizarea practica.

Pentru scopuri practice a fost realizat un supraveghetor de proces care utilizeaza indicele k_A pentru continutul in armonici superioare al curentului precum si indicii k_B si k_C ai tensiunilor arcului.

Indicii k_A sint utilizati pentru recunoasterea regimului de functionare cu pauze de curent in timp ce k_B si k_C sint folositi pentru stabilirea gradului de solicitare al peretilor cuptorului.

Acesti indici sint calculati de un calculator de proces tip PDP 11/23+ fiind apoi afisati la pupitrul de comanda al cuptorului pe un ecran luminos /2.17/. Simultan are loc si o arhivare a datelor.

Capitolul 4. REGLAREA MARIMILOR ELECTRICE LA CUPTOARELE TRIFAZATE CU ARC

4.1. Aspecte generale

Reglarea optimala a consumului de energie electrica este un scop economic esential urmarit in productia de otel in cuptorul cu arc.

Pentru reglarea procesului sarcina principala consta in asigurarea unui consum constant de putere activa. Deplasarile incarcaturii provoaca oscilatii ale tensiunilor si curentilor in arc.

Abaterile puterii active transmise incarcaturii in raport cu valorile impuse, ca urmare a oscilatiilor marimilor arcului, trebuie eliminate cu ajutorul elementelor de executie disponibile, respectiv cu ajutorul sistemului portelectrozi.

De aici rezulta necesitatea alegerii marimilor de reglare corespunzatoare, ceea ce presupune cunoasterea proprietatilor de transfer ale tuturor componentelor celor trei circuite de reglare ale electrozilor.

Capitolul de fata trateaza trei probleme principale ale reglarii electrozilor : analiza procesului pe baza masuararilor tehnice, modelarea matematica a procesului si analiza teoretica a circuitelor de reglare.

In subcap.4.2 sint exprimate caracteristicile de frecventa identificate experimental pentru dispozitivul de actionare electromecanic al portelectrozilor.

Cu ajutorul caracteristicilor de frecventa echivalente, corespunzator alese, se obtine parametrizarea modelelor mecanismelor de actionare. Aceste modele caracterizeaza proprietatile de transfer dinamice ale mecanismelor.

In practica industriala s-au impus trei metode de reglare /4.1, 4.24, 4.26/:

- reglarea de diferenta

$$D_j = |\bar{i}_j| - \frac{1}{Z_s}|\bar{u}_{jM}| \tag{4.1}$$

- reglarea impedantei :

$$Z_j = \frac{|\bar{u}_{jM}|}{|\bar{i}_j|} \tag{4.2}$$

- reglarea rezistentei arcului

Primele doua metode care utilizeaza calculul marimilor de reglare dupa relatiile (4.1) si (4.2) sint cunoscute sub denumirea de reglare a impedantei.

In aceste relatii, u_{jM} , j = 1,2,3 sint tensiunile de faza in raport cu punctul de masura M, iar Z_s este impedanta de faza intre punctul de masura M si punctul neutru liber al baii metalice (figura 2.7).

Prima metoda de reglare amintita (4.1) realizeaza diferenta a doua marimi masurabile care reprezinta insasi abaterea reglarii. Aceasta este metoda clasica cea mai raspindita /4.24, 4.25/.

Calculul impedantei prin raportul valorilor redresate a doua marimi de faza (4.2) a fost aplicata pentru prima data in 198o /4.26/.

O a treia varianta (4.3) necesita un sistem suplimentar de calcul al tensiunilor arcului u_{Lj} ca de exemplu cel prezentat in capitolul 3 al lucrarii.

In scopul obtinerii modelului pentru sistemul de curent intens in subcapitolul 4.3 sint calculati in complex curentii de faza, rezultind ecuatiile statice ale modelului.

Tensiunile in arc se considera in acest caz sinusoidale, de amplitudini diferite, fiind privite ca marimi de intrare comandabile ale sistemului de curent intens.

Dependentele dintre marimile de reglare: impedanta, marimea diferenta, rezistenta arcului si tensiunile in arc sint apoi reprezentate grafic. Functiile marimilor de reglare indica dependente diferite, neliniare.

Liniarizarea functiilor in punctul de lucru, efectuata in continuare, permite obtinerea amplificarilor efective ale procesului. Aceste amplificari ale procesului cuantifica, pentru spatiul din jurul punctului de lucru, modificarea fiecarei marimi de reglare cind are loc o modificare de amplitudine ale uneia sau mai multor tensiuni in arc.

Diagramele puterilor in arc reprezinta efectele pe care le are modificarea tensiunilor arcurilor asupra consumului de putere al cuptorului.

In subcapitolul 4.4 este cercetata reglarea electrozilor ca o reglare a perturbatiilor.

Cu ajutorul caracteristicii de frecventa al unui circuit de reglare monofazat, liniarizat se pune in evidenta domeniul de influenta al reglarii electrozilor.

Deplasarile incarcaturii si oscilatiile sarcinii cu frecvente superioare celei de o,1 Hz nu sint compensate de sistemul de reglare, actioneaza asupra marimilor electrice ale procesului si provoaca abaterea puterii transmise cuptorului in raport cu valoarea prescrisa.

Scopul subcapitolului 4.5 este introducerea unui sistem de reglare adaptiv. Cu ajutorul acestui sistem adaptiv se obtine amortizarea automata a oscilatiilor circuitului de reglare provocate de supraintensitatile cimpului electric in arc.

Pe baza cercetarilor teoretice /4.16, 4.17/ se determina algoritmul de calcul al sistemului de reglare adaptiv cu model de comparatie paralel.

Este utilizat in premiera un sistem de automatizare industrial, multiprocesor pentru implementarea algoritmului de reglare adaptiv.

4.2. Identificarea componentelor dinamice ale circuitului de reglare

In figura 4.1 se reprezinta o schema generala pentru reglarea impedantei unei faze a cuptorului cu arc folosind un element de executie electromecanic.

Sistemul de deplasare al portelectrozilor (PE) pozitioneaza electrozii astfel incit in fazele sistemului de curent intens cu tensiunile $|\bar{u}_{jM}|$ și curentii $|\bar{i}_j|$, j = 1,2,3 se fixeaza impedantele existente Z_j care, in mijlocul unui interval de timp, corespunde unei valori prescrise - valoarea impusa Z_s a impedantei.

Valoarea impusa Z_s se orienteaza dupa valorile necesare ale puterii si curentului in fiecare faza.

In cazul schemei de reglare din figura 4.1 regulatorul de impedanta calculeaza semnalul de comanda u_{Rj} pentru comanda dispozitivului electromecanic de deplasare al PE, din abaterea e_j intre valoarea impusa Z_s si cea existenta Z_j ale impedantei , j = 1,2,3.

Elementul de executie electromecanic consta dintr-un motor electric asincron (MAS) care antreneaza, prin intermediul unui cuplaj cu curenti turbionari, cilindrul pe care este infasurat cablul de deplasare al PE.

Motorul asincron functioneaza cu o turatie variabila.

Cimpul de excitatie al cuplajului este realizat de o bobina fixa alimentata de la un redresor cu tiristoare.

Turatia secundarului se modifica in functie de intensitatea cimpului de excitatie, in ambele sensuri, intre nul si turatia motorului asincron.

Reglarii turatiei cuplajului ii este subordonata reglarea curentului de excitatie, printr-o reglare in cascada .

Reglarea turatiei primeste ca marime impusa semnalul de iesire u_{Rj} al regulatorului de impedanta supraordonat.

Prin intermediul cablului de tractiune reglarea turatiei actioneaza ca reglaj de viteza la deplasarea PE.

O schema bloc a reglarii de impedanta este reprezentata in figura 4.2.

In schema bloc se recunosc ca marimi de executie a conducerii procesului, lungimile arcurilor ℓ_{Lj} si tensiunea de linie U a transformatorului.

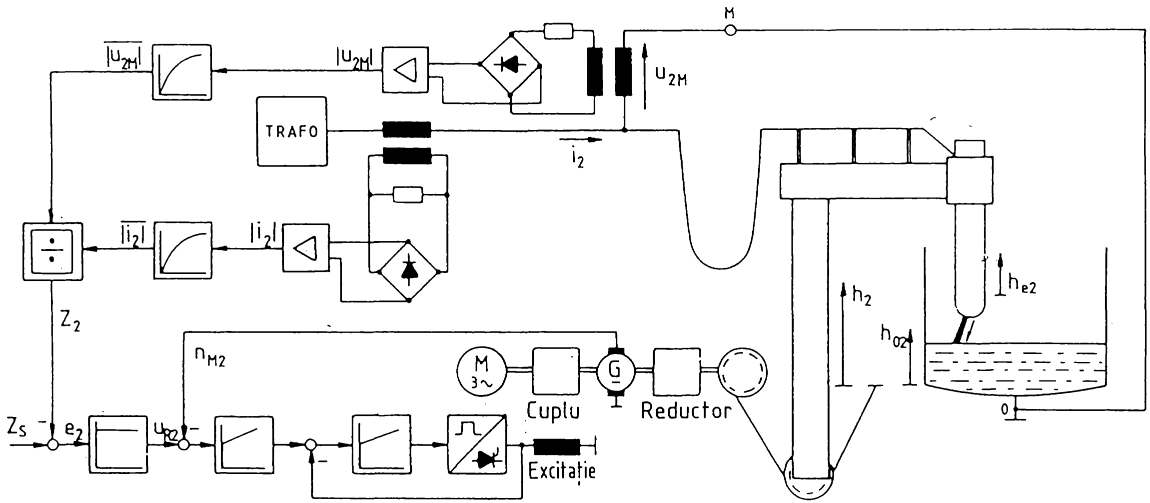


Fig.4.1. Schema principiala a reglarii pozitiei electrozilor in faza (2) a unui cuptor electric cu arc

Pentru comanda de timp indelungat, in domeniul minutelor, a necesarului de putere, sta la dispozitie tensiunea U a transformatorului. Aceasta se poate modifica in trepte.

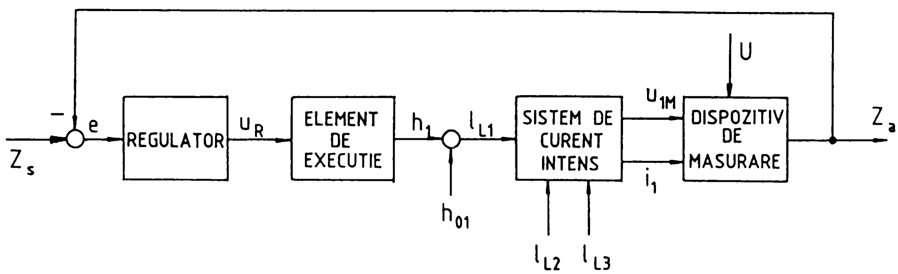


Fig.4.2. Schema bloc a circuitului de reglare monofazat al impedantei

O conducere continua a procesului cu ajutorul comutatorului de tensiune in trepte la schimbari ale sarcinii nu este realizabila tehnic deoarece viteza de comutare este prea mica.

Deplasarea incarcaturii cuptorului (surpare) provoaca in timpul functionarii scurtcircuite sau intreruperea arcului. Aceste fenomene trebuie inlaturate cit mai repede posibil cu ajutorul reglajului. Din punct de vedere tehnic instalatia cuptorului impune reglarii electrozilor anumite limite.

Astfel cu ajutorul deplasarii PE se pot compensa numai abateri ale marimii reglate ale caror frecvente se situeaza sub frecventa limita a circuitului de reglare inchis.

Acceleratia si viteza de deplasare maxima realizabile ale PE sint determinate pentru valorile limita ale frecventei circuitului de reglare.

In anumite cazuri nu se pot utiliza posibilitatile de accelerare si deplasare ale PE din cauza rezonantei oscilatiilor mecanice care poate duce la ruperea electrozilor.

Prin filtrarea marimilor care determina pe Z_j se obtine o amortizare a deplasarii elementului de executie si o micsorare a uzurii prin frecare a componentelor mecanice.

In /4.5/ sint prezentate doua forme de manifestare ale oscilatiilor mecanice cuplate cu oscilatii ale marimilor electrice.

Ambele forme apar la inceputul topirii, cu incarcatura rece. In acest caz eliminarea, spre exemplu, a unui scurtcircuit realizata prin ridicarea electrodului duce la o alungire disproportionala a arcului si la modificarea insemnata a curentului.

In primul caz observat amplitudinile tensiunii si curentului prezinta o frecventa de modulatie intre o,5 si 1 Hz, care este prezenta atit in semnalele de iesire ale regulatorului precum si in semnalele de masura ale inaltimii PE.

Aceasta perturbatie se extinde asadar si in circuitul inchis de reglare. Reglarea electrozilor participa deci direct la generarea de oscilatii ale PE.

A doua forma de oscilatie a fost analizata in /4.6/. In domeniul de frecventa intre 2 si 5 Hz sint detectate oscilatii de incovoiere ale electrozilor. Cauza acestora sint fortele electrodinamice exercitate asupra fiecarui electrod in cimpul magnetic produs de ceilalti doi electrozi parcursi de curent.

Datorita inertiei mecanice a sistemului de deplasare aceste oscilatii nu sint transmise PE. Reglarea de perturbatie a electrozilor constituie obiectul paragrafelor urmatoare.

Pentru analiza teoretica a circuitelor de reglare este necesara reprezentarea modelelor matematice ale dispozitivului mecanic de executie, a portelectrozilor si a filtrelor de masura.

Modelarea acestor componente dinamice se executa cu ajutorul caracteristicilor de frecventa identificate experimental la un cuptor industrial.

4.2.1. Sistemul de actionare al electrozilor

Acesta cuprinde portiunea din schema de reglare intre semnalul de iesire al regulatorului, u_R, si pozitia (inaltimea) electrodului h_e (figurile 4.1 si 4.2).

4.2.1.1. Dispozitivul de executie electromecanic

Pentru dispozitivul de executie cu cuplaj prin curenti turbionari se determina o caracteristica de frecventa $G_M(j\omega)$ pe baza semnalelor de intrare/iesire masurate ale sistemului de actionare.

Caracteristica de frecventa $G_M(j\omega)$ descrie legatura dintre transformatele Fourier ale semnalului regulatorului u_R si a valorii reale n_M a turatiei cuplajului magnetic (figura 4.1).

$$G_M(j\omega) = \frac{N_M(j\omega)}{U_R(j\omega)} \qquad (4.4)$$

In cele ce urmeaza se vor nota cu $G(j\omega)$ caracteristicile de frecventa iar cu $G(s)$ functiile de transfer.

Reductorul de turatie reduce turatia n_M a cuplajului intr-o turatie proportionala cu aceasta a tobei cablului de actionare.

La un diametru de infasurare constant si neglijind efectele elasticitatii cablului, prin integrarea turatiei n_M se obtine modificarea de pozitie a portelectrodului (PE)

$$h = V_h \int_0^t n_M(\tau)d\tau \tag{4.5}$$

Ca nivel de baza pentru masurarea inaltimii PE s-a luat nivelul indicat in figura 4.1.

Factorul de amplificare V_h este determinat de constanta reductorului si de geometria tobei de actionare.

Cu valori maximale tipice pentru turatie n_{Mmax} = 1ooo rot/min si viteza de deplasare a PE $v_{hmax} = (dh/dt)_{max}$= 1oo mm/s se obtine V_h=6 mm/rot.

Caracteristica de frecventa a sistemului de actionare devine

$$H(j\omega) = V_h \frac{G_M(j\omega)}{j\omega} \; U_R(j\omega) \tag{4.6}$$

Pentru identificarea experimentala a caracteristicii de frecventa $G_M(j\omega)$ s-au masurat semnalele u_R si n_M in primele 1o minute de la inceputul topirii benei a treia la un cuptor cu arc in regim de suprapútere (U.H.P.)

Rezultatele masurarilor sint prezentate in figura 4.3.

Metoda de identificare se bazeaza pe calculul spectrelor de intercorelatie ale densitatii de putere ale semnalelor de intrare si iesire ale sistemului /4.8, 4.23/.

Caracteristica de frecventa se obtine dupa dezvoltarea in complex conjugat a relatiei (4.4), astfel :

$$G_M(j\omega) = \frac{N_M(j\omega)U_R^*(j\omega)}{U_R(j\omega)U_R^*(j\omega)} = \frac{S_{xy}(j\omega)}{S_{xx}(\omega)} \tag{4.7}$$

In spectrul de intercorelatie complex $S_{xy}(j\omega)$ este continuta informatia completa asupra fazei.

Spectrul real $S_{xx}(\omega)$ ofera date asupra amplitudinii (anexa 5.5).

Relatia (4.7) are avantajul asupra relatiei de definitie (4.4) prin faptul ca, componentele parazite de zgomot ale semnalului de iesire u_M, care nu sint corelate cu semnalul de intrare u_R, nu au influenta asupra rezultatului la calculul caracteristicii $G_M(j\omega)$.

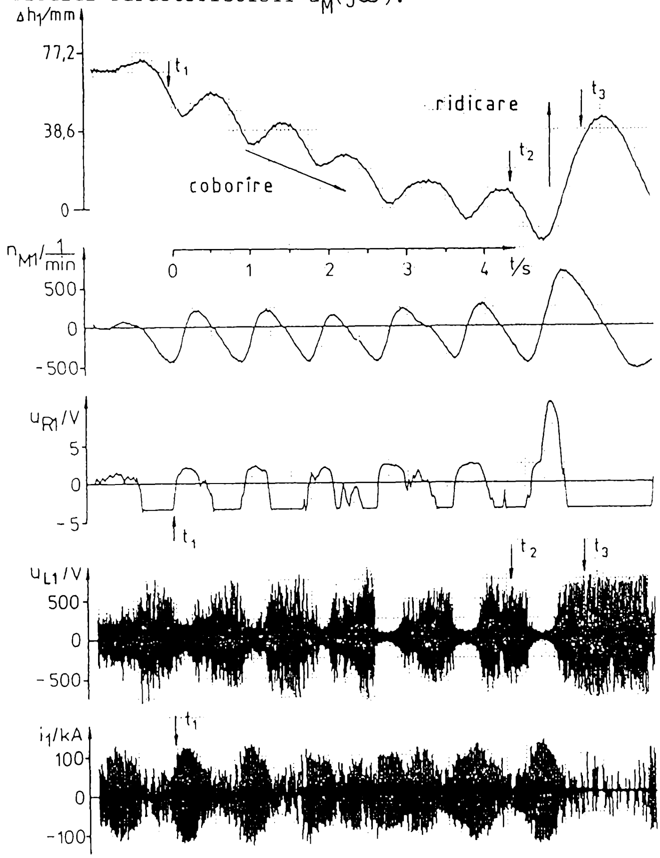


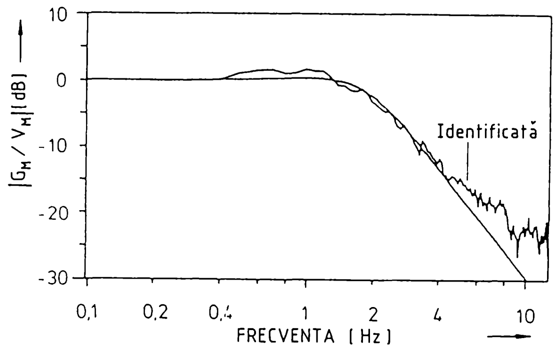
Fig.4.3. Variatia in timp a tensiunii arcului u_{L_1}, curentului i_1, semnalului de iesire al regulatorului u_{R_1}, turatia cuplului n_{M_1} si a inaltimii PE, Δh_1

Calculele caracteristicii $G_M(j\omega)$ s-au efectuat cu un analizor Hewlett - Packard 5423A. (anexa 5.3)

Rezultatele identificarii caracteristicii de frecventa a cuplajului magnetic cu turatie reglabila la variatia sarcinii sint prezentate in figura 4.4.

Pentru o comparatie directa, in figura 4.4. sint reprezentate amplitudinea normata si faza unei caracteristici de frecventa echivalente de ordinul 2 descrisa de relatia

$$G_M(j\omega) = \frac{V_M\omega_{OM}^2}{(j\omega)^2+2d_M\omega_{OM}j\omega+\omega_{OM}^{\overline{\ }}} \qquad (4.8)$$



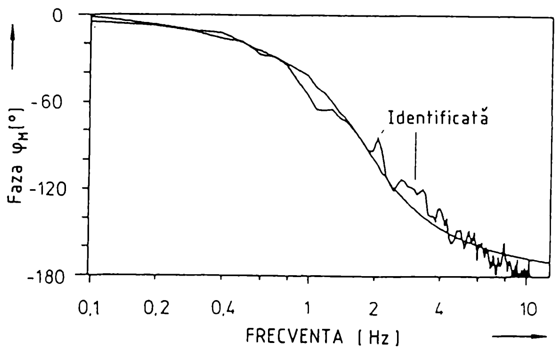


Fig.4.4. Caracteristica normata a amplitudinii 2o log $|G_M/V_M|$ si caracteristica fazei φ_M pentru actionarea identificata precum si caracteristicile echivalente corespunzatoare de ordinul 2

Sistemul de actionare identificat poate fi deci aproximat printr-un dispozitiv de intirziere de ordinul 2. Frecventa proprie ω_{OM} a sistemului neamortizat si factorul de amortizare au valorile

$$\omega_{OM} = 11,23 \text{ 1/s}, \qquad d_M = o,6$$

Amplificarea V_M a actionarii trebuie astfel aleasa incit turatia n_M sa atinga valoarea stationara finala de looo rot/min pentru valoarea maxima u_{Rmax} a semnalului de iesire al regulatorului.

Alegind u_{Rmax} = lo V se obtine V_M = 1,67 1/(VS).

Amplitudinea si faza caracteristicii echivalente $G_M(j\omega)$ se suprapun in cea mai mare parte a benzii de frecvente cu functia identificata,

Semnalele de intrare ale elementului de executie sint amortizate in amplitudine cu - 6 dB la frecventa 2,5 Hz de catre actionarea electro-mecanica.

Dupa cum se observa si in figura 4.3. datorita legaturii rigide dintre turatia cuplajului magnetic si inaltimea PE, actionarea determina capacitatea de accelerare a elementului de executie.

Pentru un sistem excitat in treapta, cu proprietatile dinamice conform relatiilor (4.6) si (4.8) acceleratia maxima se calculeaza cu relatia

$$\left(\frac{d^2h}{dt^2}\right)_{max} = \omega_{OM} V_{hmax} \frac{n_R}{1oV} e^{\frac{-d_M}{\sqrt{1-d_M^2}} \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1-d_M^2}}{d_M}} \tag{4.9}$$

Din semnalele din figura 4.3 se pot calcula acceleratii intre 16o mm/s^2 si 35o mm/s^2. Relatia (4.9) ofera pentru u_{R_2} = 5V, ω_{OM_2} = 11,23 1/s si d_M = o,6 o valoare maxima a acceleratiei de 28o mm/s^2.

Deoarece ecuatia de identificare (4.7), definita pentru sisteme de transfer liniare si invariabile in timp /4.8/, a fost aici aplicata la un sistem tehnic real, pentru completare, pe linga caracteristica de frecventa a sistemului se analizeaza functia de coerenta /4.23/ anexa (5.5.2).

$$\gamma^2(\omega) = \frac{|S_{xy}(j\omega)|^2}{S_{xx}\, S_{yy}} \tag{4.1o}$$

reprezentata in figura 4.5.

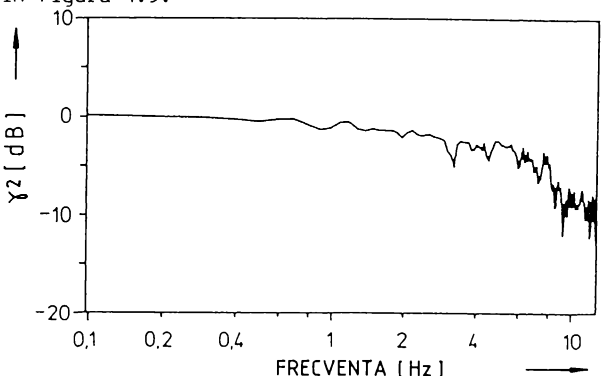


Fig.4.5. Funcția de coerență 2o log γ^2 a semnalelor de măsură analizate u_R și n_M

Functia de coerenta ia valoarea unitara numai pentru sisteme liniare cu semnale de masura neperturbate. Valori subunitare indica comportari neliniare de transfer asa cum se observa in figura 4.5.

Aceeasi comportare se observa si in figura 4.4 prin modificarile de panta ale caracteristicii amplitudinii incepind de la frecventa de 4 Hz precum si prin caderea in continuare a fazei.

4.2.1.2. Dispozitivul portelectrod

Fiecare portelectrod reprezinta, datorita formei constructive in consola, un sistem mecanic cu caracteristici oscilante /4.5, 4.6/.

Daca actionarea PE dezvolta forte de acceleratie suficient de mari atunci PE oscileaza cu frecventa proprie.

In acest caz modificarile tranzitorii de pozitie Δh ale coloanelor PE nu mai conduc la schimbari simultane identice ale inaltimii electrozilor Δh_e, din cauza incovoierii PE si a electrozilor.

Masurarile acceleratiei la capul de prindere al electrodului (bac) ofera informatii privind parametrii de oscilatie amplitudine, frecventa si amortizare.

Pentru modelarea caracteristicilor de transfer ale PE se utilizeaza des o caracteristica de frecventa.

$$G_h(j\omega) = \frac{He(j\omega)}{H(j\omega)} = \frac{\omega_{oe}}{(j\omega)^2+2d_e\omega_{oe}j\omega+\omega_{oe}^2} \qquad (4.11)$$

care face legatura intre deplasarea pe verticala h a coloanelor PE si pozitia h_e a electrozilor /4.9/.

Aceasta reprezentare pleaca de la premiza simplificatoare ca intregul sistem PE intre coloana si virful electrodului este un oscilator liniar si ca parametrii de oscilatie, d_e si ω_{oe},ai acestuia sint identici cu aceeasi parametrii ai capului de prindere al electrodului.

Masurari ale acceleratiei sistemului PE au condus la valori mijlocii d_e = o,o5 pentru factorul de amortizare respectiv ω_{oe} = 18,8 1/s pentru viteza unghiulara proprie /4.7/.

Oscilatia electrozilor conduce la modularea periodica a tensiunilor si curentilor arcurilor si deci la oscilatii ale puterii.

Limitarea acceleratiei, necesara in special la dispozitivele de executie hidraulic se efectueaza prin filtrarea marimilor de reglare masurate. Prin aceasta se elimina pantele exagerate din semnalul de iesire al regulatorului.

4.2.2. Filtre de masura

Cu metodele de identificare prezentate in paragraful 4.2.1 se determina caracteristici de frecventa pentru filtrele de masura ale curentilor de faza. Pentru tensiunile de faza se utilizeaza filtre identice.

Dupa cum se observa din figura 4.1 semnalele de masura ale curentului si tensiunii sint demodulate cu ajutorul unor redresoare de precizie. Ca semnal de intrare al filtrului de identificat se ia deci un semnal de tensiune proportional cu curentul, obtinut prin masurarea cu bobine Rogovski urmata de o integrare. La intrarea filtrului se aplica semnalul redresat integrat $|i_2|$ (figura 4.1) la iesire se obtine valoarea medie redresata filtrata $|\bar{i}_2|$ care intra in calculul marimilor de reglare.

Pentru filtrul de masura, in cazul unei reglari cu dispozitiv de actionare electromecanic, se identifica o caracteristica de frecventa normata.

$$G_{FM}(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega T_{FM}} \tag{4.12}$$

care descrie un sistem de intirziere de ordinul 1 cu o constanta de timp T_{FM} = 18 ms.

Frecventa limita la -3dB este de 8,8 Hz iar componenta dominanta de loo Hz a semnalului redresat de curent este amortizata cu 2o dB.

Daca sistemul PE se considera avind proprietati de transfer liniare, conform caracteristicii de frecventa $G_h(j\omega)$ din relatia (4.11), atunci se obtin, in cazul actionarii electromecanice, oscilatii ale capului de prindere al electrozilor cu amplitudini de cca 8 mm.

Functis de filtrare stabilita realizeaza pentru acest tip de actionare o netezire suficienta a valorii masurate.

4.3. <u>Modelul static al sistemului de curent intens</u>

4.3.1. Calculul sistemului de curent intens cu tensiuni nesimetrice ale arcului

Pentru modelarea sistemului de curent intens este necesar calculul marimilor electrice in raport cu tensiunile variabile nesimetrice ale arcurilor.

Acest mod se impune intrucit functionarea cuptorului cu arc este marcata de tensiuni variabile, reciproc independente ale arcurilor.

Tensiunile in arc se considera sinusoidale pentru a se putea aplica calculul in complex. Amplitudinile acestora se considera diferite.

Nu se iau in calcul efectele suflajului electromagnetic asupra arcurilor.

Scopul calculelor urmatoare este determinarea valorilor efective ale curentilor, determinarea marimilor de reglare si a puterii active in arc ca functii ale tensiunilor in arc $\underline{U}_{Lj}$, j = 1,2,3.

Considerind trei tensiuni independente in arc de amplitudini diferite, folosind schema echivalenta in figura 4.6 sistemul de curent intens este descris in complex de ecuatia vectoriala

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{UV} \\ \underline{U}_{VW} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+jX & -R-jX & 0 \\ 0 & R+jX & -R-jX \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_{L1} \\ \underline{U}_{L2} \\ \underline{U}_{L3} \end{bmatrix} \qquad (4.13)$$

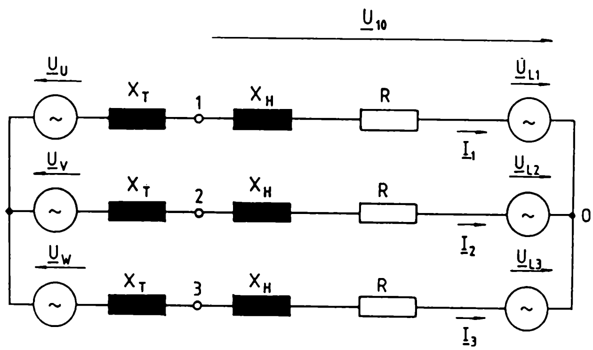
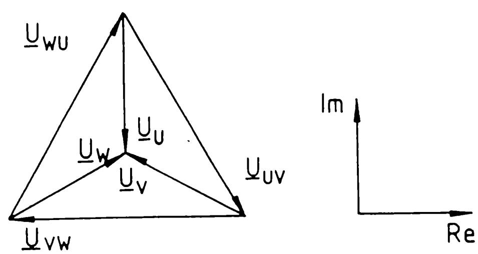


Fig.4.6. Schema echivalenta a sistemului de curent intens

Sistemul de referinta complex este astfel ales incit tensiunile de linie se scriu

$$\underline{U}_{UV} = \underline{U}\; e^{-j\frac{\pi}{3}} \; , \quad \underline{U}_{VW} = \underline{U}\, e^{j\pi} = -\,\underline{U} \qquad (4.14)$$

conform figurii urmatoare :



Curentii $\underline{I}_j$ si tensiunile $\underline{U}_{L_j}$ au acelasi unghi de faza absolut.

Separind ecuatiile (4.13) in parti reale si imaginare se obtin sase ecuatii de determinare pentru valorile efective I_j ale curentilor si pentru unghiurile de faza $_j$. Cele sase ecuatii se scriu matricial

$$\frac{U}{2}\begin{bmatrix} 1 \\ -\sqrt{3} \\ -2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R\cos\varphi_1 - X\sin\varphi_1 & X\sin\varphi_2 - R\cos\varphi_2 & 0 \\ R\sin\varphi_1 - X\cos\varphi_1 & -X\cos\varphi_2 - R\sin\varphi_2 & 0 \\ 0 & R\cos\varphi_2 - X\sin\varphi_2 & X\sin\varphi_3 - R\cos\varphi_3 \\ 0 & R\sin\varphi_2 + X\cos\varphi_2 & -X\cos\varphi_3 - R\sin\varphi_3 \\ \cos\varphi_1 & \cos\varphi_2 & \cos\varphi_3 \\ \sin\varphi_1 & \sin\varphi_2 & \sin\varphi_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \cos\varphi_1 & -\cos\varphi_2 & 0 \\ \sin\varphi_1 & -\sin\varphi_2 & 0 \\ 0 & \cos\varphi_2 & -\cos\varphi_3 \\ 0 & \sin\varphi_2 & -\sin\varphi_3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{L_1} \\ U_{L_2} \\ U_{L_3} \end{bmatrix} \qquad (4.15)$$

Prin combinarea corespunzatoare a ecuatiilor, se obtine pentru fiecare curent I_j doua relatii care contin unghiurile necunoscute φ_j si tensiunile variabile in arc U_{L_j} :

$$3\begin{bmatrix} (X\sin\varphi_1 - R\cos\varphi_1)I_1 \\ (X\sin\varphi_2 - R\cos\varphi_2)I_2 \\ (X\sin\varphi_3 - R\cos\varphi_3)I_3 \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{L_1}\cos\varphi_1 \\ U_{L_2}\cos\varphi_2 \\ U_{L_3}\cos\varphi_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}U \qquad (4.16)$$

$$3\begin{bmatrix} (X\cos\varphi_1 + R\sin\varphi_2)I_2 \\ (X\cos\varphi_2 + R\sin\varphi_2)I_2 \\ (X\cos\varphi_3 + R\sin\varphi_3)I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{L_1}\sin\varphi_1 \\ U_{L_2}\sin\varphi_2 \\ U_{L_3}\sin\varphi_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2}U \qquad (4.17)$$

Prin eliminarea curentilor se ajunge la un sistem de ecuatii transcendente pentru unghiurile de faza φ_j.

$$\frac{\sqrt{3}}{2}U\begin{bmatrix} -2R\cos\varphi_1 + 2X\sin\varphi_1 \\ (R+\sqrt{3}X)\cos\varphi_2 + (\sqrt{3}R - X)\sin\varphi_2 \\ (R-\sqrt{3}X)\cos\varphi_3 - (\sqrt{3}R + X)\sin\varphi_3 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} -2X & X\cos\varphi_{12}+R\sin\varphi_{12} & X\cos\varphi_{31}-R\sin\varphi_{31} \\ X\cos\varphi_{12}-R\sin\varphi_{12} & -2X & X\cos\varphi_{23}+R\sin\varphi_{23} \\ X\cos\varphi_{31}+R\sin\varphi_{31} & X\cos\varphi_{23}-R\sin\varphi_{23} & -2X \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{L_1} \\ U_{L_2} \\ U_{L_3} \end{bmatrix} \qquad (4.18)$$

unde: $\varphi_{12} = \varphi_1 - \varphi_2,\ \varphi_{31} = \varphi_3 - \varphi_1,\ \varphi_{23} = \varphi_2 - \varphi_3$ (4.19)

Dezvoltind in serie functiile trigonometrice in jurul punctului de lucru al sistemului de curent intens se obtine in continuare o forma corespunzatoare a sistemului pentru calculul de aproximare al unghiurilor de faza φ_j /4.11/.

Punctul de lucru al sistemului de curent intens este fixat de valoarea impusa a impedantei Z_s. Impunind trei valori egale in cele trei faze pentru Z_s se obtin pentru rezistenta si tensiunea arcului in punctele de lucru urmatoarele valori simetrice

$$R_{LA} = \sqrt{Z_s^2 - (\alpha X)^2} - R \qquad (4.2o)$$

unde $\alpha = X_H/X$, $X = X_H + X_T$

X_H este reactanta conductorului de curent intens intre bornele de iesire ale transformatorului k = 1,2,3 si punctul neutru o al sistemului.

X_T reprezinta reactanta de faza a transformatorului.

Valoarea impusa a impedantei Z_s se refera la portiunea de circuit intre iesirile transformatorului si punctul neutru o (fig.4.1).

Valorile X_T, X_H, R se considera aceleasi in toate fazele.

Valoarea de simetrie a tensiunii arcului in punctul de lucru este

$$U_{LA} = \frac{\sqrt{Z_s^2 - (\alpha X)^2} - R}{\sqrt{Z_s^2 + (1-\alpha^2)X^2}} \cdot \frac{U}{\sqrt{3}} \qquad (4.21$$

care se obtine usor, plecind de la conditia de simetrie a sistemului, scriind tensiunea de faza

$$\underline{U}_U = R\underline{I} + \underline{U}_{LA} + jX\underline{I} \qquad \text{cu} \quad U_U = \frac{U}{\sqrt{3}} \qquad (4.22)$$

Intrucit in sistemuk simetric de curent intens diferentele unghiulare din ecuatiile (4.2.6) au aceeasi valoare de 12o^o unghiurile de faza φ_{jA} in punctul de lucru sint

$$\varphi_{1A} = \varphi_o + 18o^o \ , \quad \varphi_{2A} = \varphi_o + 6o^o \ , \quad \varphi_{3A} = \varphi_o - 6o^o \qquad (4.23)$$

fiind valabila relatia :

$$\varphi_o = \text{arc sin} \ (\sqrt{3}\frac{U_{BA}}{U} \cdot \frac{X}{\sqrt{X^2+R^2}} + \text{arc tg} \ \frac{R}{X}) \qquad (4.24)$$

Abaterile ψ_j a unghiurilor de faza φ_j fata de valoare din punctul de lucru φ_{jA} se determina printr-un calcul de aproximare.

Introducind in ecuatiile (4.26)

$$\varphi_j = \varphi_{jA} + \psi_j \qquad (4.25)$$

rezulta aproximarile :

$$\cos\psi_j = 1 - \frac{\psi_j^2}{2} \qquad (4.26)$$

$$\sin\psi_j = \psi_j \qquad (4.27)$$

Noul sistem de ecuatii pentru abaterile unghiulare ψ_j are atunci forma :

$$o = \underline{a}^T \ (\psi_1^2, \psi_1, \psi_2^2, \psi_2 \psi_3^2, \psi_3, \psi_1 \psi_2, \psi_1 \psi_3, \ 1)^T \qquad (4.28)$$

$$o = \underline{b}^T \qquad (4.29)$$

$$o = \underline{c}^T \qquad (4.3o)$$

Vectorii b si c continind aceleasi abateri Ψ_j, j = 1,2,3 la exponent maxim 2, celelalte puteri superioare fiind neglijate.

Elementele a_i, b_i, c_i (i = 1,..., 9) ale vectorilor coeficientilor sint prezentate in anexa 5.4.1. ca functii de tensiunile in arc si de parametrii sistemului.

Metoda adoptata pentru rezolvarea ecuatiilor (4.28) la (4.3o) /4.11/ presupune urmatoarele :

- toti termenii care contin $\Psi_1^2, \Psi_1\Psi_2$ si $\Psi_1\Psi_3$ sint la inceput, in toate trei ecuatiile, indepartati ;
- din ecuatia (4.28) se obtine Ψ_1 care se substituie in celelalte doua ecuatii;
- din ecuatia (4.29) se exprima Ψ_2 care se inlocuieste in (4.3o) obtinindu-se o ecuatie de gradul 4 in Ψ_3;
- etapele urmatoare pornesc din nou de la forma initiala a ecuatiilor (4.28) la (4.3o). Introducind ecuatia (4.28) rezolvata in raport cu Ψ_1, in (4.29) se obtine din nou o ecuatie de gradul 4 pentru Ψ_2 ;
- cu expresiile calculate pentru Ψ_2 si Ψ_3 rezulta din ecuatia (4.28) o ecuatie patratica pentru Ψ_1.

$$\begin{aligned} o = {} & (d_3^2 - d_1^2 d_6)\Psi_3^4 + (2d_3d_4 - 2d_1d_2d_6 - d_1^2 d_7)\Psi_3^3 + \\ & +(d_4^2 + 2d_3d_5 - d_2^2 d_6 - 2d_1d_2d_7 - d_1^2 d_8)\Psi_3^2 + \\ & +(2d_4d_5 - d_2^2 d_7 - 2d_1d_2d_8)\Psi_3 + (d_5^2 - d_2^2 d_8) \end{aligned} \tag{4.31}$$

$$\begin{aligned} o = {} & (e_3^2 - e_1^2 e_6)\Psi_2^4 + (2e_3e_4 - 2e_1e_2e_6 - e_1^2 e_7)\Psi_2^3 + \\ & +(e_4^2 + 2e_3e_5 - e_2^2 e_6 - 2e_1e_2e_7 - e_1^2 e_8)\Psi_2^2 + \\ & +(2e_4e_5 - e_2^2 e_7 - 2e_1e_2e_8)\Psi_2 + (e_5^2 + e_2^2 e_8) \end{aligned} \tag{4.32}$$

$$\begin{aligned} \Psi_1 = {} & \frac{a_2 + a_7\Psi_2 + a_8\Psi_3}{2a_1} + \\ & + \sqrt{\left(\frac{a_2 + a_7\Psi_2 a_8\Psi_3}{2a_1}\right)^2 - \frac{a_3\Psi_2^2 + a_4\Psi_2 + a_5\Psi_3^2 + a_6 a_3 + a_9}{a_1}} \end{aligned} \tag{4.33}$$

Coeficientii d_i si e_i; i = (1, ..., 8) sint prezentati in anexa 6.5.

Modul de rezolvare al ecuatiilor de gradul 4 este prezentat in /4.11/.

La analiza cantitativa a ecutiilor (4.31)-(4.33) pentru abaterile unghiulare ψ_j si a ecuatiilor (4.16) respectiv (4.17) pentru curentii I_j s-au utilizat parametrii unui cuptor industrial prezentati in anexa 6.4.2.

In calcule s-a utilizat o rezistenta activa a caii de curent R=o,4 m Ω. Reprezentarea grafica a rezultatelor (figurile 4.7-4.11) s-a efectuat pentru o variatie a tensiunii arcului in faza 2-a, U_{L_2} intre scurtcircuit U_{L_2}=o si regimul de functionare fara arc.

In fazele 1 si 3 tensiunile U_{L_1} si U_{L_3} au fost stabilite la valoarea U_{LA} = 315,6 V corespunzatoare impedantei impuse in punctul de functionare, Z_s = 6 mΩ.

Pentru aprecierea preciziei de calcul in figura 4.7 s-a reprezentat pe linga curentii I_j si modelul sumei acestora $I_s = |\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3|$.

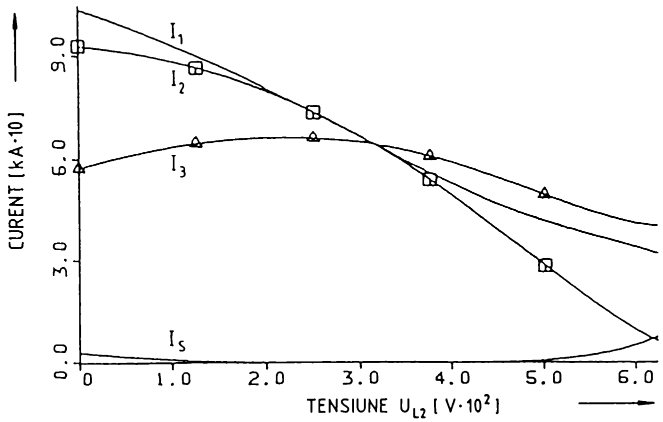


Fig.4.7. Valorile efective ale curentilor I_j si suma acestora I_s ca functie de tensiunea arcului U_{L_2}, U_{L_1}=U_{L_3}=315,6 succesiunea fazelor 1-2-3

Pentru aprecierea exactitatii modelului analitic este reprezentata si suma curentilor I_s care indica erori mici chiar in zone departate de punctul de lucru, adica punctele de functionare in gol si scurtcircuit.

In afara de aceasta curbele curentilor confirma rezultatele obtinute prin masurări /3.1/.

Din curbele curentilor in figura 4.7 se poate observa ca la scurtcircuit in faza 2 curentul I_1 este mai mare decit curentul in faza in scurtcircuit I_2.

Fenomenul se datoreaza cuplajelor inductive puternice intre fazele sistemului de curent intens. Pe baza acestei observatii autorul stabileste contradictia fundamentala la alegerea marimii reglate la cuptorul cu arc, enuntata in paragraful 3.2.5.1. Conform acestei ipoteze localizarea unui scurtcircuit intr-o faza trebuie efectuata pe baza analizei tensiunilor in arc.

Diagramele de variatie ale marimilor de reglare definite de relatiile (4.1) la (4.3) calculate cu ajutorul curentilor I_j din relatiile cunoscute

$$Z_j = \sqrt{X_H^2 + (R+R_{L_j})^2} \qquad (4.37)$$

$$D_j = I_j(Z_s - Z_j)/Z_s \qquad (4.38)$$

sint reprezentate in figurile (4.8)-(4.lo).

Din curbele impedantei din figura 4.8 rezulta ca impedanta corespunzatoare fazei 2 are o variatie neliniara la variatia tensiunii U_{L_2}.

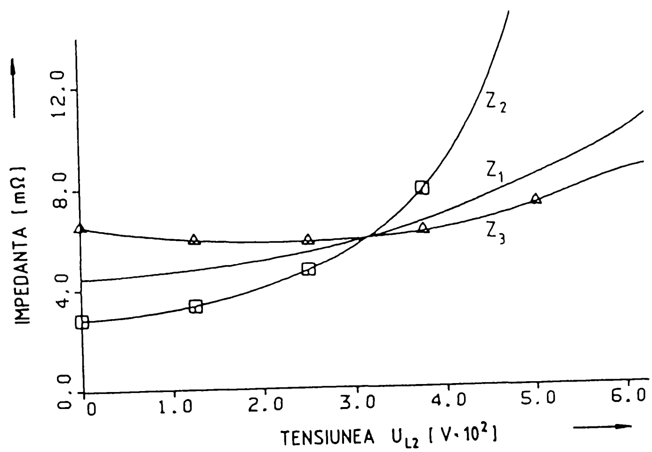


Fig.4.8. Impedantele Z_j ca functie de tensiunea arcului U_{L_2}, $U_{L_1}=U_{L_3}$ = 315,6 V

Se remarca sensibilitatea impedantei la cresterea tensiunii peste valoarea impusa, catre functionarea in gol.

Spre deosebire de curentii de faza, cuplajul cu faza in avans 1 este redus la o treime in zona scurtcircuitului in timp ce interactiunea cu faza intirziata 3 este foarte redusa.

Curbele rezistentelor arcurilor au o variatie asemanatoare cu ale impedantelor cu deosebirea ca in punctul de scurtcircuit rezistenta arcului este nula. Ele sint reprezentate in figura 4.9.

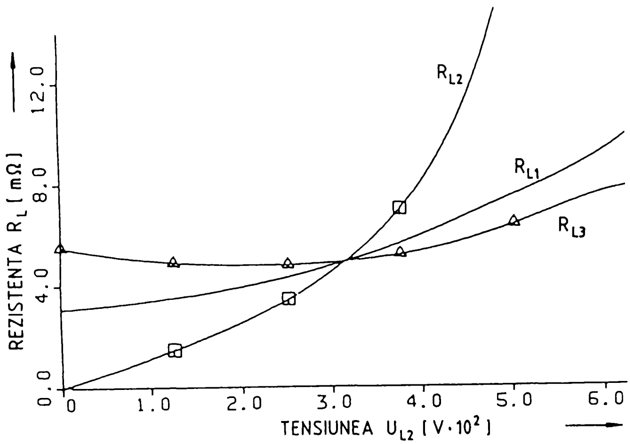


Fig.4.9. Rezistentele arcului R_{Lj} ca functii de tensiunea arcului U_{L_2}, $U_{L_1}=U_{L_3}=315{,}6$ V

Marimile de reglare obtinute din relatia de diferenta (4.38) sint redate in figura 4.lo. Ele au o comportare aproape liniara la valori deasupra punctului de lucru.

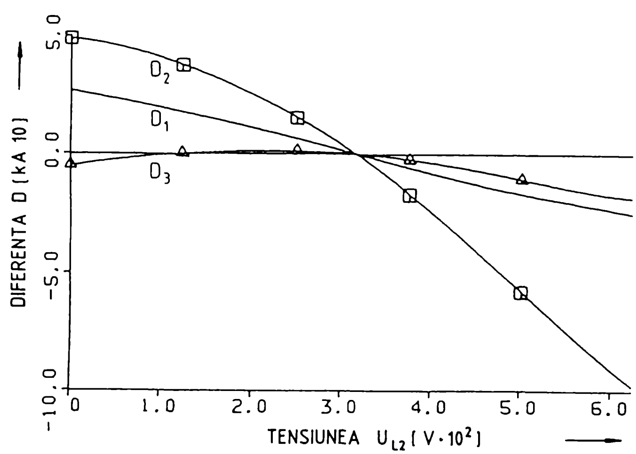


Fig.4.lo. Marimile diferenta D_j ca functii de tensiunea arcului U_{L_2}, $U_{L_1} = U_{L_3} = 315{,}6$ V

Reprezentarea puterilor in cele trei arcuri este efectuata in figura 4.11.

Se observa ca puterea activa totala P prezinta o cadere pronuntata la dreapta punctului de functionare (U_{L_2} = 315,6 V) precum si o variatie nesemnificativa pentru tensiuni U_{L_2} mai mici decit in punctul de functionare.

Alungirile monofazate ale arcurilor provoaca micsorarea puterii medii transmise.

Functionarea in scurtcircuit sau in zona apropiata nu micsoreaza sensibil puterea activa transmisa incarcaturii.

Din aceste observatii se pot trage concluzii pentru conditiile ce se impun reglarii electrozilor. Regimul de functionare fara arc trebuie inlaturat cu viteza de reglare marita. Scurtarea lungimii arcului nu necesita reactii rapide ale mecanismului de actionare atita timp cit supracurentii sint tolerabili.

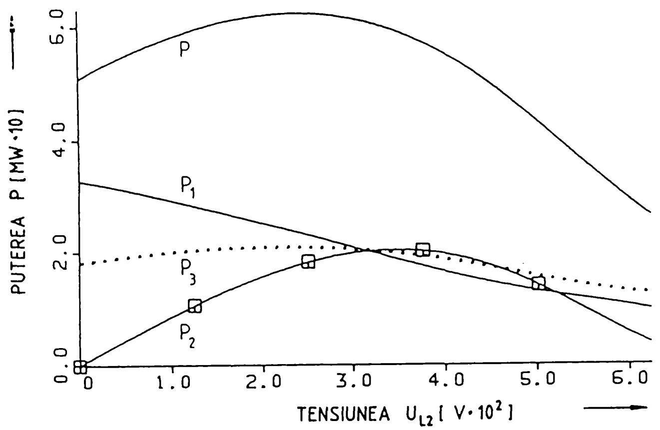


Fig.4.11. Puterile active in arc P_j si puterea totala P ca functie de tensiunea arcului U_{L_2}, U_{L_1}=U_{L_3} = 315,6 V

4.3.2. Liniarizarea ecuatiilor modelului de curent intens

Liniarizarea functiilor marimilor de reglare in punctul de lucru ofera date asupra amplificarilor procesului care apar in punctul respectiv.

Aceste amplificari ale procesului cuantifica, in jurul punctului de lucru, cu cit se modifica marimea de reglare respectiva cind are loc modificárea in amplitudine a uneia sau mai multor tensiuni in arc /4.17/.

La cercetarea proprietatilor dinamice ale circuitelor de reglare ale PE este necesara introducerea amplificarilor procesului ca variabile in calculul curbelor locului radacinilor.

Liniarizarea se fecetueaza prin dezvoltarea in serie Taylor in punctul de lucru.

Dezvoltarea in serie Taylor pentru functia impedanta $Z_j\,(U_{L_1}, U_{L_2}, U_{L_3})$ in cazul unei valori impuse simetrice Z_s are forma

$$Z_j = Z_s + \left.\frac{\partial Z_j}{\partial U_{L_1}}\right|_A dU_{L_1} + \left.\frac{\partial Z_j}{\partial U_{L_2}}\right|_A dU_{L_2} + \left.\frac{\partial Z_j}{\partial U_{L_3}}\right|_A dU_{L_3} \qquad (4.34)$$

unde cu A s-a simbolizat punctul de lucru iar derivatele partiale sint :

$$\left.\frac{Z_j}{U_{L_i}}\right|_A = \left|\frac{R+R_{L_A}}{Z_s} \quad \frac{R_{L_j}}{U_{L_i}}\right|_A \quad (i,\ j = 1,2,3) \qquad (4.35)$$

Amplificarile de determinat au deci, forma

$$V_{Z_{ji}} = \left.\frac{\partial Z_j}{U_{L_i}}\right|_A , \quad V_{R_{ji}} = \left.\frac{\partial R_{L_j}}{\partial U_{L_i}}\right|_A , \quad V_{D_{ji}} = \left.\frac{\partial D_j}{\partial U_{L_i}}\right|_A \qquad (4.36)$$

Factorul V_{ji} reprezinta amplificarea cu care tensiunea arcului i actioneaza asupra marimii de reglare j.

Rezultatele obtinute pe schema echivalenta din figura 4.6 s-au verificat in cazul unui cuptor cu arc cu datele tehnice din tabelul 4.1. Succesiunea fazelor este 1-2-3.

X_H = 2,80 mΩ	Z_s = 6,0 mΩ
X_T = 0,89 mΩ	I_A = 64,2 kA
R = 0,40 mΩ	U_{L_A} = 315,6 V
U = 720 V	R_{L_A} = 4,91 mΩ

Tabelul 4.1.

Pentru punctul de lucru ales conform datelor din tabelul 4.1 s-au calculat amplificarile procesului pentru diferite marimi de reglare. Rezultatele sint trecute in tabelul 4.2.

Amplificarea procesului la reglarea de											
Curent A/V			Impedanta μΩ/V			Rezistenta arcului μΩ/V			Marime diferenta A/V		
$V_{I_{11}}$	$V_{I_{12}}$	$V_{I_{13}}$	$V_{Z_{11}}$	$V_{Z_{12}}$	$V_{Z_{13}}$	$V_{R_{11}}$	$V_{R_{12}}$	$V_{R_{13}}$	$V_{D_{11}}$	$V_{D_{12}}$	$V_{D_{13}}$
-157	-14o	-42	24,3	9,4	2,8	27,4	1o,7	3,2	-260	-1o1	-3o

Tabelul 4.2. Amplificarile in punctul de lucru; succesiunea fazelor:1-2-3

Din tabelul 4.2 se constata influenta puternica a amplificarilor de cuplaj V_{12} catre calea de curent cu faza in avans.

4.4. Analiza circuitului de reglare al electrozilor

Analiza se refera la reglarea electrozilor cu un dispozitiv de executie electromecanic.

Pentru descrierea comportarii componentelor dinamice ale circuitului de reglare in regim tranzitoriu se utilizeaza functii de transfer G(s).

Schema bloc a circuitului de reglare pe care se bazeaza consideratiile urmatoare este redata in figura 4.12.

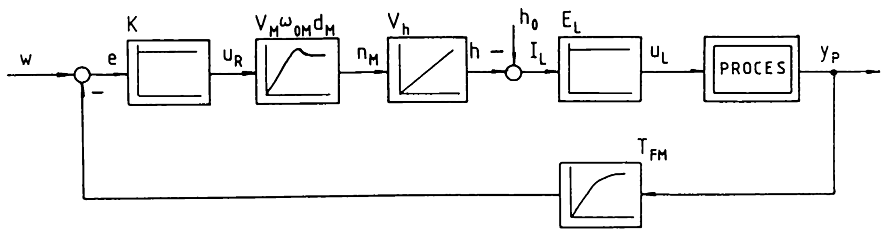


Fig.4.12. Schema bloc a reglarii monofazate a electrozilor cu mecanism de actionare electromecanic

Pentru cuplajul prin curenti turbionari cu turatie reglata este valabila, conform relatiei (4.8), functia de transfer

$$G_M(s) = \frac{N_M(s)}{U_R(s)} = \frac{V_M\omega_{0M}^2}{s^2+2d_M\omega_{0M}\,s+\omega_{0M}^2} \qquad (4.39)$$

cu parametrii ω_{OM} = 11,23 1/s, d_M = o,6 si V_M = 1,67 1/(Vs).

In cazul ideal al componentelor mecanice neelastice si reductor fara joc legatura dintre turatia n_M si inaltimea h a PE este descrisa de o relatie integrala :

$$H(s) = \frac{V_h}{s} \quad N_M(s) \tag{4.4o}$$

Amplificarea este V_h = 6 mm/rot.

Lungimea arcului ℓ_L este de fapt marimea mecanica de actionare a circuitului de reglare.

Considerind un nivel de referinta comun (figura 4.1) lungimea arcului este :

$$\ell_L = h - h_o \tag{4.41}$$

unde h este inaltimea PE iar h_o este inaltimea baii fata de nivelul comun de referinta.

Intensitatea cimpului electric in arc

$$E_L = \frac{d\hat{u}_L}{dh} = \frac{d\hat{u}_L}{d\ell_L} \quad ,$$

se considera de valoare constanta E_L = 1 V/mm.

Pentru fiecare marime de reglare sistemul de curent intens se reprezinta ca un proces cu o caracteristica statica neliniara. Marimea actuala y_p este filtrata cu un filtru trece jos de ordinul 1 cu constanta de timp T_{FM}.

De regula procesul de topire porneste cu o marime impusa W, circuitul de reglare al electrozilor fiind excitat in cea mai mare parte de deplasarile incarcaturii Δh_o.

In cazul normal analizat se alege un regulator proportional (P) care amplifica abaterea dintre marimea impusa W si cea actuala y_p. Marimea de iesire u_R este marimea impusa pentru turatia dispozitivului de actionare.

Toate perturbatiile sub forma de functii treapta sint reglate de acest lant de reglare inchis in mod stationar datorita comportarii integrale a dispozitivului de actionare.

In timpul topirii apar mereu modificari ale pozitiei fierului vechi care sint compensate printr-o coborire continua a electrozilor.

Perturbatii de acest gen sint comparabile cu o functie rampa care provoaca o alungire a arcului cu o viteza de ordinul 2o mm/s si o modificare corespunzatoare a tensiunii acestuia.

Principial aceste perturbatii pot fi inlaturate stationar doar de catre un regulator care dispune suplimentar de o componenta integrala.

Pentru reglarea electrozilor un regulator PI nu ofera insa avantaje clare intrucit surparile fierului vechi provoaca oscilatii in circuitul de reglare inchis.

Pentru a inlatura miscarile oscilatorii ale constructiei metalice a PE in timpul topirii, se admite o abatere remanenta de reglare.

Un alt dezavantaj prezinta regulatorul PI in faza initiala de topire.

Atita timp cit nu exista arc si nu circula curent, circuitele de reglare sint cvasiindependente. In timpul coboririi electrodului componenta I a regulatorului integreaza continuu abaterea de reglare negativa maxima.

Contactele electrod-fier vechi provoaca un scurtcircuit care nu va fi inlaturat rapid prin ridicarea PE intrucit abaterea pozitiva necesita timp pentru a schimba iesirea negativa a integratorului.

In aceasta perioada de timp electrodul este actionat in continuare in jos fiind supus la solicitari mecanice inadmisibile.

Marimile impuse se schimba, in comparatie cu frecventa de aparitie a perturbatiilor, la intervale mai mari si in trepte mai mici. Analiza se va limita la reglarea perturbatiilor.

Daca se admite ca nu exista un cuplaj intre marimile de reglare ale celor trei faze sau marimile de actionare ale celor trei circuite de reglare au fost decuplate prin circuite corespunzatoare /4.7/ atunci o perturbatie a unui arc va fi reglata doar de circuitul de reglare al fazei respective.

4.4.1. Caracteristici de frecventa. Cercetarea stabilitatii circuitului de reglare liniarizat

Aprecierea proprietatilor dinamice ale unui circuit de reglare al electrozilor se face cu ajutorul functiei de transfer a perturbatiei $G_z(s)$ a sistemului din figura 4.12.

Totodata procesul neliniar se inlocuieste cu un factor de proportionalitate V_P care indica amplificarea in punctul de lucru al sistemului. Legatura dintre marimea perturbatoare Z(s) si abaterea fata de punctul de lucru a marimii de reglare provocata de aceasta, in spatiul imagine, se scrie:

$$Y_z(s) = \frac{-(s^3+2d_M\omega_{OM}s^2+\omega_{OM}^2 s)}{s^3+2d_M\omega_{OM}s^2+\omega_{OM}^2 s+KV_M V_h E_L V_P\omega_{OM}^2} \tag{4.42}$$

$$\cdot E_L V_P Z(s) = G_z(s).Z(s)$$

Efectuind substitutiile :

$$a_2 = 2d_m\omega_{OM}; \quad a_1 = \omega^2_{OM}, \quad a_o = KV_M V_h E_L V_P \omega^2_{OM} \tag{4.43}$$

se obtine forma generala a functiei de transfer a perturbatiei

$$G_z(s) = \frac{-(s^3+a_2s^2+a_1s)}{s^3+a_2s+a_1s+a_o} \; E_L \cdot V_P \tag{4.44}$$

Date privind eliminarea marimii perturbatoare prin reglarea electrozilor ofera caracteristica de frecventa a regulatorului.

Trecind de la nivelul s la axa $j\omega$ se obtine caracteristica de frecventa $G_z(j\omega)$ din functia $G_z(s)$:

$$G_z(j\omega) = \frac{a_2\omega^2 - j\omega(a_1-\omega^2)}{a_o - a_2\omega^2 + j\omega(a_1-\omega^2)} \; E_L \cdot V_P = G_z(j\omega)\, e^{j[\varphi_z(\omega)+180^o]} \tag{4.45}$$

cu caracteristica de amplitudine

$$G_z(j\omega) = \sqrt{\frac{a_2\omega^4 + (a_1-\omega^2)\omega^2}{(a_o-a_2\omega^2)^2 + (a_1-\omega^2)^2\omega^2}} \; E_L \cdot V_P \tag{4.46}$$

si de faza

$$\varphi_z(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{a_o(a_1-\omega^2)}{\left[(a_1-\omega^2)^2 - a_2(a_o-a_2\omega^2)\right]} \tag{4.47}$$

Pentru comparatie se prezinta caracteristica de frecventa completa a circuitului de reglare, inclusiv modelarea dinamicii bratelor portelectrod dupa relatia (4.11) precum si filtrarea marimii actuale cu constanta de timp T_{FM}

$$G'_z(j\omega) = \sqrt{\frac{A^2+B^2}{(A+a_ob_1)^2+B^2}} \; E_L \cdot V_P e^{j\left[\varphi'_z(\omega) + 180^o\right]} \tag{4.48}$$

cu

$$\varphi'_z(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{a_ob_1B}{(A+a_ob_1)A+B^2} \tag{4.49}$$

unde

$$B=\omega\left\{a_1b_1-\left[a_1+b_1+a_2b_2+T_{FM}(a_1b_2+a_2b_1)\right]\omega^2-\left[1+T_{FM}(a_2+b_2)\right]\omega^4\right. \quad (4.5o)$$

si

$$A=-(a_1b_2+a_2b_1+T_{FM}a_1b_1)\omega^2+\left[a_2+b_2+T_{FM}(a_2b_2+a_1+b_1)\right]\omega^4-T_{FM}\omega^6 \quad (4.51)$$

Coeficientii au valorile :

$$T_{FM} = 25 \text{ ms}, \quad b_1=\omega_{oe}^2 = 355{,}3\ 1/s^2 \text{ si}$$
$$b_2 = 2d_e\omega_{oe} \doteq 1{,}88\ 1/s \quad (4.52)$$

Ca parametrii de proiectare independenti in caracteristicile de frecventa $G_z(j\omega)$ si $G_z'(j\omega)$ apar modificarea regulatorului K si factorii de amplificare V_M si V_h ai dispozitivului de actionare.

Impreuna cu intensitatea cimpului in arc E_L si amplificarea procesului V_P acesti parametri determina amplificarea efectiva in circuitul de reglare.

$$V_G = KV_MV_hE_LV_P = \frac{a_o}{\omega_{OM}^2} \quad (4.53)$$

Intensitatea cimpului se considera E_L=1 V/mm. Amplificarea procesului se poate stabili, pentru un anumit punct de functionare, din diagramele factorilor de amplificare ca functii de tensiunea arcului pentru diferite marimi de reglare asa cum s-a aratat in paragraful 4.3.2.

Amplificarea proportionala K se dimensioneaza astfel incit regulatorul comanda dispozitivul de actionare cu semnalul de iesire de valoare maxima u_R= lo V in cazul unui scurtcircuit in faza respectiva.

Intr-un astfel de caz fiecare PE este ridicat, dupa un timp de transfer, cu viteza maxima V_h= loo mm/s.

In tabelul 4.3 sint redati parametri circuitului de reglaj pentru diferite marimi de reglaj: tensiunea arcului U_L, rezistenta acestuia R_L, impedanta fazei Z si marimea diferenta D.

Caracteristicile de frecventa date de relatiile (4.45) si (4.48) sint reprezentate in figura 4.13 pentru trei valori ale amplificarii V_G a circuitului de reglare.

Valorile exacte ale caracteristicii de frecventa $G_z'(j\omega)$ sint reprezentate punctat in figura 4.13 . Deoarece aceste valori se apropie foarte mult de cele ale functiei aproximate $G_z(j\omega)$ se confirma reprezentarea cu suficienta exactitate a sistemului prin caracteristica $G_z(j\omega)$ data de (4.45).

Caracteristicile de frecventa descriu in mod pregnant calitatile unui filtru "trece sus". Frecventele limita de - 3 dB ale caracteristicilor de amplitudine 1 si 2 au valorile f_1 = o,o35 Hz si f_2 = o,o79 Hz.

Cu aceasta devine clar faptul ca doar marimi perturbatoare lente cu frecvente sub o,1 Hz pot fi compensate.

Toate perturbatiile cu componente de frecventa mai mari decit frecventa limita actioneaza asupra procesului nefiind influentate de reglajul elec-

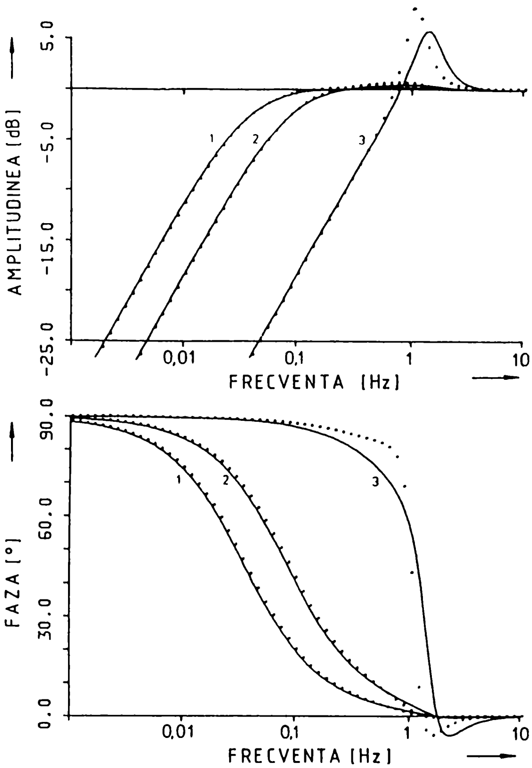


Fig.4.13. Diagramele Bode ale perturbatiei pentru diversi factori de amplificare ai circuitului
1. V_G= o,224.s^{-1} , 2. V_G=o,523 s^{-1},3.V_G=5,23 s^{-1};
Valorile punctate pentru sistemul de ordinul 6

trozilor.

Reglajul electrozilor nu poate elimina in special oscilatiile periodice ale sarcinii cu frecvente mai mari de 2 Hz /4.5, 4.1o/.

Nu pot fi reglate nici oscilatiile de sarcina provocate de variatia stohastica a lungimii arcului din timpul topirii.

Reglaje mai rapide se pot obtine prin deplasarea caracteristicilor de amplitudine catre frecvente limita mai mari.

Pentru aceasta este necesara marirea valorilor parametrilor K, V_M si V_h. Aceasta marire este limitata de oscilatiile PE si ale marimilor de reglare.

Caracteristicile 3 din figura 4.13 indica inclinarea spre oscilatie a sistemului prin supraamplificarea caracteristicii de amplitudine.

Pentru analiza stabilitatii circuitelor de reglare este folosita metoda locului radacinilor.

Radacinile polinomului caracteristic

$$N(s) = s^3+a_2s^2+a_1s+a_o \qquad (4.54)$$

al functiei de transfer (4.44) determina, ca poli ai sistemului, in mod decisiv raspunsul si stabilitatea dinamica la excitatii ale sistemului provoccate de perturbatii sau de marimile de comanda ale procesului.

Curba locului radacinilor avind ca parametru amplificarea circuitului V_G, din figura 4.14, indica asezarea polilor sistemului in spatiul complex s.

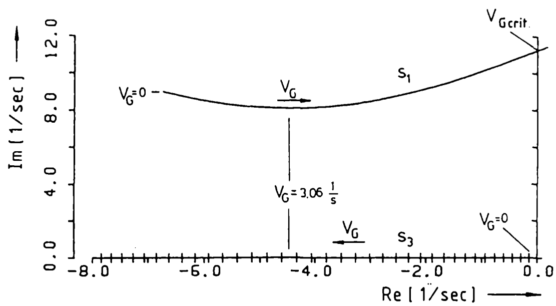


Fig.4,14. Curbele locului radacinilor ale circuitului de reglare al electrozilor pentru marimi de reglare decuplate. Amplificarea circuitului $o \leqslant V_G \leqslant 14$ 1/s

Radacinile polinomului N(s) au fost calculate cu relatiile lui Cardan /4.11/.

Sistemul (4.44) contine o pereche de poli complex conjugati $s_{1,2} = \sigma_1 \pm j\omega_1$ din care este reprezentata doar ramura locului radacinilor pentru partea imaginara pozitiva si un pol real $s_3 = \sigma_3 = - 1/T_3$. Curba locului radacinilor incepe pentru V_G=o cu radacinile circuitului de reglare deschis $s_{1,2}=d_M\omega_{OM}+j\omega_{OM}\sqrt{1-d_M^2}$ si $s_3 = j\omega = o$.

Cu cresterea amplificarii circuitului V_G polii complecsi se deplasea- za spre axa $j\omega$ iar polul real se deplaseaza spre valori negative tot mai mari pe axa σ .

O combinatie a radacinilor cu o frecventa circulara minima se obtine pentru valoarea amplificarii

$$V_G = \frac{2}{3} d_M \omega_{DM} \left(1 - \frac{8}{9} d_M^2\right) = 3{,}06 \ 1/s \tag{4.55}$$

In acest caz exponentii amortizarii sint

$$\sigma_1 = \sigma_3 = -\frac{2}{3} d_M \omega_{DM} = -4{,}49 \ 1/s \tag{4.56}$$

iar frecventa circulara este

$$\omega_1 = \omega_{DM}\sqrt{1 - \frac{4}{3} d_M^2} = 8{,}1 \ 1/s \tag{4.57}$$

Pentru realizarea regimului normal al reglarii electrozilor radacini- le iau valorile din tabelul 4.3.

MARIMEA DE REGLARE	V_P	K	$\frac{V_G}{s^{-1}}$	$\frac{S_{1,2}}{s^{-1}}$	$\frac{s_3}{s^{-1}}$	$\frac{T_3}{s}$
U_1	1/ 2	0,0317	0,224	$-6{,}62 \pm j8{,}9$	-0,228	4,39
Z	16,6 $\frac{\mu\Omega}{V}$	3,15 $\frac{V}{m\Omega}$	0,523	$-6{,}46 \pm j8{,}78$	-0,555	1,8
R_1	19 $\frac{\mu\Omega}{V}$	2,04 $\frac{V}{m\Omega}$	0,388	$-6{,}65 \pm j8{,}48$	-0,41	2,44
D	182 $\frac{A}{V}$	0,192 $\frac{V}{kA}$	0,349	$-6{,}56 \pm j8{,}85$	-0,364	2,75

Tabel 4.3. Amplificarea procesului V_p, a regulatorului K si a circuitului V_G precum si polii circuitului de reglare liniarizat

Valorile diferite ale amplificarii provoaca in primul rind o deplasa- re a polului real $\sigma_3 = -1/T_3$. Aproape neschimbata ramine perechea de poli $s_{1,2}$. In domeniul de amplificare dupa tabelul 4.3 comportarea reglarii este domina- ta de constanta de timp T_3.

Reglarea de impedanta este cea mai rapida (T_3= 1,8 s) pe cind reglarea tensiunii arcului este cea mai lenta (T_3=4,39 s).

La cresterea amplificarii V_G peste valoarea o,5 1/s creste ponderea perechii de poli $s_{1,2}$ astfel ca circuitul de reglare se apropie de regimul de oscilatie.

In punctul de intersectie al curbei locului radacinilor $s_{1,2}$ cu axa $j\omega$ sistemul devine instabil. Limita de stabilitate a amplificarii circuitului se calculeaza cu criteriul Hurwitz /4.12/.

$$V_{Gcrit.} = 2d_M\omega_{OM} = 13{,}48 \text{ 1/s} \qquad (4.58)$$

Frecventa oscilatiilor permanente se obtine anulind partea imaginara a numitorului functiei $G_z(j\omega)$

$$f_{crit.} = \frac{\omega_{OM}}{2\pi} = 1{,}79 \text{ Hz} \qquad (4.59)$$

Polul real are valoarea :

$$s_{3crit.} = -2d_M\omega_{OM} = -13{,}48 \text{ 1/s} \qquad (4.6o)$$

Cresterea valorilor amplificarii V_{Gcrit} in raport cu regimul normal cu valori prezentate in tabelul 4.3 se prezinta astfel :

Marimea REGLATA	U_L	R_L	Z	D
$\frac{V_{Gcrit}}{V_G}$	6o,2	34,7	25,8	38,6

Oscilatii permanente masurate sint indicate in fig.4.3., cu valori ale frecventei 1 Hz la 1,2 Hz.

Ridicarile intempestive ale PE observate in cursul topirii care actioneaza asupra tensiunii arcului reduc amortizarea reglarii procesului.

Cresterea amplificarii este de circa 3o.

Abaterea de circa o,5 Hz dintre valorile masurate si cele calculate ale frecventei oscilatiilor permanente poate avea diferite cauze.

Erori de modelare ale componentelor dinamice pot fi cauzate de utilizarea caracteristicii de frecventa aproximate $G_z(j\omega)$ in figura 4.4 precum si de neglijarea filtrarii valorii actuale.

Inafara de aceasta la amplificari mari trebuie luate in consideratie si oscilatiile mecanice ale PE.

Aceste limitari ale marimilor de proces nu constituie insa surse importante de eroare. Prin metoda "echilibrului armonic " /4.12/ se arata ca se poate stabili chiar si frecventa pentru oscilatiile permanente ale unor circuite de reglare cu neliniaritati evidente ale fazei caracteristicii de frecventa care descrie partea liniara a sistemului.

Pentru circuitul de reglare cu caracteristica de frecventa $G'_z(j\omega)$ dupa relatia (4.48), frecventa oscilatiilor permanente se obtine din conditia B = o ca solutie a unei ecuatii patratice in ω^2.

Cu parametrii curbei de frecventa din figura 4.13 se obtine frecventa critica

$$f'_{crit} = 1{,}25 \text{ Hz}$$

4.4.2. Reglarea tensiunii arcului

Masurari efectuate la cuptorul cu arc arata o dependenta aproape liniara a valorii de virf u_L si a valorii efective U_L a tensiunii arcului in raport cu inaltimea electrozilor deasupra baii topite.

Raspunsurile la perturbatii ale unui circuit de reglare al electrozilor avind ca marime de reglare valoarea efectiva a tensiunii arcului se pot calcula direct cu metode liniare.

Ca si anterior nu se vor lua in considerare cuplajele dintre fazele sistemului de curent intens. De aceea aici intereseaza caracteristicile principale ale raspunsului sistemului pentru o singura faza.

In figura 4.15 se reprezinta relatiile geometrice privind modificarea

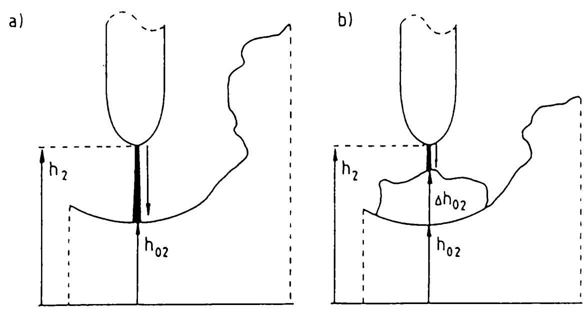


Fig.4.15. Lungimea arcului inainte (a) si dupa surpare (b) a incarcaturii

lungimii arcului la surparea incarcaturii.

Se urmareste calculul reactiei marimii reglate $y_p = U_L(t)$ la o perturbatie treapta a inaltimii incarcaturii $z(t) = \sigma(t)\Delta h_o$, unde $\sigma(t)$ este treapta unitate.

Daca inainte de aparitia perturbatiei sistemul de reglare a fixat punctul de lucru U_{LA}, in timpul procesului de reglare tensiunea arcului este

$$U_L(t) = U_{LA} + y_z(t) \tag{4.61}$$

Raspunsul la semnalul treapta al circuitului de reglare se obtine din transformarea inversa Laplace /4.13/

$$y_z(t) = \mathcal{L}^{-1}\left\{G_z(s)\ Z(s)\right\} \tag{4.62}$$

cu functia de transfer a perturbatiei $G_z(s)$ conform (4.42) si $Z(s) = \Delta h_o/s$.

Pentru aplicarea relatiilor de transformare, dupa /4.13/ se descompune functia $Y_z(s) = G_z(s)Z(s)$ intr-o suma de fractii partiale

$$Y_z(s) = -\frac{A_1 s + A_2}{s^2 - 2\sigma_1 s + \sigma_1^2 + \omega_1^2} + \frac{A_3}{s - \sigma_3}\ E_L V_P \Delta h_o \tag{4.63}$$

Prin compararea coeficientilor se obtin constantele

$$A_1 = \frac{\sigma_1^2 + \omega_1^2 - \sigma_3(a_2 + 2\sigma_1) - a_1}{(\sigma_3 - \sigma_1)^2 + \omega_1^2} \tag{4.64}$$

$$A_2 = \frac{(\sigma_1^2 + \omega_1^2)(\sigma_3 + a_2) - a_1(\sigma_3 - 2\sigma_1)}{(\sigma_3 - \sigma_1)^2 + \omega_1^2} \tag{4.65}$$

si

$$A_3 = \frac{\sigma_3^2 + \sigma_3 a_2 + a_1}{(\sigma_3 - \sigma_1)^2 + \omega_1^2} \tag{4.66}$$

Cu polii functiei de transfer a perturbatiei din paragraful 4.4.1 sint cunoscute si radacinile numitorilor $\sigma_1 \pm j\omega_1$ si σ_3 ai fractiilor partiale. Plecind de la corespondentele din /4.13/ se reprezinta functia de timp $y_z(t)$

ca suma a componentelor periodice si aperiodice

$$y_z(t)=-\left[A_3e^{\sigma_3 t}+(A_1\cos\omega_1 t+\frac{A_2+A_1\sigma_1}{\omega_1}\sin\omega_1 t)e^{\sigma_1 t}\right].E_L V_P \Delta h_o \qquad (4.67)$$

Limita $y_z(t\to\infty)=0$ o arata ca, componenta perturbatiei in tensiunea arcului este reglata stationar.

Daca apar totusi perturbatii sub forma de rampa, cu viteza constanta de scadere a nivelului incarcaturii (descrise in paragraful 4.2.1) $\frac{V}{s}$ $-dr_c$ dt, atunci trecerea la limita

$$\lim_{t\to\infty} y_z(t)=\lim_{s\to 0} s\,G_z(s)\frac{V_s}{s^2} \qquad (4.68)$$

ofera o relatie pentru abaterea remanenta a tensiunii arcului U_L fata de punctul de functionare U_{LA} de forma

$$y_z(t\to\infty)=\Delta U_L=\frac{-V_s}{KV_hV_M} \qquad (4.69)$$

Pentru V_s = -20 mm/s rezulta deci in cazul reglarii tensiunii arcului o eroare de tensiune $y_z(\infty)=\Delta U_L$ = 63,1 V. Cu aceasta diferenta ΔU_L este mai mare valoarea efectiva a tensiunii arcului U_L decit valoarea dorita U_{LA} in punctul de functionare.

Daca o prturbatie de acest gen are loc doar intr-o singura faza (2) punctul de functionare in diagramele de variatie ale impedantei se deplasează cu circa 2 mΩ la valoarea Z_2= 8 m (figura 4.8).

Reducerea corespunzatoare a puterii P are valori intre 2,5 MW si 4.. MW.

Daca se doreste cercetarea influentei diferitelor marimi de reglare neliniare, in cazul reglarii de semnal mare, cu ajutorul perturbatiilor treapta, nu mai poate fi aplicata o metoda analitica.

In acest scop se utilizeaza simularea Runge-Kutta a sistemului neliniar. Rezultatele arata /4.7/ ca la perturbatii treapta, in sensul scurtcircuit sau mers in gol, reglajul de impedanta atinge cel mai rapid punctul de lucru impus, reglajele rezistentei arcului si al marimii diferenta au constante de timp de reglare asemanatoare in timp ce reglajul liniar al tensiunii arcului este cel mai lent.

Avantajele reglajului impedantei constau in neliniaritatea speciala a caracteristicii acesteia (figura 4.8).

4.4.3. Circuite de reglare cuplate

In cazul reglarii perturbatiilor cu circuite de reglare afectate de cuplajul dintre cele trei faze se scoate in evidenta caracterul destabilizator al cuplajului inductiv /4.7/.

Se urmareste stabilirea unei metode pentru decuplarea marimilor de actionare.

Schema bloc a unui sistem de reglare a trei marimi, liniarizat se reprezinta in figura 4.16.

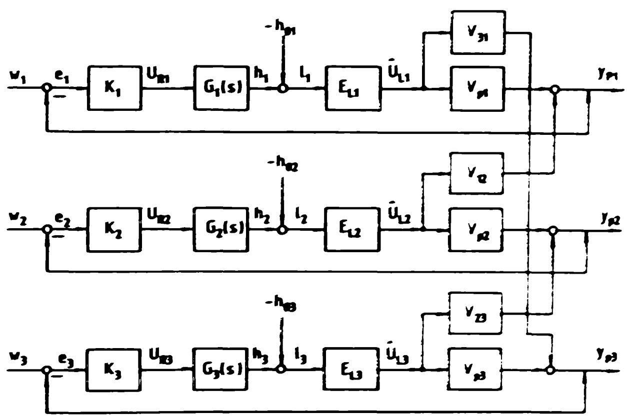


Fig.4.16. Schema bloc generala pentru circuitele de reglare cuplate ale electrozilor

Pentru succesiunea de faza 1-2-3 se iau in considerare doar cuplajele traversale importante cu faza in avans.

Amplificarea procesului V_p si factorii de cuplaj transversal se obtin in cazul reglarii tensiunii arcului din date experimentale astfel :

$$V_{Pj} = 1/\sqrt{2} \quad \text{si} \quad V_{j-1,\, j} = -1/(4\sqrt{2}), \quad j = 1,2,3$$

In cazul reglarii impedantei acesti factori se determina din curbele din figura 4.8 si tabelul 4.2 prin divizarea cu $\sqrt{2}$.

In sistemul de reglare pentru trei marimi se stabileste legatura dintre vectorul marimilor perturbatoare provocate de deplasarile incarcaturii cuptorului si vectorul marimilor de iesire ale procesului prin intermediul matricii de transfer a perturbatiilor.

Matricea de transfer este /4.7/

$$\underline{G}_z(s) = \begin{bmatrix} \frac{E_{L1}V_{P1}}{1+G^*_{o1}} & \frac{E_{L2}V_{12}}{1+G^*_{o2}} & o \\ o & \frac{E_{L2}V_{P2}}{1+G^*_{o2}} & \frac{E_{L3}V_{23}}{1+G^*_{o3}} \\ \frac{E_{L1}V_{31}}{1+G^*_{o1}} & o & \frac{E_{L3}V_{P3}}{1+G^*_{o3}} \end{bmatrix} \qquad (4.7o)$$

unde G^*_{oj} sint functiile de transfer ale circuitelor de reglare deschise.

$$G^*_{oj}(s) = K_j G_j E_{Lj} V_{Pj} \qquad (4.71)$$

Ca urmare a cuplajelor transversale ordinul intregului sistem se ridica de la trei la noua.

Pe baza curbelor locului radacinilor se demonstreaza ca la marirea amplificarii, de exemplu prin suflajul magnetic al arcurilor, limita de stabilitate se atinge mai devreme decit in cazul sistemului fara cuplaje /4.7/.

Ca urmare, cuplajele au o actiune destabilizatoare.

Interactiunile sistemului de curent intens conduc la miscari ale mecanismelor de actionare si in fazele neafectate de perturbatii ale arcului.

Ca urmare are loc o uzura suplimentara a mecanismelor de actionare fiind influentata si transmiterea de energie catre incarcatura.

In scopul eliminarii acestor neajunsui este necesara decuplarea marimilor de iesire ale regulatorului.

Daca se cunosc factorii de cuplaj $V_{j-1,j}$ ai procesului se poate realiza un circuit de decuplare pentru regulatorul proportional care actioneaza astfel incit perturbatiile intr-o faza sint compensate doar de mecanismul de actionare corespunzator.

Din mai multe variante ale retelelor de decuplare posibile s-a ales structura canonica in V /4.15/ reprezentata in figura 4.17.

La utilizarea regulatoarelor P se obtin si dispozitivele de decuplare ca factori de amplificare /4.7/ :

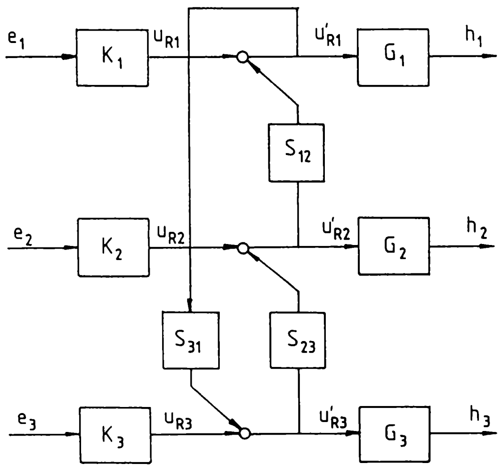


Fig.4.17. Circuitul de decuplare pentru semnalele de iesire ale regulatorului

$$S_{12} = -\frac{K_1 V_{12}}{K_2 V_{P2}} \quad , \quad S_{23} = -\frac{K_2 V_{23}}{K_3 V_{P3}} \quad ,$$

$$S_{31} = -\frac{K_3 V_{31}}{K_1 V_{P1}} \qquad (4.72)$$

La sistemul modificat perturbatiile unei faze influenteaza electric in continuare o faza vecina; reglajul perturbatiei este preluat insa doar de circuitul de reglare al fazei perturbate.

Cu ajutorul circuitului de decuplare se pot obtine calitati ale reglarii de tensiune asemanatoare cu cele in cazul reglarii impedantei. Utilizarea decuplarii marimilor de actionare in cazul reglarii de impedanta duce la amortizarea mecanismului de actionare, pe de alta parte curentii de scurtcircuit sint eliminati cu intirziere.

4.5. Regulator adaptiv al electrozilor

4.5.1. Problema reglarii adaptive

Oscilatiile periodice ale sarcinii in primele lo minute ale procesului de topire constituie un fenomen cunoscut la cuptorul cu arc.

O astfel de stare a procesului este documentata in figura 4.3 paragraful 4.2 prin marimile electrice ale sistemului de curent intens si semnalele de masura ale actionarii electromecanice.

Modularea cu frecventa joasa a tuturor semnalelor circuitelor de reglare indica existenta ueni dezamortizari importante a circuitului de reglare inchis provocata de ridicarile intempestive ale PE la scurtcircuite, dupa cum s-a aratat in 4.1.

Oscilatii de acest gen provoaca oscilatii ale puterii transmise incarcaturii.

Pentru stabilizarea necesara a procesului de topire, oscilatiile circuitului de reglare trebuie amortizate.

In acest scop se urmareste realizarea unor miscari incetinite ale dispozitivului de actionare.

Introducerea unui regulator proportional adaptiv permite micsorarea amplificarii la aparitia oscilatiilor marimilor de reglare si prin aceasta compensarea actiunii exercitate de supraamplificarea procesului asupra circuitului de reglare.

Pentru reglarea adaptiva este necesara pentru inceput identificarea sistemului de reglare. Identificarea experimentala a unui sistem de reglare cuprinde doua etape principale /4.17/ : masurarea si evaluarea numerica (sau grafo-analitica) cu scopul elaboraroo unui model.

In lucrarea de fata s-a ales metoda reglarii adaptive cu model de comparatie paralel /4.16, 4.17/. Aceasta metoda prezinta avantajul identificarii cu usurinta a sistemului de reglare constituind principial metoda de baza la identificarea experimentala a sistemelor de reglare /4.17/.

Structura sistemului de reglare adaptiv este prezentata in figura 4.18. Principiul de functionare al reglarii adaptive consta in adaptarea amplificarii K a regulatorului astfel incit modul de reglare al circuitului de baza este adaptat la un model dinainte stabilit.

Legea de adaptare stabileste parametrul liber al circuitului de reglare in functie de semnalul de eroare e^* intre iesirea y_n a modelului si marimea actuala y_P a procesului. Se urmareste eliminarea sau minimizarea erorii e^*.

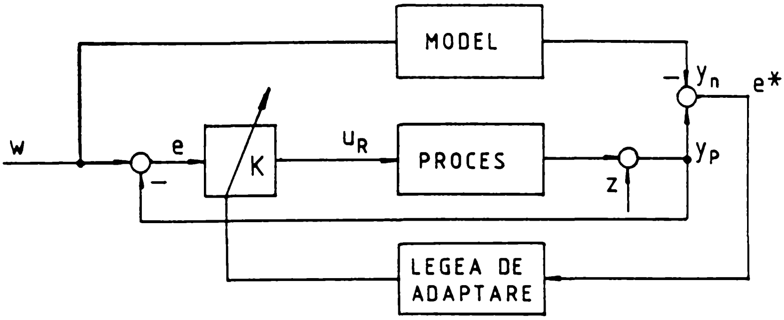


Fig.4.18. Circuit de adaptare cu model de comparatie paralel

4.5.2. Legea de adaptare

Stabilirea legii de adaptare are la baza cercetarile teoretice din /4.18, 4.19/.

La acestea se propun in continuare modificari care sa permita utilizarea legii de adaptare si la reglarea perturbatiilor. In acest caz excitarea circuitului de reglare ca si a dispozitivului de adaptare este produsa in special de perturbatiile de proces.

Cercetarile de fata se refera la reglarea liniara a tensiunii arcului unei faze.

Efectele de cuplaj nu sint luate in considerare.

Conform celor aratate in paragraful 4.4. functia de transfer de comanda a circuitului de reglare din figura 4.12 se poate scrie :

$$G_n(s) = \frac{a_o}{s^3+a_2s^2+a_1+a_o} = \frac{Y_n(s)}{W(s)} \qquad (4.73)$$

Aceasta functie de transfer descrie modelul procesului din figura 4.18 adica starea nominala a procesului reglat. Coeficientul

$$a_o = K_n V_M V_h \omega^2_{OM} E_{Ln} V_P \qquad (4.74)$$

contine (relatia 4.42) valoarea nominala a intensitatii cimpului electric in arc E_{Ln} = 1 V/mm si valoarea nominala a amplificarii regulatorului K_N=o,o634.

Pentru circuitul de reglare deschis, fara regulator, este valabila relatia :

$$G_P(s) = \frac{V_M V_h \omega_{OM}^2 E_L V_P}{s(s^2+a_2 s+a_1)} = \frac{V_P(s)}{U_R(s)} \qquad (4.75)$$

In numaratorul functiei $G_P(s)$ intensitatea cimpului E_L este parametrul al carui cresteri trebuie compensate de catre factorul de amplificare adaptiv K(t).

Reprezentarile echivalente ale modelului si procesului cu amplificarea regulatorului in spatiul de stare au forma (conform /4.17/).

$$\dot{\underline{X}}_n = \begin{bmatrix} o & 1 & o \\ o & o & 1 \\ -a_o & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \underline{X}_n + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_M \; V_h \omega_{OM}^2 \; E_{Ln} \; V_P \end{bmatrix} K_n W$$

(4.76.a)

$$\dot{\underline{X}}_n = \underline{A}_n \underline{X}_n + \underline{b}_n K_n W \qquad (4.76.b)$$

$$Y_n = (1,\ o,\ o)\underline{X}_n = \underline{c}^T \underline{X}_n \qquad (4.76.c)$$

$$\dot{\underline{X}}_P = \begin{bmatrix} o & 1 & o \\ o & o & 1 \\ o & -a_1 & -a_2 \end{bmatrix} \underline{X}_P + \begin{bmatrix} o \\ o \\ V_M \; V_h \omega_{OM}^2 \; E_L \; V_P \end{bmatrix} \cdot K(t)(W-Y_P)$$

(4.77.a)

$$\dot{\underline{X}}_P = \underline{A}_P \underline{X}_P + \underline{b}_P K(t)(W-Y_P) \qquad (4.77.b)$$

si

$$Y_P = (1,\ o,\ o)\underline{X}_P = \underline{c}^T \underline{X}_P \qquad (4.77.c)$$

Dupa incheierea ciclului de adaptare in starea de echilibru trebuie satisfaduta identitatea

$$K_n E_{Ln} = K^* E_L \qquad (4.78)$$

in care valoarea finala de adaptare K^* nu este cunoscuta exact intrucit nu este cunoscuta intensitatea cimpului E_L.

Cu aceasta se scrie in continuare

$$K_n \underline{b}_n = K^* \underline{b}_P \qquad (4.79)$$

Pentru ca din diferenta relatiilor (4.76.a) si (4.77.a) sa se poata obtine o ecuatie diferentiala de stare a erorii, relatia (4.77.a) se completeaza cu $\pm \underline{b}_n K_n (W-Y_p)$. Observind si (4.79) se poate scrie :

$$\dot{\underline{X}}_p = (\underline{A}_p - \underline{b}_n \underline{c}^T K_N)\underline{X}_p + \underline{b}_n K_n W + \underline{b}_n K_n \left(\frac{K(t)}{K^*} - 1\right)(W - Y_p) \tag{4.80}$$

Procesul corespunde deci exact modelului cind amplificarea $K(t)$ a atins valoarea finala K^* . In continuare se utilizeaza notatia

$$k(t) - 1 = \frac{K(t)}{K^*} - 1 \tag{4.81}$$

In /4.18, 4.19/ se introduc pentru model, suplimentar, doua semnale de intrare ajutatoare

$$u_{H1} = (k(t)-1)(W-Y_p) \tag{4.82}$$

$$u_{H2} = -\mathcal{L}^{-1}\left\{ L(s)\mathcal{L}\left\{(k(t)-1)\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{W(s) - Y_p(s)}{L(s)}\right\}\right\}\right\} \tag{4.83}$$

Semnalul u_{H2} rezulta intr-o prima treapta prin filtrarea abaterii reglarii $E(s) = W(s) - Y_p(s)$ cu functia de transfer

$$L^{-1}(s) = \frac{1}{L(s)} \tag{4.84}$$

si multiplicarea in continuare cu abaterea amplificarii $k(t)-1$, care asa cum se va arata se poate preleva din circuitul de adaptare.

Dupa multiplicare, urmeaza o noua filtrare care pentru un polinom

$$L(s) = (s^2 + \ell_1 s + \ell_o)\frac{1}{\ell_o} \tag{4.85}$$

reprezinta diferentieri corespunzatoare.

Gradul polinomului se alege cu o unitate mai mic decit cel al functiei de transfer al modelului.

In scopul simplificarii scrierii, la reprezentarea in domeniul timpului se introduce unele notatii prescurtate sub forma de operatori diferentiali.

$$L = \left(\frac{d^2}{dt^2}, \ell_1 \frac{d}{dt}, \ell_0\right)\frac{1}{c}, \quad \hat{L}^{-1} = \frac{1}{\hat{L}} \tag{4.86}$$

Cu semnalele ajutatoare u_{H1} si u_{H2} ecuatia dezvoltata a modelului are forma

$$\dot{\underline{x}}_n = \underline{A}_n\underline{x}_n + \underline{b}_n K_n w + \underline{b}_n K_n \left\{(k(t)-1)(w-y_p) - \hat{L}(k(t)-1)\hat{L}^{-1}(w-y_p)\right\} \tag{4.87}$$

Din diferenta $\dot{\underline{x}}_p - \dot{\underline{x}}_n$ urmeaza o reprezentare in spatiul de stare pentru vectorul erorii de stare model-proces $\underline{e}^* = (e_1^*, e_2^*, e_3^*)^T$

$$\dot{\underline{e}}^* = \underline{A}_n\underline{e}^* + \underline{b}_n K_n \hat{L}\left[(k(t)-1)\hat{L}^{-1}(w-y_p)\right] \tag{4.88.a}$$

$$e_1^* = y_p - y_n = \underline{c}^T\underline{e}^* \tag{4.88.b}$$

Pentru reglarea de perturbatii se dovedeste necesara, pornind de la cele tratate in /4.18/, o filtrare suplimentara a erorii e_1^* cu functia de transfer $1/L(s)$.

Ecuatiile diferentiale ale erorii devin astfel

$$\dot{\underline{e}}^* = \underline{A}_n\underline{\varepsilon}^* + \underline{b}_n K_n f(t) \tag{4.89.a}$$

$$\underline{\varepsilon}_1^* = \underline{c}^T\underline{\varepsilon}^* \tag{4.89.b}$$

cu semnalul de intrare

$$f(t) = (k(t)-1)\hat{L}^{-1}(w-y_p) \tag{4.90.a}$$

si marimile de stare

$$\varepsilon_2^* = \dot{\varepsilon}_1^* \quad \text{si} \quad \underline{\varepsilon}_3^* = \ddot{\varepsilon}_1^* \tag{4.90.b}$$

Un sistem adaptiv cu ecuatia erorii data de (4.89.a) este asimptotic stabil daca exista o lege de adaptare cu care functia Liapunov

$$V(\underline{\varepsilon}^*(k(t)-1)) = \underline{\varepsilon}^{*T} \underline{H}\,\underline{\varepsilon}^* + \lambda(k(t)-1)^2 \qquad (4.91)$$

pentru toti $\underline{\varepsilon} \neq \underline{o}$ si $(k(t)-1) \neq o$ ia valori mai mari decit zero si ale carei derivate de timp $\dot{V}$ sint negative /4.21/. Forma patratica a functiei alese Liapunov indeplineste aceasta conditie pentru matricile pozitiv definite $\underline{H}$ intrucit al doilea termen este mereu pozitiv.

Derivata in raport cu timpul a functiei V, se obtine, tinind cont si de (4.89.a), astfel

$$\dot{V} = \underline{\varepsilon}^{*T}(\underline{A}_n \underline{H} + \underline{H}\underline{A}_n)\underline{\varepsilon}^* + 2\underline{\varepsilon}^{*T}\underline{H}\,\underline{b}_n K_n f(t) + 2\lambda(k(t)-1)\dot{k}(t) \qquad (4.92)$$

In relatia de sus $\underline{H}$ trebuie sa satisfaca ecuatia matriciala Liapunov

$$\underline{A}_n^T \underline{H} + \underline{H}\,\underline{A}_n = -\underline{Q} \qquad (4.93)$$

astfel incit $\underline{Q}$ sa devina o matrice pozitiv definita. In plus, toti determinantii inferiori "nord-vestici" ai matricii simetrice $\underline{Q}$ trebuie sa fie mai mari decit zero /4.2o/.

Ca o solutie posibila a ecuatiei matriciale Liapunov, Parks /4.21/ propune matricea simetrica Hermite. Elementele $h_{ij} = h_{ji}$ ale acestei matrici

$$\underline{H} = (h_{ij}), \quad i, j = 1, \dots, m \qquad (4.94)$$

se calculeaza din elementele matricei de sistem $\underline{A}_n$ cu (mxn) elemente, cu formula generala

$$h_{ij} = \sum_{=o}^{m-i} (-1)^{\ell+m-1} a_{m-\ell}\, a_{\ell+i+j-m-1}$$

pentru $i \geqslant j$ si $i+j$ par precum si

$$h_{ij} = o \quad \text{pentru } i+j \text{ impar} \qquad (4.95)$$

Pentru sistemul in discutie de ordinul m = 3 se obtine matricea

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} a_1 a_o & o & a_o \\ o & a_1 a_2 - a_o & o \\ a_o & o & a_2 \end{bmatrix} \qquad (4.96)$$

Derivata de timp (4.92) a functiei Liapunov se scrie deci

$$\dot{V}= -2(a_o\varepsilon_1^*+a_2\varepsilon_3^+)^2+2(a_o^2\varepsilon_1^*+a_oa_2\varepsilon_3^*)f(t)+2\lambda(k(t)-1)\dot{k}(t) \qquad (4.97)$$

Legea de adaptare urmeaza acum din conditia

$$(a_o^2\,\varepsilon_1^*+a_oa_2\varepsilon_3^*)f(t) = -\lambda(k(t)-1)\dot{k}(t) \qquad (4.98)$$

astfel incit $\dot{V}$ este determinata doar de valoarea negativa a termenului patratic.

Legea de adaptare a factorului de amplificare al regulatorului proportional din figura 4.18 este deci

$$K(t)= -\frac{K^*}{\lambda}\int_0^t (a_o^2\varepsilon_1^*+a_oa_2\ddot{\varepsilon}_1^*)\hat{L}^{-1}(W-Y_p)d\tau + K_o \qquad (4.99)$$

Derivata a doua de timp ε_1^* a erorii proces-model se determina la iesirea filtrului cu functia de transfer 1/L(s) daca structura filtrului corespunde, de exemplu, formei Frobenius /4.12/.

Filtrarea suplimentara cu 1/L(s) reduce amplificarile nedorite ale zgomotelor care apar la dubla diferentiere a componentelor de semnal de inalta frecventa ale marimilor procesului.

Cu factorul dinaintea integralei din relatia (4.99) se poate modifica viteza de adaptare, desi nu se cunoaste valoarea finala de adaptare K^*, intrucit parametrul de calcul nu este supus in prealabil la nici o limitare.

Stabilitatea schemei de reglare pentru legea de adaptare dedusa mai sus poate fi dovedita, in cazul structurii din figura 4.18 cu semnalele suplimentare de intrare ale modelului u_{H1} si u_{H2} din (4.82) si (4.83), numai daca sistemul adaptiv este excitat exhaustiv de catre modificarile marimii impuse.

Stuidiul analitic si simularile efectuate arata ca legea de adaptare (4.99) realizeaza caracteristici de adaptare utilizabile si in cazul reglarii perturbatiilor asa cum se va prezenta in continuare.

Pentru aceasta se va considera sistemul de reglare adaptiv simplificat prezentat in figura 4,19.

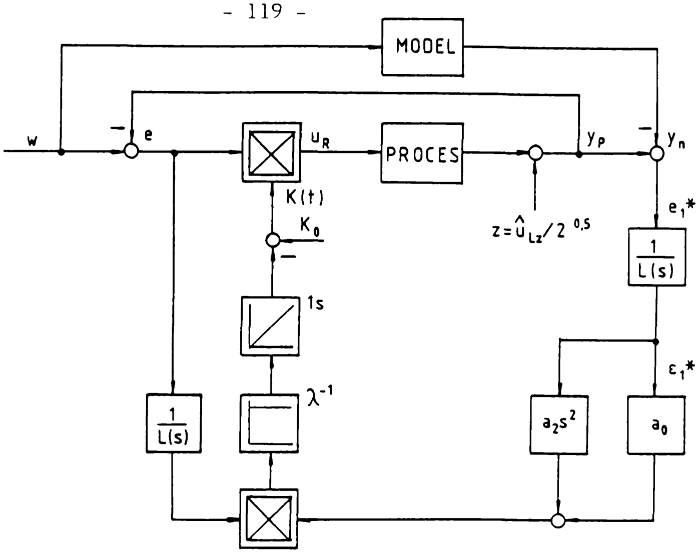


Fig.4.19. Sistem de reglare cu model de comparatie paralel pentru adaptarea amplificarii regulatorului unui circuit de reglare al electrozilor

Sistemul de reglare adaptiv cu model de comparatie in paralel din figura 4.19 satisface relatia (4.99) in care factorul $K^* a_0/\lambda$ a fost inlocuit cu $1/\lambda$. La semnalele de intrare suplimentare ale modelului u_{H1}, u_{H2}, se poate renunta atit pentru functia de reglare de comanda cit si pentru reglarea perturbatiilor.

Se realizeaza astfel o schema a circuitului de reglare ai carei parametrii ofera suficiente posibilitati de variere pentru a se putea obtine proprietatile de adaptare dorite.

4.5.3. Valoarea finala de adaptare a amplificarii regulatorului adaptiv

Daca in procesul de topire apar modificari ale intensitatii cimpului in arc E_L legea de adaptare (4.99) trebuie sa corecteze valoarea factorului de amplificare K(t) in mod corespunzator.

Valoarea finala de adaptare K^* satisface conditiile (4.78) si (4.79) numai in cazul reglarii de comanda.

Este de cercetat ce valori tinde sa ia K(t) cind semnalele de intrare ale schemei de adaptare sint influentate de perturbatii ale marimilor de reglare.

Daca marimea impusa pentru tensiunea arcului $W = U_{LA}$ ramine constanta atunci legea de adaptare (4.99) ia forma :

$$K(t) = \frac{1}{\lambda}\int_{o}^{t}\left\{a_o\left[\hat{L}^{-1}(Y_z)\right]^2 + a_2\hat{L}^{-1}(Y_z).\ \frac{d^2}{d^2\tau}\left[\hat{L}^{-1}(Y_z)\right]\right\}d\tau + K_o \quad (4.100)$$

in care $K^* a_o/\lambda$ a fost inlocuit cu $1/\lambda$.

Operatorul $\hat{L}^{-1}$ indica ca si mai sus, in domeniul timpului, filtrarea marimii din paranteza Y_z; acesta este raspunsul la perturbatie al circuitului de reglare adaptiv in cazul $W = o$.

Intrucit amplificarea $K(t)$ moduleaza abaterea $(W-Y_p) = - Y_z$, Y_z este dependent de $K(t)$.

Cind apar caracteristici de reglare Y_z, provocate de cresterea intensitatii cimpului E_L, care difera de valorile nominale ale reglarii perturbatiilor $K_o = K_{nz}$ si $E_{Ln}=1$, atunci integrala de adaptare trebuie sa micsoreze valoarea initiala $K_o = K_{nz}$ a amplificarii.

Daca exista, pentru fiecare regim cu supraintensitate de cimp E_L, o valoare finala de adaptare $K(t\rightarrow\infty) = K_z^*$, atunci o lege de adaptare corespunzatoare trebuie in toate cazurile $E_L \geqslant E_{Ln}$ sa satisfaca produsul

$$K_z^* E_L = K_{nz} E_{Ln} \quad (4.101)$$

Factorul de amplificare K_{nz} al sistemului adaptiv pentru reglarea perturbatiilor nu este desigur identic cu factorul K_n pentru regimul nominal al reglarii de comanda.

In starea nominala $K_o = K_{nz}$ si $E_L = E_{Ln}$ sistemul adaptiv nu trebuie sa genereze nici o abatere remanenta $K_z^* \neq K_{nz}$.

Daca s-a ales o valoare initiala mai mica $K_o < K_{nz}$, atunci integrala de adaptare trebuie sa livreze, pentru cazul $E_L=E_{Ln}$,o valoare pozitiva.

In scopul verificarii caracteristicilor stationare de adaptare impuse se poate calcula raspunsul la perturbatie al sistemului de reglare din figura 4.19 cu bucla de adaptare deschisa.

Pentru aceasta se intrerupe circuitul de adaptare dupa integrator si se determina analitic raspunsul la perturbatie al circuitului de reglare liniar pentru diferite valori ale produsului KE_L ca in paragraful 4.4.1.

Cu ajutorul variatiilor in timp astfel obtinute Y_z se calculeaza integrala de adaptare, conform (4.100), ale carei valori finale stationare pentru $t \rightarrow \infty$ trebuie sa satisfaca cerintele impuse mai sus.

Pentru o anumita valoare KE_L integrala trebuie sa ia valoarea stationara zero.

Valorile absolute ale integralei (4.100) sint reprezentate in figura 4.2o ca functie de valorile relative ale produsului KE_L, pentru doua moduri de filtrare, dupa relatia

$$L(s)^{-1} = \frac{\ell_o}{s^2+\ell_1 s+\ell_o} = \frac{1}{T_{L_1}T_{L_2}s^2+(T_{L_1}+T_{L_2})s+1} \qquad (4.1o2)$$

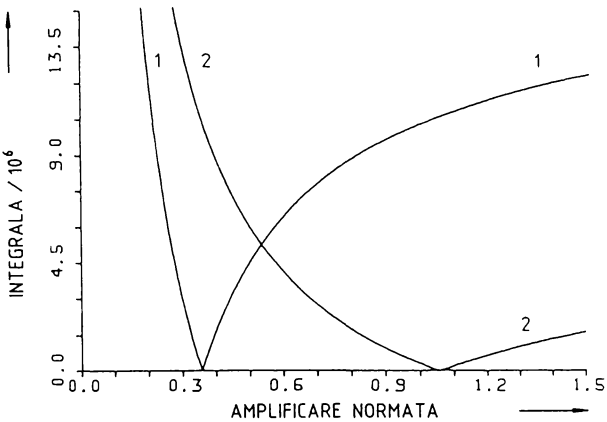


Fig.4.2o. Valorile absolute ale integralei de adaptare functie de valorile amplificarii KE_L normate la valoarea K_nE_{Ln} = o,o634.1V/mm ; $1/\lambda$ =1 s^2/V^2;
Parametrii: 1.T_{L_1} = 2o ms, T_{L_2} = 18 ms;
2. T_{L_1} =6o ms, T_{L_2} = 54 ms

Ca factori de pondere ai termenilor din suma de integrat s-au utilizat $a_2 = 2d_M\omega_{OM}$ si a_o dupa relatia (4.74) cu valorile K_n = o,o634 si E_{Ln} = 1 V/mm.

Ramurile din partea dreapta ale punctelor de intersectie cu axa absciselor devin pozitive fiind valori absolute ale integralei.

La calculul raspunsului Y_z s-a considerat o perturbatie treapta Δh_o care corespunde unei amplitudini de tensiune $\hat{u}_{Lz} = \sqrt{2}.3oo$ V. Calculul s-a efectuat dupa relatia (4.67).

Pe baza conditiei

$$a_0 \int_0^{\infty} \left[\hat{L}^{-1}(Y_z)\right]^2 d\tau = - a_2 \int_0^{\infty} \hat{L}^{-1}(Y_z) \frac{d^2}{d\tau^2}\left[\hat{L}^{-1}(Y_z)\right] d\tau \qquad (4.1o3)$$

se arata ca suprafata patratica pozitiva de reglare a raspunsului la perturbatie, filtrat, este compensata de catre produsul dintre integrala negativa si factorul de acceleratie $d^2[\hat{L}^{-1}(Y_z)]/dt^2$.

Suprafata patratica de reglare provoaca supraamplificari stationare.

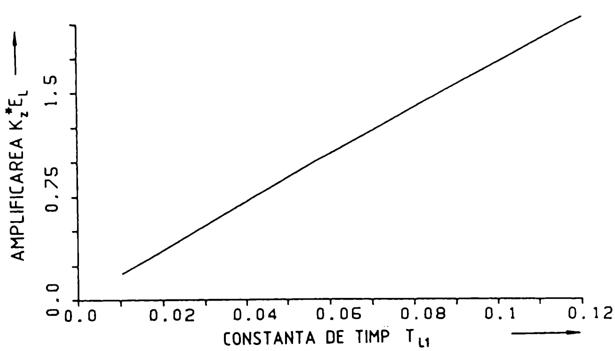
Micsorarea amplificarii rezulta din supraponderarea integralei din dreapta relatiei (4.1o3).

Ramurile caracteristicilor din figura (4.2o) indica, pentru procesul de adaptare, ca exista principial valori finale convergente K_z^* ale amplificarii regulatorului adaptiv K(t) pentru care se obtin produse de amplificare $K_z^* E_L$ in minimul curbelor din figura amintita.

Valoarea finala de convergenta dorita a produsului $K_z^* E_L$ se poate alege ca dependenta de constantele de filtrare liber stabilite T_{L_1} si T_{L_2}.

Prin nivelarea mai puternica a semnalului de masura de catre filtrul 1/L(s) din figura 4.19 suprafata de reglare din integrala de adaptare cistiga in pondere si valoarea finala de convergenta $K_z^* E_L$ se deplaseaza spre valori superioare.

Aceasta crestere a amplificarii se arata in figura 4.21 in care se reprezinta produsul $K_z^* E_L$ ca functie de constantele de filtrare variabile



$T_{L_1} = T_{L_2}/0,9$. Dreapta din figura 4.21 se obtine numai in cazul special considerat aici in care s-a neglijat complet filtrarea semnalelor de proces.

Se poate arata ca pentru $1/L(s) = 1$ dreapta trece orin origine.

Daca se introduce o filtrare a marimilor de reglare in circuitul de reglare de baza se obtine o caracteristica $K_z^* E_L(T_{L_1})$ parabolica care intersecteaza axa ordonatelor la valori pozitive.

4.5.4. Sistem de automatizare multiprocesor pentru reglarea adaptiva a electrozilor

Rezultatele teoretice privind reglarea adaptiva expuse anterior sint utilizate in continuare la implementarea unui sistem de automatizare industrial de tip CP8o-A5oo al firmei AEG, in scopul reglarii adaptive a factorului de amplificare.

Acest sistem de automatizare multiprocesor cu memorie programata, modulat cu posibilitati de dezvoltare ca structuri concentrate, distribuite sau ierarhice se poate utiliza pentru cele mai diferite scopuri de comanda, calcul, reglare, urmarire, etc.

Date tehnice principale /4.22/ :

maxim 4768 intrari/iesiri (I/E) digitale

I/E analogice

I/E serie

intrari Interrupt

spatiul de adresa 1 MByte

Principiu multiprocesor pentru

- reglare, calcul
- cuplare
- protocol
- utilizare
- pozitionare

Pachete software pe EPROM pentru:comanda, calcul, reglare, prelucrare analogica etc.

Pachete software pe dischete pentru : programare, proiectare, documentare, arhivare, etc.

Spatiul de memorie se poate extinde cu unitati de memorie EPROM 128... 512 KByte si/sau cu CMOS-RAM 16 ... 256 KByte pe fiecare unitate

Perioada unui ciclu cca. 3,5 ms/ 1K program utilizator, in cazul legaturilor binare. Unitatea centrala, ALU 821, contine un microprocesor 8o86 cu 16 Bit cu posibilitati de extindere pentru 8o87, comanda de adaptare pentru un BUS paralel I/E (PEAB), comanda BUS-memorie (PMB), o sectiune serie V.24 precum si memorie (EPROM) pentru software-baza de 32 KByte sau 64 KByte si o memorie (RAM) 32 KByte pentru program si semnal.

Pentru prelucrarea problemelor matematice numerice unitatea centrala se completeaza cu o platina suplimentara MAT 827 care contine procesorul 8o87 (Numeric Data Procesor).

Ea este necesara pentru prelucrarea pachetelor software in virgula mobila. Viteza de prelucrare creste de pina la loo de ori.

Functiunile de reglare ale sistemului A5oo cuprind :

- cuplarea de date prin intermediul sistemelor de cuplare (BUS),
- comanda dispozitivelor periferice de executie si afisaj,
- programarea functiunilor de reglare utilizind posibilitatile de programare ale sistemului CP8o-A5oo.

Rata ciclului de esantionare pentru fiecare circuit de reglare se poate modifica in mod separat, astfel pentru utilizari standard ea este cuprinsa intre loo ms si 12,8 s (max.16o) pentru utilizari speciale lo ms pina la loo ms.

Software - reglare este astfel constituit incit pe o unitate A5oo se pot realiza pina la 5o de circuite de reglare cu o micsorare corespunzatoare a frecventei de esantionare.

Limbajul specific sistemului CP8o-A5oo este DOLOG 8o B cu pachete-software orientate pe probleme.

Pentru functiuni de calcul si reglare se defineste DSW 163/99,

Sistemul de reglare adaptiv cu model de comparatie paralel a fost programat pe sistemul de automatizaRE CP8o-A5oo.

Schema de programare pentru reglarea adaptiva digitala este reprezentata in figura 4.22.

Ramura superioara din fig.4.22 reprezinta modelul procesorului cu valorile nominale ale marimilor circuitului de reglare.

Ramura de mijloc ofera valorile actuale ale marimilor de reglare avind ca marime de iesire valoarea actuala a tensiunii in arc (UP).

Ramura verticala din dreata reprezinta factorul EPS-5$\hat{=}$ $(a_o\varepsilon_1^* + a_2\ddot{\varepsilon}_1^*)$ din relatia (4.99) conform si figurii 4.19.

In ramura verticala stinga se realizeaza o filtrare a semnalului ε = W-UP (rel.4.99), abaterea la intrarea circuitului de adaptare.

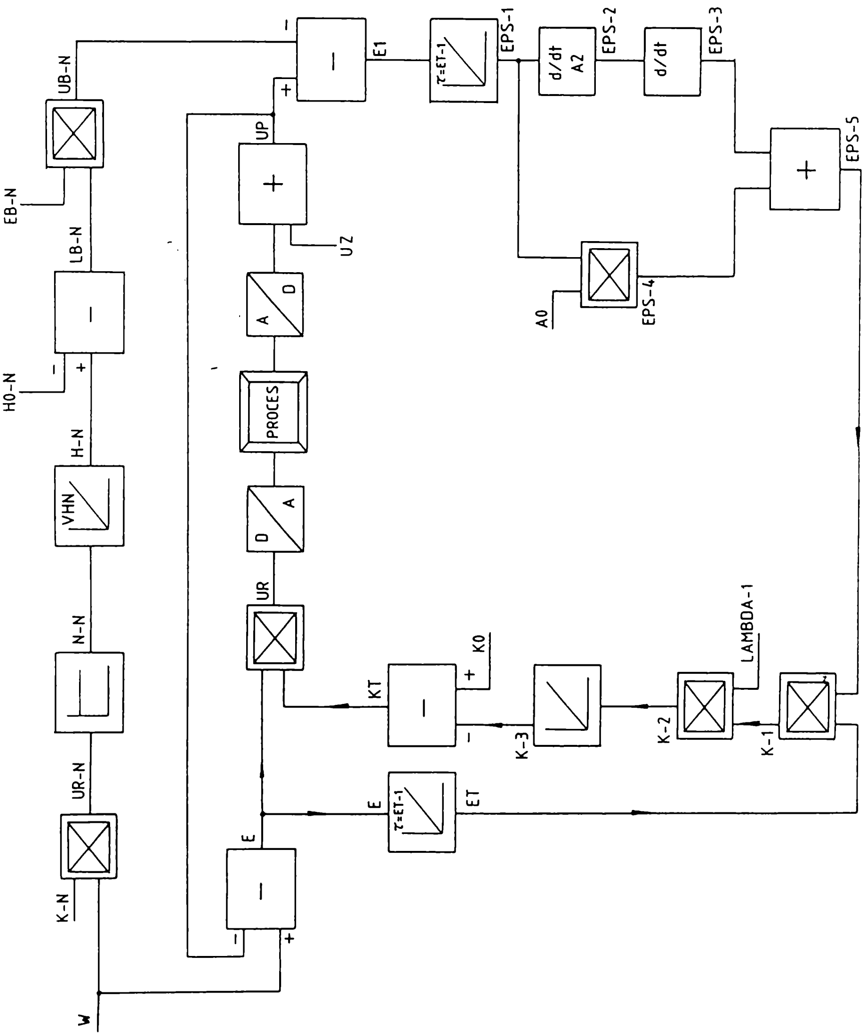

W
K-N
UR-N
N-N
VHN
H-N
HO-N
LB-N
EB-N
UB-N
E
UR
D
A
PROCES
UZ
UP
E1
τ=ET-1
EPS-1
d/dt
A2
EPS-2
EPS-3
EPS-5
EPS-4
A0
KT
K0
K-3
K-2
K-1
LAMBDA-1
ET

Fig.4.22

Valoarea de adaptare a amplificarii regulatorului K(t) se obtine in ramura verticala de mijloc conform relatiei (4.99).

Se face din nou observatia ca regulatorul adaptiv este cercetat pentru reglarea de perturbatie a tensiunii arcului si ca efectele de cuplaj nu sint luate in consideratie.

Componentele software pentru reglarea adaptiva pe calculator digital

In schema de programare din figura 4.22 intervin o serie de componente software pentru reglarea adaptiva pe calculatorul digital amintit dintre care se vor prezenta pe scurt urmatoarele :

Element de intirziere de ordinul 1 (GVZ1) realizeaza functia de filtrare a diferentei E = W-UP la intrarea circuitului adaptor precum si filtrarea semnalului abaterii UP-UBN = E1 dintre marimea actuala si cea nominala a tensiunii arcului.

Functia de transfer (excitatie treapta unitara) este

$$G(s) = GK\,\frac{1}{1+GT_1 S} \tag{4.1o4}$$

cu GK - factorul de amplificare

GT_1 - constanta de timp de intirziere

Functia de transfer se realizeaza cu algoritmul :

$$GA(i) = GER(i) \qquad \text{pentru } ER = 1$$

$$= GA(i-1) + \frac{dt}{dt+GT_1}\left[\frac{GK\left[GE(i)-GE(i-1)\right]}{2} - GA(i-1)\right]$$

$$\text{pentru } ER=o,\ EF=1$$

$$= GA(i-1) \qquad \text{pentru } ER=o,\ EF=o \tag{4.1o5}$$

unde s-au notat

GA - marimea de iesire,

GER - valoarea la intrare pentru revenire

GE - valoarea la intrare, actuala,

EF - adresa - bit pentru initializarea elementului,

ER - adresa bit pentru comanda de revenire a intrarii,

dt - intervalul de esantionare.

Intervalul de esantionare dt este prelevat din blocul de date RKDB ca diferenta intre 2 timpi de solicitare a elementului de intirziere. Timpul de esantionare trebuie sa fie mai mic decit constanta de timp de intirziere GT_1, dt GT_1 .

Pentru GT_1 = o (limita inferioara) transferul are loc fara intirziere. RKDB este blocul de date al componentei software supraordonate. RK (circuit de reglare) care este solicitat si de elementul de intirziere. GVZ1.

Elementul diferentiator (GDIFF)

Este utilizat in schema din figura 4.22 pentru dubla diferentiere a abaterii filtrate EPS-1.

Functia de transfer a elementului este

$$G(s)= \frac{GA}{GE} = GK.s \qquad (4.1o6)$$

GE - treapta unitara.

Componenta software utilizeaza algoritmul

$$GA(i) = GK \frac{GE(i) - GE(i-1)}{dt\ (sec)} \qquad (4.1o7)$$

cu dt = t(i) - t(i-1)

Asupra intervalului de esantionare se face aceeasi observatie ca si anterior.

Elementul integrator (GINT) realizeaza integrala de adaptare (relatia 4.1oo) avind ca marimi de intrare/iesire valorile K2/K3 dupa cum s-a notat in figura 4.22.

Functia de tranbfer a elementului este

$$G(s) = \frac{GK}{s} \qquad (4.1o8)$$

Componenta software lucreaza dupa algoritmul

$$GA(i) = GA(i-1) + \frac{GK.dt}{2}\left[GE(i) - GE(i-1)\right]$$

pentru ER = o, EF = 1

cu dt = t(i) - t(i-1)

GA = GER (i) pentru ER = 1

GA = GA(i-1) pentru ER = o, EF = o

Parametrii circuitului de reglare adaptiv se stabilesc dupa cum urmeaza :

- intensitatea nominala a cimpului in arc

  E_{Ln} = 1 V/mm (notata cu EBN in fig.4.22)

  conform celor prezentate in paragraful 4.4.1.
- coeficientii a_o(A0) si a_2(A2) se determina cu relatiile (4.43) (paragraful 4.4.1)
- valoarea initiala pentru factorul de amplificare al regulatorului adaptiv se poate stabili K_o(KO) = o,o634 dupa exemplul prezentat in paragraful 4.5.3.

Pentru simularea raspunsului la excitatia treapta se presupune ca in momentul scurtcircuitului are loc o crestere extrema a instensitatii cimpului in arc la o valoare de cca. E_L = 5o V/mm.

Se considera o perturbatie treapta corespunzatoare unei amplitudini de tensiune $\hat{u}_z = - \sigma(t) \sqrt{2}\, U_z$ [V] in care $\sigma(t)$ reprezinta treapta unitara, U_z(UZ in fig.4.22 si 4.23) fiind valoarea efectiva a tensiunii in arc la momentul t_o - dinaintea scurtcircuitului.

Factorul $1/\lambda$ (LAMBADA -1) influenteaza asa dupa cum s-a aratat in paragraful 4.5.3 viteza de adaptare. Alegerea unor valori marite pentru $1/\lambda$ trebuie facuta cu precautie intrucit viteze marite la adaptare fara masuri de limitare ale factorului de amplificare K(t) pot conduce la regimuri nedorite, in domeniul amplificarilor negative /4.17/.

Ordinograma pentru schema de programare din figura 4.22 este prezentata in figura 4.23.

In figura 4.23 s-au utilizat notatiile originale pentru componentele software ale sistemului de calcul CP8o-A5oo utilizat. Ele se regasesc in programul listat prezentat in anexa 5.6 a tezei de doctorat.

Sistemul de reglare adaptiv pentru reglarea perturbatiilor la cuptorul trifazat cu arc implementat pe calculatorul de proces CP8o-A5oo reprezinta o contributie originala a autorului fiind o noutate absoluta in domeniul cuptoarelor cu arc.

Acest sistem de reglare propus de autor este in curs de omologare in sectia pentru automatizari in industria metalurgica a firmei AEG, Berlin.

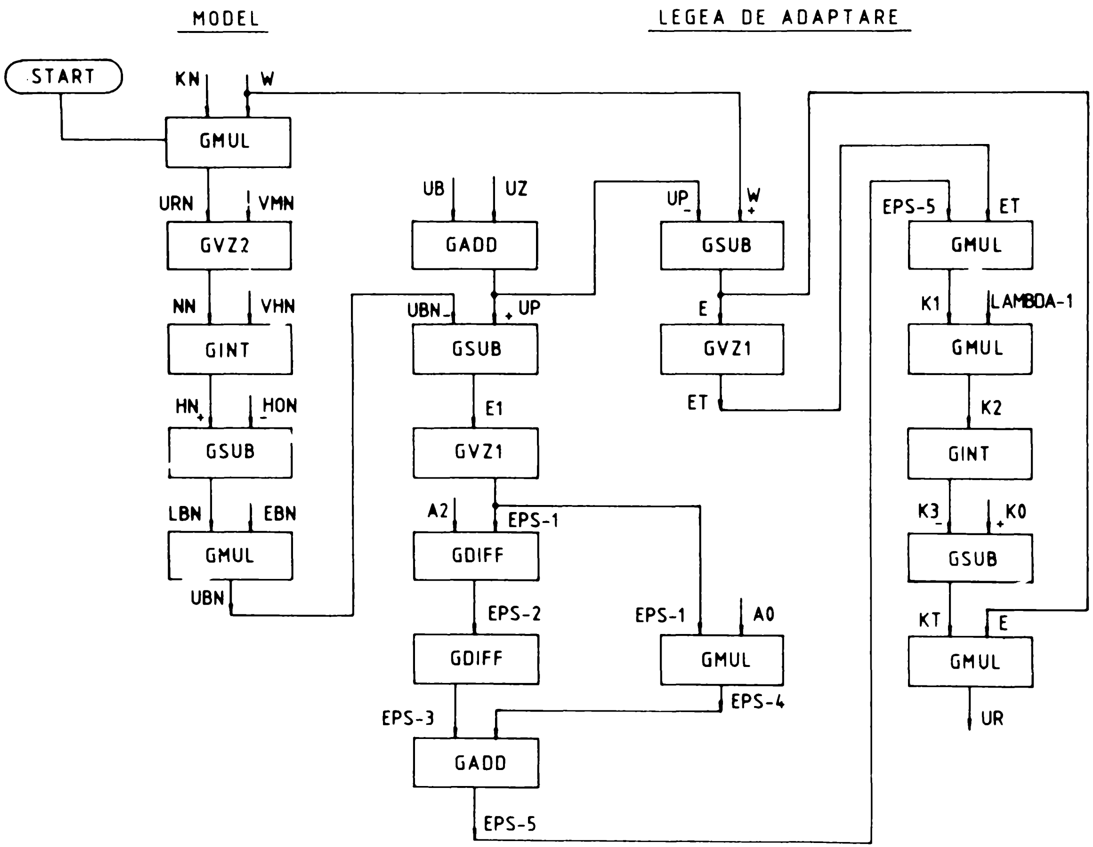


Fig.4.23. Ordinograma de calcul pentru reglarea adaptiva implementata pe calculatorul digital CP80-A500

Capitolul 5. CONCLUZII SI CONTRIBUTII

Reglarea optimala a consumului de energie electrica la cuptoarele cu arc constituie un scop economic important pentru productia de otel electric.

Sarcina principala a reglarii procesului consta in asigurarea unui consum constant de putere activa.

Surparile fierului vechi provoaca variatii ale tensiunilor si curentilor in arc. Abaterile rezultate ale puterii active transmise trebuie compensate cu ajutorul elementelor de executie - sistem de actionare - portelectrozi.

Alegerea marimilor de reglare adecvate si conceperea sistemului de reglare presupun cunoasterea proprietatilor de transfer ale tuturor componentelor cuprinse in cele trei circuite de reglare ale electrozilor.

Autorul abordeaza in cadrul tezei de doctorat, in acest sens, trei probleme de baza :

- masurarea cit mai exacta a parametrilor procesului,
- modelarea matematica a procesului,
- analiza teoretica a circuitelor de reglare pe baza careia se pot trage concluzii privind sinteza si acordarea reglarii electrozilor.

In prezenta teza de doctorat autorul trateaza in mod unitar sistemele de masurare si reglare la cuptoarele cu arc industriale, propunind solutii originale, folosind tehnica prelucrarii digitale a semnalelor care deschide perspective noi in domeniul masurarii si reglarii marimilor electrice la cuptoarele cu arc.

Capitolul 2 se ocupa cu problematica semnalelor obtinute experimental la un cuptor cu arc industrial.

2.1. Autorul efectueaza o ampla sinteza asupra variatiei marimilor arcului : tensiune, curent, conductanta, putere activa in scopul stabilirii regimului caracteristic al acestor marimi in conditiile procesului industrial.

Luind in consideratie si propriile cercetari experimentale la un cuptor cu arc /2.1, 3.1/ se evidentiaza ,in mod original :

- caracterul stohastic mai pregnant al tensiunii arcului fata de curent, in special la inceputul procesului de topire. Explicatia consta in caracterul de filtru "trece jos" al sistemului de curent intens ceea ce conduce la o variatie mai uniforma a curentului ;

- efectul de suflaj magnetic asupra arcului provocat de cimpurile magnetice ale arcurilor invecinate. Acest efect provoaca alungirea coloanei arcului dupa aprinderea acestuia, fiind pus in evidenta prin cresterea neasteptata a tensiunii la valori importante.

2.2. Se reformuleaza ecuatiile modelului de curent intens (2.1o) in scopul evidentierii tensiunii induse de eroare si a vectorului inductivitatilor mutuale $\underline{m}_5$.

2.3. Autorul scoate in evidenta influenta oscilatiei arcului asupra reactantei proprii si calculeaza valorile efective ale tensiunii de faza pe timp mare de integrare. Utilizind variantele $\sigma^2(U_{jkx}), \sigma^2(U_{jky})$, j = 1,2,3 ale componentelor reciproc ortogonale pentru tensiunile de faza se introduce componenta U_s datorita oscilatiei arcului comuna pentru toate cele trei faze (rel. 2.25)

2.5. Se propune o schema de calcul a rezistentei si reactantei arcului tinind cont de componentele periodice ale oscilatiilor fundamentale ale curentului si tensiunii. Schema de calcul utilizeaza marimile masurabile u_{jk}, u_{jM}, i_j, j = 1,2,3 , k = 1,2,3. Este definita astfel o schema echivalenta liniara a sistemului de curent intens utilizata in subcapitolul 4.3 pentru calculul modelului static al sistemului.

Capitolul 3. al tezei de doctorat afectat masurarii marimilor electrice la cuptorul cu arc.

3.1. Autorul introduce pentru prima data traductorul cu bobina Rogovski pentru masurarea curentului la un cuptor cu arc industrial in cadrul cercetarilor experimentale la doua cuptoare cu arc de loo tone la C.S. Hunedoara in anii 1978-1982 /2.1, 2.3/. Literatura de specialitate indica aceeasi utilizare a bobinei Rogovski in anii urmatori /3.3,3.4/. Cu datele tehnice ale traductorului utilizat calculeaza frecventa proprie, amplitudinea si faza la rezonanta pentru traductorul realizat. Analiza caracteristicilor de frecventa permite autorului sa demonstreze calitatile traductorului intr-o banda de frecvente de pina la 2o kHz.

3.2. Autorul a realizat experimental doua variante ale unui integrator analogic cu amplificator operational pentru obtinerea semnalului de curent. Analizind caracteristicile de frecventa demonstreaza ca circuitul integrator introduc erori de amplitudine si de faza cu frecventa.

In continuare (paragraful 3.1.2.1) folosind caracteristicile de frecventa ale unor tipuri de integratoare numerice autorul studiaza posibilitatea integrarii numerice a semnalelor di/dt la iesirea traductorului Rogovski.

Se arata ca din cauza frecventei de esantionare necesare ridicate, in jur de 16o kHz pentru o banda a semnalului de 2o kHz, nu este posibila utilizarea calculatorului digital uzual de proces pentru integrarea numerica .

3.3. Autorul studiaza modificarea inductantelor mutuale, calculate cu un calculator digital, in cursul topirii, cu scopul stabilirii erori de masurare a tensiunii in arc (paragraful 3.2.3)

3.4. Folosind schema echivalenta liniarizata se calculeaza tensiunea indusa de eroare in conductorul de masura in absenta compensarii tensiunilor inductive.

Se conclude ca tensiunea indusa de eroare u_{OM} nu se poate considera constanta sau neglijabil de mica oricare ar fi geometria conductorului de masura.

3.5. Pe baza rezultatelor obtinute autorul arata ca la un scurtcircuit eroarea de masurare a tensiunii arcului devine oricit de mare (paragraful 3.2.5.1). Pe de alta parte, masurari proprii /2.1, 3.1/ si prezentate in literatura /4.7/ arata ca la un scurtcircuit monofazat intr-o faza, apare o crestere mai accentuata a curentului in faza vecina ce o precede electric.

Concluzionind autorul introduce un criteriu original pentru stabilirea marimii de reglare : curentul nu poate fi utilizat pentru localizarea unui scurtcircuit iar tensiunea arcului trebuie masurata exact pentru a fi folosita in acest scop.

Acest criteriu este evidentiat si in paragraful 4.3.1 la calculul modelului static al sistemului de curent intens.

3.6. Autorul a realizat si experimentat in premiera un sistem de masurare autoadaptiv pentru masurarea tensiunii arcului la doua cuptoare cu arc de loo tone la C.S. Hunedoara in model analogic la calcul original SPØT (subcapitolul 3.3)

Masurarea curentului este efectuata cu traductorul Rogovski urmat de un integrator analogic cu amplificator operational. Valoarea exacta a tensiunii in arc se obtine prin compensarea tensiunilor inductive perturbatoare pentru orice configuratie geometrica a sistemului port-electrozilor. Este prezentata grafic reducerea erorii de masurare la valori acceptabile (figura 3.2o).

Sistemul de masurare propus de autor prezinta avantajul unor costuri mai mici de realizare precum si viteze de masurare mai mari in conditiile unor precizii de masurare comparabile fata de un sistem de masurare hibrid prezentat ulterior in literatura (paragraful 3.3.6)

In capitolul 4, autorul cerceteaza problematica reglarii procesului in cuptorul cu arc. In acest scop autorul prezinta :

4.1. Identificarea caracteristicilor de frecventa ale dispozitivului de actionare electromecanic al electrozilor folosind tehnica prelucrarii digitale a semnalelor de intrare/iesire. Pentru aceasta se utilizeaza calculul spectrelor incrucisate ale densitatii de putere (anexa 6.5). Se asociaza caracteristici de frecventa echivalente celor identificate obtinind modele matematice parametrizate ale mecanismelor de actionare care caracterizeaza proprietatile dinamice de transfer.

4.2. Pe baza schemei echivalente liniarizate a sistemului de curent intens se calculeaza in complex modelul static al acestuia in scopul stabilirii dependentelor functionale dintre marimile de reglare si tensiunile arcului. Tensiunile sinusoidale, variabile, in arc sint considerate ca marimi de intrare independente, comandabile, ale sistemului de curent intens.

Rezultatele calculelor utilizind, din literatura parametrii unui cuptor cu arc de 13o tone (anexa 6.4.2) sint prezentate grafic (fig.4.7-4.11).

Aceste rezultate sint folosite pentru determinarea amplificarilor procesului prin liniarizarea functiunilor respective in punctul de functionare.

Este evidentiat criteriul original introdus de autor privitor la stabilirea marimii reglate, expus anterior (3.5).

4.3. Se cerceteaza apoi cantitativ, reglarea perturbatiilor cu un circuit de reglare monofazat al electrozilor (paragraful 4.4.1).

Caracteristicile de frecventa la reglarea perturbatiilor sint calculate folosind parametrii din tabelul 4.3.

Procesul se considera liniarizat utilizindu-se ca factor de proportionalitate valoarea amplificarii acestuia in punctul de functionare stabilita conform celor prezentate la punctul 4.2.

Sint obtinute frecvente limita de -3 dB cu valori de o,1 Hz ale caracteristicii de frecventa a perturbatiei $|G_z(j\omega)|$ (fig.4.13)

Se stabileste astfel ca surparile de fier vechi si variatii ale sarcinii in cuptor cu frecvente superioare limitei de o,1 Hz nu pot fi reglate, provocind abateri ale puterii active transmise.

4.4. Se evidentiaza pe baza rezultatelor experimentale modularea in joasa frecventa a semnalelor din circuitul de reglare al electrozilor (fig.4.3) ceea ce indica existenta unei dezamortizari importante,a circuitului de reglare inchis.

Cauza o constituie modificarile intempestive ale lungimii arcului la scurtcircuitele electrod-incarcatura.

4.5. Se prezinta un sistem de reglare adaptiv cu model de comparatie paralel. Cerinta impusa reglarii adaptive consta in acordarea amplificarii regulatorului la un model dinainte stabilit in scopul micsorarii amplificarii la aparitia oscilatiilor marimilor de reglare.

Cercetarea se refera la reglarea adaptiva a perturbatiilor tensiunii in arc. Efectele de cuplaj nu sint luate in consideratie.

4.6. Se calculeaza legea de adaptare pornind de la reprezentarile echivalente ale modelului si procesului in spatiul de stare (rel.4.76, 4.77)

Legea de adaptare (rel.4.99) modifica parametrul liber al circuitului de reglare - amplificarea K a regulatorului - in directa dependenta de semnalul de eroare $e^* = Y_n - Y_p$, intre iesirea modelului Y_n si marimea reglata a procesului Y_p.

4.7. Se stabileste o structura a circuitului de reglare adaptiv cu model de comparatie paralel (fig.4.19)

4.8. Se cerceteaza stabilitatea sistemului de reglare adaptiv prin calculul unei valori finale de adaptare $K(t\to\infty) = K_z^*$ la reglarea perturbatiilor. Se arata ca pentru cazul perturbatiilor la cuptorul cu arc -domeniu larg de variatie, imposibilitatea masurarii directe in proces a perturbatiei - nu exista un criteriu de stabilitate al reglarii general valabil.

Convergenta catre o valoare finala de adaptare K_z^* a regulatorului este dovedita de convergenta catre nul a integralei de adaptare calculata si reprezentata in fig.4.2o.

4.9. Autorul implementeaza reglarea adaptiva cu model in paralel pe un calculator digital de proces. In acest scop autorul utilizeaza calculatorul tip CP8o-A5oo al firmei AEG ale carui caracteristici sint prezentate in paragraful 4.5.4.

Schema de programare este data in figura 4.22 iar organigrama de calcul este reprezentata in figura 4.23.

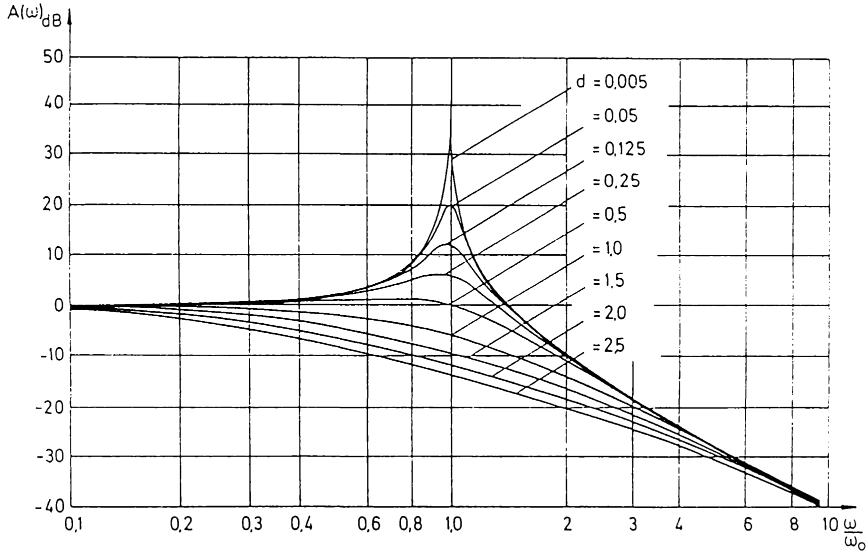
Autorul evidentiaza avantajele implementarii reglarii adaptive pe calculatorul digital : flexibilitate, eliminarea timpilor morti la integrarea numerica, posibilitatea realizarii unor functiuni suplimentare de masurare si comanda.

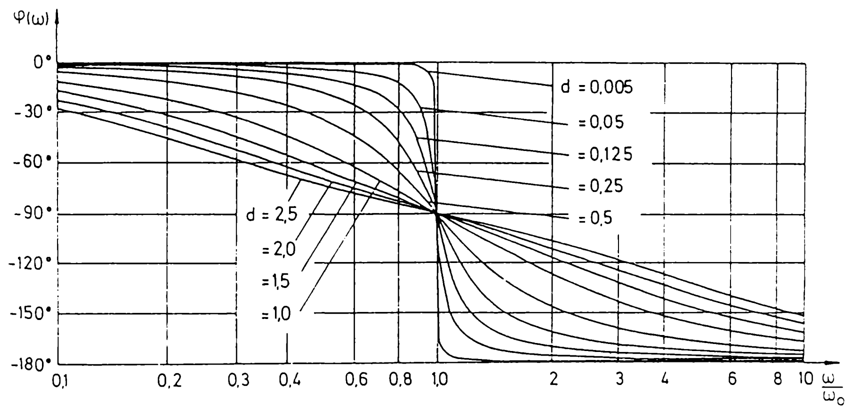
Un exemplu in acest sens este utilizarea de catre autor a calculului digital SPØT pentru masurarea precisa a tensiunilor in arc.

Implementarea reglarii adaptive pe un calculator de proces reprezinta o contributie originala integrala precum si o noutate absoluta in domeniul cuptoarelor cu arc.

Prin utilizarea calculatorului digital se deschid noi perspective unor sisteme de reglare complexe care in conditiile tehnicii analogice nu puteau fi realizate. Pentru marirea vitezei de reglare se poate prevedea dezvoltarea unor regulatoare de ordin superior care sa utitilizeze calitatile de acceleratie ale mecanismelor hidraulice fara insa a provoca oscilatii cu frecvente proprii ale portelectrozilor.

Anexa 6.1.





Diagrame Bode pentru un circuit de intirziere de ordinul 2 (K=1)

Anexa 6.2. ANALIZA FOURIER

In anexa de fata sint prezentate proprietatile seriilor Fourier ale functiilor periodice f(t) folosite in capitolul 3 al acestei lucrari.

Un semnal periodic f(t) de perioada T se poate reprezenta prin seria:

$$f(t) = C_{fo} + \sum_{k=1}^{\infty} (C_{fks} \sin k\omega t + C_{fkc} \cos k\omega t)$$

cu $\omega = 2\pi/T$ si coeficientii

$$C_{fks} = \frac{2}{T}\int_{0}^{T} f(t) \sin k\omega t \, dt$$

$$C_{fkc} = \frac{2}{T}\int_{0}^{T} f(t) \cos k\omega t \, dt$$

$$C_{fo} = \frac{1}{T}\int_{0}^{T} f(t) \, dt$$

Indicele f va reprezenta in continuare marimile tensiune (u), curent (i) si putere (p).

Indicele k reprezinta ordinul coeficientilor.

Indicii s si c arata apartanenta la termenii in sinus respectiv cosinus ai seriei Fourier.

Proprietatile de simetrie ale functiei f(t) reprezinta o importanta deosebita pentru interpretarea spectrelor. Daca f(t) prezinta simetrii atunci se pot indica proprietati de simetrie ale coeficientilor /3.2o/.

1. Simetrie de tipul intii (simetrie para)

   $f(t) = f(-t)$ $\quad C_{fks} = 0$

   Aceasta simetrie poate apare in cazul puterii

2. Simetrie de tipul al doilea (simetrie impara)

   $f(t) = - f(-t)$ $\quad C_{fkcv} = 0$

Fixind originea sistemului de coordonate intr-un punct de trecere prin zero al curentului atunci tensiunea si curentul arcului pot prezenta o simetrie de tipul doi.

3. Simetrie de tipul trei (simetria semiperioadelor)

$$f(t) = - f(t + \frac{T}{2}) \qquad C_{fks} = C_{fkc} = o, \quad C_{fo} = o$$

pentru k = o,2,4,...

Daca arcul electric are semiperioadele anodica si catodica identice atunci dispar armonicile pare ale curentului si tensiunii, precum si componenta continua.

Arcul electric prezinta o comportare statistica. O mediere in domeniul frecventei conduce, in special la cresterea ordinului k, la disparitia coeficientului C_{fks} si C_{fkc}.

Fenomenul de disparitie apare ca urmare a erorilor de faza inevitabile la declansarea (trigger) masuratorilor.

Se pot media astfel doar valorile absolute. Se arata /2.15/ ca o identificare neparametrica a functiei tensiunii in arc cu ajutorul spectrelor densitatii de putere poate oferi doar aprecieri indirecte asupra variatiei in timp a tensiunii arcului.

Pentru fundamentarea teoretica a comportarii indicilor prezentati tensiunile arcurilor sint introduse sub forma unor dezvoltari Fourier din care se calculeaza coeficientii Fourier ai curentului si tensiunii.

Pentru sintetizarea factorilor distorsiunilor de neliniaritatate tensiunea arcului este introdusa sub doua forme. O forma in cosinus hiperbolic permite o variatie continua intre parabola si dreptunghi.

O forma pentru functionarea cu pauze de curent indica reducerea armonicilor pare in acest regim de functionare.

Forma in cosinus hiperbolic descrie comportarea tensiunii arcului intre regimul de la inceputul topirii (dreptunghi) si regimul de functionare cu zgura spumoasa (parabola).

Se arata de asemenea ca tensiunile arcului sint supuse fenomenului de cuplaj dintre faze iar reprezentarea functionarii cu pauze de curent in regim trifazic prin serii Fourier devine inexacta.

O tratare matematica detaliata a sintezei factorilor distorsiunilor de neliniaritate la variatia formei si amplitudinii semnalelor de tensiune si curent este prezentata in /2.15/.

Anexa 6.3 INTEGRALA FOURIER SI PARAMETRII ANALIZEI DIGITALE A SEMNALELOR

Transformata Fourier $F(j\omega)$ a unei functii aperiodice de timp $f(t)$ este definita de integrala /4.11/

$$F(j\ \ ) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\, e^{-j\omega t}\, dt$$

Functia $F(j\ \ )$ descrie un spectru continuu de amplitudini

$$|F(j\omega)| = \sqrt{[ReF(j\omega)]^2 + [ImF(j\omega)]^2}$$

si un spectru continuu al fazei

$$\varphi(\omega) = \mathrm{arctg}\,\frac{ImF(j\omega)}{ReF(j\omega)}$$

ca dependente de frecventa circulara $\omega = 2\pi f$. Analizorul de frecventa digital HP- 5423A esantioneaza semnalele de masura de analizat cu o frecventa f_A, care este de patru ori mai mare decit frecventa f_B a benzii analizate.

Intr-un ciclu de masura sint esantionate lo24 de valori pe un canal de masurare. Fiecare rezultatal analizei este reprezentat cu 256 de valori, adica cu o rezolutie de frecventa $\Delta f = f_B/256$.

Printr-o mediere permanenta asupra mai multor caracteristici de frecventa se reduce varianta valorilor calculate ale amplitudinilor si fazelor.

Pentru caracteristicile reprezentate in figura 4.4 s-a utilizat o largime de banda f_B = 12,5 Hz efectuindu-se medierea unui numar de 3oo de masurari.

Anexa 6.4

6.4.1. Substituții la calculul sistemului de curent intens cu tensiuni nesimetrice ale arcului

Substituții de calcul supliemnatre

$r_1 = \sqrt{3}X + R$

$r_2 = \sqrt{3}X - R$

$u_1 = X + \sqrt{3}R$

$u_2 = X - \sqrt{3}R$

$h_1 = X\cos\varphi_{1A} + R\sin\varphi_{1A}$

$h_2 = X\sin\varphi_{1A} - R\cos\varphi_{1A}$

$h_3 = X\cos\varphi_{2A} + R\sin\varphi_{2A}$

$h_4 = X\sin\varphi_{2A} - R\cos\varphi_{2A}$

$h_5 = X\cos\varphi_{3A} + R\sin\varphi_{3A}$

$h_6 = X\sin\varphi_{3A} - R\cos\varphi_{3A}$

Coeficienții ecuației (4.28)

$$a_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} h_2U + \frac{1}{4}(u_2U_{L_2} + u_1U_{L_3})$$

$$a_2 = -\sqrt{3}\, h_1U + \frac{1}{2}(r_2U_{L_3} - r_1U_{L_2})$$

$$a_3 = \frac{1}{4} u_2U_{L_2}, \quad a_4 = \frac{1}{2} r_1U_{L_2}, \quad a_5 = \frac{1}{4} u_1U_{L_3},$$

$$a_6 = -\frac{1}{2} r_2U_{L_3}, \quad a_7 = -\frac{1}{2} u_2U_{L_2}, \quad a_8 = -\frac{1}{2} u_1U_{L_3},$$

$$a_9 = -\sqrt{3}\, h_2U - \frac{1}{2}(u_2U_{L_2} + u_1U_{L_3}) - 2XU_{L_1}$$

Coeficienții ecuației (4.29)

$$b_1 = \frac{1}{2} u_1U_{L_1}, \quad b_2 = -\frac{1}{2} r_2U_{L_1},$$

$$b_3 = \frac{\sqrt{3}}{4}(\sqrt{3}\, h_3 - h_4)U + \frac{1}{4}(u_2U_{L_3} + u_1U_{L_1}),$$

$$b_4 = \frac{\sqrt{3}}{2}(\sqrt{3}\, h_4 - h_3)U + \frac{1}{2}(r_2U_{L_1} - r_1U_{L_3}),$$

$$b_5 = \frac{1}{4} u_2U_{L_3}, \quad b_6 = \frac{1}{2} r_1U_{L_3}, \quad b_7 = -\frac{1}{2}u_1U_{L_1},$$

$$b_8 = -\frac{1}{2} u_2U_{L_3},$$

$$b_9 = -\frac{\sqrt{3}}{2}(\sqrt{3}h_3 - h_4)U - \frac{1}{2}(u_2U_{L_3} + u_1U_{L_1}) - 2XU_{L_2}$$

Coeficienții ecuației (4.3o)

$$c_1 = \frac{1}{4} u_2 U_{L_1} , \quad c_2 = \frac{1}{2} r_1 U_{L_1}, \quad c_3 = \frac{1}{4} u_1 U_{L_2},$$

$$c_4 = - \frac{1}{2} r_2 U_{L_2}$$

$$c_5 = - \frac{\sqrt{3}}{4} (\sqrt{3} h_5 - h_6) U + \frac{1}{4} (u_1 U_{L_2} + u_2 U_{L_1}),$$

$$c_6 = - \frac{\sqrt{3}}{2} (\sqrt{3} h_6 - h_5) U + \frac{1}{2} (r_2 U_{L_2} - r_1 U_{L_1}) ,$$

$$c_7 = - \frac{1}{2} u_2 U_{L_1}, \quad c_8 = - \frac{1}{2} u_1 U_{L_2},$$

$$c_9 = \frac{\sqrt{3}}{2} (\sqrt{3} h_5 + h_6) U - \frac{1}{2} (u_1 U_{L_2} + u_2 U_{L_1}) - 2 X U_{L_3}$$

Pentru reprezentarea coeficientilor d_i si e_i in ecuatiile (4.31) si (4.32) se introduc noi marimi ajutatoare.

$$\theta_1 = b_3 - b_2 \cdot \frac{a_3}{a_2} , \quad \theta_2 = b_4 - b_2 \cdot \frac{a_4}{a_2},$$

$$\theta_3 = b_5 - b_2 \cdot \frac{a_5}{a_2} , \quad \theta_4 = b_6 \ b_2 \cdot \frac{a_6}{a_2} ,$$

$$\theta_5 = b_9 - b_2 \cdot \frac{a_9}{a_2}, \quad \theta_6 = c_3 - c_2 \cdot \frac{a_3}{a_2},$$

$$\theta_7 = c_4 - c_2 , \quad \theta_8 = c_5 - c_2 \cdot \frac{a_5}{a_2},$$

$$\theta_9 = c_6 - c_2 \cdot \frac{a_6}{a_2} , \quad \theta_o = c_9 - c_2 \cdot \frac{a_9}{a_2},$$

Coeficienții ecuației (4.31) :

$$d_1 = c_8 - b_8 \frac{\theta_6}{\theta_1} , \quad d_2 = \theta_7 - \theta_2 \frac{\theta_6}{\theta_2} ,$$

$$d_3 = - c_8 \frac{b_8}{2\theta_1} \theta_3 \frac{\theta_6}{\theta_1} + b_8^2 \frac{\theta_6}{2\theta_1^2} + \theta_8,$$

$$d_4 = - (c_8 \theta_2 + \theta_7 b_8) \frac{1}{2O_1} - \theta_4 \frac{\theta_6}{\theta_1} + b_8 \theta_2 \frac{\theta_6}{\theta_1^2} + \theta_9 ,$$

$$d_5 = -\theta_7 \frac{\theta_2}{2\theta_1} - \theta_5 \frac{\theta_6}{\theta_1} + \theta_2^2 \frac{\theta_6}{2\theta_1^2} + \theta_o ,$$

$$d_6 = \frac{b_8^2}{4\theta_1^2} - \frac{\theta_3}{\theta_1} \; , \quad d_7 = b_8 \frac{\theta_2}{2\theta_1^2} - \frac{\theta_4}{\theta_1} \; , \quad d_8 = \left(\frac{\theta_2}{2\theta_1}\right)^2 - \frac{\theta_5}{\theta_1}$$

Coeficienţii ecuatiei (4.32) :

$$e_1 = b_7 - b_1 \frac{a_7}{a_1} \; , \quad e_2 = b_2 - b_1(a_2 + a_8 \Psi_3) \frac{1}{a_1} \; ,$$

$$e_3 = b_3 + b_1 \frac{a_7^2}{2a_1} - b_7 \frac{a_7}{2a_1} - b_1 \frac{a_3}{a_1} \; ,$$

$$e_4 = b_4 + b_8 \quad {}_3 + b_1(a_2 + a_8 \Psi_3) \frac{a_7}{a_1^2} - b_1 \frac{a_4}{a_1} - \left(a_2 + a_8 \Psi_3 + b_2 \frac{a_7}{b_7}\right) \frac{b_7}{2a_1} \; ,$$

$$e_5 = b_9 + b_6 \Psi_3 + b_5 \Psi_3^2 + (a_2 + a_8 \Psi_3)^2 \frac{b_1}{2a_1^2} -$$

$$-(a_5 \Psi_3^2 + a_6 \Psi_3 + a_9) \frac{b_1}{a_1} - (a_2 + a_8 \Psi_3) \frac{b_2}{2a_1} \; ,$$

$$e_6 = \left(\frac{a_7}{2a_1}\right)^2 - \frac{a_3}{a_1} \; , \quad e_7 = (a_2 + a_8 \Psi_3) \frac{a_7}{2a_1^2} - \frac{a_4}{a_1}$$

$$e_8 = (a_2 + a_8 \Psi_3)^2 \frac{1}{4a_1^2} - (a_5 \Psi_3^2 + a_6 \Psi_3 + a_9) \frac{1}{a_1} \; .$$

6.4.2. Parametrii electrici pentru cuptorul electric analizat

Treapta de ten-siunr a trans-formato-rului	Tensiunea U_1 V	Reactanta transforma-torului X_T mΩ	Reactanta caii de cu-rent X_H mΩ	Impedanta impusa Z_s mΩ	Rezistenta caii de curent R mΩ
19	72o	o,89	2,8	6,13	o,4
18	686	o,88	2,8	5,73	o,4
17	652	o,85	2,8	5,27	o,4
16	618	o,8o	2,8	4,83	o,4
15	585	o,75	2,8	5,5	o,4
14	551	o,72	2,8	4,73	o,4
13	517	o,71	2,8	5,7	o,4
12	483	o,68	2,8	4,4	o,4
lo	415	o,64	2,8	4,3	o,4

Tabelul 5.4.2

Parametrii electrici pentru cuptorul cu arc analizat. Puterea transformatorului 95 MVA, capacitatea cuptorului 13o tone

Anexa 6.5. PRELUCRAREA DIGITALA A SEMNALELOR STOHASTICE

6.5.1. Spectrele densitatii de putere

Spectrul densitatii de putere (S_{xx}) si spectrul de intercorelatie al densitatii de putere (S_{xy}) pot fi formal definite ca transformatele Fourier ale functiei de intercorelatie /4.23/.

In tehnica se utilizeaza curent notarea cu S_{xx} pentru spectrul densitatii de putere.

Tinind cont de $\omega = 2\pi f$, densitatea de putere se calculeaza cu relatia

$$F(\omega).2\pi = S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-i2\pi f\tau} R_{xx}(\tau)d\tau$$

In mod corespunzator se obtine $R_{xx}(\tau)$ printr-o transformare inversa

$$R_{xx}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(f)\, e^{i2\pi f\tau} df$$

Densitatea de putere $S_{xy}(f)$ se calculeaza in mod analog din functia de intercorelatie $R_{xy}(\tau)$:

$$S_{xy}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{xy}(\tau)\, e^{-i2\pi f\tau} d\tau$$

respectiv

$$R_{xy}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xy}(f)\, e^{i2\pi f\tau} df$$

Expresiile de mai sus se numesc relatiile Wiener-Hintech.

In literatura /4.12/ se indica si alte definitii ale spectrelor densitatii de putere. Ele se deosebesc doar in factori ($S_{xy} = \tilde{S}_{xy}.2\pi = S^{o}_{xy}.\pi$)

In cazul unui sistem liniar invariant in timp cu marimile de intrare si iesire stohastice $\{x(t)\}$ respectiv $\{y(t)\}$ se arata /4.23/ ca

$$S_{xy}(f) = S_{xx}(f) . H(f)$$

$$S_{yy}(f) = S_{yx}(f) . H(f)$$

unde

$$H(f) = \int_{o}^{\infty} h(t).e^{-i2\pi ft}\, dt$$

este transformata Fourier a functiei pondere h(t) pentru un sistem cauzal (h(t) = o pentru t < o).

Intrucit exista relatiile

$S_{xy}(-f) = S^{*}_{xy}(f)$ deci $S_{yx}(f) = S_{xy}(-f) = S^{*}_{xy}(f)$

urmeaza

$$S_{yy}(f) = S^{*}_{xy}(f).H(f) = S_{xx}(f).\left|H^{2}(f)\right|$$

deoarece $S_{xx}(f)$ este o functie reala in f.

6.5.2 Functia de coerenta obisnuita

Daca spectrele densitatii de putere S_{xx} si S_{yy} exista si sint diferite de zero atunci este definita functia de coerenta $\gamma^{2}_{xy}(f)$ intre x(t) si y(t) ca o functie reala

$$\gamma^{2}_{xy}(f) = \frac{\left|S_{xy}(f)\right|^{2}}{S_{xx}(f).S_{yy}(f)}$$

Functia de coerenta satisface inecuatia

$$o \leqslant \gamma^{2}_{xy}(f) \leqslant 1$$

Se pot face urmatoarele observatii :

- coerenta obisnuita $\gamma^{2}_{xy}(f)$ obtine pentru toate frecventele f pentru care $S_{xx}(f) \neq o \neq S_{xy}(f)$, valoarea 1, daca x(t) si y(t) sint semnalele de intrare si iesire ale unui sistem liniar.

  Reciproca este valabila.

- $\gamma^{2}_{xy}(f)$ este mai mica decit 1 daca
  a) Sistemul y(t) = A(x(t)) este neliniar
  b) Sint prezente marimi perturbatoare

6.5.3 Aprecierea densitatilor de putere folosind transformarea finita Fourier

Transformarea discreta Fourier (TDF) reprezinta o aproximare a transformatei Fourier necesara la utilizarea calculatoarelor digitale.

Coeficientii in complex c_m pentru o functie f(t) se calculeaza cu

$$c_m = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)\, e^{-i\omega_0 tm}\, dt,\ \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

O aproximare a coeficientilor c_m se obtine cu relatia

$$c_m \approx \frac{1}{T}\sum_{n=o}^{N-1} f(n\Delta t)\, e^{-i\frac{2\pi}{T}mn\Delta t} .\Delta t = F(m\Delta f)$$

cu $T = N\Delta t,\ \Delta f = \frac{\omega_0}{2} = \frac{1}{T}$

Urmeaza

$$F(m\Delta f) = \frac{1}{N}\sum_{n=o}^{n-1} f(\Delta t)\, e^{-i\frac{2\pi}{N}nm}$$

Pentru calculul TDF sint necesare deci doar valorile functiei f(t) la timpii o, Δt, $2\Delta t$, ..., $(N-1)\Delta t$. Aceste valori se pot obtine prin esantionarea semnalului f(t) cu frecventa de esantionare $f_s = 1/\Delta t$ (f_s = samplefrequency).

Ca functie de aproximare pentru spectrul densitatii de putere $S_{xx}(f)$ se utilizeaza /4.23/ valoarea medie a n masurari asupra functiei $|X_T|^2$:

$$S^A_{xx}(f) = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{T}\left|X_{T_k}\right|^2$$

$k = 1,2,\dots, n$

in care :

$$X_T(f) = \int_0^T x(t)\, e^{-i2\pi ft}\, dt$$

x(t) fiind marimea de intrare a unui proces ergodig stationar.

In acest mod se determina $X_T(f) = A(f) + iB(f)$, A, B reali cu ajutorul TDF.

Rezoluția de frecventa cea mai buna posibila este in acest caz $\Delta f = \frac{1}{T}$ iar pentru f se obtine $f = k.\Delta f$, $k = 0,1,...,n$

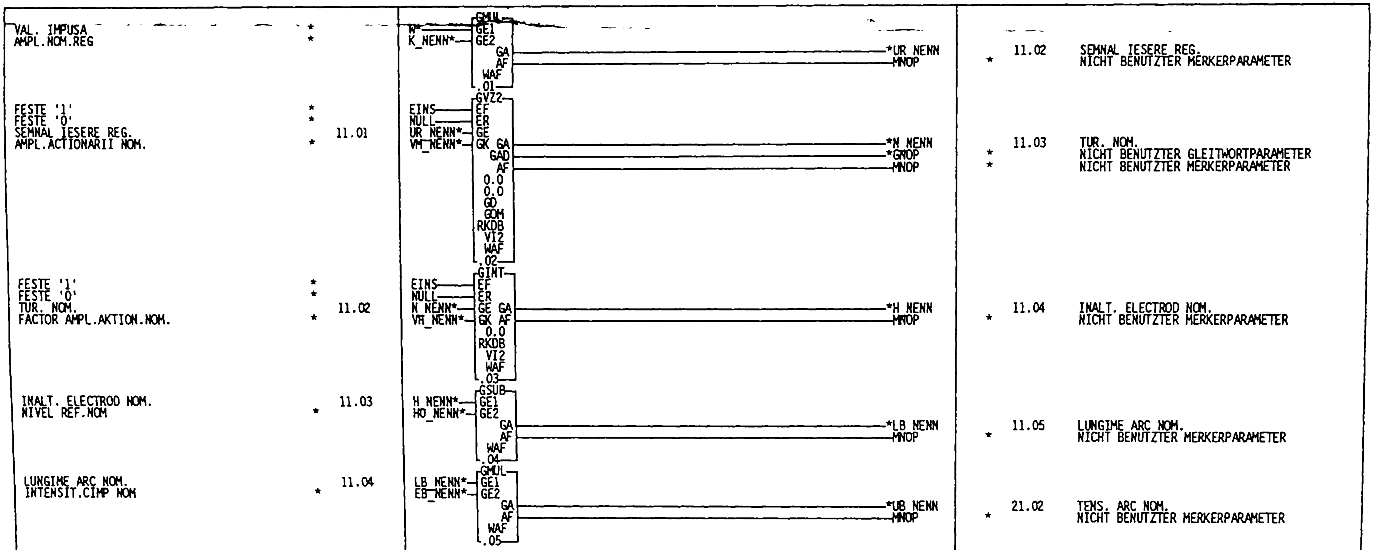
Pentru varianta aprecierii S^*_{xx} cu $S^*_{xx}(f) = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} S^T_{xk}$ se obtine

$$E\left[\left(\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} S^T_{xk} - E\left[S^T_{xx}\right]\right)^2\right] = \frac{1}{n}\; E^2\left[S^T_{xx}\right]$$

Din aceasta ecuatie rezulta ca o singura masurare (n = 1) conduce la o varianta de valoare mare pentru reducerea variantei aprecierii fiind necesare mai multe medieri.

Anexa 6.6.

Programarea pe calculatorul digital CP8o - A5oo a reglarii adaptive a electronilor



Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung		Ziel(e)
31.700000E-03	AMPL.NOM.REG		MG 1101	K_NENN		*	
1.6700000	AMPL. ACTIONARII NOM.		MG 1103	VM_NENN		*	
6.0000000	FACTOR AMPL.AKTION.NOM.		MG 1109	VH_NENN		*	
100.00000	NIVEL REF.NOM		MG 1111	HO_NENN		*	
1.0000000	INTENSIT.CIMP NOM		MG 1113	EB_NENN		*	
	VAL. IMPUSA		MG 1301	W		*	
	FESTE '0'		M 10	NULL		*	
	FESTE '1'		M 11	EINS		*	
	SEMNAL IESERE REG.	.1 GA	MG 1201	UR_NENN	11.01	*	11.02
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
0.0	GLEITKOMMAKONSTANTE NULL	.2 GER	MG 1001	GK0000		*	
0.0	GLEITKOMMAKONSTANTE NULL	GEDR	MG 1001	GK0000		*	
600.00000E-03	FACTOR AMORTIZARE NOM.	GD	MG 1105	DM_NENN		*	
11.230000	FRECV.CIRC.PROPR.NOM.	GOM	MG 1107	OM_NENN		*	
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK	RKDB	MW 301	RKCIBORE		*	
		VI2	MG 401	WR011101	11.02	*	
	TUR. NOM.	GA	MG 1203	N_NENN	11.02	*	11.03
	NICHT BENUTZTER GLEITWORTPARAMETER	GAD	MG 999	GNOP	11.02	*	
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
0.0	GLEITKOMMAKONSTANTE NULL	.3 GER	MG 1001	GK0000		*	
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK	RKDB	MW 301	RKLIBORE		*	
		VI2	MG 405	WR011103	11.03	*	
	INALT. ELECTROD NOM.	GA	MG 1205	H_NENN	11.03	*	11.04
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	LUNGIME ARC NOM.	.4 GA	MG 1207	LB_NENN	11.04	*	11.05
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	TENS. ARC NOM.	.5 GA	MG 1209	UB_NENN	11.05	*	21.02
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	

STRECKENMODELL

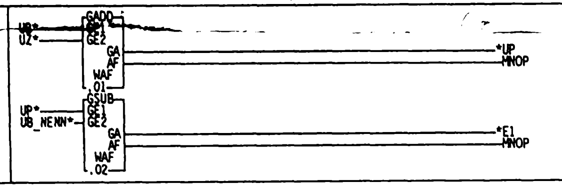
LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum / Bear. / Gepr. / Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G	M12-BILD#11 REGELPROGRAMM / Blatt

BUPT

VAL ACTUALA *
MARIME PERTURBATIE *

SEMNAL IESERE 21.01
TENS. ARC NOM. 11.05



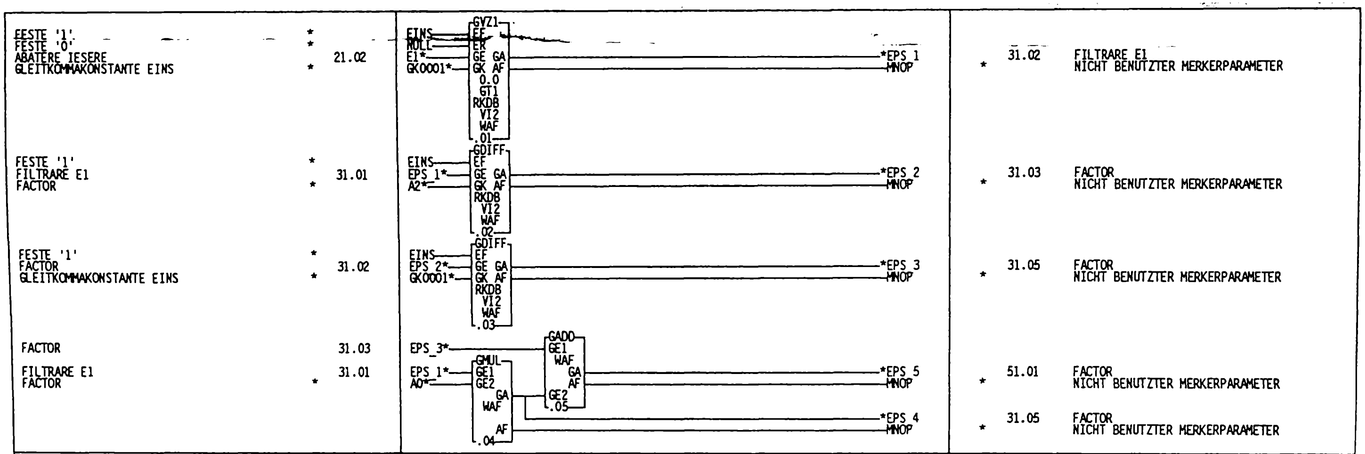
* 21.02 SEMNAL IESERE
NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

* 31.01 ABATERE IESERE
NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung	Ziel(e)		
	TENS. ARC NOM.		MG 1209	UB_NENN	11.05	*		
	VAL ACTUALA		MG 1303	UB		*		
	MARIME PERTURBATIE		MG 1305	UZ		*		
	SEMNAL IESERE	.1 GA	MG 1211	UP	21.01	*	21.02	41.01
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*		
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*		
	ABATERE IESERE	.2 GA	MG 1213	E1	21.02	*	31.01	
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*		
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*		

ISTWERT, STOERGROESSEN, MODELLABWEICHUNG LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum Bear. Gepr. Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G	M12-BILD#21 REGELPROGRAMM Blatt



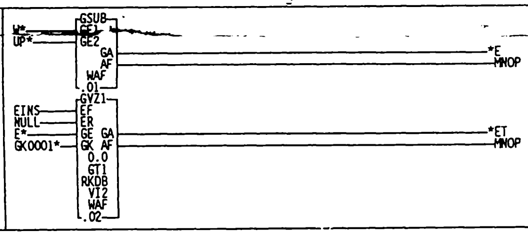
Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung		Ziel(e)
1.0000000	GLEITKOMMAKONSTANTE EINS		MG 1003	GK0001		*	
13.480000	FACTOR		MG 1117	A2		*	
52.520000	FACTOR		MG 1119	A0		*	
	ABATERE IESERE		MG 1213	E1	21.02	*	
	FESTE '0'		M 10	NULL		*	
	FESTE '1'		M 11	EINS		*	
0.0	GLEITKOMMAKONSTANTE NULL	.1 GER	MG 1001	GK0000		*	
100.00000E-03	ABATERE IESIRE FILTRATA	GT1	MG 1115	E1 T1		*	
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK	RKDB	MW 301	RKLIBORE		*	
		VI2	MG 409	WR031101	31.01	*	
	FILTRARE E1	GA	MG 1215	EPS 1	31.01	*	31.02 31.04
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK	.2 RKDB	MW 301	RKLIBORE		*	
		VI2	MG 413	WR031103	31.02	*	
	FACTOR	GA	MG 1217	EPS 2	31.02	*	31.03
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK	.3 RKDB	MW 301	RKLIBORE		*	
		VI2	MG 417	WR031105	31.03	*	
	FACTOR	GA	MG 1219	EPS 3	31.03	*	31.05
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	FACTOR	.4 GA	MG 1221	EPS 4	31.04	*	31.05
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	FACTOR	.5 GA	MG 1223	EPS 5	31.05	*	51.01
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	

TIEFPASSFILTERUNG DER MODELLABWEICHUNG

LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum Bear. Gepr. Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G	M12-BILD#31 REGELPROGRAMM Blatt

VAL. IMPUSA SEMNAL IESERE	*	21.01	
FESTE '1'	*		
FESTE '0'	*		
ABATERE INTRARE		41.01	
GLEITKOMMAKONSTANTE EINS	*		



*	41.02	ABATERE INTRARE NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER
*	51.01	FILTRARE E. NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

Initialwert	Kommentar	Bst	Para	Adresse	Name	Ursprung	Ziel(e)
1.0000000	GLEITKOMMAKONSTANTE EINS			MG 1003	GK0001		*
	SEMNAL IESERE			MG 1211	UP	21.01	*
	VAL. IMPUSA			MG 1301	W		*
	FESTE '0'			M 10	NULL		*
	FESTE '1'			M 11	EINS		*
	ABATERE INTRARE	.1	GA	MG 1235	E	41.01	* 41.02 51.05
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER		AF	M 120	MNOP	11.01	W*
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER		WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*
0.0	GLEITKOMMAKONSTANTE NULL	.2	GER	MG 1001	GK0000		*
100.00000E-03	ABATERE INTRARE FILRATA		GT1	MG 1121	E T1		*
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK		RKDB	MW 301	RKLIBORE		*
			VI2	MG 421	WR041101	41.02	*
	FILTRARE E.		GA	MG 1225	ET	41.02	* 51.01
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER		AF	M 120	MNOP	11.01	W*
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER		WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*

TIEFPASSFILTERUNG DER REGELABWEICHUNG

LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum Bear. Gepr. Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G	M12-BILD#41 REGELPROGRAMM Blatt

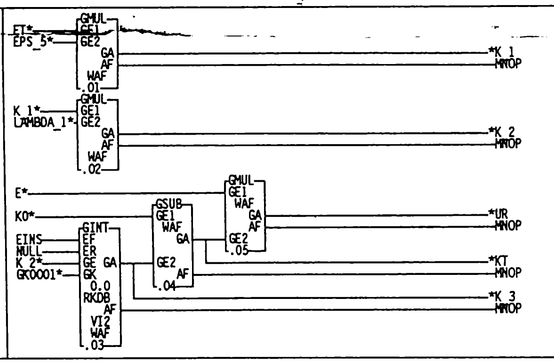
FILTRARE E. 41.02
FACTOR 31.05

FACTOR MULT. * 51.01
PARAM.

ABATERE INTRARE 41.01

AMPLI. INIT. REG. *

FESTE '1' *
FESTE '0' *
FACTOR AMPL. 51.02
GLEITKOMMAKONSTANTE EINS *



* 51.02 FACTOR MULT.
NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

* 51.03 FACTOR AMPL.
NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

* MARIME ACTIONARE
* NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

* 51.05 FACTOR AMPL. VAR.
NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

* 51.04 FACTOR INTEGR.
NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER

Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung		Ziel(e)
1.0000000	GLEITKOMMAKONSTANTE EINS		MG 1003	GK0001		*	
500.00000E-12	PARAM.		MG 1123	LAMBDA_1		*	
63.400000E-03	AMPLI. INIT. REG.		MG 1125	KO		*	
	FACTOR		MG 1223	EPS_5	31.05	*	
	FILTRARE E.		MG 1225	ET	41.02	*	
	ABATERE INTRARE		MG 1235	E	41.01	*	
	FESTE '0'		M 10	NULL		*	
	FESTE '1'		M 11	EINS		*	
	FACTOR MULT.	.1 GA	MG 1227	K 1	51.01	*	51.02
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	FACTOR AMPL.	.2 GA	MG 1229	K 2	51.02	*	51.03
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
0.0	GLEITKOMMAKONSTANTE NULL	.3 GER	MG 1001	GK0000		*	
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK	RKDB	MW 301	RKLIBORE		*	
		VI2	MG 425	WR051101	51.03	*	
	FACTOR INTEGR.	GA	MG 1231	K 3	51.03	*	51.04
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	FACTOR AMPL. VAR.	.4 GA	MG 1233	KT	51.04	*	51.05
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	
	MARIME ACTIONARE	.5 GA	MG 1307	UR	51.05	*	
	NICHT BENUTZTER MERKERPARAMETER	AF	M 120	MNOP	11.01	W*	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	11.01	W*	

REGELEINRICHTUNG LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum Bear. Gepr. Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G		M12-BILD#51 REGELPROGRAMM Blatt

BUPT

FESTE '1' *
ANSPRUNG REGELREGELTASK SB *
ANSPRUNG REGELREGELTASK ADR *

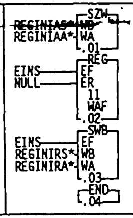
SWB
EINS — EF
LIBORERB* — WB
LIBORERA* — WA
.01

Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung	Ziel(e)
	ANSPRUNG REGELREGELTASK SB		MW 206	LIBORERB		*
	ANSPRUNG REGELREGELTASK ADR		MW 207	LIBORERA		*
	FESTE '1'		M 11	EINS		*

ABSPRUNG REGELKREIS LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum Bear. Gepr. Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G	M12-BILD#9999 REGELPROGRAMM Blatt

~~ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM SB~~		1.01
ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM ADR		1.01
FESTE '1'	*	
FESTE '0'	*	
FESTE '1'	*	
RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM SB	*	
RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM ADR	*	



Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung	Ziel(e)
	ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM SB		MW 200	REGINIAS	1.01	*
	ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM ADR		MW 201	REGINIAA	1.01	*
	RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM SB		MW 202	REGINIRS		*
	RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM ADR		MW 203	REGINIRA		*
	FESTE '0'		M 10	NULL		*
	FESTE '1'		M 11	EINS		*
11	SPEICHERBEREICH FUER REGELORGANISATION	.2 RDB	MW 250	REGRDB		*
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	WAF	MW 199	WNOP	1.02	*

EINBINDUNG DER REGELTASK LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum / Bear. / Gepr. / Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G	M15-BILD#1 INIT.ZEITINTERRUPT	Blatt

```
FESTE '1'                                  *
ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM SB            *
ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM ADR           *

RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM SB                      1.02
RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM ADR                     1.02
```

```
            ┌SWB─┐
EINS -------┤EF  │
REGINIAS*---┤WB  │
REGINIAA*---┤WA  │
            └.01─┘
            ┌SZW─┐
REGINIRS*---┤WB  │
REGINIRA*---┤WA  │
            └.02─┘
            ┌END─┐
            └.03─┘
```

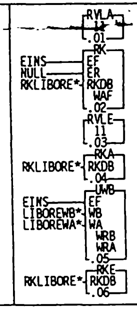
Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung	Ziel(e)
	ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM SB		MW 200	REGINIAS		*
	ANSPRUNG REGELLAUFZEITSYSTEM ADR		MW 201	REGINIAA		*
	RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM SB		MW 202	REGINIRS	1.02	*
	RUECKSPR REGELLAUFZEITSYSTEM ADR		MW 203	REGINIRA	1.02	*
	FESTE '1'		M 11	EINS		*

ANSPRUNG DES REGELLAUFZEITSYSTEMS

LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum Bear. Gepr. Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A ELECTOZILOR	A E G	M01-BILD#1 INIT.ZYKL.PROGRAMM Blatt

FESTE '1'	*	
FESTE '0'	*	
METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK		1.04
METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK		1.04
FESTE '1'	*	
ANSPRUNG REGELREGELTASK SB	*	
ANSPRUNG REGELREGELTASK ADR	*	
METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK		1.04



Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung		Ziel(e)	
	ANSPRUNG REGELREGELTASK SB		MW 204	LIBOREWB		*		
	ANSPRUNG REGELREGELTASK ADR		MW 205	LIBOREWA		*		
	METHAN.MENGE RWB 400 REGELDATENBLOCK		MW 301	RKLIBORE	1.04	*	1.02	1.06
	FESTE '0'		M 10	NULL		*		
	FESTE '1'		M 11	EINS		*		
11	SPEICHERBEREICH FUER REGELORGANISATION	.1 RDB	MW 250	REGRDB	1.01	*	1.03	
	NICHTBENUTZTER WORTPARAMETER	.2 WAF	MW 199	WNOP	1.02	*		
11	SPEICHERBEREICH FUER REGELORGANISATION	.3 RDB	MW 250	REGRDB	1.01	*	1.03	
	ANSPRUNG REGELREGELTASK SB	.5 WRB	MW 206	LIBORERB	1.05	*		
	ANSPRUNG REGELREGELTASK ADR	WRA	MW 207	LIBORERA	1.05	*		

ORGANISATION DER REGEL V-LISTE   LBR

Nr | Aenderung | Datum | Name | Datum 03.91 | Bear. GOSTIAN | Gepr. | Norm

CUPTOR ELECTRIC CU ARC
REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE
A ELECTOZILOR

A E G

M11-BILD#1
ORGANIS.ZTINTERRUPT

Blatt

ANSPRUNG REGELREGELTASK SB 1.01
ANSPRUNG REGELREGELTASK ADR 1.01

LIBOREWB* WB
LIBOREWA* WA
SZW .01

Initialwert	Kommentar	Bst Para	Adresse	Name	Ursprung	Ziel(e)
	ANSPRUNG REGELREGELTASK SB		MW 204	LIBOREWB	1.01	*
	ANSPRUNG REGELREGELTASK ADR		MW 205	LIBOREWA	1.01	*

ANSPRUNG REGELKREIS LBR

Nr	Aenderung	Datum	Name	Datum Bear. Gepr. Norm	03.91 GOSTIAN	CUPTOR ELECTRIC CU ARC REGLARE ADAPTIVA DE TENSIUNE A [illegible]OR	A E G	M12-BILD#1 REGELPROGRAMM Blatt

$\underline{di}$ di	vectorul diferentialelor curentului
$\underline{Di}$, $\underline{Di}_3$, $\underline{Di}_6$	matrici pentru diferentialele curentului
$\underline{Di}_6$	matricea dezvoltata
E	valoarea asteptata
$\underline{E}$	matricea de nesiguranta a masurarii
$\underline{E}$	matricea dezvoltata
k_A	factorul distorsiunilor de neliniaritate
k_B, k_C	factori partiali ai distorsiunilor de neliniaritate
$\underline{m}_5$, $\underline{m}_6$	vectorii inductivitatilor mutuale
$\tilde{\underline{m}}_5$	vectorul $\underline{m}_5$ dupa transformarea de variabila
$\check{m}_5$	vectorul inductivitatilor mutuale apreciate
$\Delta\underline{m}_5$	eroarea vectorului $\underline{m}_5$
$\underline{M}_A$, $\underline{M}_B$, M_K	matrici ajutatoare pentru calculul inductantelor
$\mathcal{M}_5$	multimea solutiilor
S_u, S_i, S_G, S_P	spectrele densitatii de putere
S_{u_1}, S_{i_1}	componentele de 5o Hz ale spectrului densitatii de putere
$\underline{u}_{ghi}$	vectorul tensiunii induse in conductorul de masura
$\underline{u}_M$, $\underline{u}_{M_3}$, $\underline{u}_{M_6}$	vectorul tensiunilor masurate
$\Delta\underline{u}_{M_6}$	vectorul nesigurantelor de masurare
$\tilde{u}_{M_6}$	vectorul $\underline{u}_{M_6}$ dupa transformarea de variabila
$\underline{U}_{L_k}$, k=1,2,3	vectori rotitori ai tensiunii arcului
$\check{\underline{U}}_{L_k}$, k=1,2,3	valori inexacte pentru vectorii tensiunii arcului
$\check{X}_k$, k = 1,2,3	valoare inexacta a reactantei
ϱ	valoarea limita superioara a reziduului
σ_i	valoare singulara
ϑ	valoarea limita superioara a nesigurantei de masurare
ψ	valoare limita superioara a nesigurantei de masurare

INDEX DE NOTATII/CAP.4

A_1, A_2, A_3	Coeficientii fractiilor partiale pentru $Y_z(s)$
$\underline{A}_n$	matricea de sistem a circuitului de reglare model
$\underline{A}_p$	Matricea de sistem a circuitului de reglare deschis fara regulator
a_o, a_1, a_2	Coeficientii functiilor de transfer ai circuitului de reglare. Elemente ale matricilor de sistem $\underline{A}_n$ si $\underline{A}_p$
b_1 , b_2	Coeficientii, caracteristicii de frecventa, $G_z(j\omega)$
$\underline{b}_n$	Vectorii de comanda ai sistemului cu matricea $\underline{A}_n$
$\underline{b}_p$	Vectorii de comanda ai sistemului cu matricea $\underline{A}_p$
c_T	
$\underline{c}$	Vectorul de iesire transpus al sistemelor $\underline{A}_n$, $\underline{A}_p$
e, e_j	Abaterile de reglare, diferentele de reglare
e_1^*, e_2^*, e_3^*	Erori de stare proces-model
$\underline{e}^*$	Vectorul erorilor de stare proces-model
$G_{FM}(j\omega)$, $G_{FT}(j\omega)$	Caracteristici de frecventa ale filtrului de masura pentru curent
$G_h(j\omega)$	Caracteristica de frecventa pentru oscilatiile PE
$G_M(j\omega)$, $G_M(s)$	Caracteristica de frecventa respectiv functia de transfer a mecanismului de actionare
$G_z(j\omega)$, $G_z'(j\omega)$	Caracteristici de frecventa respectiv
$G_z(s)$	functia de transfer pentru transmiterea marimilor perturbatoare
$G_n(s)$	Functia de transfer a modelului
$G_p(s)$	Functia de transfer a procesului (circuitul de reglare)
$G_j(s)$	Functia de transfer a mecanismului de actionare
$G_{oj}^*(s)$	Functiile de transfer ale circuitelor de reglare deschise
$\underline{G}_z(s)$	Matricea de transfer a perturbatiilor pentru sistemul cu mai multe marimi de reglare
$\underline{H}$	Matricea Hermite
h_{ij}	Elementele matricii $\underline{H}$
h	Verticala PE
h_{oj}	Nivelul incarcaturii
$\lvert\underline{i}_j\rvert$	Valoarea redresata a curentului de faza

K, K_j	Amplificarea regulatorului
$K(t)$	Amplificarea adaptiva a reglarii
K_n, K_{nz}	Amplificarea nominala a regulatorului
K^*, K_z^*	Valoarea finala de adaptare a amplificarii
K_o	Valoarea initiala a amplificarii adaptive
$k(t)$	Valoarea raportata a amplificarii adaptive
$\hat{L}$	Operator diferential pentru simbolizarea filtrarii polinomului L(s)
$\hat{L}^{-1}$	Operator diferential pentru simbolizarea filtrarii functiei de transfer $L^{-1}(s) = 1/L(s)$
$\mathcal{L}, \mathcal{L}^{-1}$	Transformarea Laplace directa si inversa
T_{L_1}, T_{L_2}	Constante de timp pentru filtrele circuitului adaptiv
$\lvert \bar{u}_{jM} \rvert$	Valoarea redresata a tensiunii de fata de punctul de masura M
u_R, u_{Rj}	Semnale de iesire ale regulatorului
V_g, $V_{G\,crit}$	Amplificarea circuitului de reglare deschis
V_h	Constanta de proportionalitate a integrarii turatiei
V_M	Factorul de amplificare al actionarii electromecanice
V_P, V_{Pj}	Amplificarile procesului
V_{12}, V_{23}, V_{31}	Amplificarile cuplajelor
$S_{xx}(\omega)$	Spectrul (autospectrul) densitatii de putere
$S_{xy}(j\omega)$	Spectrul incrucisat al densitatii de putere
$W(s)$	Transformata Laplace a valorii impuse
w, w_j	Valori impuse ale reglarii
$\underline{X}_n$	vectorul de stare al modelului
$\underline{X}_p$	Vectorul de stare al circuitului de reglare deschis fara regulator
$Y_P(s)$, $Y_j(s)$	Transformata Laplace ale marimilor de reglare
$Y_n(s)$	Transformata Laplace a semnalului de iesire al modelului
$Y_z(s)$, $Y_{Zj}(s)$	Transformata Laplace ale raspunsului la perturbatii
$\underline{Y}_z(s)$	Vectorul marimilor de reglare la reglarea perturbatiilor
y_P, y_j	Marimi de reglare
y_n	semnalul de iesire al modelului
y_z	Raspunsul la perturbatie
z	Marime perturbatoare
$\gamma^2(\omega)$	Funcția de coerență

ε_1^*, $\varepsilon_2^*, \varepsilon_3^*$	Erorile de stare filtrate model-proces
λ	Parametru de calcul al functiei V.Liapunov
σ_1, σ_3	Partile reale ale radacinilor S_1 si S_3
$\varphi_M(\omega)$	Diagrama de faza pentru $G_M(j\omega)$
$\varphi_z(\omega), \varphi_z'(\omega)$	Diagramele de faza pentru $G_z(j\omega)$ și $G_z'(j\omega)$

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

/1.1/ Eichhoff : Über die Fortschritte der Elektrostahl - Darstellung
Stahl u. Eisen 27 (19o7) 2

/1.2/ Neumann, B.: Über den hentigen Stand der Elektrostahlverfaren
Stahl u. Eisen 3o (191o) 25

/1.3/ Springorum,F.A. :Die Entwicklung metallurgischer Verfahren und ihrer Betriebstechnik
Stahl u. Eisen 8o (196o) 25

/1.4/ Ameling, D.; Heinen,K.-H.; s.a. :Metallurgie und Verfehrenstechnik der Elektrostahlerzengung - Entwicklung und hentige Bedentung
Stahl u. Eisen lo6 (1986) 1

/1.5/ Der Fischer Welf-Almanach 199o
Fischer Taschenbuch Verlag, 199o

/1.6/ Markworth, E. : Derzeitige Tendenzen beim Betrieb von Lichtbogen-Schmelzofen
Elektrowarme international 39 (1981) B1

/1.7/ The electric arc furnace
International iron and steel institute
Comittee on technology. Brüssel 1983

/1.8/ Ameling, D.; Baum, R,; s.a. Entwicklungsoichtungen bei der Stahl-erzengung in Lichtbogenöfen
Stahl und Eisen lol (1981) 4

/1.9/ Pantz, J.; Möglickkeiten der Energierückgewinunng an Lichtbogenschmelzöfen
Elektrowärme international 37 (1979) B2

/1.1o/ Jordan,G.R.; Sheridan, A.T.; s.a. Basic properties of high intensity electric arcs used in steel making
British Steel Corporation. ESCS Convection
No.621o.93/8/8o1, 1976

/1.11/ Ameling,D.;Petry,J.; s.a. : Untersuchnungen Zur Schannunschlaken-bildung im Elektrolichtbogenofen
Stahl und Eisen lo6 (1986) 11

/2.1/ Gostian,C.: Masurarea parametrilor electroenergetici la cuptorul cu arc de loo.Contract de cercetare la C.S.Hunedoara 1978
Biblioteca I.S. Hunedoara

/2.2/ Saimac,A., Rosu,Gh., Gostian,C. :Utilizarile energiei electrice in metalurgie, E.D.P. Bucuresti, 1983

/2.3/ Kohle, S.:Bezichnnungen Zwischen den Induktivitaten des Hochstromsystem von Lichtbogenöfen,Elektrowärme International 36(1978)

/2.4/ Bretthauer,K., und K.Timm: Ein Beitrag zur Theorie des Drehstrom-Lichtbogenofens, EI 28 (197o)

/2.5/ Bretthauer,K., und K.Timm: Über die Messung elektrischer Großen auf der Hochstromseite von Drehstromöfen, EI 29 (1971)

/2.6/ Kohle,S.: Grundlagen des Hochstromsystems von Lichtbogenofen, Ges.für Kernforscung mbH, Karlsruhe, PDV-Bericht KFK-PDV lo8,Marz 1977

/2.7/ Schwabe,W.E.: Electrical and thermal factors in UHP arc furnace design und operation; 9 Int. Elektrowärme-Kongres, Cannes 198o Bericht II ca 4

/2.8/ Bretthauer,K;, s.a.: Die Messung elektrischer Größen von Lichtbögen in Elektrostahlofen, EI 33(1975)

/2.9/ Bowman,B.: Electrical characteristics of arc furnaces allowing for current swings; 8. Internationaler Elektrowärm Kongres, Luttich 1976, Bericht I a lo

/2.1o/ Kasper,R.; Jahn,H.-H.: Ein Verfeinertes elektrisches Ersatzschaltbild des DS-Lichtbogenofens; EI 36 (1978)

/2.11/ Barker,I.J.:Arcing in the electrical circuit of a Submerged-arc furnacer EI 38 (198o)

/2.12/ Inagaki,E.; Furuhasi, H.s.a.: Electrical characteristics of UHP arc furnace in operation; 9 Int. Elektrowärme-Kongrees, Cannes, 198o, Bericht II Cb 4

/2.13/ Bretthauer,K.; Farschtschi, A.A.: Strom- und Spannungsverlag in Wechselstromkreisen mit Lichtgögen; Archiv für Elektrotechnik 57/1975

/2.14/ Kohle,S.: Lineares elektrisches Ersatzschaltbild von DS-Lichtbögenofen lo. Internationaler Elektrowärme-Kongrees Stockholm 1984, Bericht 2.2.14.

/2.15/ Schonberger,W.:Untersuchung des Hochstromsystems und der Netzrückwirkungen von Lichtbogenöfen, BFI-bericht 896,März 1983

/2.16/ Stange,K.:Angewandte Statistik, Teil I Springer Verlag Berlin,197o

/2.17/ Grigat,R-R.: Messung und Modellbildung elektrischer Lichtbogengeössen in Drestrom-Lichtbogenöfen Dissertation,TU der Bundeswehr Hamburg, 1986

/2.18/ Faber,H.: Ein Beitrag Zur Ursache periodischer Spannungsschwankungen in Drehstrom-Lichtbögenöfen Dissertation,TU der Bundeeswehr Hamburg 1979

/3.1/ Gostian,C.:Metode de masurare a parametrilor electroenergetici la cuptorul cu arc de c.a., Referat in cadrul tezei de doctorat,1978

/3.2/ Dmochowski,Z.:Instatiönare Zustande bei Hochtromwandler für Lichtbogenofen EI 4o (1982) B6

/3.3/ Lebeda,S.;Mächler,A.: Rogovski-Spulen Zur exakten Strommessung bei der Elektrodenregelung von Lichtbogenschmelz-ofen , BBC Mitt lo/83

/3.4/ Belm,H.; Küchler,A., s.a.: Rogovski-Spulen und Magnetfeldsensoren Zur Messung transieter Ströme in Nanosekundenbereich Archiv für Elektrotechnik 68 (1985)

/3.5/ Patentschrift DE 24o5252 C3, Int. Ho5 B7/144; Anordnung Zur Ermitlung der Lichtbogenspannungen in einem DS-Lichtbogenofen 29.8.1985

/3.6/ Eichcker, ; Konrad, K. : Exakte Lichtbogenregelung an einem loo Lichtbogenofen EI 32 (1974) B6

/3.7/ Tichomirov, J.P. ; Sitov, I.K. s.a. : Verfahren Zur Überwacnung des Lichtbogenschmelzens DE OS 3149 175 Al, 23.o6.1983

/3.8/ Bretthauer, K.: Lichtbogenspannungsmessung mit automatischer Prozessbeobachter Fachberichte Hüttenpraxis Metallweiterverarbeitung 2o (1982) 1

/3.9/ Jordan, G.R., Bowman, B. : Electrical and photographic measurements of Physics D (197o) 3

/3.1o/ Lawson, C.L. ; Hanson, R. J. : Selving Least Squares Problems Prentice-Hall 1974

/3.11/ Große Bley,H.: Optimierung eines hybriden Lichtbogensystems
Diplomarbeit Hochschule der Bundeswehr Hamburg 1985

/3.12/ Wilkinson, J.H.; Reinsch,C.: Handbook for Automatic Computation, Vol.II
Springer Verlag Berlin 1971

/3.13/ Jacobs, D.: The State of the Art in Numerical Analysis.Academic Press 1977

/3.14/ Stimm,M.; Entwicklung eines hybriden Lichtbogenmessystems
Diplomarbeit, Hochschule der Bundeswehr Hamburg 1984

/3.15/ Wittmer, R.: Entwurf von Filteralgorithmen Zur Frequenzgangkorrektur elektrische
Meßgrößen am Elektrolichtbogenofen Theoretische
Studienarbeit, Univ. der Bunderswehr Hamburg 1985

/3.16/ Bargmann, W.-D.; Winterhaff,H.: Meßverfahren Zur Strommessung in Hochspannungsanlagen (Faraday-Effekt in Lichtwellenleitern)
Wiss.Ber. AEG-Telefunken 55 (1982) 1-2

/3.17/ Natke, H.G.: Einführung in Theorie und Praxis der Zeitreihen-und Modalanalyse
Vieweg Braunschweig 1983

/3.18/ Azizi, S.A. : Entwurf und Realisierung digitaler Filter
Oldenbourg Verlag Munchen 1981

/3.19/ Harris, F.J.: On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform
Proc. IEEE, 66 (1978) 1

/3.2o/ Bronstein, I. N.; Semendjajew,K.A.: Taschenbuch der Mathematik
hari Deutsc Verlag 1976

/3.21/ Normen für Größsen und Einheiten in Naturwissenschaft and Technik
DIN Taschenbuch Nr.22, 5 Aufl. 1978
Deutscher Normenansschuß

/3.22/ Unbehaoen , H.: Regelungstehnik I
Friedr.Viewg & Sohn
Braunschweig /Wiesbaden 1989

/3.23/ Kammeyer K.D., Kroschel, K. : Digitale Signalverarbeitung Filterung und Spektralanalyse
B.G. Tenbner Stuttgart 1989

/3.24/ Schussler, H.W. : Digitale Signalverarbeitung Band I : Analyse diskreter Signale und Systeme
Springer Verlag Berlin 1988

/4.1/ Buxbaum,A.; Chit, A.: Elektronische Regeleinrichtung für die Elektrodenregelung von Lichtbogenofen
Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 63(1973) 6

/4.2/ Weirich, G.; Gounert, W.: SIMELT - electrode control system for electric arc furnaces
Mettallurgical Plant and Technology 4 (1981) 3

/4.3/ Eichhacker, K.; Konrad, K.: Exacte Lichtbgenregelung an einem loo t-Lichtbogenofen
Elektrowarme International 32 (1974) B6

/4.4/ Mächler, A.:Einfluß der Elektrodenregelung auf die Ergebnisse beim, kistrungsstarkem Lichtbogenofen
9 UIE - Kongress in Cannes 22.lo.198o

/4.5/ Remus, B.; Timm, K.: Analyse elektromechanischer Schwingungen von Elektroden-Tragarm-System an Drehstrom - Lichtbogenofen
Stahl u. Eisen lo5(1985) 16

/4.6/ Remus, B. : Analyse elektromechanischer Schwingungen von Elektrode-Tragarm-System an Drehstrom - Lichtbogenöfen
Dissertation Hochschule der undeswehr Hamburg 1984

/4.7/ Schwarz, B.: Regelung elektrischer Größen an Dreshstrom-Lichtbogenöfen
Dissertation Universität der Bundeswehr Hamburg 1988

/4.8/ Bendat, S.; Piersol, A.: Random data analysis and measurement procedures
Wiley Interscience, New York, 1971

/4.9/ Nicholson, H.; Roebuck, R.: Simulation and Control of electrode position controllers for electric arc furnaces
Automatica 8 (1972)

/4.1o/ Faber H.; Timm, K.: Ursache periodischer Spannungsschwankungen in Lichtbogenöfen
Stahl u. Eisen lo2 (1982) 4

/4.11/ Bronstein, I.N.; Semedjajew, K.A.: Taschenbuch der Mathematik Harii Deutsch Verlag, Thun, Frankfurt 1978, 19 Auflage

/4.12/ Follinger, O. : Regelungstechnik. Einführung in die Methoden und ihre Anwendungen
AEG - Telefunken, Berlin u. Frankfurt/Main, 1985
4. Auflage

/4.13/ Ameling, W. : Laplace - Transformation
Bertelsmann Universitätsverlag Dusseldorf 1975

/4.14/ Bowman, B.: Solution of arc-furnace electrical circuit in terms of arc voltage
Ironmaking & Steelmaking 9 (1982)

/4.15/ Tolle, H.: Mehrgrößen-Regelkreissyntese, Band I.R. Oldenbourg Verlag, München 1983

/4.16/ Astrom, K.J.: Theory and application of adaptive control. A surveny
Automatica 19 (1983) 5

/4.17/ Unbehanen, H.: Regelungstechnik III. Identification, Adaption, Optimierung
Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, Braunschweig Wiesbaden 1988

/4.18/ Narendra, K.S.; Valvani, L.S.: Stable adaptiv controller design
Direct control
IEEE Transactions on Automatic Control 23(1978) 4

/4.19/ Nrendra, K.S.; Lin ,Y.; s.a. : Stable adaptive controller design, part II : Proof of stability
IEEE Transactions on Automatic Control 25(198o) 3

/4.2o/ Parks, P.C.;Hahn, V.: Stabilitatstheorie
Springer Verlag, Berlin, 1981

/4.21/ Parks, P.C.: Ljapunow redesign of model reference adaptiv control systems
IEEE Trans. on Automatic Control 11 (1966) 3

/4.22/ AEG Systembeschreibung Logistat CP8o-A5oo / 1989

/4.23/ Schwarz, J.:Digitale Verarbeitung Stochastischer Signale
R.Oldenburg Verlag Munchen Wien 1988

/4.24/ Robetrs, R.W.; Sochacky , M.R. :
Arc resistance regulation and refractory erosion control
Iron and steel Society, Electric furnace conference proceedings, 34 (1976)

/4.25/ Driller, A.: Stand und Entwicklung der Elektrodenregelungen der Lichtbogen-Stahlöfen
Stahl u. Eisen 74 (1954) B6

/4.26/ Weihrich, G.; Grunert, W.: Nüsslin, H.J. : SIMELT - electrode control system for electric arc furnaces
Metallurgical Plant and Technology 4 (1981) 3

/4.27/ Schiffarth, J.: Uber die Regelung von Lichtbogenöfen auf größtmogliche Lichtbogenleistung Dissertation TH Braunschweig 1961

/4.28/ Burros, R,H.:Statistical Parameters of Estimators in Cross-Spectral Analysis
Journal of Sound und Vibration 58 (1978)

/4.29/ Engeln-Müllges, G.: Numerische Mathematik für Ingenieure
Bibliografisches Institut, Mannheim 1985,4 Auflage