

Universitatea "Politehnică" Timișoara
Facultatea de Electrotehnică.

ing. **Cornel-Dan RENTEA**

TEZA DE DOCTORAT

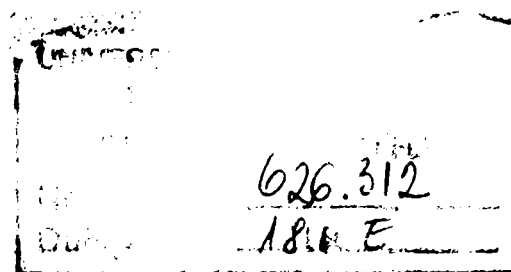
*CERCETĂRI PRIVIND COMPENSAREA
REGIMULUI ELECTROENERGETIC
DEFORMANT
LA INSTALAȚII ELECTROTERMICE
CU ARC ELECTRIC.*

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA



00118225

Conducător științific:
Prof. univ. dr. ing. **ȘORA IOAN**



2000

Motto:

*Ah! atuncea ți se pare,
Că pe cap îți cade cerul:
Unde vei găsi cuvântul
Ce exprimă adevărul?*

Mihai Eminescu

Cuvânt înainte

În realitate plăcerea de a aborda un set de cercetări din vastul domeniu al regimului deformant, reprezintă sinteza tezei de doctorat și continuarea abordării sistemice a segmentului activității profesionale și științifice a autorului în domeniul "Compatibilității Electromagnetice".

Teza reflectă experiența autorului acumulată în 5 ani de activitate în producție-proiectare și 10 ani de activitate didactică universitară (Universitatea "Lucian Blaga" din Sibiu, Catedra Calculatoare și Automatizări).

Pe parcursul cercetărilor au apărut inerente dificultăți care au putut fi depășite numai datorită sprijinului binevoitor și competent al tuturor celor cu care am luat legătura.

Țin să mulțumesc și să-mi exprim cu această ocazie întreaga recunoștință și cele mai calde mulțumiri conducătorului științific, domnului **prof. univ. dr. ing. ȘORA IOAN**, pentru îndrumarea competentă, sprijinul, sugestiile, ideile și încurajările în elaborarea prezentei teze.

În sfârșit, dar nu în ultimul rând mulțumesc soției și ficei mele pentru răbdare, sprijin, înțelegere și sacrificiu.

Autor
ing. Rentea Cornel

—

CUPRINS

Introducere	V
<u>1.Regimul electroenergetic deformant</u>	1
1.1. Studiul armonicilor	1
1.2. Mărimile caracteristice regimului deformant	8
1.2.1. Valoarea medie a produsului a două armonici.....	8
1.2.2. Valoarea efectivă a unei mărimi periodice nesinusoidale.....	8
1.2.3. Criteriile utilizate în studiul cantitativ al fenomenelor din regimul deformant.....	10
1.3. Categoriile de puteri electrice în regim permanent nesinusoidal	12
1.3.1. Puterea instantanee.....	13
1.3.2. Puterea activă în regim nesinusoidal.....	13
1.3.3. Puterea reactivă în regim nesinusoidal.....	14
1.3.4. Puterea aparentă în regim nesinusoidal.....	14
1.3.5. Puterea deformantă în regim nesinusoidal.....	15
<u>2. Echipamente electrotermice industriale cu arc electric generatoare de regim deformant</u>	21
2.1. Arcul electric element neliniar de circuit	21
2.1.1. Modelul matematic al arcului electric.....	21
2.1.1.1. Ecuația diferențială a arcului electric.....	24
2.1.1.2. Analiza circuitului electric al arcului de curent alternativ.....	33
2.1.1.3. Analiza curentului electric de arc.....	43
2.2. Instalația cuptorului trifazat cu arc electric	51
2.2.1. Elemente generale. Compensarea dinamică a circulației de putere reactivă	51
2.2.2. Filtrele pasive de armonici.....	63
2.3. Transformatorul de sudare cu arc electric	69
2.3.1. Compensarea regimului deformant la transformatorul de sudare cu arc electric în instalația de laborator.....	73
<u>3. Simularea/ modelarea instalației electrice a echipamentelor electrotermice cu arc electric</u>	75
3.1. Procesul de identificare a modelului cuptorului cu arc electric	75
3.2. Structura modelului cuptorului cu arc electric. Comparația dintre datele reale și datele simulate	87
3.3. Modelul transformatorului de sudare cu arc electric	91
<u>4. Măsurarea puterilor P, Q, S, D trifazate în regim deformant în instalații electrotermice cu arc electric</u>	95
4.1. Măsurători efectuate la transformatorul de sudare cu arc electric ..	95
4.2. Măsurarea puterilor P, Q, S, D la transformatorul de sudare în regim deformant compensat	105
4.3. Măsurători efectuate în instalația cuptorului cu arc electric	111
4.4. Măsurarea puterilor P, Q, S, D la cuptorul cu arc electric	125

<u>5. Compensarea regimului deformant la instalația electrotermică a cuptorului cu arc electric</u>	133
5.1. Compensator adaptiv de putere reactivă și deformantă	134
5.1.1. Descrierea compensatorului adaptiv de putere (CAPRD).....	138
<u>6. Compensarea regimului deformant la transformatorul de sudare cu arc electric prin sinteza formei de undă</u>	145
6.1. Filtre active de putere pentru compensarea armonicilor superioare de curent	145
6.2. Filtrul activ cu sinteză (FAS)	149
6.2.1. Principiul Filtrului Activ de Sinteza (FAS)	149
6.2.2. Conectarea sistemului cu filtrul (FAS). Principiul de funcționare...	152
6.2.3. Implementarea sistemului (FAS) și rezultatele experimentale obținute.....	165
6.2.4. Concluziile rezultatelor experimentale efectuate cu filtrul (FAS)....	177
<u>7. Concluzii generale și contribuții principale ale doctorandului</u>	179
7.1. Concluzii generale	179
7.2. Contribuții originale	180
<u>8. Bibliografie</u>	i-ix

INTRODUCERE

Baza cea mai importantă a deformării curbei sinusoidale a tensiunilor de rețea, au început să fie și vor deveni tot mai mult echipamentele cu control electronic, care se dovedesc cele mai economice soluții în modul de alimentare al oricărui consumator electric.

Deoarece asigură mari productivități și mari randamente economice, aceste tipuri de consumatori sunt în continuă dezvoltare și generalizare. Au însă inconvenientul că deformează regimul sinusoidal al curenților și tensiunilor electrice.

Dacă aspectul eficienței și a randamentului consumatorilor a progresat rapid, efectele negative ale acestora asupra rețelei au progresat și ele, fiind încă insuficient studiate.

Teza de doctorat propune o soluție rezolvatoare a problemei compensării regimului deformant și deschide calea cercetărilor ulterioare de producere și utilizare a unor noi dispozitive electronice de putere.

Teza de doctorat propune teoretic și probează experimental un tip de compensator distribuit (pentru fiecare consumator), numit **Filtrul Activ de Sinteză (FAS)**, care este intercalat între rețea și consumator și care permite alimentarea corespunzătoare a consumatorului cu curenții pe care îi cere (indiferent de formă), iar de la rețea absoarbe numai curenți de formă practic sinusoidală.

Necesitatea compensării regimului deformant în instalațiile electrotermice:

Instalațiile electrotermice reprezintă consumatori mari și mici de energie electrică. Odată cu creșterea numărului și puterii instalate a instalațiilor complexe electrotermice, cum ar fi cuptorul electric cu arc electric și transformatorul de sudare cu arc electric, crește și nivelul armonicilor superioare de curent în rețelele de distribuție de tensiune alternativă.

În funcționarea echipamentelor electrotermice apar regimuri nesinusoidale (determinate de caracterul neliniar al receptoarelor), regimuri nesimetrice (determinate de receptoarele monofazate sau inegal încărcate pe cele trei faze) și fluctuații de tensiune.

Regimul real de funcționare al nodurilor din sistemul energetic, este perturbat, caracterizat prin circulații de putere reactivă și deformantă, ca și de nesimetriei.

Compensarea regimului electroenergetic deformant este o problemă sensibilă a instalațiilor electrotermice, deoarece există o interdependență între compensarea puterii reactive, echilibrarea sarcinii și limitarea regimului deformant.

Limitarea regimului deformant la instalațiile electrotermice are un rol important în încadrarea în parametrii impuși de calitate a energiei electrice.

Limitarea armonicilor de curent absorbite de către aceste rețele de la instalațiile electrotermice cu arc electric prezintă un mare interes:[3], [14], [18], [23], [34], [41], [45], [56], [89], [101], [119], [132], [139].

Nivelul armonicilor în rețelele electrice de alimentare poate crește nu doar din cauza sarcinilor industriale, dar și din cauza utilizatorilor obișnuiți care folosesc tot mai multe sarcini controlate electronic, deci aspectele privind limitarea regimului deformant în instalațiile industriale se pot referi și la alte categorii de echipamente electrice.

Din punerea față în față a cerințelor unui compensator ideal și a posibilităților tehnice ale compensatoarelor clasice (filtre absorbante) a rezultat concepția unui compensator adaptiv de putere (CAPRD) și a unui filtru activ de sinteză (FAS).

Pentru demonstrarea justetei concepției de a lansa în tehnică compensatoare sub forma compactă (FAS), **teza de doctorat** propune realizarea concretă a unui filtru activ de sinteză (FAS) care intercalându-se între rețea și un echipament de sudare cu arc electric (individual) să facă posibilă absorbirea de la rețea a unor curenți de formă sinusoidală.

Toate cerințele unei compensări în timp real a regimului deformant impun analiza rapidă a mărimilor de stare urmată de o sinteză rapidă a formei de undă sinusoidale.

1. REGIMUL ELECTROENERGETIC DEFORMANT.

1.1.- STUDIUL ARMONICILOR

Analiza și sinteza regimului nesinusoidal permanent (a regimului deformant) este importantă atât sub aspectul efectelor asupra rețelelor de transport și distribuție a energiei, cât și al utilizării în contextul compatibilității electromagnetice în general.

Circuitele liniare în regim permanent nesinusoidal se pot studia [1], [4], [104], [120], [136], cu metodele specifice regimurilor sinusoidale dacă toate mărimile periodice nesinusoidale se descompun în serie trigonometrică.

a). Noțiuni de analiză armonică a funcțiilor periodice de timp. Seria Fourier a unei curbe nesinusoidale periodice.

Funcțiile periodice de timp analizate sunt tensiunile și curenții nesinusoidali. Dacă aceste funcții periodice (tensiuni și curenți), notate generic prin $y(t)$, figura (1.1) îndeplinesc anumite condiții, este posibilă o descompunere în serie trigonometrică, funcția $y(t)$ având perioada T , dacă îndeplinește condițiile lui Dirichlet:

- 1) este mărginită $\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |y(t)| dt < \infty$;
- 2) în intervalul T are un număr finit de discontinuități de prima speță;
- 3) intervalul T se poate descompune într - un număr finit de subintervale;
în care funcția este monotonă, atunci $y(t)$ admite dezvoltarea în serie Fourier :

$$y(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{k=\infty} [A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t)] \quad (1.1)$$

Relatia (1.1) se numește forma dezvoltată a seriei Fourier (seria trigonometrică).

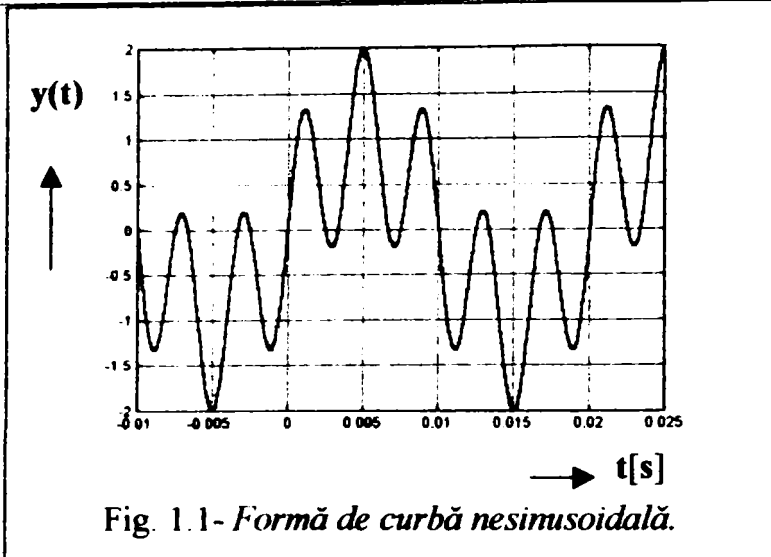
$$\omega = 2\pi f$$

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (\omega\text{-pulsăția fundamentalei, } T\text{-perioada funcției nesinusoidale)}$$

Termenii: $A_k \cos(k\omega t)$ și $B_k \sin(k\omega t)$ se numesc armonici de rang "k" în cosinus respectiv în sinus, dacă $k > 2$. Pentru $k=1$, termenii se numesc armonici fundamentale în cosinus, respectiv în sinus.

Termenul $A_0/2$ se numește componenta continuă a semnalului nesinusoidal.

$A_0, A_1, \dots, A_k, B_1, B_2, \dots, B_k$ = coeficienții Fourier.



Dacă aria suprafeței de-a lungul unei perioade nu este nulă, acea curbă poate fi descompusă într-o sumă de termeni din care unul este constant, ceilalți fiind armonici oarecare, pare sau impare. Valoarea termenului constant se deduce din calculul ariei suprafeței:

$$A_0 = \frac{2S}{T}$$

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) dt \quad (1.2)$$

În relațiile (1.2) și (1.3) se dau toți coeficienții seriei trigonometrice.

$$A_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos(k\omega t) dt, k = 1, 2, \dots$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \sin(k\omega t) dt, k = 1, 2, \dots \quad (1.3)$$

Forma restrânsă a seriei Fourier este:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} y_k(t) = Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} Y_k \sin(k\omega t + \gamma_k) \quad (1.4)$$

$$Y_0 = \frac{A_0}{2}; Y_k = \sqrt{\frac{A_k^2 + B_k^2}{2}}; \gamma_k = \arctan \frac{A_k}{B_k} \quad (1.5)$$

Dacă se cunoaște expresia analitică a funcției periodice $y(t)$, cu formulele (1.3) se calculează coeficienții seriei Fourier. Dacă funcția periodică se cunoaște fie grafic fie eșantionat prin "n" valori y_0, y_1, \dots, y_n la momentele de timp t_0, t_1, \dots, t_n , coeficienții Fourier se determină prin metode numerice, grafice și grafo- analitice.

Seria Fourier cu termeni exponențiali complecși. Se consideră forma reală a seriei trigonometrice (1.1):

$$y(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t)] \begin{cases} \sin(k\omega t) = \frac{e^{jk\omega t} - e^{-jk\omega t}}{2j} \\ \cos(k\omega t) = \frac{e^{jk\omega t} + e^{-jk\omega t}}{2} \end{cases} \quad (1.6)$$

$$A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t) = \left(\frac{A_k}{2} + \frac{B_k}{2j}\right) e^{jk\omega t} + \left(\frac{A_k}{2} - \frac{B_k}{2j}\right) e^{-jk\omega t} =$$

$$\frac{1}{2} (A_k - jB_k) e^{jk\omega t} + \frac{1}{2} (A_k + jB_k) e^{-jk\omega t} \quad (1.7)$$

$$\text{Notățile: } \underline{C}_k = \frac{1}{2} \left(A_k + \frac{B_k}{j}\right); \underline{C}_{-k} = \frac{1}{2} \left(A_k - \frac{B_k}{j}\right); A_0 = 2C_0; A_k = \underline{C}_k + \underline{C}_{-k}; \quad (1.8)$$

$B_k = j(\underline{C}_k - \underline{C}_{-k})$ Seria complexă:

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{-1} \underline{C}_k e^{jk\omega t} + C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \underline{C}_k e^{jk\omega t} = \sum_{k=-\infty}^{-1} \underline{C}_k e^{jk\omega t} + \sum_{k=0}^{\infty} \underline{C}_k e^{jk\omega t} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \underline{C}_k e^{jk\omega t} \quad (1.9)$$

Dacă sunt îndeplinite condițiile suficiente de convergență pentru seria trigonometrică (1.9) funcția $y(t)$ tinde către aceeași sumă ca și convergența seriei, cu condiția, (după cum

rezultă din modul de obținere), să concepem procesul de însumare ca un proces de căutare a

limitei, când ($k \rightarrow \infty$) a sumei simetrice: $\sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \underline{C}_k e^{jk\omega t}$

Calculul coeficienților seriei Fourier cu termeni complecși:

$y(t)e^{jn\omega t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{C}_k e^{jk\omega t} \cdot e^{jn\omega t} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{C}_k e^{j(k+n)\omega t}$. Prin integrare obținem:

$$\frac{1}{T} \int_0^T y(t) e^{jn\omega t} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{C}_k e^{j(k+n)\omega t} dt \quad (1.10)$$

Calculul membrului al doilea din relația (1.10), de mai sus:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \underline{C}_k e^{j\omega(k+n)t} dt = \frac{\underline{C}_k}{T} \cdot \frac{1}{j\omega(k+n)} \left| e^{j\omega(k+n)t} \right|_0^T = \frac{\underline{C}_k (e^{j\omega(k+n)T} - 1)}{j\omega(k+n)T} = 0, \text{ pt. } k+n = N$$

$$e^{j\omega NT} = e^{j2\pi N} = \cos 2\pi N + j \sin 2\pi N = 1$$

$$\begin{cases} \omega T = 2\pi \\ e^{j2\pi} = \cos(2\pi) + j \sin(2\pi) = 1 \\ e^{j2\pi N} = 1 \end{cases} \quad (1.11)$$

Pt. $k+n = N = 0$, avem o nedeterminare $\frac{0}{0}$ de forma :

$$\underline{C}_k \frac{e^{j\omega(k+n)T} - 1}{j\omega(k+n)T} \rightarrow \frac{0}{0} \text{ pt. } k+n = N = 0 \quad (1.12)$$

$$\lim_{k+n \rightarrow 0} \frac{e^{j\omega(k+n)T} - 1}{j\omega(k+n)T} = 1, \text{ deci } \frac{1}{T} \int_0^T y(t) e^{jn\omega t} dt = \underline{C}_k, \text{ deci } k+n = 0, \Rightarrow \underline{C}_k = \frac{1}{T} \int_0^T y(t) e^{-jk\omega t} dt$$

$$k = 0, \pm 1, \dots$$

Valoarea medie a produsului a două serii complexe Fourier (ex. tensiunea și curentul nesinusoidal):

$$\begin{aligned} \overline{u(t) \cdot i(t)} &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{C}_{uk} e^{jk\omega t} \right] \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{C}_{in} e^{jn\omega t} \right] dt = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{C}_{uk} \cdot \underline{C}_{in} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T e^{j(k+n)\omega t} dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{C}_{uk} \cdot \underline{C}_{-ik} \end{aligned}$$

Spectrul de frecvență:

O reprezentare grafică a modului coeficienților Fourier \underline{C}_k ca funcție de variabilele (discrete), $k\omega$, se numește spectrul de amplitudine al funcției periodice $y(t)$; o reprezentare a argumentului (unghiului de fază), a coeficienților \underline{C}_k ca funcție de ($k\omega$) se numește spectrul de fază al lui $y(t)$. Aceste spectre sunt discrete sau se mai spune că sunt formate din linii spectrale. Reprezentările lui $|\underline{C}_k|$ și $\arg \underline{C}_k$ ca funcții de ($k\omega$) descriu funcția periodică în așa numitul domeniu al frecvențelor spre deosebire de reprezentarea lui $y(t)$ funcție de timp, figura (1.2):

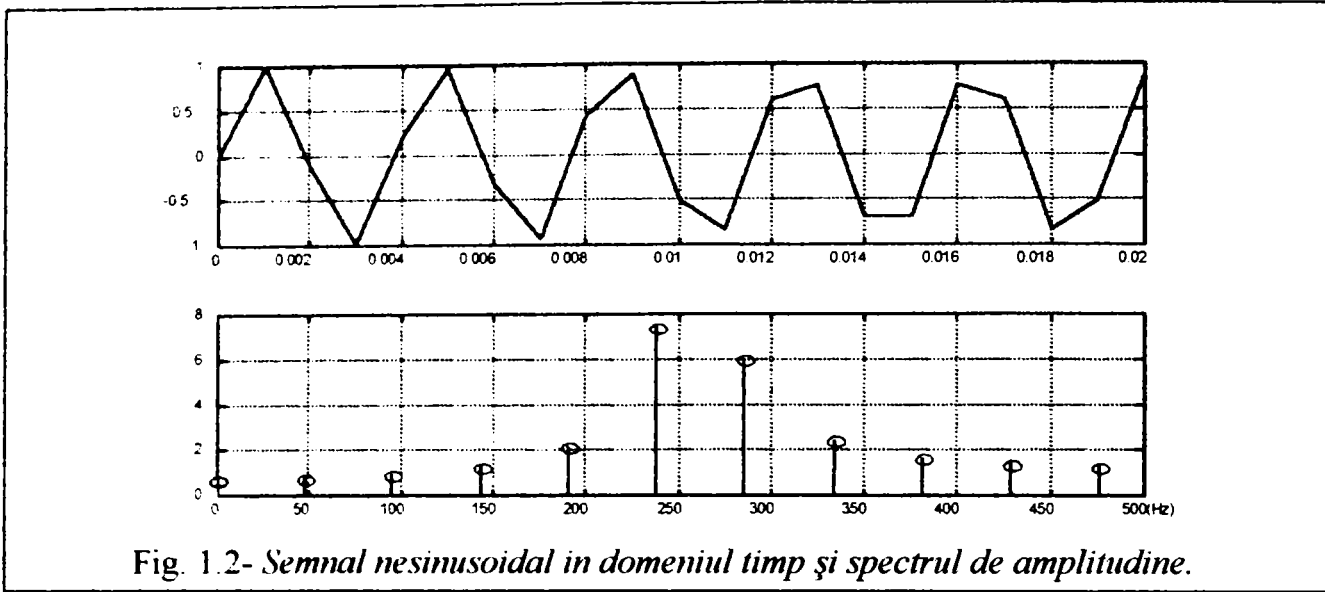


Fig. 1.2- Semnal nesinusoidal in domeniul timp și spectrul de amplitudine.

Dacă se dă și spectrul de frecvență al fazelor inițiale, seria Fourier este univoc determinată.

b). Cazurile particulare de funcții periodice nesinusoidale.

În compunerea armonicilor oarecare de perioade diferite pot apărea cazurile particulare de funcții periodice și proprietățile funcțiilor dezvoltate în serie Fourier. Pentru cazurile particulare de funcții periodice unii dintre coeficienții seriei sunt nuli:

1. Funcția impară sinus- cosinus.

$$y(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [A_k \cos(k\omega t) + B_k \sin(k\omega t)], y(t) = -y(t + \frac{T}{2}), y(t) = -y(-t) \quad (1.13)$$

$$\left\{ A_0 = y_0 = 0, (y_0 = \frac{A_0}{2}) \text{ și } A_{2k} = B_{2k} = 0, (k = 1, 2, \dots) \right.$$

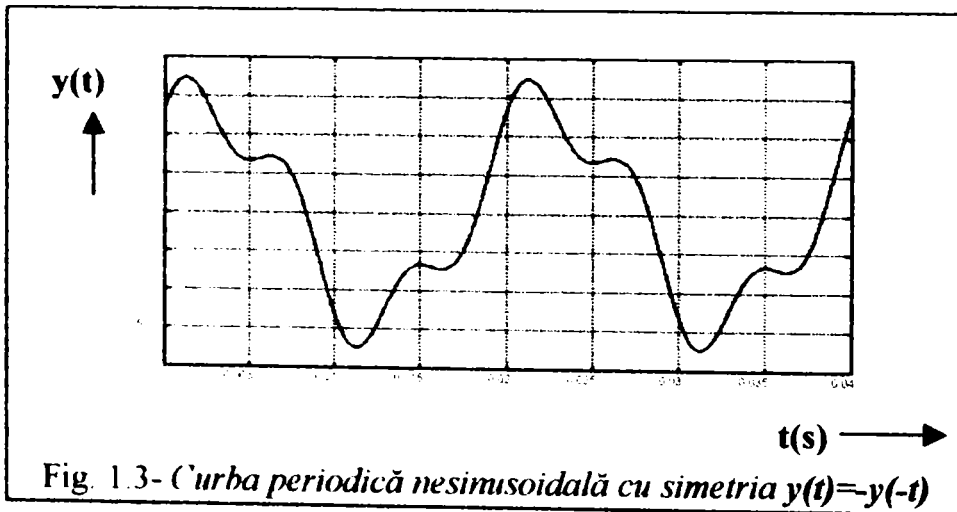


Fig. 1.3- Curba periodică nesinusoidală cu simetria $y(t)=-y(-t)$

Curba periodică nesinusoidală cu simetria $y(\omega t) = -y(\omega t + \pi)$, este formată din două semiperioade identice, a doua obținându-se din prima, luând simetria față de axa absciselor și dându-se o translație de o jumătate de perioadă spre dreapta. Funcția din figura (1.3)

este antisimetrică sau alternativ simetrică în raport cu punctul situat la mijlocul perioadei. Compunerea armonicilor oarecare impare este:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A_{2k+1} \cos(2k+1)\omega t + \sum_{k=0}^{\infty} B_{2k+1} \sin(2k+1)\omega t = \sum_{k=0}^{\infty} Y_{2k+1} \sin[(2k+1)\omega t + \gamma_{2k+1}] \quad (1.14)$$

Funcția (1.14) are numai armonici impare, și: $\gamma_{2k+1} = \arctan \frac{A_{2k+1}}{B_{2k+1}}$

2. Funcția pară sinus- cosinus.

Perioada fiecărei curbe este $T/2$, deci perioada unei rezultante este tot $T/2$. În raport cu

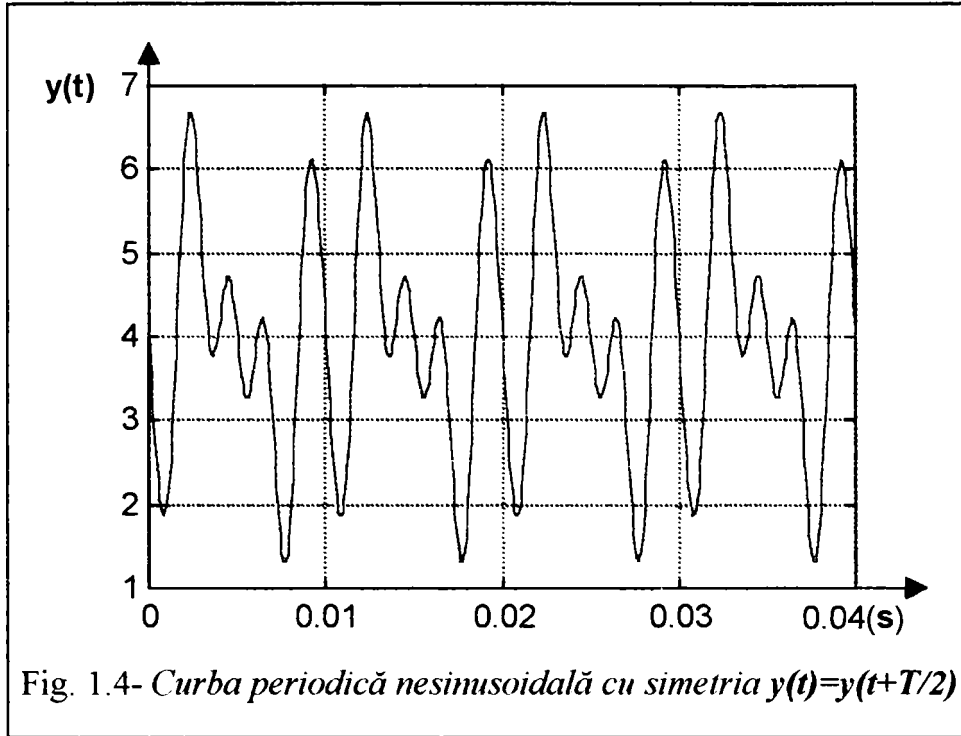


Fig. 1.4- Curba periodică nesinusoidală cu simetria $y(t)=y(t+T/2)$

.....tul ... t l ... j l ... ul perioadei, funcția este simetrică. Curba din figura (1.4) conține numai armonici de rang par, se obține din compunerea armonicilor oarecare pare

$$y(t) = y\left(t + \frac{T}{2}\right)$$

$$y(t) = y(-t)$$

$$\gamma_{2k} = \arctan \frac{A_{2k}}{B_{2k}}$$

Ex. în figura (1.4) și relația (1.15):

$$Y_0=4;$$

$$k=(1\div 5);$$

$$Y_{2k} = \dots (k).$$

$$y(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k} \cos(2k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} B_{2k} \sin(2k\omega t) = Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2}Y_{2k} \sin(2k\omega t + \gamma_{2k}) \quad (1.15)$$

3. Funcția cosinus.

Curba periodică din figura (1.5) conține numai armonici pare și impare în cosinus (conține numai armonici în cosinus și termen liber).

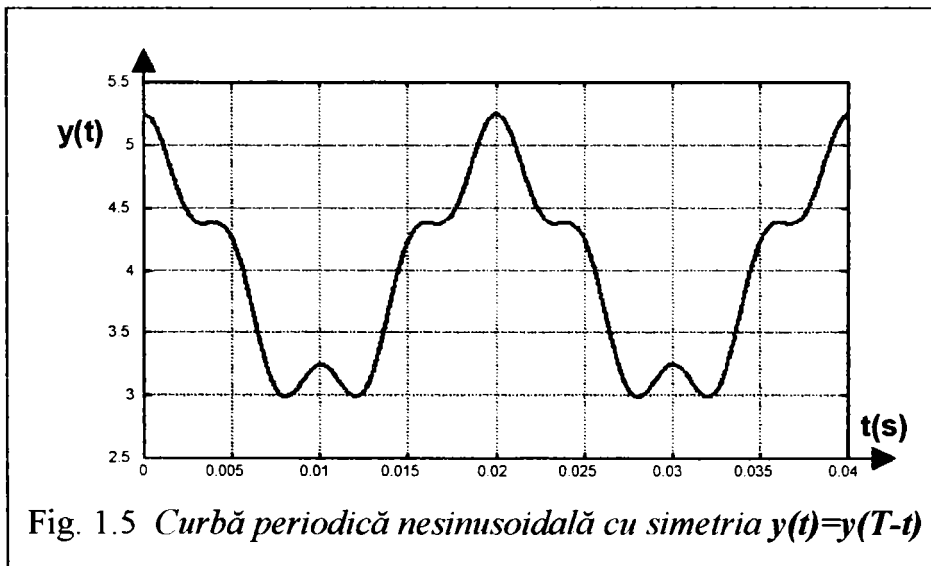


Fig. 1.5 Curbă periodică nesinusoidală cu simetria $y(t)=y(T-t)$

$$y(t) = y(T-t)$$

Axa de simetrie trece prin punctul de abscisă $(\omega t = \pi)$, prezintă simetrie față de axa ordonatelor:

Curba se compune din două semiperioade identice și simetric așezate față de o axă verticală în punctul de abscisă $T/2$.

Curba periodică din figura (1.5) se poate

descompune într-o sumă de armonici pare și armonici impare în cosinus. De exemplu armonicile impare pot fi în fază cu curba fundamentală, iar armonicile pare pot fi în cuadratură cu fundamentală.

4. Funcția sinus.

Curba nesinusoidală conține numai armonice în sinus pare și impare. Se obține din compunerea armonicilor oarecare, pare și impare, în fază sau se obține din compunerea armonicilor oarecare pare și impare în opoziție de fază.

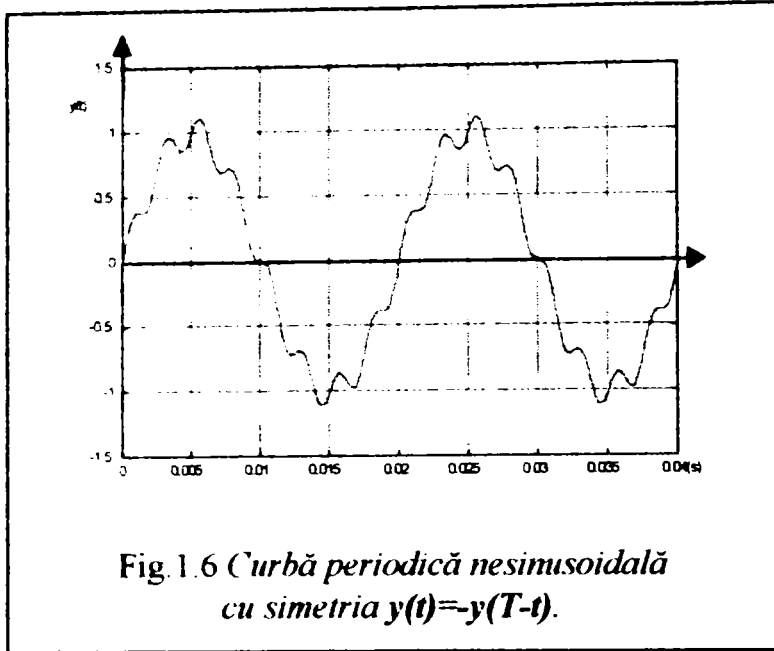


Fig. 1.6 Curbă periodică nesinusoidală cu simetria $y(t)=-y(T-t)$.

$$y(t) = -y(T - t)$$

$$y(\omega t) = -y(2\pi - \omega t)$$

$$\begin{cases} A_0 = 0, A_k = 0 \\ B_k = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} y(t) \sin(k\omega t) dt \end{cases}$$

Curba din figura (1.6) este antisimetrică față de axa ($\omega t = \pi$), care este mijlocul perioadei. Termenul liber lipsește, nu sunt armonici în cosinus, curba fiind simetrică față de origine, sau antisimetrică față de jumătatea perioadei ($t = T/2$).

$$y\left(\frac{T}{2} + t\right) = -y\left(\frac{T}{2} - t\right)$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin(k\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} Y_n \sin(k\omega t) \quad (1.16)$$

5. Reprezentarea polară a undelor periodice

Reprezentarea în coordonate polare este utilă. Raza vectorie se rotește cu viteza uniformă (ω) în sensul trigonometric, și are lungimea în fiecare moment egală cu valoarea instantanee a funcției în acel moment. O rotație completă a razei vectorie corespunde unui ciclu al funcției periodice, astfel că diferitele unghiuri pe care le face raza vectorie cu originea de fază sunt egale cu (ωt).

În reprezentarea polară a curbelor periodice alternative sinusoidale, curba polară a funcției periodice date este locul geometric al vârfurilor razelor vectorie.

Diagrama polară din figura (1.7) a curbei periodice sinusoidale este un cerc având diametrul

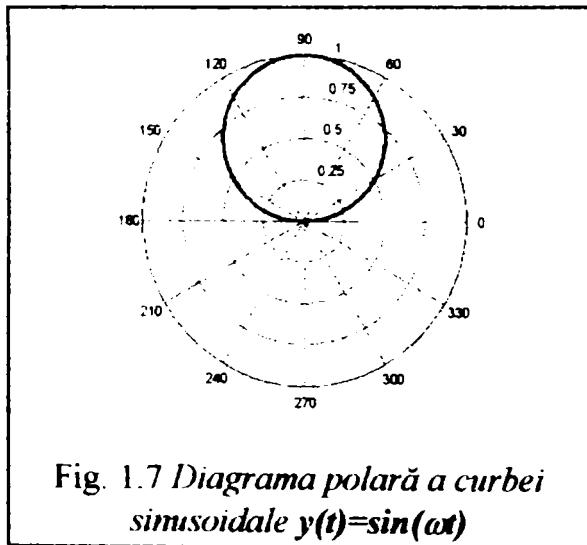


Fig. 1.7 Diagrama polară a curbei sinusoidale $y(t)=\sin(\omega t)$

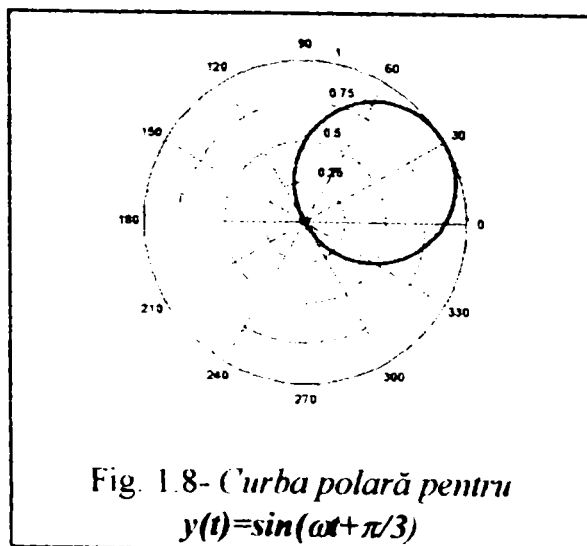


Fig. 1.8- Curba polară pentru $y(t)=\sin(\omega t + \pi/3)$

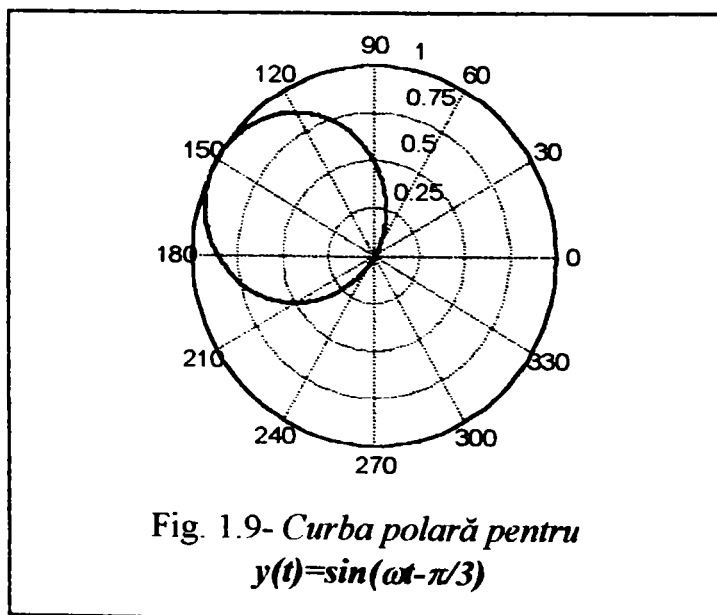
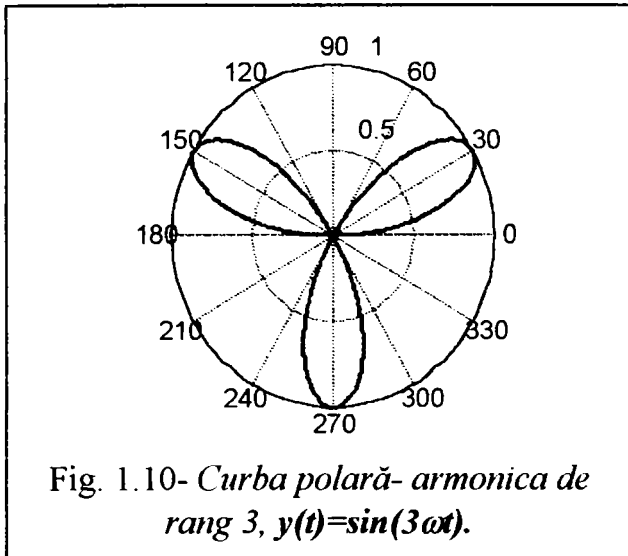


Fig. 1.9- Curba polară pentru $y(t)=\sin(\omega t - \pi/3)$

egal cu amplitudinea maximă. Cercul curbei polare reprezintă atât alternanța pozitivă cât și cea negativă, a curbei periodice sinusoidale.

Pentru reprezentarea polară a armonicilor superioare, avem:



În figura (1.10) pentru armonica de rang "3", $y_3(t) = \sin(3\omega t)$ se obține o suprafață formată din mai multe curbe închise, numărul acestora fiind egal cu acela al alternanțelor armonicii superioare, într-o alternanță (o rotire cu 360°

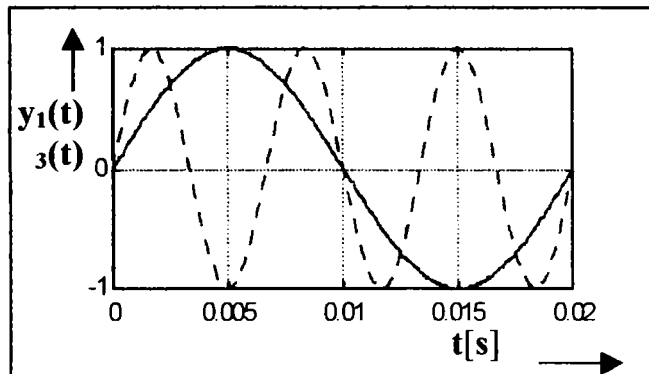


Fig. 1.11- Curba fundamentală $y_1(t)$ și armonica de rang 3, $y_3(t)$ - în fază.

corespunde unui ciclu al curbei fundamentale).

Reprezentarea polară pentru armonica de rang "7" figura (1.12) și variația în timp a curbei fundamentale figura (1.13), ambele în fază.

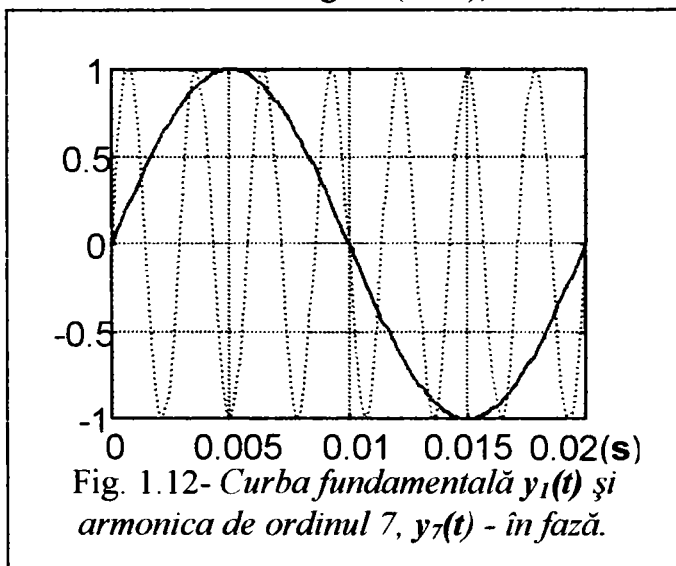


Fig. 1.12- Curba fundamentală $y_1(t)$ și armonica de ordinul 7, $y_7(t)$ - în fază.

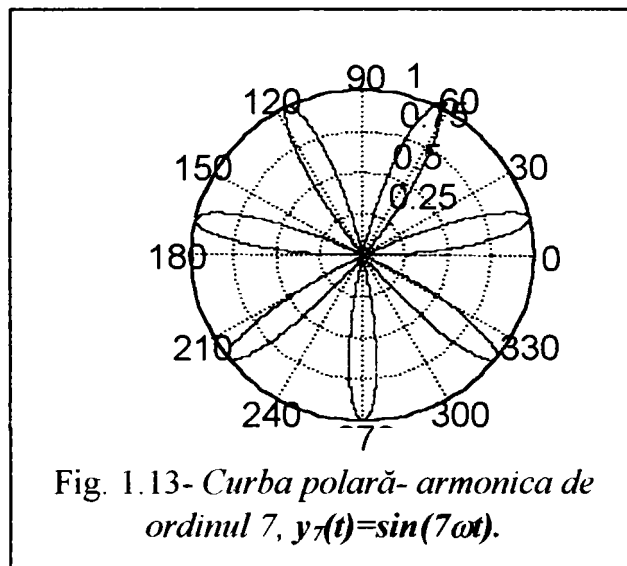


Fig. 1.13- Curba polară- armonica de ordinul 7, $y_7(t) = \sin(7\omega t)$.

În figura (1.14) se reprezintă forma curbei nesinusoidale (y) a tensiunii de arc electric în reprezentare polară.

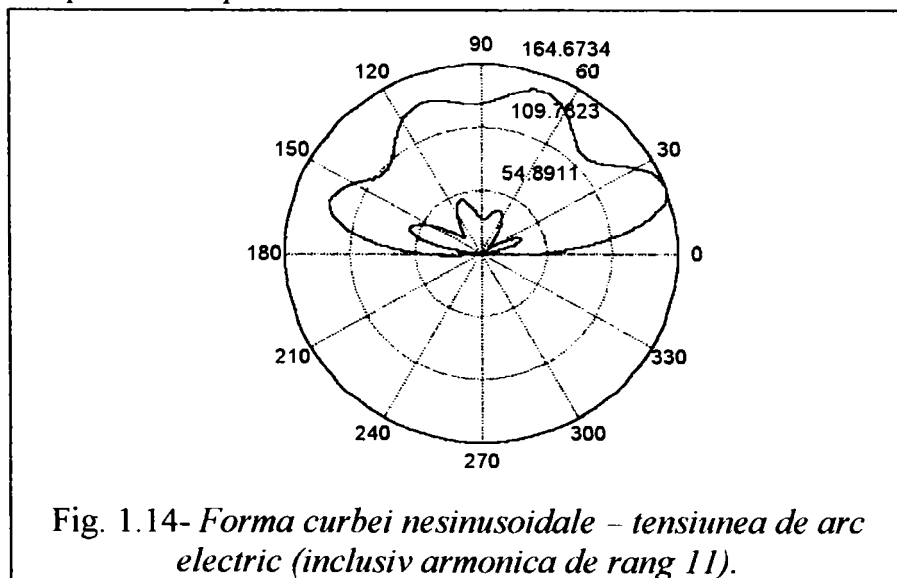


Fig. 1.14- Forma curbei nesinusoidale - tensiunea de arc electric (inclusiv armonica de rang 11).

$$y = 50 + 106\sin(\omega t) + 10\sin(2\omega t) + 30\sin(3\omega t) + 5\sin(4\omega t) + 25\sin(5\omega t) + 4\sin(6\omega t) + 20\sin(7\omega t) + 2\sin(8\omega t) + 15\sin(9\omega t) + \sin(10\omega t) + 10\sin(11\omega t);$$

1.2. - MĂRIMILE CARACTERISTICE REGIMULUI DEFORMANT.

O mărime nesinusoidală periodică poate fi reprezentată printr-o expresie de forma seriei Fourier:

$$y(t) = Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \alpha_k) \quad (1.17)$$

în care Y_k este valoarea efectivă a armonicilor de rang "k".

Proprietățile mărimilor periodice.

1.2.1. Valoarea medie a produsului a două armonici.

Se consideră funcțiile periodice nesinusoidale, tensiunea electrică $u(t)$ și intensitatea curentului electric $i(t)$, cu dezvoltările în serie:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} u_{km}(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \alpha_k) \quad (1.18)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} i_{kn}(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \beta_k) \quad (1.19)$$

Valoarea medie într-o perioadă a produsului armonicilor $u_m(t)$ și $i_n(t)$ este:

$$\begin{aligned} \overline{u_m(t) \cdot i_n(t)} &= \frac{1}{T} \int_0^T u_m(t) \cdot i_n(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} U_m \cdot \sqrt{2} I_n \sin(m\omega t + \alpha_m) \sin(n\omega t + \beta_n) dt + U_0 I_0 = \\ &= U_0 I_0 + \frac{U_m I_n}{T} \int_0^T [\cos((m-n)\omega t + \alpha_m - \beta_n) - \cos((m+n)\omega t + \alpha_m + \beta_n)] dt \end{aligned} \quad (1.20)$$

Dacă armonicile sunt de același rang, $m=n$, valoarea medie este:

$$\overline{u_n i_n} = U_n I_n \cos(\alpha_n - \beta_n) \quad (1.21)$$

și este nulă pentru $m \neq n$.

Integrala unui cosinus sau sinus pe un multiplu de perioadă este nulă, deci rezultă:

$$\overline{u i} = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos(\alpha_k - \beta_k) \quad (1.22)$$

unde U_k, I_k , sunt valorile efective.

Relația (1.22) exprimă faptul că: valoarea medie pe o perioadă a produsului a două mărimi nesinusoidale de o aceeași perioadă este egală cu produsul componentelor lor continue plus suma produselor valorilor efective ale armonicilor de același rang prin cosinusul defazajului lor.

Caz particular important: Valoarea medie pentru două armonice identice (de ex. armonice de tensiune):

$$\overline{u u} = U_0 U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k U_k \cos(\alpha_k - \alpha_k) = \sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \quad (1.23)$$

U_k = valoarea efectivă a armonicilor de ordinul "k".

1.2.2. Valoarea efectivă a unei mărimi periodice nesinusoidale.

Considerând relația (1.17), valoarea efectivă a unei funcții periodice nesinusoidale se calculează ca și valoarea efectivă a unei funcții periodice sinusoidale: $Y = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt}$

Înlocuind rel. (1.17) în formula de definiție de mai sus:

$$Y^2 = \frac{1}{T} \int_0^T |Y_0 + \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t)| |Y_0 + \sum_{m=1}^{\infty} y_m(t)| dt = \frac{1}{T} \int_0^T Y_0^2 dt + \frac{Y_0}{T} \int_0^T \left(\sum_{n=1}^{\infty} y_n + \sum_{m=1}^{\infty} y_m \right) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} y_m y_n dt = Y_0^2 + 2 \sum_1^{\infty} \tilde{y}_m + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{y}_m \tilde{y}_n \quad (1.24)$$

Deoarece valoarea medie: $\sum_{m=0}^{\infty} \tilde{y}_m = 0$ și $\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{y}_m \tilde{y}_n = \sum_{n=1}^{\infty} \tilde{y}_n^2 = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2$ (1.25)

Înlocuind în rel. (1.25) obținem: $Y^2 = Y_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k^2 = \sum_{k=0}^{\infty} Y_k^2$ $Y^2 = Y_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k^2 = \sum_{k=0}^{\infty} Y_k^2$

$$Y = \sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_n^2 + \dots} = \sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_d^2} \quad (1.26)$$

unde Y_d = rezidul deformant, este egal cu valoarea efectivă a armonicilor superioare:

$$Y_d = \sqrt{Y_2^2 + Y_3^2 + Y_4^2 + \dots + Y_n^2 + \dots} \quad (1.27)$$

Relația (1.26) arată că valoarea efectivă a unei mărimi periodice este deci rădăcină pătrată a sumei pătratelor valorilor efective ale armonicilor sale. Valorile efective U și I ale tensiunii nesinusoidale $u(t)$ și ale curentului nesinusoidal $i(t)$, aplicând relația (1.26):

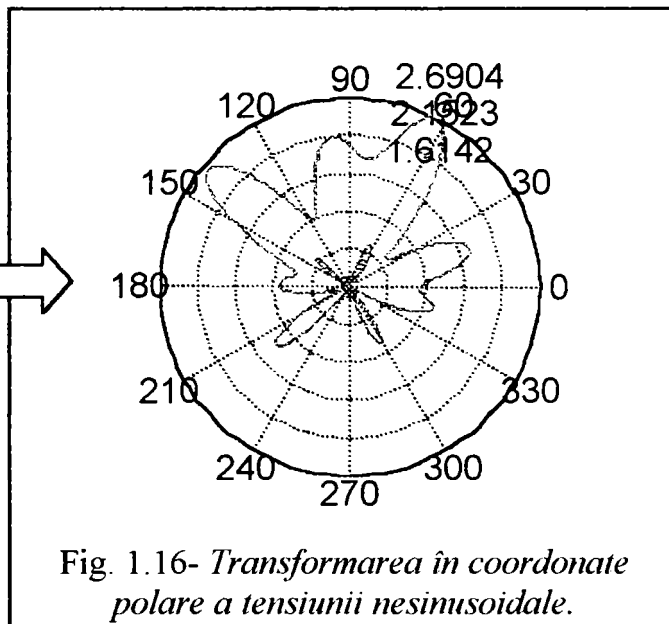
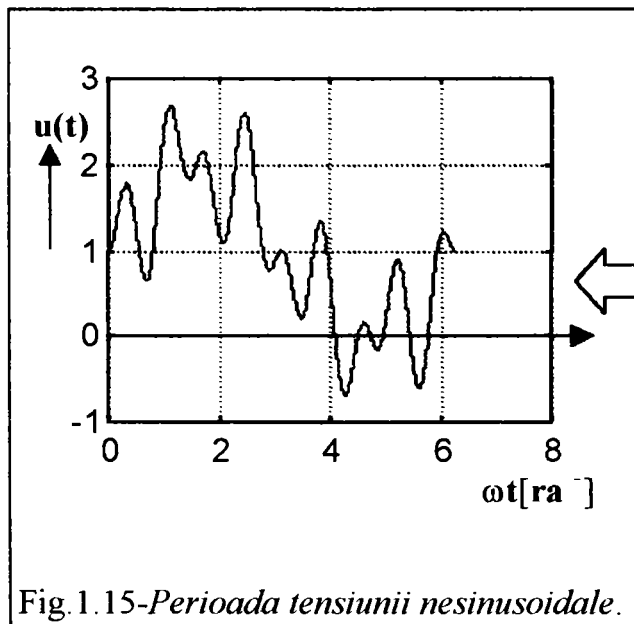
$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_d^2} \quad (1.28)$$

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_d^2}$$

U_d = rezidul deformant al tensiunii electrice nesinusoidale, I_d = rezidul deformant al intensității curentului electric.

În cazul când mărimea periodică nesinusoidală prezintă anumite simetrii, calculul valorii efective poate fi făcut numai pe jumătate de perioadă sau sfert de perioadă.

Valoarea efectivă a unei mărimi periodice nesinusoidale oarecare poate fi determinată și grafic (pentru curbele experimentale). Dacă $y=f(\omega t)$ este mărimea periodică nesinusoidală:



Aria suprafeței închise de curba în coordonate polare este dată de formula lui Leibniz:

$$S = \int_0^{2\pi} ds = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} r^2 d\theta, y = r, \omega t = \theta, d\theta = \omega dt \quad (1.29)$$

$$S = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} y^2 \omega dt = \frac{\omega}{2} \int_0^{2\pi} y^2 dt = \frac{\omega}{2} Y^2 T; \omega T = 2\pi \Rightarrow Y = \sqrt{\frac{S}{\pi}}$$

Valoarea efectivă este rădăcina pătrată din suprafața închisă de curba polară divizată prin constanta π .

1.2.3. Criteriile utilizate în studiul cantitativ al fenomenelor din regimul deformant.

a). Nivelul armonicii.

Un criteriu reprezentativ al efectelor instantanee este constituit prin raportul U_k/U_1 în care U_k este tensiunea armonică de rang "k" și U_1 este tensiunea fundamentalei. Pentru o armonică de rang "k", nivelul armonicii este raportul exprimat în procente dintre valoarea efectivă a armonicii considerate Y_k și valoarea efectivă a fundamentalei curbei Y_1 :

$$Y_{(k)} = \frac{Y_k}{Y_1} 100, \begin{cases} \text{pentru curba de tensiune : } Y_{u(k)} = \frac{U_k}{U_1} 100 \\ \text{pentru curba de curent : } Y_{i(k)} = \frac{I_k}{I_1} 100 \end{cases} \quad (1.30)$$

b). Factorul de distorsiune a curbei periodice nesinusoidale.

Normativul[154] definește noțiunea de factor de distorsiune al unei curbe periodice nesinusoidale a tensiunii sau curentului, prin cea mai mare valoare, exprimată în procente, a raportului:

$$DF = \frac{|a - b|}{c} 100[\%]$$

a=ordonata curbei reprezentative a curbei periodice date,

b=ordonata curbei reprezentative a armonicii fundamentale , pentru aceeași abscisă .

c=amplitudinea curbei reprezentative a armonicii fundamentale.

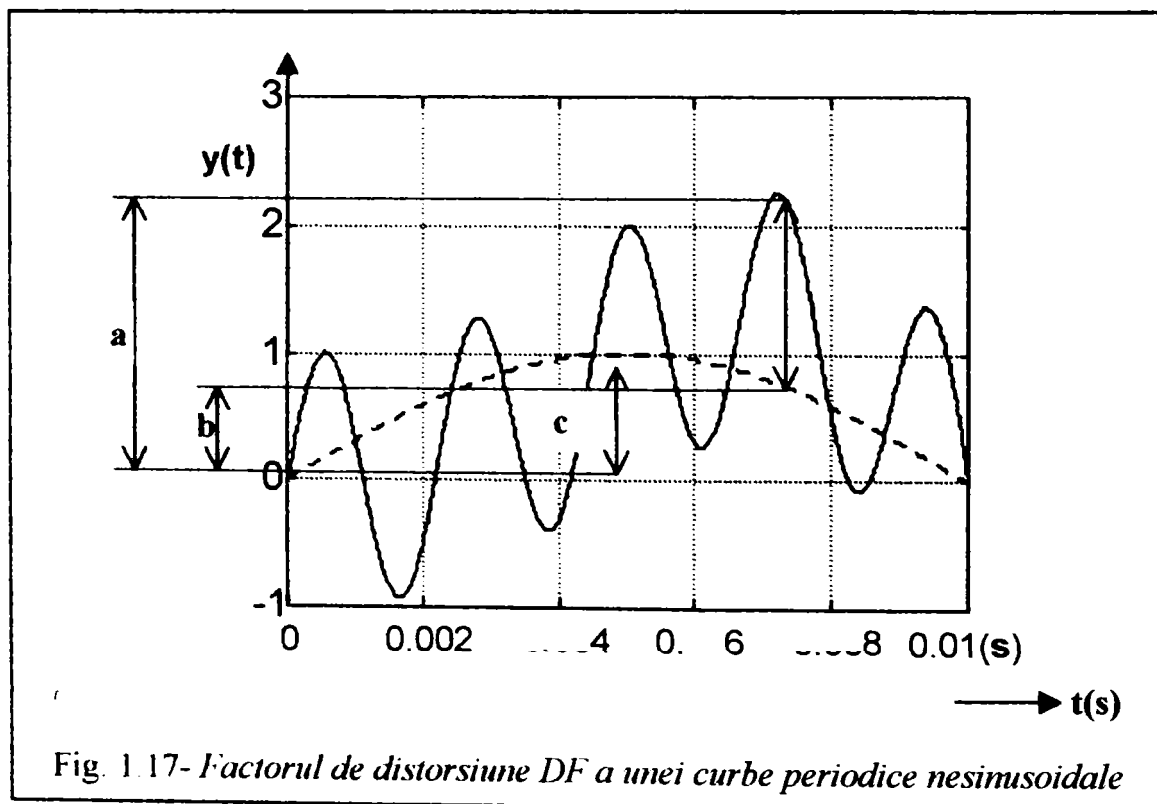


Fig. 1.17- Factorul de distorsiune DF a unei curbe periodice nesinusoidale

Factorul de distorsiune se calculează atât pentru curba de tensiune DF_u , cât și pentru curba de curent DF_i . Pentru stabilirea factorului de distorsiune se recomandă [4], [5] utilizarea a cel puțin 12 puncte ale unei respective. Curba se consideră nesinusoidală dacă $DF < 5\%$.

c). Reziduul deformant.

Se numește reziduul deformant (Y_d) al unei curbe periodice nesinusoidale, curba care se obține din curba dată (Y), suprimându-se armonica fundamentală (Y_1).

Valoarea efectivă a acestei curbe este dată de relația:

$$Y_d = \sqrt{Y^2 - Y_1^2} = \sqrt{Y_0^2 + Y_2^2 + Y_3^2 + Y_4^2 + \dots + Y_n^2 + \dots} \quad (1.31)$$

Reziduul deformant (rel.1.31), este egal cu valoarea efectivă a armonicilor superioare.

Pentru curba de tensiune: $U_d = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}; (U_0=0)$

Pentru curba de curent: $I_d = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2}; (I_0=0)$ (1.32)

d). Factorul de vârf.

Denumit și factor de creastă: $k_v = \frac{Y_m}{Y} = \frac{Y_m}{\sqrt{Y_1^2 + Y_d^2}}$ unde Y_m -valoarea absolută maximă

(amplitudinea), și Y -valoarea efectivă a funcției periodice. Pentru curba sinusoidală factorul de vârf $k_v = \sqrt{2}$. Pot exista tensiuni cu valori efective egale, dar cu valori de vârf sensibil diferite, care pot solicita în mod diferit echipamentul sau instalația care funcționează în regim deformant. Pentru $k_v < \sqrt{2}$, avem o curbă nesinusoidală turtită, pentru $k_v > \sqrt{2}$, avem o curbă nesinusoidală ascuțită.

e). Factorul de formă.

Se numește factor de formă al unei curbe periodice nesinusoidale raportul dintre valoarea efectivă a curbei (Y) și valoarea medie a acesteia evaluată pe o jumătate de perioadă:

$$k_f = \frac{Y}{\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T/2} y(t) dt} = \frac{Y}{Y_{med}} \quad (1.33)$$

unde t_0 =momentul trecerii prin zero a funcției $y(t)$ cu valori crescătoare. Pentru o funcție sinusoidală $k_f = 1,11$.

În cazul regimului deformant (curbe nesinusoidale), valoarea efectivă este:

$$Y = \sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + \dots + Y_n^2 + \dots}$$

și valoarea medie:

$$\begin{aligned} Y_{med} &= \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \alpha_k)) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} Y_0 dt + \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} Y_k \sin(k\omega t + \alpha_k) dt = \\ &= \frac{2}{T} Y_0 (\frac{T}{2} - 0) + \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} Y_k \sin(k\omega t) dt = Y_0 + \frac{2\sqrt{2}}{T} \sum_{k=1}^{\infty} Y_k \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin(k\omega t) dt = Y_0 + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} Y_k \end{aligned}$$

Y_{med} este calculat pentru cazul particular când ($\alpha_k=0$) la toate armonicile.

$$\text{Coeficientul de formă este: } k_f = \frac{Y}{\underbrace{Y_{med}}_{k \text{ nr. impar}}} = \frac{\sqrt{Y_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_k^2}}{Y_0 + \underbrace{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} Y_k}_{k \text{ nr. impar pentru } Y_{med}}} \quad (1.34)$$

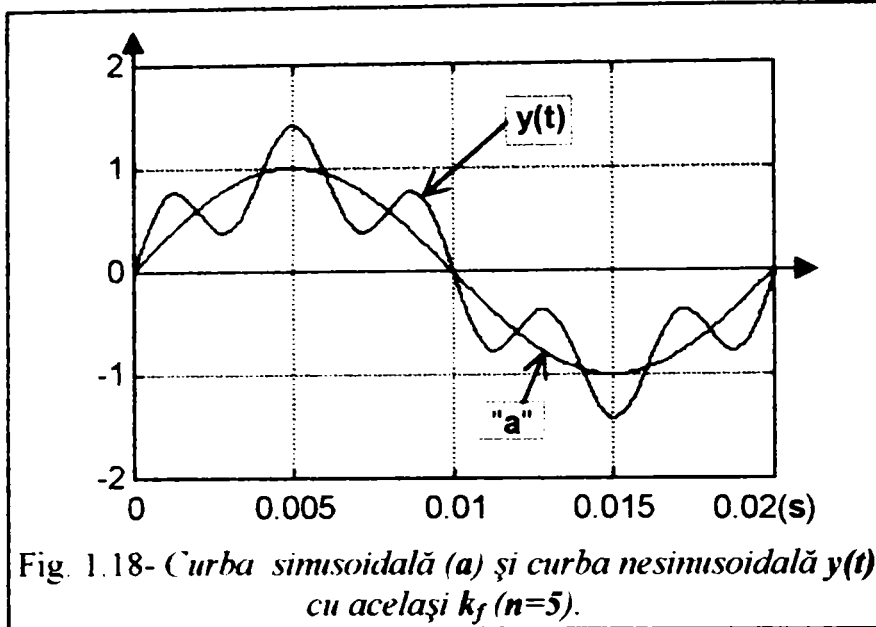


Fig. 1.18- Curba sinusoidală (a) și curba nesinusoidală y(t) cu același k_f ($n=5$).

Pentru $k=\text{par}$ (armonici pare), valoarea medie este nulă, și calculele se pot face pentru un sfert de perioadă. Se pot găsi curbe periodice nesinusoidale pentru care factorul de formă este egal cu 1.11, egal cu factorul de formă al curbei sinusoidale, figura (1.18):

$$y(t) = \sqrt{2}Y_1 \sin(\omega t) + \sqrt{2} \frac{2n}{n^2 - 1} Y_1 \sin(n\omega t)$$

Ń. Factorul de distorsiune.

Factorul de distorsiune se mai numește și factor de nesinusoidalitate (δ), se definește prin raportul dintre rezidul deformant (Y_d) și valoarea efectivă a componentei alternative a funcției:

$$\delta = \frac{Y_d}{\sqrt{Y^2 - Y_0^2}} = \frac{\sqrt{Y^2 - Y_0^2 - Y_1^2}}{\sqrt{Y^2 - Y_0^2}} = \frac{\sqrt{Y_2^2 + Y_3^2 + Y_4^2 + \dots + Y_n^2 + \dots}}{\sqrt{Y_1^2 + Y_2^2 + Y_3^2 + \dots + Y_n^2 + \dots}} \quad (1.35)$$

Factorul de distorsiune (δ) este pozitiv și subunitar. Dacă ($\delta < 0.05$), tensiunile și curenții periodici pot fi aproximați ca fiind practic sinusoidali.

Dacă se consideră și componenta continuă:

$$\delta' = \frac{\sqrt{Y^2 - Y_1^2}}{Y} = \frac{\sqrt{Y_0^2 + Y_2^2 + Y_3^2 + Y_4^2 \dots}}{\sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + Y_3^2 \dots}} \quad (1.36)$$

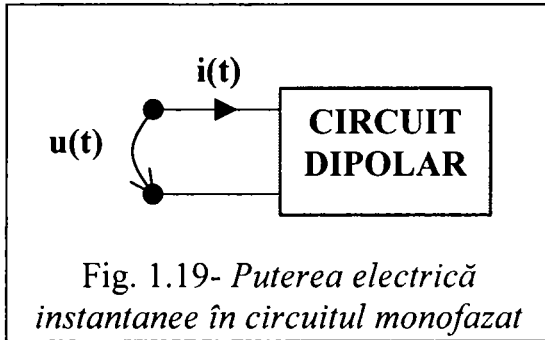
Nivelul de deformare al curbei nesinusoidale depinde de următorii factori: (a)-*natura armonicilor*, în ceea ce privește gradul lor de paritate sau imparitate; (b)-*valoarea defazajelor*, referitoare la poziția relativă a diverselor armonici; (c)-*raportul amplitudinilor diverselor armonici*.

1.3.- CATEGORIILE DE PUTERI ELECTRICE ÎN REGIM PERMANENT NESINUSOIDAL (DEFORMANT).

În regim nesinusoidal se folosesc următoarele categorii de puteri: puterea instantanee (p), puterea activă (P), puterea reactivă (Q), puterea aparentă (S) și puterea deformantă (D).

1.3.1. Puterea instantanee (p)

Puterea instantanee a unui dipol sub tensiune la borne $u(t)$ și parcurs de curentul nesinusoidal $i(t)$, se definește ca produsul ($p=ui$), figura (1.19). Curbele de tensiune și curent într-un nod al rețelei poluate armonic sunt (1.18) și (1.19) :



$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} u_{km}(t) =$$

$$= U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sqrt{2} \sin(k\omega t + \alpha_k)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} i_{kn}(t) =$$

$$I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{kn} \sqrt{2} \sin(k\omega t + \beta_k)$$

Puterea instantanee la bornele dipolului, se calculează indiferent de variația în timp a tensiunii electrice și a intensității curentului electric din nodul de rețea.

Este o prioritate [4] de prestigiu a școlii românești de electrotehnică în definirea puterilor în regim deformant în rețele monofazate. Definiția elaborată de acad. **Budeanu, C. I.**, bazată pe separarea puterii aparente în trei componente ortogonale prezintă câteva avantaje principale:

- permite măsurarea directă a puterilor activă, reactivă și deformantă în rețelele electrice monofazate;
- verifică principiul de conservare algebrică a puterilor activă, reactivă și deformantă elementare și de conservare vectorială a puterilor deformantă și aparentă;
- asigură corespondența dintre proprietățile de conservare ale puterilor activă, reactivă și deformantă, stabilite ca valori medii pe o perioadă și cele ale valorilor instantanee ale puterii.

Se folosesc următoarele notații:

α_k, β_k = faza armonicilor de tensiune, respectiv de curent electric de rang "k", în raport cu axa de referință (originea sistemului considerat), sau ($\varphi_k = \alpha_k - \beta_k$) este defazajul dintre armonicile de tensiune $u_k(t)$ și de curent $i_k(t)$.

1.3.2. Puterea activă în regim nesinusoidal (P).

Puterea activă în regim deformant se definește ca și puterea activă în regim sinusoidal. Puterea activă (P) este media într-o perioadă a puterilor instantanee (p):

$$P = \tilde{p} = \overline{ui} = \frac{1}{T} \int_0^T \left[U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \alpha_k) \right] \cdot \left[I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sqrt{2} \sin(k\omega t + \beta_k) \right] dt =$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T U_0 I_0 dt + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{T} \int_0^T U_{mk} I_{nk} [\cos((m-n)\omega t + \alpha_m - \beta_n) - \cos((m+n)\omega t + \alpha_m + \beta_n)] dt$$

Deoarece media produsului a două armonice de rang diferit ($m \neq n$) este nulă, pentru ($m=n$)

$$\text{avem integralele de forma: } \frac{1}{T} \int_0^T U_k I_k \cos(\alpha_k - \beta_k) dt = U_k I_k \cos(\alpha_k - \beta_k) \quad (1.37)$$

Expresia puterii în regim nesinusoidal se poate calcula cu una din formulele:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt, \text{ formula integrală a puterii active.} \quad (1.38)$$

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos(\alpha_k - \beta_k) = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos(\beta_k - \alpha_k) \quad (1.39)$$

În regim periodic nesinusoidal, puterea activă este egală cu suma dintre puterea de curent continuu $U_0 I_0$ și suma puterilor active ale armonicilor:

$$P = \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k \quad (1.40)$$

Calculul expresiei puterii active se poate obține pornind de la valoarea medie a produsului a două serii complexe Fourier:

$$\overline{u(t)i(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_k I_{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} [U_k I_{-k} + U_{-k} I_k] = \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k \quad (1.41)$$

1.3.3. Puterea reactivă în regim nesinusoidal (Q).

Puterea reactivă într-un circuit aflat în regim nesinusoidal se definește prin expresia:

$$Q = \sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k = \sum_{k=0}^{\infty} Q_k \quad (1.42)$$

Expresia (1.42) este formal simetrică cu expresia puterii active, relația (1.40). Puterea reactivă Q este suma puterilor reactive corespunzând armonicilor.

Pentru explicitarea definiției puterii reactive în regim nesinusoidal, se folosește metoda separării puterii aparente, dată de (C. I. Budeanu), separare în trei termeni complementari[5].

Dacă U , I sunt valorile efective ale tensiunii și curentului, puterea aparentă este: $S=UI$.

În regim deformant: $U^2 = \sum_{k=0}^{\infty} U_k^2$, $I^2 = \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2$. Dacă φ_k este unghiul de defazaj al armonicii de tensiune de rang "k" față de armonica de curent de rang "k", pentru armonicile de curent se poate scrie:

$$I^2 = \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 (\cos^2 \varphi_k + \sin^2 \varphi_k) = \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 \cos^2 \varphi_k + \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 \sin^2 \varphi_k$$

1.3.4. Puterea aparentă în regim nesinusoidal (S).

$$S^2 = \sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \left[\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 \cos^2 \varphi_k + \sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 \sin^2 \varphi_k \right] = \left(\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \right) \left(\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 \cos^2 \varphi_k \right) + \left(\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2 \right) \left(\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2 \sin^2 \varphi_k \right)$$

În relația de mai sus se identifică operanzi ai identității Lagrange:

$$\left(\sum_{k=1}^n a_k^2 \right) \left(\sum_{k=1}^n x_k^2 \right) - \left(\sum_{k=1}^n a_k x_k \right)^2 = \sum_{\substack{(i,k) \\ i>k}}^n (a_i x_k - a_k x_i)^2 \quad (1.43)$$

Particularizăm: $(a_1^2 + a_2^2)(x_1^2 + x_2^2) - (a_1x_1 + a_2x_2)^2 = (a_1x_2 + a_2x_1)^2$

deci se poate calcula sumacirculară:

$$\sum_{\substack{(i,k) \\ (i>k, i<k)}}^2 (a_i x_k + a_k x_i)^2 = (a_1 x_2 - a_2 x_1)^2 \quad (1.44)$$

Cu relația particulară (1.44) facem trecerea de la suma circulară la suma multiplă:

$$\sum_{\substack{(i,k) \\ (i>k, i<k)}}^2 (a_i x_k + a_k x_i)^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^2 (a_i x_k - a_k x_i)^2 \quad (1.45)$$

Verificarea rel.(1.45) o facem prin calculul sumei multiple:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^2 (a_i x_k - a_k x_i)^2 &= \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^2 [(a_i x_1 - a_1 x_i)^2 + (a_i x_2 - a_2 x_i)^2] \right) = \\ \frac{1}{2} ((a_1 x_1 - a_1 x_1)^2 + (a_1 x_2 - a_2 x_1)^2 + (a_2 x_1 - a_1 x_2)^2 + (a_2 x_2 - a_2 x_2)^2) &= (a_1 x_2 - a_2 x_1)^2 \end{aligned}$$

Puterea aparentă se poate scrie:

$$\begin{aligned} S^2 &= \left(\sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \cos \varphi_k \right)^2 + \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \cos \varphi_k - U_k I_i \cos \varphi_i)^2 + \left(\sum_{k=0}^{\infty} U_k I_k \sin \varphi_k \right)^2 + \\ &+ \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \sin \varphi_k - U_k I_i \sin \varphi_i)^2 \end{aligned} \quad (1.46)$$

1.3.5. Puterea deformantă în regim nesinusoidal (D).

Calculul exact al puterii deformante se face identificând puterea aparentă ca fiind formată din trei componente ortogonale: puterea activă, puterea reactivă și puterea deformantă:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (1.47)$$

În relația (1.46), primul termen este pătratul puterii active (1.40): $P^2 = \left(\sum_{k=0}^{\infty} U_{efk} I_{efk} \cos \varphi_k \right)^2$

Al treilea termen în relația (46), este pătratul puterii reactive (42): $Q^2 = \left(\sum_{k=0}^{\infty} U_{efk} I_{efk} \sin \varphi_k \right)^2$

Termenul al doilea și al patrulea în relația (46), este pătratul puterii deformante (expresie introdusă de C. I. Budeanu):

$$D = \sqrt{\sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \cos \varphi_k - U_k I_i \cos \varphi_i)^2 + \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \sin \varphi_k - U_k I_i \sin \varphi_i)^2} \quad (1.48)$$

Putem calcula exact puterea deformantă pe mai multe căi: a)-calculăm radicalul, unificând cele două sume circulare într-o sumă multiplă (în particular sumă dublă), sau b)-identificăm componentele puterii active, a puterii reactive în expresia puterii aparente.

a) Prima și a doua sumă circulară a radicalului se calculează cu ajutorul relației(1.45):

$$\sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \cos \varphi_k - U_k I_i \cos \varphi_i)^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (U_i I_k \cos \varphi_k - U_k I_i \cos \varphi_i)^2$$

$$\sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \sin \varphi_k - U_k I_i \sin \varphi_i)^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (U_i I_k \sin \varphi_k - U_k I_i \sin \varphi_i)^2$$

$$D^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left[(U_i^2 I_k^2 \cos^2 \varphi_k - 2U_i I_k \cos \varphi_k U_k I_i \sin \varphi_i + U_k^2 I_i^2 \cos^2 \varphi_i) + \right. \\ \left. + (U_i^2 I_k^2 \sin^2 \varphi_k - 2U_i I_k \sin \varphi_k U_k I_i \sin \varphi_i + U_k^2 I_i^2 \sin^2 \varphi_i) \right]$$

$$D^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} [U_i^2 I_k^2 - 2U_i I_k U_k I_i (\cos \varphi_k \cos \varphi_i + \sin \varphi_k \sin \varphi_i) + U_k^2 I_i^2] = \\ = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)]$$

Formula de calcul exactă pentru calculul puterii deformante (**D**) este:

$$D = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)]} \quad (1.49)$$

unde U_i, U_k = valorile efective ale armonicii tensiunii nesinusoidale de rang "i" respectiv "k" și I_i, I_k = valorile efective ale armonicii curentului nesinusoidal de rang "i", respectiv "k".

b) calculăm puterea deformantă (**D**) identificând componentele puterii active, a puterii reactive în calculul puterii aparente. În relația(1.46) avem:

$$S^2 = \sum_{i=1}^{\infty} P_k^2 + \sum_{k=1}^{\infty} Q_k^2 + \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} [U_k^2 I_i^2 + U_i^2 I_k^2] = \left(\sum_{k=1}^{\infty} P_k \right)^2 - 2 \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}} P_i P_k + \left(\sum_{k=1}^{\infty} Q_k \right)^2 - 2 \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}} Q_i Q_k + \\ + \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} [U_k^2 I_i^2 + U_i^2 I_k^2] = P^2 + Q^2 + \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} [U_k^2 I_i^2 + U_i^2 I_k^2 - 2P_i P_k - 2Q_i Q_k]$$

$$\text{Puterea deformantă este: } D = \sqrt{\sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} [U_k^2 I_i^2 + U_i^2 I_k^2 - 2P_i P_k - 2Q_i Q_k]} \quad (1.50)$$

În relația (1.50) avem:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_i, P_k = \text{valorile puterii active pentru armonica de rang "i" și respectiv} \\ \text{armonica de rang "k"}. \\ Q_i, Q_k = \text{valorile puterii reactive pentru armonica de rang "i" și respectiv} \\ \text{armonica de rang "k"}. \\ U_k, U_i, I_k, I_i = \text{valorile efective (RMS) ale armonicilor de tensiune} \\ \text{de rang "k", "i" și ale armonicilor de curent de rang "k", "i"}. \end{array} \right.$$

Sinteza exprimării simbolice a puterii deformante (**D**) în formulele de calcul exact, relațiile(47, 48, 49,50):

➤ Expresia simbolică a puterii deformante exacte exprimată prin componentele ortogonale ale puterii aparente: $D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$ (1.51)

- Expresia puterii deformante introdusă în electrotehnică de C. I. Budeanu:

$$D = \sqrt{\sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \cos \varphi_k - U_k I_i \cos \varphi_i)^2 + \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} (U_i I_k \sin \varphi_k - U_k I_i \sin \varphi_i)^2} \quad (1.52)$$

- Expresia simbolică a puterii deformante exacte care utilizează simbolul sumei multiple (suma dublă):

$$D = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)]} \quad (1.53)$$

- Expresia simbolică a puterii deformante exacte care utilizează simbolul sumei circulare bidirecționale (suma făcându-se prin permutarea circulară a indicilor în sens direct și în sens invers):

$$D = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{\substack{(i,k=1) \\ i \neq k}}^{\infty} [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)]} \quad (1.54)$$

- Expresia simbolică a puterii deformante exacte care utilizează simbolul sumei circulare unidirecționale (sumă circulară în sens direct):

$$D = \sqrt{\sum_{\substack{(i,k=1) \\ i \neq k}}^{\infty} [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)]} \quad (1.55)$$

- Expresia simbolică a puterii deformante exacte care utilizează simbolul sumei circulare unidirecționale, în funcție de puterile activă și reactivă a componentelor armonice:

$$D = \sqrt{\sum_{\substack{(i,k=1) \\ i>k}}^{\infty} [U_k^2 I_i^2 + U_i^2 I_k^2 - 2P_i P_k - 2Q_i Q_k]} \quad (1.56)$$

Dacă avem componente continue în formele curbelor nesinusoidale ale tensiunii sau curentului, indicii "i" și "k" încep ciclarea de la valoarea zero.

Exemplu de calcul simbolic al puterii deformante (D) utilizând formula exactă (1.55) pentru două curbe nesinusoidale de tensiune și curent (armonica fundamentală și armonica de rang doi):

$$u(t) = \sum_{k=1}^2 u_k(t) = U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1) + U_2 \sqrt{2} \sin(2\omega t + \alpha_2)$$

$$i(t) = \sum_{k=1}^2 i_k(t) = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \beta_1) + I_2 \sqrt{2} \sin(2\omega t + \beta_2)$$

Unghiul de defazaj dintre armonica de tensiune de rang unu și armonica de curent de rang unu este: $\varphi_1 = \alpha_1 - \beta_1$ Pentru armonica de rang doi: $\varphi_2 = \alpha_2 - \beta_2$ Calculăm puterea deformantă (sub formă simbolică) cu formula exactă (1.53):

626-312/181E

$$\begin{aligned}
 D^2 &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^2 [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)] = \\
 &= \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^2 (U_i^2 I_k^2) + \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^2 (U_k^2 I_i^2) - \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^2 [2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)] \right] = \\
 &= \frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^2 U_i (I_1^2 + I_2^2) + \sum_{i=1}^2 I_i^2 (U_1^2 + U_2^2) - \sum_{i=1}^2 [2U_1 U_i I_1 I_i \cos(\varphi_1 - \varphi_i) + \right. \\
 &= \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} &U_i^2 (I_1^2 + I_2^2) + U_2^2 (I_1^2 + I_2^2) + I_1^2 (U_1^2 + U_2^2) + I_2^2 (U_1^2 + U_2^2) - \\ &2U_1 U_i I_1 I_i \cos(\varphi_1 - \varphi_i) - \\ &- 2U_1 U_2 I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - 2U_2 U_i I_2 I_i \cos(\varphi_2 - \varphi_i) - \\ &2U_2 U_2 I_2 I_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_2) \end{aligned} \right] = \\
 &= U_1^2 I_2^2 + U_2^2 I_1^2 - 2U_1 U_2 I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)
 \end{aligned}$$

$$D = \sqrt{U_1^2 I_2^2 + U_2^2 I_1^2 - 2U_1 U_2 I_1 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}$$

La același rezultat se poate ajunge dezvoltând expresia simbolică a puterii deformante (**D**), cu simbolul sumei circulante bidirecționale, relația(1.54):

$$D = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{\substack{(i,k=1 \\ i \neq k)}}^2 [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)]}$$

Producem sumarea circulară a indicilor (**i,k**) direct și invers:

Permutarea circulară directă a indicilor :

$$[i \neq k] \left\{ \begin{array}{l} k=2 \\ i=1 \end{array} \right\} \Rightarrow [U_1^2 I_2^2 + U_2^2 I_1^2 - 2U_1 U_2 I_1 I_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)]$$

Permutarea circulară inversă a indicilor :

$$[i \neq k] \left\{ \begin{array}{l} k=1 \\ i=2 \end{array} \right\} \Rightarrow [U_2^2 I_1^2 + U_1^2 I_2^2 - 2U_2 U_1 I_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)]$$

Suma de sub semnul radical(suma circulară bidirecțională) devine:

$$\begin{aligned}
 D &= \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &U_1^2 I_2^2 + U_2^2 I_1^2 - 2U_1 U_2 I_1 I_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) + \\ &+ U_2^2 I_1^2 + U_1^2 I_2^2 - 2U_2 U_1 I_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) \end{aligned} \right\}} = \\
 &= \sqrt{U_1^2 I_2^2 + U_2^2 I_1^2 - 2U_1 U_2 I_1 I_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)}
 \end{aligned}$$

Al doilea exemplu este calculul simbolic pentru puterea deformantă (**D**), utilizând formula exactă pentru două curbe nesinusoidale, de tensiune și de curent, formate din trei armonici fiecare:

$$u(t) = U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1) + U_2 \sqrt{2} \sin(2\omega t + \alpha_2) + U_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t + \alpha_3)$$

$$i(t) = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \beta_1) + I_2 \sqrt{2} \sin(2\omega t + \beta_2) + I_3 \sqrt{2} \sin(3\omega t + \beta_3)$$

Defazajele dintre armonicile 1, 2 și 3: $\varphi_1 = \alpha_1 - \beta_1$ $\varphi_2 = \alpha_2 - \beta_2$ $\varphi_3 = \alpha_3 - \beta_3$ Valoarea efectivă a tensiunii: $U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2}$ și valoarea efectivă a curentului: $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2}$

$$S^2 = U^2 I^2 = U^2 (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2) = U^2 [I_1^2 (\cos^2 \varphi_1 + \sin^2 \varphi_1) + I_2^2 (\cos^2 \varphi_2 + \sin^2 \varphi_2) + I_3^2 (\cos^2 \varphi_3 + \sin^2 \varphi_3)] = (U_1^2 + U_2^2 + U_3^2) [(I_1^2 \cos^2 \varphi_1 + I_2^2 \cos^2 \varphi_2 + I_3^2 \cos^2 \varphi_3) + (I_1^2 \sin^2 \varphi_1 + I_2^2 \sin^2 \varphi_2 + I_3^2 \sin^2 \varphi_3)] = U_1^2 I_1^2 \cos^2 \varphi_1 + U_2^2 I_2^2 \cos^2 \varphi_2 + U_3^2 I_3^2 \cos^2 \varphi_3 + U_1^2 I_1^2 \sin^2 \varphi_1 + U_2^2 I_2^2 \sin^2 \varphi_2 + U_3^2 I_3^2 \sin^2 \varphi_3 + \left\{ \begin{array}{l} U_2^2 I_1^2 \cos^2 \varphi_1 + U_3^2 I_1^2 \cos^2 \varphi_1 + \\ U_3^2 I_2^2 \cos^2 \varphi_2 + U_1^2 I_2^2 \cos^2 \varphi_2 + \\ U_1^2 I_3^2 \cos^2 \varphi_3 + U_2^2 I_3^2 \cos^2 \varphi_3 \end{array} \right\} +$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_2^2 I_1^2 \sin^2 \varphi_1 + U_3^2 I_1^2 \sin^2 \varphi_1 + \\ U_3^2 I_2^2 \sin^2 \varphi_2 + U_1^2 I_2^2 \sin^2 \varphi_2 + \\ U_1^2 I_3^2 \sin^2 \varphi_3 + U_2^2 I_3^2 \sin^2 \varphi_3 \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{l} U_1^2 I_2^2 + U_1^2 I_3^2 + \\ U_2^2 I_3^2 + U_2^2 I_1^2 + \\ U_3^2 I_1^2 + U_3^2 I_2^2 \end{array} \right\} + P_1^2 + P_2^2 + P_3^2 + Q_1^2 + Q_2^2 + Q_3^2 =$$

$$\sum_1^2 P_k^2 + \sum_1^2 Q_k^2 + \left\{ \begin{array}{l} U_1^2 I_2^2 + U_1^2 I_3^2 + \\ U_2^2 I_3^2 + U_2^2 I_1^2 + \\ U_3^2 I_1^2 + U_3^2 I_2^2 \end{array} \right\} = P^2 - 2(P_1 P_2 + P_2 P_3 + P_3 P_1) +$$

$$+ Q^2 - 2(Q_1 Q_2 + Q_2 Q_3 + Q_3 Q_1) + \left\{ \begin{array}{l} U_1^2 I_2^2 + U_1^2 I_3^2 + \\ U_2^2 I_3^2 + U_2^2 I_1^2 + \\ U_3^2 I_1^2 + U_3^2 I_2^2 \end{array} \right\} = P^2 + Q^2 + D^2$$

Puterea deformantă rezultă din identificarea componentelor puterii:

$$D = \sqrt{\left\{ \begin{array}{l} U_1^2 I_2^2 + U_1^2 I_3^2 + \\ U_2^2 I_3^2 + U_2^2 I_1^2 + \\ U_3^2 I_1^2 + U_3^2 I_2^2 \end{array} \right\} - 2 \left\{ \begin{array}{l} P_1 P_2 + \\ P_2 P_3 + \\ P_3 P_1 \end{array} \right\} - 2 \left\{ \begin{array}{l} Q_1 Q_2 + \\ Q_2 Q_3 + \\ Q_3 Q_1 \end{array} \right\}}$$

Calculul cu metoda II: se calculează puterea deformantă pentru cele două curbe nesinusoidale folosind expresia simbolică cu sumă circulară unidirecțională (relația 1.55):

$$D^2 = \sum_{\substack{i,k=1 \\ i \neq k}}^3 [U_i^2 I_k^2 + U_k^2 I_i^2 - 2U_i U_k I_i I_k \cos(\varphi_k - \varphi_i)] =$$

$$= [i \neq k] \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{l} k=1 \\ i=2 \end{array} \right) \Rightarrow [U_2^2 I_1^2 + U_1^2 I_2^2 - 2U_2 U_1 I_2 I_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] \\ \left(\begin{array}{l} k=2 \\ i=3 \end{array} \right) \Rightarrow [U_3^2 I_2^2 + U_2^2 I_3^2 - 2U_3 U_2 I_3 I_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_3)] \\ \left(\begin{array}{l} k=3 \\ i=1 \end{array} \right) \Rightarrow [U_1^2 I_3^2 + U_3^2 I_1^2 - 2U_1 U_3 I_1 I_3 \cos(\varphi_3 - \varphi_1)] \end{array} \right\}$$

$$D = \sqrt{\left\{ \begin{array}{l} U_1^2 I_2^2 + U_1^2 I_3^2 + \\ U_2^2 I_3^2 + U_2^2 I_1^2 + \\ U_3^2 I_1^2 + U_3^2 I_2^2 \end{array} \right\} - 2 \left\{ \begin{array}{l} U_2 U_1 I_2 I_1 \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \\ U_3 U_2 I_3 I_2 \cos(\varphi_3 - \varphi_2) \\ U_1 U_3 I_1 I_3 \cos(\varphi_1 - \varphi_3) \end{array} \right\}}$$

Puterea deformantă se anulează dacă apar condițiile:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} = \dots = \frac{U_k}{I_k} = \text{const.} \\ \varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_k = \text{const.} \end{array} \right. \quad (1.57)$$

2. ECHIPAMENTE ELECTROTHERMICE INDUSTRIALE CU ARC ELECTRIC GENERATOARE DE REGIM DEFORMANT.

2.1.- ARCUL ELECTRIC ELEMENT NELINIAR DE CIRCUIT.

Sursele de regim nesinusoidal (deformant) sunt de curenți sau de tensiuni. Sursele de curenți nesinusoidali sunt formate din elemente neliniare de circuit: redresoare de putere, cuptoarele cu arc electric, instalații de sudare cu arc, lămpi cu descărcări în gaze și vapori metalici, descărcări electrice, arcul electric (nedorit) din orice instalație electrică.

Elementele neliniare pot fi modelate ca surse de curent sau ca surse de tensiune. Arcului electric i se poate asocia un model de calcul ca sursă de curent [8] (în unele cazuri).

2.1.1. Modelul matematic al arcului electric.

Elementele inerțiale (ex. arcul electric cu electrozi din cărbune-grafit) prezintă o caracteristică dinamică: controlabilă în tensiune $i_a=f(u_a)$ sau controlabilă în curent $u_a=f(i_a)$.

Regimul dinamic al arcului electric este caracterizat prin transformarea energiei electrice în energie termică datorat descărcării electrice autonome între doi electrozi aflați într-un mediu puternic ionizat.

Arcul electric are o caracteristică tensiune-curent neliniară în majoritatea domeniului curentului electric, figura (2.2).

Fenomene fizice în cadrul arcului electric

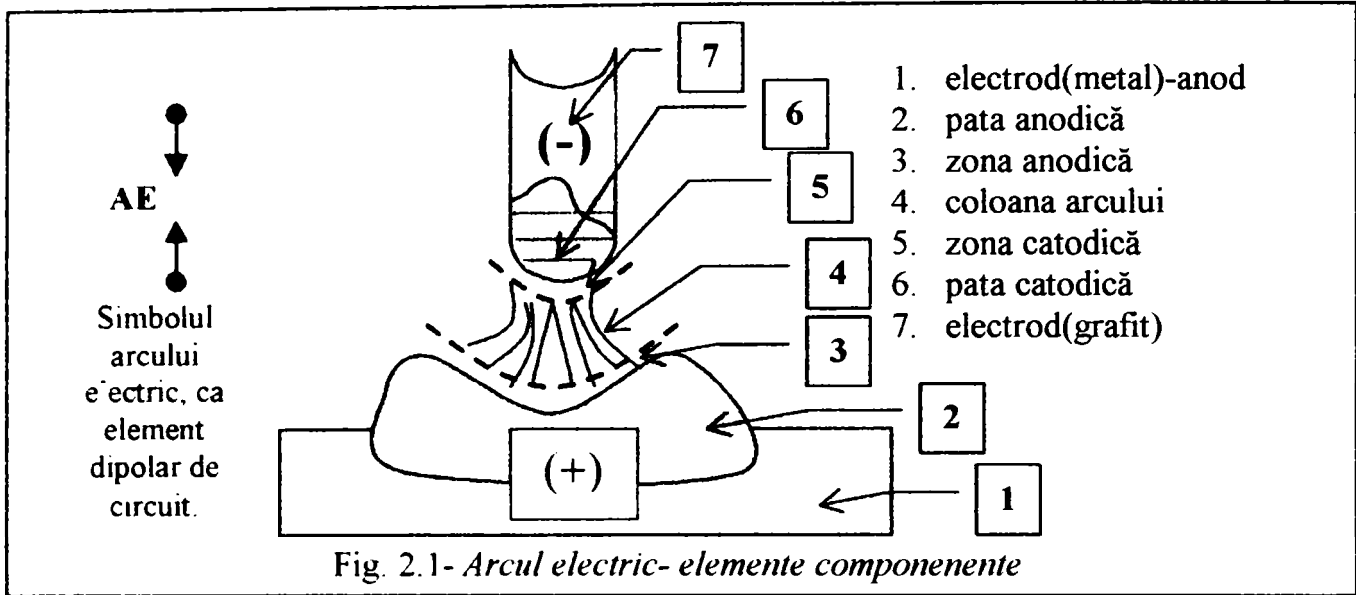
Din punct de vedere fizic, arcul electric este o descărcare electrică autonomă în gazul dintre doi electrozi, condiționată de emisia termoelectronică a catodului cald și având densitate de curent mare, sarcini spațiale în coloana de descărcare și efecte luminoase și termice intense. În figura (2.1) sunt prezentate elementele componente ale arcului electric:

Zona catodică: zona unde are loc emisia de electroni, în urma efectului termic și al acțiunii câmpului electric. Electronii sunt emiși de pata catodică, care constituie porțiunea de suprafață a catodului, în care metalul este topit.

Pata catodică: zona cu cea mai ridicată temperatură, emisia de electroni realizându-se cu intensitate maximă. Zona catodică realizează o accelerare a electronilor emiși, obținând o energie cinetică proporțională cu căderea de potențial în zona catodică.

Coloana arcului: conține o stare înaintată de ionizare, datorită în special efectului termic. Amestecul de particule existent în coloana arcului se află sub formă de plasmă,

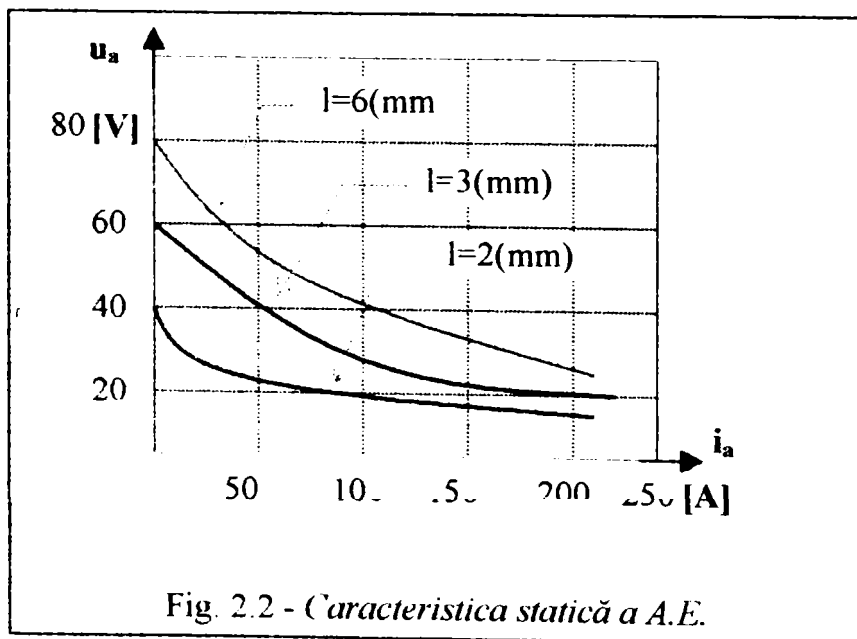
datorită temperaturii ridicate din coloană și sarcinilor de polarități diferite ale particulelor. Faptul că masa ionilor pozitivi este mult mai mare decât a electronilor, având o mobilitate redusă, va determina ca natura curentului prin coloană să fie electronică.



În lungul coloanei temperatura este practic constantă, iar repartizarea sarcinilor electrice este uniformă, coloana având o secțiune aproximativ constantă pe toată lungimea ei. Coloana arcului are temperatura cea mai înaltă în axă, temperatura scăzând foarte repede din centrul acesteia spre periferie. Scade totodată în același mod și gradul de ionizare și conductibilitatea electrică a coloanei. Descărcarea în coloana arcului poate fi considerată o descărcare într-un canal gazos, cu temperatura și conductibilitatea electrică maximă în axă.

Zona anodică: anodul primește din partea arcului electric energie sub formă de a) energie cinetică a electronilor, b) energie radiantă, c) energie de ionizare restituită. Energia primită este folosită la accelerarea electronilor în zona anodică și la *topirea anodului*, formându-se pata anodică. Pata anodică nu reprezintă însă o condiție de existență a arcului electric. Existența zonei anodice se datorește reducerii gradului de ionizare față de valoarea din coloană, datorită temperaturii reduse a anodului, fapt ce determină creșterea rezistenței electrice și a intensității câmpului în zona amintită.

Caracteristica statică tensiune- curent a A.E. corespunde punctelor de echilibru stabilizat pe care le poate avea o descărcare în arc.



Caracteristica tensiune-curent având ca parametru lungimea constantă (l) a arcului este indicată în figura (2.2). Caracteristica statică a arcului electric reprezintă dependența tensiunii arcului de intensitatea curentului electric având ca parametru lungimea arcului electric (când

intensitatea curentului variază lent, la fiecare valoare a curentului, corespunde o stare stabilă a arderii A.E).

În regim staționar (când arderea A.E. este stabilă la $I=\text{const.}$ și $U=\text{const.}$) în cazul arcului de tensiune continuă se numește caracteristică statică.

La tensiune alternativă caracteristica statică se poate construi cu valorile efective ale tensiunii și curentului electric.

Când curentul din arc variază repede în timp, nu există o stare stabilă a A.E. și tensiunea diferă față de valorile date de caracteristica statică tensiune-curent.

Datorită inerției termice și inerției la modificarea diametrului coloanei arcului, conductibilitatea și tensiunea la bornele arcului se vor determina din valorile precedente ale curentului.

Căderea de tensiune pe A.E. descrește odată cu creșterea curentului, în zona normală de lucru caracteristica tensiune-curent a A.E. dovedind că acesta într-un circuit se comportă ca o rezistență dinamică a A.E. (r_{ad}) [102]:

$$r_{ad} = \frac{du_a}{di_a} < 0 \quad (2.1)$$

A.E. este simultan un proces electric și termic. Cu cât arcul se răcește mai intens cu atât crește căderea de tensiune pe arc la curent dat.

Aprinderea A.E. înseamnă crearea condițiilor pentru o puternică emisie de electroni la catod. Emisia de electroni și accelerația lor în câmpul electric provoacă ionizarea spațiului gazos și formarea arcului electric.

Perioada tranzitorie de formare a arcului electric se caracterizează prin scăderea tensiunii și creșterea curentului electric, ca urmare a scăderii rezistenței electrice din cauza ionizării spațiului arc.

Arderea arcului electric cu curent alternativ, spre deosebire de arcul de tensiune continuă, este un proces dinamic.

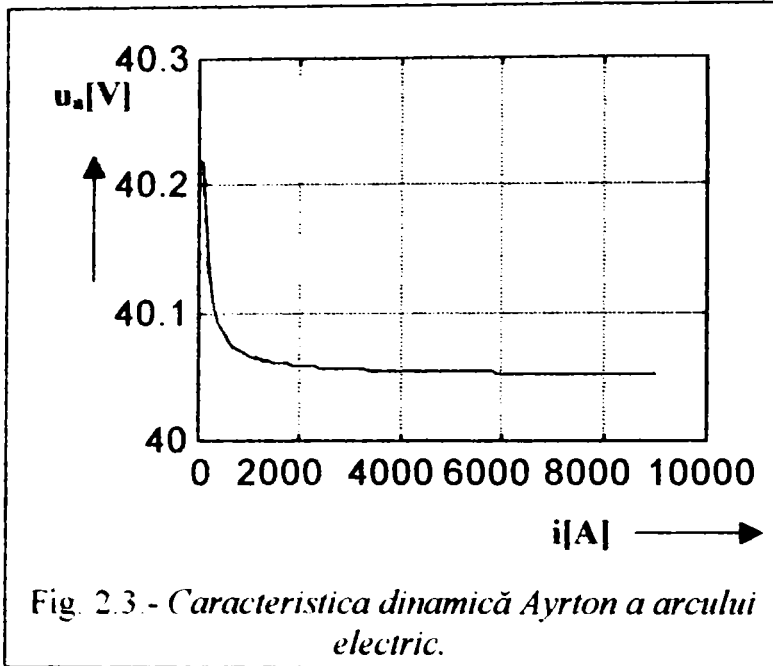
La arcul electric cu tensiune alternativă temperatura coloanei arcului urmărește cu întârziere intensitatea curentului electric, astfel că valoarea minimă a temperaturii în coloana A.E. apare după câteva grade electrice de la trecerea curentului prin valoarea zero, proces explicabil datorită existenței constantei de timp a A.E., natura și starea catodului având o influență în reaprinderea arcului electric în tensiune alternativă.

Electrozii din cărbune sunt ideali pentru reaprinderea arcului electric. Cărbunele (grafit) are conductivitatea termică redusă ($\lambda=0.7\text{W/m}\cdot\text{grad}$) și deci menține o temperatură a electrodului ridicată, chiar la trecerea curentului prin valoarea zero, astfel sunt create condiții pentru emisia termică și menținerea emisiei termice la apariția semiperioadei următoare de curent.

La fiecare trecere a curentului prin zero, arcul se stinge. Pentru a asigura continuitatea arderii arcului este necesar ca gazele din spațiul de arc să aibă un *potențial redus de ionizare*.

În afară de aceasta, tensiunea de mers în gol a sursei de sudare are o valoare suficientă pentru a provoca aprinderea arcului electric.

Regimul dinamic al arcului electric, exprimarea matematică a caracteristicii A.E. se poate face prin funcții empirice și/sau prin funcții analitice deduse din ecuația diferențială a arcului electric, de exemplu funcția lui Ayrton (relație valabilă pentru electrozi identici).



$$\boxed{u = a + \frac{b}{i}} \quad \boxed{a = \alpha + \gamma l} \quad \boxed{b = \beta + \delta l} \quad (2.2)$$

l =lungimea arcului electric [cm]
 α [V], γ [V/cm], β [VA], δ [VA/cm]
 sunt coeficienți care depind de natura electrozilor;

Exemplu pentru carbon:

$$\boxed{\begin{aligned} \alpha &= 39[\text{V}]; \\ \beta &= 11.7[\text{VA}]; \\ \gamma &= 0.21[\text{V/cm}]; \\ \delta &= 1.05[\text{VA/cm}]; \end{aligned}} \quad (2.3)$$

2.1.1.1.- Ecuația diferențială a arcului electric

Considerând bilanțul puterilor în unitatea de volum din coloana arcului electric [64], Q =energia internă a A.E., P =puterea disipată (cantitatea de căldură cedată în unitatea de timp de A.E. mediului înconjurător), ui =puterea dezvoltată în arc electric, echilibrul termodinamic al arcului electric este: $\frac{dQ}{dt} + P = ui$ (2.4)

Cantitatea de căldură Q este o funcție de conductanța arcului electric: $Q = f(G)$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{dQ}{dG} \frac{dG}{dt} \quad \frac{dQ}{dt} + P = ui \cdot G^{-1} \Rightarrow \frac{1}{G} \frac{dQ}{dt} + \frac{P}{G} = \frac{ui}{G}, \frac{1}{G} \frac{dQ}{dG} \frac{dG}{dt} + \frac{P}{G} = \frac{ui}{G}$$

$$\frac{1}{G} \frac{dQ}{dG} \frac{dG}{dt} = \frac{ui - P}{G}, \frac{1}{G} \frac{dG}{dt} = \frac{1}{\frac{dQ}{dG} \cdot \frac{G}{P}} \left(\frac{ui - P}{P} \right); \text{unde } \tau = \frac{dQ}{dG} \cdot \frac{G}{P} \quad (2.5)$$

τ =constanta de timp a arcului electric, $G=ui$ și rezultă:

$$\frac{u}{i} \frac{d\left(\frac{i}{u}\right)}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{ui - P}{P} \right), \frac{1}{i} \frac{di}{dt} - \frac{1}{u} \frac{du}{dt} = \frac{1}{\tau} \frac{ui - P}{P} \quad (2.6)$$

Ecuația diferențială neliniară (2.6), se poate integra în condiții particulare.

Rezolvarea ec în ipoteza Mayer (expresia conductivității electrice), se poate scrie sub forma:
 $k \cdot Q_0$ =constante, Q =cantitatea de căldură a arcului electric.

Constanta de timp, în ipoteza că puterea disipată ($P=P_0$ =const.), devine o constantă $\tau=(Q_0/P_0)$ numită constanta de timp în ipoteza Mayer:

$$G = f(Q) = \frac{i}{u} = ke^{\frac{Q}{Q_0}} \quad (2.7)$$

Raza arcului electric se menține constantă, figura (2.4) și se modifică numai temperatura de-a lungul arcului electric: $r_0 = \text{const.}$ (raza arcului electric).

$$\frac{1}{i} \frac{di}{dt} - \frac{1}{u} \frac{du}{dt} = \frac{f'_Q(Q)}{f(Q)} \frac{ui - P}{P}, P = P_0$$

$$f'_Q(Q) = \frac{d}{dQ} (ke^{\frac{Q}{Q_0}}) = \frac{ke^{\frac{Q}{Q_0}}}{Q_0} \quad 2.8$$

$$\frac{f'_Q(Q)}{f(Q)} = \frac{\frac{ke^{\frac{Q}{Q_0}}}{Q_0}}{ke^{\frac{Q}{Q_0}}} = \frac{1}{Q_0} \Rightarrow \frac{1}{i} \frac{di}{dt} - \frac{1}{u} \frac{du}{dt} = \frac{1}{Q_0} (ui - P_0)$$

$$\frac{1}{Q_0} (ui - P_0) = \frac{P_0}{Q_0} \left(\frac{ui}{P_0} - 1 \right) = \frac{1}{\tau} \left(\frac{ui}{P_0} - 1 \right), \tau = \frac{Q_0}{P_0}$$

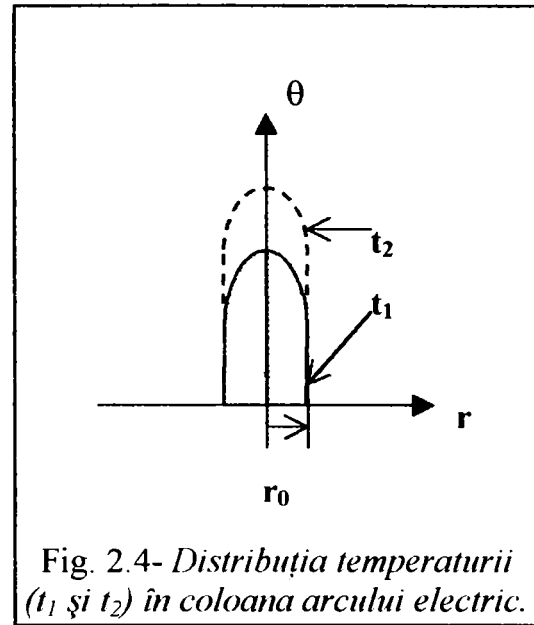


Fig. 2.4- Distribuția temperaturii (t_1 și t_2) în coloana arcului electric.

Dacă se presupune că $ui=0$ (se întrerupe circuitul), atunci în relația de echilibru termodinamic:

$dQ/dt + P_0 = 0$ ($dQ = -P_0 dt$), $P = P_0 = \text{const.}$ -puterea disipată este constantă pe durată scurtă:

$$\int_{Q_0}^Q dQ = -P_0 \int_0^t dt = -P_0 t, Q = Q_0 - P_0 t, f(Q) = ke^{\frac{-P_0 t}{Q_0}}, \text{deci pt. } t = 0 \Rightarrow k = f(Q), G_0 = ke$$

$G_0 = \text{conductanța reziduală.}$

Mărimile fizice sunt:

a) Constanta de timp, în modelul Mayer, este timpul necesar scăderii conductanței de "e" ori, după ce curentul a trecut prin valoarea zero și nu se mai introduce energie în coloana arcului.

b) Constanta Q_0 este conținutul de energie în plasmă în momentul trecerii prin zero a curentului electric.

c) Constanta "k" este conductanța arcului după trecerea unui timp egal cu constanta de timp "τ", de la întreruperea curentului. Ecuația arcului electric se poate integra pentru tensiune continuă sau pentru tensiune alternativă:

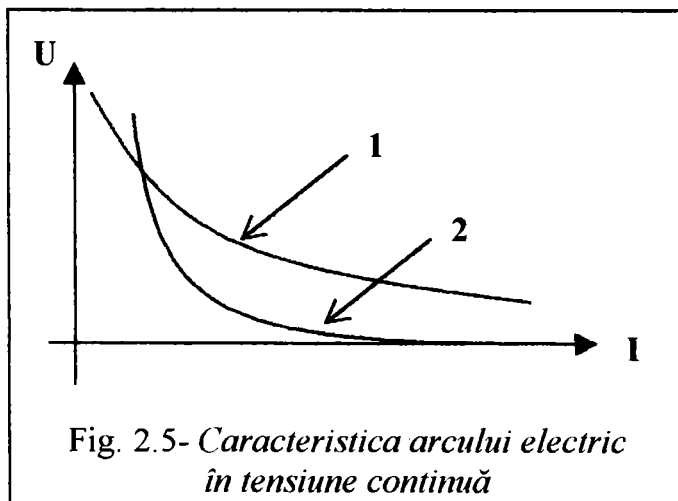


Fig. 2.5- Caracteristica arcului electric în tensiune continuă

Integrarea pentru tensiune continuă.

Caracteristica "1" rezultă din ecuația diferențială în ipoteza Mayer pentru regim staționar. Caracteristica "2" este obținută experimental figura (2.5).

$$i = ct., u = ct., \frac{di}{dt} = 0, \frac{du}{dt} = 0$$

Ecuația arcului electric devine: $ui = P$, pentru tensiune continuă, există egalitate între puterea dezvoltată și puterea disipată.

Caracteristica negativă- hiperbola echilaterală a arcului electric de tensiune continuă se explică prin faptul că variația de curent echivalează o variație în același sens a conductivității electrice și deci o variație în sens invers a tensiunii.

Integrarea pentru tensiune alternativă

Expresia analitică a tensiunii arcului electric în regim dinamic poate fi dedusă din ecuația diferențială dacă se neglijează căderile de tensiune anodică și catodică (ipoteză admisă practic, pentru cazul arcului electric lung) și dacă se admite pentru intensitatea curentului electric anumite funcții de variație a curentului în intervalul de existență a arcului electric. Ecuația diferențială a arcului electric (2.6) se rezolvă în două ipoteze[64]:

A. ($i=at$) –variația liniară în domeniul de existență a arcului electric, se poate considera că în jurul trecerii prin zero, curentul variază liniar:

$$\frac{1}{i} \frac{di}{dt} - \frac{1}{u} \frac{du}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{ui}{P_0} - 1 \right); \frac{di}{dt} = a; \frac{1}{at} a - \frac{1}{u} \frac{du}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{uat}{P_0} - 1 \right) \quad (2.9)$$

$$\frac{du}{dt} - u \left(\frac{1}{\tau} + \frac{1}{t} \right) + \frac{at}{\tau \cdot P_0} \cdot u^2 = 0$$

Ecuația (2.9) este o ecuație de tip Bernoulli pentru $\alpha=2$: $y'+P(x)y = Q(x)y^\alpha$ se reduce la o ecuație diferențială liniară de ordinul I. printr-o schimbare de funcție:

$$y^{-\alpha} y' + P(x) y^{1-\alpha} = Q(x); \text{ se notează } z = y^{1-\alpha}, z' = (1-\alpha) y^{-\alpha} y'$$

$$\Rightarrow \frac{z'}{1-\alpha} + P(x)z = Q(x); z' + (1-\alpha)P(x)z = (1-\alpha)Q(x) \quad (2.10)$$

Se integrează ec.(2.10) cu notațiile:

$$\begin{cases} (1-\alpha)P(x) = P^* \\ (1-\alpha)Q(x) = Q^* \end{cases} \rightarrow z' + P^* \cdot z = Q^* \rightarrow z = e^{-\int P^* dt} \left[C + \int Q^* e^{\int P^* dt} dt \right] \quad (2.11)$$

În ecuația (2.11) facem schimbarea de variabilă $u=1/z$:

$$\frac{du}{dt} = (-1)(z^{-1-1})z' = -\frac{z'}{z^2} \rightarrow -\frac{z'}{z^2} - \frac{1}{z} \left(\frac{1}{t} + \frac{1}{\tau} \right) = -\frac{at}{\tau P_0} \left(\frac{1}{z^2} \right) \cdot z^2 \rightarrow z' + \left(\frac{1}{t} + \frac{1}{\tau} \right) z = \frac{at}{\tau P_0} \quad (2.12)$$

Ecuația (2.12) este o ecuație neomogenă, cu notațiile:

$$\begin{cases} P(t) = \frac{1}{t} + \frac{1}{\tau} \\ Q(t) = \frac{at}{\tau P_0} \end{cases} \rightarrow$$

$$\int P dt = \int \left(\frac{1}{t} + \frac{1}{\tau} \right) dt = \ln t + \frac{t}{\tau} \rightarrow \int Q e^{\int P dt} = \int \frac{at}{\tau P_0} e^{\frac{t}{\tau}} e^{\ln t} dt = \frac{a}{\tau P_0} \int t^2 e^{\frac{t}{\tau}} dt$$

Calculul componentelor expresiei de mai sus se execută prin integrare prin părți succesive:

$$\int t^2 e^{\frac{t}{\tau}} dt = t^2 \tau e^{\frac{t}{\tau}} - \int \tau e^{\frac{t}{\tau}} 2t dt = t^2 \tau e^{\frac{t}{\tau}} - 2 \int t \tau e^{\frac{t}{\tau}} dt; (t^2 = u, du = 2t dt, dv = e^{\frac{t}{\tau}} dt, v = \tau e^{\frac{t}{\tau}})$$

$$\int t \tau e^{\frac{t}{\tau}} dt = \tau \left[t \tau e^{\frac{t}{\tau}} - \int \tau e^{\frac{t}{\tau}} dt \right] = t \tau^2 e^{\frac{t}{\tau}} - \tau^2 \tau e^{\frac{t}{\tau}} \rightarrow u = t, du = dt, dv = e^{\frac{t}{\tau}} dt, v = \tau e^{\frac{t}{\tau}}$$

$$\int t^2 e^{\frac{t}{\tau}} dt = t^2 \tau e^{\frac{t}{\tau}} - 2 \left[t \tau^2 e^{\frac{t}{\tau}} - \tau^3 e^{\frac{t}{\tau}} \right] = \tau^2 e^{\frac{t}{\tau}} - 2\tau^2 t e^{\frac{t}{\tau}} + 2\tau^3 e^{\frac{t}{\tau}}$$

$$\int Q e^{\int P dt} = \frac{a}{\tau P_0} \int t^2 e^{\frac{t}{\tau}} dt = \frac{a}{\tau P_0} \left[\tau^2 e^{\frac{t}{\tau}} - 2\tau^2 t e^{\frac{t}{\tau}} + 2\tau^3 e^{\frac{t}{\tau}} \right] = \frac{a}{P_0} e^{\frac{t}{\tau}} \left[t^2 - 2\tau t + 2\tau^2 \right]$$

Soluția rezultă:

$$z = e^{-\left(\frac{t}{\tau} + \ln t\right)} \left[C + \left\{ \frac{a}{P_0} e^{\frac{t}{\tau}} (t^2 - 2t\tau + 2\tau^2) \right\} \right] = \frac{Ce^{-\frac{t}{\tau}}}{t} + \frac{a}{P_0 t} [t^2 - 2t\tau + 2\tau^2]$$

Pentru determinarea constantei "C" se pune condiția ca la $t=0$, $G(0)=G_0$, unde G_0 =conductanța arcului electric corespunzătoare trecerii prin zero a curentului electric.

$$u = \frac{1}{z} = \frac{1}{\frac{Ce^{-\frac{t}{\tau}}}{t} + \frac{a}{P_0 t} [t^2 - 2t\tau + 2\tau^2]} = \frac{t}{Ce^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{a}{P_0} [t^2 - 2t\tau + 2\tau^2]}$$

$$G = \frac{i}{u} = \frac{at}{u} = atz = aCe^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{a^2}{P_0} [t^2 - 2t\tau + 2\tau^2]; G_0 = aC + \frac{a^2}{P_0} 2\tau^2 \Rightarrow C = \frac{G_0}{a} - \frac{a}{P_0} 2\tau^2$$

Expresia tensiunii pe arcul electric în ipoteza Mayer devine:

$$u = \frac{t}{\left(\frac{G_0}{a} - \frac{a}{P_0} 2\tau^2 \right) e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{a^2}{P_0} [t^2 - 2t\tau + 2\tau^2]} \quad (2.13)$$

Constanta de timp a arcului electric determinată cu ipoteza Mayer este de ordinul ($\tau=10^{-5}$ s). Termenul de la numitor care conține pe ($e^{-t/\tau}$) poate fi neglijat pentru valori ale raportului ($t/\tau \geq 10$), deci pentru ($t \geq 10^{-4}$ s) se poate neglija; astfel se obține tensiunea din relația (2.13):

$$u = \frac{P_0}{a} \cdot \frac{t}{t^2 - 2t\tau + 2\tau^2} = \frac{P_0}{a} \cdot \frac{\frac{t}{\tau^2}}{\left(\frac{t}{\tau}\right)^2 - 2\frac{t}{\tau} + 2} = \frac{P_0}{a\tau} \cdot \frac{t}{\left(\frac{t}{\tau}\right)^2 - 2\frac{t}{\tau} + 2} \quad (2.14)$$

Reprezentarea grafică a relației(2.14) se obține, considerând timpul relativ în notația:($x=t/\tau$), și calculând valoarea vârfului de aprindere în unități relative:

$$\left\langle \frac{P_0}{a\tau} \right\rangle [V]; i = at \rightarrow [a] = \left[\frac{A}{s} \right]; u_0 [V] = \frac{P_0}{a\tau}; \frac{u}{u_0} = \frac{\frac{t}{\tau}}{\left(\frac{t}{\tau}\right)^2 - 2\frac{t}{\tau} + 2} \rightarrow \frac{u}{u_0} = \frac{x}{x^2 - 2x + 2} \quad (2.15)$$

Extremele relației (2.15):

$$\frac{d\left(\frac{u}{u_0}\right)}{dx} = \frac{x^2 - 2x + 2 - (2x - 2)x}{(x^2 - 2x + 2)^2} = \frac{-x^2 + 2}{(x^2 - 2x + 2)^2}; \frac{d\left(\frac{u}{u_0}\right)}{dx} = 0 \Rightarrow x^2 = 2; x = \frac{t}{\tau} = \pm\sqrt{2}$$

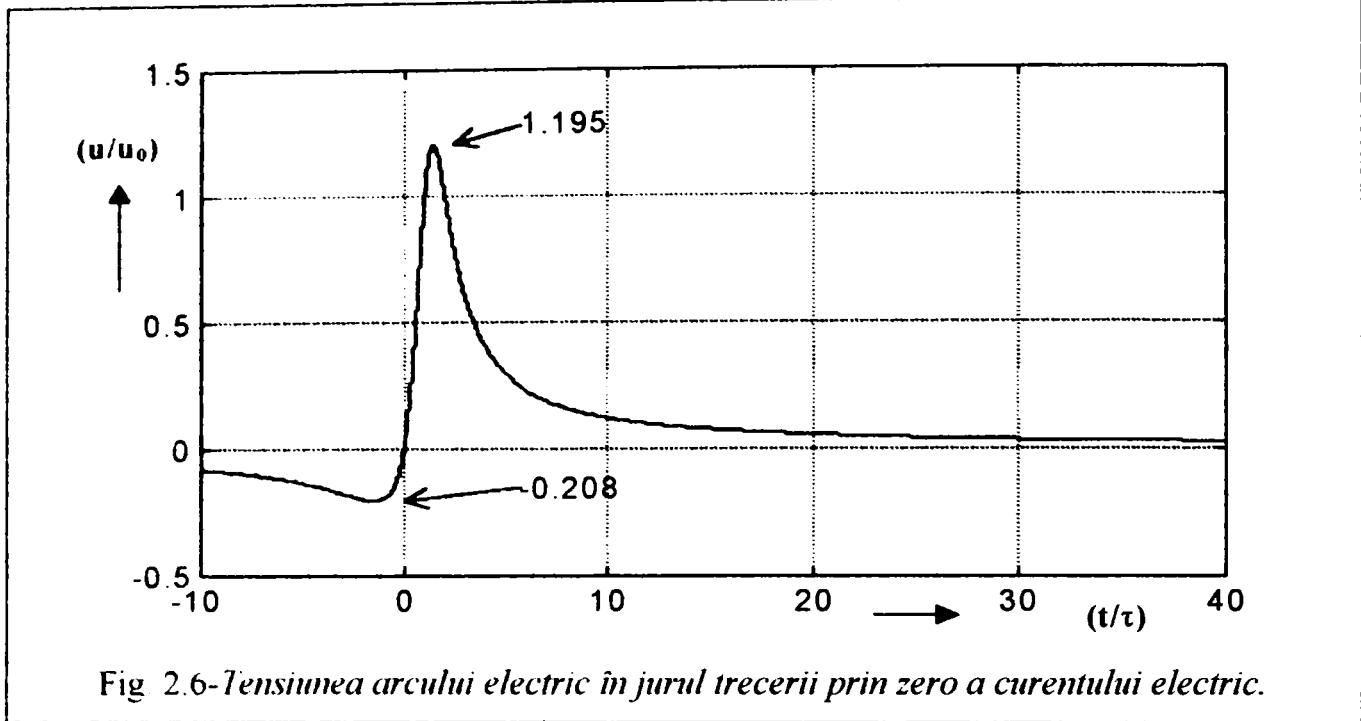


Fig. 2.6-Tensiunea arcului electric în jurul trecerii prin zero a curentului electric.

Valorile vârfurilor de aprindere, calculate în unități relative sunt în figura (2.6):

$$\left(\frac{u}{u_0}\right)_{x=\sqrt{2}} = \frac{x}{x^2 - 2x + 2} \Big|_{x=\sqrt{2}} \cong 1.195; \left(\frac{u}{u_0}\right)_{x=-\sqrt{2}} = \frac{x}{x^2 - 2x + 2} \Big|_{x=-\sqrt{2}} \cong -0.208$$

Pentru valorile arcului electric din cuptorul cu arc paragraful (2.2.3) const. de timp $\tau=5 \cdot 10^{-6}(s)=5\mu s$ și puterea disipată $P_0=400kW$, constanta "a" $a=\omega\sqrt{2}I=314 \cdot \sqrt{2} \cdot 7 \cdot 10^3=3.1 \cdot 10^6$ (A/s), $I_e=7kA$.

B. Ipoteza ($i=I_m \sin \omega t$), curentului alternativ sinusoidal.

În ipoteza Mayer, în ecuația diferențială neliniară (2.6) se introduce expresia intensității curentului electric sinusoidal:

$$\frac{di}{dt} = \omega I_m \cos \omega t; \frac{1}{I_m \sin \omega t} \omega I_m \cos \omega t - \frac{1}{u} \frac{du}{dt} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{u I_m \sin \omega t}{P_0} - 1 \right) \cdot [-(u)]$$

$$\boxed{\frac{du}{dt} - u \left(\frac{1}{\tau} + \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t} \right) + \frac{I_m \sin \omega t}{\tau P_0} u^2 = 0} \quad (2.16)$$

Expresia (2.16) este o ecuație diferențială de tip Bernoulli, în relația (2.9), cu substituția: $u=1/z$:

$$\boxed{z' + \left(\frac{1}{\tau} + \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t} \right) z = \frac{I_m \sin \omega t}{\tau P_0}} \quad (2.17)$$

Ecuția diferențială de ordinul I, are soluția: $z = e^{-\int P(t) dt} \left[C + \int Q(t) e^{\int P(t) dt} dt \right]$ unde :

$P(t) = \frac{1}{\tau} + \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t}, Q(t) = \frac{I_m \sin \omega t}{\tau P_0}$. Calculul integralelor P(t) și Q(t) se face:

$$\int P(t) dt = \int \left(\frac{1}{\tau} + \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t} \right) dt = \frac{t}{\tau} + \int \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t} dt = \frac{t}{\tau} + \ln(\sin \omega t), (\ln u)' = \frac{(\sin \omega t)'}{\sin \omega t} = \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t}$$

$$\int Q(t) e^{\int P(t) dt} dt = \int \frac{I_m \sin \omega t}{\tau P_0} e^{\frac{t}{\tau}} e^{\ln(\sin \omega t)} dt = \frac{I_m}{\tau P_0} \int \sin^2(\omega t) e^{\frac{t}{\tau}} dt \xrightarrow{\text{integrare prin părți}} u = \sin^2(\omega t)$$

$$du = \omega \sin(2\omega t) dt, dv = e^{\frac{t}{\tau}} dt, v = \tau e^{\frac{t}{\tau}}$$

Soluția ecuației (2.17) este:

$$z = e^{-\int \left(\frac{1}{\tau} + \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t} \right) dt} \left[C + \int \frac{I_m \sin \omega t}{\tau P_0} e^{\int \left(\frac{1}{\tau} + \frac{\omega \cos \omega t}{\sin \omega t} \right) dt} dt \right] = \frac{C e^{-t/\tau}}{\sin \omega t} + \frac{I_m e^{-t/\tau}}{\tau P_0 \sin \omega t} \int \sin^2 \omega t \cdot e^{t/\tau} dt \quad (2.18)$$

$$\int e^{ax} \sin px dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + p^2} (a \sin px - p \cos px)$$

Utilizând expresile:

$$\int e^{ax} \sin^2 px dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + 4p^2} (a \sin^2 px - 2p \cos px \sin px + \frac{2p^2}{a})$$

$$\int \sin^2 \omega t \cdot e^{t/\tau} dt \xrightarrow{a=1/\tau, p=\omega} \frac{e^{t/\tau}}{\left(\frac{1}{\tau}\right)^2 + 4\omega^2} \left(\frac{1}{\tau} \sin^2 \omega t - 2\omega \cos \omega t \sin \omega t + 2\omega^2 \tau \right)$$

Relația (2.18) devine:
$$z = \frac{C e^{-t/\tau}}{\sin \omega t} + \frac{I_m}{\tau P_0 \sin \omega t} \left[\sin \omega t \frac{\frac{1}{\tau} \sin \omega t - 2\omega \cos \omega t}{\frac{1}{\tau^2} + 4\omega^2} + \frac{2\tau\omega^2}{\frac{1}{\tau^2} + 4\omega^2} \right]$$

Folosind expresile:
$$\begin{cases} 2\omega\tau = \cot \varphi; \sin \varphi = \frac{1}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}}; \cos \varphi = \frac{2\omega\tau}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}} \end{cases}$$

$$z = \frac{C e^{-t/\tau}}{\sin \omega t} + \frac{I_m}{\tau P_0 \sin \omega t} \left[\frac{\tau^2 \left(\frac{1}{\tau} \sin \omega t - 2\omega \cos \omega t \right)}{1+4\omega^2\tau^2} \sin \omega t + \frac{2\tau\omega^2\tau^2}{1+4\omega^2\tau^2} \right] = \frac{C e^{-t/\tau}}{\sin \omega t} +$$

$$+ \frac{I_m}{P_0 \sin \omega t} \left[\left(\frac{\sin \omega t}{1+4\omega^2\tau^2} - \cos \omega t \frac{2\omega\tau}{1+4\omega^2\tau^2} \right) \sin \omega t + \left(\frac{\cos^2 \varphi}{2} \right) \right] = \frac{C e^{-t/\tau}}{\sin \omega t} +$$

$$+ \frac{I_m}{P_0 \sin \omega t} \left[\sin \omega t \sin \varphi (\sin \omega t \sin \varphi - \cos \omega t \cos \varphi) + \frac{1}{2} \cos^2 \varphi \right] =$$

$$= \frac{C e^{-t/\tau}}{\sin \omega t} + \frac{I_m}{2P_0 \sin \omega t} \left[\cos^2 \varphi - 2 \sin \omega t \sin \varphi \cos(\omega t + \varphi) \right] =$$

$$= \frac{C e^{-t/\tau}}{\sin \omega t} + \frac{I_m}{2P_0 \sin \omega t} \left[1 - \frac{\sin(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}} \right]$$

Relația de mai sus se înmulțește cu $i = I_m \sin \omega t$, revenindu-se la substituțiile inițiale: $z = 1/u$, $zi = G$ (conductanța arcului electric).

$$zi = G = C e^{-t/\tau} I_m + \frac{I_m^2}{2P_0} \left[1 - \frac{\sin(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{1+4\omega^2\tau^2}} \right] \quad (2.19)$$

Constanta de integrare din relația (2.19) se determină din condițiile inițiale: $G = G_0$ la $t = 0$

$$G_0 = C \cdot I_m + \frac{I_m^2}{2P_0} \left[1 - \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1 + 4\omega^2 \tau^2}} \right] \Rightarrow C = \frac{G_0}{I_m}$$

$$z = \frac{G_0 e^{-t/\tau}}{I_m \sin \omega t} + \frac{I_m}{2P_0 \sin \omega t} \left[1 - \frac{\sin(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{1 + 4\omega^2 \tau^2}} \right] = \frac{I_m}{2P_0 \sin \omega t} \left[1 - \frac{\sin(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{1 + 4\omega^2 \tau^2}} + \frac{G_0 e^{-t/\tau} 2P_0}{I_m^2} \right]$$

$$u = \frac{1}{z} = \frac{2P_0}{I_m} \frac{\sin \omega t}{\frac{G_0 e^{-t/\tau} 2P_0}{I_m^2} + 1 - \frac{\sin(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{1 + 4\omega^2 \tau^2}}}, P_0 = u_0 i_0, P_0 G_0 = i_0^2, \frac{2P_0 G_0 e^{-t/\tau}}{I_m^2} = 2 \left(\frac{i_0}{I_m} \right)^2 e^{-t/\tau}$$

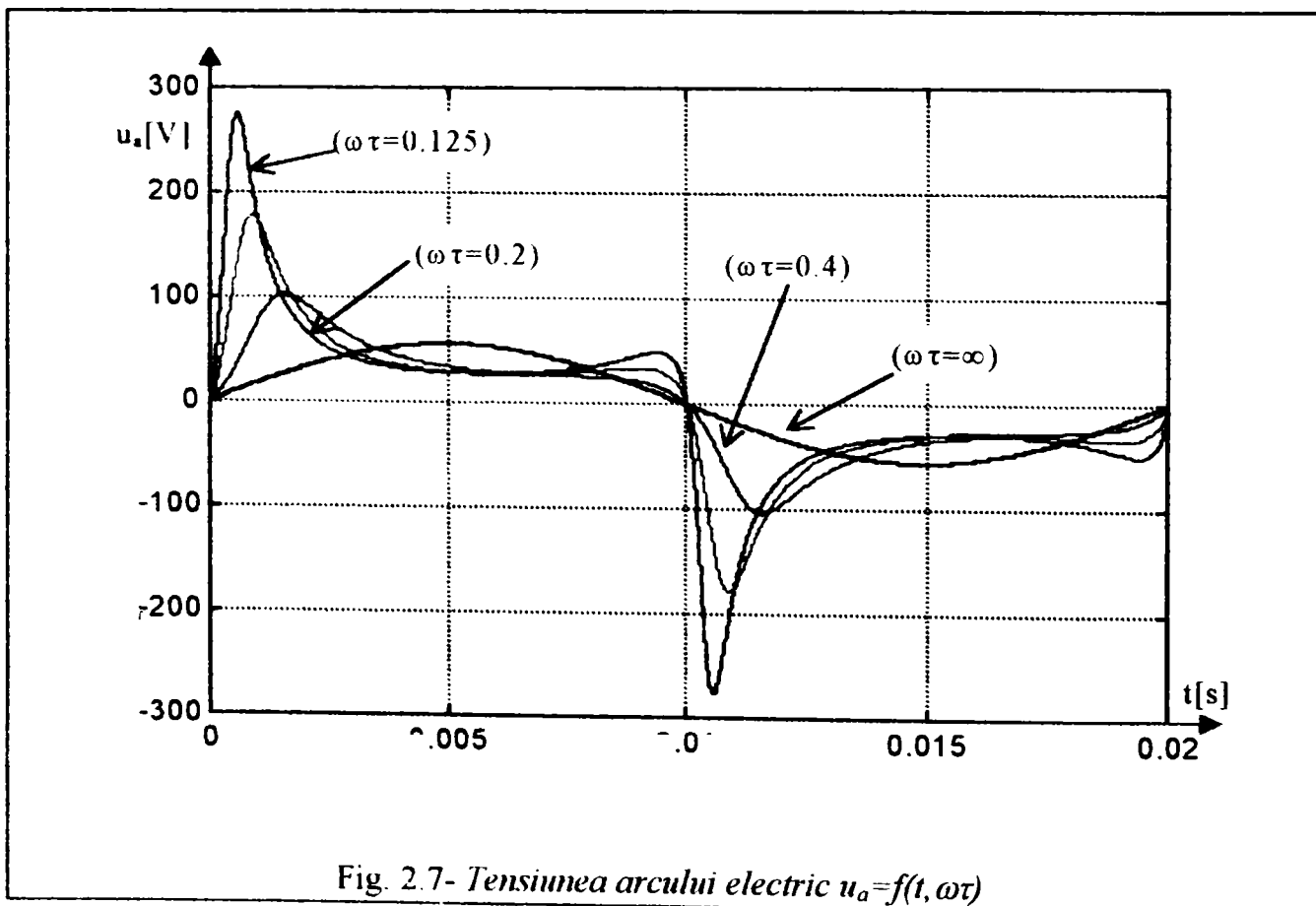
i_0 = valoarea medie a curentului în jurul trecerii prin zero ($i_0 \ll I_m, 2P_0 G_0 e^{-t/\tau} / I_m^2 \approx 0$).

Tensiunea arcului electric este:
$$u_a = \frac{2P_0}{I_m} \frac{\sin \omega t}{1 - \frac{\sin(2\omega t + \varphi)}{\sqrt{1 + 4\omega^2 \tau^2}}}, \varphi = \text{arcctg}(2\omega\tau) \quad (2.20)$$

Pentru $\omega\tau \rightarrow \infty$ ($2\pi f\tau \rightarrow \infty$), pentru frecvențe foarte mari ale curentului, tensiunea arcului

electric este:
$$\begin{cases} \varphi = \text{arcctg} 2\omega\tau = \text{arcctg} \infty = 0 \\ u = \frac{2P_0}{I_m} \sin \omega t \end{cases}, \text{ în fază cu intensitatea curentului electric.}$$

Reprezentarea relației (2.20) cu parametrul ($\omega\tau$) este arătată în figura (2.7):



Pentru ($\omega\tau=0$), vârfurile de tensiune au valoare infinită. Dacă ($\omega\neq 0$) $\Rightarrow\tau=Q_0/P_0=0$. Condiția este îndeplinită dacă $P_0=\infty$, adică practic puterea disipată este foarte mare.

La trecerea curentului alternativ, în mod natural, prin valoarea zero, când $i=0$, avem:

$$\int_{Q_0}^Q dQ = -P_0 \int_0^t dt, Q - Q_0 = -P_0 t, Q = Q_0 - P_0 t, G = ke^{\frac{Q}{Q_0}} = ke^{\frac{Q_0 - P_0 t}{Q_0}} = ke^{-\frac{t}{\tau}}, \tau = \frac{Q_0}{P_0} \quad (2.21)$$

Originea timpului s-a considerat în momentul trecerii prin zero a curentului, și în momentele de timp următoare, puterea disipată $P=P_0=\text{const}$. Dacă în relația conductanței (2.19), avem $t=\tau$, se obține conductanța arcului electric după un timp egal cu constanta de timp ($G_\tau=k$), pentru $t=0\rightarrow G_0=ke$, deci constanta "k" este constanta arcului electric după trecerea unui timp egal cu constanta de timp " τ ", de la întreruperea curentului (trecerea prin zero).

Constanta Q_0 reprezintă conținutul de energie în plasmă în momentul trecerii prin zero a curentului electric, iar constanta de timp " τ " în modelul Mayer, este timpul necesar scăderii conductanței de "e" ori, după ce curentul a trecut prin valoarea zero și nu se mai introduce energie în coloana arcului electric. Conductanța electrică a arcului prezintă un aspect inerțial (este G_0 la trecerea curentului prin valoarea zero), ea urmărește cu întârziere variațiile intensității curentului de arc $i_a(t)$, (2.1.1.2).

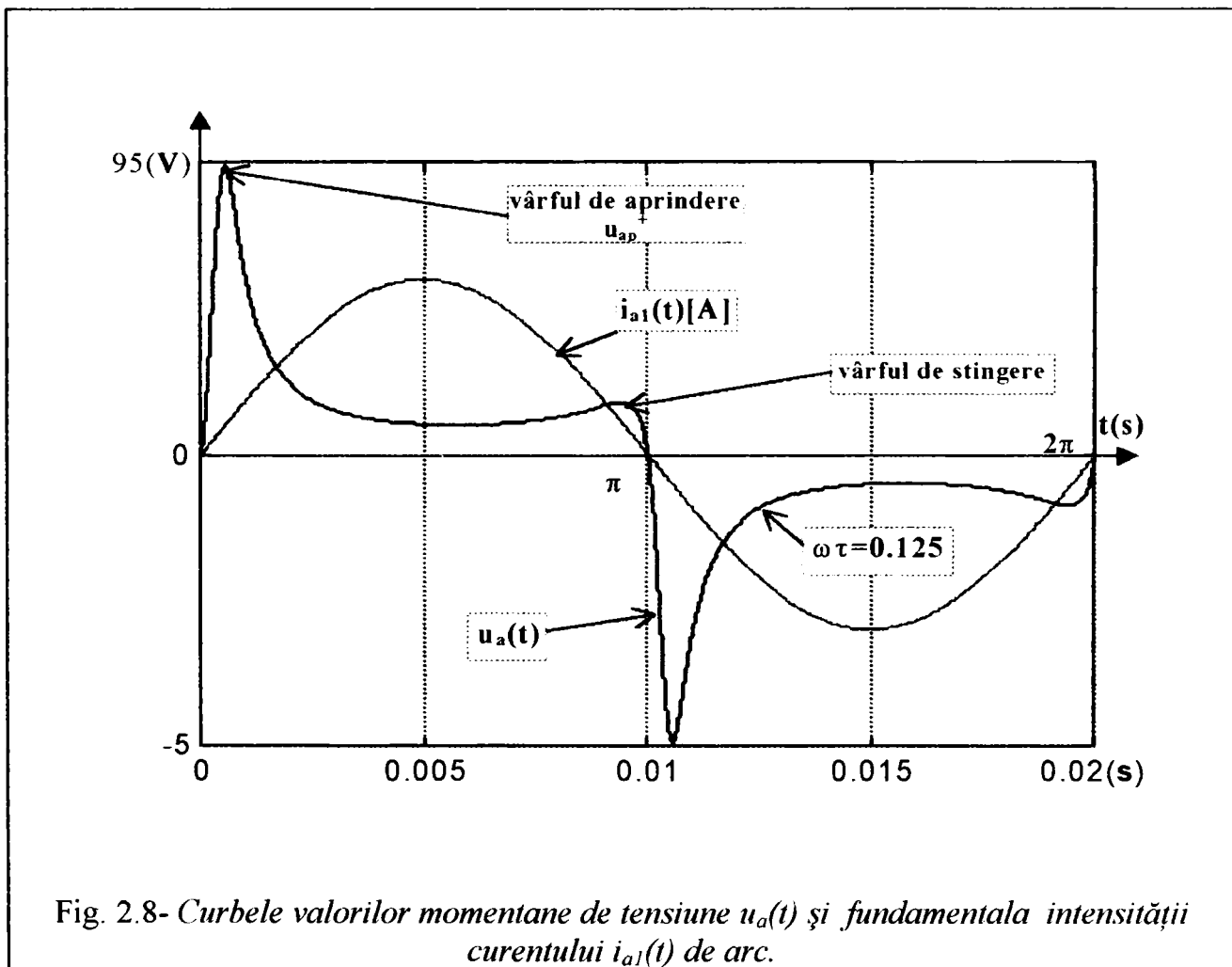
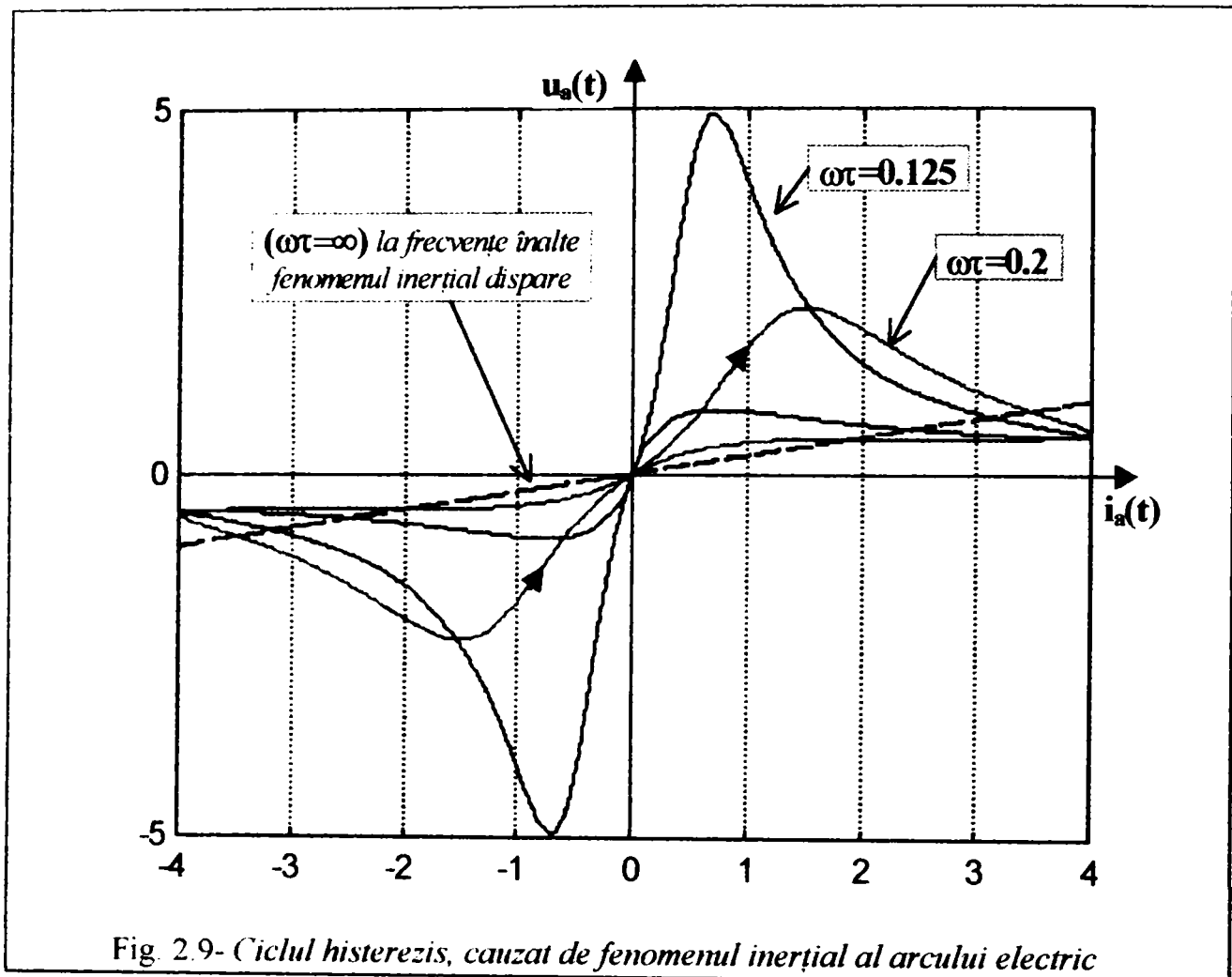


Fig. 2.8- Curbele valorilor momentane de tensiune $u_a(t)$ și fundamentala intensității curentului $i_{a1}(t)$ de arc.

La reaprinderea arcului electric de tensiune alternativă, conductanța este G_0 (minimă), rezistența electrică maximă și tensiunea foarte mare sub forma vârfurilor de aprindere figura (2.8).



Arcul electric prezintă o caracteristică cu histerezis la frecvențe joase, figura (2.9). Deoarece la cuptoarele cu arc electric, arcul este de diametrul mare, conductanța nu scade repede la trecerea curentului prin valoarea zero.

Concluzie:

Definirea caracteristicii dinamice poate fi făcută numai pe durata arderii arcului electric- după amorsarea acestuia, și numai în cazul arderii fără pauze de curent.

În orice caz, trebuie exclusă prima semiperioadă și referirea se face la un regim staționar.

2.1.1.2- Analiza circuitului electric al arcului de curent alternativ.

În paragraful precedent caracterizarea arcului electric în zona trecerii prin zero a curentului alternativ, s-a făcut cu ajutorul ecuației generale a arcului în regim dinamic, în ipoteza conservării constantei de timp și a dependenței liniare a puterii disipate de arc. Aceasta se justifică fizic prin faptul că în zona curentului scăzător, datorită inerției termice a coloanei arcului, puterea disipată de arc este superioară puterii introduse de arc.

Reapriinderea arcului este posibilă datorită existenței între vârful electrodului și baia de metal lichid a așa-numitei plasmă reziduale precum și a curentului de emisie termoelectronică din zona catodului [102].

A.-Explicații fenomenologice.

Tensiunea de ardere a arcului electric.

Pentru ca arcul să poată exista trebuie ca tensiunea de ardere să fie atât de mare încât energia arcului să acopere atât căldura acumulată în structurile învecinate ale mediului de lucru (cuva cuptorului cu arc), cât și cea cedată structurilor mai îndepărtate.

Tensiunea arcului însumează valorile gradientilor pe întreaga distanță dintre electrozii între care arde, rezultând astfel o dependență simplă între lungime și tensiune. După inițierea arcului, moment în care gradientul este maximal, relația între tensiune și lungime este la început liniară, iar apoi panta scade.

Caracteristica tensiune- curent a arcului electric.

Dacă se menține constantă distanța dintre electrozi, se variază cu viteză suficient de mare tensiunea de alimentare a descărcării electrice și se măsoară intensitatea curentului corespunzător pentru diferite secțiuni a electrozilor de grafit, caracteristica este crescătoare, dar prezintă un cot ce desparte două domenii caracterizate printr-o comportare diferită a arcului electric. La curenți mici, curba este puternic crescătoare,

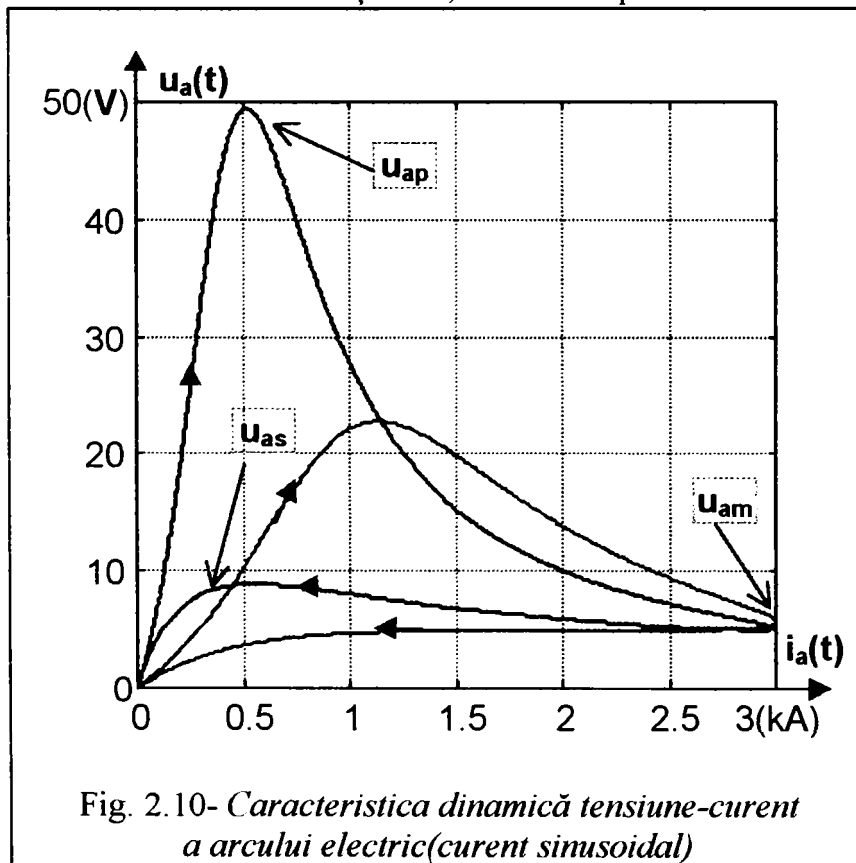


Fig. 2.10- Caracteristica dinamică tensiune-curent a arcului electric(curent sinusoidal)

scadă progresiv odată cu creșterea intensității curentului. " U_{am} " este tensiunea minimă corespunzătoare momentului valorii maxime a curentului. " U_{as} " este tensiunea de stingere,

cea ce indică figura (2.10) un schimb de căldură între coloana de arc și mediul înconjurător (încălzirea cuptorului electric cu arc), mai mare ca energia disipată în coloana arcului. La curenți mai mari energia disipată ridică temperatura straturilor apropiate coloanei de arc, schimbând structura și conductibilitatea termică. Gradul de ionizare crește, rezistența arcului scade, tensiunea arcului menținându-se aproximativ constantă,

anterior momentului când curentul și tensiunea la bornele arcului trec prin zero și rezistența arcului electric are o valoare condiționată de condițiile de ardere ($u_{ap} > u_{as}$)

Datorită inerției termice procesele de ionizării și cele de disociație nu pot urmări variația rapidă a intensității curentului electric, spațiul de arc păstrându-și încă un anumit grad de ionizare. Tensiunea de aprindere u_{ap} este strâns legată de procesele care au loc în timpul pauzei de curent termoelectronic. Tensiunea de stingere u_{as} depinde de inerția de deionizare a gazului, conductivitatea acestuia modificându-se mai lent.

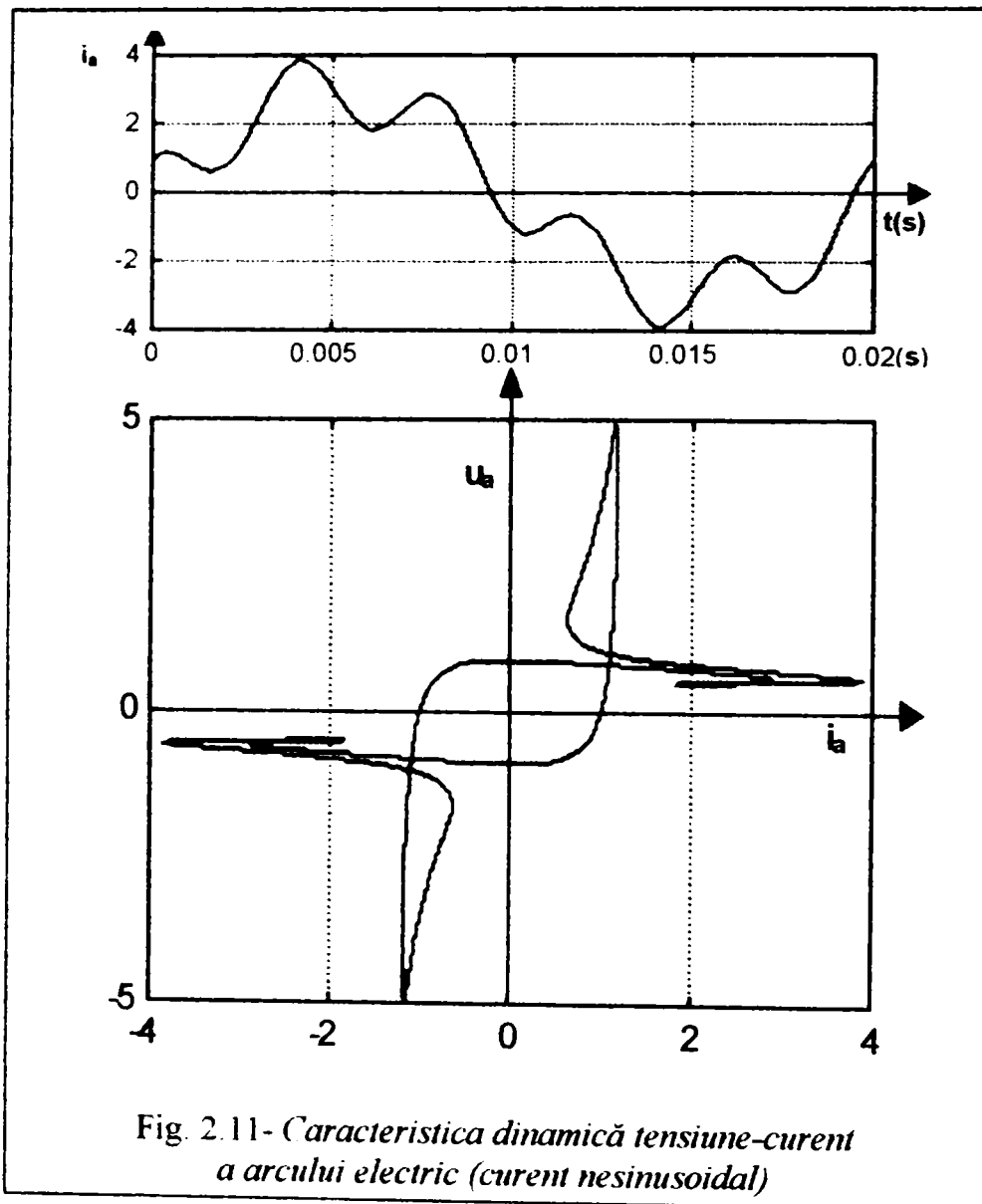


Fig. 2.11- Caracteristica dinamică tensiune-curent a arcului electric (curent nesinusoidal)

În acest punct caracteristica dinamică prezintă un cot, întrucât presiunea internă capătă valori suficient de mari și se creează condiții favorabile procesului de ionizare. Intensitatea curentului începe să scadă, dar pe această porțiune tensiunea coloanei arcului crește. Cu cât deionizarea este mai intensă, cu atât este mai rapidă creșterea rezistenței arcului.

La partea superioară a caracteristicii presiunea din electrozi ajunge la valoarea maximă, structura oțelului se stabilizează termic, iar arcul atinge tensiunea cea mai mare. Solicitățile mecanice ale cuvei cuptorului cu arc sunt maxime atunci când

arcul electric disipă în volumul de oțel energia cea mai mare. Dacă intensitatea curentului electric este nesinusoidală caracteristica dinamică a arcului electric prezintă mai multe puncte caracteristice figura (2.11).

B).- Analiza în domeniul timp a arcului electric de curent alternativ

Caracterul circuitului electric și schema de conexiuni din instalația electrică a echipamentului electrotermic influențează evoluția funcționării acestuia la alimentarea la tensiune alternativă. Stabilitatea dinamică a sistemului sursă-arc electric de tensiune alternativă, este determinată de condițiile reaprinderii ușoare a arcului electric după trecerea intensității curentului electric prin valoarea zero, în funcționare periodică.

Pot apărea cazurile:

B1. Arcul electric în serie cu o bobină cu inductivitatea "L"

Determinăm intensitatea curentului electric a arcului $i_a(t)$, în serie cu bobina "L" cu tensiune sinusoidală la borne $u(t)$.

Datorită caracterului inductiv[139] al circuitului, tensiunea sursei este defazată cu unghiul $\varphi = \omega t$ (unde ω este pulsația tensiunii sinusoidale aplicate, în cazul arcului electric apare regimul deformant și se precizează pulsația fundamentalei) înaintea curentului inductiv "i" din circuit (care rezultă în absența arcului electric, și care este o undă sinusoidală, figura (2.12):

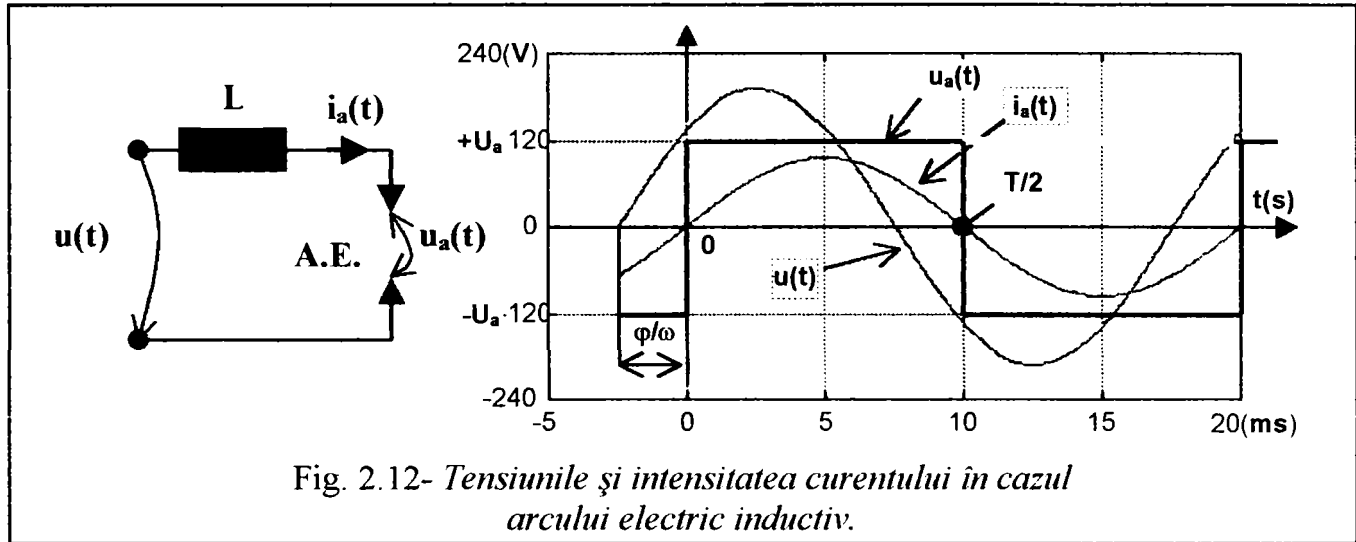


Fig. 2.12- Tensiunile și intensitatea curentului în cazul arcului electric inductiv.

La momentul $t=0$, în figura (2.12), tensiunea sursei are valoarea $U_m \sin \varphi$ deoarece $u(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, U_m =valoarea maximă a tensiunii sinusoidale. Dacă valoarea $u_a(t)$ a tensiunii arcului, este tensiunea de aprindere, aproximată ca fiind egală cu tensiunea la bornele arcului (aproximată constantă pe intervalul semiperioadei) atunci în momentele $t=0$ și $t=T/2$, este asigurată reaprinderea arcului electric. $u(0) = U_m \sin \varphi = U_a$. Condiția de ardere continuă a arcului electric este: $U_m \sin \varphi > u_{ap} = U_a$. Pentru semiperioada ($0 \div \omega t = T/2$) se poate scrie:

$$U_m \sin(\omega t + \varphi) = L \frac{di_a}{dt} + U_a \quad (2.22)$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{U_m}{L} \sin(\omega t + \varphi) - \frac{U_a}{L}, i_a = \int \frac{U_m}{L} \sin(\omega t + \varphi) dt - \int \frac{U_a}{L} dt = -\frac{U_m}{L\omega} \cos(\omega t + \varphi) - \frac{U_a}{L} t + k$$

Condiția inițială: $i_a(0)=0$, $-\frac{U_m}{L\omega} \cos \varphi + k = 0 \Rightarrow k = \frac{U_m}{L\omega} \cos \varphi$

$$i_a(t) = \frac{U_m}{L\omega} [\cos \varphi - \cos(\omega t + \varphi)] - \frac{U_a}{L} t \quad (2.23)$$

$$u(0) = U_m \sin \varphi = U_a, \sin \varphi = \frac{U_a}{U_m}, \varphi = \arcsin \frac{U_a}{U_m}, i_a(0) = 0, i_a\left(\frac{T}{2}\right) = 0, \omega T = 2\pi$$

$$\Rightarrow \frac{U_m}{L\omega} [\cos \varphi - \cos(\omega \frac{T}{2} + \varphi)] - \frac{U_a}{L} \frac{T}{2} = 0 \rightarrow 2U_m [\cos \varphi - \cos(\omega \frac{T}{2} + \varphi)] = U_a \omega T \quad (2.24)$$

$$\cos(\pi + \varphi) = -\cos \varphi = U_a \pi \Rightarrow U_m [\cos \varphi + \cos \varphi] = U_a \pi \rightarrow \cos \varphi = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_a}{U_m}$$

Intensitatea curentului figura (2.13) este o undă periodică antisimetrică $i(t) = -i(t+T/2)$

$$i_a(t) = -\frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{U_a}{\omega L} \left[\frac{\pi}{2} - \omega t \right] \quad (2.25)$$

Expresia curentului de arc $i_a(t)$ (2.25), conține două componente: una cosinusoidală, defazată cu $(\pi/2)$ în urma tensiunii sursei

$$i_a'(t) = -\frac{U_m}{\omega L} \cos(\omega t + \varphi) \text{ și alta liniară } i_a''(t) = \frac{U_a}{\omega L} \left[\frac{\pi}{2} - \omega t \right] \quad (2.26)$$

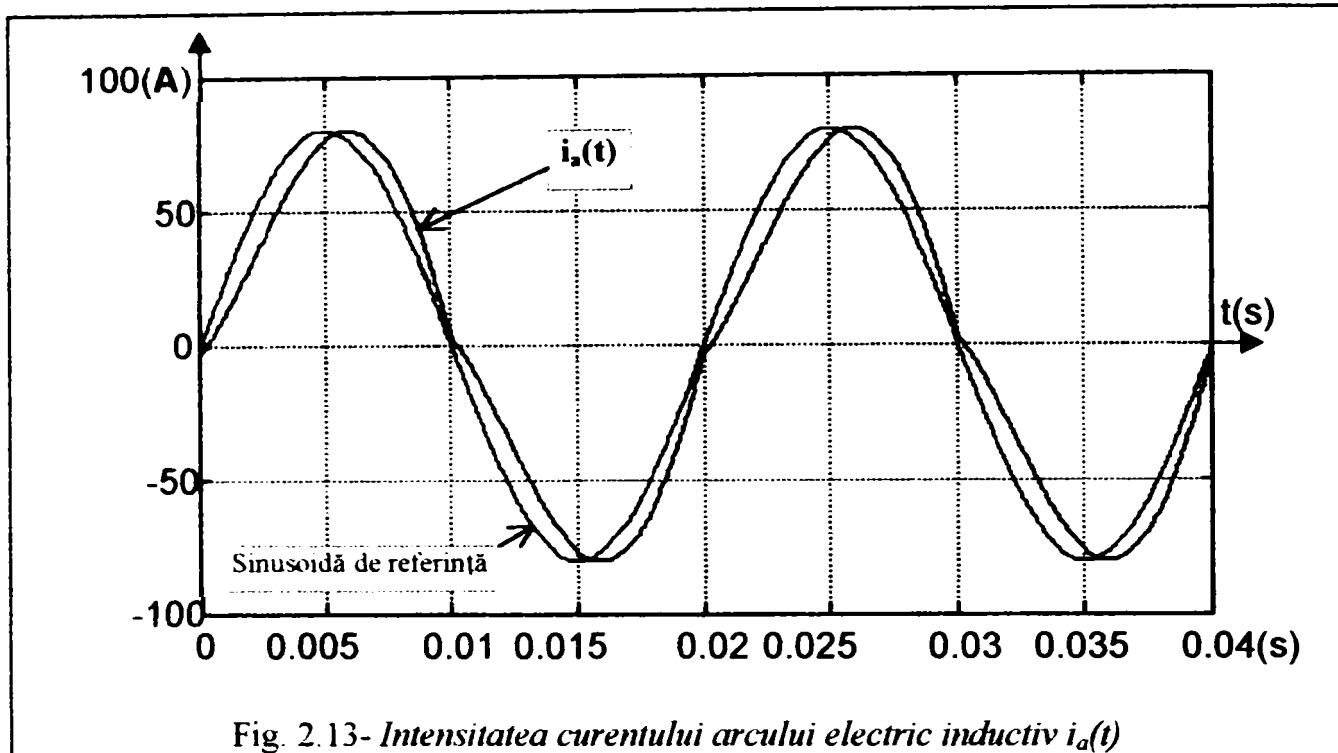


Fig. 2.13- Intensitatea curentului arcului electric inductiv $i_a(t)$

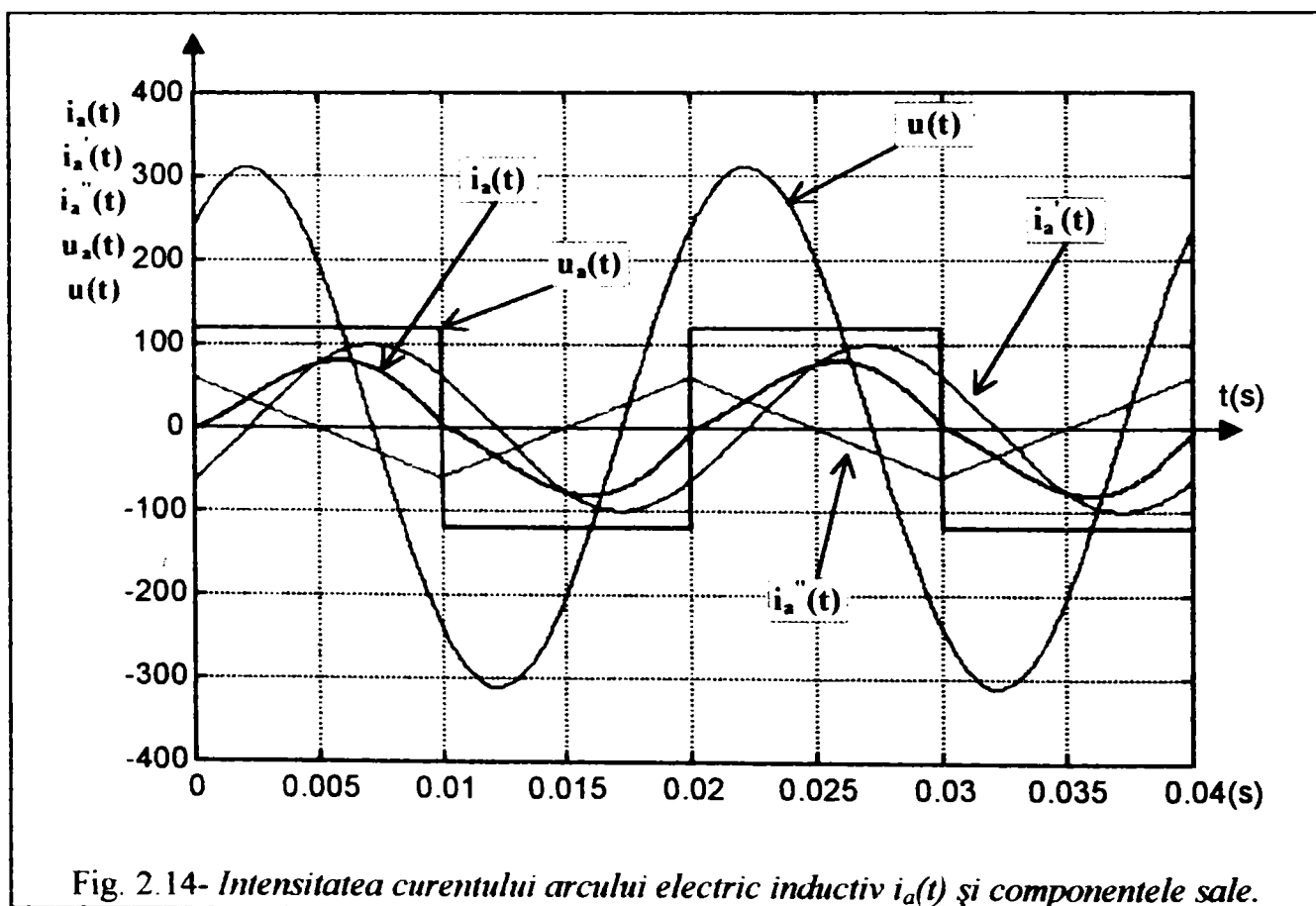


Fig. 2.14- Intensitatea curentului arcului electric inductiv $i_a(t)$ și componentele sale.

Continuitatea curentului din arc este determinată de raportul U_a/U_m . Ținând seama de relațiile (2.24) avem:

$$\left(\frac{U_a}{U_m}\right)^2 + \frac{\pi^2}{4} \left(\frac{U_a}{U_m}\right)^2 = 1 \rightarrow \left(\frac{U_a}{U_m}\right)^2 = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2}{4}} = 0.2884 \rightarrow \frac{U_a}{U_m} = 0.537 \cong 0.54, \cos \varphi = 0.85$$

dacă raportul U_a/U_m devine mai mare decât **0.54** atunci $\cos\varphi > 0.85$ și ca urmare curba curentului nu va mai fi continuă, deoarece apar pauze de curent.

În figura (2.14) s-a reprezentat formele curbelor pentru valorile $L=0.01[\text{H}]$, $U_a=120[\text{V}]$, $U_m=311[\text{V}]$.

B2. Arcul electric în serie cu o bobină "RL"

Calcululele (B2.) se referă doar la prima semiperioadă.

Se consideră circuitul format dintr-un rezistor liniar "R" și o bobină fără fier cu inductivitatea "L" legate în serie cu arcul electric.

Se determină intensitatea curentului de arc $i_a(t)$, când circuitul "R-L-A.E." este alimentat cu tensiune sinusoidală $u(t)$. Astfel se demonstrează că curentul electric de arc este o curbă nesinusoidală.

Într-o primă etapă, utilizând relațiile circuitului "RL" liniar alimentat sub tensiune sinusoidală $u(t)$, determinăm intensitatea curentului electric $i(t)$, (sub formă compactă).

$$u(t) = \sqrt{2}U \sin \omega t + \varphi \mapsto u(t) = Ri + L \frac{di}{dt} \Rightarrow \sqrt{2}U \sin \omega t + \varphi = Ri + L \frac{di}{dt} \mapsto i = i_1(t) + i_2(t)$$

Soluția generală a ecuației neomogene se exprimă ca suma dintre soluția generală a ecuației omogene și soluția particulară de regim permanent, $i_1(t)$ =soluția de regim liber, $i_2(t)$ =soluția de regim permanent:

$$i_1(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}}, \tau = \frac{L}{R}$$

$$i_2(t) = \frac{U\sqrt{2}}{Z} \sin(\omega t + \varphi - \gamma) \mapsto Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

$$\tan \gamma = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R}, \quad i(0) = 0$$

$$i(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U\sqrt{2}}{Z} \sin(\omega t + \varphi - \gamma), A = -\frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin(\varphi - \gamma)$$

Expresia intensității electrice a curentului $i(t)$ pentru circuitul "RL" liniar (în lipsa A.E.) este:

$$i(t) = \frac{U\sqrt{2}}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\sin(\omega t + \varphi - \gamma) - \sin(\varphi - \gamma)e^{-\frac{t}{\tau}} \right] \quad (2.27)$$

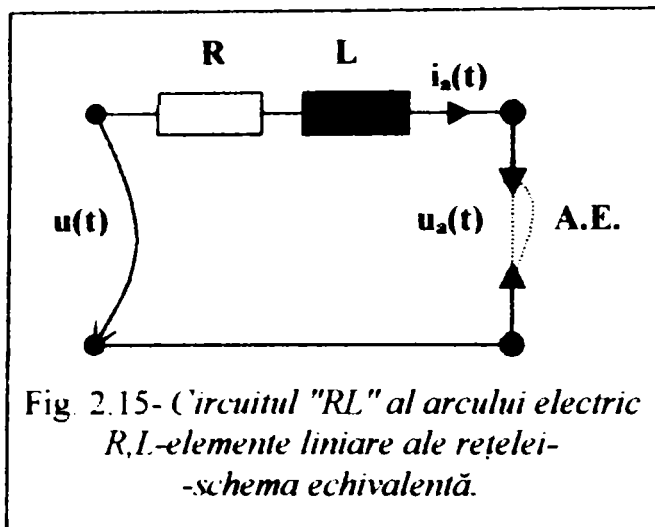


Fig. 2.15- Circuitul "RL" al arcului electric
R,L-elemente liniare ale rețelei-
-schema echivalentă.

Se consideră tensiunea arcului electric (relația 2.20): $u_a = u_a(t)$

$u(t) = \sqrt{2}U(\sin \omega t + \varphi)$, este tensiunea alternativă sinusoidală la bornele circuitului "R-L-AE.", și se determină intensitatea curentului de arc $i_a(t)$.

$u_a(t)$ =tensiunea la bornele arcului electric.

În timpul aprinderii:

Tensiunea $u_a(t)$ este de tip treaptă pe durata unei semiperioade a curentului electric, și este egală cu U_a .

U_a =tensiunea de aprindere a arcului

electric (aproximativ egală cu tensiunea de funcționare a arcului electric pentru cuptorul cu arc).

Se alege origine a timpului momentul în care se aprinde arc electric. În acest moment, tensiunea între cei doi electrozi are valoarea U_a . Unghiul φ (fundamentală) se determină din condiția: la $t=0 \Rightarrow u_a(0) = U_a$. Unghiul la care are loc aprinderea arcului electric:

$$U_m \sin \varphi = U_a \Rightarrow \varphi = \arcsin\left(\frac{U_a}{U_m}\right)$$

Începând de la $t=0$ în circuit se stabilește un curent electric având o componentă forțată și una liberă:

$$Ri + L \frac{di}{dt} = u - U_a \rightarrow Ri + L \frac{di}{dt} = 0 \rightarrow p_1 = -\frac{R}{L}, i_{\text{liber}} = Ce^{p_1 t} = Ce^{-\frac{R}{L}t} \rightarrow \tau = \frac{L}{R}$$

$$i_{\text{permanent}} = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \varphi - \gamma) - \frac{U_a}{R} = I \sin(\omega t + \varphi - \gamma) - I_0$$

Soluția generală este (2.28), și determinarea constantei "C" din condiția inițială (2.29):

$$i(t) = Ce^{p_1 t} + I \sin(\omega t + \varphi - \gamma) - I_0 \begin{cases} Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \\ \tan \gamma = \frac{\omega L}{R} \end{cases} \quad (2.28)$$

$$i(0) = 0 \rightarrow C + I \sin(\varphi - \gamma) - I_0 = 0 \rightarrow C = I_0 - I \sin(\varphi - \gamma) \quad (2.29)$$

Pentru circuitul de curent neîntrerupt:

$$i(t) = \left[\frac{U_a}{R} - \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin\left(\varphi - \arctan \frac{\omega L}{R}\right) \right] e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \sin\left(\omega t + \varphi - \arctan \frac{\omega L}{R}\right) - \frac{U_a}{R}$$

OBS. Revenim la introducerea indicelui "a" în expresia curentului de arc: $i_a(t)$

$$i_a(t) = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\begin{array}{l} \sin\left(\omega t + \arcsin \frac{U_a}{U_m} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) - \\ - \sin\left(\arcsin \frac{U_a}{U_m} - \arctg \frac{\omega L}{R}\right) \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \end{array} \right] - \frac{U_a}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right) \quad (2.30)$$

În figura (2.15), când se formează arcul electric, apare tensiunea "U_a" care se admite constantă pe toată durata arcului electric (pentru o semiperioadă). Soluția din (2.30) este valabilă pe intervalul t ∈ (0, T/2).

B3. Calculul curentului i_a(t) în regim tranzitoriu.

Se consideră circuitul din figura (2.15):

$$Ri_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} = u(t) - u_a(t) \quad (2.31)$$

Circuitul fiind liniar se poate aplica principiul superpoziției: i_a(t) = i_{a1}(t) + i_{a2}(t)

Tensiunea la bornele rețelei este: u(t) = U_m(sin ωt + φ)

Tensiunea la bornele arcului u_a(t) se aproximează ca fiind dreptunghiulară, figura (2.16) și este:

$$u_a(t) = U_a \cdot 1_+(t) + 2 \cdot U_a \sum_{k=1}^{\infty} \left[(-1)^k \cdot \sigma(t) - k \cdot \frac{T}{2} \right]; 1_+(t) = \text{semnal treaptă unitară}$$

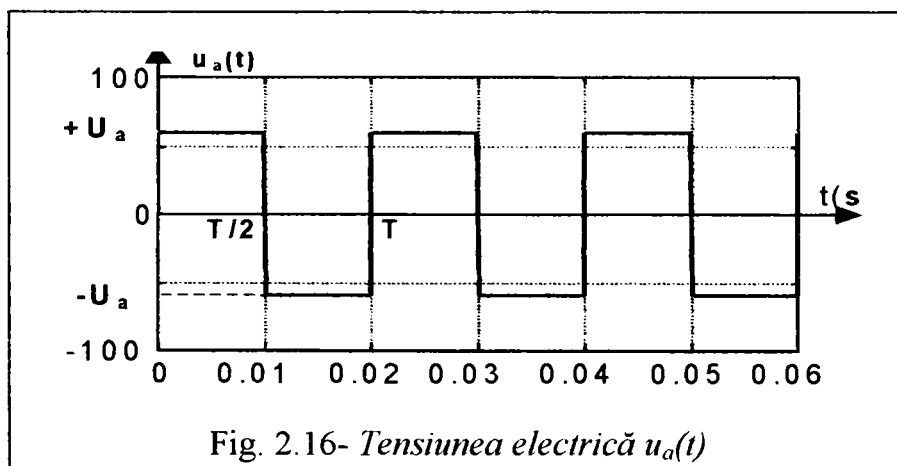


Fig. 2.16- Tensiunea electrică u_a(t)

Prima componentă a curentului de arc i_{a1}(t) este:

$$i'_{a1}(t) = \frac{U_m \sin(\omega t + \varphi - \gamma)}{Z}$$

A doua componentă a curentului de arc i_a(t) este i_{a2}(t), se determină deci răspunsul periodic sub formă analitic compactă.

Se aplică transformata Laplace modelului

matematic al circuitului liniar:

$$Ri_{a2}(t) + L \frac{di_{a2}(t)}{dt} = -u_a(t)$$

$$\frac{di_{a2}(t)}{dt} + \frac{R}{L}i_{a2}(t) = -\frac{1}{L}u_a(t) \quad (2.32)$$

$$\mathcal{L}[i_{a2}(t)] = I_{a2}(s); \mathcal{L}[u_a(t)] = U_a(s); \tau = \frac{L}{R}$$

$$sI_{a2}(s) - i_{a2}(0) + \frac{1}{\tau}I_{a2}(s) = -\frac{1}{L}U_a(s) \quad (2.33)$$

Se notează cu $i_{a2T}(t)$ și $u_{aT}(t)$ restricțiile componenteii curentului și a tensiunii arcului în intervalul primei perioade ($0 \leq t < T$).

Utilizând teorema transformatei Laplace a funcțiilor periodice, avem:

$$I_{a2T}(s) = I_{a2}(s) \cdot (1 - e^{-sT}); \quad U_{aT}(s) = U_a(s) \cdot (1 - e^{-sT}); \quad (2.34)$$

Din ecuațiile (2.33) și (2.34) se deduce $I_{a2}(s)$:

$$\begin{aligned} \left(s + \frac{1}{\tau}\right) I_{a2}(s) - i_{a2}(0) &= -\frac{1}{L} U_a(s) \\ \left(s + \tau^{-1}\right) \cdot \frac{I_{a2T}(s)}{(1 - e^{-sT})} - i_{a2}(0) &= -\frac{1}{L} \cdot \frac{U_{aT}(s)}{(1 - e^{-sT})} \\ I_{a2}(s) &= \frac{-\frac{1}{L} \cdot \frac{U_{aT}(s)}{(1 - e^{-sT})} + i_{a2}(0)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} = \frac{i_{a2}(0) \cdot (1 - e^{-sT}) - L^{-1} \cdot U_{aT}(s)}{\left(s + \tau^{-1}\right) \cdot (1 - e^{-sT})} \end{aligned} \quad (2.35)$$

Relația (2.35) se pune sub forma:

$$\begin{aligned} I_{a2}(s) &= \frac{i_{a2}(0)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} - \frac{1}{L \cdot \left(s + \tau^{-1}\right)} \cdot \frac{U_{aT}(s)}{(1 - e^{-sT})} = \\ &= \frac{i_{a2}(0)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} - \frac{1}{L \cdot \left(s + \tau^{-1}\right)} \cdot \frac{U_{aT}(s)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} \cdot [1 + e^{-sT} + e^{-2sT} + \dots + e^{-k \cdot sT} + \dots] \end{aligned}$$

Răspunsul $i_{a2T}(t)$ în intervalul primei perioade, corespunde termenilor notați cu :

$$I_{a2T0}(s) = \frac{i_{a2}(0)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} - \frac{1}{L} \cdot \frac{U_{aT}(s)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} \quad (2.36)$$

Ceilalți termeni care conțin în factor $e^{-k \cdot sT}$ corespund repetării acestuia în intervalul $(k-1) \cdot T \leq t \leq k \cdot T$.

Răspunsul periodic în intervalul primei perioade este:

$$i_{a2T}(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{i_{a2}(0)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} - \frac{1}{L} \cdot \frac{U_{aT}(s)}{\left(s + \tau^{-1}\right)} \right\} \quad (0 \leq t \leq T)$$

Prin alegerea valorii inițiale $i_{a2}(0)$ încât reziduul lui $I_{a2}(s)$ pentru $s = -\tau^{-1}$ să fie nul, transformatei Laplace inverse $\mathcal{L}^{-1}[I_{a2}(s)]$ îi va corespunde numai soluția de regim permanent, răspunsul liber fiind nul.

Semnalul $u_a(t)$ fiind alternativ (de valoare medie nulă într-o perioadă), reziduul la $s=0$ este nul. Din relația (2.35) rezultă că reziduul la $s = -\tau^{-1}$ este nul dacă:

$$i_{a2}(0) \cdot (1 - e^{-sT}) \Big|_{s=-\frac{1}{\tau}} - L^{-1} \cdot U_{aT}(s) \Big|_{s=-\frac{1}{\tau}} = 0 \Rightarrow i_{a2}(0) = \frac{L^{-1} \cdot U_{aT}(s)}{(1 - e^{-sT})} \Big|_{s=-\frac{1}{\tau}} \quad (2.37)$$

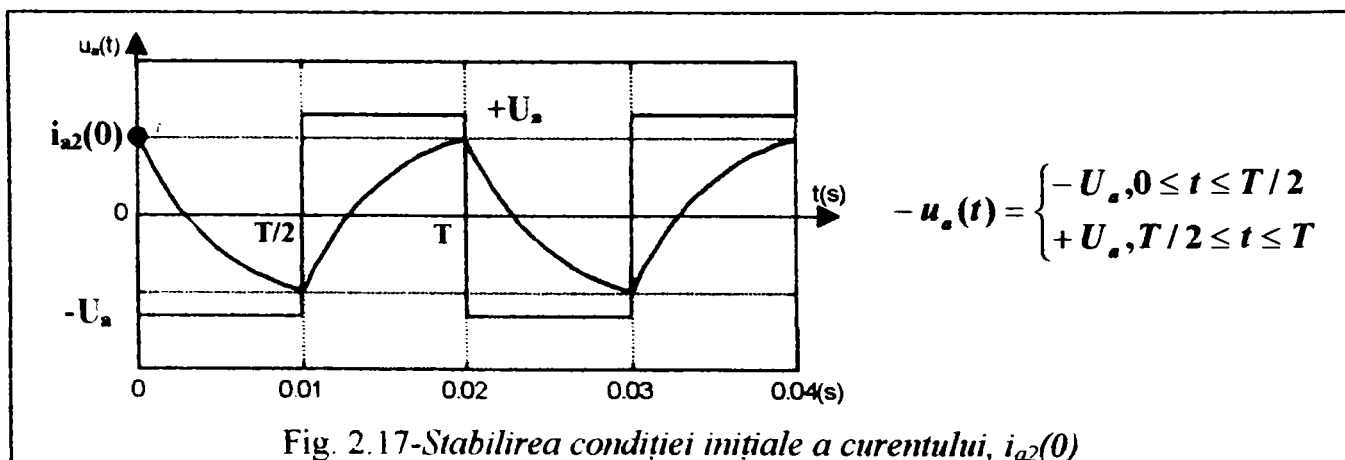


Fig. 2.17-Stabilirea condiției inițiale a curentului, $i_{a2}(0)$

Calculul transformatei Laplace a restricției lui $u_a(t)$ în intervalul primei perioade ($0 \leq t \leq T$) este arătat în figura (2.18):

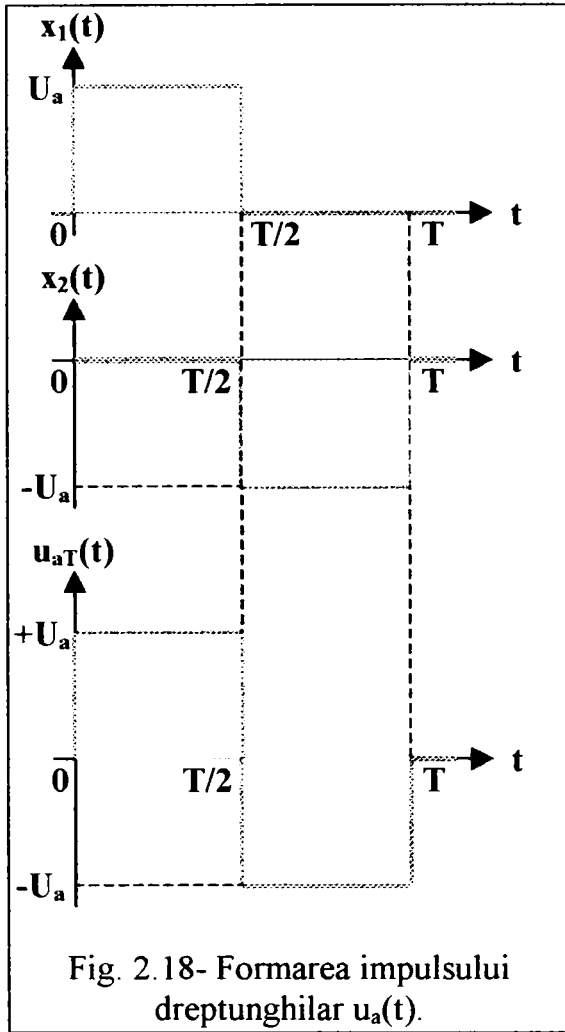


Fig. 2.18- Formarea impulsului dreptunghilar $u_a(t)$.

$$U_{aT}(s) = U_a(s) \cdot (1 - e^{-sT}) = \mathcal{L}[u_{aT}(t)]$$

Impulsul primei perioade se obține din suma a două impulsuri dreptunghiulare notate cu $x_1(t)$ și $x_2(t)$.

Transformata Laplace a impulsului dreptunghiular $x_1(t)$ este:

$$X_1(s) = \mathcal{L}[x_1(t)] = \frac{U_a}{s} \left(1 - e^{-s \frac{T}{2}}\right)$$

Transformata Laplace a impulsului dreptunghiular $x_2(t)$ este:

$$X_2(s) = \mathcal{L}[x_2(t)] = -\frac{U_a}{s} \left(1 - e^{-s \frac{T}{2}}\right) \cdot e^{-s \frac{T}{2}}$$

Transformata Laplace a impulsului rezultat este:

$$U_{aT}(s) = X_1(s) + X_2(s) = \frac{U_a}{s} \left(1 - e^{-s \frac{T}{2}}\right) - \frac{U_a}{s} \left(1 - e^{-s \frac{T}{2}}\right) \cdot e^{-s \frac{T}{2}} = \frac{U_a}{s} \left(1 - e^{-s \frac{T}{2}}\right)^2$$

Transformata Laplace a impulsului periodic $u_a(t)$ este:

$$U_a(s) = \frac{U_{aT}(s)}{1 - e^{-sT}} = \frac{U_a}{s} \cdot \frac{\left(1 - e^{-s \frac{T}{2}}\right)^2}{1 - e^{-sT}} = \frac{U_a}{s} \cdot \frac{1 - e^{-s \frac{T}{2}}}{1 + e^{-s \frac{T}{2}}} \quad (2.38)$$

Curentul inițial $i_{a2}(0)$ este calculat cu relația (2.37):

$$i_{a2}(0) = \frac{L^{-1} \cdot \frac{U_a}{s} \left(1 - e^{-s \frac{T}{2}}\right)^2}{1 - e^{-sT}} \Bigg|_{s=-\frac{1}{\tau}} = L^{-1} \cdot \frac{U_a}{-\tau^{-1}} \frac{1 - e^{-s \frac{T}{2}}}{1 + e^{-s \frac{T}{2}}} \Bigg|_{s=-\frac{1}{\tau}} = \quad (2.39)$$

$$= \frac{U_a}{L \cdot \left(-\frac{L}{R}\right)^{-1}} \cdot \frac{1 - e^{-\tau^{-1} \frac{T}{2}}}{1 + e^{-\tau^{-1} \frac{T}{2}}} = -\frac{U_a}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} = \frac{U_a}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}$$

Introducând în relația (2.36) obținem curentul în intervalul primei perioade:

$$I_{a2T0}(s) = \frac{U_a}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \cdot \frac{1}{(s + \tau^{-1})} - \frac{1}{L} \cdot \frac{U_a \left(1 - 2 \cdot e^{-s \frac{T}{2}} + e^{-sT}\right)}{s(s + \tau^{-1})} \quad (2.40)$$

Curentul $I_{a2T0}(s)$ are trei componente: $I_{a2T0}(s) = I'_{a2T0}(s) + I''_{a2T0}(s) + I'''_{a2T0}(s)$ în care s-a notat:

$$\begin{cases} I'_{a2T0}(s) = \frac{U_a}{R} \left[\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \cdot \frac{1}{(s + \tau^{-1})} - \frac{R}{Ls \cdot (s + \tau^{-1})} \right] \\ I''_{a2T0}(s) = \frac{1}{L} \cdot \frac{U_a}{s} \cdot \frac{2e^{-\frac{T}{2}}}{(s + \tau^{-1})} \\ I'''_{a2T0}(s) = -\frac{1}{L} \cdot \frac{U_a}{s} \cdot \frac{e^{-sT}}{(s + \tau^{-1})} \end{cases} \quad (2.40)$$

S-a calculat transformata inversă a termenului al doilea din expresia lui $I'_{a2T0}(s)$:

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{R}{L \cdot s \left(s + \frac{R}{L} \right)} \right] = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{A}{L \cdot s} + \frac{B}{\left(s + \frac{R}{L} \right)} \right] = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{R}{L}} \right] = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$A = \frac{L \cdot s \cdot R}{L \cdot s \left(s + \frac{R}{L} \right)} \Big|_{s=0} = L; B = \frac{\left(s + \frac{R}{L} \right) \cdot R}{L \cdot s \left(s + \frac{R}{L} \right)} \Big|_{s=-\frac{R}{L}} = -1$$

În intervalul ($0 \leq t < T/2$), răspunsul $i_{a2}(t)$ conține numai reziduurile lui $I'_{a2T0}(s)$:

$$i_{a2T}(t) = \mathcal{L}^{-1} [I'_{a2T0}(s)] = \frac{U_a}{R} \left[\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 + e^{-\frac{t}{\tau}} \right] = \frac{U_a}{R} \left[\frac{2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} - 1 \right] \quad (2.41)$$

În intervalul ($T/2 \leq t < T$) intervin reziduurile termenului [$I'_{a2T0}(s) + I''_{a2T0}(s)$]:

$$i_{a2T}(t) = \mathcal{L}^{-1} [I'_{a2T0}(s) + I''_{a2T0}(s)] = \frac{U_a}{R} \left[\frac{2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} - 1 \right] + \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{L} \cdot \frac{U_a}{s} \cdot \frac{2e^{-\frac{T}{2}}}{(s + \tau^{-1})} \right] \quad (2.42)$$

Calculul transformatei inverse Laplace din expresia (2.42) este:

$$\mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{L} \cdot \frac{U_a}{s} \cdot \frac{2e^{-\frac{T}{2}}}{(s + \tau^{-1})} \right] = \frac{U_a}{L} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{s} \cdot \frac{2e^{-\frac{T}{2}}}{(s + \tau^{-1})} \right] = \frac{U_a}{L} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{A}{s} + \frac{B}{\left(s + \frac{R}{L} \right)} \right] =$$

$$A = \frac{2e^{-\frac{T}{2}}}{s + \frac{R}{L}} \Big|_{s=0} = \frac{2 \cdot L}{R}; B = \frac{1}{s} \cdot 2e^{-\frac{T}{2}} \Big|_{s=-\frac{R}{L}} = -\frac{2 \cdot L}{R} e^{\frac{T}{2\tau}}$$

$$= \frac{U_a}{L} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{2 \cdot L}{R \cdot s} \right] - \frac{U_a}{L} \cdot \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{2 \cdot L}{R} \cdot e^{\frac{T}{2\tau}} \cdot \frac{1}{(s + \tau^{-1})} \right] = \frac{2 \cdot U_a}{R} - \frac{2 \cdot U_a}{R} \cdot e^{\frac{T}{2\tau}} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Expresia (2.42) devine:

$$i_{a2T}(t) = \frac{U_a}{R} \left[\frac{2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} - 1 \right] + \left(\frac{2 \cdot U_a}{R} - \frac{2 \cdot U_a \cdot e^{-\frac{T}{2\tau}}}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) = \frac{U_a}{R} \left[1 - \frac{2 \cdot e^{-\frac{t-\frac{T}{2}}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right] \quad (2.43)$$

Reziduurile termenului $i''_{a2T}(s)$ se referă la intervalul ($t > T$), și nu apar în expresia lui $i_{a2T}(t)$.

$$\text{Curentul rezultat este } i_a(t) = i_{a1}(t) + i_{a2}(t). \quad (2.44)$$

Curentul rezultat $i_a(t)$ indică două componente pentru curentul din arc, una sinusoidală $i_{a1}(t)$ datorată tensiunii sinusoidale a sursei și alta $i_{a2}(t)$, componentă datorată arcului electric.

În relația (2.45) se indică cele două componente ale curentului $i_{a1}(t)$, una sinusoidală $i'_{a1}(t)$ defazată cu γ în urma tensiunii sursei și cealaltă exponențială $i''_{a1}(t)$:

$$i_{a1}(t) = i'_{a1}(t) + i''_{a1}(t) = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \left[\underbrace{\sin\left(\omega t + \arcsin\left(\frac{U_a}{U_m}\right) - \arctan\left(\frac{\omega \cdot L}{R}\right)\right)}_{i'_{a1}(t)} \right] - \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} \left[\underbrace{\sin\left(\arcsin\left(\frac{U_a}{U_m}\right) - \arctan\left(\frac{\omega \cdot L}{R}\right)\right)}_{i''_{a1}(t)} \right] \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \quad (2.45)$$

În regim permanent $i''_{a2}(t)$ tinde la zero, pentru $t \rightarrow \infty$.

Componenta $i_{a2}(t)$ (reprezentată în forma compactă, unde $1_+(t)$ este semnalul treaptă unitate), datorată arcului electric este:

$$i_{a2}(t) = i'_{a2}(t) + i''_{a2}(t) = \frac{U_a}{R} \left[\frac{2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} - 1 \right] \cdot \{1_+(t)\} + \frac{U_a}{R} \left[1 - \frac{2 \cdot e^{-\frac{t-\frac{T}{2}}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} \right] \cdot \left\{1_+\left(t - \frac{T}{2}\right)\right\} \quad (2.46)$$

Relația (2.46) este scrisă pentru o perioadă a curentului de arc $i_a(t)$.

Din analiza celor două cazuri **B2** și **B3** se constată că stabilitatea dinamică a arcului de curent alternativ este dependentă de caracterul circuitului. Prezența bobinei mărește stabilitatea și asigură continuitatea arderii arcului electric.

2.1.1.3.- Analiza curentului electric de arc $i_a(t)$.

Analiza completă a relațiilor (2.45) și (2.46) este arătată în următoarele schemele structurale. Analiza structurală a relației (2.45) este arătată în figura (2.19):

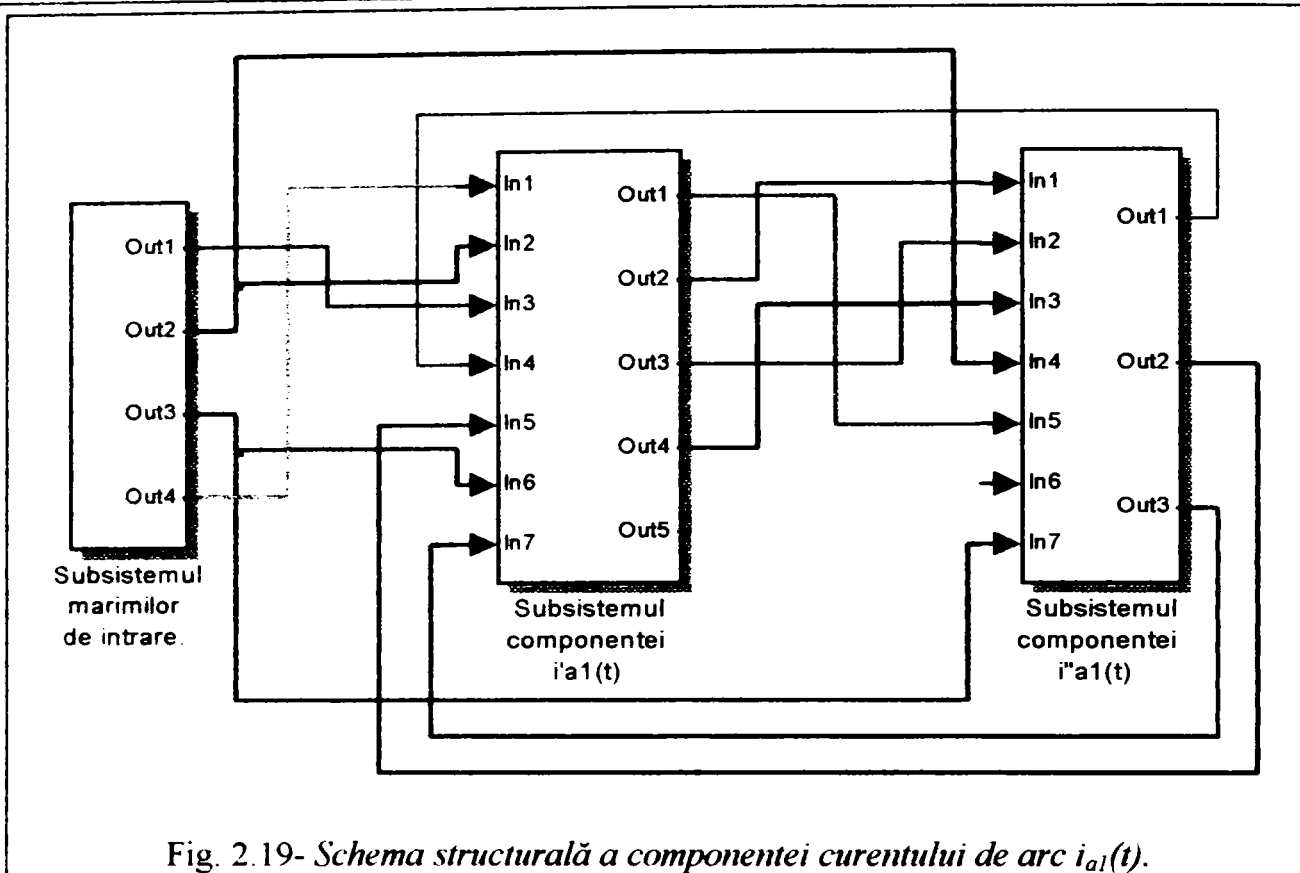


Fig. 2.19- Schema structurală a componentei curentului de arc $i_{a1}(t)$.

Componenta structurii din figura (2.19) este:

1. Subsistemul mărimilor de intrare [U_m, R, L, U_a];
2. Subsistemul componentei sinusoidale $i_{a1}(t)$;
3. Subsistemul componentei aperiodice $i_{a1}(t)$;

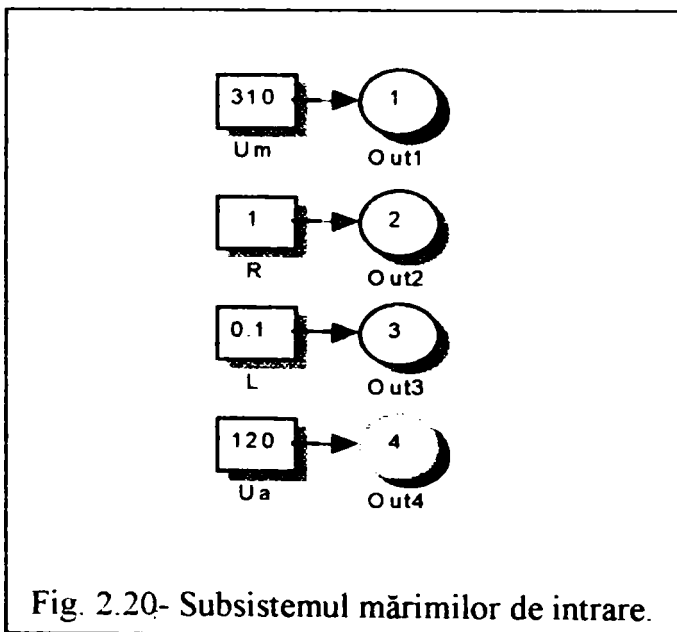


Fig. 2.20- Subsistemul mărimilor de intrare.

Parametri de circuit, figura (2.15) sunt arătați în figura (2.20): $U_m=310[V]$, $R=1[\Omega]$, $L=0.1[H]$, $U_a=120[V]$;

Analiza este făcută pentru arcul electric generat de transformatorul de sudare, în această situație am verificat modelul matematic al arcului.

Explicația fenomenelor care se produc la arderea arcului de tensiune alternativă în circuitul RL figura (2.15) are ca premiză condiția esențială impusă surselor de tensiune alternativă care alimentează arcul electric, de a asigura o ardere fără pauze a arcului electric.

Componentele curentului de arc $i_{a1}(t)$ sunt considerate ca fiind mărimi de

ieșire, marcate în cele două subsisteme figura (2.19) și sunt structurate în figurile (2.21 și 2.22) iar forma curentilor este vizualizată în figurile (2.24 și 2.25).

Componentele curentului de arc $i_{a2}(t)$ sunt structurate în figura (2.26) iar subsistemele componente în figurile (2.27÷2.30), iar variația curentilor arătată în figurile (2.31÷2.33). În figura (2.34) este arătată schema structurală a circuitului din figura (2.15), iar în figurile (2.35÷2.37) forma tensiunii de arc $\{-u_a(t)\}$, curentul $i_a(t)$ cu componentele sale ($i_{a1}(t), i_{a2}(t)$).

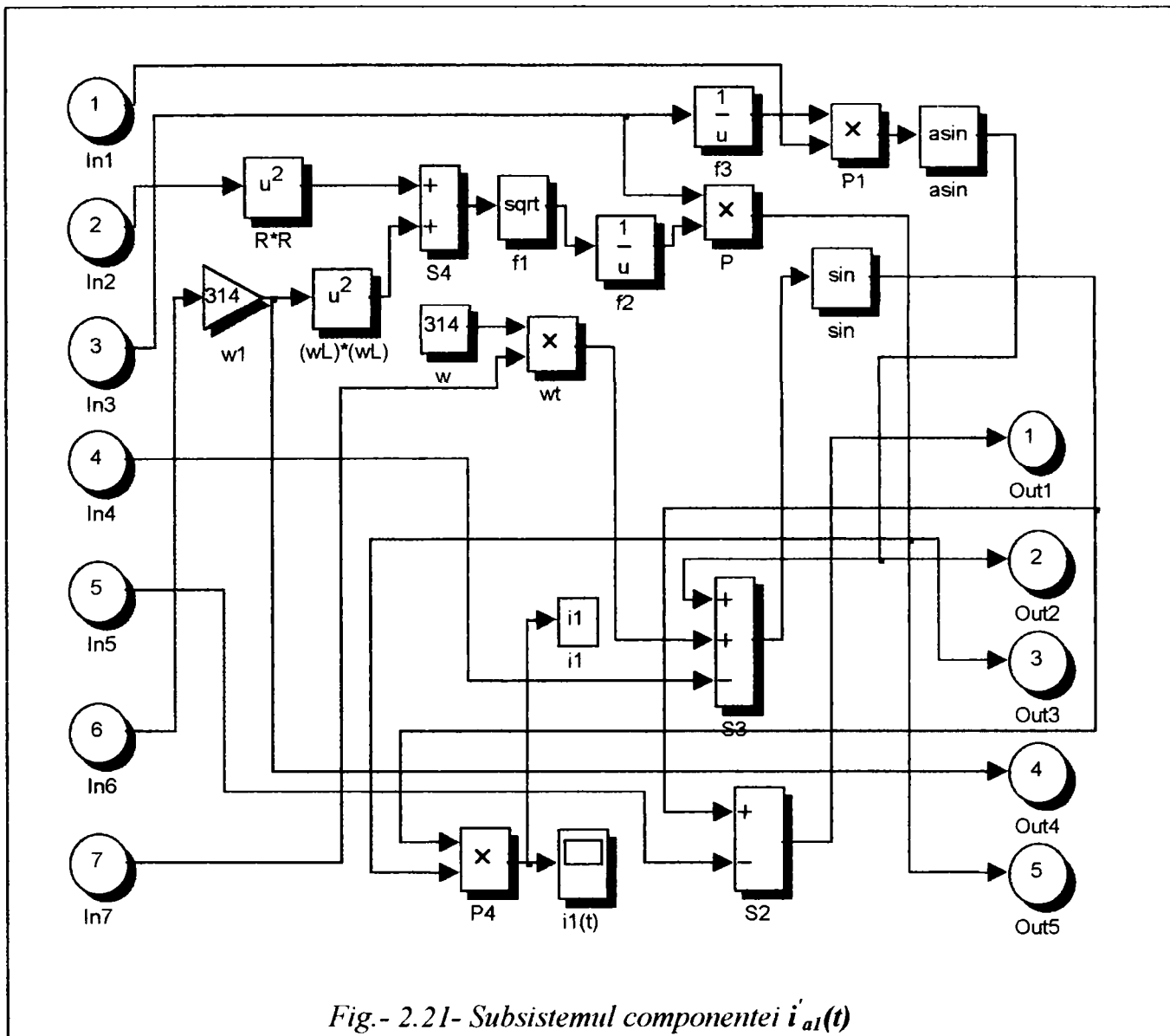


Fig.- 2.21- Subsystemul componentei $i'_{a1}(t)$

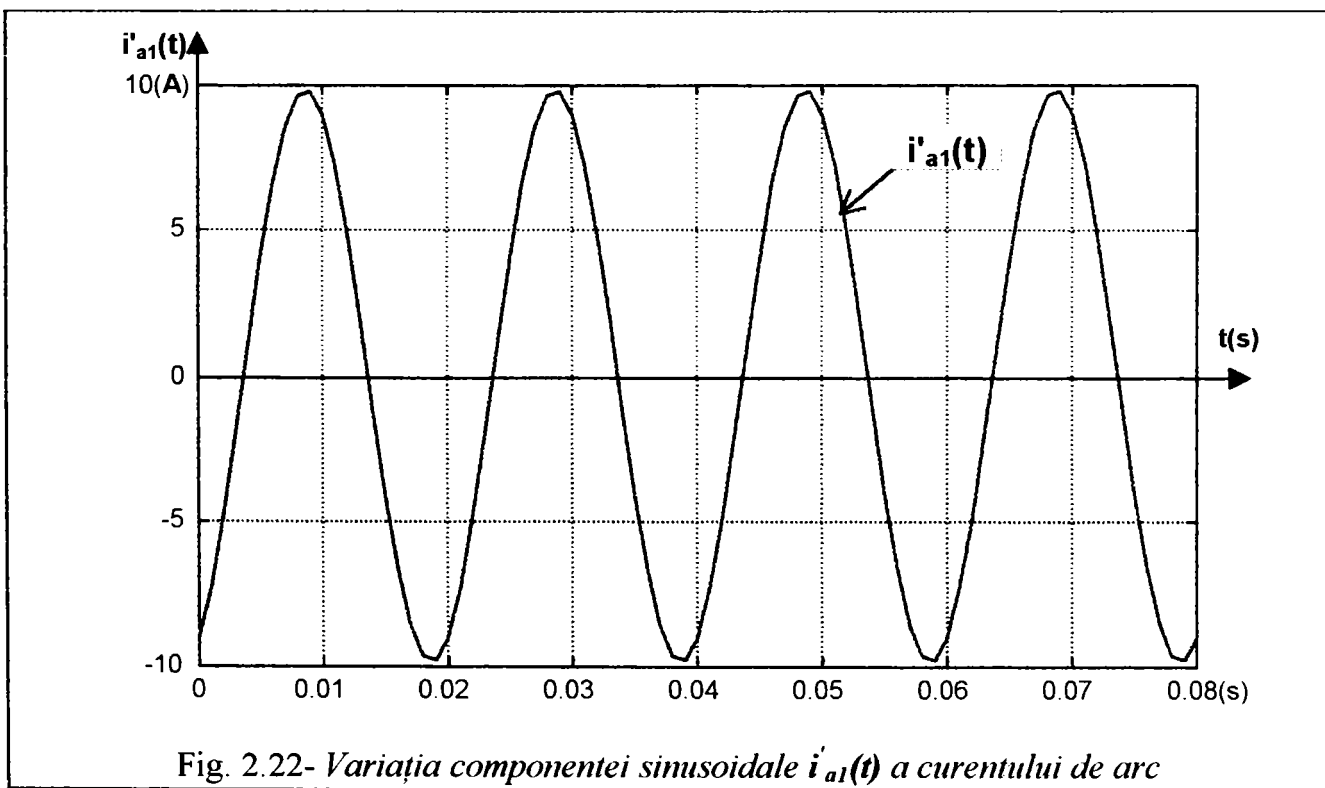


Fig. 2.22- Variația componentei sinusoidale $i'_{a1}(t)$ a curentului de arc

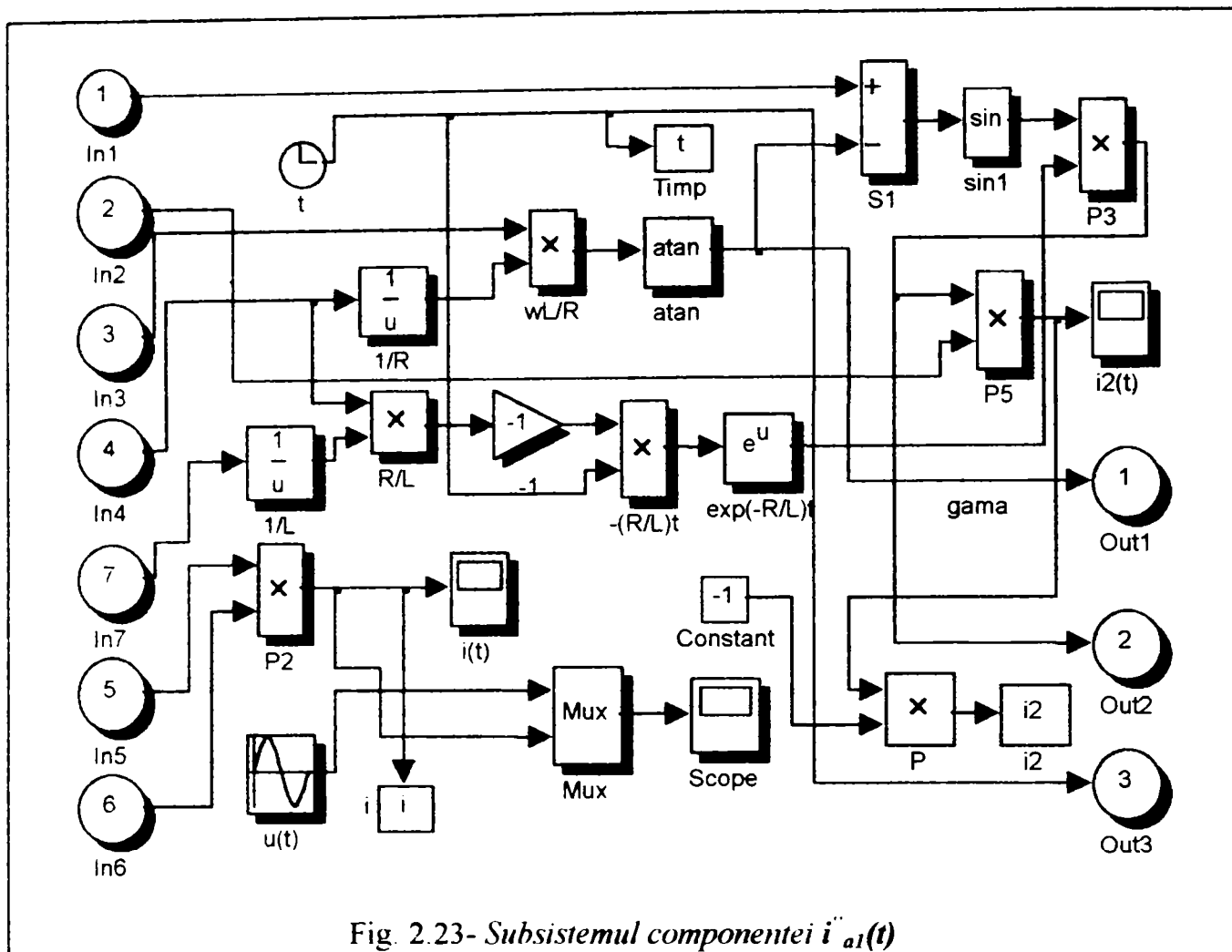


Fig. 2.23- Subsistemul componentei $i'_{a1}(t)$

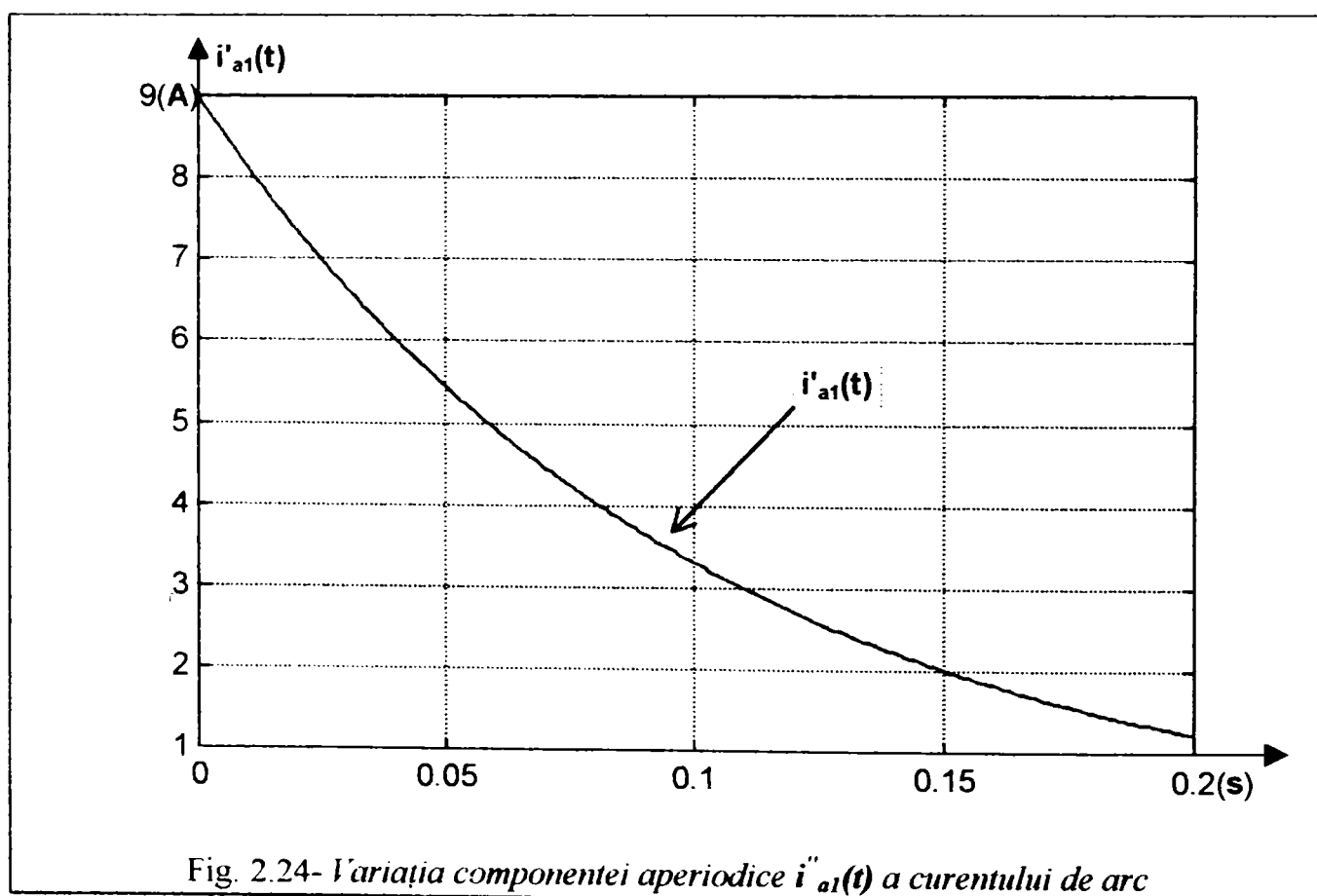
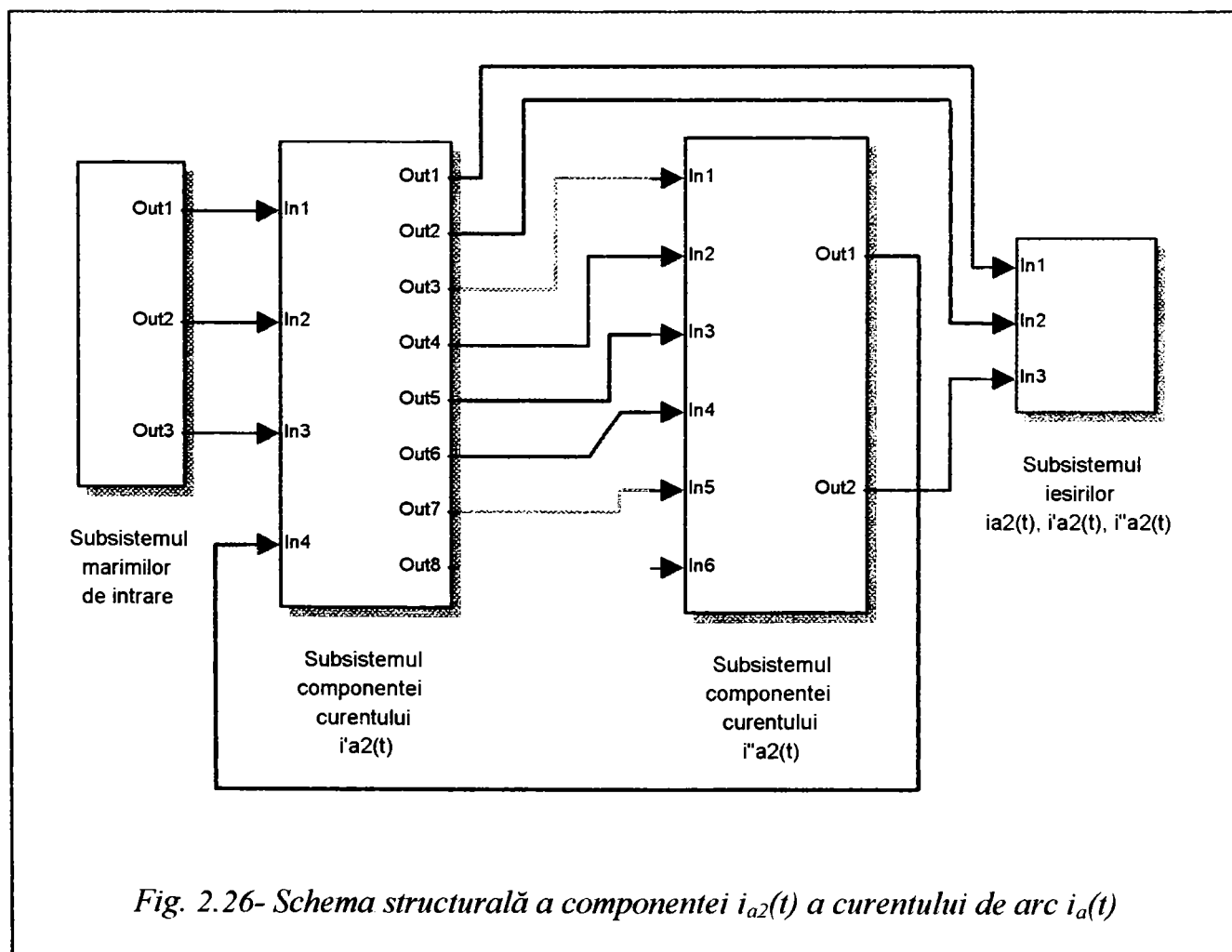
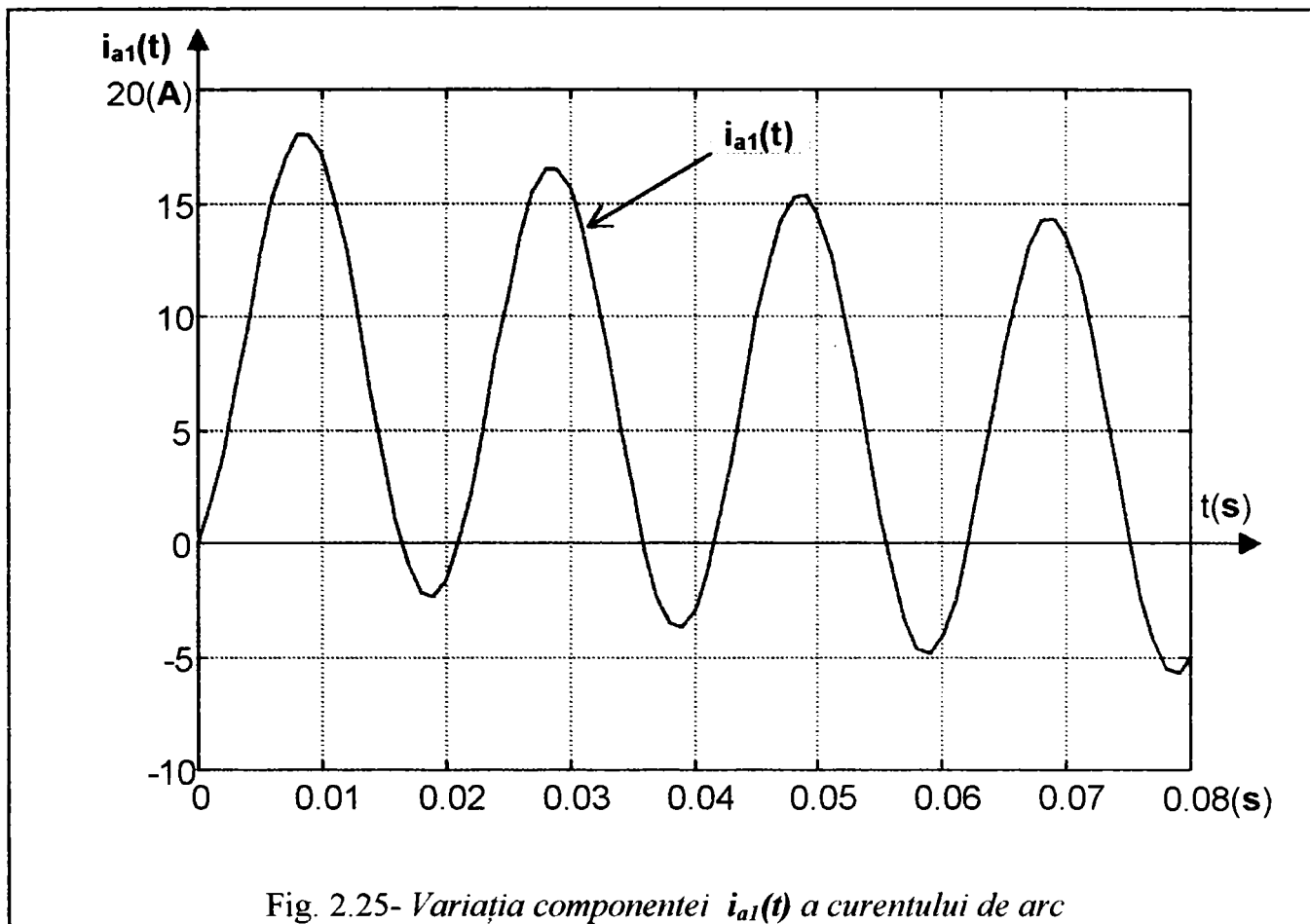


Fig. 2.24- Variația componentei aperiodice $i'_{a1}(t)$ a curentului de arc



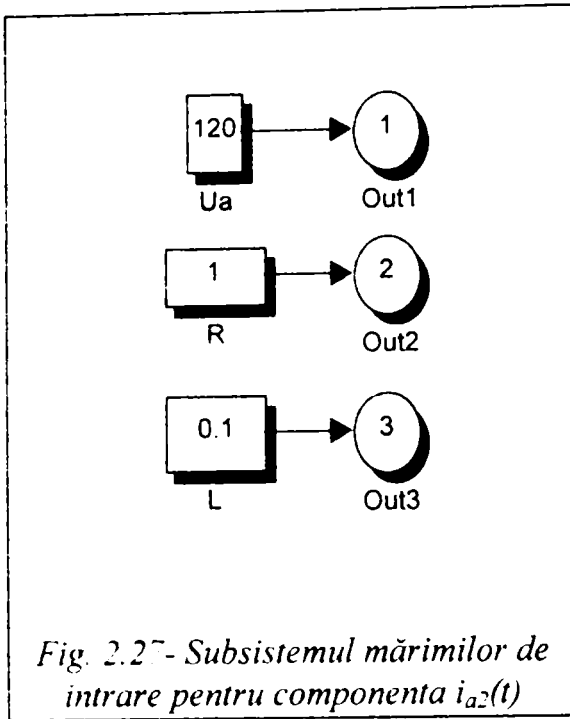


Fig. 2.27- Subsistemul mărimilor de intrare pentru componenta $i_{a2}(t)$

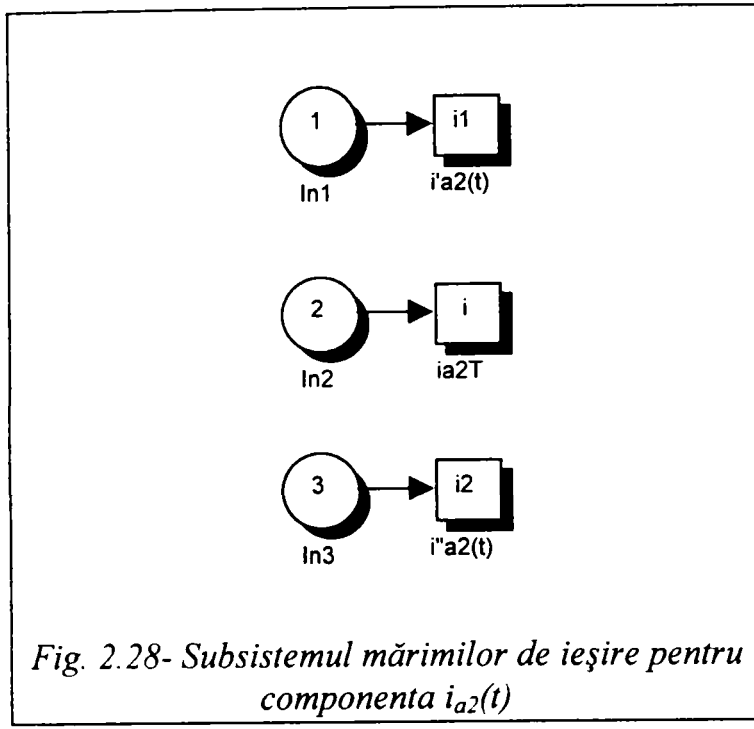


Fig. 2.28- Subsistemul mărimilor de ieșire pentru componenta $i_{a2}(t)$

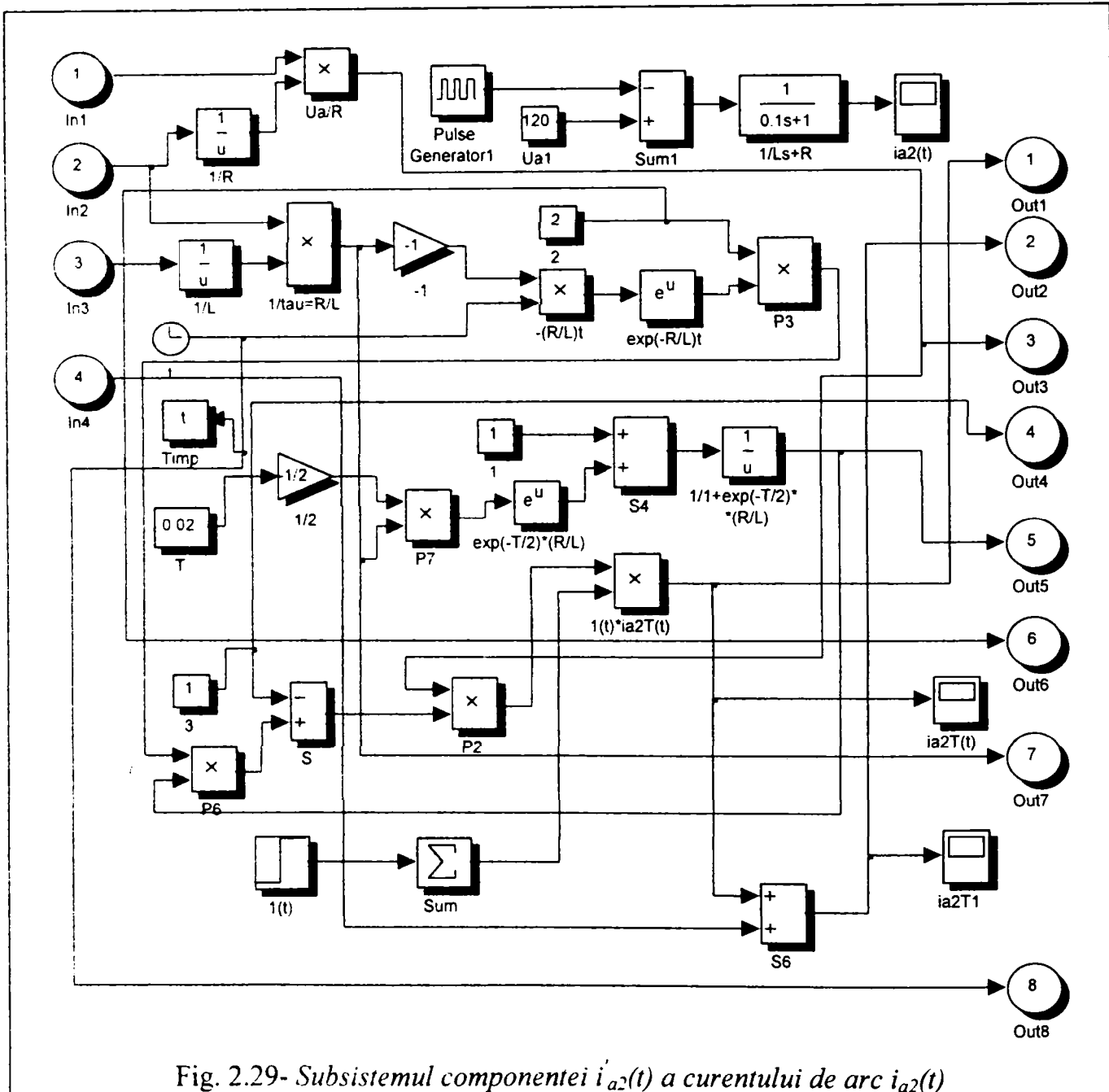


Fig. 2.29- Subsistemul componentei $i_{a2}(t)$ a curentului de arc $i_{a2}(t)$

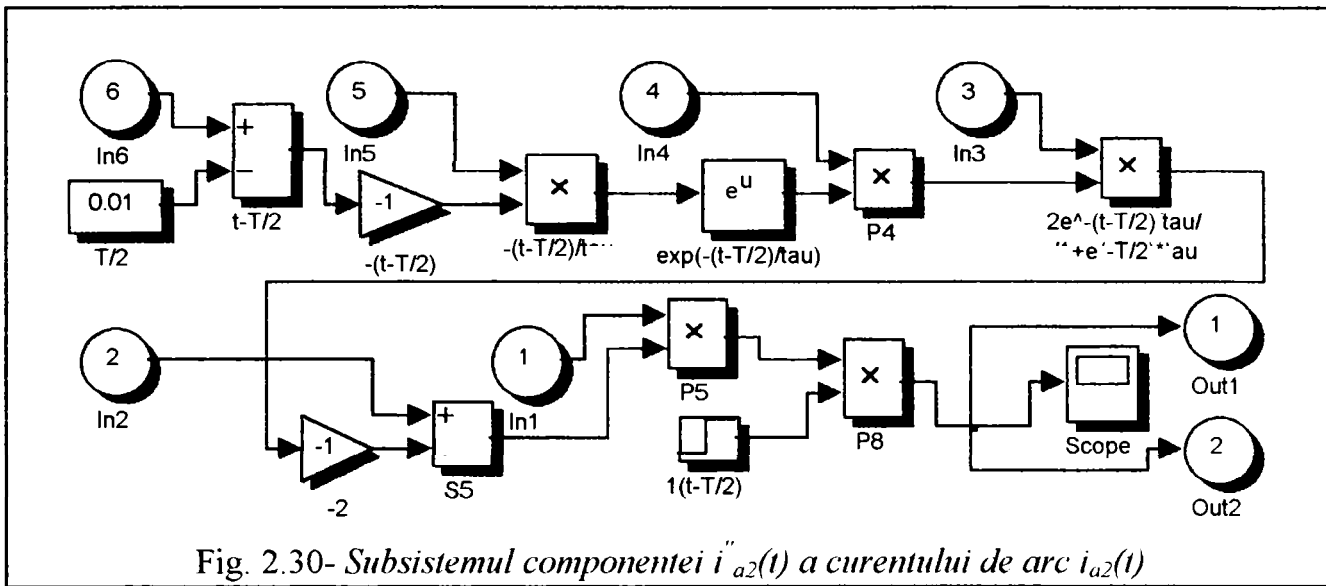


Fig. 2.30- Subsistemul componenteii''_{a2}(t) a curentului de arc i_{a2}(t)

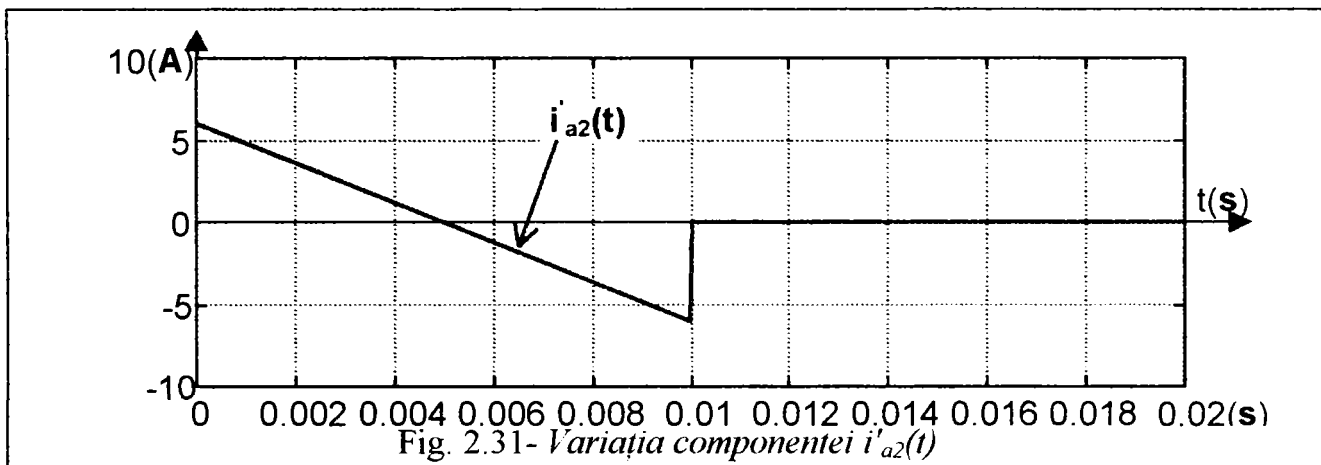


Fig. 2.31- Variația componenteii'_{a2}(t)

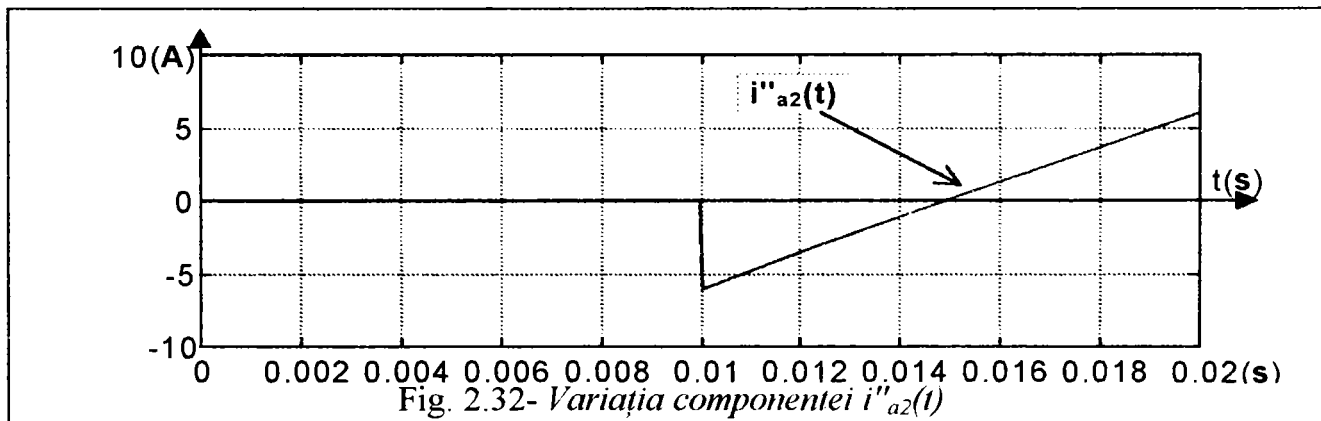


Fig. 2.32- Variația componenteii''_{a2}(t)

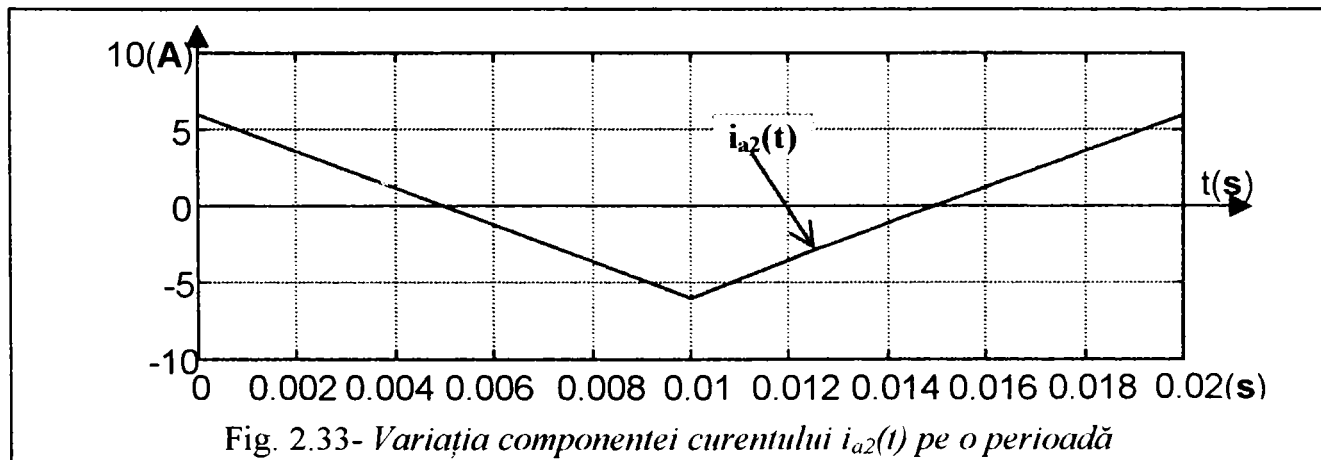
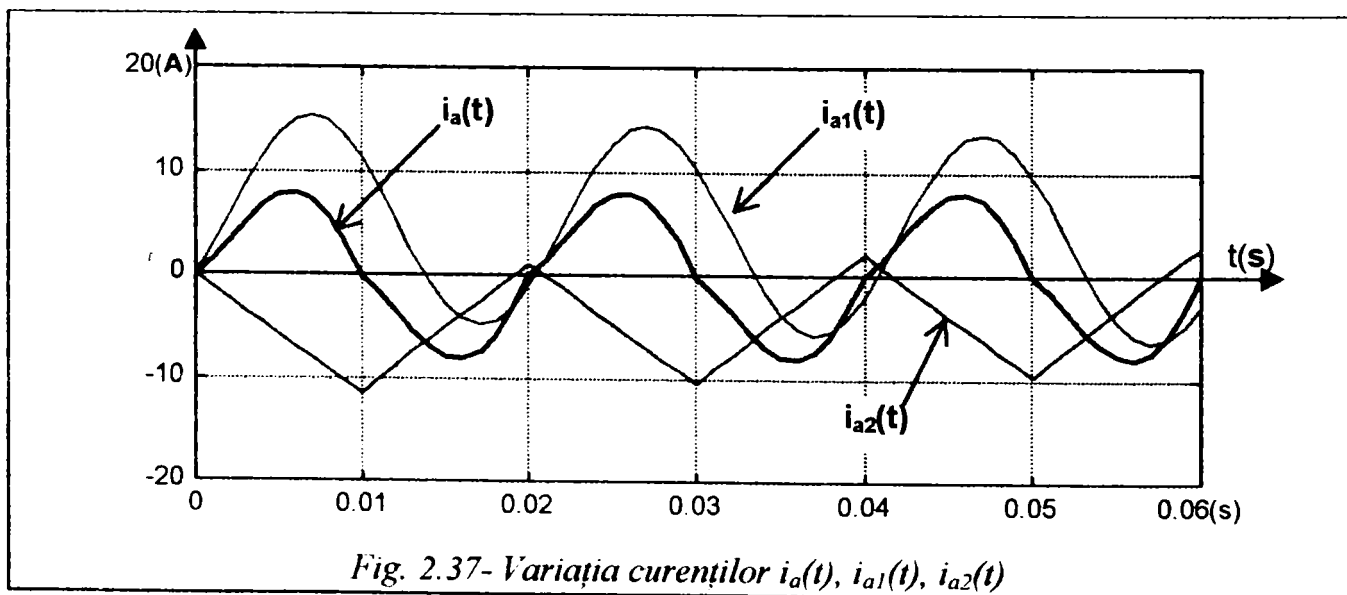
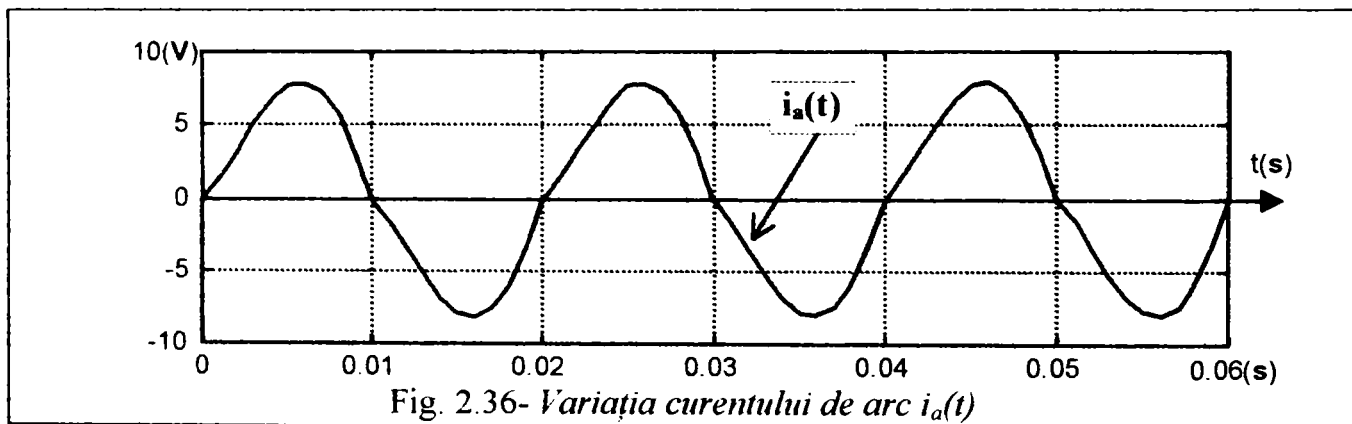
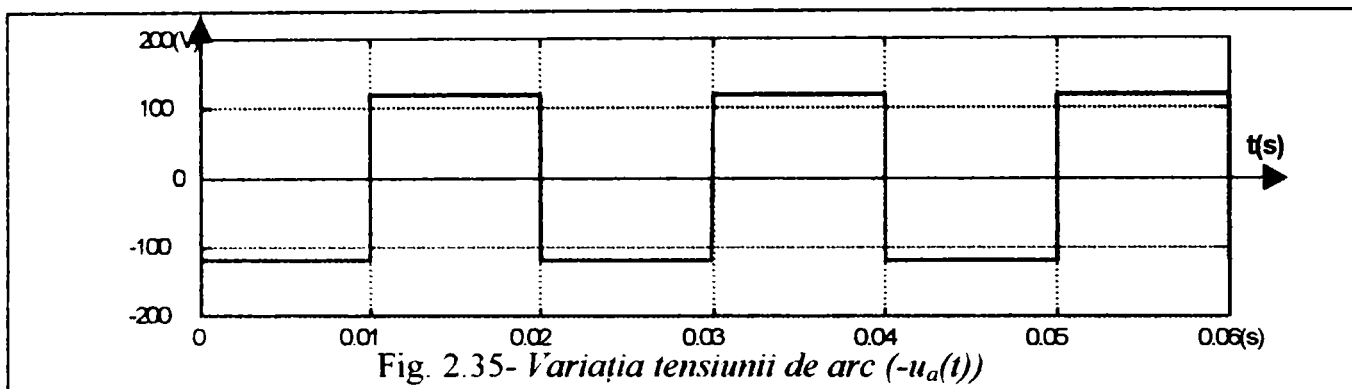
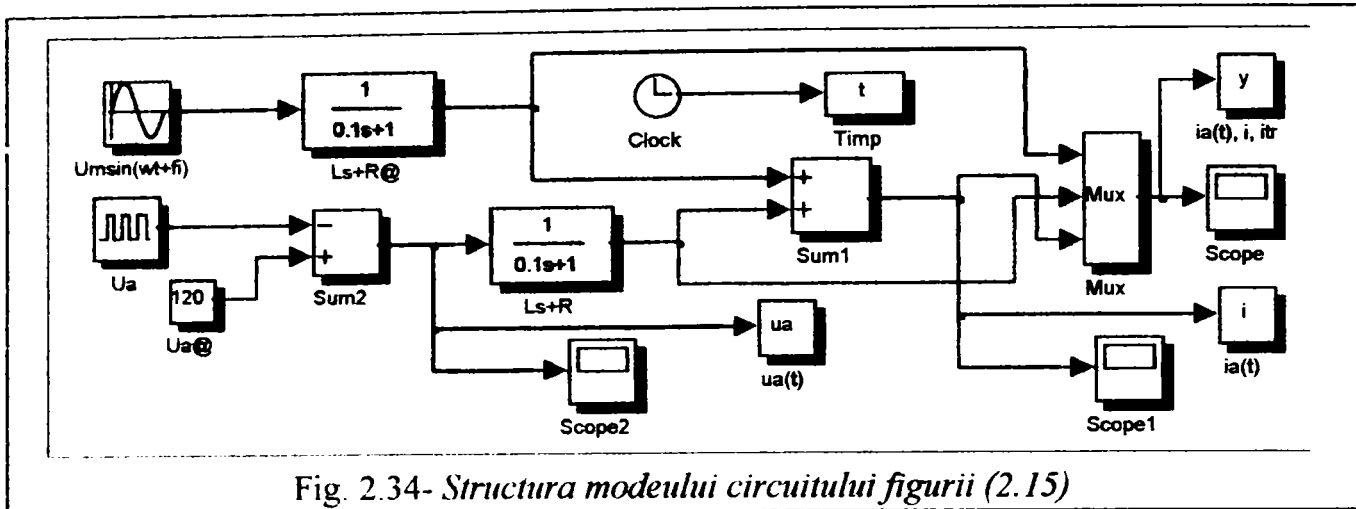
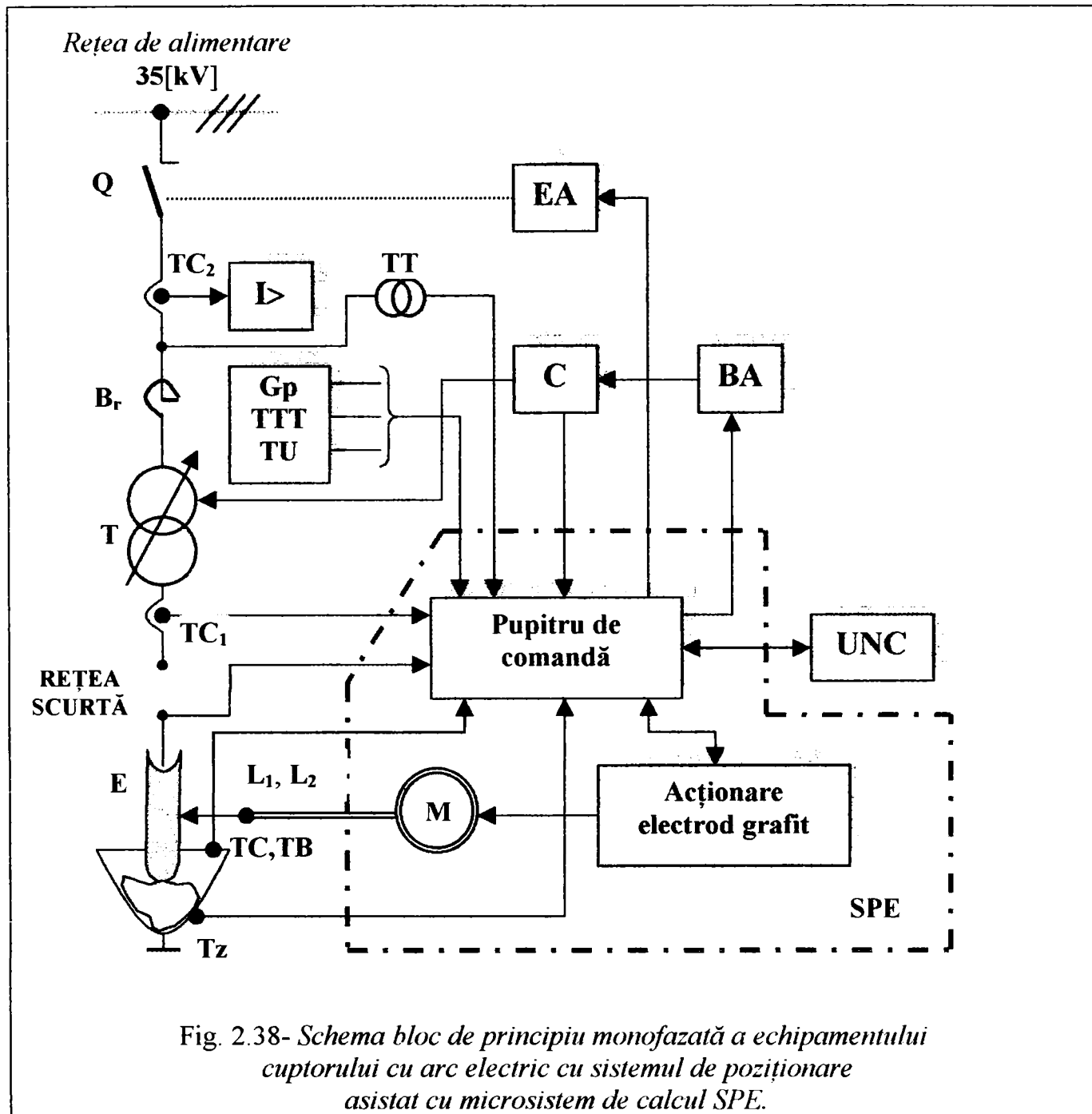


Fig. 2.33- Variația componenteii_{a2}(t) pe o perioadă





EA= element de acționare întreruptor de înaltă tensiune; I= protecția maximală de curent; C=comutator ploturi transformator cuptor cu arc; BA= bloc de acționare ploturi transformator; TU= traductor temperatură ulei; Gp=sesizor gaze pompă ulei și TTT=traductor temperatură transformator; M= motor acționare electrozi; L₁, L₂= limitatoare de cursă; TB, TC=termocuple pentru măsurarea temperaturii boltei și a cuvei; UNC= unitatea numerică de control.

Principalele caracteristici tehnice ale SPE-UNC sunt:

1. Algoritm de reglare: Z =constant, sau I =constant, sau U =constant;
2. Zona de sensibilitate: reglabilă în 8 trepte;
3. Domeniul puterii prescrise($0.2...1.45$) P_{nom} . în 12 trepte;
4. Amplificarea globală a buclei de reglare este reglabilă;
5. Asigurarea regimului de funcționare fără sau cu unitatea numerică de control (microcalculator de proces).

În cazul interconectării echipamentului de poziționare electrozi, cu unitatea de control numeric, este asigurată conducerea automată a topirii, înregistrarea și vizualizarea evenimentelor, supravegherea automată a întregii instalații electrice a cuptorului.

O altă tendință (față de conducerea clasică) în domeniul automatizării oțelărilor este conducerea distribuită a fiecărui cuptor separat cu ajutorul unui SPE-UNC [54], care se subordonează ierarhic unui echipament de gestiune energetică (ESRE). ESRE mai poate efectua un control optim asupra procesului de elaborare a oțelului.

Cuptorul cu arc electric pentru topirea oțelului [INDES S.A. Sibiu].

Principalele elemente constructive sunt: **cuva de topire** (inclusiv mecanismul de basculare), figura (2.39), **electrozii și portelectrozii** (inclusiv mecanismul de deplasare), **rețeaua scurtă** și mecanismul de încărcare a cuptorului. Metalul topit este oțelul (cu densitatea $\rho=7200 \text{ kg/m}^3$).

A. Caracteristicile cuvei de topire.

- (a) Capacitatea în tone (**m**) a cuptorului: **m=4** tone;
- (b) Temperatura de topire (θ_t) a cuptorului: **$\theta_t=1600$ [°C]**;
- (c) Durata topirii: **$t_t=0.8$ [h]**;
- (d) Durata afănării: **$t_a=0.4$ [h]**;
- (e) Durata pauzei tehnologice: **$t_p=0.5$ [h]**;
- (f) Volumul oțelului topit (**V**) este: **$V=0.55$ [m³]**;
- (g) Diametrul (**D**) al oglinzii băii de oțel topit: **$D=1812$ [mm]**;
- (h) Înălțimea băii de oțel **H=370** [mm];

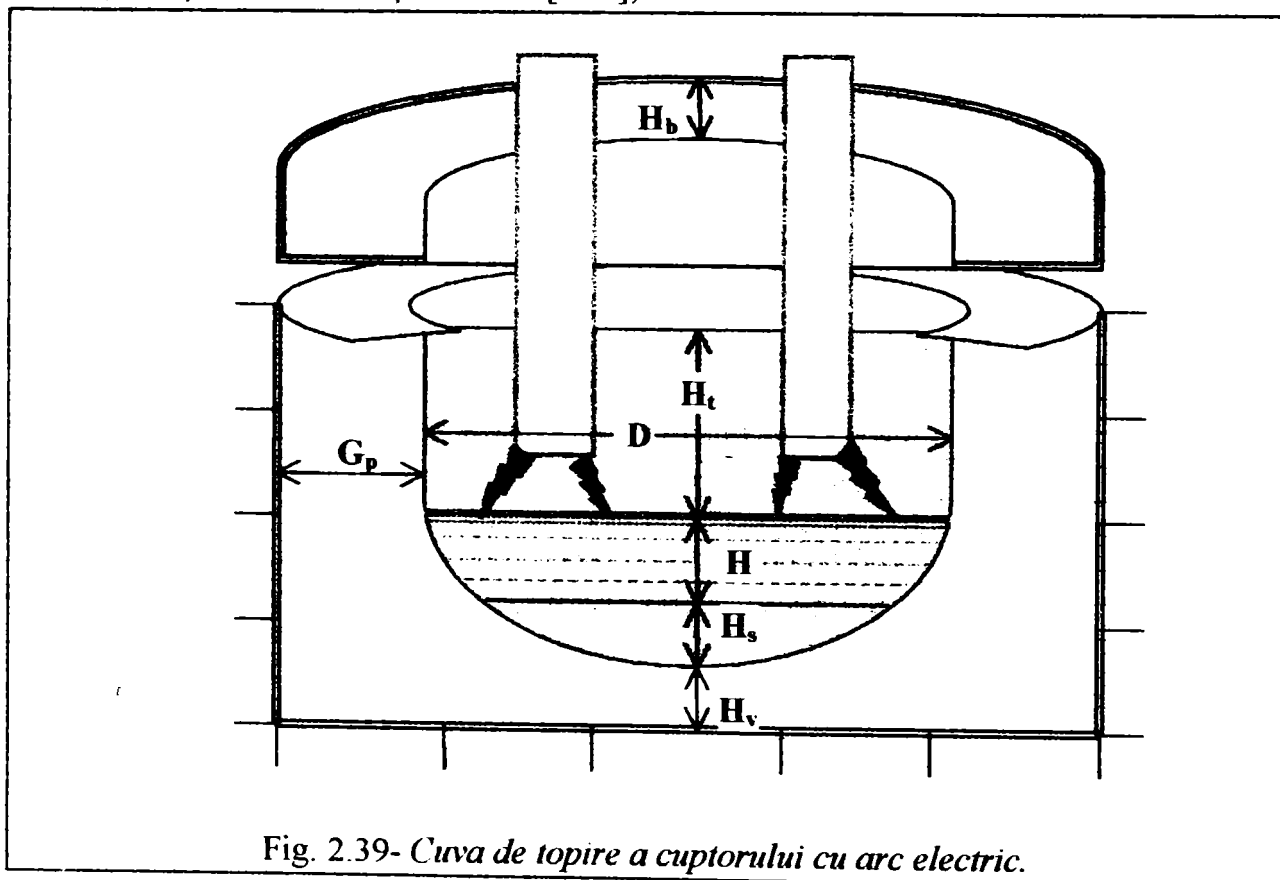


Fig. 2.39- Cuva de topire a cuptorului cu arc electric.

- (i) Înălțimea porțiunii sferice a cuvei **$H_s=73$ [mm]**;
- (j) Înălțimea spațiului de topire **$H_t=90$ [cm]**;
- (k) Înălțimea vetrei **$H_v=326$ [mm]**, cuptorul nu are agitator inductiv;

- (l) Grosimea peretelui $G_p=350$ [mm];
- (m) Grosimea bolții $H_b=150$ [mm];
- (n) Căptușeala cuptorului este acidă;

B. Caracteristicile termice ale cuptorului cu arc.

- (a) Puterea pierdută în timpul topirii prin vatră: $P_v=10$ [kW];
- (b) Puterea pierdută prin pereți în timpul topirii: $P_p=20$ [kW];
- (c) Puterea pierdută prin boltă în timpul topirii: $P_b=10$ [kW];
- (d) Puterea totală pierdută în timpul topirii: $P_{pt}=P_v+P_p+P_b=40$ [kW];
- (e) Puterea pierdută în timpul pauzei: $P_{pp}=60$ [kW];
- (f) Căldura utilă (Q_u): $Q_u=5.3 \cdot 10^9$ [J];
- (g) Căldura pierdută în timpul topirii: $Q_{pt}=0.12 \cdot 10^9$ [J];
- (h) Căldura pierdută în timpul pauzei: $Q_{pp}=0.1 \cdot 10^9$ [J];
- (i) Consumul de căldură al cuptorului: $Q_u+Q_{pt}+Q_{pp}=5.52 \cdot 10^9$ [J];

C. Caracteristicile transformatorului cuptorului.

Transformatorul electric principal al cuptorului cu arc are:

- (a) Puterea aparentă nominală: $S=3150$ [kVA];
- (b) Puterea aparentă necesară: $S_n=2969$ [kVA], factor de putere: $\lambda=0.78$;
- (c) Randamentul instalației electrice: $\eta=0.83$;
- (d) Tensiunea primară $U_p=6$ [kV];
- (e) Curentul primar de linie maxim: $I_{pl}=460$ [A];
- (f) Tensiunea secundară: $U_s=200$ [V];
- (g) Curentul secundar de linie: $I_{sl}=12$ [kA];
- (h) Tensiunea de scurtcircuit pe treapta minimă a tensiunii secundare: $u_{sc}=15\%$;
- (i) Pierderile de mers în gol: $P_o=20$ [kW];
- (j) Pierderile de mers în scurtcircuit: $P_{sc}=50$ [kW];
- (k) Numărul de trepte al tensiunii secundare: $n=6$;
- (l) Se consideră ca fiind mărimi nominale (b) și (d);
- (m) Valoarea maximă a tensiunii secundare (de linie): $U_{IM}=280$ [V];
- (n) Treptele de tensiune sunt: $U_1=80$ [V], $U_2=120$ [V], $U_3=160$ [V], $U_4=200$ [V], $U_5=240$ [V], $U_6=280$ [V];
- (o) Valoarea minimă a tensiunii secundare utilizată în faza de afânare este $U_1=80$ [V];
- (p) Intensitatea curentului secundar absorbit de cuptor pe treapta I: $I_{sn1}=19$ [kA];
- (q) Intensitatea curentului secundar absorbit de cuptor pe treapta VI: $I_{sn6}=5$ [kA];
- (r) Consumul specific de energie: $w=480$ [kWh/t];

D. Caracteristicile electrozilor.

- (a) Densitatea de curent a electrozilor: $j_e=25$ [A/cm²];
- (b) Diametrul unui electrod: 250 [mm];
- (c) Electrozii așezați în vârfurile unui Δ echilateral, cu diametrul cercului: $d_{ae}=650$ [mm];
- (d) Consumul specific $\gamma_e=4$ [kg/t];

E. Caracteristicile rețelei scurte.

- (a) Conexiunea rețelei scurte este stea (Y);

- (b) Rezistența rețelei scurte: ($R_{r1}=0.32[m\Omega]$), reactanța rețelei scurte pe fundamentală: ($X_{r1}=1.8[m\Omega]$);

F. Parametrii schemei echivalente.

Mărimile sunt raportate la secundarul transformatorului cuptorului cu arc:

- (a) Intensitatea curentului de scurtcircuit ideal: $I_{scid.}=36 [kA]$;
- (b) Rezistența transformatorului raportată la secundar: $R_t'=0.279 [m\Omega]$;
- (c) Reactanța transformatorului raportată la secundar: $X_t'=1.1 [m\Omega]$;
- (d) Rezistența electrozilor: $R_e=0.5 [m\Omega]$;
- (e) Reactanța electrozilor: $X_e=0.54 [m\Omega]$;
- (f) Reactanța totală a circuitului echivalent: $X_t'+X_{r1}+X_e=3.44 [m\Omega]$;
- (g) Reactanța totală necesară: $X=7.2 [m\Omega]$;
- (h) Rezistența totală a circuitului echivalent: $R_t'+R_{r1}+R_e=1.099 [m\Omega]$;
- (i) Intensitatea curentului de scurtcircuit real: $I_{sc.}=34.4 [kA]$;
- (j) Reactanța procentuală a bobinei de reactanță: $x_b[\%]=26$;
- (k) Reactanța bobinei: $X_b=3.39[\Omega]$;
- (l) Reactanța bobinei (raportare la secundarul transformatorului): $X_b'=3.76 [m\Omega]$;
- (m) Rezistența bobinei de reactanță (raportare la secundar): $R_b'=0.1 [m\Omega]$;

G. Instalația electrică. Caracteristici de funcționare ale cuptorului electric cu arc.

Regimul electric de funcționare a cuptorului cu arc figura (2.43) este caracterizat de tensiunea electrică secundară a transformatorului de cuptor (U_s), (C.f), intensitatea electrică a curentului de arc (I), rezistența electrică și reactanța circuitului de alimentare ale cuptorului (R, X), [Cuptorul cu arc INDES S.A.]

În prealabil cuptorul este încărcat, după un grafic tehnologic (uscare și încălzire), apoi începe topirea înceată (tensiunea și curentul minime), cu arcele electrice îngropate. Perioada după topire la această șarjă (de sudură) este scurtă, obținându-se o fritare suficientă. Durata topirii este mai lungă figura (2.40), deoarece distribuția căldurii pe suprafața vetrei

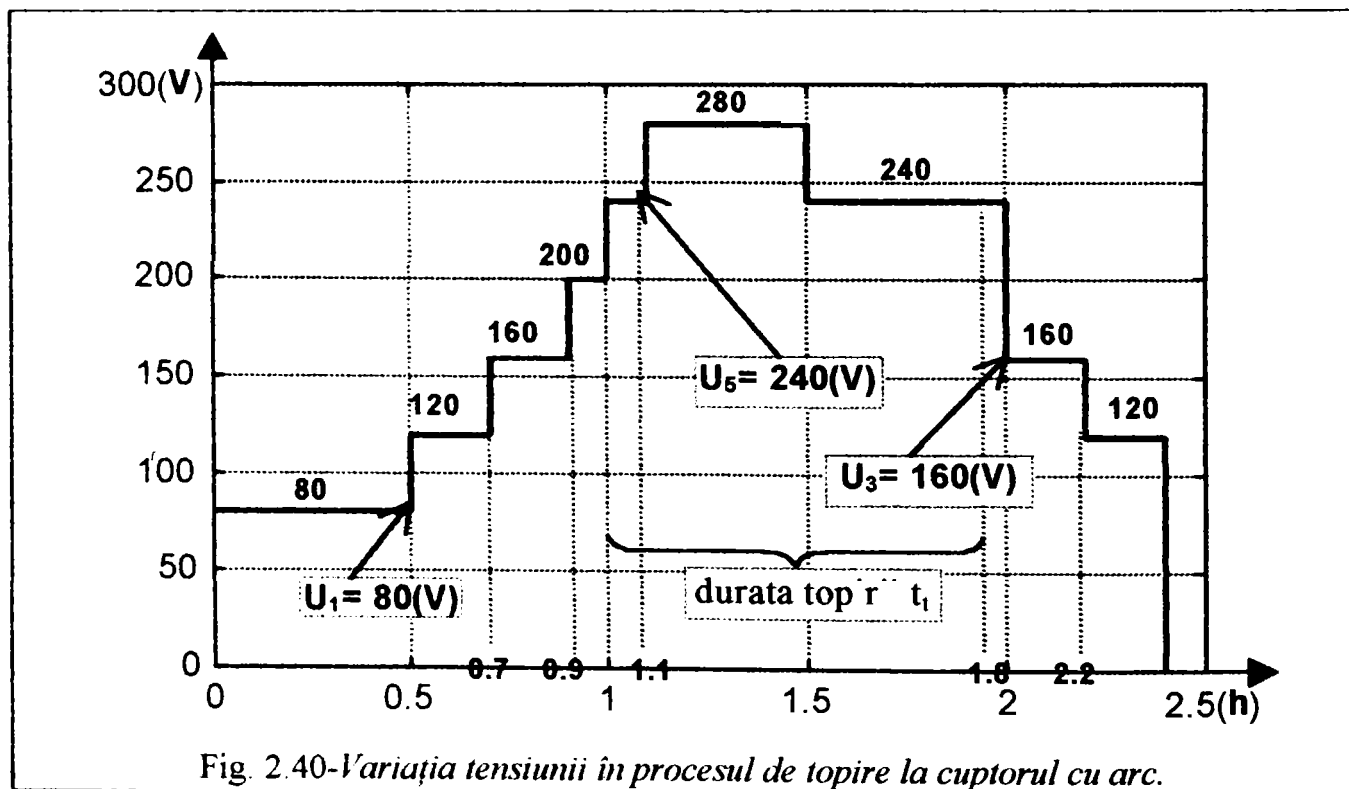


Fig. 2.40-Variația tensiunii în procesul de topire la cuptorul cu arc.

este neuniformă.

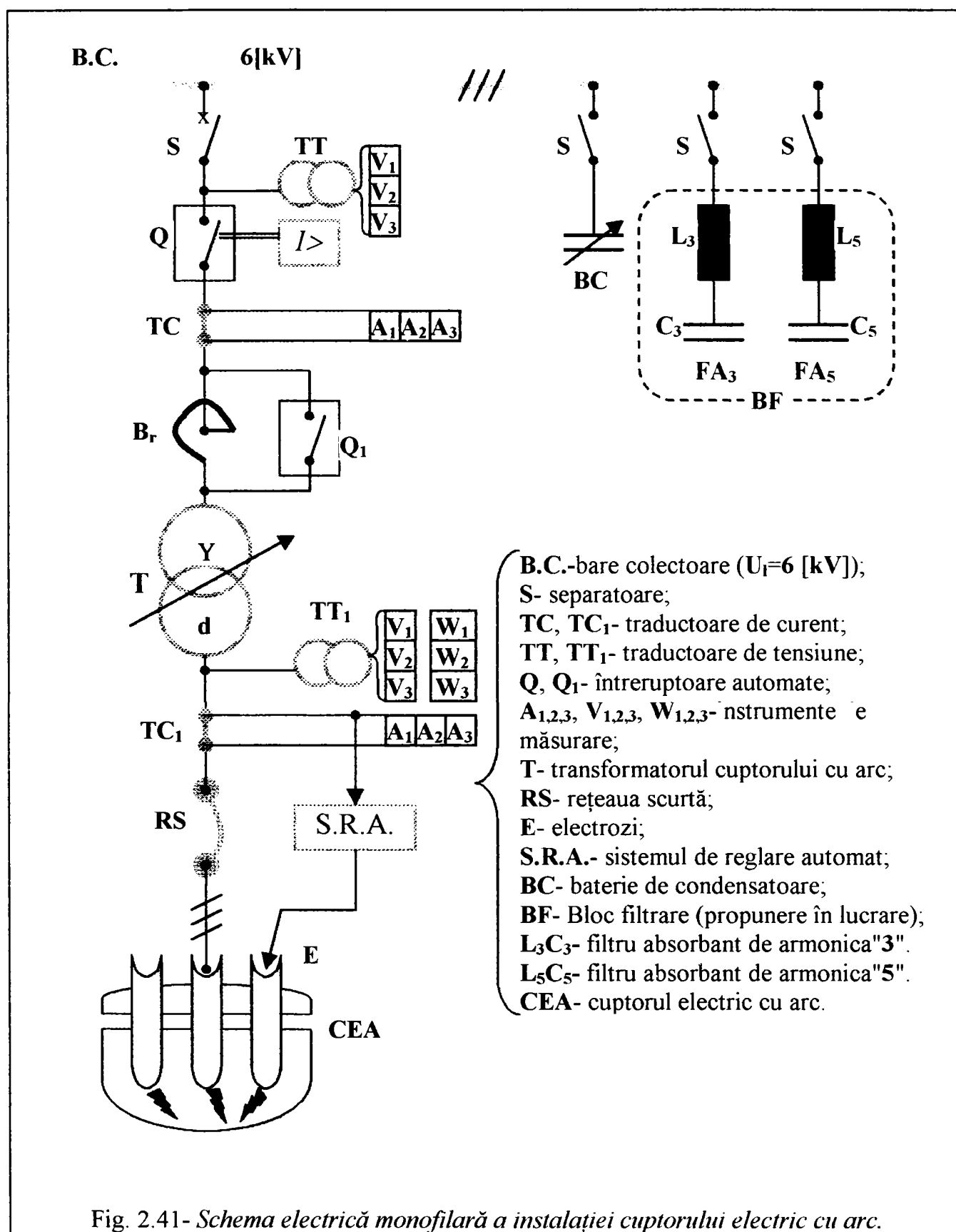


Fig. 2.41- Schema electrică monofilară a instalației cuptorului electric cu arc.

Elaborarea în cuptorul cu arc menționat se execută astfel:

1. Se apropie electrozii de încărcătură (manual) și se conectează cuptorul cu arc la rețea, cu bobina de reactanță în circuit;
2. Se începe topirea cu tensiune joasă ($U_1=80V$);
3. Se mărește treapta tensiunii electrice la ($U_2=120V$) până la ($U_4=200V$), utilizând $2/3$ din puterea transformatorului. Electrozii pătrund repede prin bucățile din oțel, arcele electrice stabilite sunt acoperite și devin stabile.

4. După 15 minute se pune în funcțiune sistemul de reglare automat (S.R.A), se ridică tensiunea electrică la valoarea ($U_5=240V$), intensitatea curentului crește treptat.
5. În 10 minute electrozii ajung la baia de oțel de pe vatră și arcele electrice nu se mai întrerup, tensiunea electrică este la valoarea maximă ($U_6=280V$), bobina de reactanță este scoasă din circuitul principal.
6. Când baia de oțel este puternic încălzită se ridică electrozii, se împinge încărcătura retopită în baie (sau se rotește cuptorul cu axa în poziție mijlocie).
7. Se produce topirea sub acțiunea băii metalice, tensiunea electrică se reduce la ($U_3=160V$).
8. Se reduce tensiunea electrică la ($U_2=120V$), însă nu sub ($115V$), electrozii intră în zgură și sunt scurtcircuitați des.

Instalația electrică a cuptorului electric cu arc din figura (2.41) este formată din:

- A. Circuitul de înaltă tensiune al cuptorului are în componență traductorul de tensiune (TT) și traductorul de curent (TC), care alimentează aparatele de măsurare (voltmetre, ampermetre, watmetre) și elemente de protecție (releu de curent maximal și releu de tensiune minimală) asociate întrerupătorului automat (Q).
- B. După întrerupător, transformatorul cuptorului (T), este alimentat prin intermediul bobinei de reactanță (B_r), deoarece reactanța echivalentă a cuptorului este insuficientă în unele faze ale procesului tehnologic de elaborare a șarjei.
- C. Circuitul de joasă tensiune al cuptorului (circuitul secundar al transformatorului), cuprinde conductoarele de la transformator și până la capul de prindere al electrozilor (rețeaua scurtă RS). Pe fiecare fază este prevăzut un traductor de curent (TC) în legătură cu sistemul de reglare automată (S.R.A), pentru reglarea poziției electrozilor și a puterii absorbită de la transformator.
- D. Transformatorul cuptorului cu arc electric este diferit față de transformatorul obișnuit de putere (sistemul de răcire modificat), asigură topirea oțelului în cel mai scurt timp posibil. Întreaga putere a transformatorului se folosește numai în perioada de topire. Transformatorul cuptorului suportă suprasarcini de 25% timp de 2[h].
- E. Bobina de reactanță se instalează deoarece cuptorul fiind de capacitate mică, reactanța proprie (transformator și rețea scurtă) nu este suficientă pentru a limita curentul în circuitul electric și pentru ca arcul electric să fie stabil. În perioada de topire, transformatorul este supus la variații mari și dese ale curentului datorită deselor scurtcircuite. Bobina de reactanță reduce valoarea curentului de scurtcircuit, ea are reactanța $X_b=3.76 [m\Omega]$ și rezistența electrică neglijabilă. Bobina de reactanță suportă curenți corespunzători unor puteri de 2 ori mai mari decât puterea nominală a transformatorului. Reactanța rețelei este 5% din valoarea totală necesară cuptorului cu arc, reactanța transformatorului este 29%. Bobina de reactanță scade factorul de putere, iar când arcul este stabil, ea trebuie scoasă din circuit cu ajutorul întrerupătorului (Q_1).

Schema electrică trifazată echivalentă a circuitului de alimentare a cuptorului cu arc electric este dată în figura (2.42).

Se neglijează curentul de magnetizare al transformatorului (T) al cuptorului în raport cu curentul nominal de sarcină.

R_b, X_b - rezistența electrică, respectiv reactanța bobinei de limitare din circuitul de alimentare (valori considerate egale pe cele 3 faze: r, s, t);

R_t, X_t - rezistența electrică, respectiv reactanța echivalentă ale transformatorului cuptorului cu arc, mărimi raportate la tensiunea din secundarul transformatorului de alimentare (valori considerate egale pe cele 3 faze)

R_{ri}, X_{ri} - rezistența electrică, respectiv reactanța corespunzătoare celor 3 faze ale rețelei scurte;

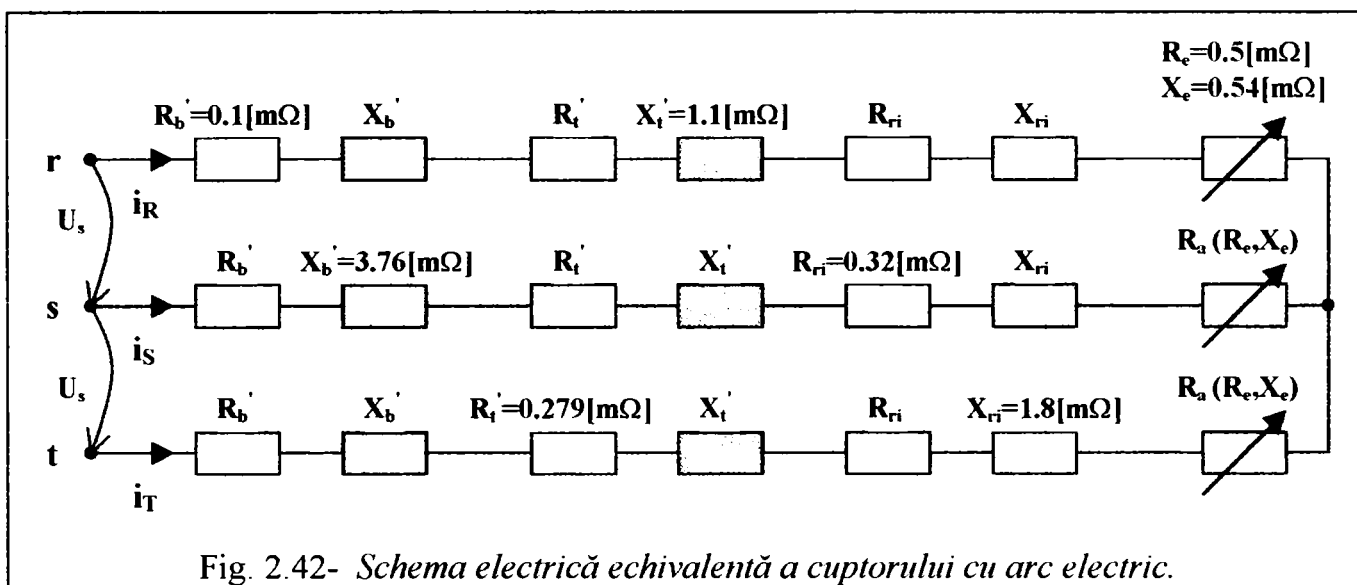


Fig. 2.42- Schema electrică echivalentă a cuptorului cu arc electric.

$R_a(R_e, X_e)$ - rezistența neliniară a arcului electric (rezistența, reactanța electrozilor);

U_s - tensiunea secundară de linie a transformatorului cuptorului cu arc, formată din 6 trepte de tensiune.

În figura (2.43) avem R =rezistența electrică totală pe fază, și X =reactanța electrică totală pe fază a circuitului de alimentare a cuptorului cu arc. Schema electrică echivalentă, figura (2.43) este raportată la secundarul transformatorului.

Funcționarea cuptorului cu arc în timpul unui ciclu de funcționare comportă mai multe faze pentru elaborarea șarjei, ceea ce presupune varierea tensiunii după un grafic bine determinat (în funcție de procesul tehnologic), figura (2.40): de la zero până la valoarea maximă, care corespunde puterii maxime a transformatorului de alimentare, reducerea apoi

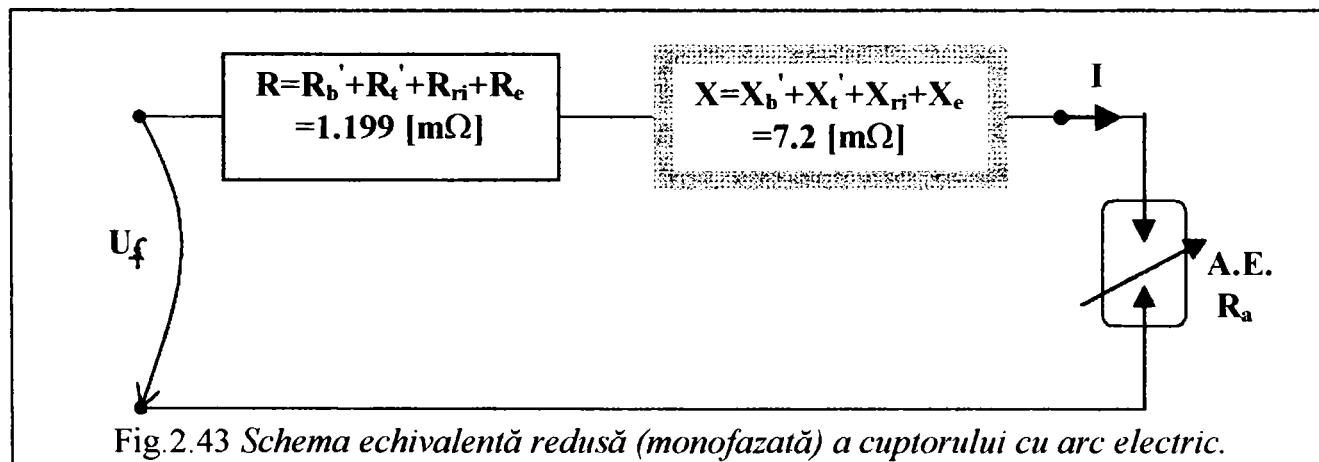


Fig. 2.43 Schema echivalentă redusă (monofazată) a cuptorului cu arc electric.

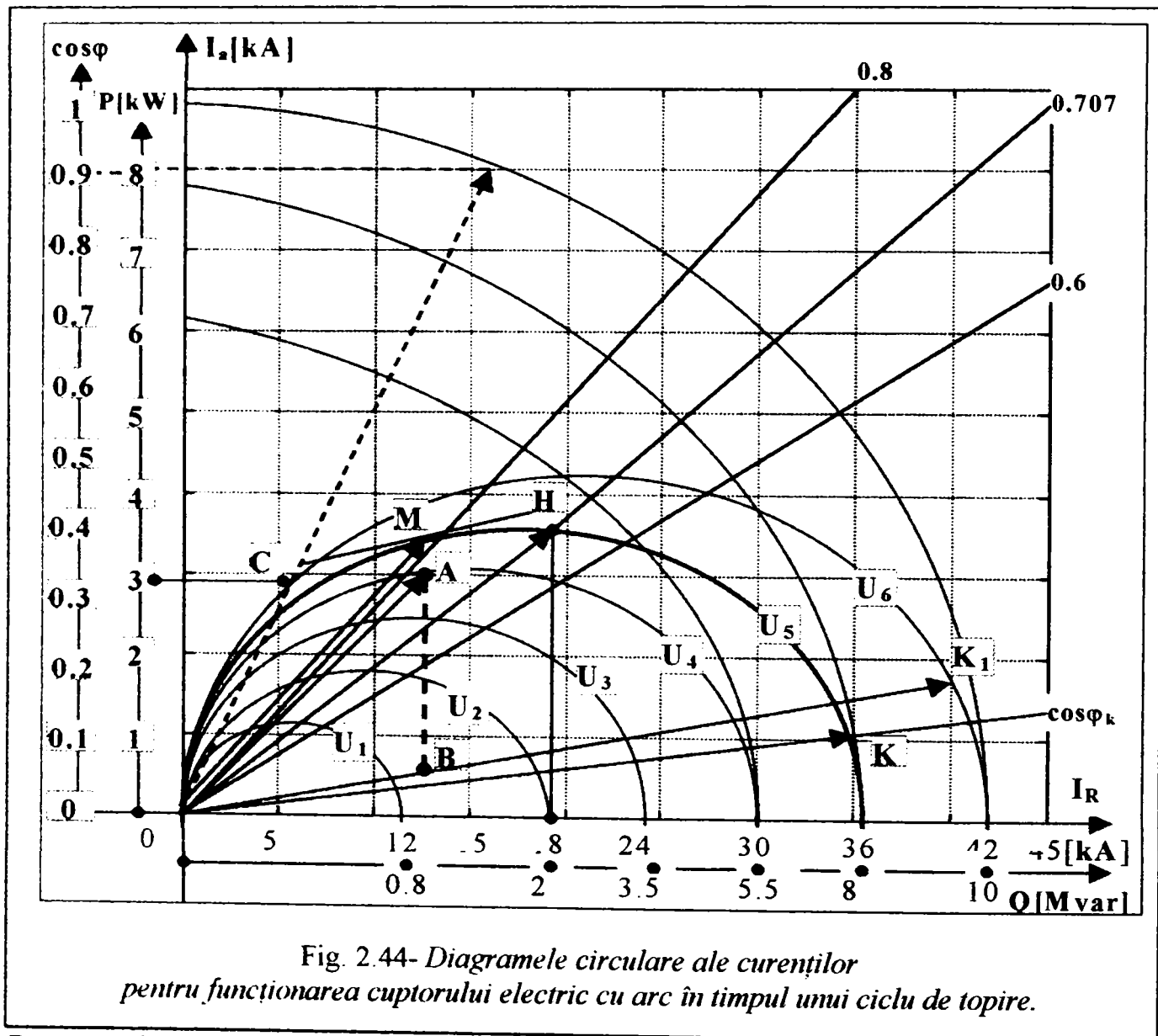
treptată a tensiunii cu menținerea constantă a puterii, până la terminarea ciclului de topire, urmată de reducerea la zero a tensiunii aplicată electrozilor.

În figura (2.40) se prezintă diagrama caracteristicilor pentru cuptorul [INDES S.A], cu caracteristicile generale:

Rentea Cornel- "Cercetări privind compensarea regimului electroenergetic deformant la instalații electrotermice cu arc electric"

1. Puterea nominală a transformatorului: $S_n=2969$ [kVA](C.b);
2. Suprasarcina admisă în perioada de topire este de 25% din puterea nominală: $S_n^*=3711$ [kVA];
3. Tensiunea nominală primară: $U_p=6$ [kV](C.d);
4. Tensiunea nominală secundară: U_s (C.f)= $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$;
5. Intensitatea curentului secundar la (S_n) pentru treptele de tensiune (C.n):

Treapta	1	2	3	4	5	6
U_s [V]	80	120	160	200	240	280
I_s [kA]	10.7	16.05	21.4	26.75	32.1	37.45
I_{scid} [kA]	12	18	24	30	36	42



Dacă considerăm parametrii (R, X) ai schemei echivalente constanți, datorită variației rezistenței neliniare (R_a) a arcului electric, locul geometric al fazorului curentului cuptorului (la tensiunea constantă a unei trepte a transformatorului) este un cerc, cu dimensiunea diametrului egală cu valoarea curentului ideal de scurtcircuit: ($I_{scid}=U_s/X$), diagrama circulară consideră curentul în circuit ca fiind sinusoidal.

În regim normal de funcționare a cuptorului, se limitează curentul de scurtcircuit în raport cu curentul nominal (I_n), (C.g) al cuptorului, la valoarea:

$$I_{scid} = (2 \dots 2.5) I_n = 27.6 [kA]$$

Valoarea necesară a reactanței cuptorului: $X = \frac{U_s}{27.6} = 7.2 [m\Omega]$

În diagrama cercului (diagrama circulară consideră curentul în circuit ca fiind sinusoidal) intensitatea curentului (**I**), figura (2.43) poate varia de la zero până la curentul real de scurtcircuit: valoarea (**F.i**) pentru treapta de tensiune U_5 .

În figura (2.44) avem câteva puncte, care conturează funcționarea cuptorului cu arc:

- (a) Punctul (**K**) corespunzător curentului de scurtcircuit real, pentru treapta de tensiune U_5 este: $I_{sc}=35$ [kA];
- (b) Punctul (**K₁**) corespunde curentului de scurtcircuit real pentru treapta (U_6);
- (c) Punctul (**M**) obținut trasând tangenta la semicercul diagramei circulare, paralel cu curentul de scurtcircuit real, corespunde puterii maxime a arcului electric (a puterii utile maxime), deoarece diagramele figurii (2.44) sunt gradate și în coordonatele puterii active și în coordonatele puterii reactive (**P**, **Q**), pentru regimul sinusoidal: $Q_m = \frac{U^2}{X} = 10.8$ [MVar];
- (d) În punctul (**H**), puterea activă absorbită de la rețea este maximă, ea fiind egală cu suprasarcina admisă în perioada de topire;
- (e) Punctul (**A**) corespunde puterii nominale a transformatorului de alimentare, curentul nominal I_n (**C.g**) fiind cel corespunzător treptei a "4-a".

Vârfurile fazorilor de putere pe toate treptele de tensiune se află pe verticala "AB", segment delimitat de treptele de tensiune. Perimetrul optim de funcționare al cuptorului este delimitat și de valoarea factorului de putere.

- (f) Punctul (**C**) de funcționare ,pe treapta de tensiune maximă, utilizarea puterii nominale a transformatorului, la un factor de putere ($\lambda=0.9$).

11. Compensarea dinamică a circulației de putere reactivă

Compensarea șocurilor de putere reactivă provocate de cuptorul cu arc, stabilizează tensiunea pe barele de alimentare, reducând în același timp și fenomenul de flicker [138].

Compensarea statică a puterii reactive este utilizată în prezent la cuptorul cu arc [INDES S.A], iar caracteristicile ei sunt caracteristicile bateriei de condensatoare (**BC**) din figura (2.41):

- a) Factorul de putere inițial: $\lambda_1=0.45$;
- b) Factorul de putere final: $\lambda_2=0.96$;
- c) Puterea activă absorbită: $P=2$ [MW];
- d) Puterea sursei de compensare: $Q_{nec}=3.4$ [MVar];
- e) Baterie de condensatoare are o treaptă, este amplasată pe barele de 6 [kV].
- f) Puterea de scurtcircuit pe barele punctului de alimentare (**PA**): $S_{sc}=270$ [MVA];
- g) Tensiunea nominală a bateriei este egală cu tensiunea nominală a rețelei;
- h) Condensatoarele sunt de tipul LKCF 100/6.3E, monofazate, de exterior cu ambele borne izolate, având caracteristicile: $U_n=6.3$ [kV], $C_n=24$ [μ F], $Q_n=100$ [kVar], $f=50$ [Hz], nivelul de izolație 12 [kV], clasa de temperatură 45°C, greutatea 35 [kg];
- i) Celula de medie tensiune este echipată cu întreruptor tip IO-10-630 care permite un curent de rupere în regim capacitiv de 320 [A], respectiv un curent de șoc maxim de 62 [kA];
- j) Condiția de anclanșare a bateriei: ($S_{sc}/Q_{nec}>33.3$);
- k) Numărul de condensatoare în paralel pe fază: $n=5$;
- l) Conexiunea în dublă stea, cu un condensator pe fază;
- m) Numărul de unități al bateriei: $N=30$;
- n) Puterea bateriei de condensatoare: $Q_{bn}=3$ [MVar];
- o) Șocul de tensiune la conectare: $\Delta U\% = Q_{bn}/S_{sc} \cdot 100 = 1.11 < 3\%$;
- p) Curentul de deconectare: $I_n=289$ [A].

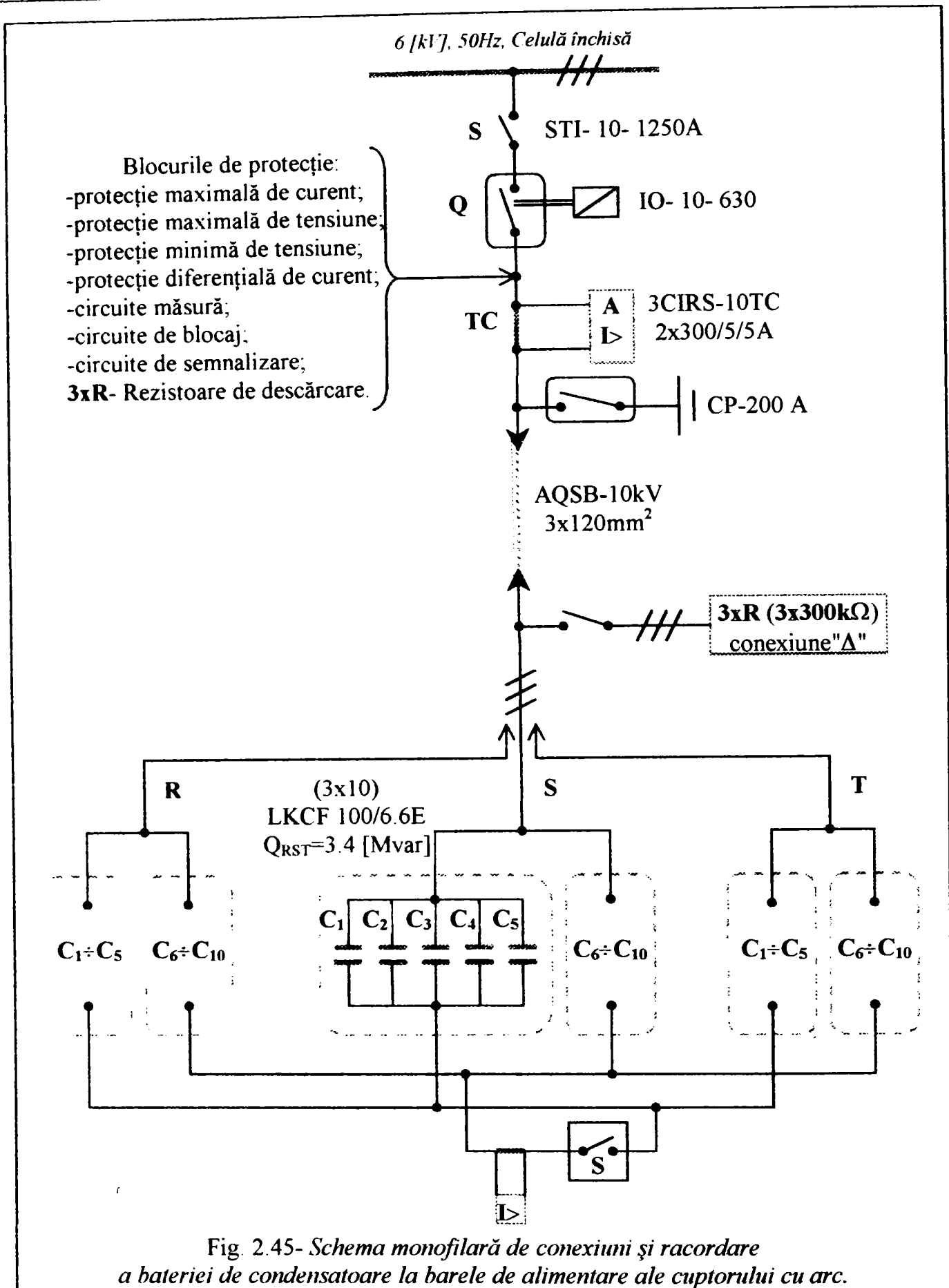


Fig. 2.45- Schema monofilară de conexiuni și racordare a bateriei de condensatoare la barele de alimentare ale cuptorului cu arc.

Compensarea dinamică a circulației de putere reactivă în cazul cuptorului electric cu arc, este necesară deoarece valoarea curentă a factorului de putere (pe fază) se modifică brusc, de la valori (0.7÷0.85) pentru curenti mai mici, la valori de (0.4÷0.5) în timpul funcționării în regim de scurtcircuit, valori măsurate în circuitul primar al transformatorului.

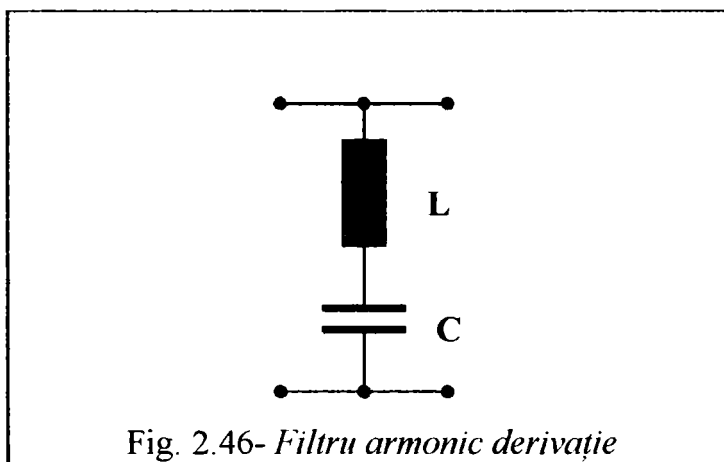
2.2.2. Filtrele pasive de armonici.

Limitarea circulației armonicilor se realizează cu ajutorul filtrelor de armonici construite din bobine conectate în serie cu baterii de condensatoare.

Filtrele de armonici se conectează în derivație cu receptoarele deformante, cât mai aproape de acestea și prezintă o caracteristică impedanță-frecvență adecvată, fiecare circuit realizând o absorbție pe armonica specifică din spectrul armonic.

Filtrele de armonici amplasate în punctul de racord în rețeaua electrică, în apropierea neliniarităților care produc armonici (în speță cuptorul electric cu arc), controlează și limitează circulația armonicilor de curent:

- Se pot utiliza filtre de armonici conectate în derivație în rețelele electrice pentru absorbția armonicilor de un anumit rang, figura (2.46);
- Se pot utiliza filtre de armonici conectate în serie, pentru limitarea circulației armonicilor pentru anumite receptoare neliniare.

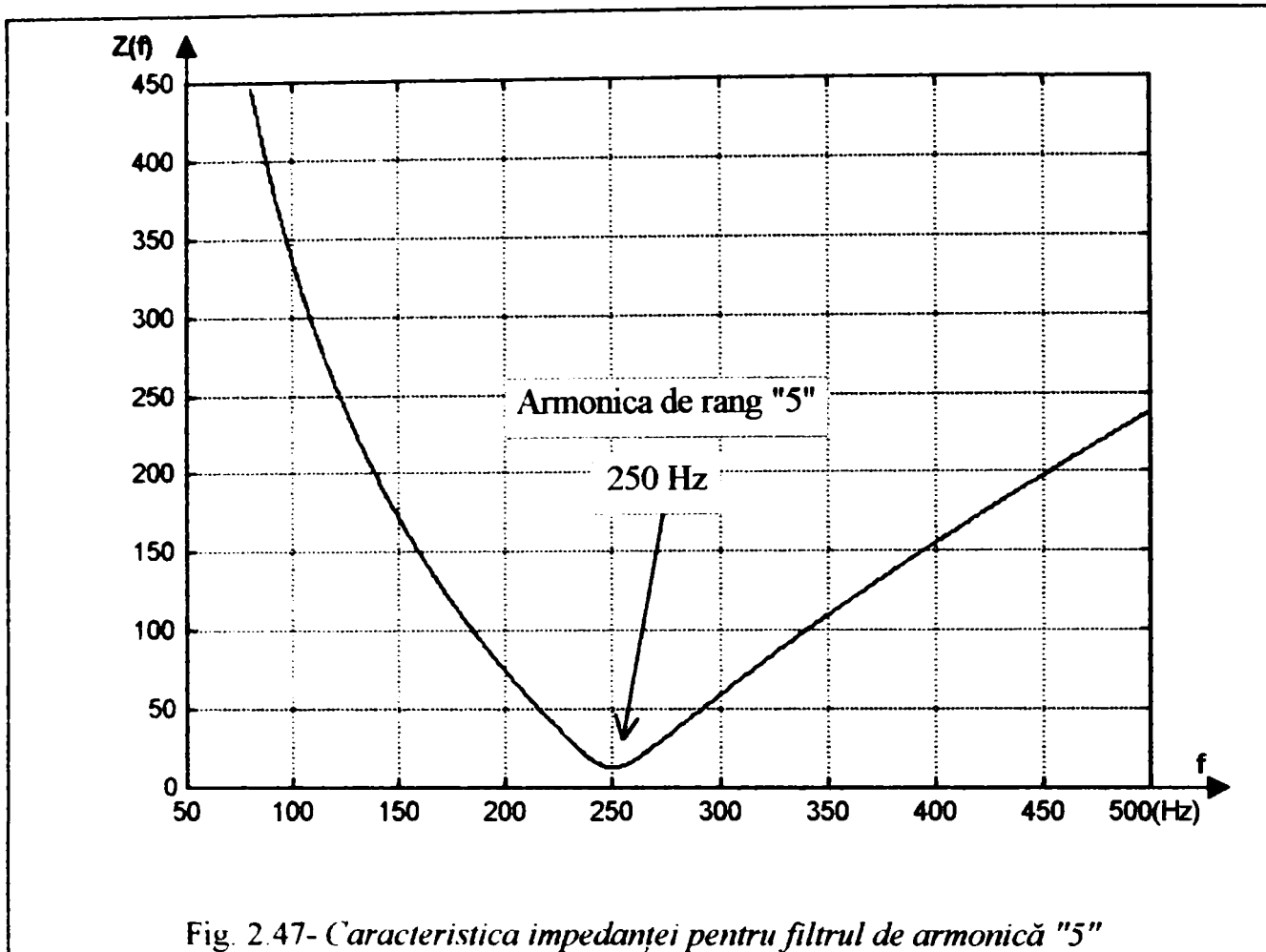


În caracteristica filtrului se neglijează pierderile în miezul feromagnetic.

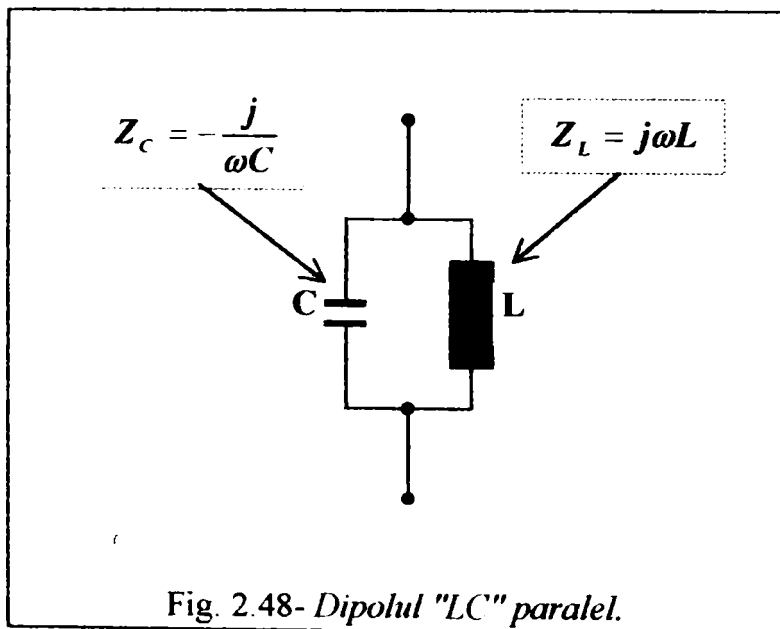
Filtrul derivație (absorbant) este compus din circuite cuprinzând condensatoare de capacitate "C", conectată în serie cu o bobină de inductivitate "L".

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (2.47)$$

Impedanța variază cu pulsația (ω). Valoarea minimă a impedanței rezultă pentru pulsația naturală de rezonanță a circuitului. De exemplu circuitul (filtrul) de armonica "5" cu următorii parametrii electrici: $R=13\Omega$, $C=4\mu F$ și $L=0.101H$, figura (2.47):



Impedanța în funcție de frecvență pentru dipolul "LC" paralel (filtru refulant), figura (2.48). (componentă a unui filtru de armonici):



$$Z_p = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

$$|Z| = \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

Impedanța în funcție de frecvență are caracter inductiv și crește de la zero până la plus infinit, trece apoi la minus infinit, devine capacitivă, și tinde spre zero la frecvențe mari figura (2.49). La frecvența de rezonanță, numitorul impedanței se anulează,

impedanța devine teoretic infinită.

De exemplu considerăm un filtru special pentru fundamentală: $LC=0.00001$

$$(L=0.001[H], C=0.01[F]): f_{\text{rezonanțe}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{10^{-5}}} = 50.3547[Hz].$$

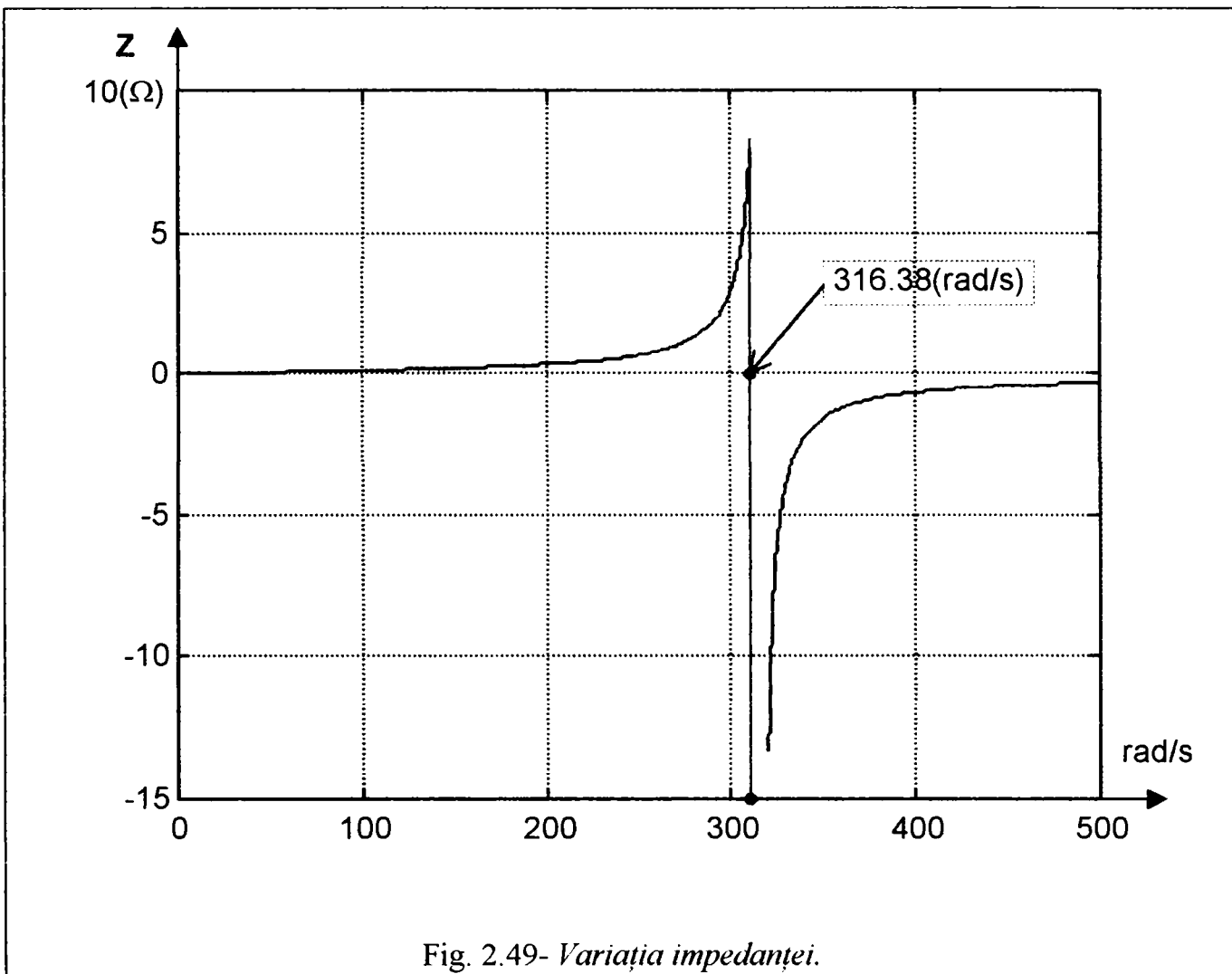


Fig. 2.49- Variația impedanței.

Diagrama caracteristică a reactanței ne arată domeniile de frecvență în care reactanța este inductivă, respectiv capacitivă, iar singularitățile dipolului ne arată frecvențele pentru care reactanța ia valori extreme, figura (2.50):

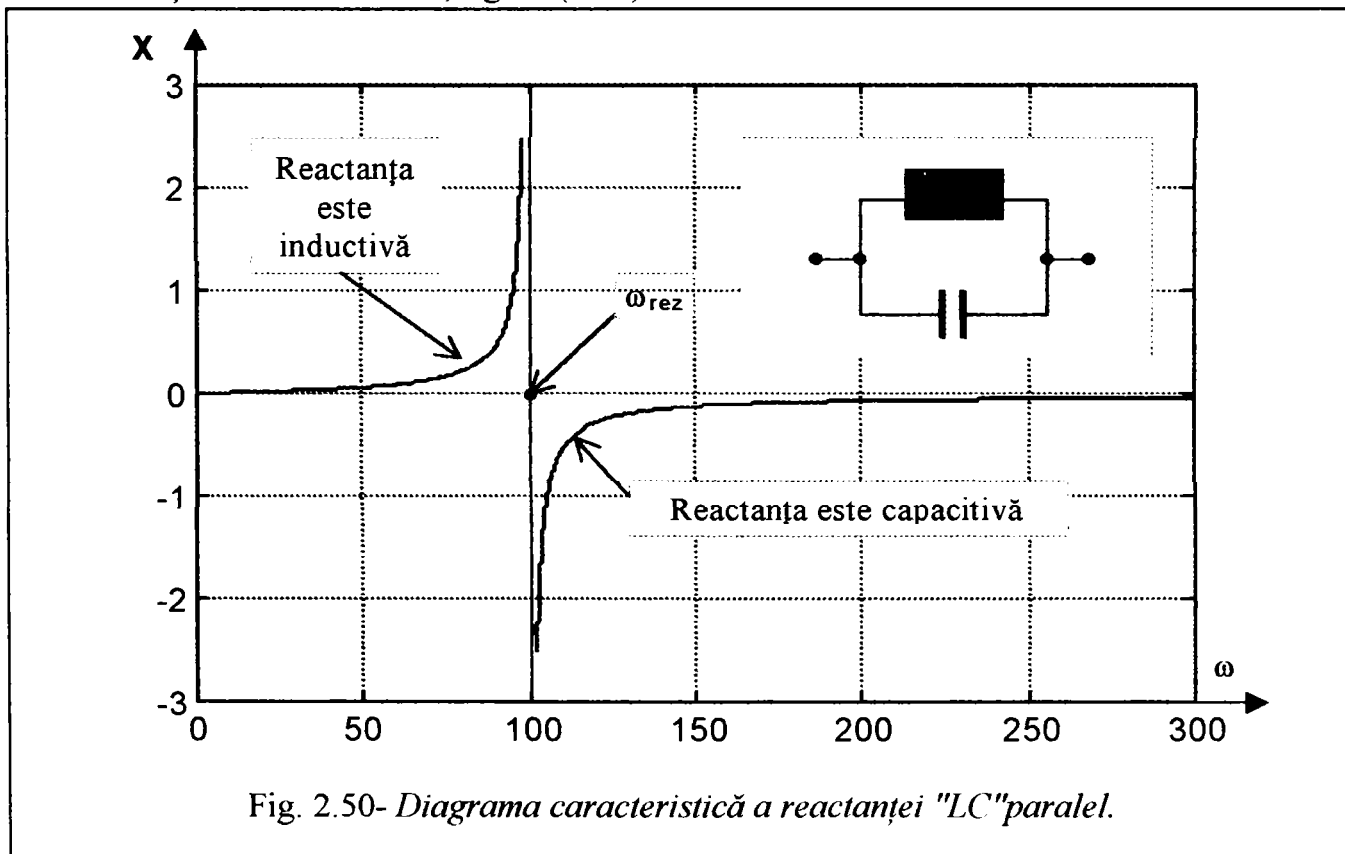
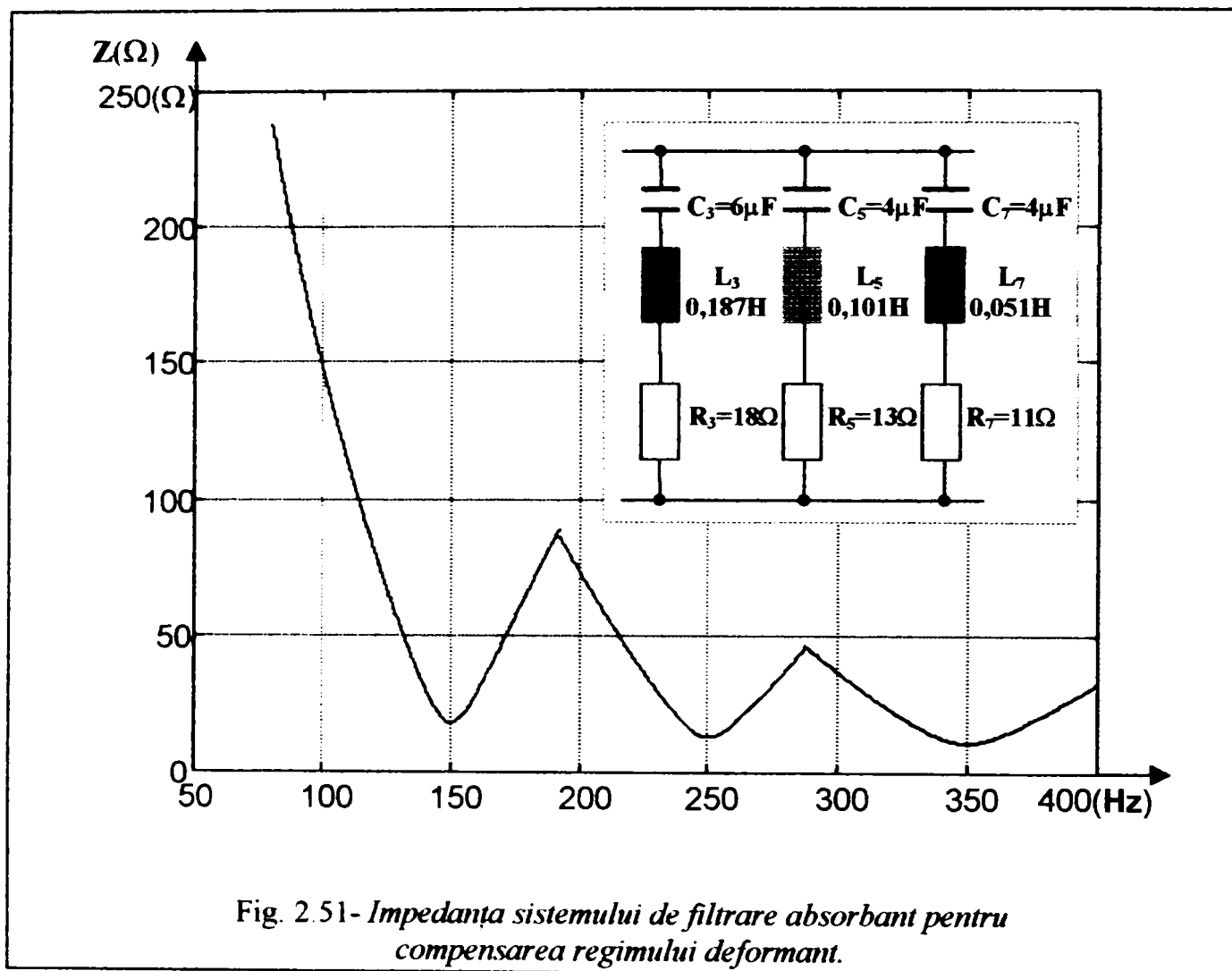


Fig. 2.50- Diagrama caracteristică a reactanței "LC" paralel.



Impedanța filtrului corespunzătoare armonicii de rang "k": $\omega_k = 2\pi f \cdot k$

$$Z_k = \sqrt{R^2 + \left(2\pi f_k L - \frac{1}{2\pi f_k C}\right)^2} \quad (2.48)$$

Impedanța sistemului de filtrare figura (2.50) admite trei puncte de minim corespunzătoare celor trei frecvențe de rezonanță (150, 250 și 350 Hz).

Bobinele din circuitele de filtrare se realizează cu miez feromagnetic. În bobinele cu miez feromagnetic conectate în circuitul de filtrare curba câmpului magnetic din miez conține și armonici care provoacă pierderi suplimentare.

Bobinele fără miez feromagnetic, sunt conectate în serie cu cuptorul cu arc electric, pentru limitarea curenților de scurtcircuit.

Bobinele miez feromagnetic din tole, sunt conectate în circuitele derivație pentru compensarea puterii reactive, filtrarea armonicilor de joasă frecvență, și tratarea neutrului rețelilor trifazate.

Parametrii filtrului sunt dimensionați astfel încât funcționarea bateriei de condensatoare pentru compensarea puterii reactive corespunzătoare fundamentalei curentului de pulsație (ω_1) să fie menținută la o valoare apropiată de cea nominală:

$$Q_{\text{compensare nominală}} = \omega_1 C U_1^2 \quad (2.49)$$

U_1 = valoarea efectivă a tensiunii rețelei.

Bobina în serie cu bateria de condensatoare are ca efect creșterea puterii reactive debitate de circuitu (filtru) în sistem.

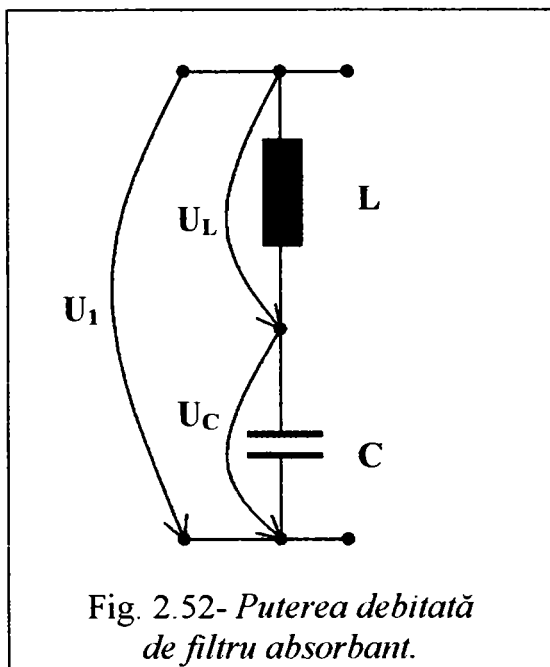


Fig. 2.52- Puterea debitată de filtru absorbant.

Puterea reactivă debitată de un circuit (filtru) figura (2.52) este [136]:

$$Q = \text{im}\{S\} \quad S = ZI^2$$

$$Z = j\omega_1 L + \frac{1}{j\omega_1 C} = \frac{1 - \omega_1^2 LC}{j\omega_1 C}$$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{j\omega_1 C}{1 - \omega_1^2 LC}$$

$$S = \frac{j\omega_1 C}{1 - \omega_1^2 LC} U_1^2 \rightarrow Q = \frac{\omega_1 C U_1^2}{1 - \omega_1^2 LC} \quad (2.50)$$

$$Q_{\text{filtru}} = \frac{\omega_1 C U_1^2}{1 - \omega_1^2 LC} \rightarrow$$

$$Q_{\text{filtru}} = \frac{Q_{Cn}}{1 - \omega_1^2 LC} \quad (2.51)$$

Dacă considerăm și o armonică de rang "k" pe lângă fundamentală, puterea reactivă a filtrului depinde de rangul armonicii (k^2/k^2-1). Pentru armonica de rang "k" condiția de rezonanță este:

$$k\omega_1 L = \frac{1}{k\omega_1 C} \rightarrow \omega_1^2 = \frac{1}{L C k^2} \rightarrow LC = \frac{1}{k^2 \omega_1^2} \Rightarrow Q_{\text{filtru}} = \frac{Q_{Cn}}{1 - \omega_1^2 LC} = \frac{k^2}{k^2 - 1} Q_{Cn} \quad (2.52)$$

Din relația (2.50), rezultă că numai o parte mică a puterii reactive nominale a condensatorului este folosită în cadrul filtrului pentru crearea câmpului electromagnetic în elementul de reactanță inductivă.

Odată cu aceasta crește însă și valoarea efectivă a tensiunii la bornele bateriei de condensatoare de frecvența fundamentalei de la valoarea U_1 la valoarea U_{C1} :

$$U_{C1} = \frac{U_1}{1 - \omega_1^2 LC} = \frac{k^2}{k^2 - 1} U_1 \quad (2.53)$$

Puterea reactivă fundamentală a condensatorului este:

$$Q_{\text{fundamentală}} = \omega_1 C U_{C1}^2 = \omega_1 C U_1^2 \left(\frac{k^2}{k^2 - 1} \right)^2 \quad (2.54)$$

La proiectarea bateriilor de condensatoare, acestea trebuie să fie calculate ținând seama că vor fi parcurse în același timp atât de curentul fundamental cât și de curentul de armonică pentru care a fost definit.

În figura (2.53) se arată două exemple de circuite (filtre de armonici) pentru rețelele electrice, pentru absorbția armonicilor de un anumit rang.

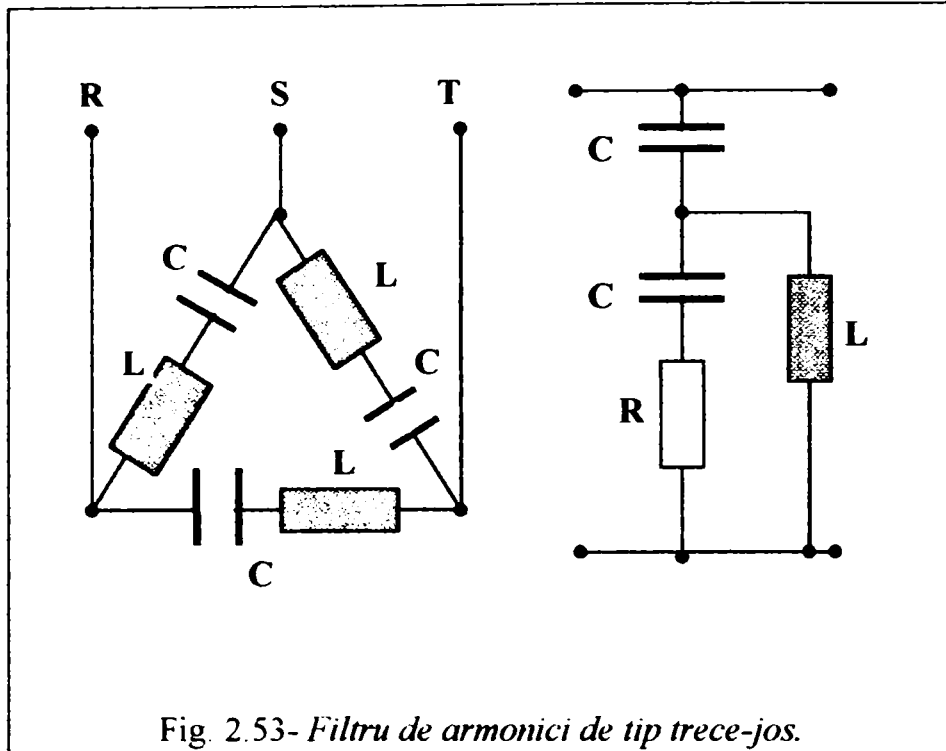


Fig. 2.53- Filtru de armonici de tip trece-jos.

Condensatoarele trebuie să fie supradimensionate ca putere și ca tensiune, în caz contrar pot să apară efecte nedorite la încălziri, urmate adeseori de străpungeri. Capacitatea filtrului

$$C = \frac{I_1}{\omega U_{c1}} \quad (2.55)$$

$$C = \frac{I_1(k^2 - 1)}{\omega k^2 U_1} \quad (2.56)$$

Dacă analizăm amplasarea filtrului figura (2.54), se arată posibilitatea de dublă utilizare a acestui filtru (L_0-C_0) derivație:

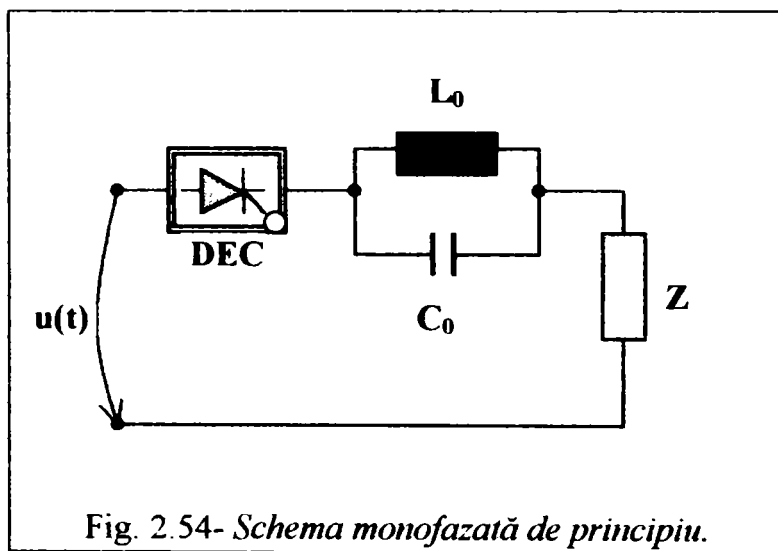


Fig. 2.54- Schema monofazată de principiu.

1. Compensator longitudinal de putere reactivă în regim normal;
 2. Limitator de curent în regim de defect.
- DEC- dispozitiv electronic de comutație.
 L_0-C_0 -filtru derivație ideal.
 Z -impedanța consumatorului inductiv.
 Z^* -impedanța totală a circuitului.

Pentru a se îndeplini cele două cerințe 1) și 2) în funcționarea în regim normal, este necesar ca impedanța totală a circuitului " Z^* " să se mențină ca modul la valoarea " Z " a impedanței consumatorului inductiv:

$$|Z^*| \equiv |Z|, (Z^* = R + jX_{echivalent}, Z = R + jX) \rightarrow X_{echivalent} = -X \quad (2.57)$$

Comportarea "capacitivă" a circuitului (L_0-C_0) derivație și deci compensarea puterii reactive în regim normal se realizează după frecvența de rezonanță în sens crescător (când impedanța trece la minus infinit, devine capacitivă și apoi tinde spre zero la frecvențe mari).

Valorile curentului din circuit vor putea fi controlate prin modificarea valorilor reactanței $X_{ech.}$:

$$X_{ech.} = X + \frac{\omega L_0}{1 - \omega^2 L_0 C_0} = \omega L - \frac{\omega L_0}{\omega^2 L_0 C_0 - 1} \quad (2.58)$$

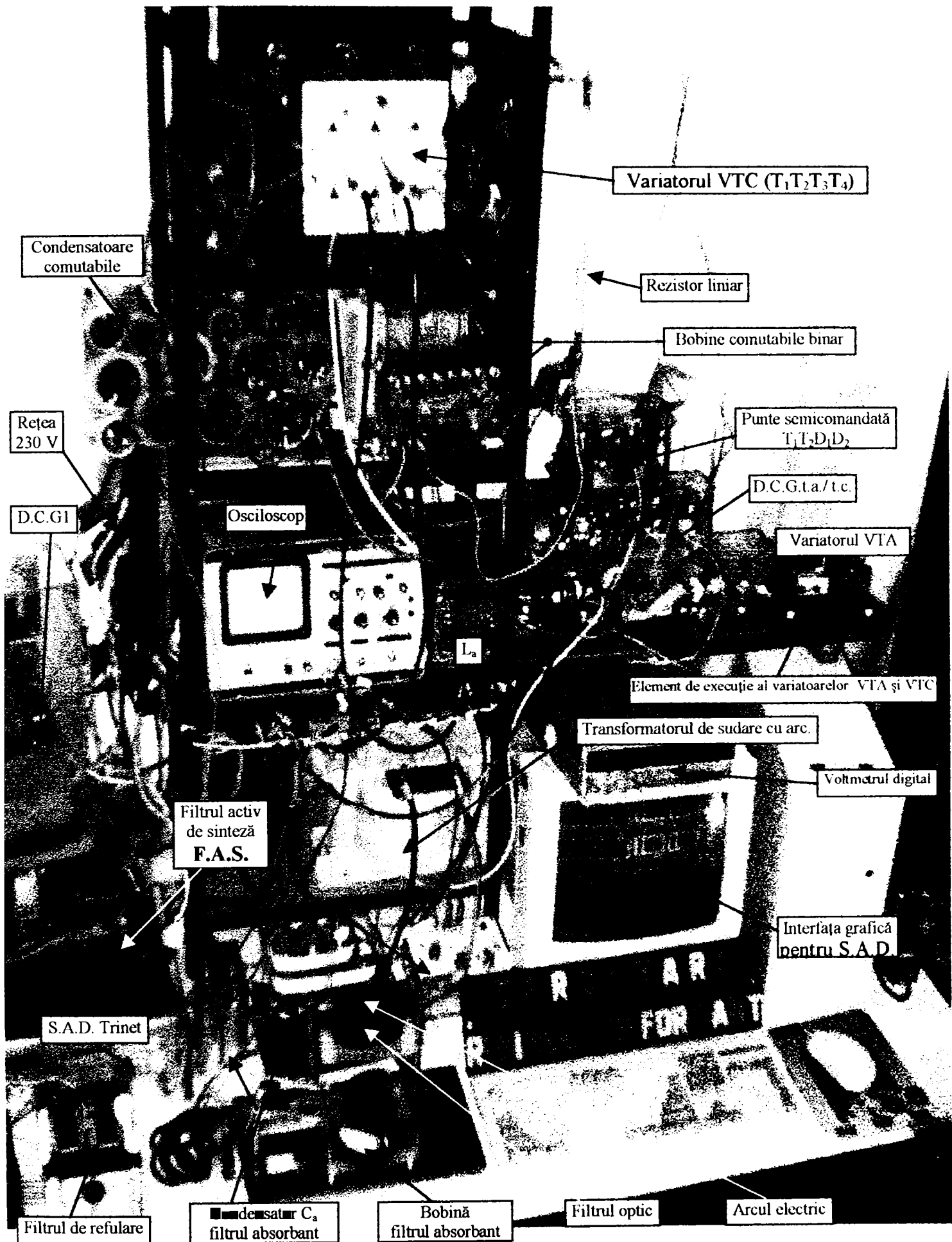


Fig. 2.55-Instalația de laborator pentru identificarea și compensarea regimului deformant.

În figura (2.55) este prezentată infrastructura utilizată pentru:

1. Prelevarea măsurătorilor de regim deformant la transformatorul de sudare cu arc electric;
2. Sinteza și analiza Compensatorului Adaptiv de Putere Reactivă și Deformantă (CAPRD);
3. Sinteza și analiza Filtrului Activ cu Sinteza formei de undă (FAS).

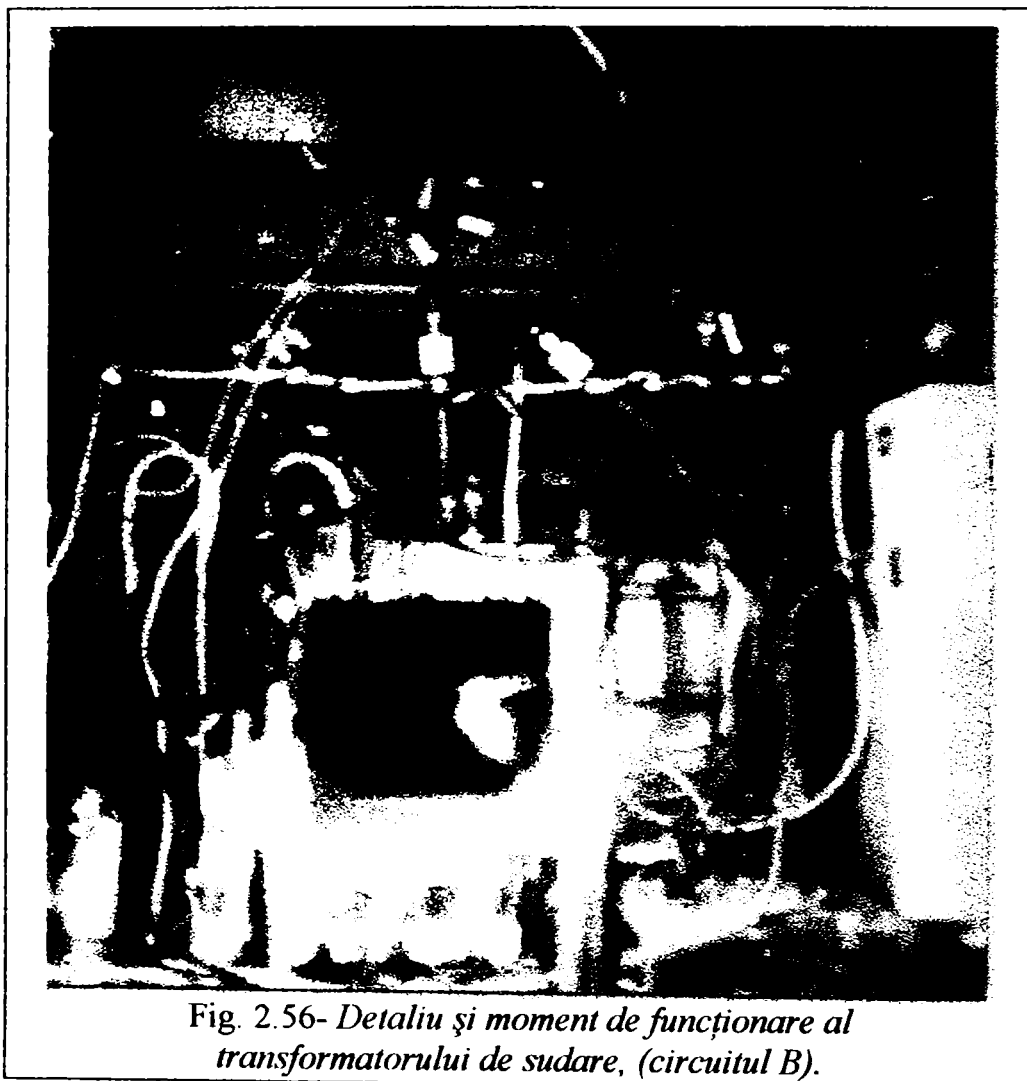


Fig. 2.56- Detaliu și moment de funcționare al transformatorului de sudare, (circuitul B).

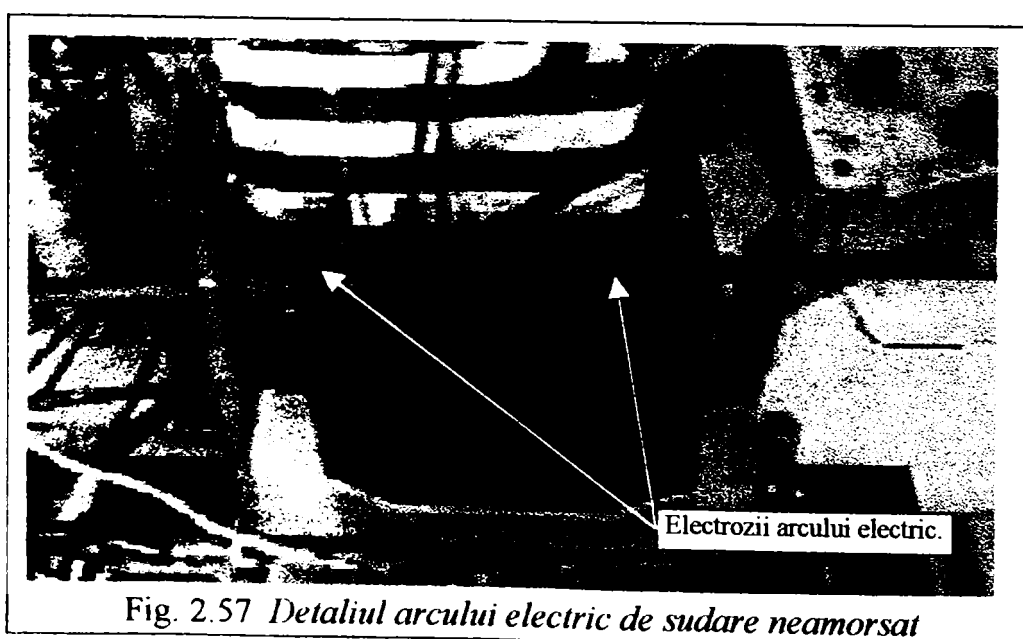
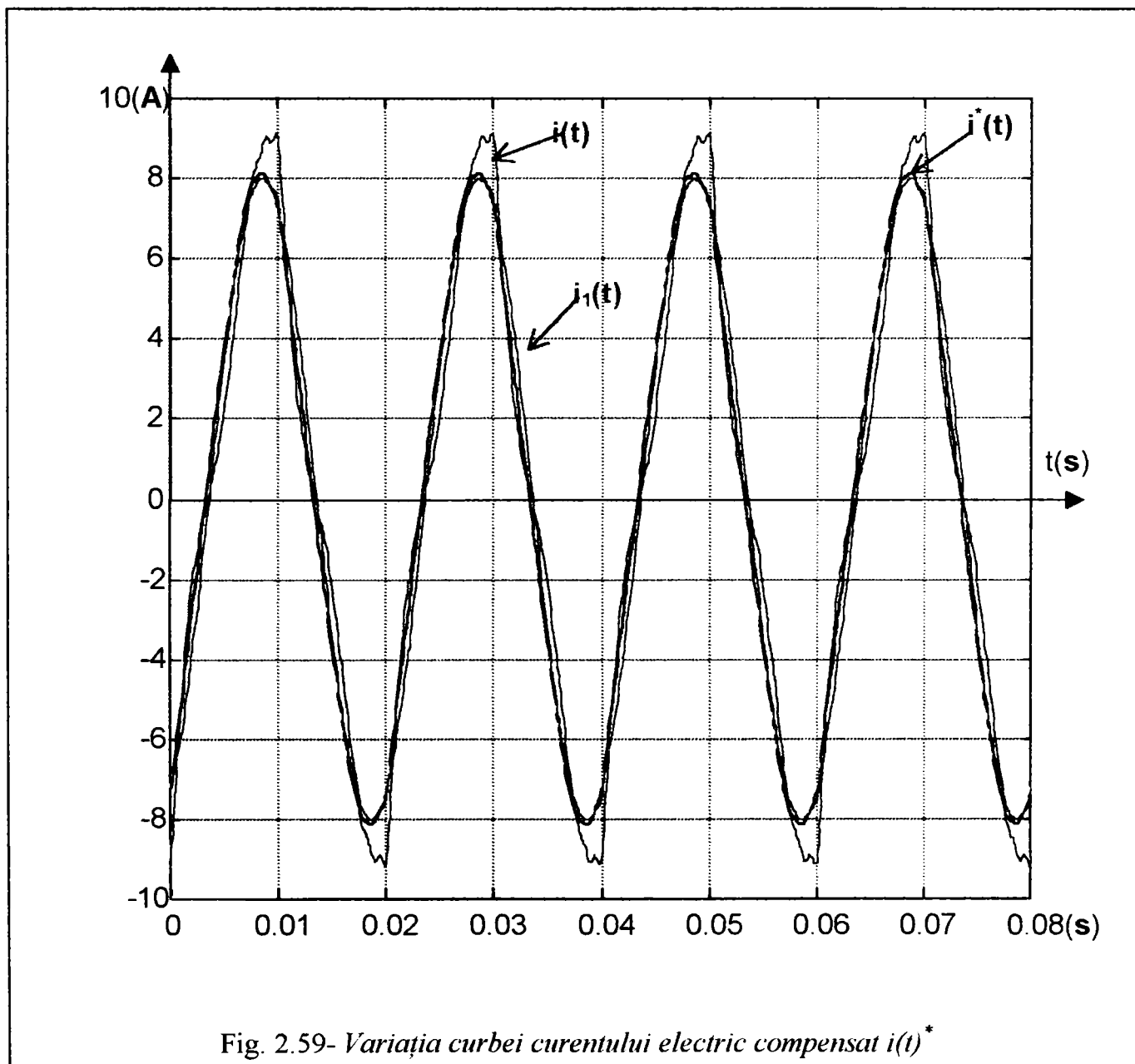
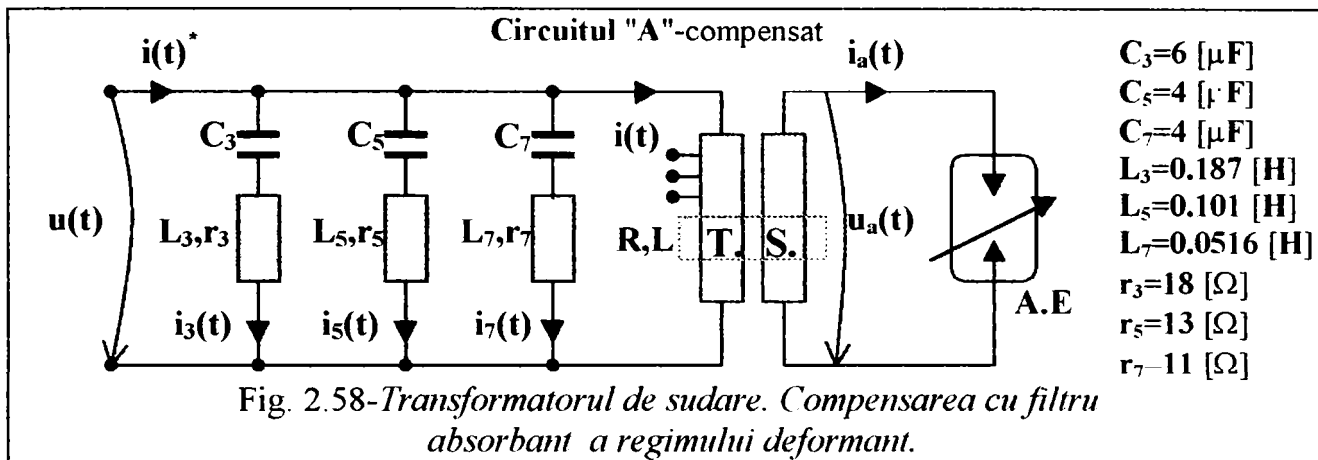
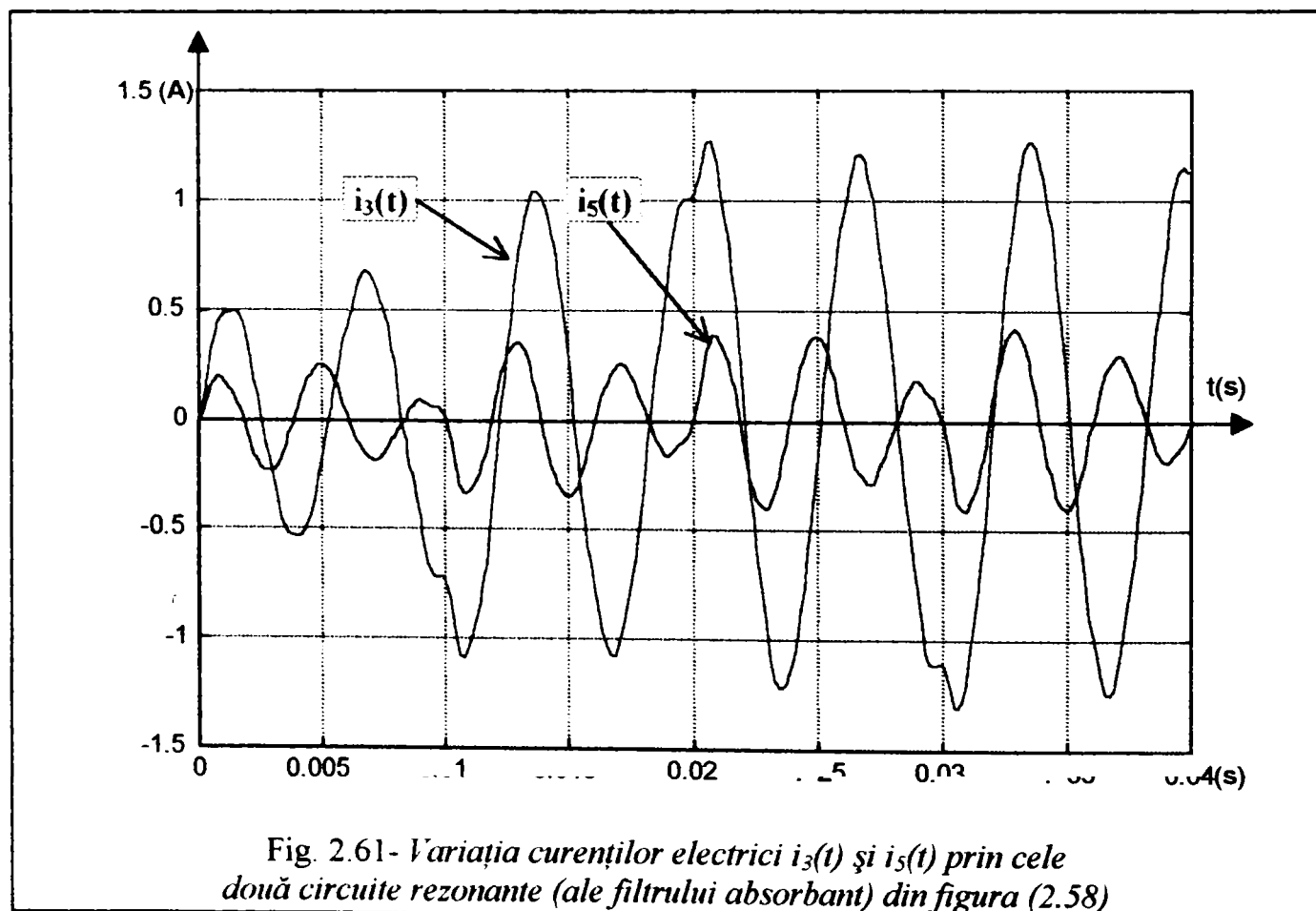
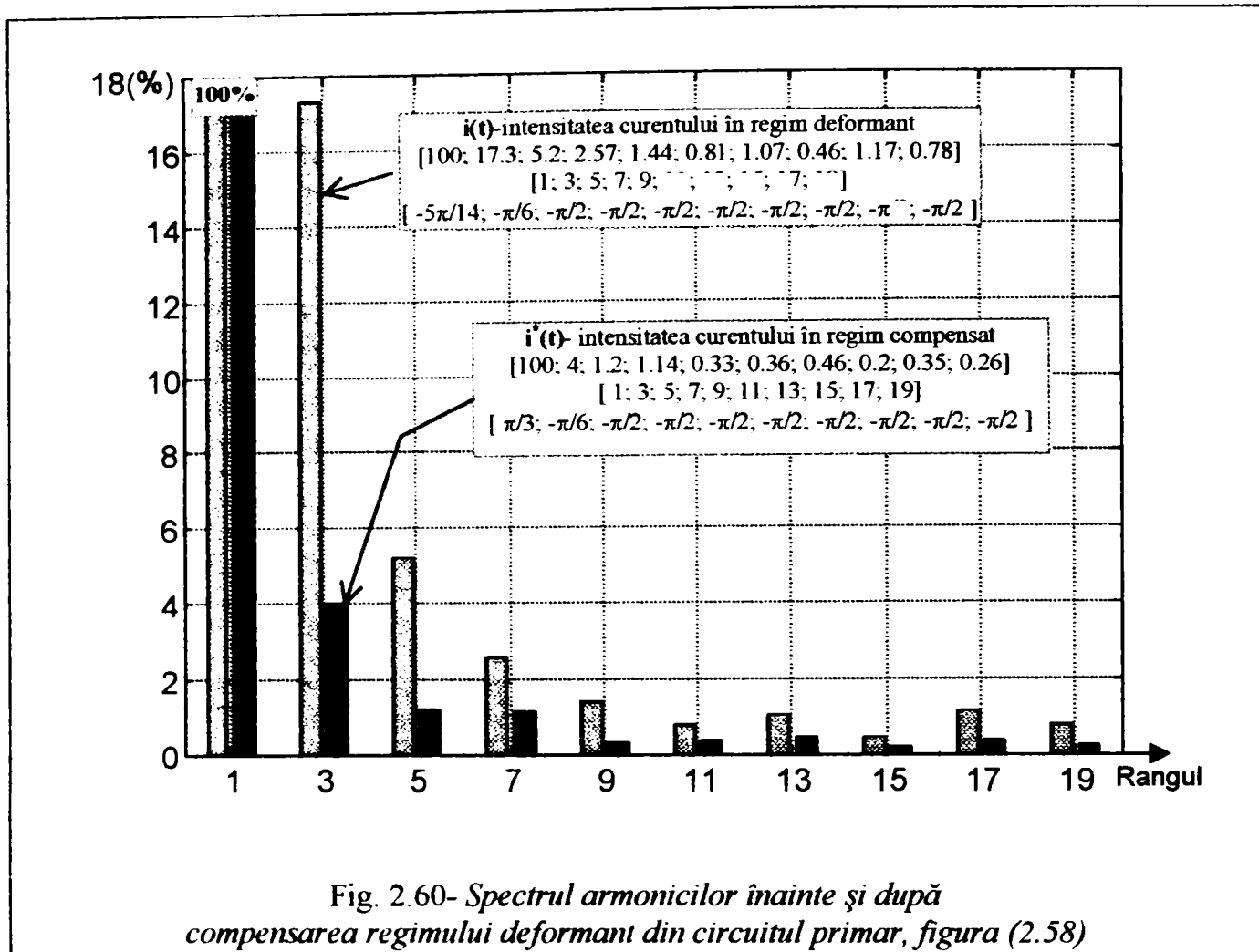


Fig. 2.57 Detaliul arcului electric de sudare neamorsat

2.3.1- Compensarea regimului deformant la transformatorul de sudare cu arc electric în instalația de laborator, figura (2.55).

Compensarea regimului deformant din primarul transformatorului de sudare cu arc electric, cazul circuitului (A) figura (4.1), s-a efectuat cu un filtru pasiv cu trei circuite rezonante acordate pe armonica "3", "5" și respectiv armonica "7", figura (2.58):





3. SIMULAREA/ MODELAREA INSTALAȚIEI ELECTRICE A ECHIPAMENTELOR ELECTROTHERMICE CU ARC ELECTRIC.

Controlul reprezintă mulțimea acțiunilor efectuate pentru a face un sistem să se comporte într-o anumită manieră cât mai apropiată posibil de felul în care o dorim.

Controlul unui sistem dinamic implică câteva procese fundamentale:

- modelarea sistemului pornind de la legile fizicii;
- identificarea sistemului pe baza datelor experimentale;
- procesarea semnalelor la ieșirea sistemului prin: *filtrare, predicție, estimarea stărilor* ș.a.m.d;
- generarea intrărilor de control și aplicarea acestora sistemului.

Domeniile principale ale controlului sistemelor pot fi considerate:

1. *Controlul adaptiv, autoreglajul*: modelul instalației tehnice (cuptorul cu arc electric) are o formă cunoscută dar parametrii necunoscuți. Conexiunea de reacție (feed-back) adaptivă încearcă să reducă incertitudinea prin estimarea on-line a parametrilor
2. *Controlul neliniar*, pentru că majoritatea sistemelor (instalațiilor complexe) sunt neliniare.

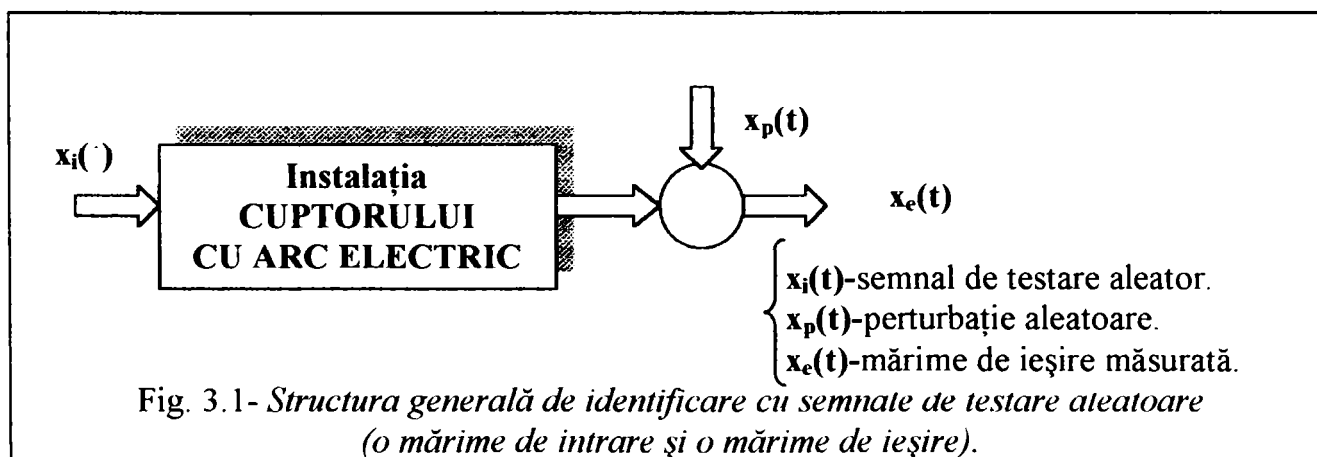
Sistemul cuptorului cu arc electric se poate considera că lucrează în condiții impredictibile.

Modelarea matematică este o etapă importantă în studiile de control. Se consideră proprietățile fizice și chimice ale procesului și se aplică, pentru modelare, următorul principiu fundamental [124]: **intrare-ieșire=acumulare** (3.1)

Cele mai multe procese complexe pot fi considerate o particularizare a procesului de curgere generalizat [125].

3.1.- PROCESUL DE IDENTIFICARE A MODELULUI CUPTORULUI CU ARC ELECTRIC

Utilizarea semnalelor de probă aleatoare, figura (3.1) introduce complicații în ceea ce privește interpretarea datelor experimentale. Avantajul principal este tendința eliminării sau



reducerea influenței perturbațiilor, și posibilitatea de testare aleatoare în condiții normale, fără scoaterea din funcțiune a cuptorului electric cu arc, suprapunând semnalele aleatoare cu mărimile care apar la intrarea cuptorului electric cu arc în funcționare normală.

Măsurarea *funcțiilor de corelație* sau a celor de *densitate spectrală* depind de caracteristicile dinamice ale arcului electric și de mărimile care acționează asupra acestuia [124].

S-a admis următoarele ipoteze:

- mărimile cu care se operează sunt *aleatoare staționare*, adică proprietățile statistice (densitate de probabilitate) ale unui eșantion $x(t)$ rămân aceleași dacă se deplasează originea timpului;
- mărimile aleatoare sunt mărimi *gaussiene*, adică funcțiile densității de probabilitate de toate ordinele sunt normale;
- mărimile sunt *ergodice*, adică se bucură de proprietatea că mediile pe ansamblu sunt egale cu mediile în timp.

Procesul se consideră liniar cu parametrii constanți, caracterizat prin funcția pondere $w(t)$; perturbația nu poate fi separată direct prin măsurare și astfel ea influențează rezultatele.

Controlul modern al procesului de elaborare la cuptorul cu arc electric [23], metodele statistice constituie un instrument puternic în controlul proceselor tehnologice. Nucleul abordării statistice este constituit din metodele de urmărire și control a variabilității mediei și dispersiei, care pun în evidență evoluția tendinței centrale a împrăștierii.

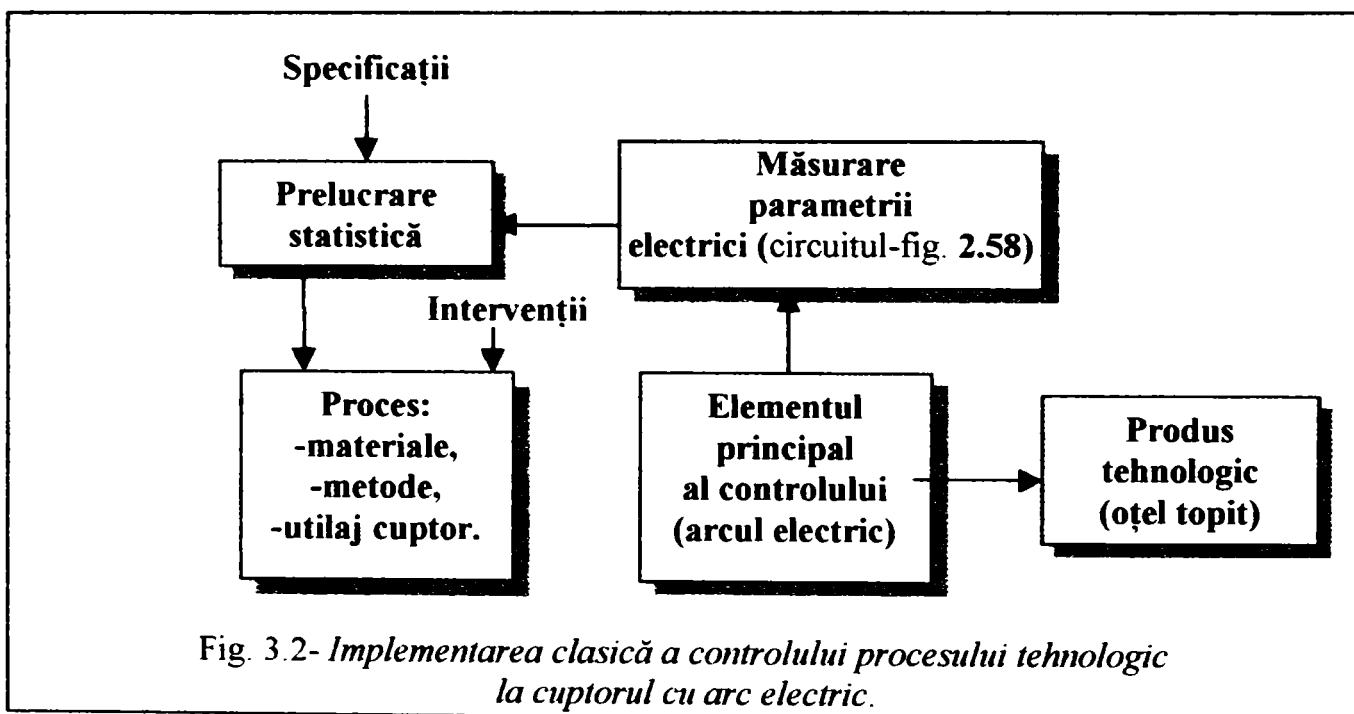


Fig. 3.2- Implementarea clasică a controlului procesului tehnologic la cuptorul cu arc electric.

O modificare radicală a metodologiei statistice o constituie deplasarea efortului de monitorizare de *la ieșire la parametrii procesului*, în speță cuptorul cu arc electric. În mod clasic, pe baza măsurătorilor ieșirilor arcului electric se întocmește o analiză statistică, astfel încât orice intervenție în proces reprezintă o reacție post-factum figura (3.2):

În această abordare, se trag concluzii asupra parametrilor procesului pe baza cunoașterii performanțelor măsurate (*tensiune, curent și gama de puteri electrice în regim deformant*).

Parametrii controlabili ai procesului (topirea cu arc electric) pot fi urmăriți (off-line). Într-un nou tip de abordare, *măsurătorile* asupra parametrilor cuptorului cu arc electric permit *previziuni asupra performanțelor* figura (3.3).

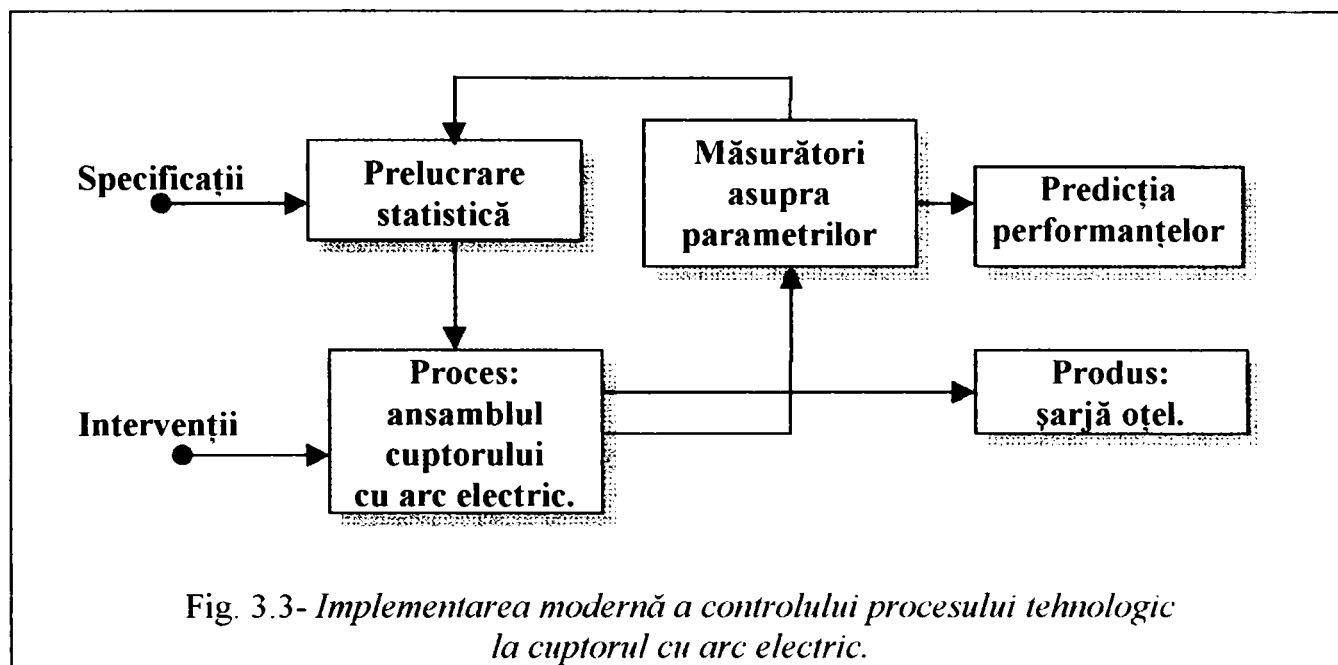


Fig. 3.3- Implementarea modernă a controlului procesului tehnologic la cuptorul cu arc electric.

Așadar, astăzi prin controlul statistic a proceselor se înțelege o colecție de metode al căror obiectiv este îmbunătățirea calității (concret este vorba de calitatea compatibilității electromagnetice) procesului prin reducerea variabilității parametrilor critici ai acestuia.

- Cuptorul cu arc este o sarcină electrică nestaționară. Acest fapt produce creșteri de tensiune și în general fluctuații de tensiune care se concretizează în efectul cunoscut de "flicker".
- Cuptorul cu arc este sarcină puternic neliniară, care produce curenți armonici (generează regim deformant). Acești curenți armonici conduc la tensiuni armonice, care depind de impedanța rețelei electrice.

Când apar condițiile de rezonanță în rețeaua electrică, aceste tensiuni armonice pot determina defecte în rețea.

În [71] sunt recomandările necesare consumatorilor de energie electrică și condițiile care trebuie îndeplinite la conectarea în rețeaua electrică.

Modelul este implementat utilizând mediul de programare Matlab și facilitățile ultime de simulare în controlul sistemului și al distorsiunilor.

Schema monofilară a instalației cuptorului cu arc electric este reprezentată în figura (2.55).

Studii recente s-au focalizat în detaliu pentru modelarea caracteristicii arcului electric[17]. Aceste studii propun două caracteristici tensiune-curent:

- se simulează variația lungimii arcului electric, aceste caracteristici sunt modulate cu un semnal dependent de timp;
- semnalul modulat urmează intrarea semnalului sinusoidal sau a benzii limită cu zgomot alb (legea zgomotului alb).

În această teză se arată că este posibil să se simuleze funcționarea cuptorului cu arc electric cu caracteristica dinamică tensiune-curent, modelată cu modularea semnalului.

O atenție specială se pune pe dependența de timp a tensiunii arcului electric în corelație cu caracteristica dinamică a arcului.

În ordine se estimează caracteristicile aleatoare și se propune modelul sistemului de identificare. Aceste tehnici nu sunt dependente în final de selectarea caracteristicii dinamice tensiune-curent. În ordine se tratează modelul arcului electric, metodologia utilizată pentru estimarea parametrilor modelului actual (caracteristica tensiune curent), rezultatele aplicate în estimarea procesului la cuptorul cu arc electric de capacitate medie, implementarea modelului propus în mediul Matlab, comparația între datele reale și cele simulate.

Modelul arcului electric [2.1.1], modelul caracteristicii dinamice tensiune-curent pentru arc electric este reprezentat în figura (3.4), tensiunea este constantă pentru o lungime a arcului fixată:

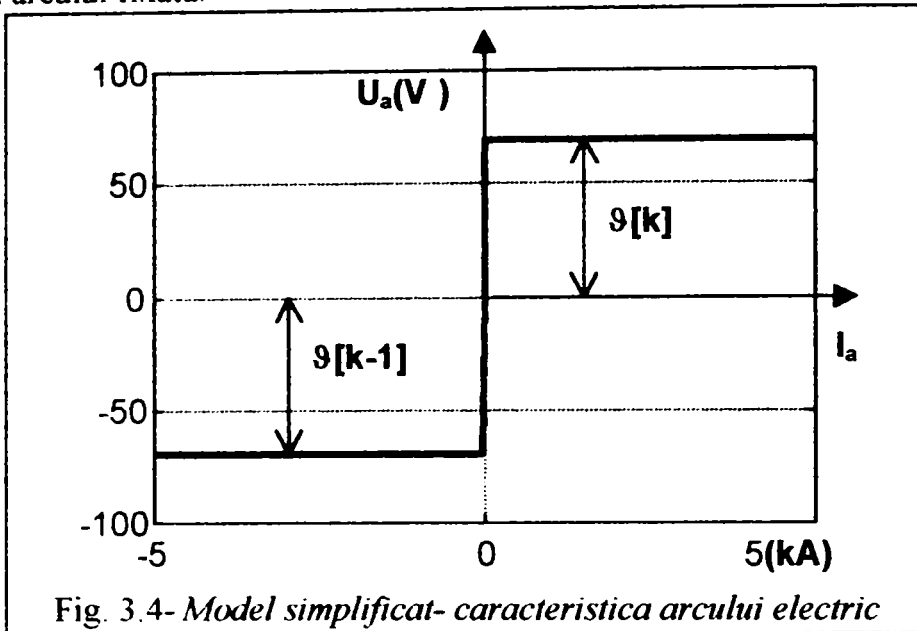


Fig. 3.4- Model simplificat- caracteristica arcului electric

În cuptorul cu arc, lungimea arcului electric variază în timp, ipoteză confirmată, deoarece electrodul mișcându-se, în mișcare el decupează materialul, sistemul de urmărire va menține constantă lungimea arcului.

Variația în timp a lungimii arcului poate fi modelată ca un proces aleator.

La o secvență, se propune modelul arcului

format: U_a, I_a = tensiunea și curentul arcului electric; $\vartheta[k]$ = parametru direct al lungimii arcului electric:

$$U_a(I_a, \vartheta[k]) = \vartheta[k] \cdot \text{sign}(I_a)$$

Parametrul $\vartheta[k]$ este luat diferit ca valoare la fiecare moment de timp când arc electric este amorsat, deci când I_a începe să varieze de la valoarea zero. Semnalul discret $\vartheta[k]$ are perioada de eșantionare $T_s = 0.01s$, care corespunde duratei unei semiperioade pentru frecvența de 50Hz a sistemului.

Estimarea tensiunii arcului electric este condiționată de diferența dintre tensiunea măsurată la transformatorul cuptorului și căderea de tensiune estimată pe impedanța serie totală a cuptorului.

Amplitudinea tensiunii arcului electric variază pe fiecare semiperioadă a tensiunii rețelei și această valoare este redusă când intensitatea curentului prin arc este mare.

Simplificarea caracteristicii dinamice a arcului electric este avantajoasă pentru rapiditatea procesului de simulare.

În completare, modelul permite caracteristici aleatoare precise, în relație cu parametrii aleatorii $\vartheta_R[k]$, $\vartheta_S[k]$, $\vartheta_T[k]$ și în asociere cu tensiunea trifazată a arcului electric.

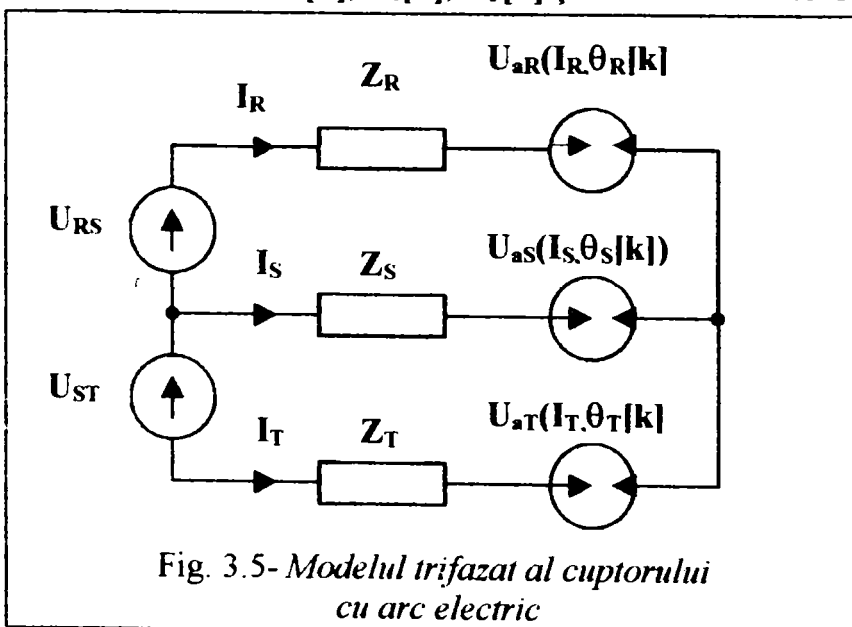
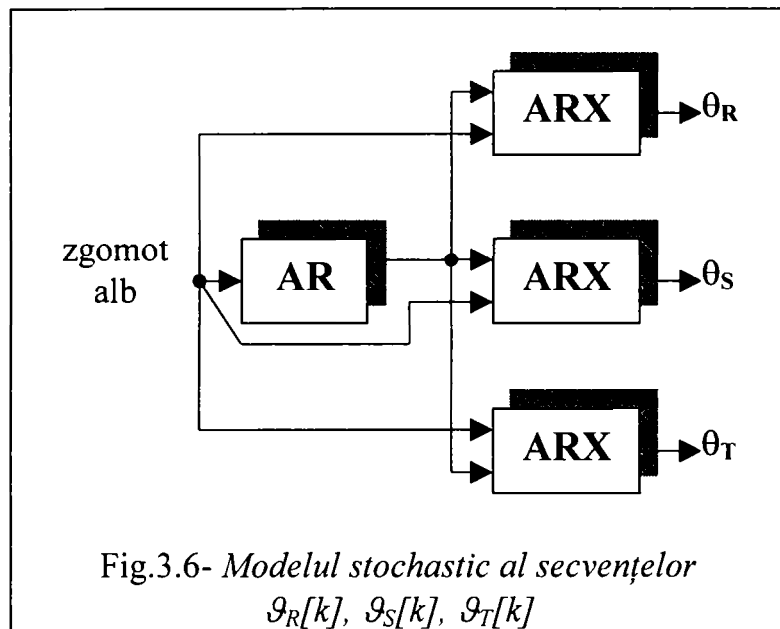


Fig. 3.5- Modelul trifazat al cuptorului cu arc electric

În figura (3.5) se arată modelul trifazat al cuptorului cu arc, secundarul transformatorului care este conectat în Δ . Ca să obținem modelul de simulare care generează valorile aleatoare echivalente mărimilor diferite de $\vartheta_R[k]$, $\vartheta_S[k]$ și $\vartheta_T[k]$ trebuie utilizat un model autoregresiv. Se propune un model trifazat care este compus din trei blocuri cu funcția de autoregresie figura(3.6):

AR=estimatorul modelului autoregresiv,

ARX=estimatorul modelului autoregresiv cu semnalul extern de intrare.



Primul bloc este modelul de autoregresie a cărei ieșire reprezintă media valorilor $\vartheta_R[k]$, $\vartheta_S[k]$, $\vartheta_T[k]$ (procedura statistică de calcul la modele autoregresive):

$$\bar{\vartheta}[k] = \frac{\vartheta_R[k] + \vartheta_S[k] + \vartheta_T[k]}{3}$$

Următoarele blocuri sunt modelele blocurilor de autoregresie a căror intrări sunt media valorilor plus corespondentul zgomotului alb.

Prin algoritmul de estimare al parametrilor se descriu valorile estimate ale impedanțelor serie la cuptorul cu arc, și secvențele $\vartheta_R[k]$, $\vartheta_S[k]$, $\vartheta_T[k]$ care modelează tensiunea arcului în fiecare fază.

Această estimare utilizează forma curbei tensiunii și curentului eșantionate în punctul de conexiune (A), figura (2.55) a cuptorului cu arc. Estimarea procesului pentru fiecare fază încearcă să determine corespondența parametrilor $\vartheta[k]$, **R**, **L** care satisface relația (3.2) ($i_a(t)$, $u_s(t)$ =curentul și tensiunea electrică, mărimi raportate, în secundarul transformatorului, figura (2.43)):

$$u_s(t) = u_a(i_a, \vartheta[k]) + Ri_a + L \frac{di_a}{dt} \quad (3.2)$$

Datorită naturii deterministe pentru impedanța serie "RL" și naturii aleatorii a amplitudinii tensiunii arcului $\vartheta[k]$, algoritmul interactiv trebuie proiectat pentru a estima acești parametri. Rezultatul acestui algoritm este un estimat al impedanței și diferite estimări ale tensiunii de arc schimbate în fiecare semiperioadă:

Pasul 1) - Memorarea ipotezelor inițiale la rezistorul serie "R" și bobina "L" pentru **R** și **L** variabile.

Pasul 2)- Împărțirea formelor curbei curentului și tensiunii în jumătăți de perioadă sincronizate cu trecerea curentului prin zero. Pentru fiecare segment, valoarea corespunzătoare $\vartheta[k]$ este estimată. Aceasta este dată de metoda celor mai mici pătrate, a valorii eșantionate pentru :

$$u_a = u_s - Ri_a - L \frac{di_a}{dt} \quad (3.3)$$

Pentru secvența semiperioadei, tensiunea $\vartheta[k]$ estimată, este direct obținut semnalul tensiunii u_a .

Pasul 3)- Cu formele curbelor curentului și tensiunii, se estimează valorile **R** și **L** prin metoda celor mai mici pătrate.

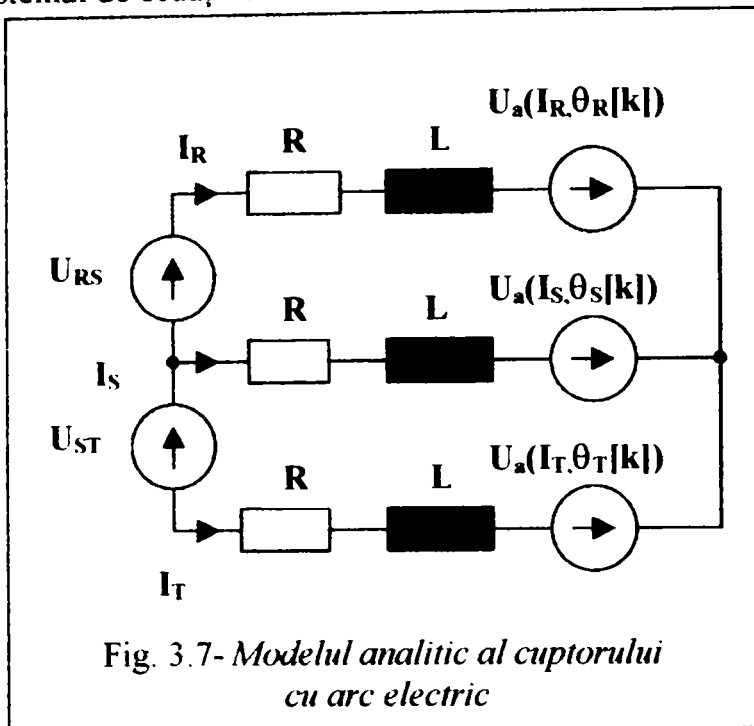
Pasul 4)- Se opresc calculele când apare eroare; se reia de la pasul 2):

$$e = \left(u_s - u_a - Ri_a - L \frac{di_a}{dt} \right)^2 \quad (3.4)$$

Acest algoritm poate fi utilizat pentru a estima parametrii pentru orice formă a caracteristicii dinamice a arcului electric. Singura modificare trebuie făcută în pasul 2), adică adaptarea

procesului estimat la noii parametrii care definesc noile caracteristici dinamice ale arcului electric.

Sistemul de ecuații care rezultă din modelul trifazat al cuptorului cu arc este figura (3.7):



$$U_{RS} - I_R R - L \frac{dI_R}{dt} - U_a(I_R, \vartheta_R[k]) = -U_a(I_S, \vartheta_S[k]) - I_S R - L \frac{dI_S}{dt}$$

$$U_{ST} - I_S R - L \frac{dI_S}{dt} - U_a(I_S, \vartheta_S[k]) = -U_a(I_T, \vartheta_T[k]) - I_T R - L \frac{dI_T}{dt}$$

Izolăm derivatele și notăm:

$$I_1 = I_R - I_S \text{ și } I_2 = I_S - I_T$$

$$U_{RS} - I_R R + I_S R - U_a(I_R, \vartheta_R[k]) + U_a(I_S, \vartheta_S[k]) = L \frac{dI_R}{dt} - L \frac{dI_S}{dt}$$

$$U_{RS} - I_1 R - U_a(I_R, \vartheta_R[k]) + U_a(I_S, \vartheta_S[k]) = L \frac{dI_1}{dt}$$

(3.5)

$$U_{ST} - I_2 R - U_a(I_S, \vartheta_S[k]) + U_a(I_T, \vartheta_T[k]) = L \frac{dI_2}{dt}$$

Protocolul de achiziție (achiziția datelor de intrare-ieșire) este urmată de identificarea procesului cuptor cu arc electric, identificarea necesitând utilizarea unui semnal de excitație

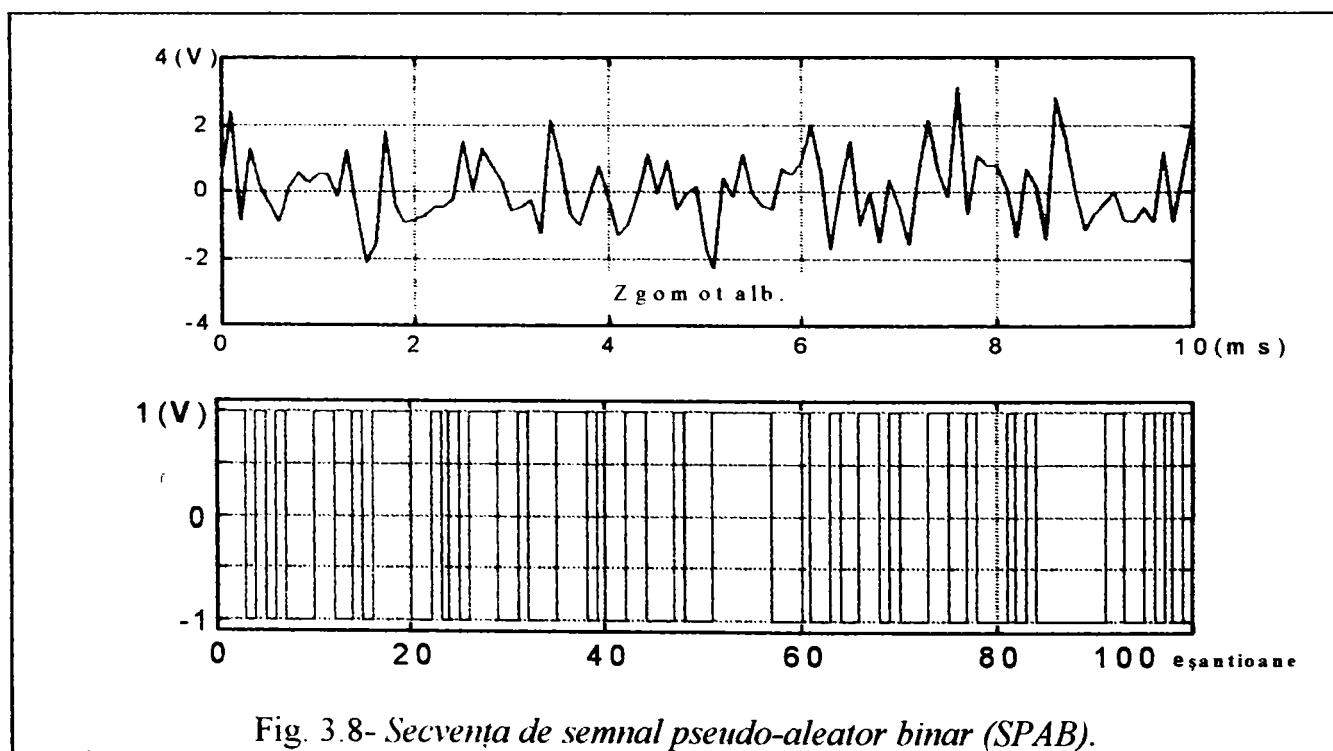


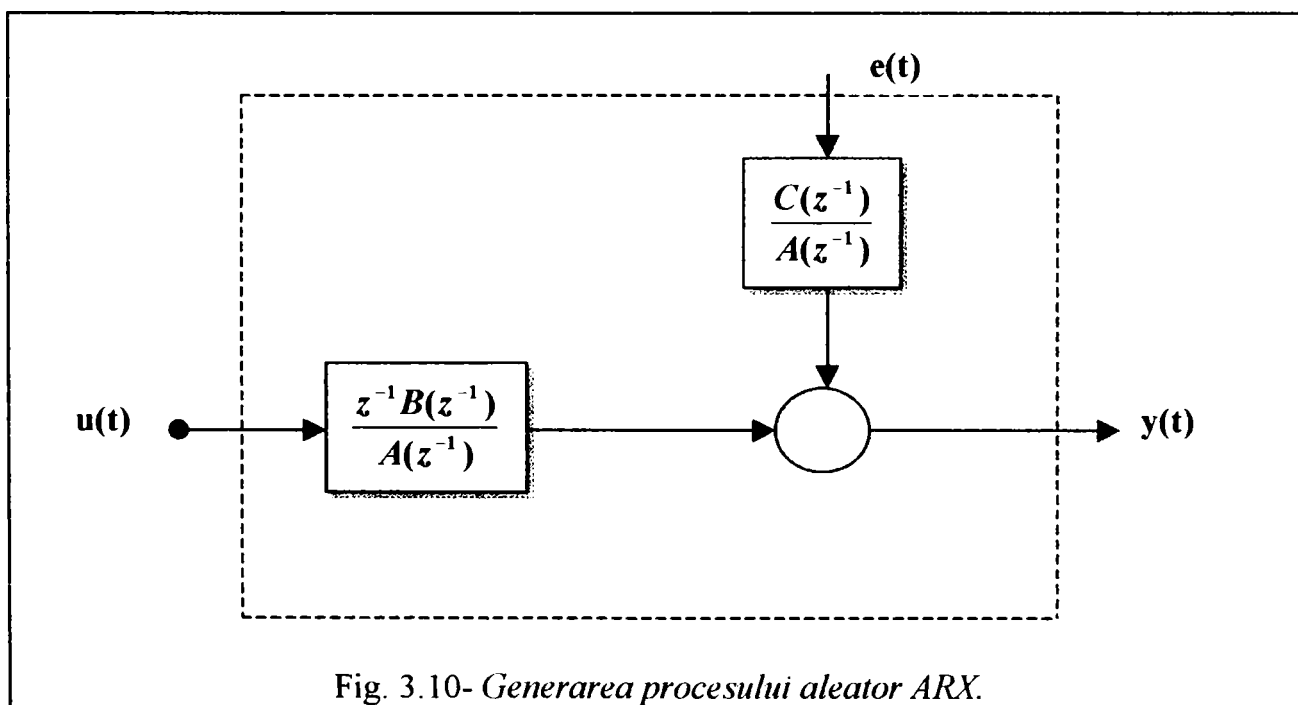
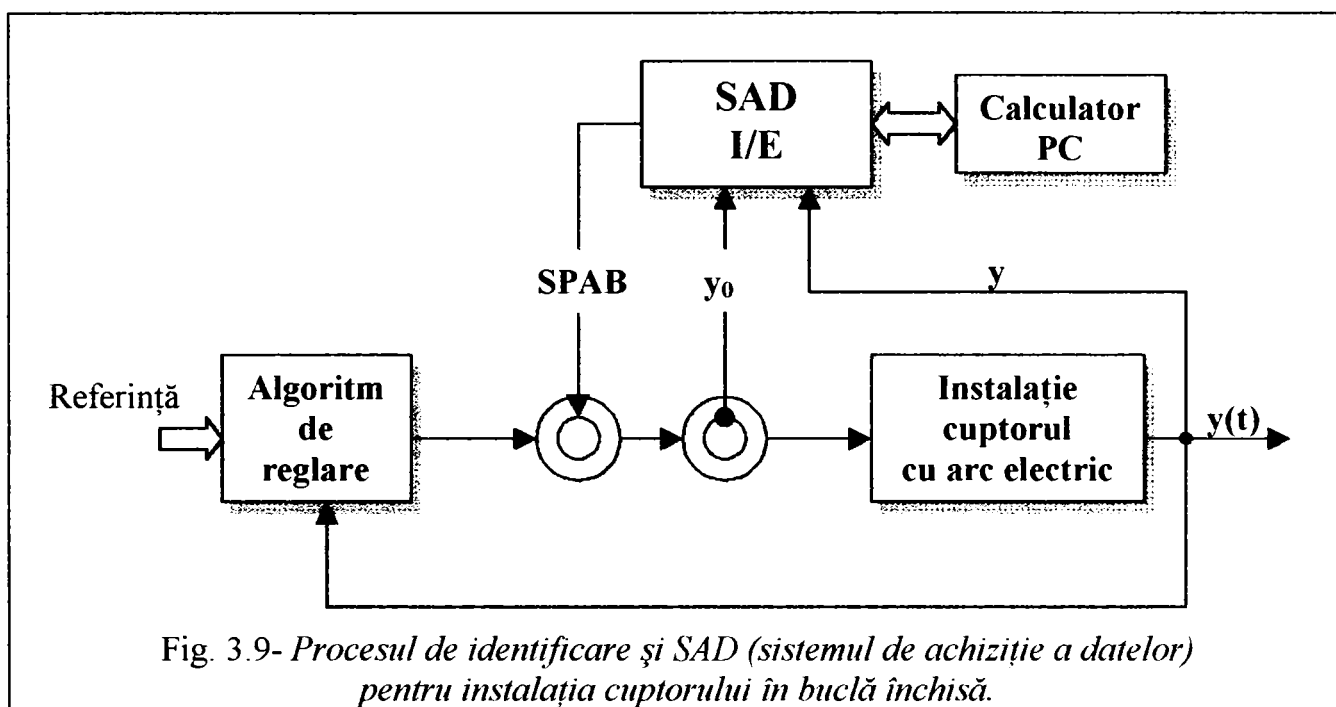
Fig. 3.8- Secvența de semnal pseudo-aleator binar (SPAB).

(comandă) a procesului SPAB (Secvență Pseudo-Aleatoare Binară) de amplitudine mică, figura (3.8):

La alegerea intrărilor pentru identificare (formularea problemei) se ține cont că convergența către zero a erorii de predicție nu implică în majoritatea cazurilor convergența parametrilor estimați ai modelului spre parametri reali ai modelului. Amplitudinea secvenței **SPAB** trebuie să fie mică, dar trebuie să fie superioară nivelului de zgomot rezidual, dar nu trebuie să depășească câteva procente din semnalul de comandă statică.

Lansarea protocolului de achiziție se face atunci când instalația cuptorului cu arc a ajuns în regim staționar (adică procesul tehnologic a parcurs 2/3 din timpul total de elaborare a șarjei de oțel).

Pentru procesul în buclă închisă, excitația procesului (a cuptorului cu arc electric) este suprapusă ieșirii algoritmului de reglare, semnalul **SPAB** este sumat cu ieșirea algoritmului de reglare figura (3.9). Transferul între y_0 și y_1 este identificat. Se mai poate folosi și varianta cu excitația procesului aplicată (suprapusă) pe intrarea de referință, pentru procesul cu buclă închisă.



Filtrarea analogică antidistorsiune este inserată între ieșirea măsurată a procesului și placa sistemului de achiziție (SAD). Structura internă a (SAD) realizează achiziția datelor prin

supraeșantionare, condiționarea semnalelor (eliminarea componentelor continue staționare, scalarea intrărilor și a ieșirilor.

Structura modelului fiind de tipul din figura (3.1) "proces+perturbație", este de forma relației (3.8)

$$y(t) = \frac{z^{-1}B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) \quad (3.6)$$

În figura (3.10) avem același numitor în funcția de transfer a procesului cuptor cu arc electric și în funcția de transfer a filtrului generator al perturbației (o restricție de generalitate).

Rezultatele estimării și algoritmi de identificare.

Un cuptor electric a fost selectat pentru a aplica algoritmi de estimare și identificare a procesului. Cuptorul pentru care am obținut datele are caracteristicile prezentate în paragraful (2.2.1- A, B, C, D, E, F, G)

Formele curbelor curentului și tensiunii trifazate sunt obținute în punctul de conexiune (A). Aceste curbe sunt eșantionate pentru 6.4kHz și biți rezoluție. Datele sunt înregistrate pentru cel puțin patru perioade de curent sau tensiune.

Aplicând algoritmi de estimare a parametrilor pentru aceste date, cu mărimile raportate la secundarul transformatorului s-au obținut:

(a) Rezistența serie pe fază: $R=2.14[m\Omega]$.

(b) Reactanța serie pe fază: $X=7.6[m\Omega]$.

Rezistența serie și reactanța includ transformatorul cuptorului prin mărimile raportate la secundar, electrozii de arc și orice componentă liniară a caracteristicii dinamice a arcului electric. Modelul de autoregresie de ordinul doi pentru seria de timp $\mathcal{Y}[k]$ și estimarea pentru acest bloc de autoregresie este:

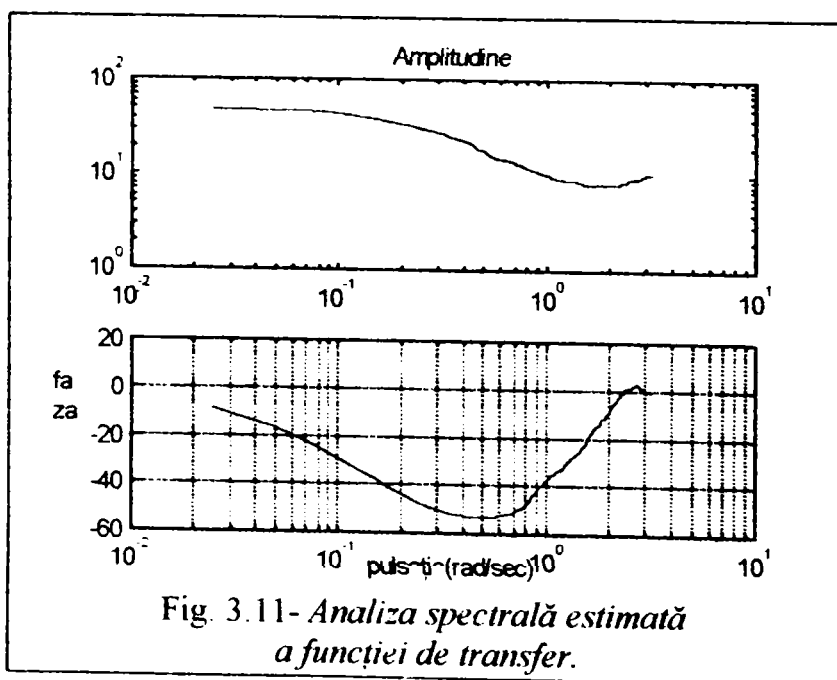
$$\frac{\bar{\mathcal{Y}}(z)}{U(z)} = \frac{11.5}{1 - 0.48z^{-1} - 0.34z^{-2}} \quad (3.7)$$

unde: $\bar{\theta}(z)$ reprezintă transformata "z" a ieșirii modelului și $U(z)$ este transformata "z" a intrării cu $(N(0,1))$ -zgomot alb. Deviația standard a parametrilor este 0.03.

Modelul estimator cu autoregresie cu semnal extern de intrare (ARX) este:

$$\theta(z) = \frac{U(z)}{1 - 0.43z^{-1} - 0.41z^{-2}} + \bar{\theta}(z) \cdot z^{-1} \quad (3.8)$$

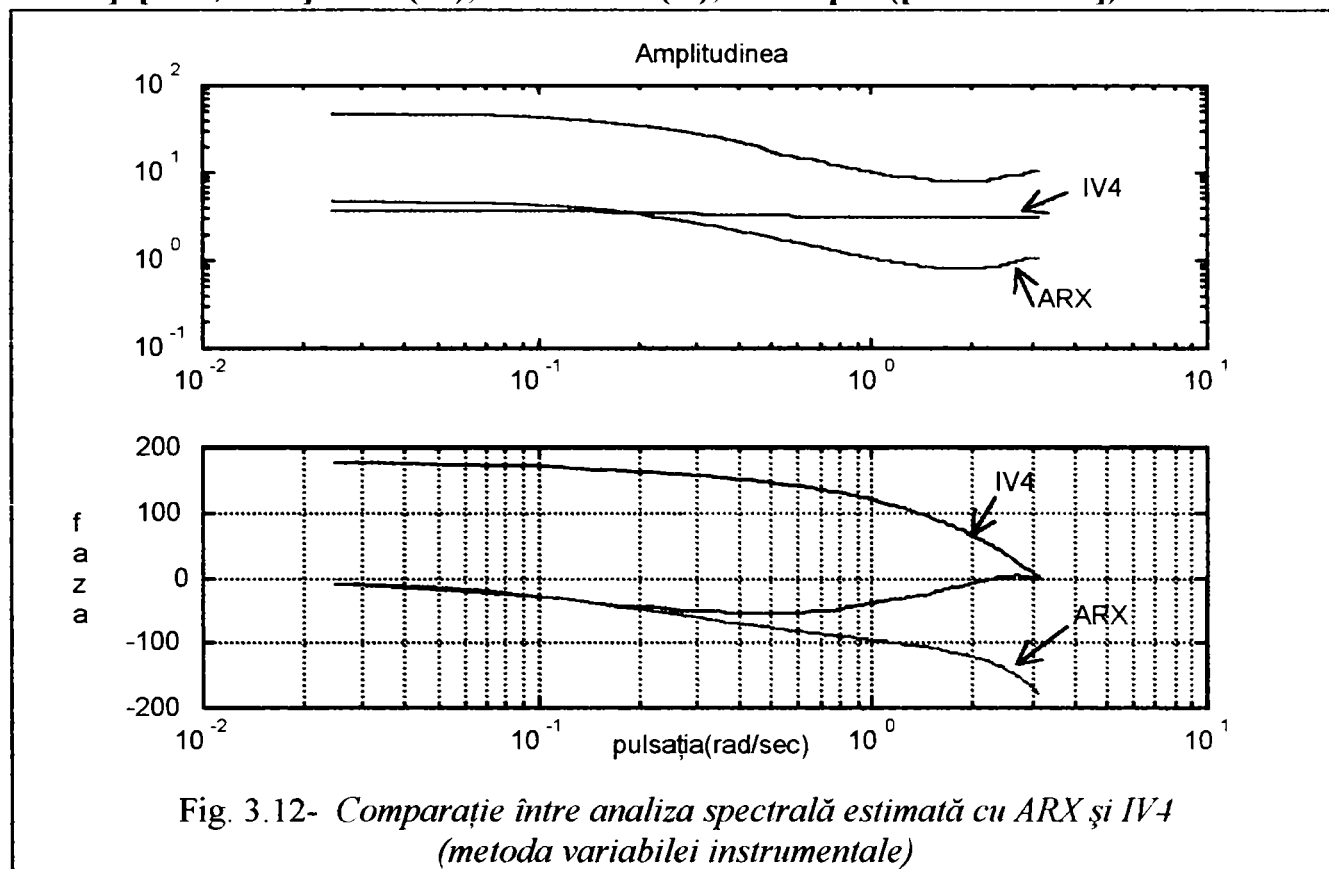
unde: $\theta(z)$ este transformata "z" a ieșirii modelului; $\bar{\theta}(z)$ este transformata "z" a mediei în sistemul trifazat; $U(z)$ este transformata "z" a zgomotului de intrare. Deviația standard a parametrilor este 0.02.



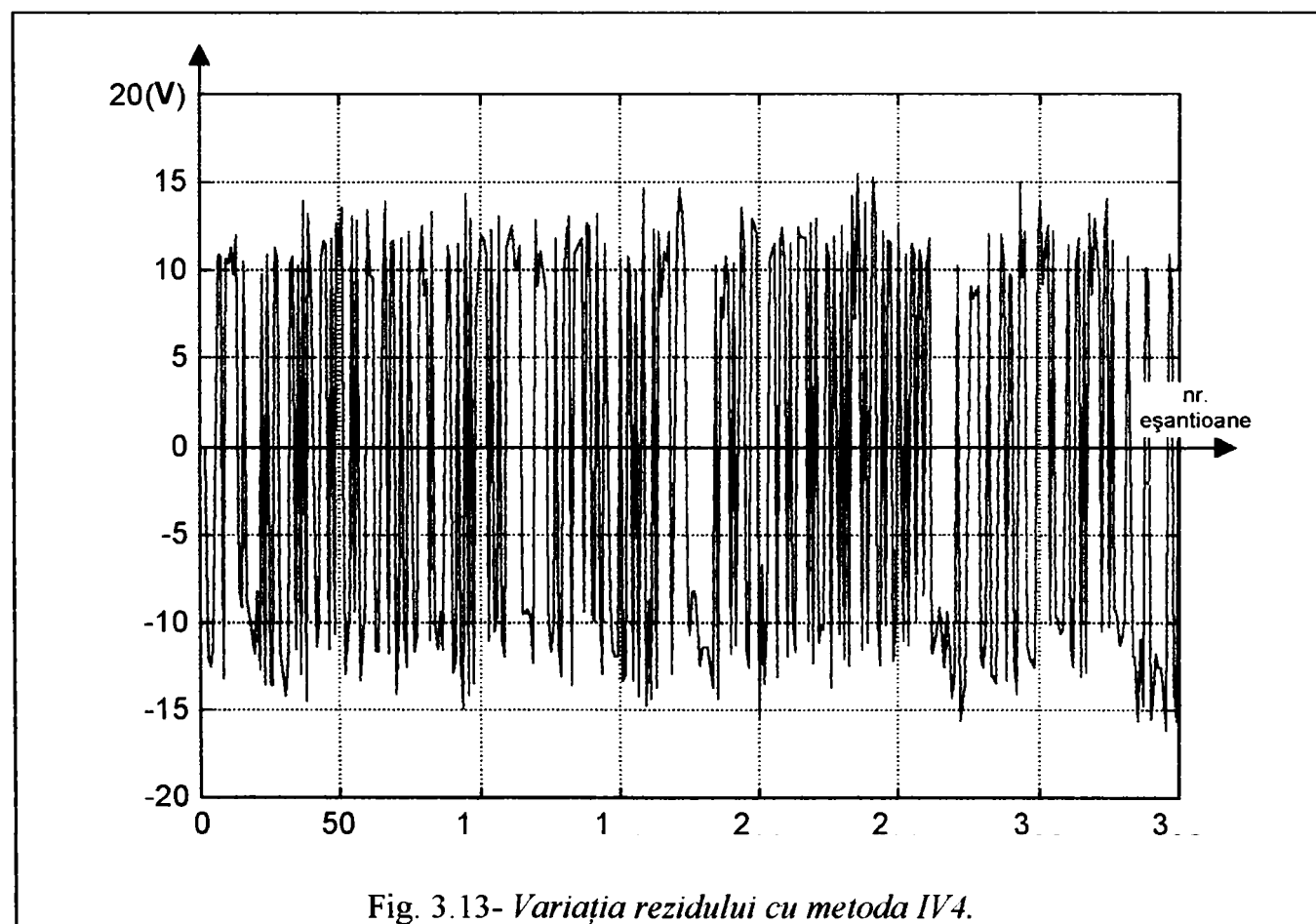
Analiză spectrală estimată a funcției de transfer și spectrul de zgomot figura (3.11).
 Generarea semnalului de intrare, a semnalului de distorsiune și crearea structurii cu argumentul distorsiunii:»
 $B=[11.5]$; » $A=[1 -0.48 -0.34]$;
 » $th0=poly2th(A,B,[1 -0.48 -0.34])$;»
 $u=sign(randn(350,1))$;
 » $e=randn(350,1)$;
 » $y=idsim([u e],th0)$;»
 $z=[y u]$;
 » $idplot(z,1:100)$, s-au tipărit 100 de valori a mărimii de intrare și ieșire.

» [GS,NSS]=spa(z); » bodeplot(GS), figura (3.12) . Estimarea modelului ARX cu doi poli, un zero și o întârziere la intrare: » a2=arx(z,[2,2,1]); » present(a2), coeficienții polinomiali și deviația standard a lor este:

$B = [0 \ 1.1683 \ 0.1018; 0 \ 3.1953 \ 1.5845]$, $A = [1.0000 \ -0.3652 \ -0.3692; 0 \ 0.2696 \ 0.2490]$. [Ga2,NSa2]=th2ff(a2); » Gi2=th2ff(i2); » bodeplot([GS Ga2 Gi2]).



Se calculează și listează rezidurile pentru modelul obținut cu IV4, figura (3.13), e=resid(z,i2);



Se calculează modelul de ordinul II ARMAX, $am2=armax(z,[2,2 2 1])$:

$am2 =$

134.0206	1.0000	1.0000	2.0000	2.0000	2.0000	0	0	1.0000
138.6957	19.9900	6.0000	17.0000	14.0000	20.0000	7.0000	0	0
-0.3418	-0.4185	12.6000	-1.4893	-1.0032	0.1756	0	0	0
0.1417	-0.1250	1.3943	-0.2564	0.0188	-0.0226	0	0	0
-0.1250	0.1108	-1.2673	0.2580	-0.0135	0.0181	0	0	0
1.3943	-1.2673	26.9665	-14.7895	-0.9307	0.7815	0	0	0
-0.2564	0.2580	-14.7895	12.4057	0.9995	-0.9364	0	0	0
0.0188	-0.0135	-0.9307	0.9995	0.0993	-0.0902	0	0	0
-0.0226	0.0181	0.7815	-0.9364	-0.0902	0.0882	0	0	0

Se calculează modelul de ordinul II Box-Jenkins, $bj2=bj(z,[2 2 2 2 1])$:

$bj2 =$

131.4330	1.0000	1.0000	0	2.0000	2.0000	2.0000	2.0000	1.0000
137.5819	19.9900	6.0000	17.0000	16.0000	22.0000	2.0000	0	0
7.1477	-7.0805	-0.3904	0.1424	-0.1922	0.0761	-1.8181	0.8214	0
0.8762	-0.9483	0.1179	-0.1547	0.1913	-0.0796	0.0041	-0.0071	0
-0.9483	1.1371	-0.1204	0.1629	-0.1999	0.0838	0.0095	-0.0035	0
0.1179	-0.1204	0.2990	-0.0484	0.3061	0.0186	0.0004	-0.0006	0
-0.1547	0.1629	-0.0484	0.0866	-0.0621	0.0688	-0.0006	0.0010	0
0.1913	-0.1999	0.3061	-0.0621	0.3223	0.0101	0.0007	-0.0012	0
-0.0796	0.0838	0.0186	0.0688	0.0101	0.0719	-0.0003	0.0005	0
0.0041	0.0095	0.0004	-0.0006	0.0007	-0.0003	0.0019	-0.0016	0
-0.0071	-0.0035	-0.0006	0.0010	-0.0012	0.0005	-0.0016	0.0013	0

Se calculează funcțiile de transfer și zgomotul spectral pentru aceste modele: $[Gam2, Nsam2]=th2ff(am2)$; » $[Gbj2, Nsbj2]=th2ff(bj2)$; Se compară funcțiile de transfer cu cele obținute în metoda IV4 și metoda analizei spectrale:

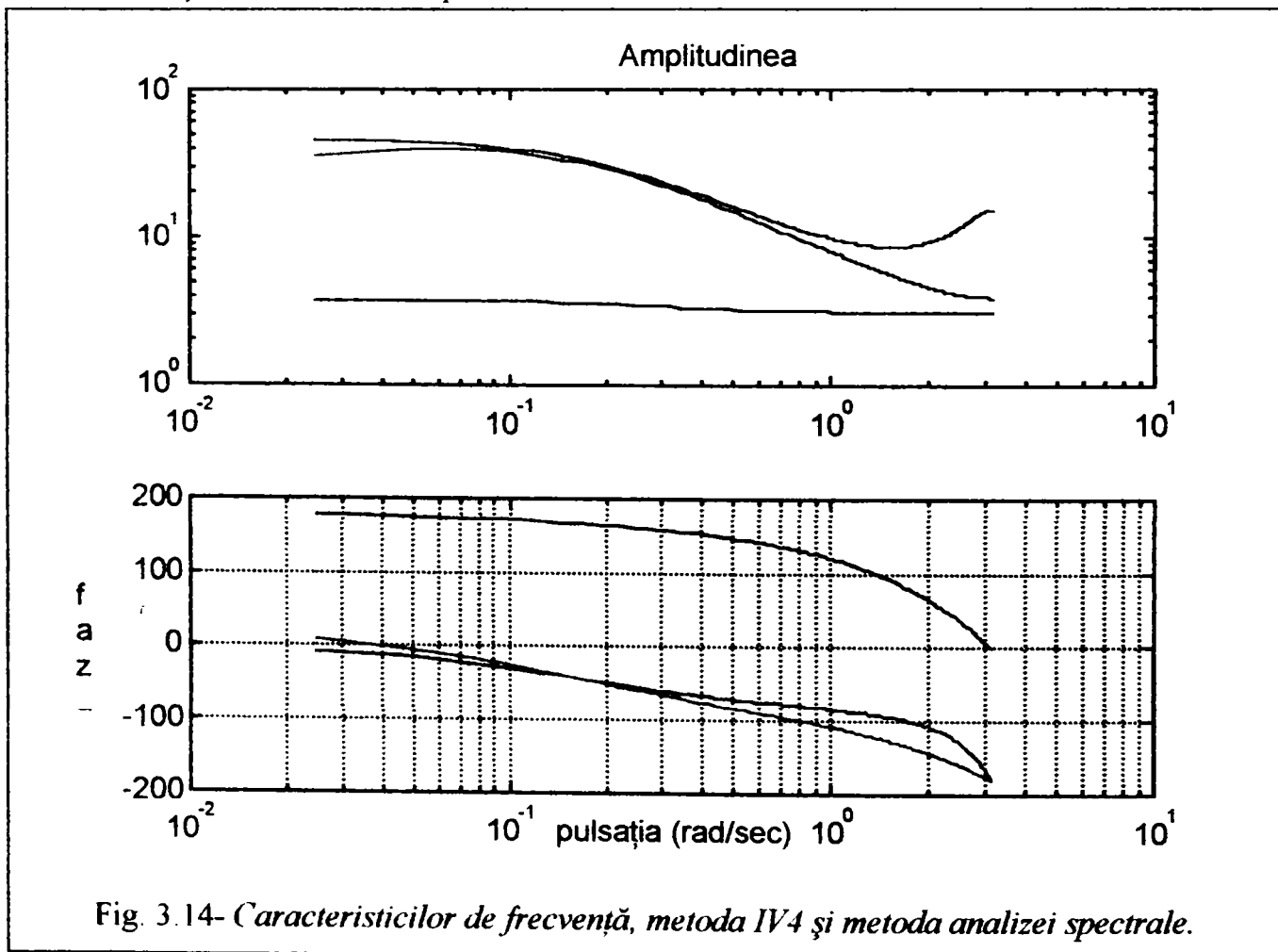


Fig. 3.14- Caracteristicilor de frecvență, metoda IV4 și metoda analizei spectrale.

În fig.3.15 , $e1=resid(z,am2)$; $e2=resid(z,bj2)$; $grafic([e1 e2])$

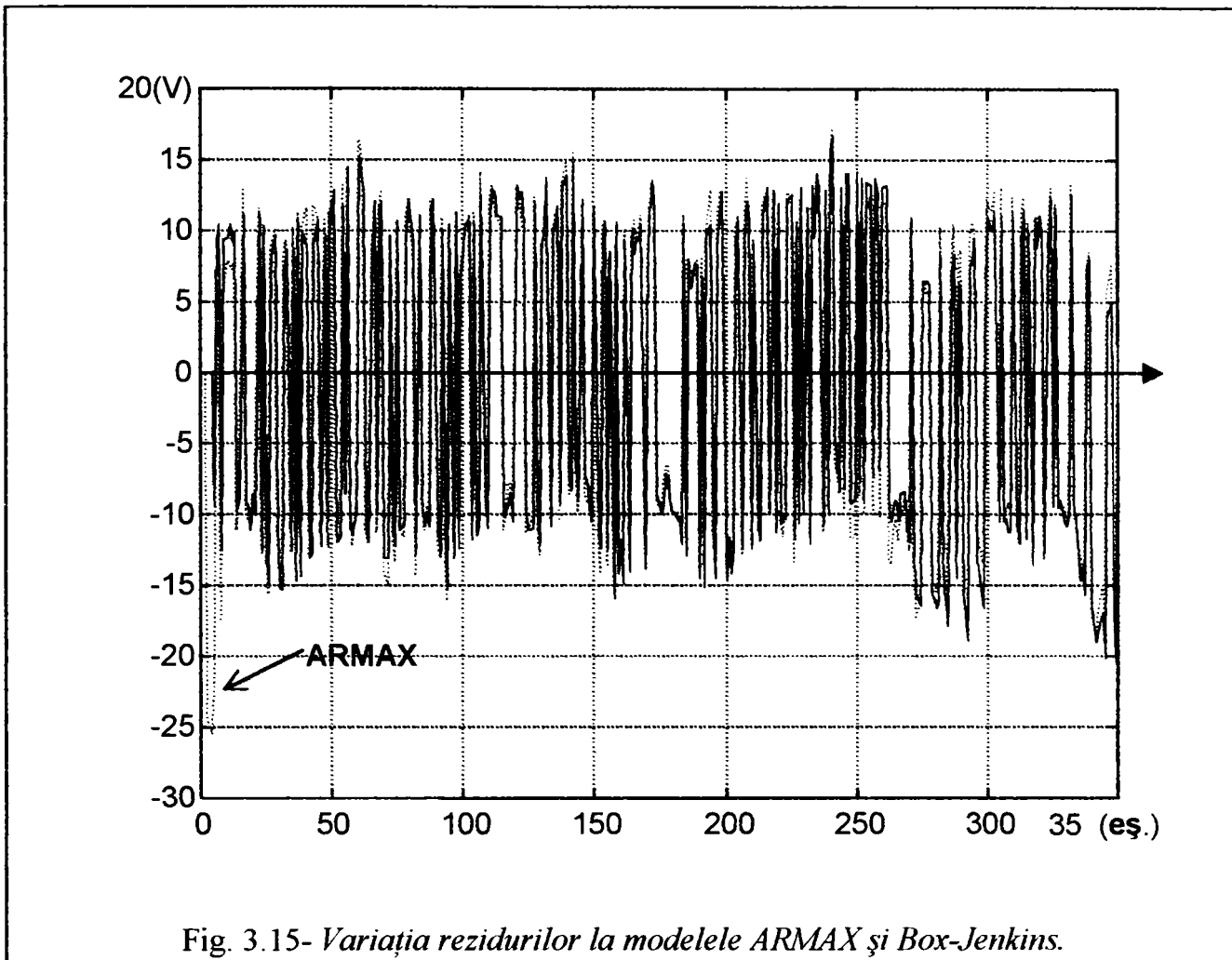


Fig. 3.15- Variația rezidurilor la modelele ARMAX și Box-Jenkins.

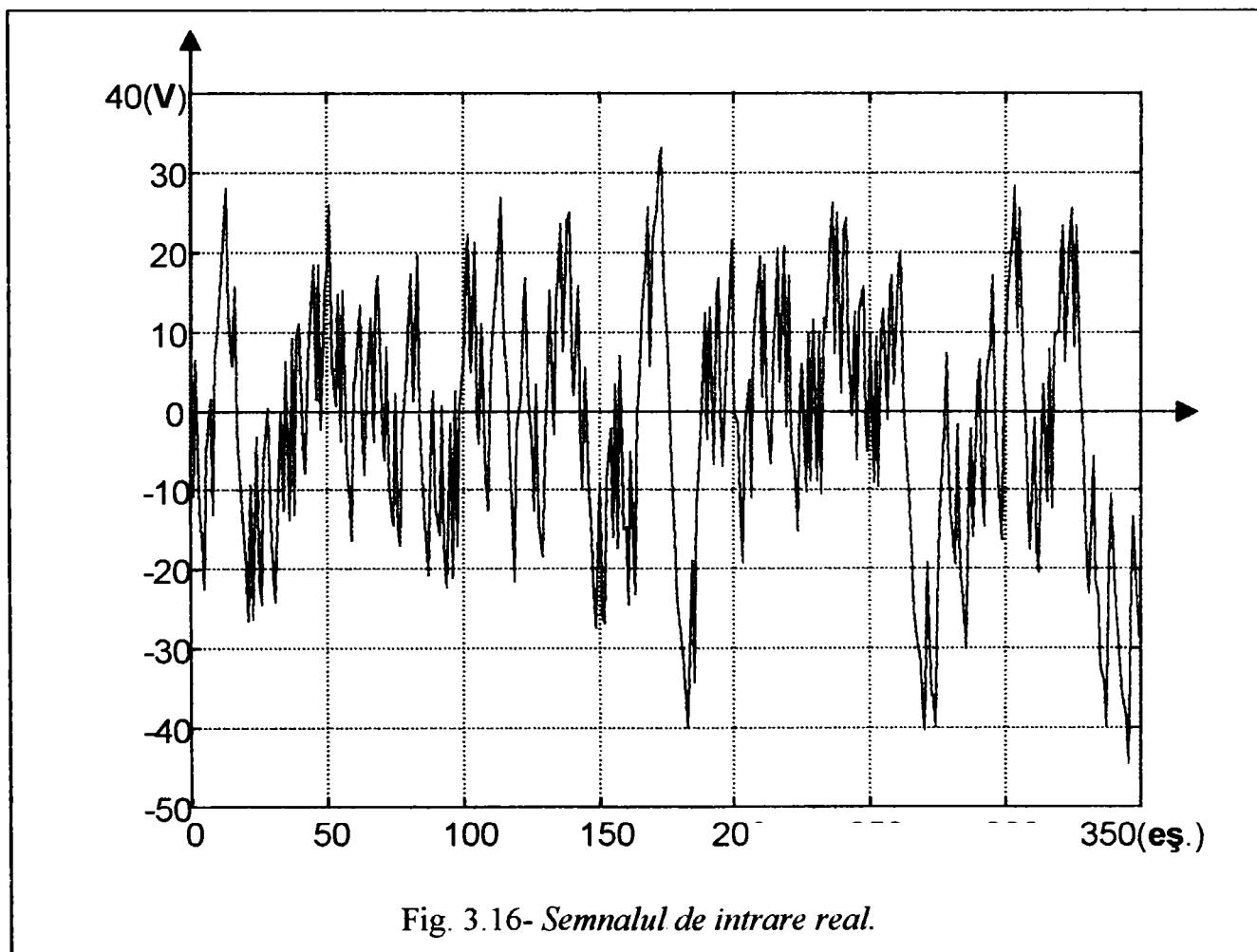
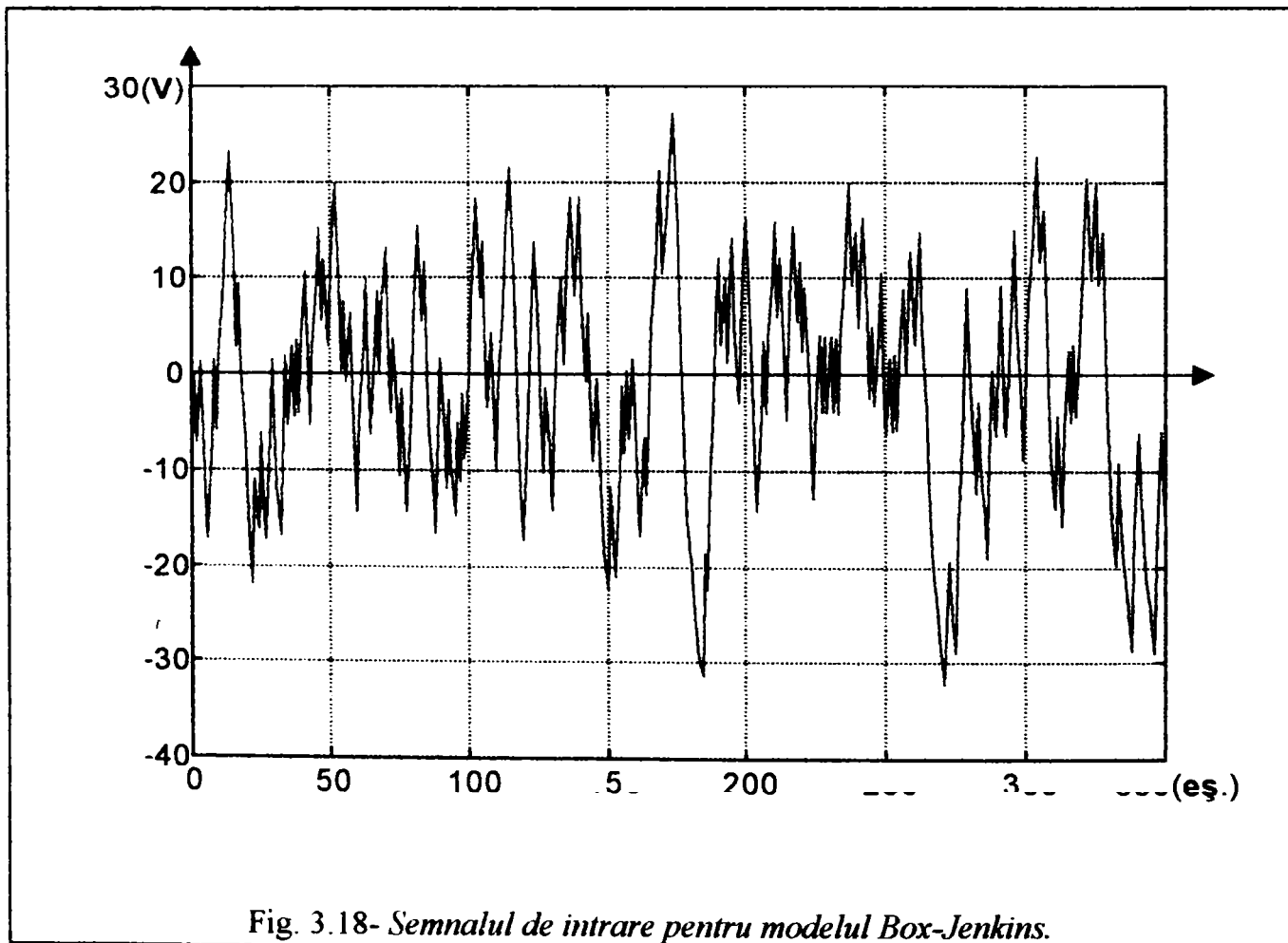
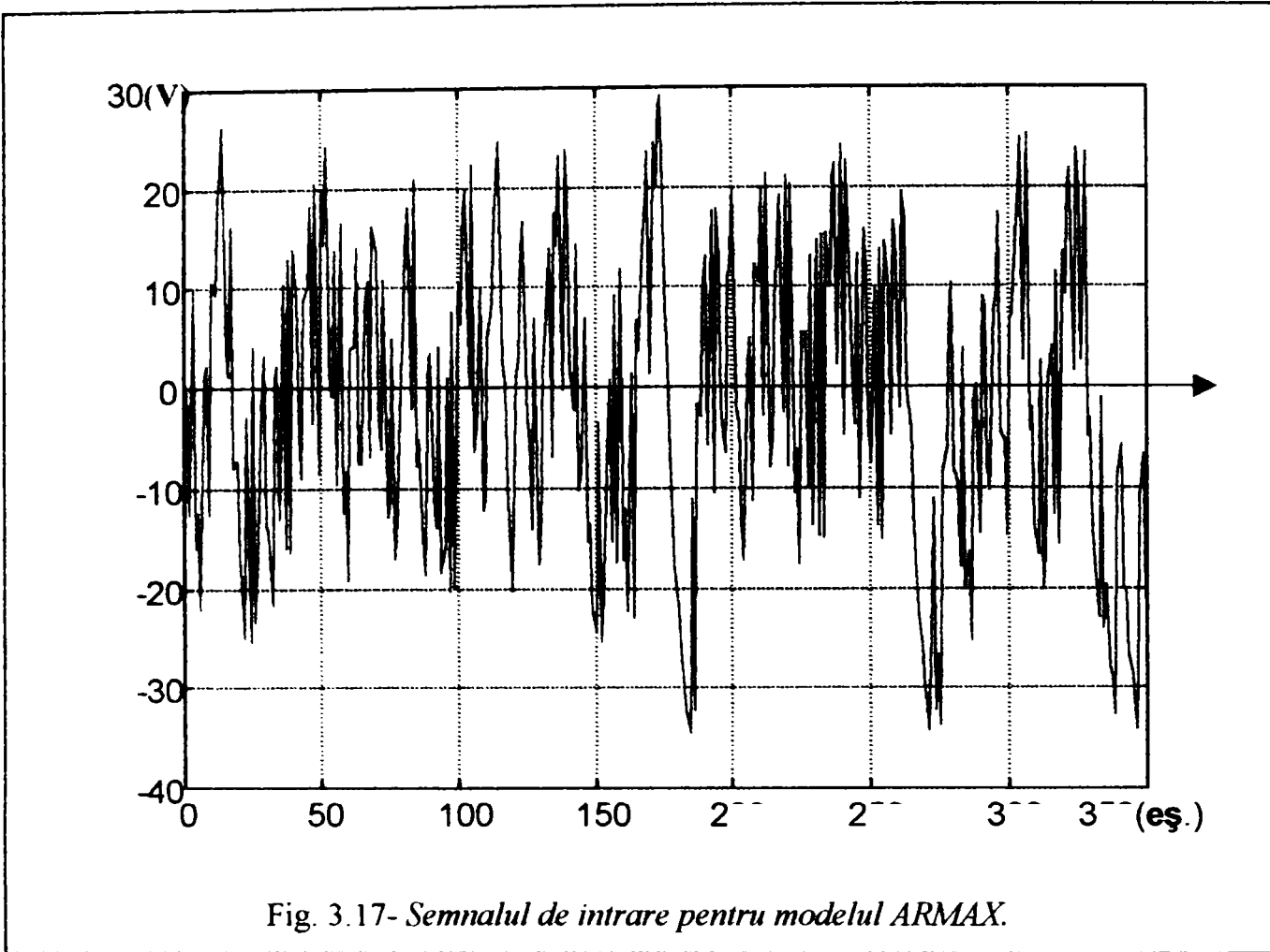


Fig. 3.16- Semnalul de intrare real.

Se simulează modelele ARMAX și Box-Jenkins cu intrare reală (fig. 3.16):



3.2- STRUCTURA MODELULUI CUPTORULUI CU ARC ELECTRIC. COMPARAȚIA DINTRE DATELE REALE ȘI DATELE SIMULATE.

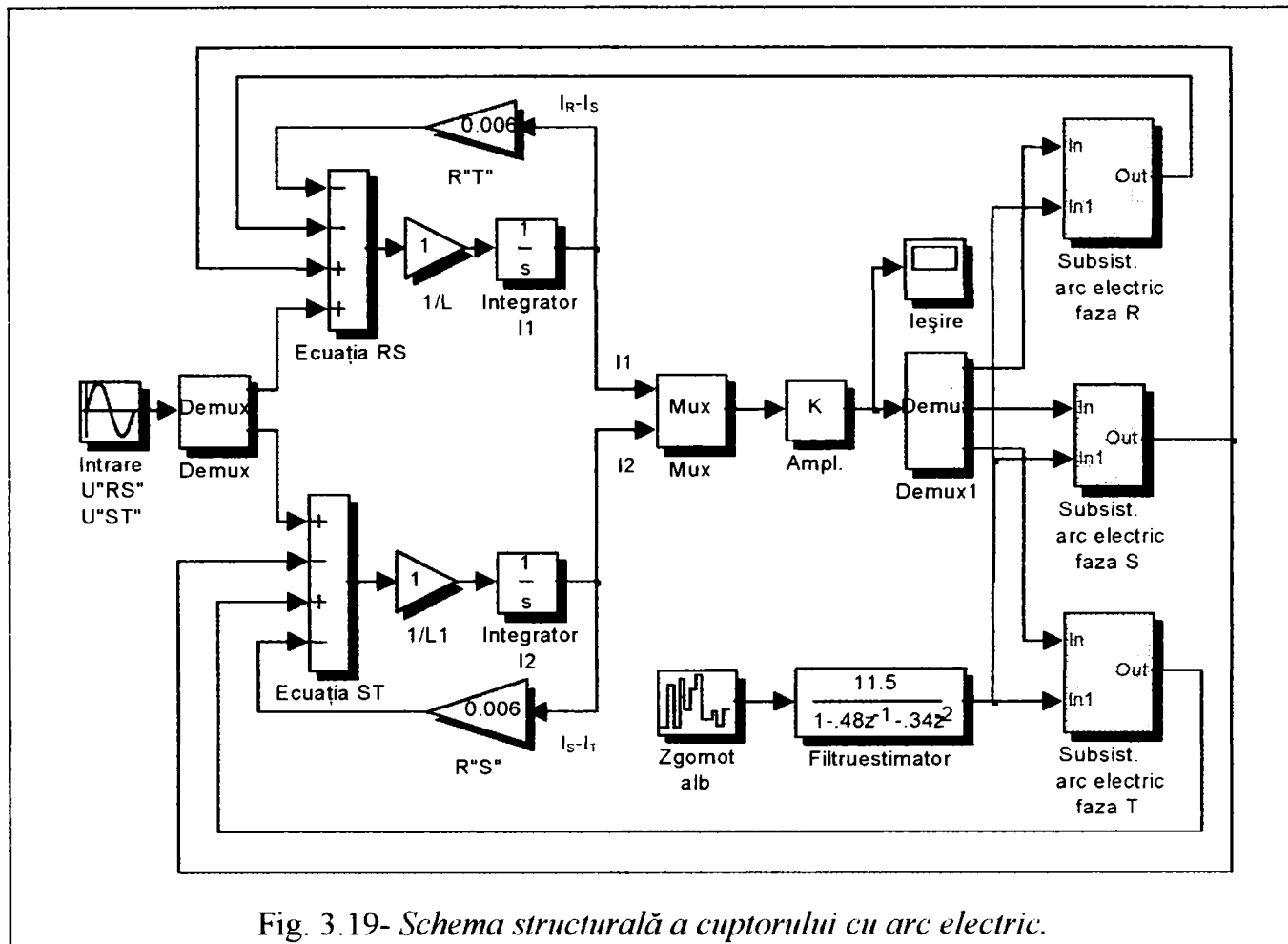


Fig. 3.19- Schema structurală a cuptorului cu arc electric.

Sistemul de ecuații, relațiile (3.5) este implementat în figura (3.19):

Sistemul are intrările de semnal tensiunile U_{RS} și U_{ST} și ca ieșiri semnalele I_R , I_S , I_T . Începând de la transformatorul cuptorului cu arc electric, secundarul este legat în Δ .

În partea dreaptă a schemei structurale sunt trei subsisteme reprezentând arcul electric pentru cele trei faze R, S, T.

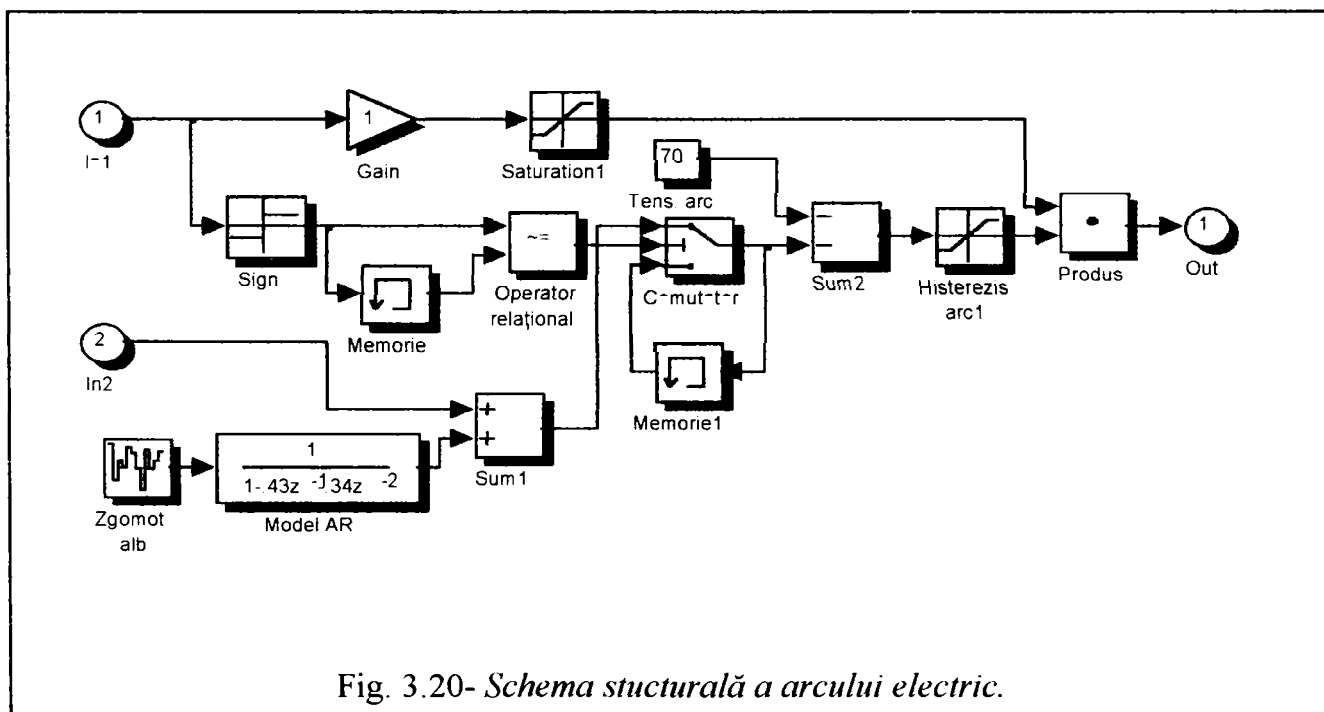


Fig. 3.20- Schema structurală a arcului electric.

Subsistemul arc electric figura (3.20) are două intrări, curentul corespunzător fazei (in 1) și ieșirea modelului autoregresiv (AR) reprezentând media pentru sistemul trifazat (in 2). Ieșirea subsistemului arc electric este căderea de tensiune pe arcul electric.

Acest subsistem are două ramificații principale. Ramificația de deasupra este formată din blocul saturație care comandă schimbarea de semn a curentului electric. Ramificația de jos realizează detectarea și sincronizarea trecerii prin zero a curentului și a schimbării $\theta[k]$, cu schimbarea semnului curentului.

În final întregul proces (instalația cuptorului cu arc electric) include transformatorul cuptorului cu arc și impedența rețelei scurte figura (3.21):

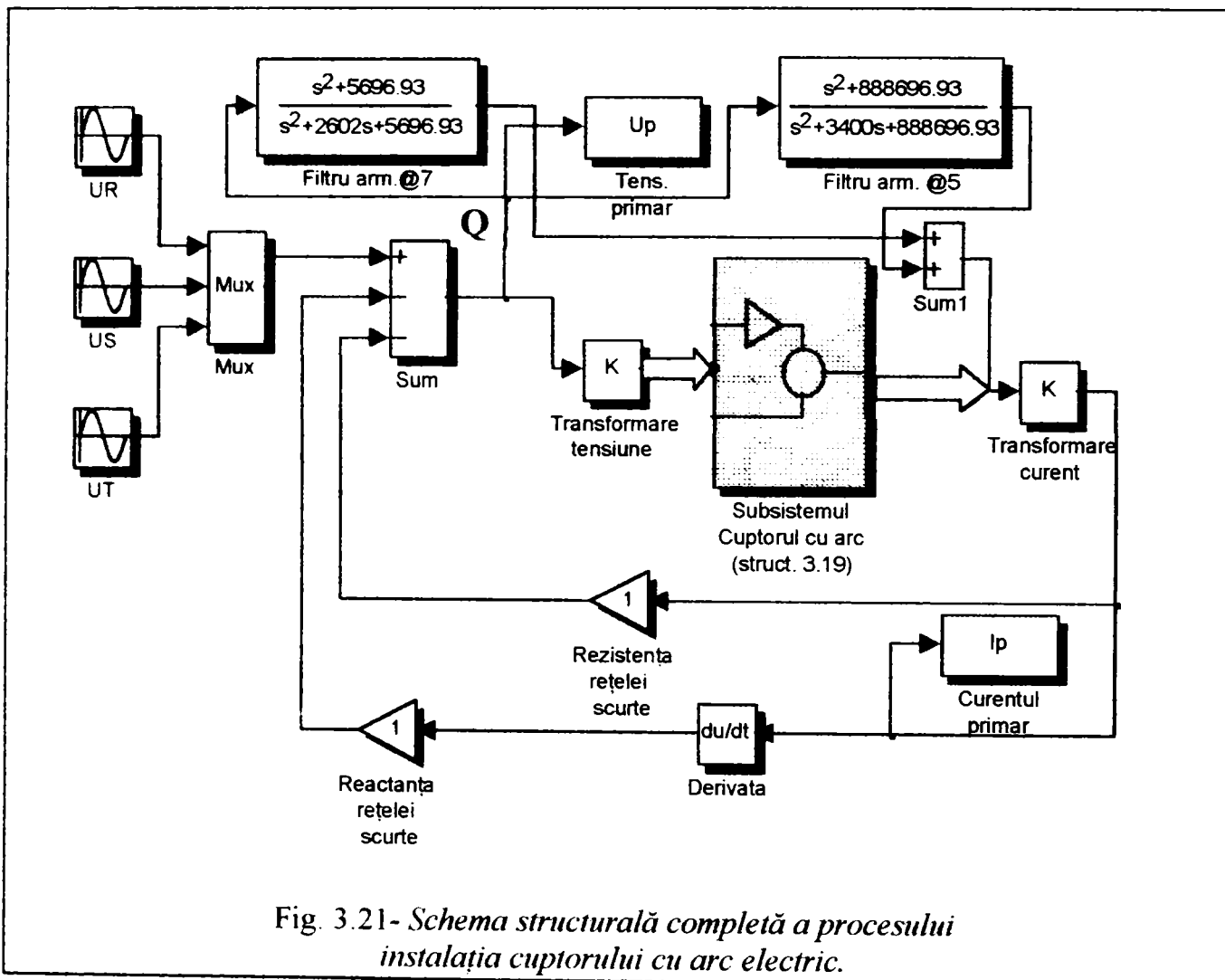


Fig. 3.21- Schema structurală completă a procesului instalația cuptorului cu arc electric.

Buclo de reacție negativă reprezintă căderea de tensiune pe rezistența și reactanța totală serie a cuptorului cu arc electric. Ieșirile procesului (instalației cuptorului cu arc electric) sunt tensiunea și curentul primar la transformatorul cuptorului cu arc, mărimi de stare nesinusoidale.

Forma curbei simulate a curentului $i_R^S(t)$, este în figura (3.22), intervalul de eșantionare este de 1ms, în comparație cu intensitatea curentului $i_R(t)$ reprezentată în figura (2.59).

Moțivația acestei cercetări este făcută pentru a avea un instrument de simulare în analiză, care reprezintă cuptorul cu arc, sursă de perturbații:

- intensitatea curentilor armonici;
- fluctuațiile de tensiune.

În această secțiune sunt comparate datele obținute din simulare pe model și datele achiziționate la instalația cuptorului cu arc electric din **Indes S.A.** Sibiu.

Reprezentarea modelului și a sistemului fizic (instalația cuptor cu arc), ilustrează tensiunea distorsionată prezentă în corelație cu evoluția sarcinii (a șarjei de oțel) cuptorului cu arc electric.

Abordarea celei de a doua probleme consideră fluctuațiile de tensiune. Comparația trebuie făcută între ieșirea modelului și media din reprezentările cuptorului cu arc electric, înaintea perioadelor de topire.

Seria de timp a valorilor efective pentru tensiunile reale și simulate în măsurătorile punctuale, trebuie estimată calculând valoarea efectivă a tensiunii pe fiecare perioadă. Rezultatul este obținut în timp discret cu frecvența de eșantionare de 50Hz. Fluctuațiile de tensiune sunt asociate cu fenomenul de flicker.

În concluzie, un nou model de simulare care reprezintă distorsiunile tensiunii produse de instalația cuptorului cu arc electric a fost sintetizat și analizat.

1. S-a remarcat în model natura aleatoare a arcului electric.
2. Un arc electric cu caracteristică simplă $U-I$ a fost implementat împreună cu modelul autoregresiv trifazat, s-au reprezentat variațiile aleatoare ale lungimii arcului electric.
3. Diferitele subsisteme care compun complet instalația cuptorului cu arc electric au fost reprezentate într-o schemă structurală completă unică ca instrument de dezvoltare în Matlab.
4. Datele reale au fost prelevate de la instalația unui cuptor cu arc electric al firmei **Indes S.A. Sibiu**.
5. După estimarea parametrilor cu ajutorul modelelor autoregresive, rezultatele simulărilor au confirmat măsurătorile în punctul de conexiune (A) și (B).

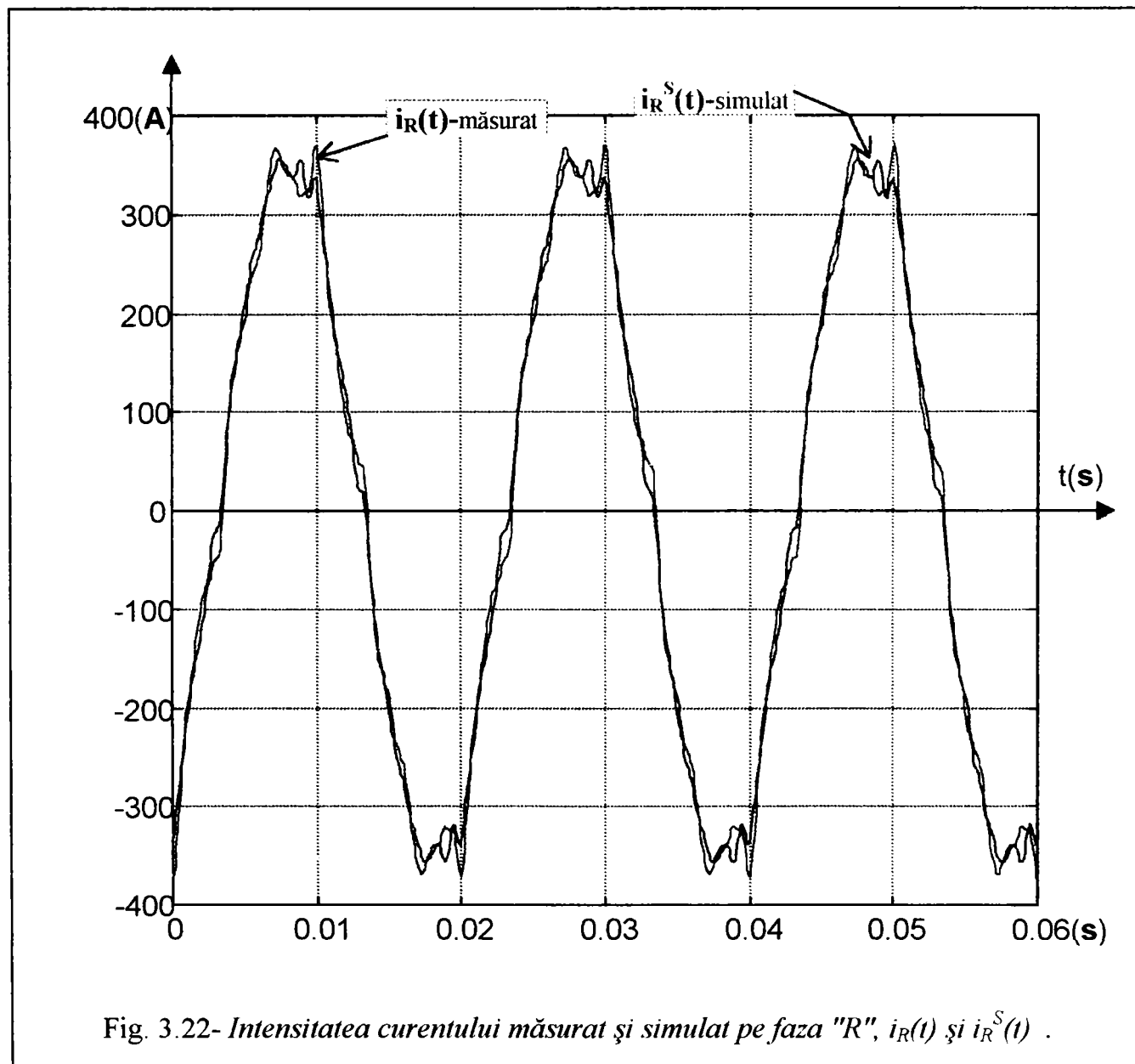


Fig. 3.22- Intensitatea curentului măsurat și simulat pe faza "R", $i_R(t)$ și $i_R^S(t)$.

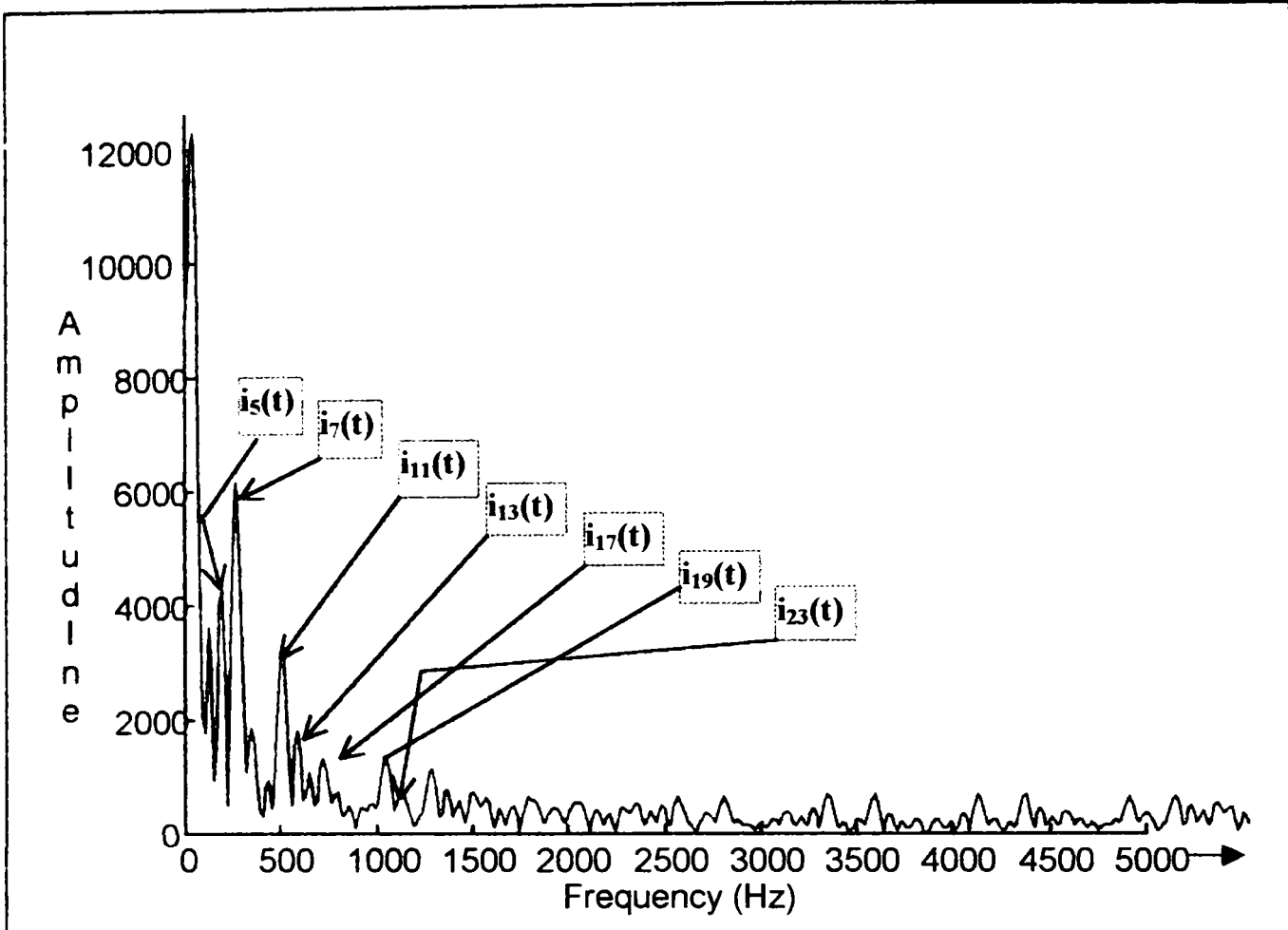


Fig. 3.23- Analiza spectrală a intensității curentului simulat $i_R^S(t)$.

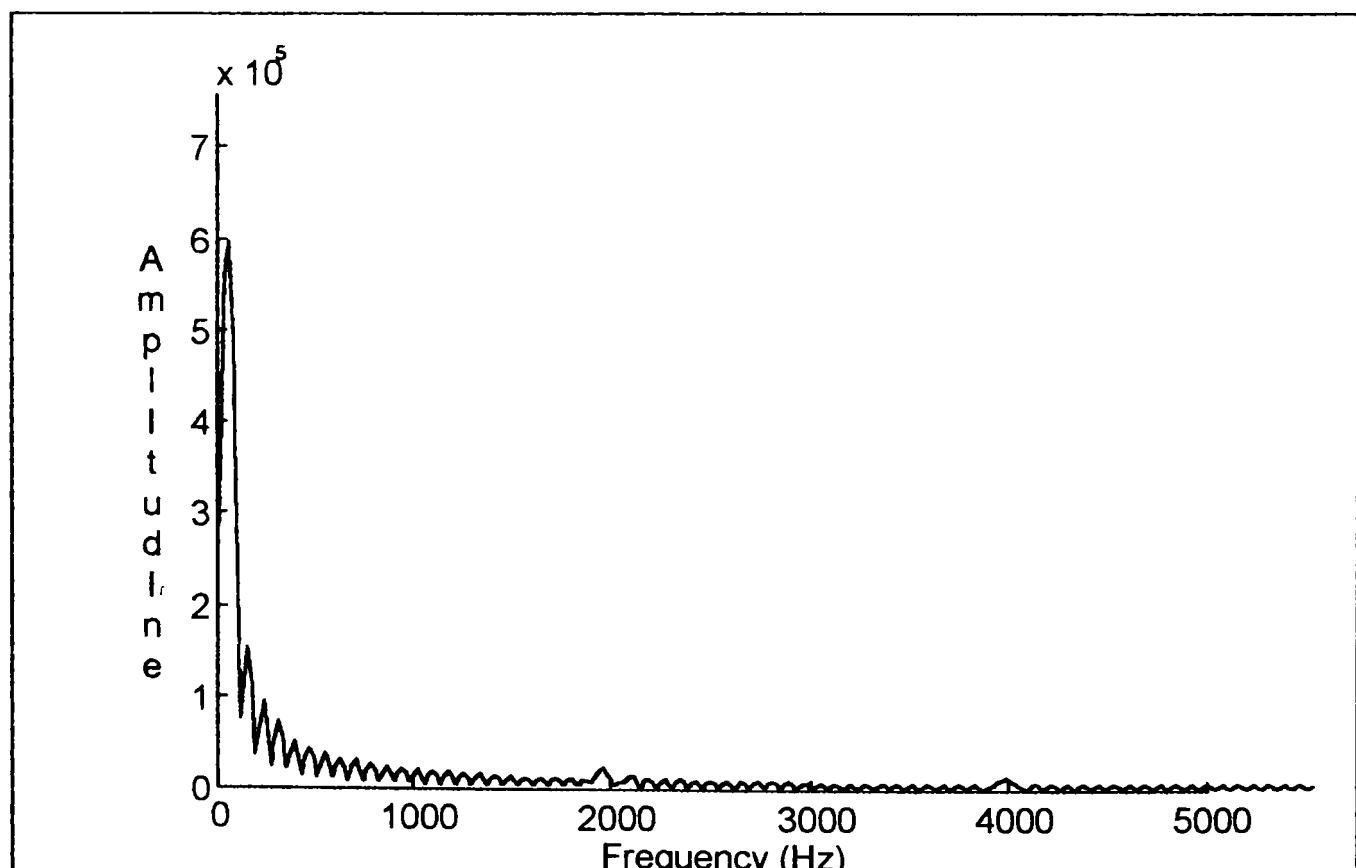


Fig. 3.24- Analiza spectrală a tensiunii de linie $u_{RS}^S(t)$.

3.3. - MODELUL TRANSFORMATORULUI DE SUDARE CU ARC ELECTRIC.

Se consideră transformatorul monofazat [136], [139] pentru sudare cu arc electric în ipoteza saturației magnetice a miezului. Prin considerarea saturației miezului magnetic avem dependența neliniară dintre flux și solenație. Considerăm notațiile:

$N_1 i_1$ - solenația primară instantanee, ea produce câmp magnetic de excitație.

$N_2 i_2$ - solenația secundară care produce câmpul magnetic de reacție.

$\theta_0 = N_1 i_1 + N_2 i_2$ este solenația rezultantă.

Liniile câmpului magnetic se împart în trei categorii:

- Fluxul magnetic util (înlanțuie ambele înfășurări, el se află în miezul magnetic).
- Fluxul magnetic de dispersie al înfășurării primare în raport cu cea secundară, notat cu indicele "12".
- Fluxul magnetic de dispersie al înfășurării secundare în raport cu înfășurarea primară, notat cu indicele "21".

Φ -fluxul fascicular util. Fluxul fascicular util dă naștere la fluxurile totale $\Psi_{u1} = N_1 \Phi$

$\Psi_{u2} = N_2 \Phi$ Pentru liniile câmpului de dispersie:

- Reluctanța miezului este variabilă o dată cu starea de saturație a miezului. Reluctanța miezului este câteva miimi din reluctanța porțiunilor de aer a tubului de forță.
- Reluctanța tubului considerat se reduce la reluctanța porțiunii din aer care nu este afectată de saturația miezului magnetic.

$\Psi_{\sigma 12}$ - fluxul total de dispersie al înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară. Reluctanța tuturor tuburilor de forță care definesc fluxul $\Psi_{\sigma 12}$ este practic constantă, neafectată de starea de saturație. deci $\Psi_{\sigma 12}$ depinde de solenația primară $N_1 i_1$, fiind proporțională cu ea.

Se poate defini deci o anumită inductivitate $L_{\sigma 12}$ de dispersie a înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară: $\Psi_{\sigma 12} = L_{\sigma 12} \cdot i_1$, $\Psi_{\sigma 12} < \Psi_{u1}$ (deoarece miezul magnetic are permeabilitatea mult mai ridicată ca aerul).

Ψ_{u1} - atrage majoritatea liniilor unitare ale vectorului \underline{B} rezultant.

$\Psi_{\sigma 21} = L_{\sigma 21} \cdot i_2$ (fluxul total de dispersii al înfășurării secundare în raport cu înfășurarea primară). Fluxul

total care străbate înfășurarea N_1 este: $\Psi_1 = \Psi_{u1} + \Psi_{\sigma 12} = N_1 \Phi + L_{\sigma 12} \cdot i_1$

Fluxul total care străbate înfășurarea N_2 este: $\Psi_2 = \Psi_{u2} + \Psi_{\sigma 21} = N_2 \Phi + L_{\sigma 21} \cdot i_2$

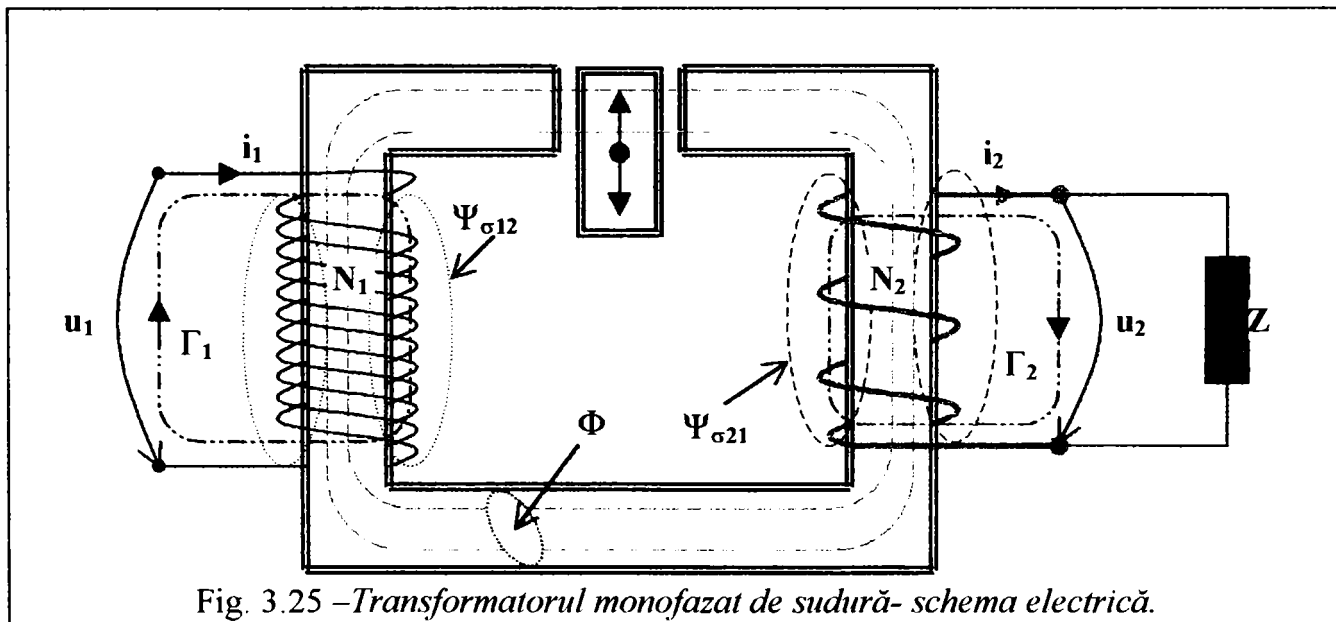


Fig. 3.25 - Transformatorul monofazat de sudură- schema electrică.

Legea inducției electromagnetice: $\oint_{\Gamma} \overline{E} dl = - \frac{d\Psi}{dt}$ $\oint_{\Gamma_1} \overline{E} dl = - \frac{d\Psi_1}{dt}$

$$R_1 i_1 - u_1 = - \frac{d}{dt} (N_1 \Phi + L_{\sigma 12} i_1) \quad R_2 i_2 + u_2 = - \frac{d}{dt} (N_2 \Phi + L_{\sigma 21} i_2) \quad (3.9)$$

Se mai adaugă relația: $\Phi = \frac{\mathcal{G}_0}{R_m}$ R_m =reluctanța corespunzătoare fluxului util.

$R_m = f(\theta_0)$, deci depinde de i_1 și i_2 : $\theta_0 = N_1 i_1 + N_2 i_2$.

$R_m = f(\theta_0)$. deci depinde de i_1 și i_2 : $\theta_0 = N_1 i_1 + N_2 i_2$.

Relația sarcinii:
$$u_2 = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 dt \quad (3.10)$$

Coeficienții R_1 , R_2 , $L_{\sigma 12}$, $L_{\sigma 21}$, R , L , C sunt independenți de i_1 , i_2 sau de tensiunile u_1 și u_2 .
Sistemul de ecuații la funcționarea în sarcină (cu condiția saturației) este:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1 i_1 + L_{\sigma 12} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\Phi}{dt} \\ -u_2 &= R_2 i_2 + L_{\sigma 21} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\Phi}{dt} \\ \Phi &= \frac{\mathcal{G}_0}{R_m} \\ \mathcal{G}_0 &= N_1 i_1 + N_2 i_2 \\ u_2 &= R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int i_2 dt \end{aligned} \quad (3.11)$$

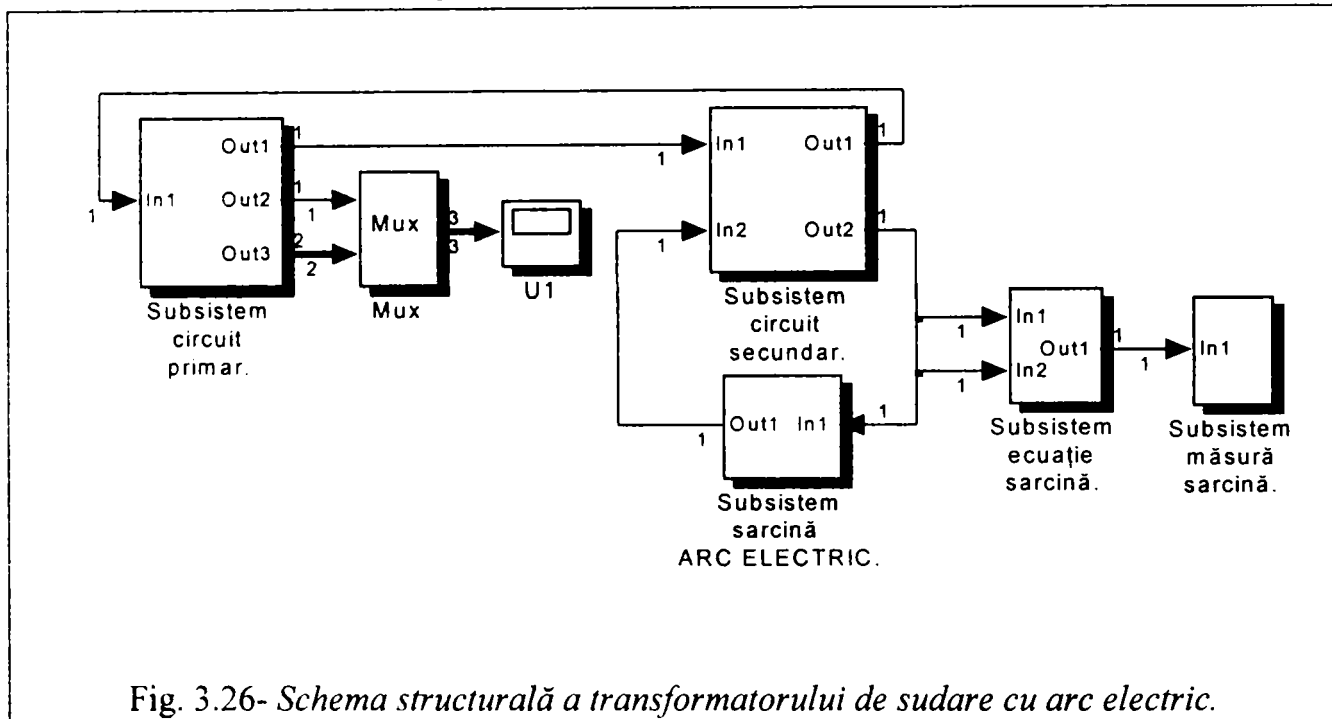


Fig. 3.26- Schema structurală a transformatorului de sudare cu arc electric.

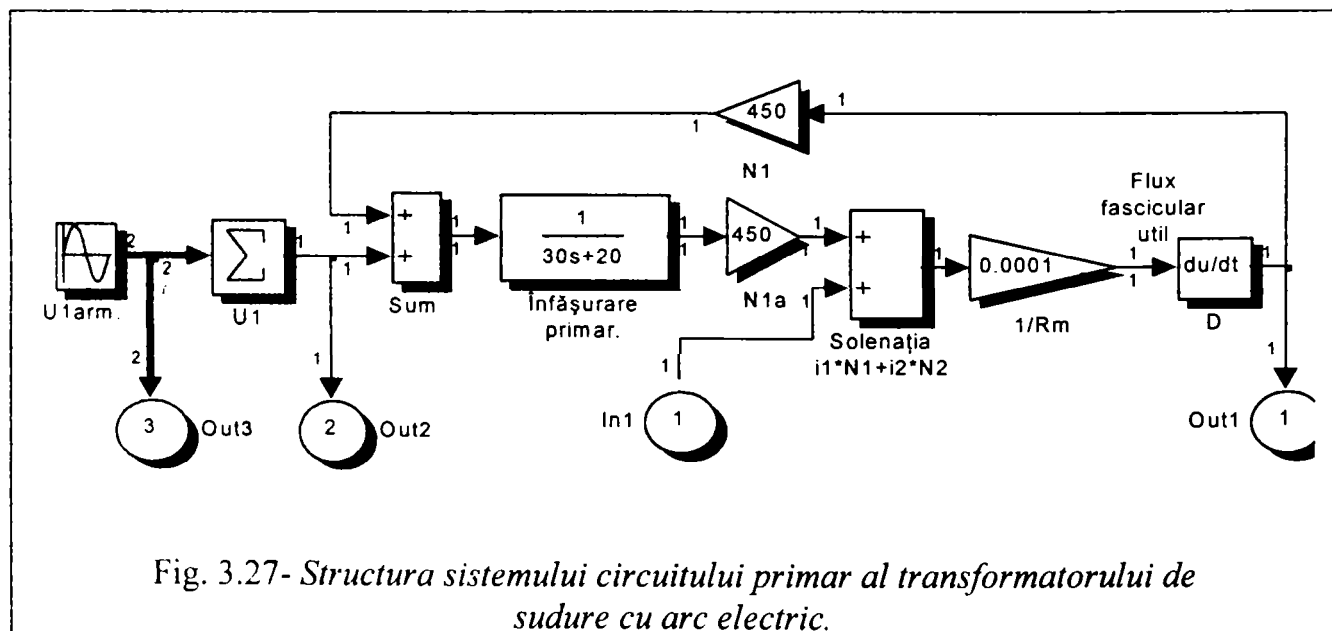


Fig. 3.27- Structura sistemului circuitului primar al transformatorului de sudare cu arc electric.

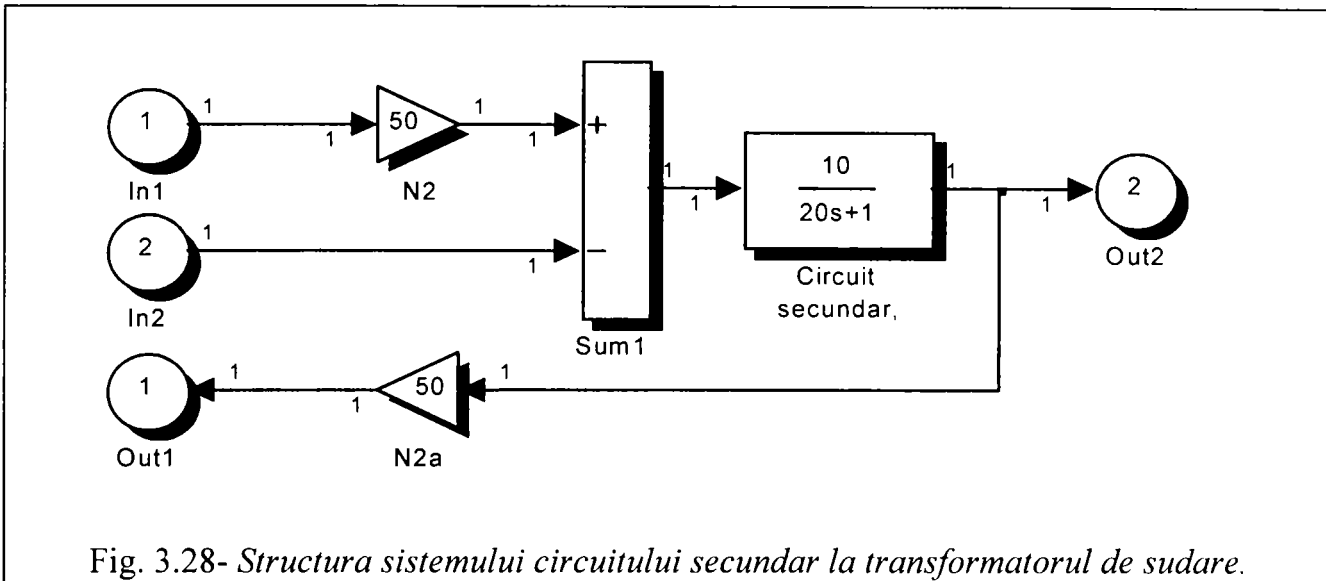


Fig. 3.28- Structura sistemului circuitului secundar la transformatorul de sudare.

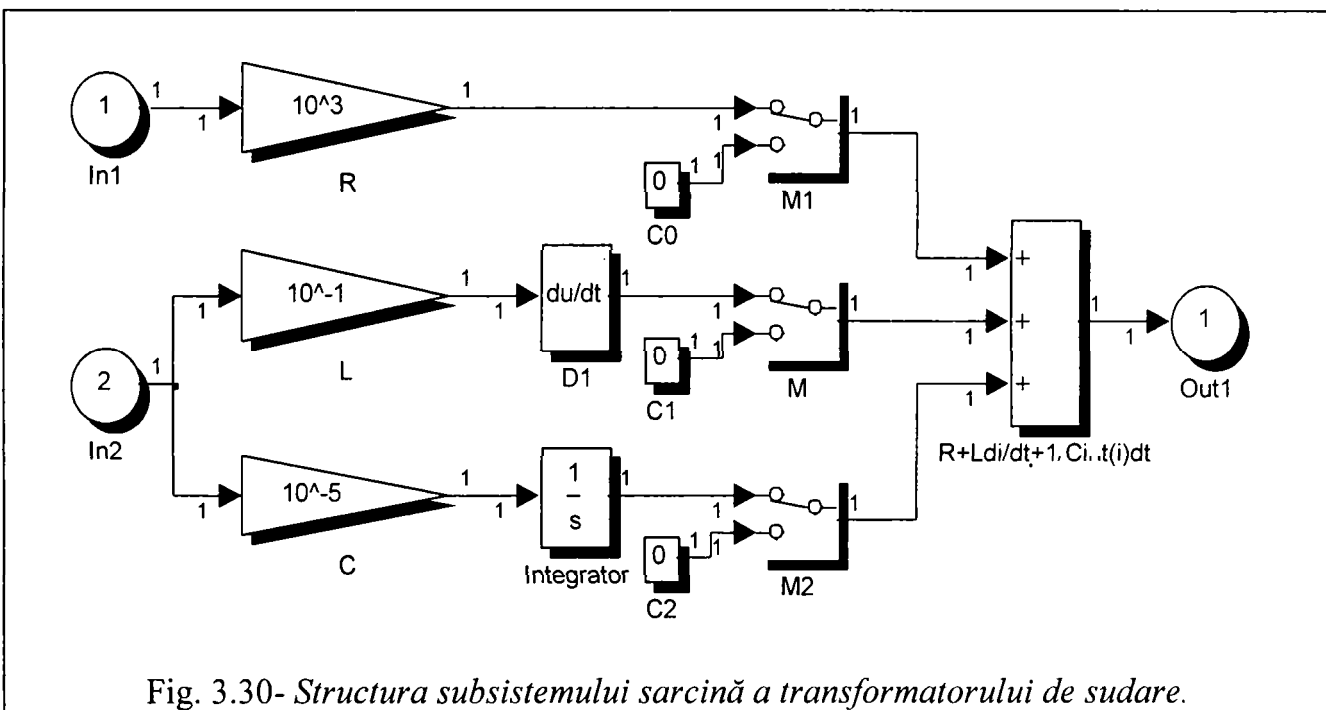


Fig. 3.30- Structura subsistemului sarcină a transformatorului de sudare.

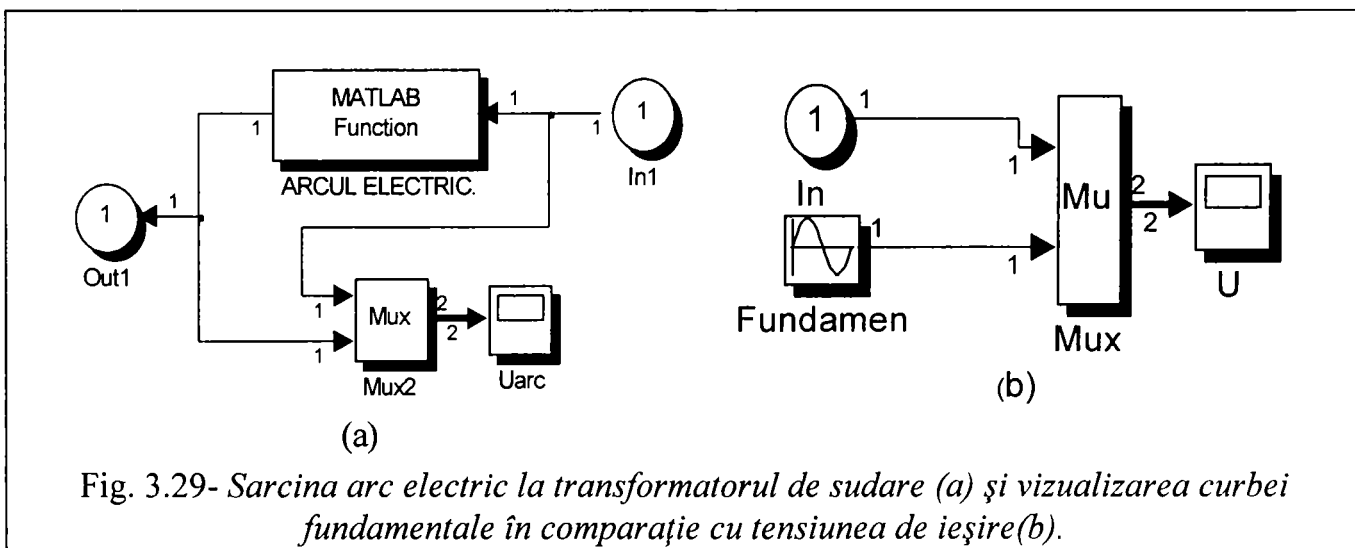
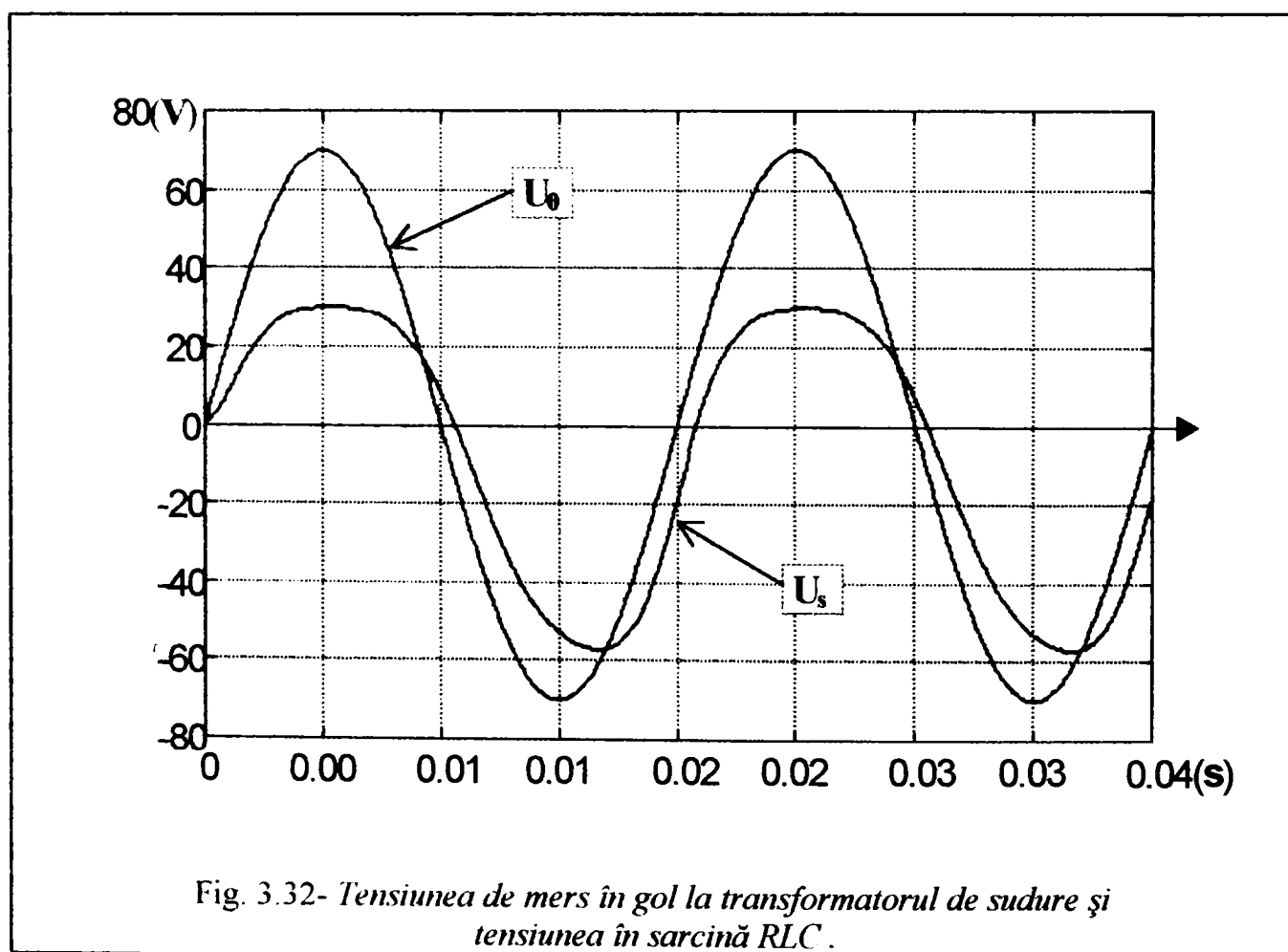
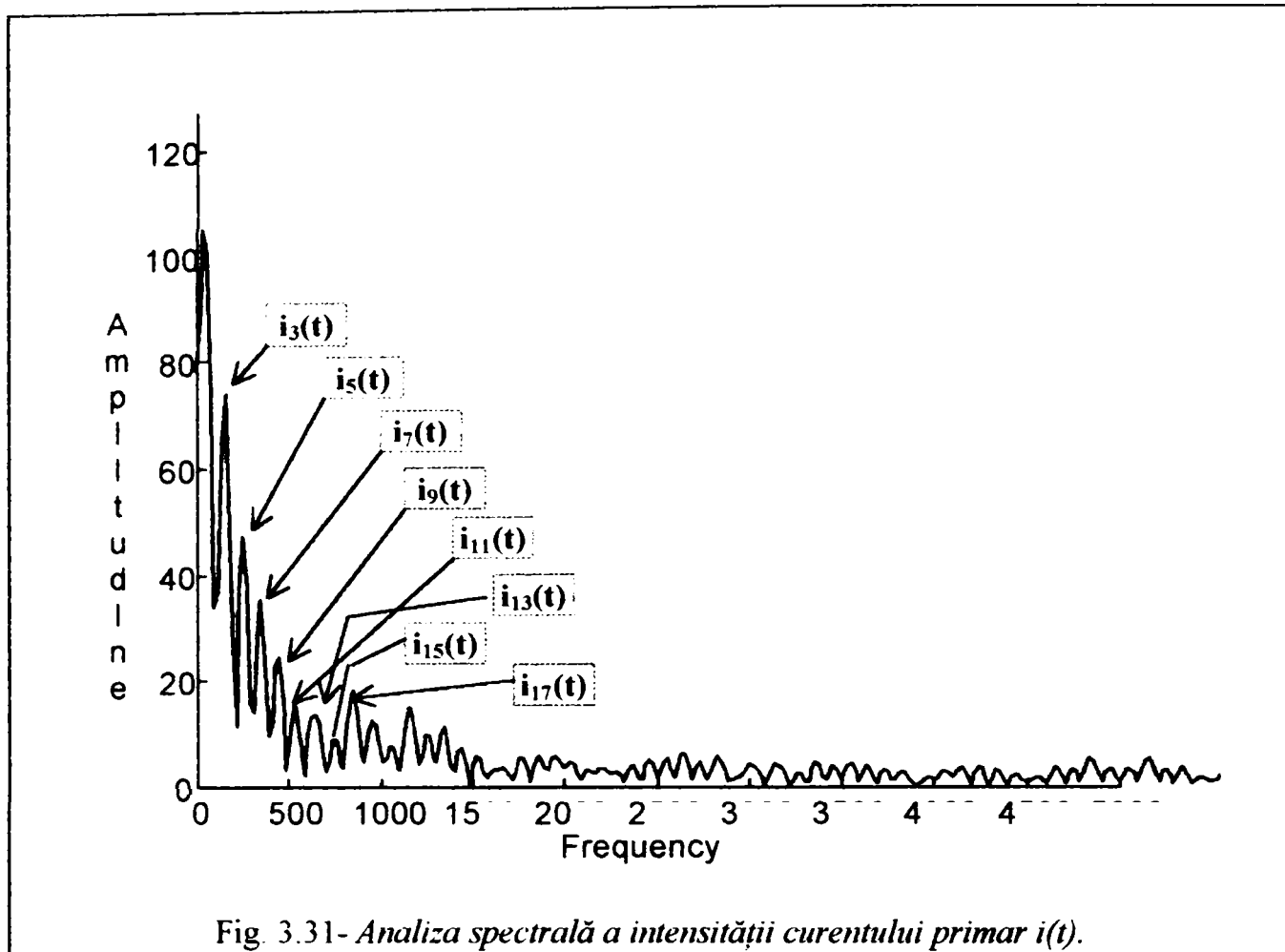


Fig. 3.29- Sarcina arc electric la transformatorul de sudare (a) și vizualizarea curbei fundamentale în comparație cu tensiunea de ieșire(b).

În figura (3.31) se prezintă analiza spectrală a curentului primar $i(t)$, a modelului transformatorului de sudare, circuitul (A)- figura (2.83):



4. MĂSURAREA PUTERILOR P, Q, S, D TRIFAZATE ÎN REGIM DEFORMANT ÎN INSTALAȚII ELECTROTERMICE CU ARC ELECTRIC.

Repartiția statică a puterii active se poate admite în sisteme în care consumatorii impun salturi de încărcare de valoare mică, în comparație cu puterea instalată și au caracteristica naturală foarte bine amortizată.

În cazul sarcinilor cu variații bruște și/ sau de valoare comparabilă cu a sursei, variațiile de putere perturbă în regim tranzitoriu valoarea nominală a frecvenței și a tensiunii electrice pe barele punctului de racord și se impune repartiția astatică a puterilor activă, și de la caz la caz a puterii reactive.

În cazul cel mai restrictiv al consumatorilor care necesită păstrarea în limite foarte restrânse aproape constante a tensiunii și frecvenței, în astfel de sisteme, este necesară repartiția dinamică echilibrată atât a puterii active, cât și a puterii reactive, pentru o utilizare cât mai bună a puterii instalate la apariția suprasarcinilor tranzitorii.

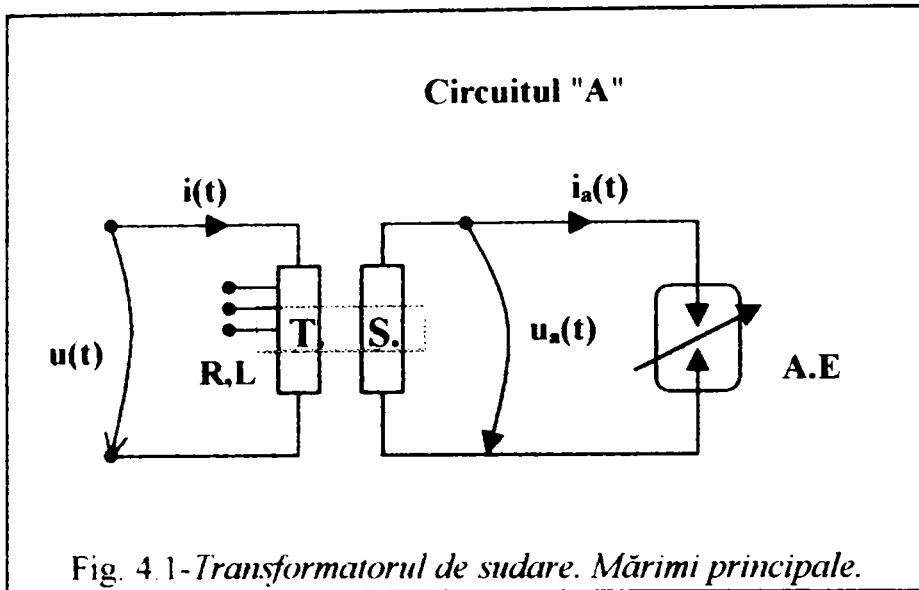
Perturbațiile sunt transmise generatoarelor din sistem care furnizează atât putere electrică activă, preluată de la mașina de antrenare, cât și putere reactivă, preluată de la sursa de excitație.

În sistemul cuptorului cu arc electric, caracteristica de sarcină are vârfuri de putere tranzitorii, care pot depăși posibilitățile de încărcare ale nodului de racord.

Vârful de putere de acest fel se pot suprapune peste o încărcare medie constantă, de obicei mică (în raport cu puterea de scurtcircuit a nodului), dată de consumatori mai puțin semnificativi, cu variația lentă în timp, de putere activă "P" și putere reactivă "Q".

4.1- Măsurători efectuate la transformatorul de sudare cu arc electric.

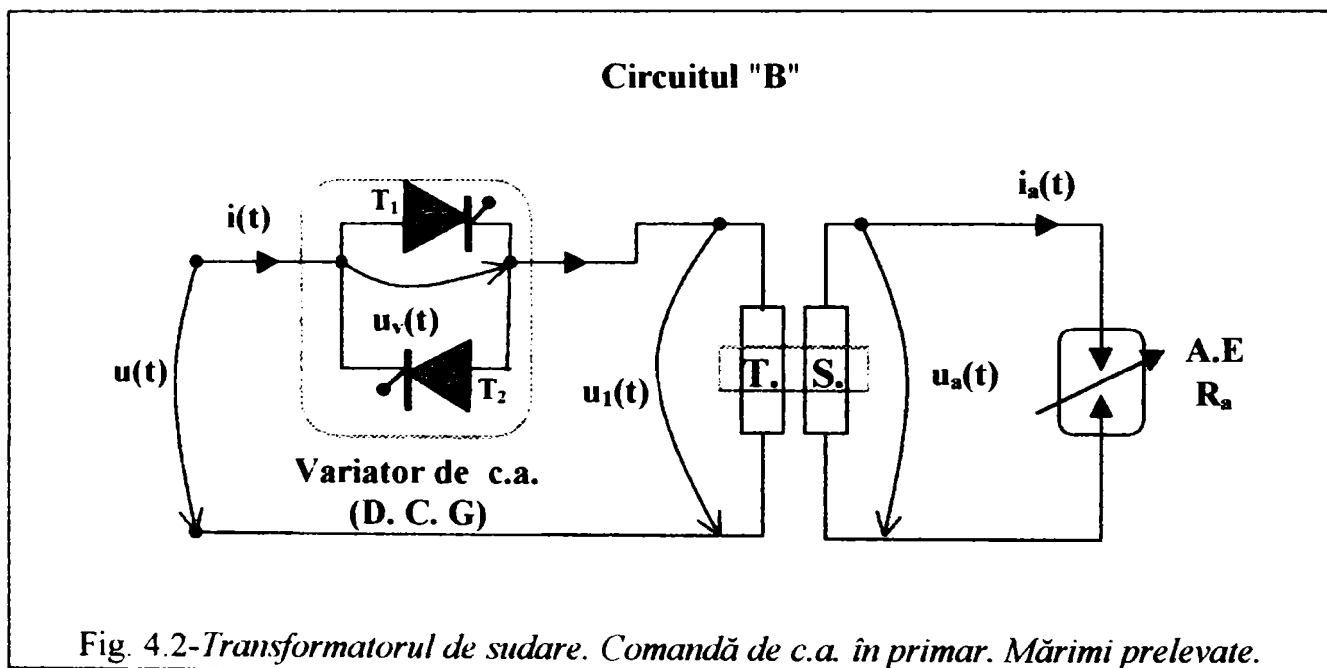
Măsurătorile au fost efectuate în sistem achiziție de date, cu analizorul TRINET [164]. S-a înregistrat grafic și tabelar rezultatele prelevate din instalația transformatorului de sudare, în punctele și configurațiile specificate în continuare (A și B):



electrică a curentului de arc.

A. Transformatorul de sudare monofazat, cu reglajul tensiunii pe înfășurarea primară. S-au prelevat mărimile: $u(t)$ =tensiunea la bornele înfășurării primare a transformatorului de sudare, $i(t)$ =intensitatea curentului electric primar, $u_a(t)$ =tensiunea electrică la bornele secundarului (tensiunea electrică a arcului), $i_a(t)$ =intensitatea

B. Transformatorul de sudare (sursa de sudare electrică de tensiune alternativă), cu reglarea tensiunii primare, printr-un variator VTA.

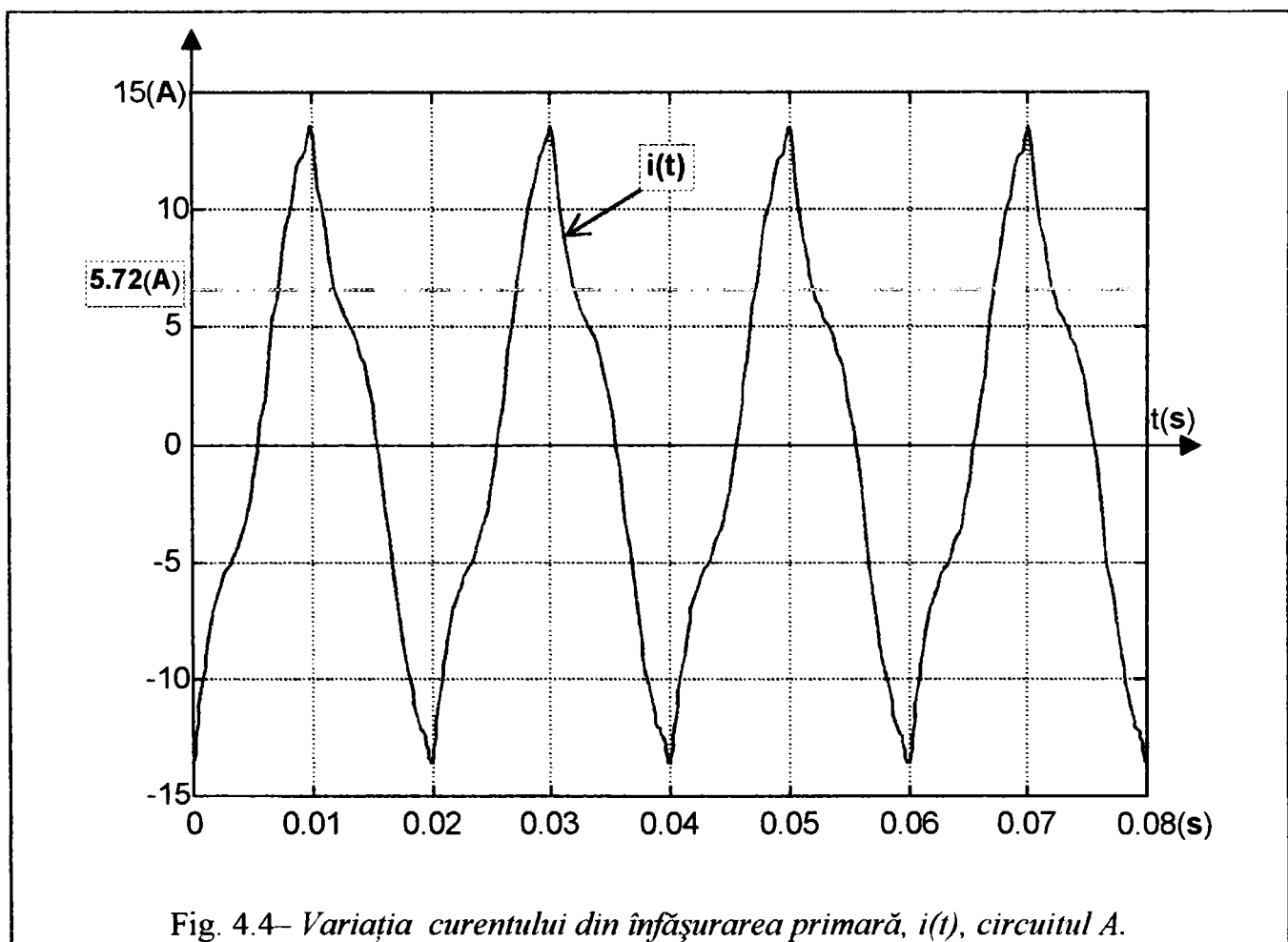
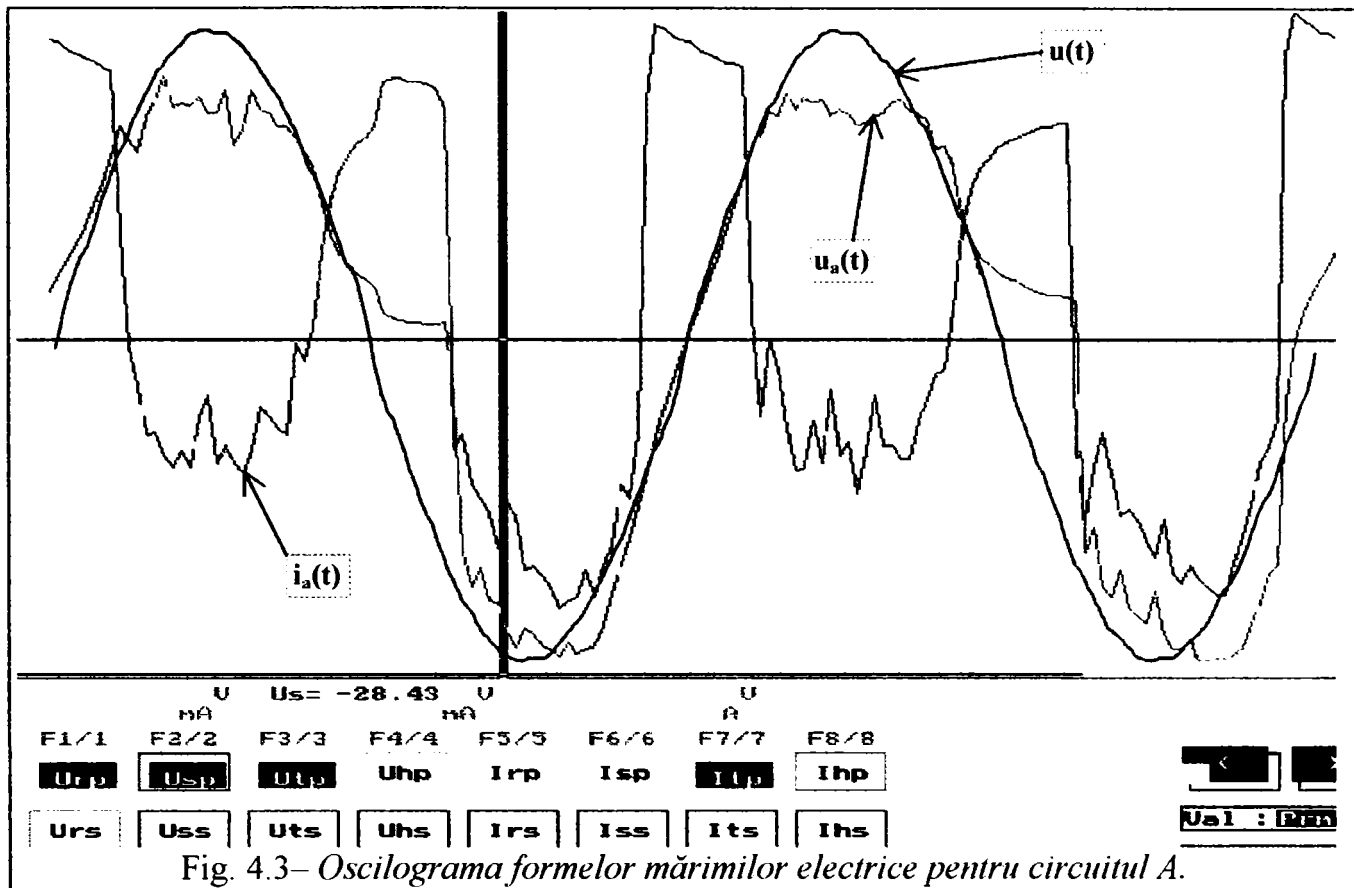


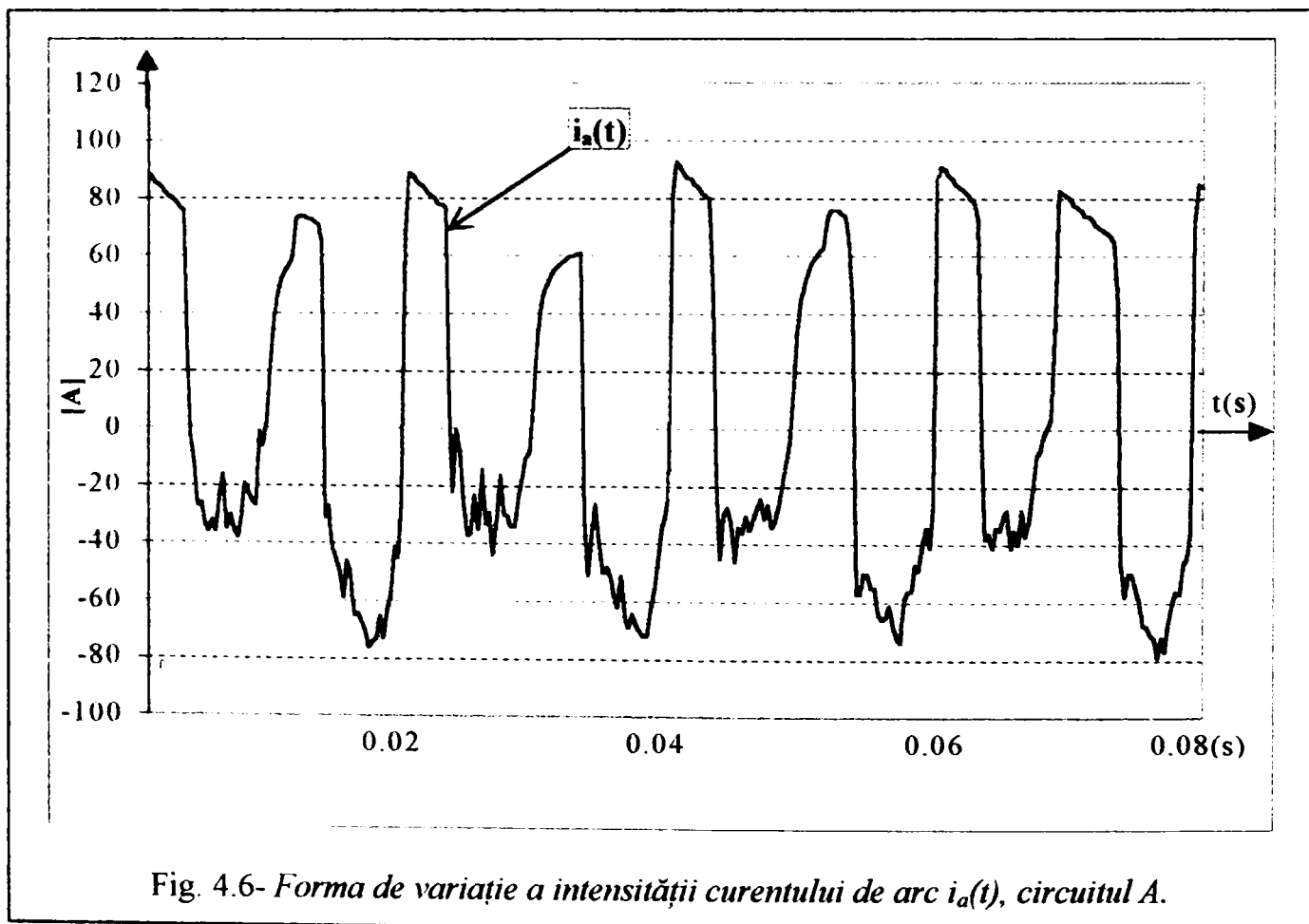
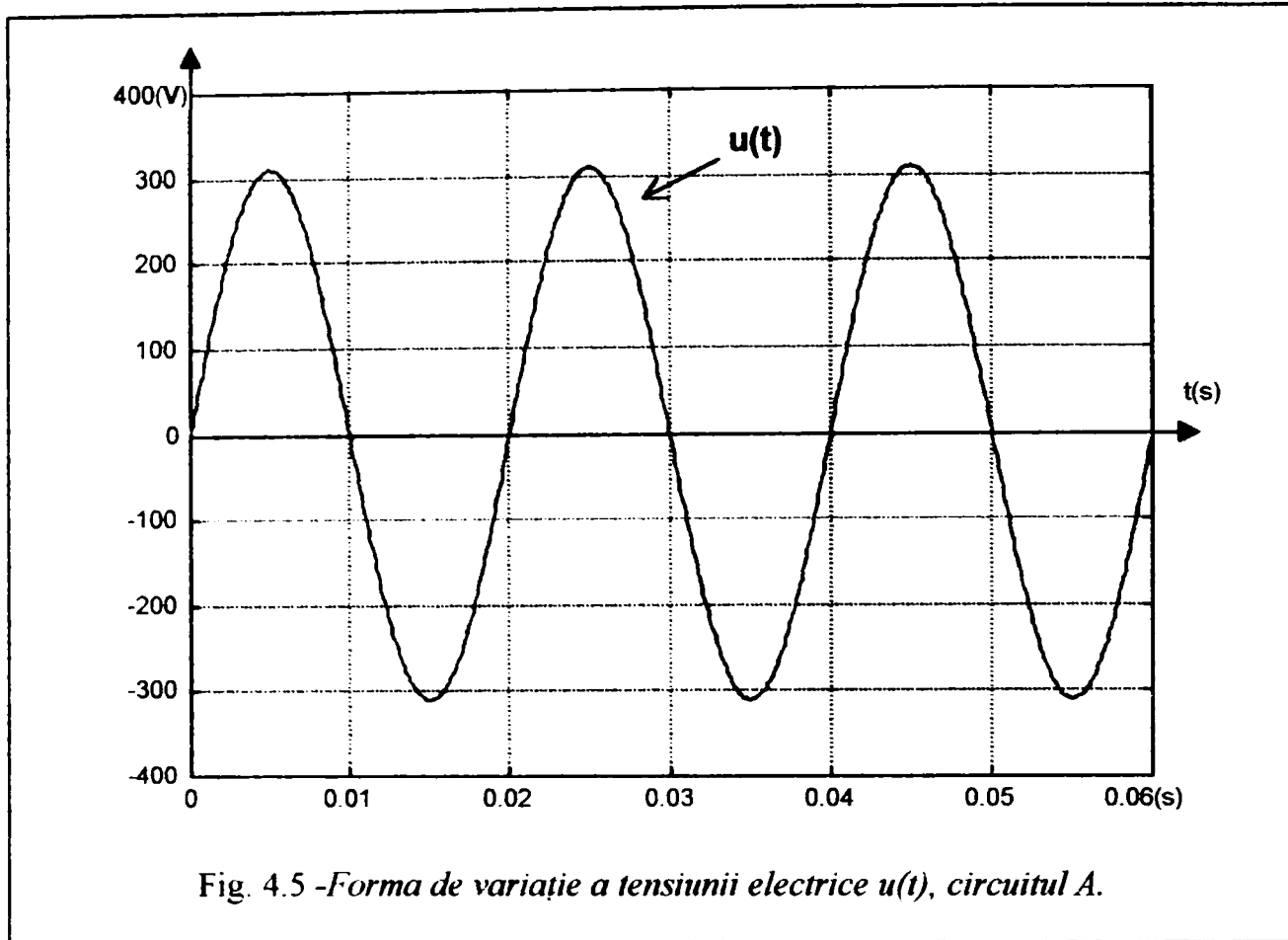
Mărimile prelevate sunt tensiunile electrice primară și secundară, și intensitatea curentului primar și secundar. Dispozitivul de comandă pe grilă (D.C.G) execută comanda în fază a variatorului, și este sincronizat cu tensiunea $u(t)$. Mărimile de stare ale circuitului "B" sunt prezentate în figura (4.2). Dispozitivul de comandă DCG este sincronizat cu tensiunea rețelei $u(t)$.

Excluderea transformatorului (T.S.) din ansamblul sursei de sudare cu arc electric în comandă combinată, a afectat funcționarea satisfăcătoare a sistemului de achiziție de date.

Conectarea directă la nodul de rețea a surselor de sudare cu arc electric folosind convertoare statice (oscilatoare autoblocante), cu controlul detaliat al funcționării arcului electric, se impune în viitor pentru optimizarea operațiilor de sudare neconvenționale, pentru cele mai avansate cerințe tehnologice de sudare și în alte domenii (arcul electric controlat în industria automobilelor convenționale).

Circuitul (A)- Transformatorul de sudare monofazat, cu reglajul tensiunii pe înfășurarea primară:





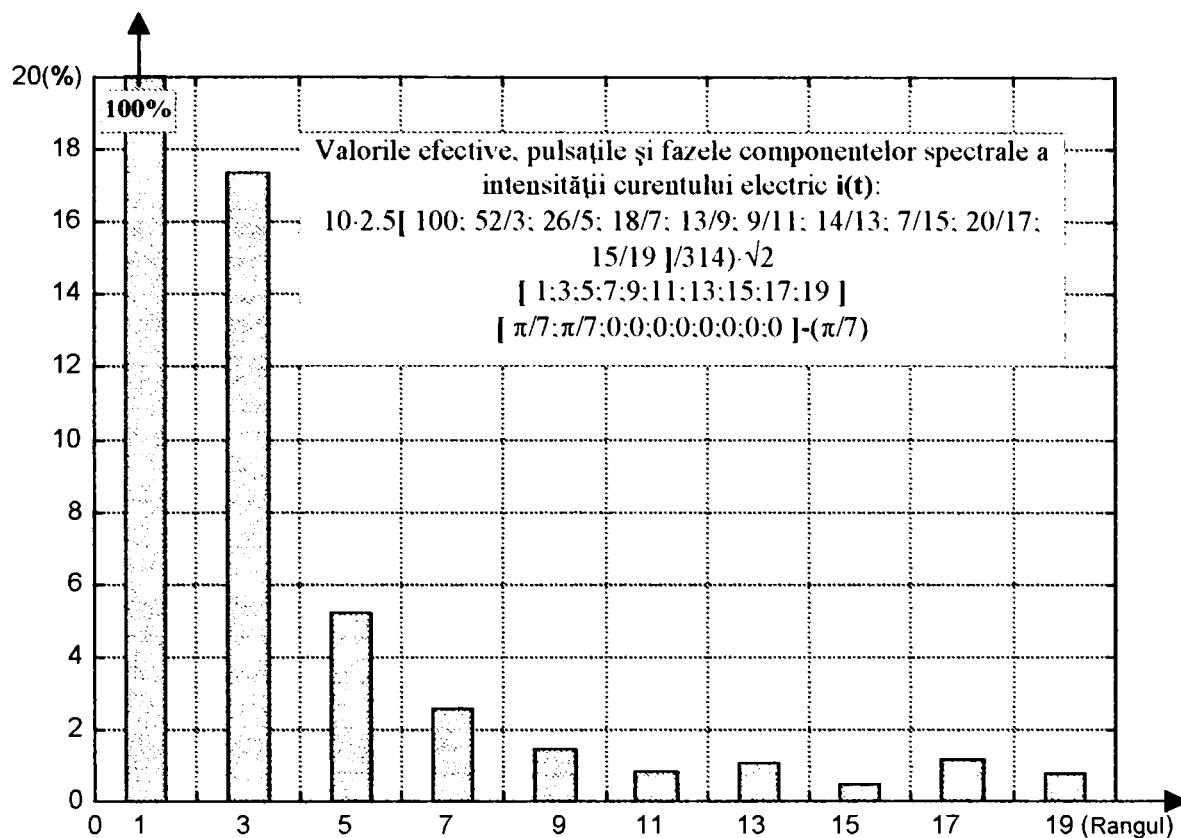


Fig. 4.7- Spectrul armonicilor intensității curentului electric $i(t)$, circuitul A.

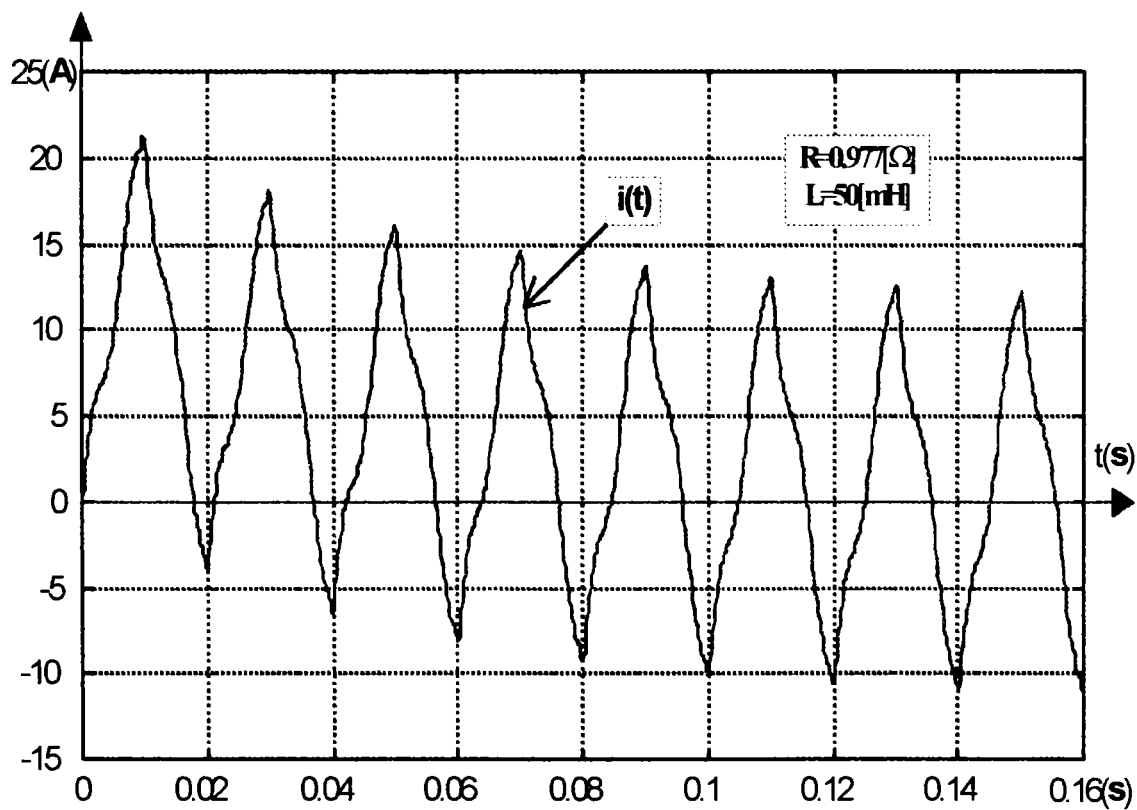


Fig. 4.8- Variația intensității curentului electric $i(t)$ în regim tranzitoriu.

Componenta spectrului pentru curba tensiunii electrice $u(t)$, și pentru curba intensității electrice a curentului $i(t)$ sunt prezentate în tabele (4.1 și 4.2). Curba de curent este deformată. În figura (4.1): R , L - rezistența și inductanța înfășurării primare în cazul circuitului A.

Rangul armonicii	Nivel[%] / Fază
1	100/(0)
3	1.4/(- $\pi/4$)
5	1/(0)
7	3/(0)
9	0.8/(0)
11	0.7/(0)
13	0.4/(0)
15	0.3/(0)
17	0.2/(0)
19	0.5/(0)

Rangul armonicii	Nivel[%] / Fază
1	100/(- $5\pi/14$)
3	17.33/(- $\pi/6$)
5	5.2/(- $\pi/2$)
7	2.57/(- $\pi/2$)
9	1.44/(- $\pi/2$)
11	0.81/(- $\pi/2$)
13	1.07/(- $\pi/2$)
15	0.46/(- $\pi/2$)
17	1.17/(- $\pi/2$)
19	0.78/(- $\pi/2$)

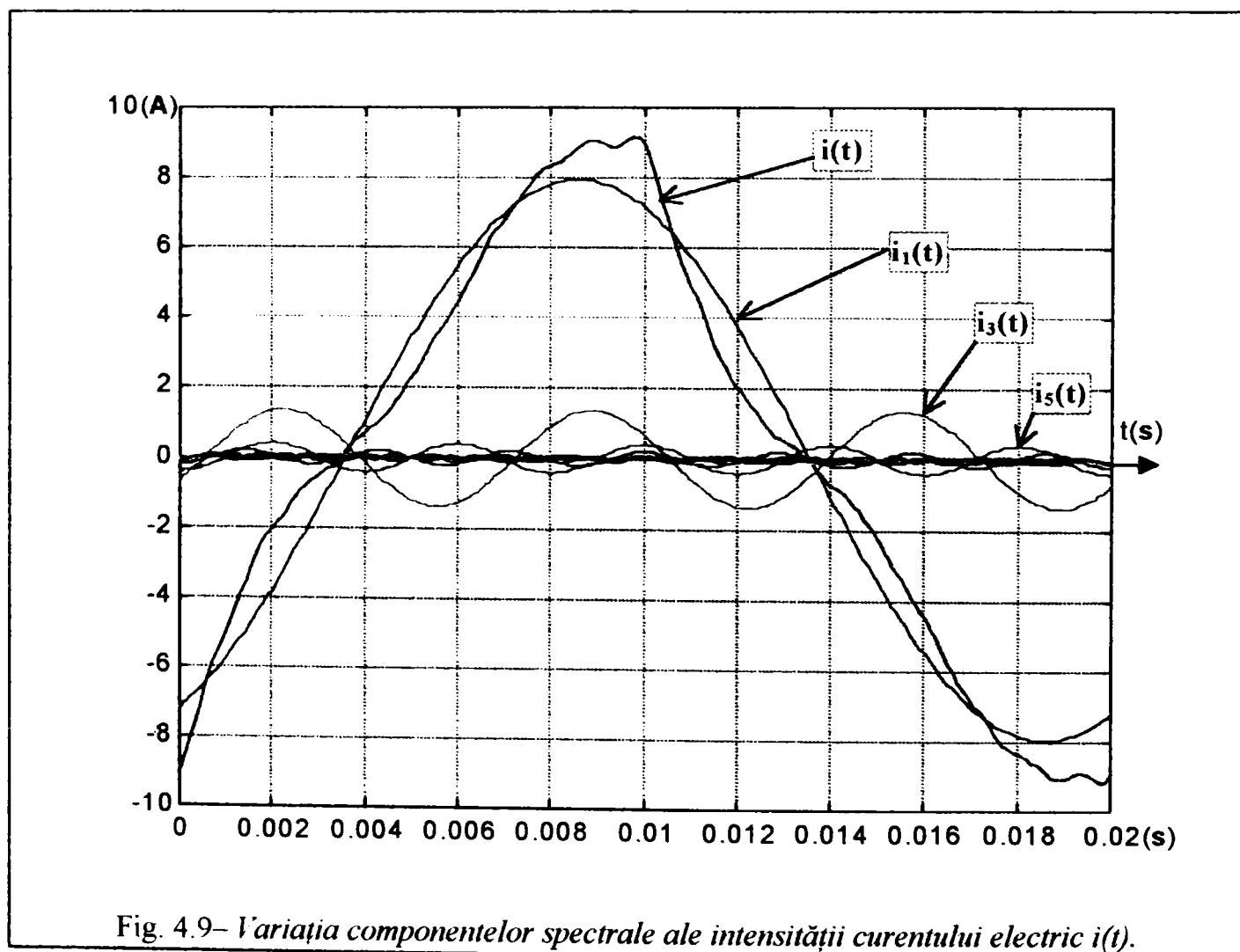


Fig. 4.9- Variația componentelor spectrale ale intensității curentului electric $i(t)$.

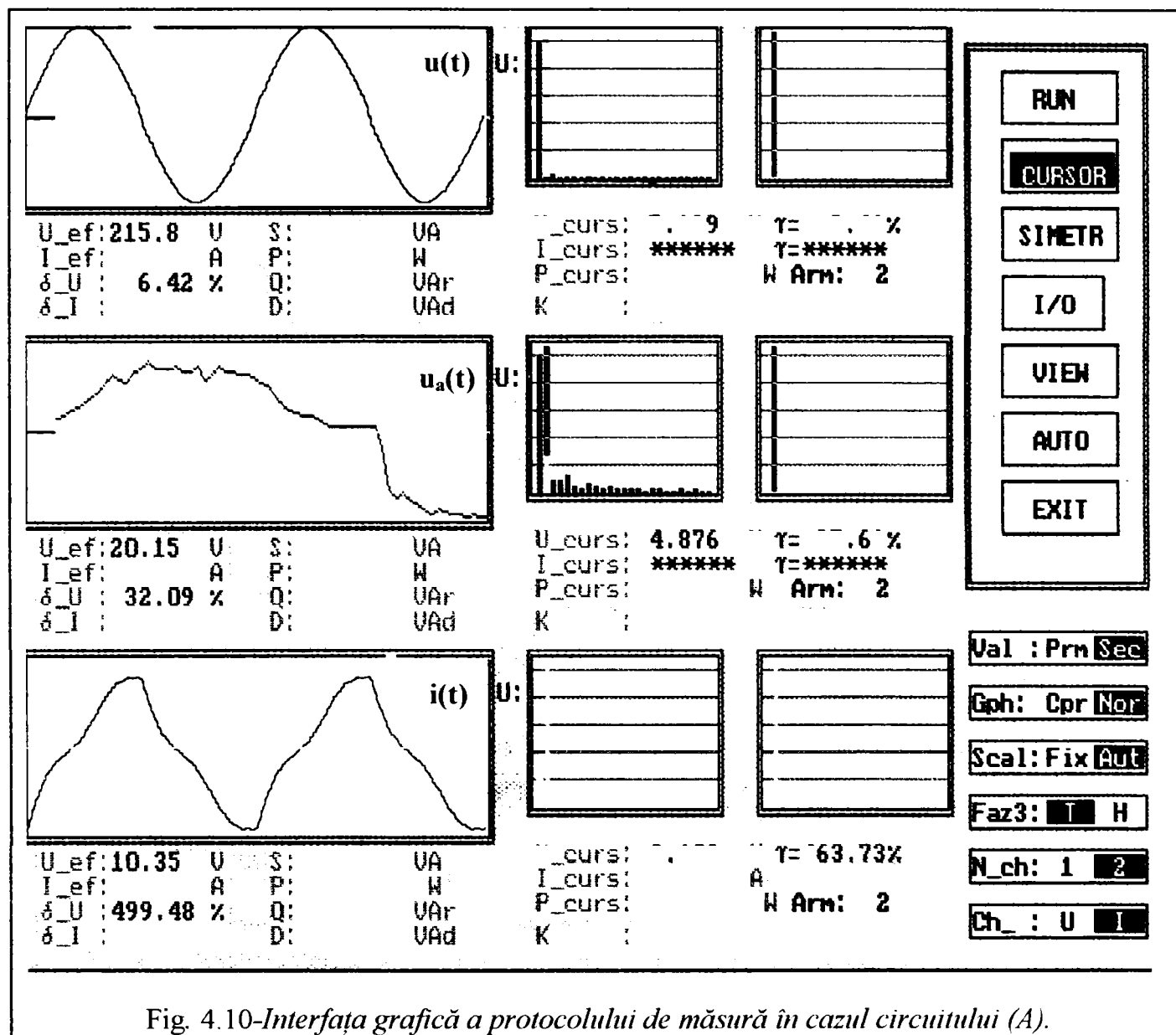


Fig. 4.10-Interfața grafică a protocolului de măsură în cazul circuitului (A).

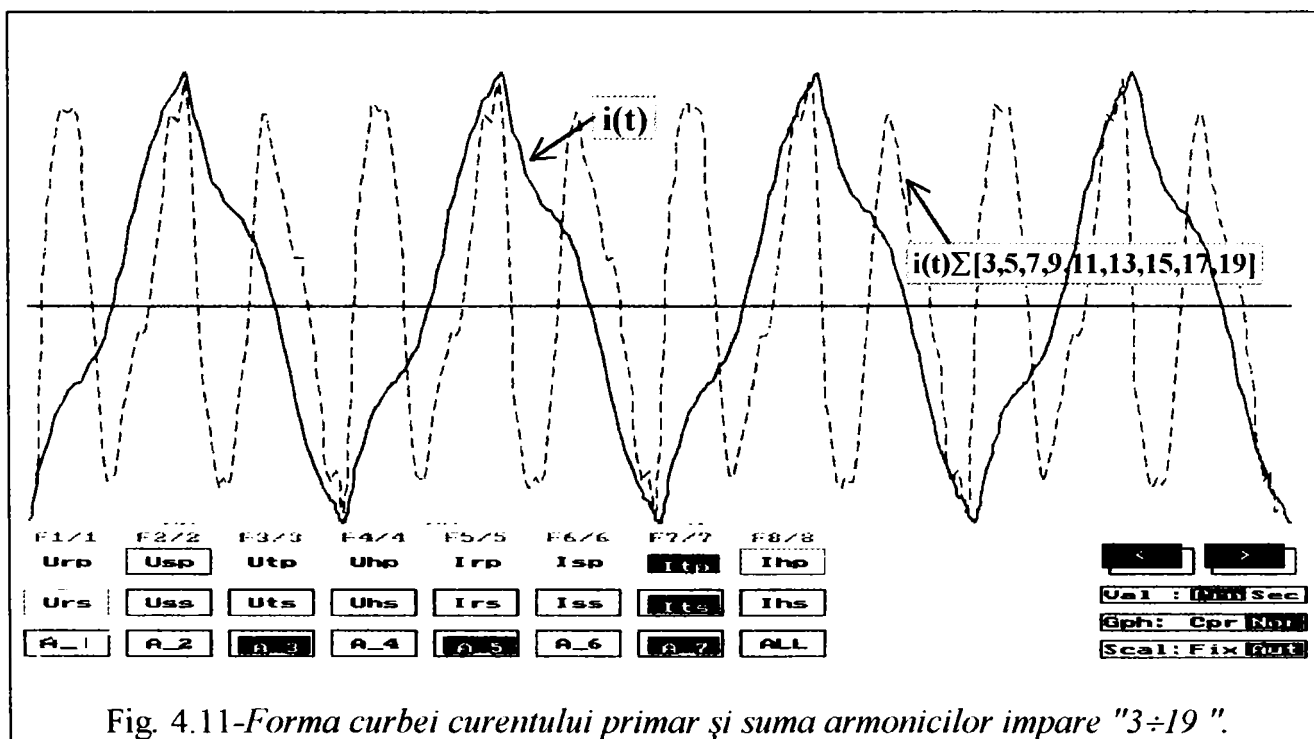


Fig. 4.11-Forma curbei curentului primar și suma armonicilor impare "3÷19".

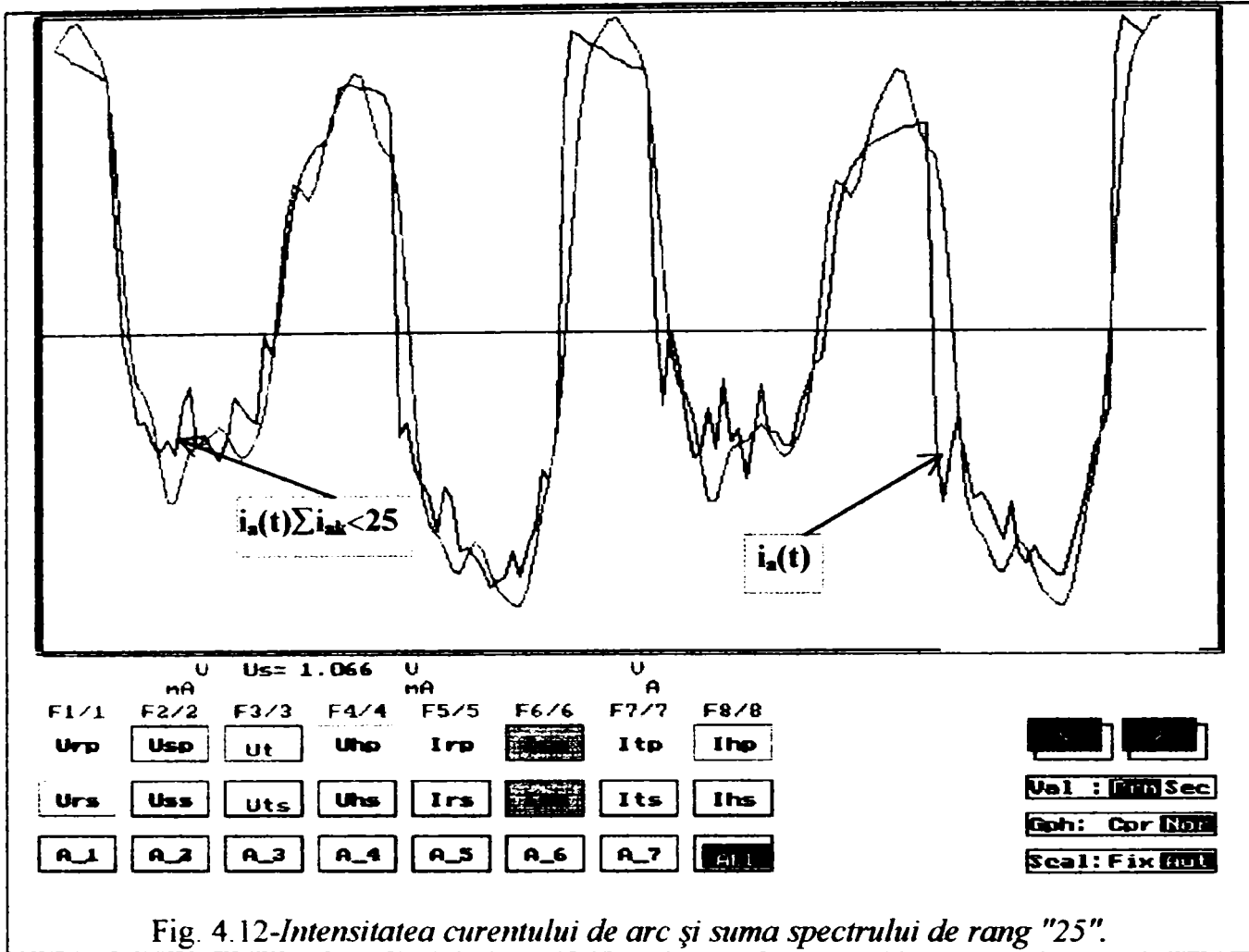


Fig. 4.12-Intensitatea curentului de arc și suma spectrului de rang "25".

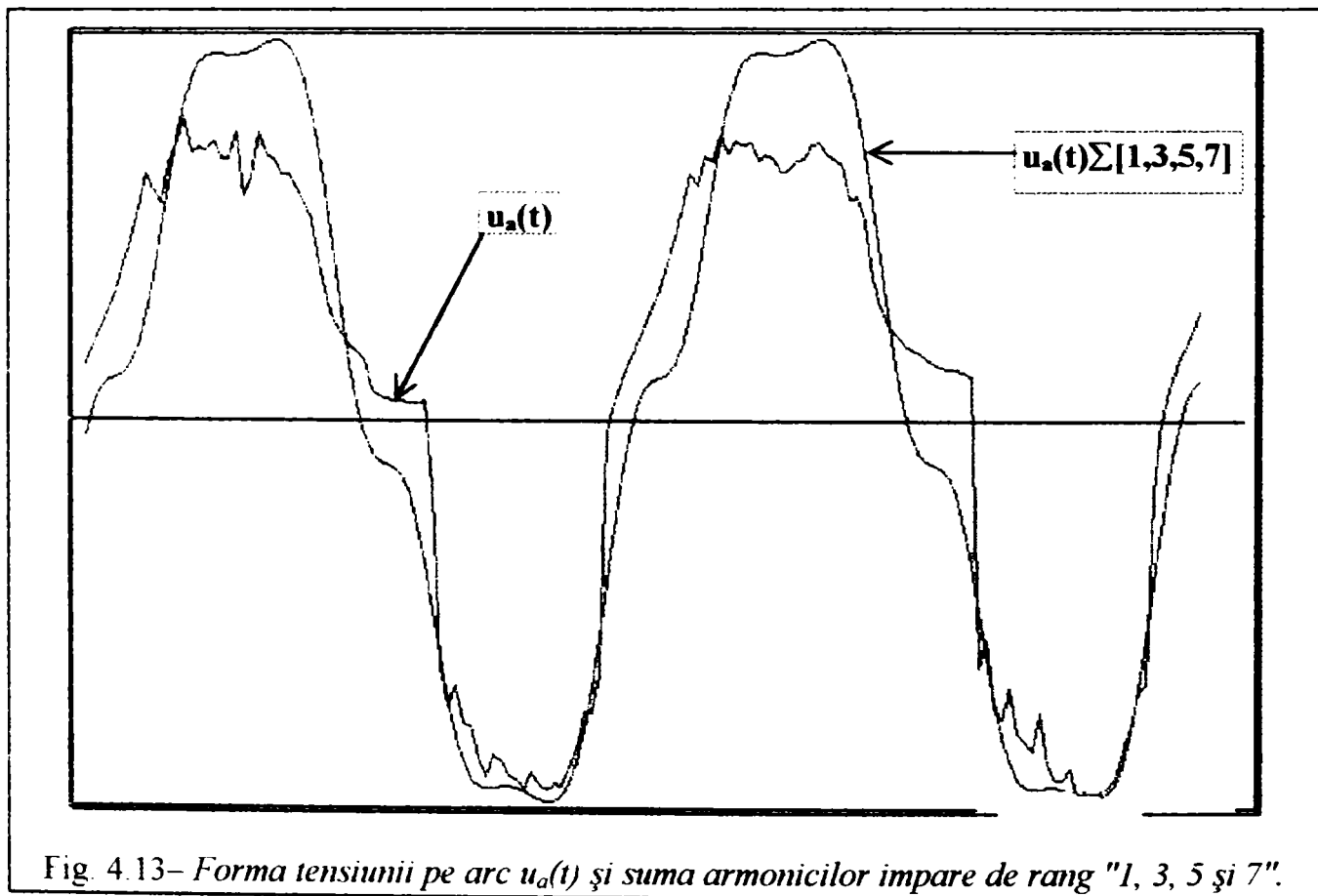


Fig. 4.13- Forma tensiunii pe arc $u_a(t)$ și suma armonicilor impare de rang "1, 3, 5 și 7".

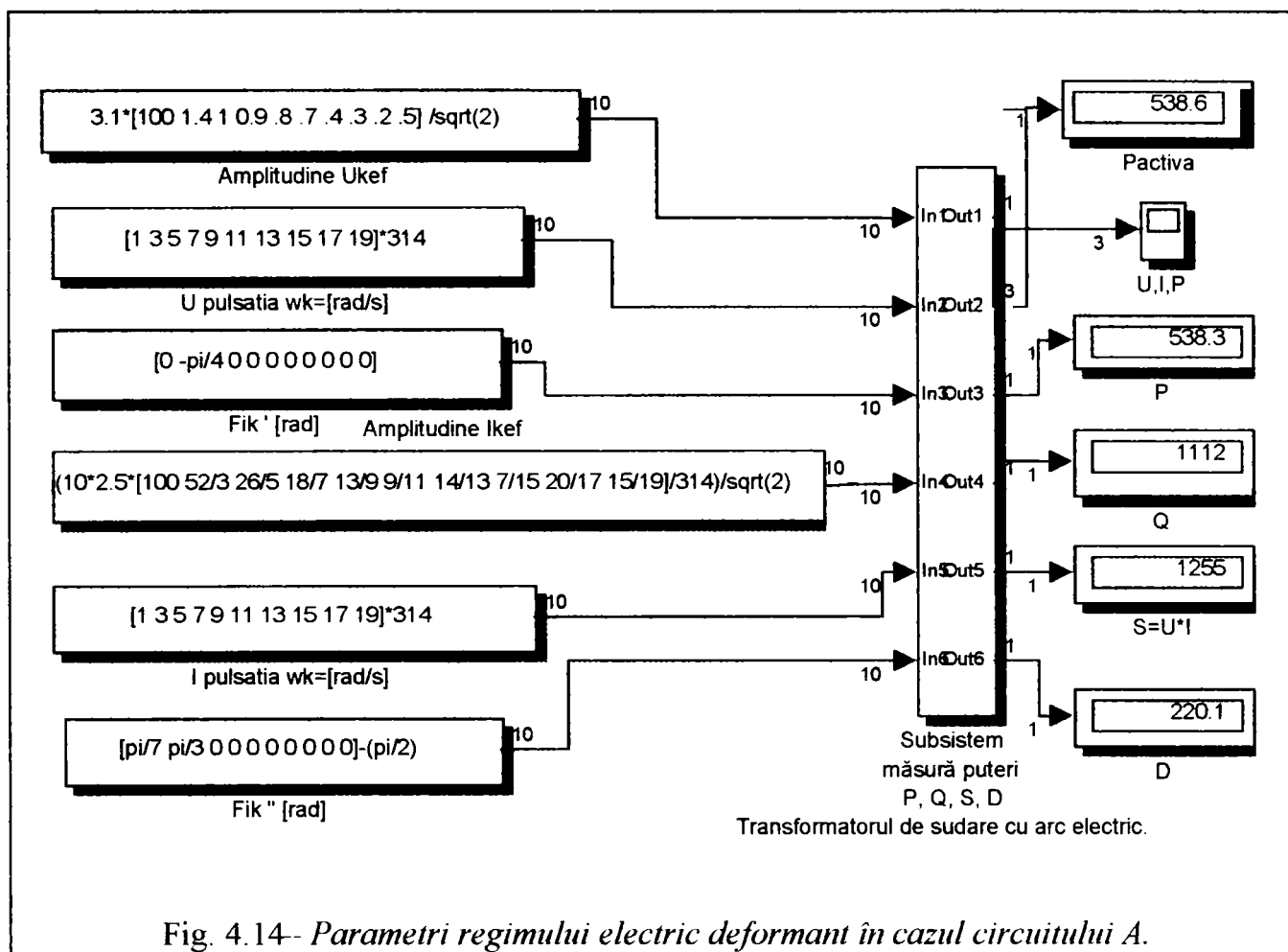


Fig. 4.14- Parametri regimului electric deformant în cazul circuitului A.

Circuitul (B) – Prelevările de date și măsurătorile efectuate la transformatorul (sursa de sudare electrică de tensiune alternativă), cu varierea tensiunii electrice primare, (comandă VTA):

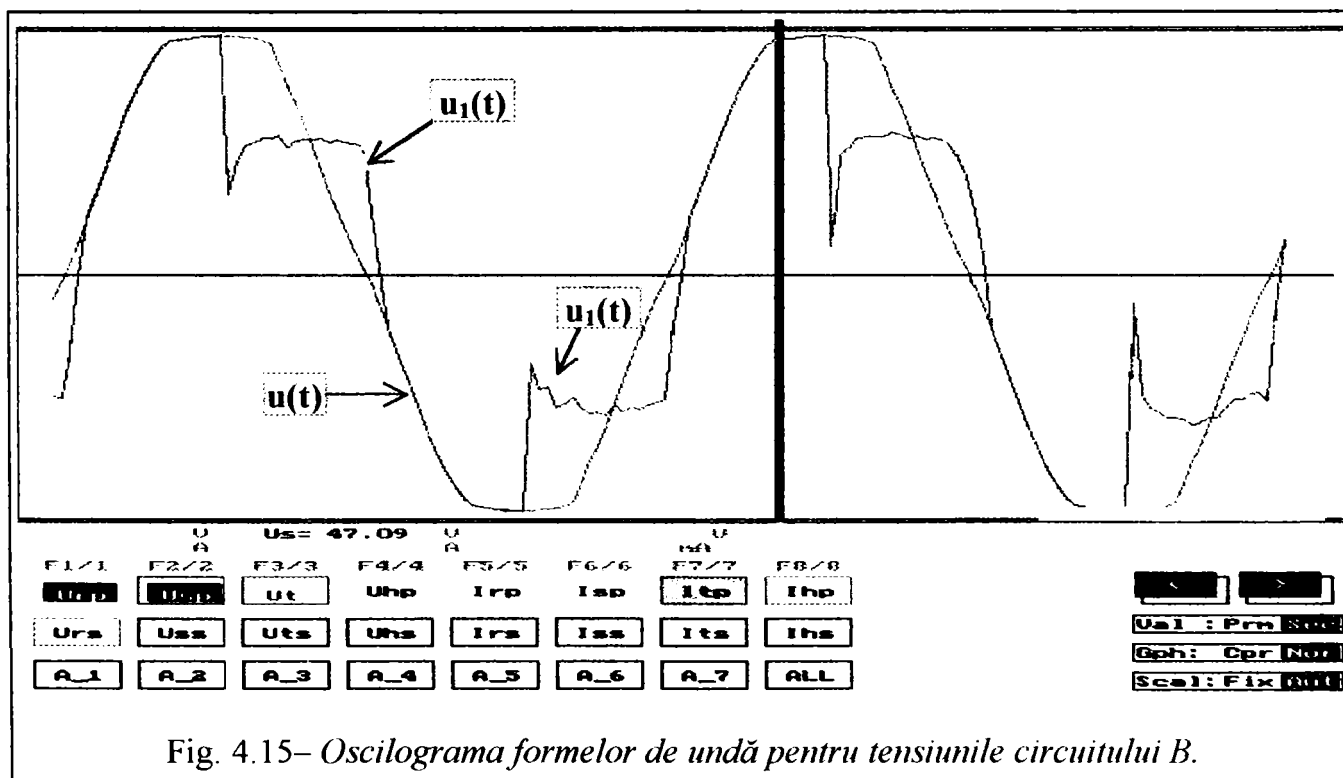


Fig. 4.15- Oscilograma formelor de undă pentru tensiunile circuitului B.

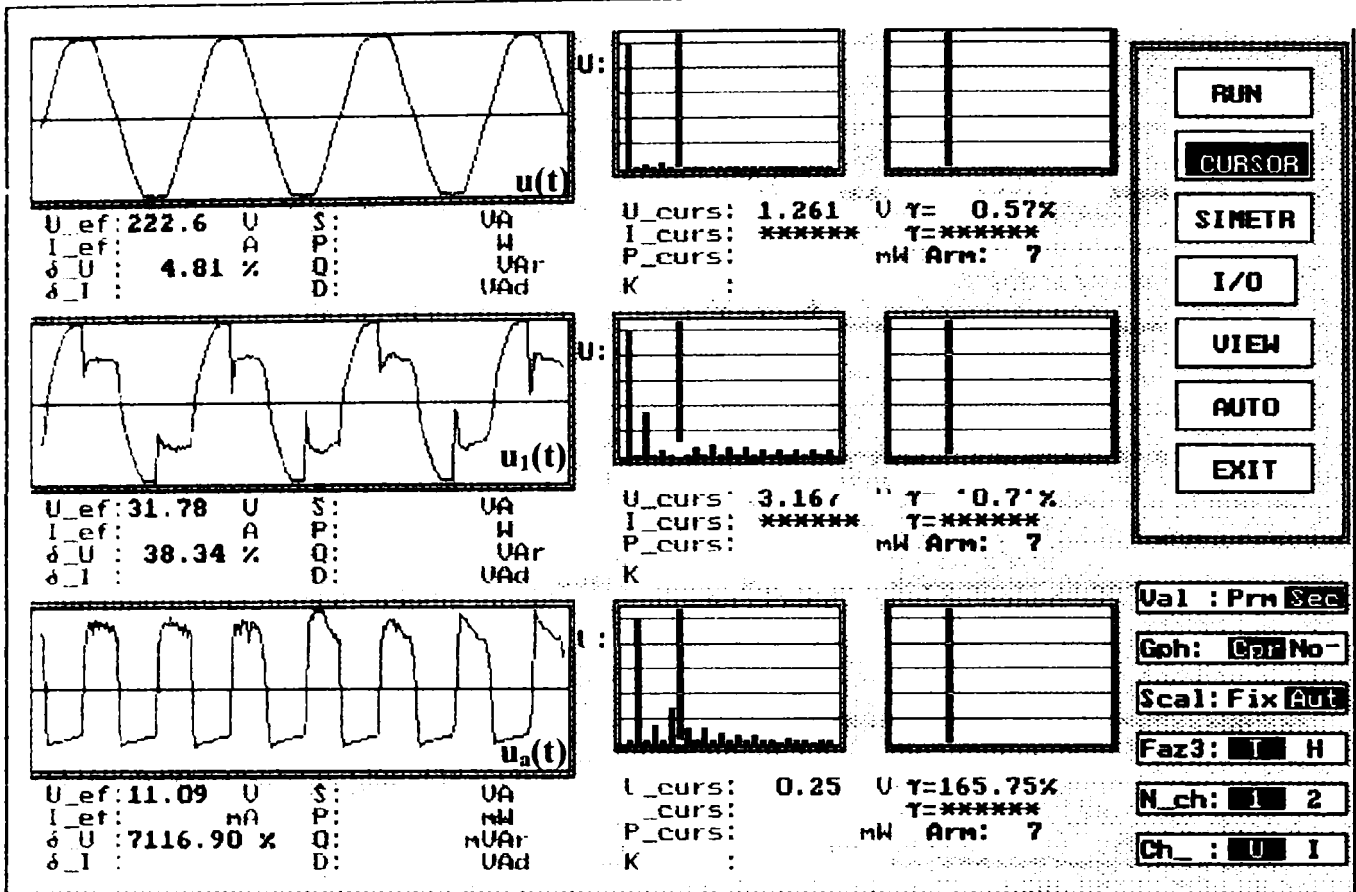


Fig. 4.16- Interfața grafică a protocolului de măsură în circuitul B.

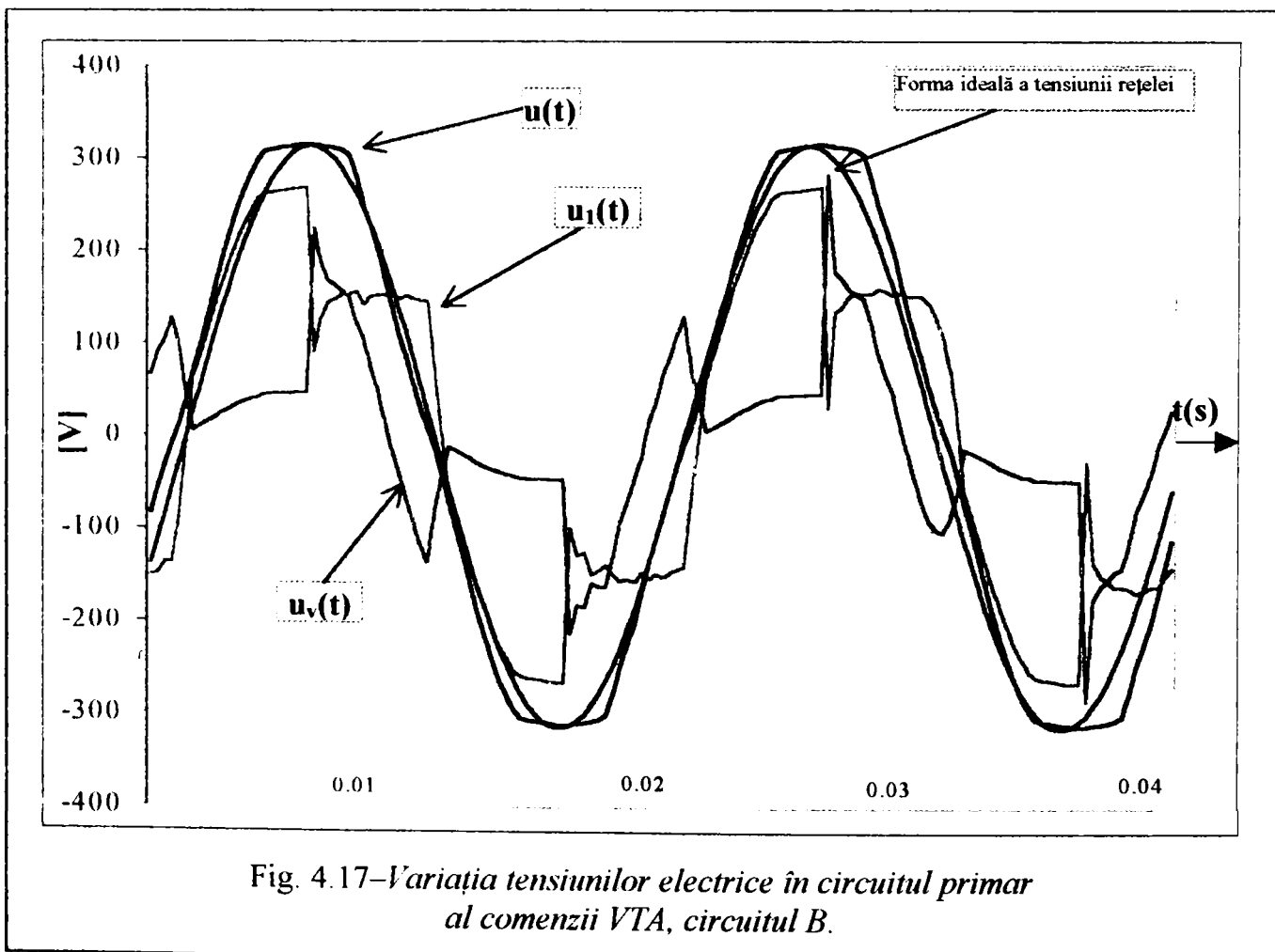
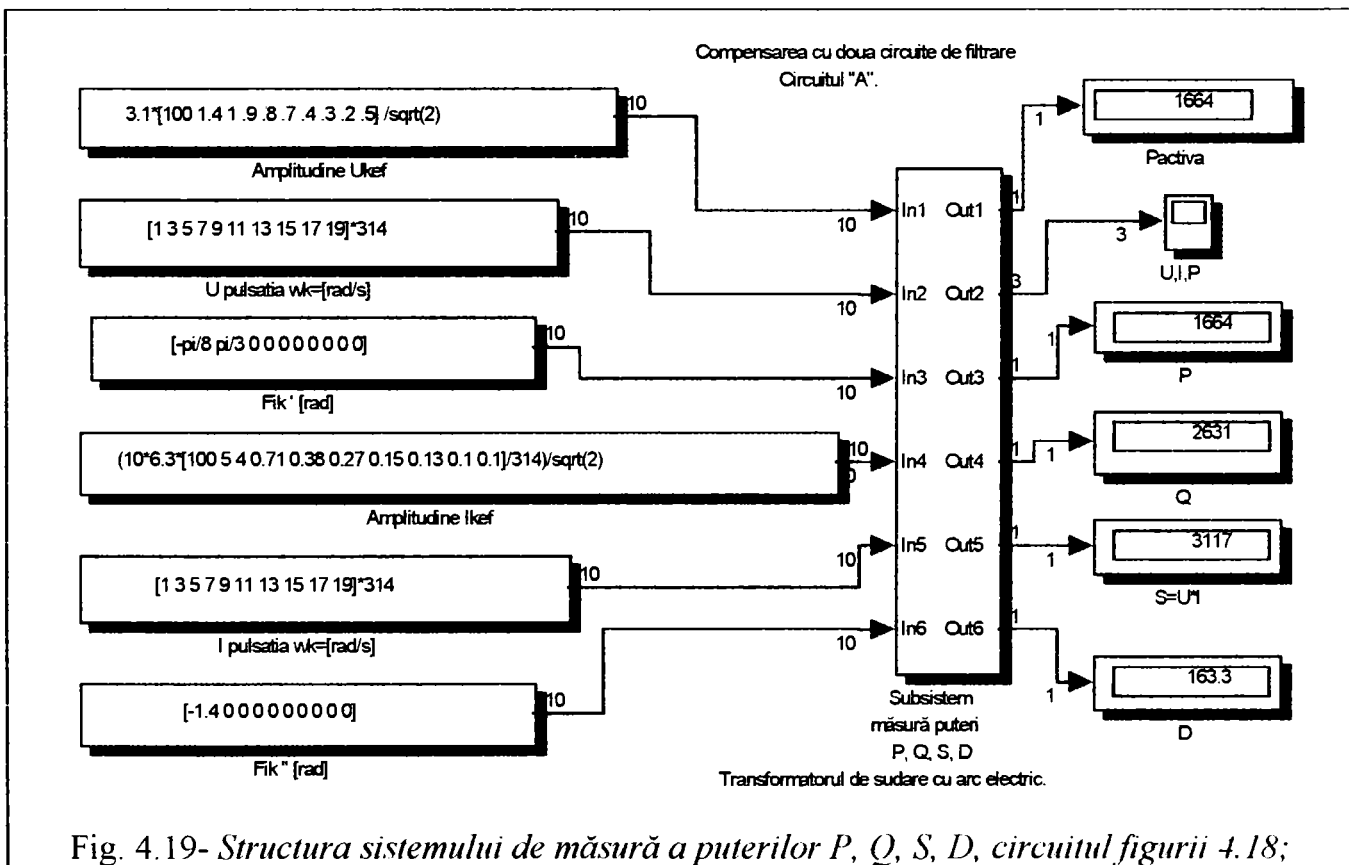
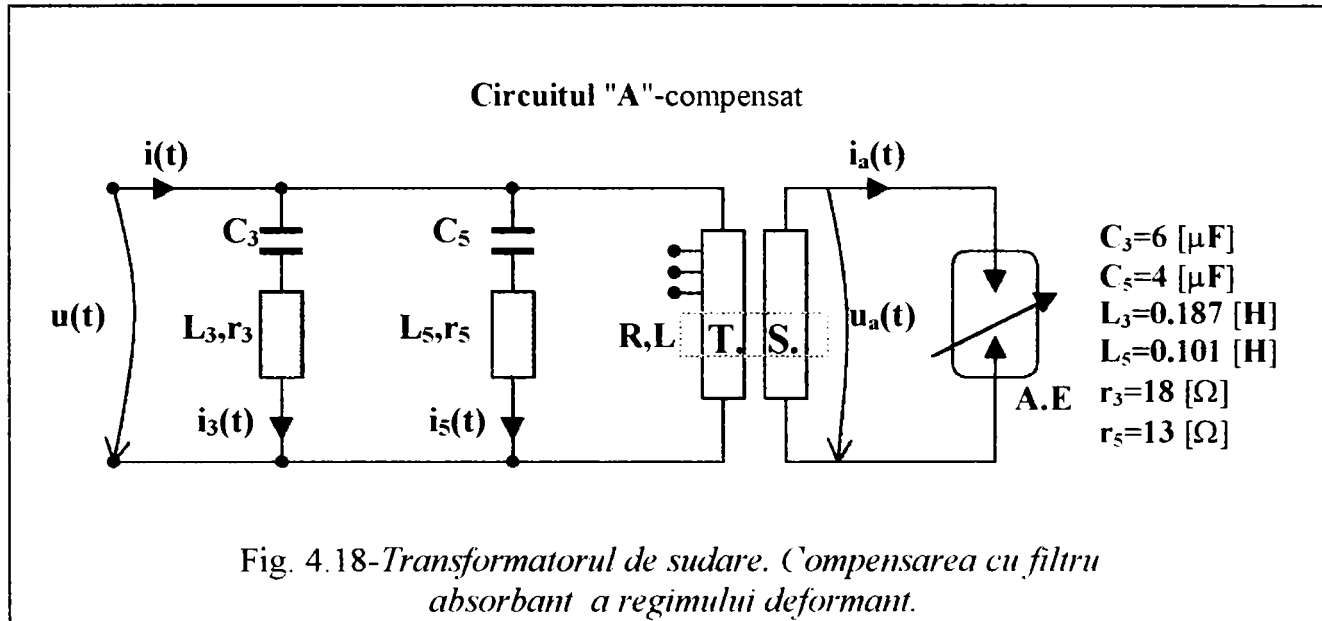


Fig. 4.17-Variația tensiunilor electrice în circuitul primar al comenzii VTA, circuitul B.

**4.2.- Măsurarea puterilor P, Q, S, D
la transformatorul de sudare în regim deformant compensat.**



În figura (4.19) se prezintă rezultatele măsurătorilor puterilor P, Q, S și D sintetizate pe structura relațiilor de calcul din capitolul (1), asupra tensiunii electrice $u(t)$ și intensității curentului $i(t)$, figura (4.18):

Rentea Cornel- "Cercetări privind compensarea regimului electroenergetic deformant la instalații electrotermice cu arc electric"

$P=1664$ [W] ($P=1664$ [W]- valoare acceptată ca rezultat al metodei independente de verificare);

$Q=2631$ [VAR] $S=3117$ [VA] $D=163.3$ [VAd]

Structura subsistemului din figura (4.19) este:

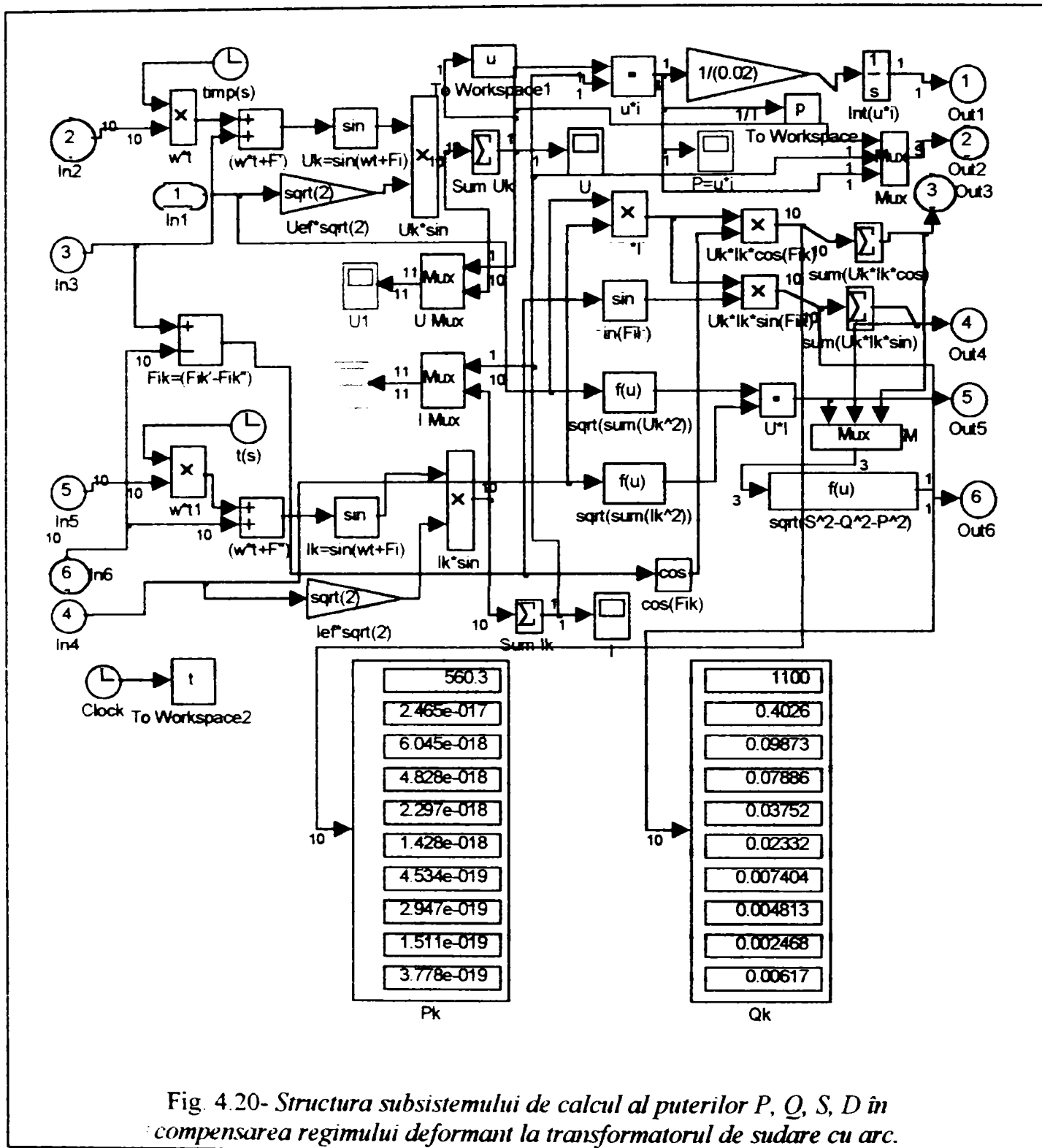


Fig. 4.20- Structura subsistemului de calcul al puterilor P , Q , S , D în compensarea regimului deformant la transformatorul de sudare cu arc.

Mărimile de intrare pentru această structură, figura (4.20), de calcul a puterilor în regim deformant sunt spectrele de armonici, pentru intensitatea curentului $i(t)$.

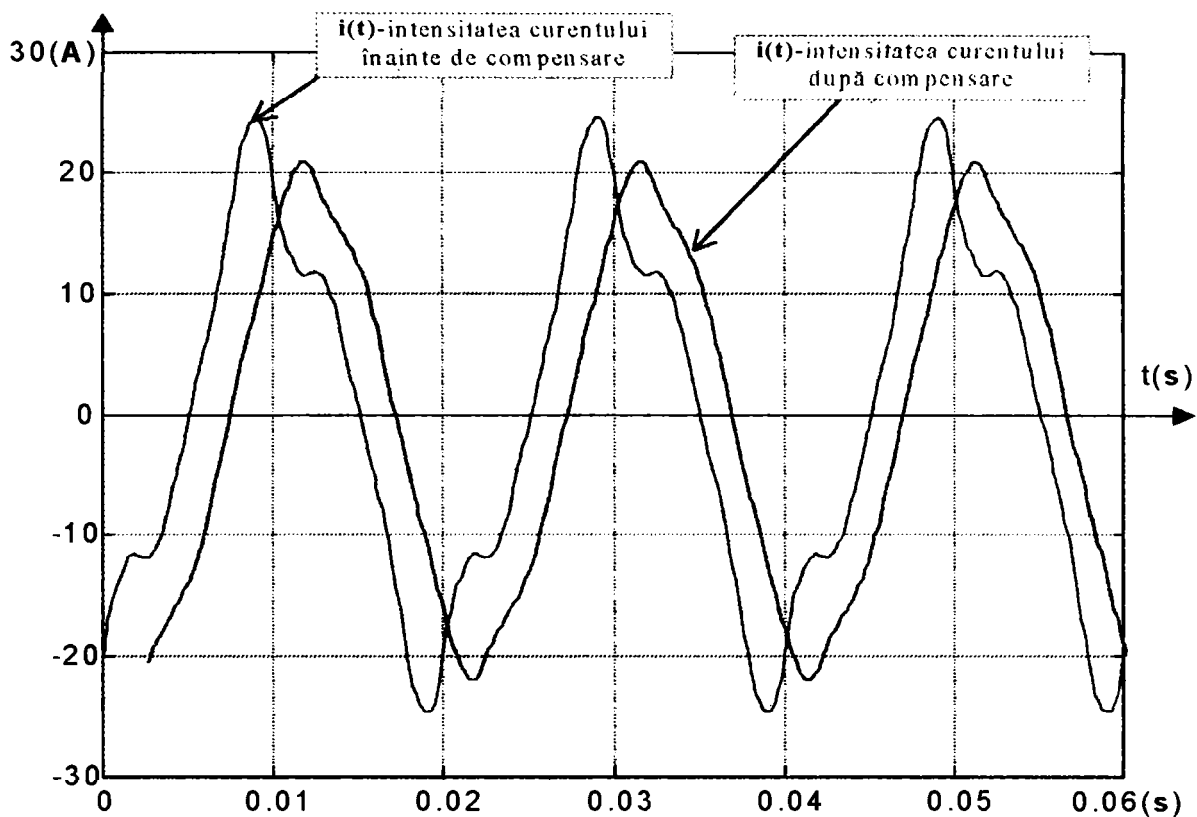


Fig. 4.21.- Intensitatea electrică $i(t)$, circuitul figurii 4.18

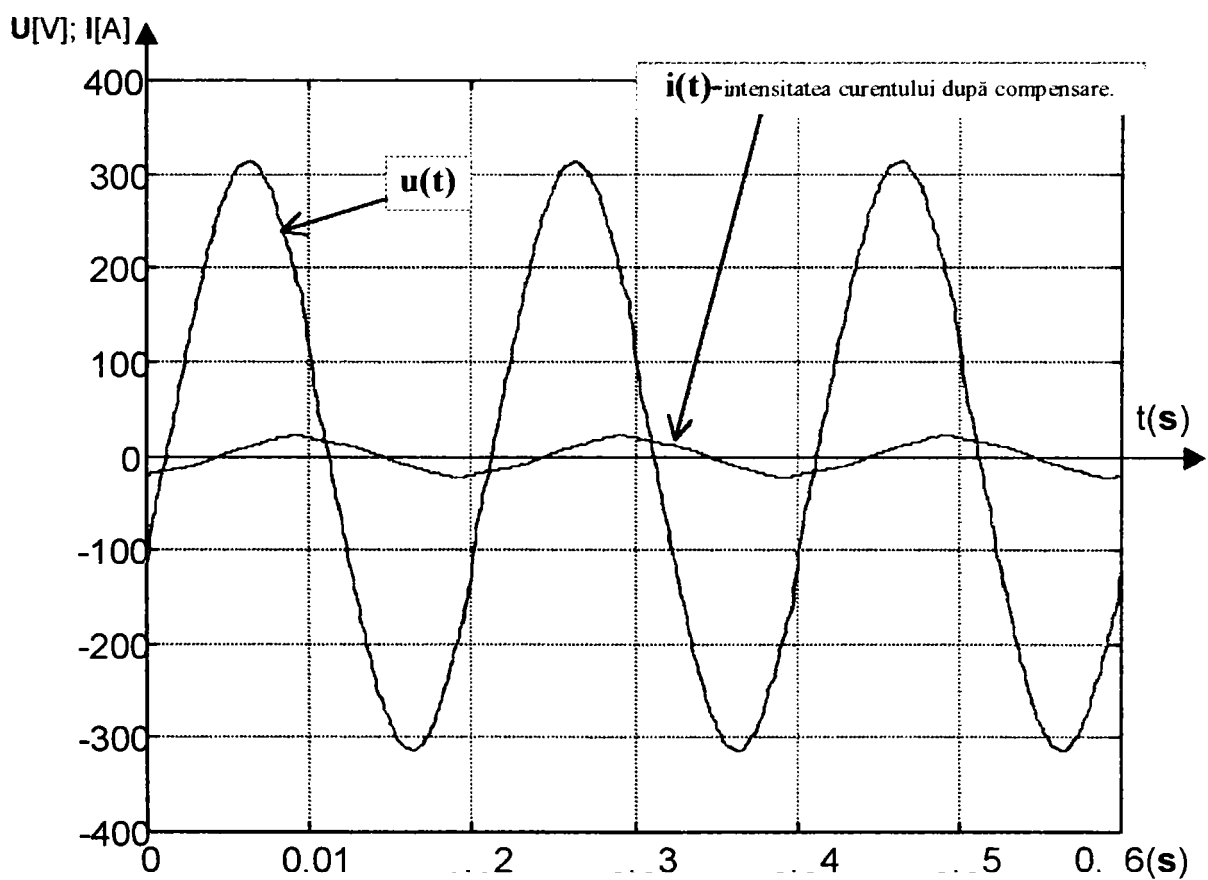


Fig. 4.22.- Variația tensiunii electrice $u(t)$ și a intensității electrice $i(t)$, figura (4.18)

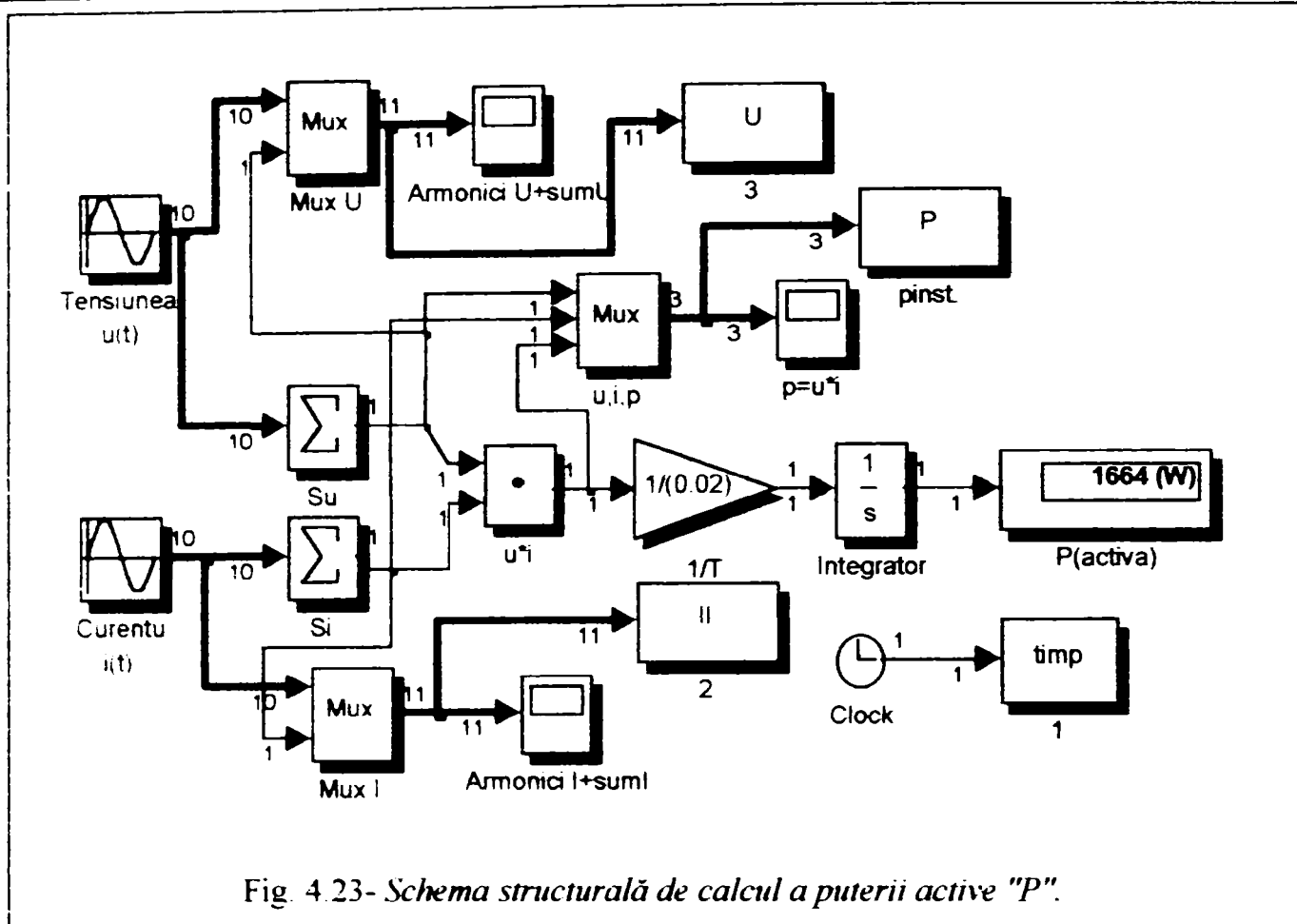


Fig. 4.23- Schema structurală de calcul a puterii active "P".

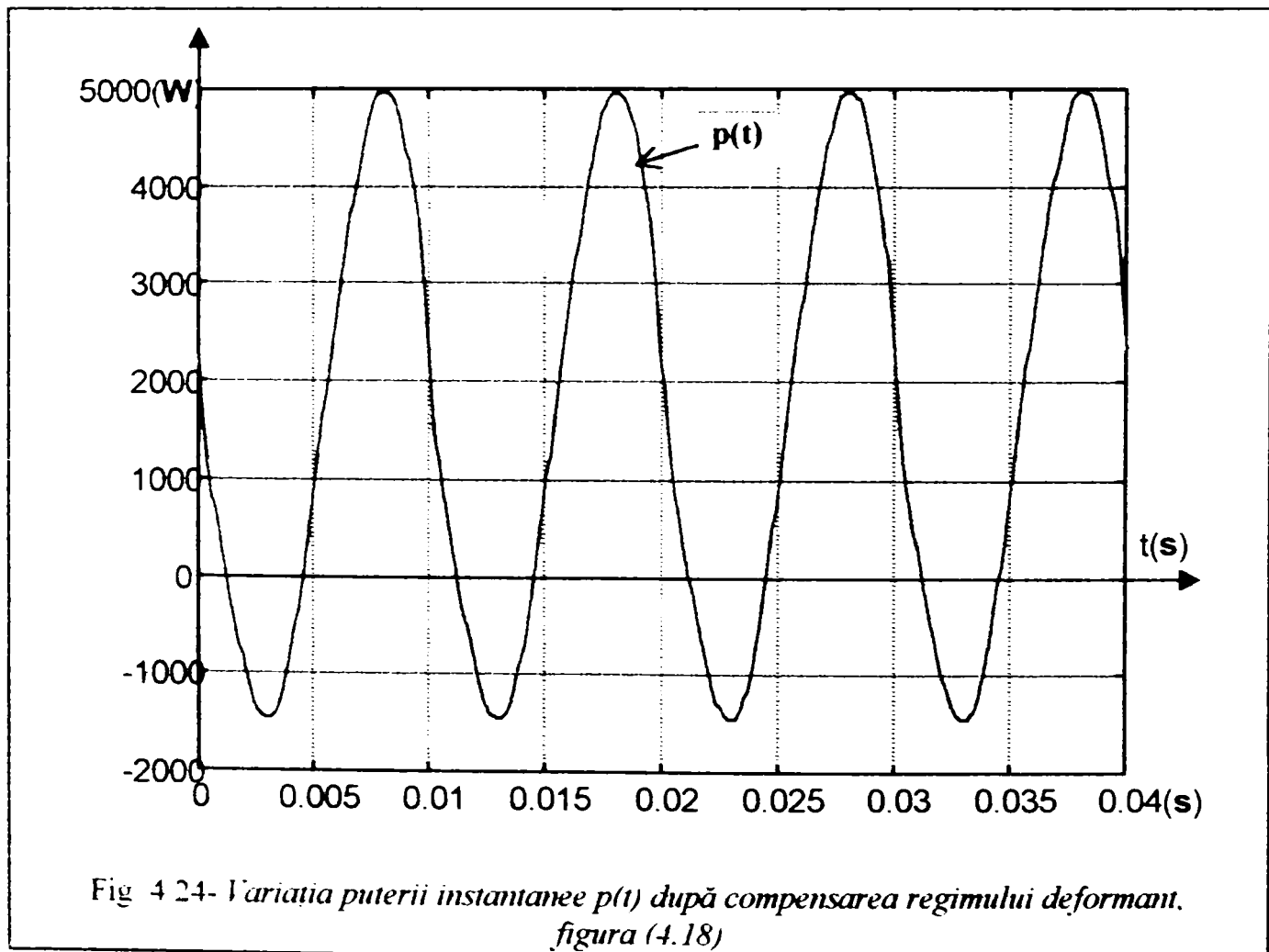


Fig. 4.24- Variația puterii instantanee $p(t)$ după compensarea regimului deformant, figura (4.18)

Parametrii regimului deformant pentru cazul circuitului (A), după compensarea cu filtre absorbante acordate pe armonicile "3, 5 și 7", din figura (2.58), sunt prezentați în figura (4.25):

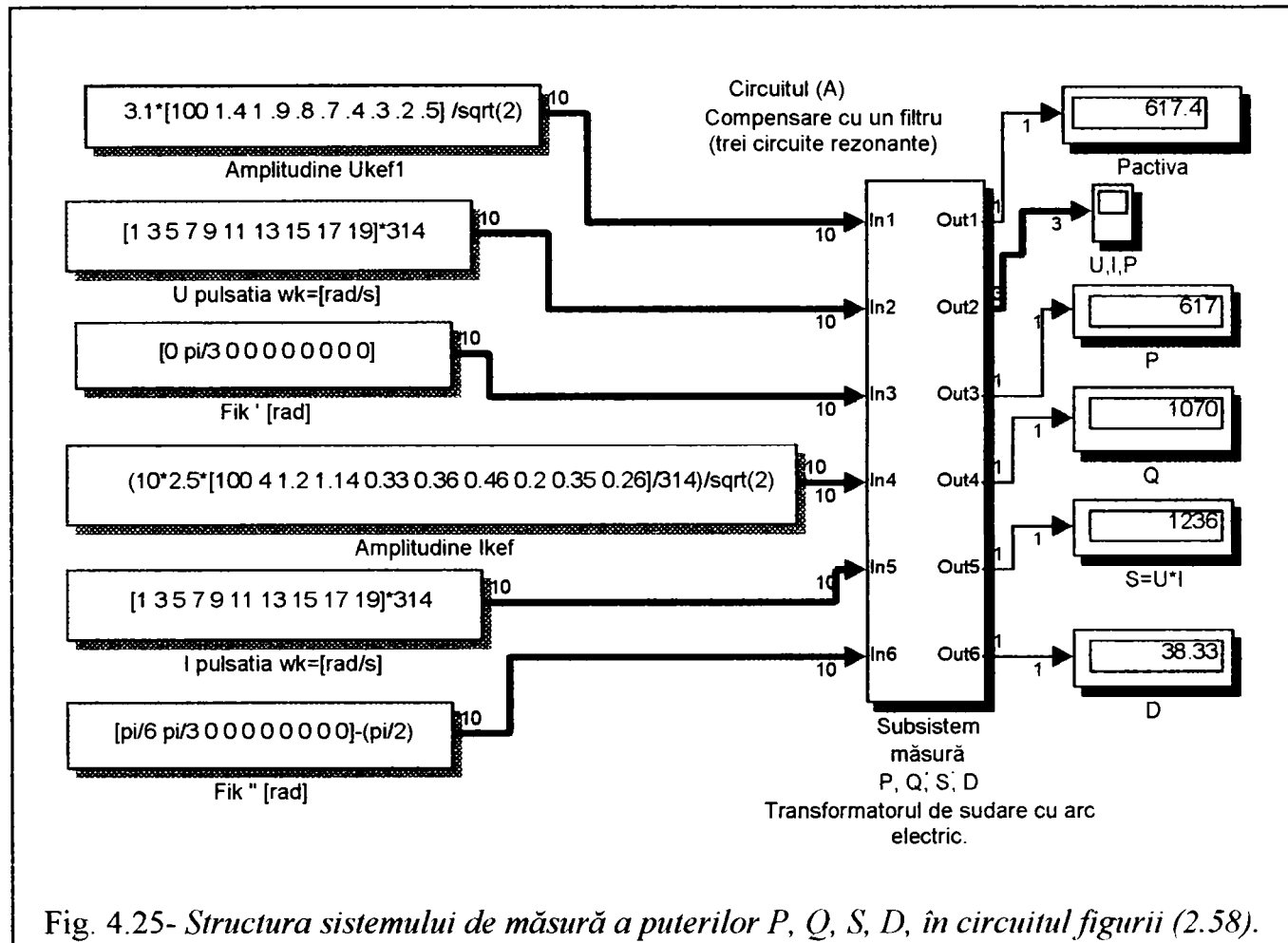


Fig. 4.25- Structura sistemului de măsură a puterilor P, Q, S, D, în circuitul figurii (2.58).

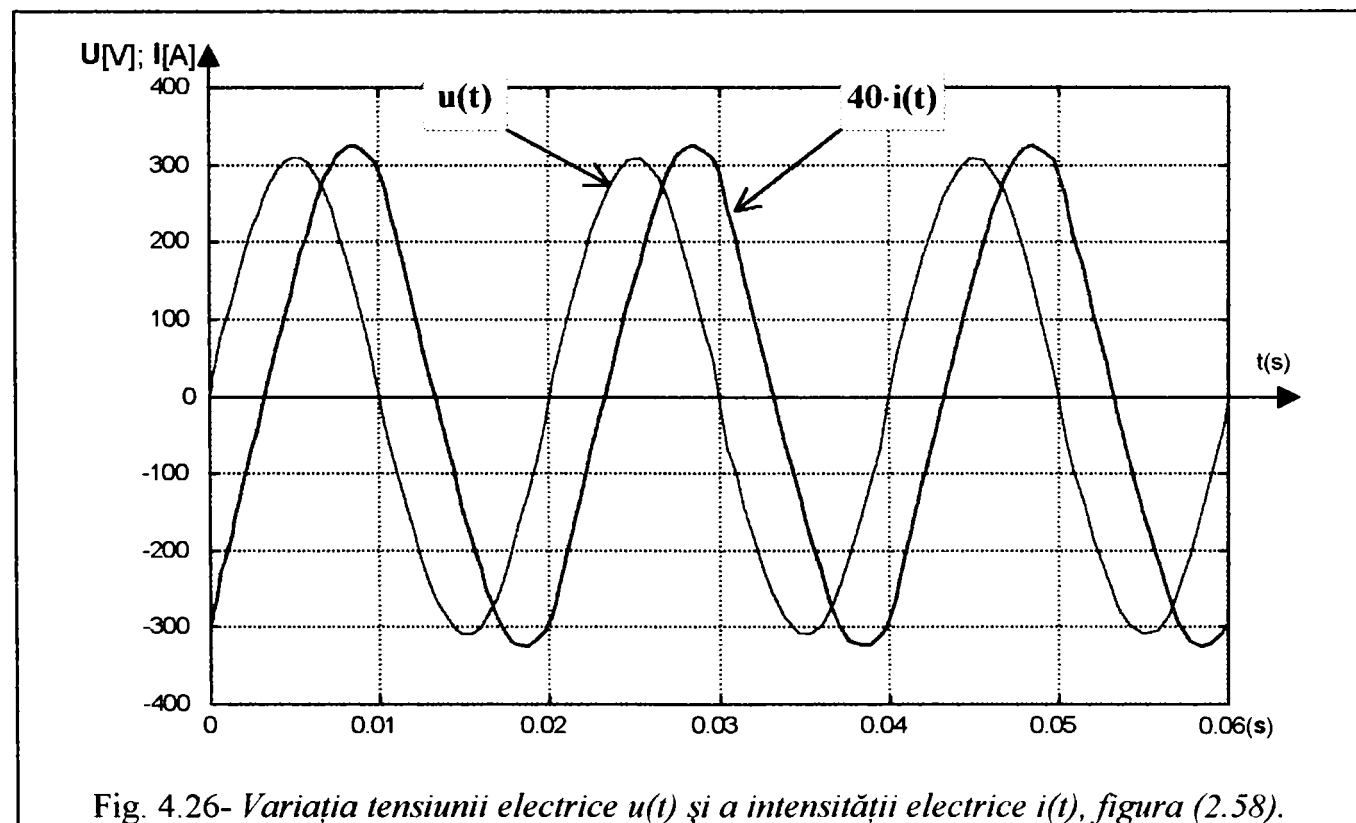
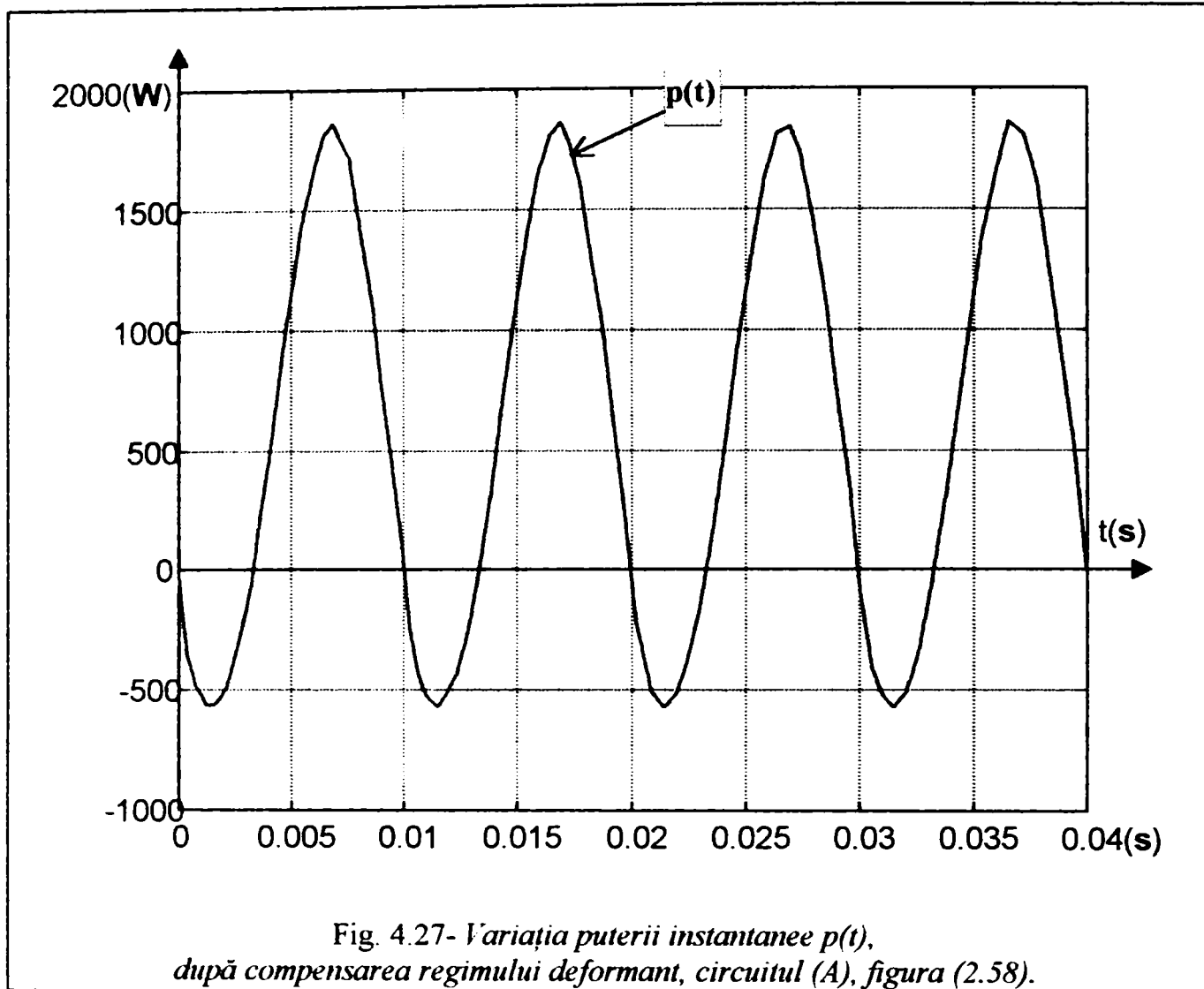


Fig. 4.26- Variația tensiunii electrice $u(t)$ și a intensității electrice $i(t)$, figura (2.58).



4.3.- Măsurători efectuate în instalația cuptorului cu arc electric.

Studiile sistemului de putere la cuptorul cu arc electric asigură utilizatorului performanțe de viitor sau o informare despre sistemele existente, în timpul de funcționare normală sau anormală a sistemului. O analiză a facilităților sistemului de putere a cuptorului cu arc electric este luată în considerare din mai multe motive. Studiile de sisteme- *cuptoare cu arc electric* pot fi catalogate în două categorii:

(1)- Un interes major este analiza preliminară înainte de instalarea facilităților cuptorului cu arc. Motivele pentru a realiza analiza performanțelor sistemului de putere în această zonă, sunt după cum urmează:

* Arhitectura sistemului de putere la un nou subansamblu a cuptorului cu arc. Aceasta va include verificarea arhitecturii, operații, sau verificarea echipamentului pentru a determina graficul optim și a determina pierderile.

* Extinderea unei instalări a cuptorului cu arc deja existentă precum instalarea unui cuptor adițional. Aceasta include analiza oricărei modificări și adăugări în a moderniza sau evalua echipamentul într-un sistem deja existent.

* Înlocuirea transformatorului unui cuptor electric.

* Adăugarea unei baterii capacitive la cuptorul cu arc pentru a satisface cerințele factorului de putere și a generării puterii reactive.

(2)- Un alt tip de analiză, este analiza ulterioară unui defect datorat unei supratensiuni a regimurilor tranzitorii și/sau problemelor armonice (compensarea regimului deformant). Această arie este mai complexă deoarece cauza exactă a defectului nu este în general cunoscută până când analiza nu este completă.

Această analiză se concentrează pe analiza supratensiunilor și armonicelor generate de cuptorul cu arc. Metodele de măsurare, scurtcircuitate și studiile despre pierderile de putere nu sunt detaliate. Trebuie observat că analiza supratensiunilor și armonicelor poate implica scurtcircuitate și/ sau studii de pierderi de putere.

De exemplu, dacă se realizează preliminar un studiu al compensării reactive, al factorului de putere și analiza pierderilor de putere, va trebui să fie realizate înainte analiza supratensiunii pentru a determina valoarea condensatoarelor.

Elementele filtrante pot fi cuprinse într-un studiu al compensării reactive, pentru a elimina condițiile rezonante periculoase. În acest caz sinteza elementului filtrant ar putea fi un proces iterativ de optimizare a capacității în circuitul de filtrare.

Tipul analizei la instalarea unui cuptor cu arc poate varia de la studii de scurtcircuit și de la dispozitive de coordonare a protecției, până la o analiză complexă de supratensiunilor.

Analizele performante la instalarea cuptorului cu arc sunt analize de scurtcircuit, coordonarea mijloacelor de protejare, analiza pierderilor de putere, analiza factorului de putere, analiza fenomenului de flicker, analiza armonică (regimul deformant) și analiza supratensiunilor.

Caracteristicile sunt factorul de putere în jurul valorii **0.65** și comutarea frecventă a transformatorului cuptorului cu arc, cel puțin de **50** ori pe zi.

Variațiile tensiunii pe faze se produc datorită modificărilor aleatorii ale sarcinii. Aceste variații sunt mai severe pe timpul încărcării cuptorului în faza inițială de topire.

Condițiile de lucru ale cuptorului pot varia în limitele extreme ale unui circuit electric: circuit deschis și scurtcircuit.

Arcul electric având caracteristici neliniare, conduce la tensiuni și curenți armonici. S-a arătat în (2.1) că arcul la extremitățile electrozilor este de fapt o strângere de tensiune cu un grafic trapezoidal.

În condiții de instabilitate a electrodului arcului este o cantitate însemnată a armonicilor a 7-a. Deasemenea armonicile a 5-a și a 13-a care se întâlnesc în condiții de echilibru cresc în condiții de dezechilibru a arcului. Măsurătorile efectuate la cuptorul cu arc electric au indicat o variație a armonicilor de ieșire. Înregistrarea făcută armonicilor a 13-a a variat de la 6%, 5% și 3.46% din tensiunea fundamentală în timpul începerii topirii, sfârșitul topirii și rafinarea respectivă. Deasemenea armonicile a 5-a și a 13-a au crescut semnificativ în timpul balansării arcului electric.

Transformatorul de cuptor, deasemenea produce armonici datorate caracteristicii sale neliniare. Armonicile transformatorului nu cauzează probleme celorlalte armonici, dacă sistemul nu este acut rezonant la o anumită armonică. El produce mai multe armonici când tensiunea se ridică (la nivel de joasă încărcare) deoarece există o saturare mai importantă și curentul de magnetizare crește.

În tabelul (4.3) se arată nivelul armonic al curentului electric la măsurători efectuate pe faza "R" (punctul de conexiune A), figura (4.28).

Valorile tipice obținute sunt considerate a fi prezente o lungă perioadă de timp (valori de regim staționar).

NR. ARMONICII	VALORI TIPICE (%FUNDAMENTALĂ)
2	1
3	2
5	4.2
7	8.57
11	1.36
13	3.46
17	1.47
19	1.05
23	0.65

Aceste valori pot fi folosite pentru a determina performanța sistemului în special când se folosește distorsiunea armonică totală (THD)- *total harmonic distortion*, ca criteriu de evaluare. Valorile din cazul defavorabil s-au obținut pentru perioade de timp scurt. Ele pot fi folosite pentru sinteza filtrelor de armonici și pentru analiza fenomenelor de defect. Toate valorile din tabelul (4.3) sunt bazate pe grafice experimentale.

Sarcina cuptorului cu arc arată de fapt ca o sursă de curenți armonici în suma unei serii de impedanțe, exteriorizate în cabluri secundare legate la electrozii cuptorului cu arc.

Un model de cuptor specific pentru o simulare include impedanța cuptorului și o sursă de tensiune constantă după ea, la fiecare armonică luată în considerare, luându-se în considerare armonicile până la ordinul 23.

În model impedanța devine critică la o cădere mare de tensiune. Ea este încadrată în 3-9 mΩ cu raportul X/R de valoare 3÷8, figura (2.43).

Analiza armonică este luată în considerare de multe facilități tehnologice, deoarece tehnologia cuptorului cu arc electric este în continuă îmbunătățire, multe oțelării conțin rafinarea cu arc în benă. Un alt motiv de interes în analiza armonică este aplicarea filtrului capacitiv pentru a controla factorul de putere.

Setul de date necesar care duc la o analiză armonică detaliată sunt:

- impedanțele transformatorului, legături de circuit, reglaje și ramificații.

- tensiunea și puterea reactivă, reglajul factorului de putere sau a capacității totale.
- baza de date în timp real la bateriile de condensatoare instalate, în vecinătatea cuptorului cu arc electric.
- lungimea și considerațiile liniilor principale și a cablurilor.
- descrierea tipurilor de sarcină conectată la sistemul de bare al cuptorului cu arc.
- raport de proceduri de operare a sistemului de alimentare. Dacă se cere un model detaliat al instalării cuptorului cu arc, măsurările armonice sunt recomandate.

În standardul **IEEE 519** sunt date limitele admise de sistemul energetic datorate cuptorului cu arc electric.

Tabelul (4.4) și (4.5) dau nivelele armonice propuse și recomandate de **IEEE- 519**:

Tabelul 4.4					
LIMITELE CURENTULUI ARMONIC PENTRU ÎNCĂRCĂRI NELINIARE LA PUNCTUL DE RACORD COMUN CU CELELALTE SARCINI LA TENSIUNI DE 2.4 - 69 KV.					
Distorsiunea maximă a curentului armonic (% din fundamentală) ORDINEA ARMONICILOR.					
I_{SC}/ I₁	n<11	11<n<17	17<n<23	23<n<35	35<n
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4

Notă: 1)- **I_{SC}** =intensitatea curentului maxim de scurtcircuit la punctul comun de racord.

I₁= intensitatea maximă a curentului de sarcină (la frecvența fundamentală) la punctul comun de racord.

Tabelul 4.5			
LIMITELE TENSIUNII ARMONICE PENTRU PRODUCEREA PUTERII LA PUNCTUL COMUN DE RACORD.			
Tensiunea de distorsiune armonică (% din fundamentală)			
	2.3- 69 kV	69- 138 kV	>138 kV
Max. armonicii individuale.	3.0	1.5	1.0
Distorsiunea armonică totală (THD).	5.0	2.5	1.5

Principala cauză a armonicilor în funcțiile cuptorului cu arc electric, este interacțiunea capacităților de conectare a factorului de putere cu reactanța inductivă a sistemului.

Experiența a arătat că o baterie selectată pentru un sistem industrial pe considerente economice va intra în rezonanță frecvent cu impedanța sursei în jurul celei de a 5-a armonice.

Operațiunile cuptorului cu arc electric sunt caracterizate în mod substanțial de armonică a 5-a.

Se prezintă tabelar și grafic rezultatele prelevate în măsurătorile instalației cuptorului cu arc electric, figura (4.28):

- Tensiunea electrică $u_R(t)$, în punctul de conexiune (A), a fazei "R" a racordului pe bara de 6[kV] a instalației cuptorului electric cu arc;
- Intensitatea curentului electric $i_R(t)$ în punctul de conexiune (A) a fazei "R", cu transformatorul cuptorului electric cu arc, în faza de afânare, pe treapta a "2"-a de tensiune $U_2=120$ (V);
- Tensiunea electrică pe faza "R", $u_r(t)$ în secundarul transformatorului, punctul de conexiune (B), pe treapta de tensiune $U_2=120$ (V);
- Intensitatea electrică pe faza "R", $i_r(t)$ în secundarul transformatorului pe treapta de tensiune $U_2=120$ (V), punctul de conexiune (B);
- Tensiunile electrice în punctul de conexiune (A) pe fazele "S" și "T", $u_S(t)$ și $u_T(t)$;
- Intensitățile curentului pe fazele "S" și "T" în punctul de conexiune (A), $i_S(t)$ și $i_T(t)$;; pe treapta de tensiune $U_2=120$ (V);
- Tensiunile electrice ale punctului de conexiune (A) pe fazele "R", "S" și "T", $u_{R0}(t)$, $u_{S0}(t)$, $u_{T0}(t)$;
- Intensitățile curentului în punctul de conexiune (A), $i_{R0}(t)$, $i_{S0}(t)$, $i_{T0}(t)$;

S-au oscilografiat "4" perioade ($t=0.08[s]$), cu "72" de eșantionări pe perioadă (în total 288 de eșantioane). Prelevarea datelor din instalația cuptorului electric cu arc s-a efectuat cu sistemul de achiziție specializat (analizorul TRINET [164], programul specializat TRIFAZ–proprietar CONEL Sibiu). Programul TRIFAZ este realizat în concordanță cu specificațiile normativului [155], și asigură extensii față de acesta. S-au utilizat următoarele protocoale de program:

1. Achiziția datelor din instalație, prin telecomandarea echipamentului TRINET prin intermediul unei interfețe seriale (COM1 sau COM2), în diverse variante (1÷4) faze de curent și (1÷4) faze de tensiune simultan, cu diverși parametri impuși în procesul de măsurare.
2. Analiza spectrală a tensiunilor și curenților achiziționați pe cele 3(4) faze simultan (R, S, T, N), cu afișarea armonicilor 1...23 (valabilă de fapt pentru toate tipurile de achiziții).
3. Puterile P, Q, S pe fiecare fază și total trifazat.
4. Puterea deformantă D, calculată direct din spectrul de armonici, pe fiecare fază și total trifazat.
5. Graficele mărimilor măsurate (tensiuni, curenți) și influența diferitelor armonici asupra formei curbei (prin sintetizare a undelor pe baza spectrului calculat).
6. Salvarea sau încărcarea datelor măsurate (tensiuni, curenți) însoțite de timpul aferent și mesaje de identificare linie măsurare.

Meniurile, comenzile și caracteristicile analizorului sunt prezentate în [164], TRINET este un analizor destinat măsurătorilor complexe în rețelele electrice trifazate; este un echipament portabil care conține practic 13 (17) aparate numerice de măsurare simultane: 3 (4) voltmetre de tensiune alternativă, 3 (4) ampermetre de curent alternativ, 3 (4) wattmetre de curent alternativ, 3 (4) cosfimetre, toate în clasa de precizie (0.5), precum și un frecvențmetru de precizie.

Toate mărimile energetice sunt calculate numeric și sunt valabile și în regim deformant. Mărimile sunt accesibile în timp real pe rând prin intermediul unei tastaturi. Citirea, calcularea și afișarea ciclică se efectuează cu o perioadă de 8 secunde (în mod "ciclic" la fiecare 8 secunde se prelevează noi date de intrare), a mărimilor enunțate.

Folosirea regimului "one-shoot", în care achiziția se comandă la un moment dat de la tastatură, face posibilă urmărirea celor 13 (17) mărimi calculate, fără ca un nou ciclu de achiziție să afecteze valorile afișate.

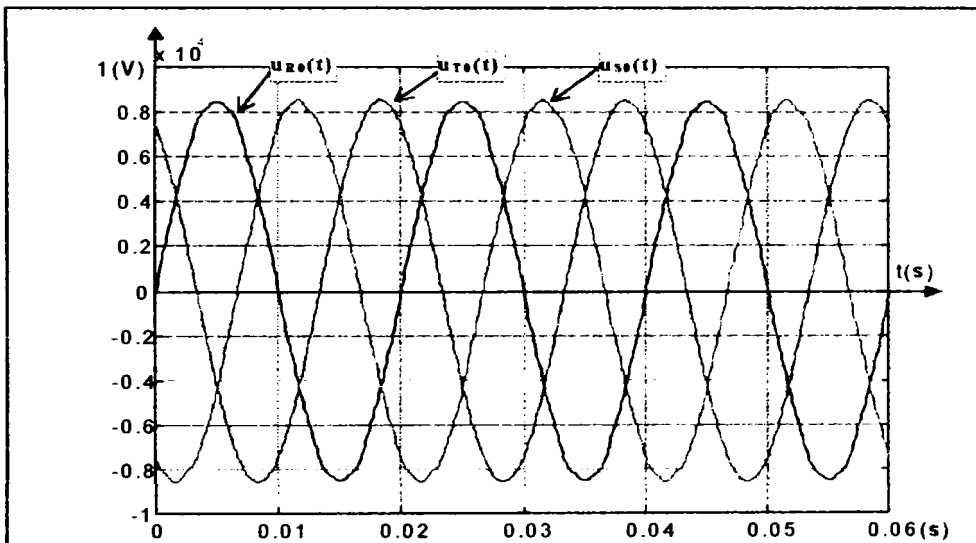
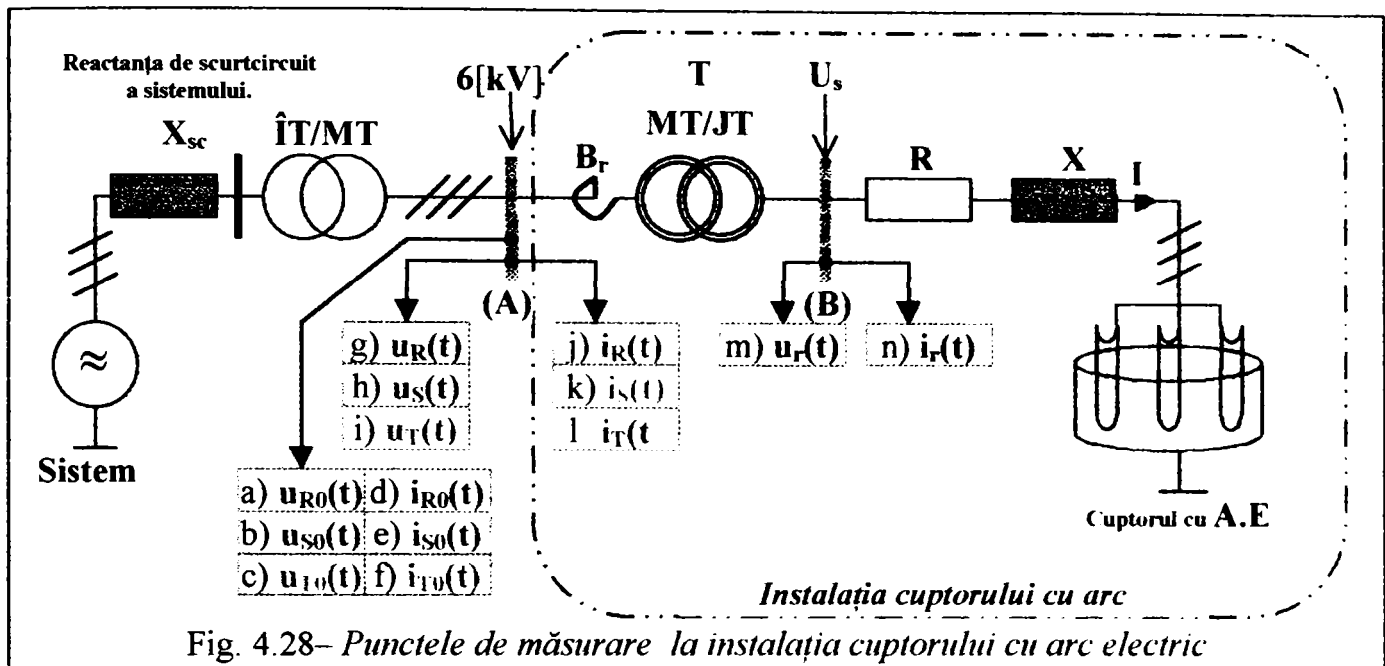


Fig. 4.29 - Variația sistemului trifazat de tensiuni electrice $u_{R0}(t)$, $u_{S0}(t)$, $u_{T0}(t)$, în punctul de conexiune (A), 6[kV], cuptorul cu arc fiind deconectat.

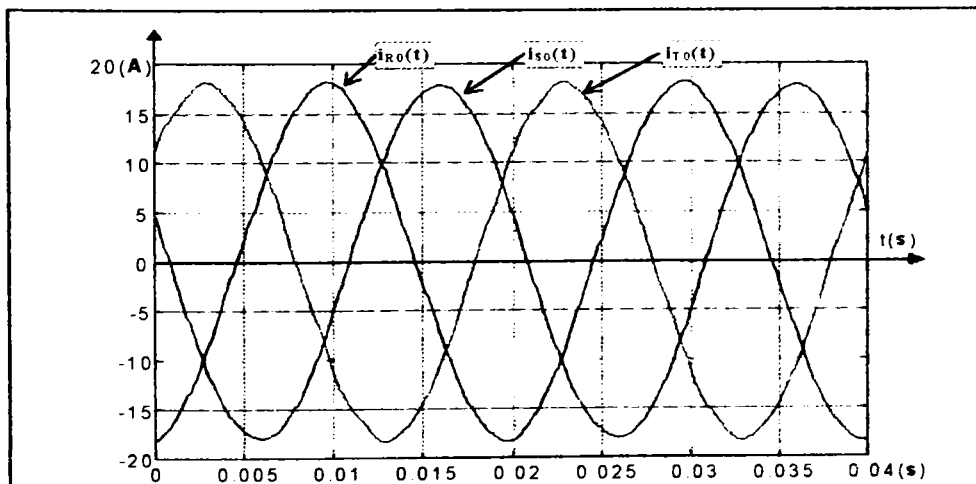


Fig. 4.30 - Variația sistemului trifazat de curenți electrice $i_{R0}(t)$, $i_{S0}(t)$, $i_{T0}(t)$, în punctul de conexiune (A), 6[kV] (transformatorul cuptorului cu arc conectat în gol).

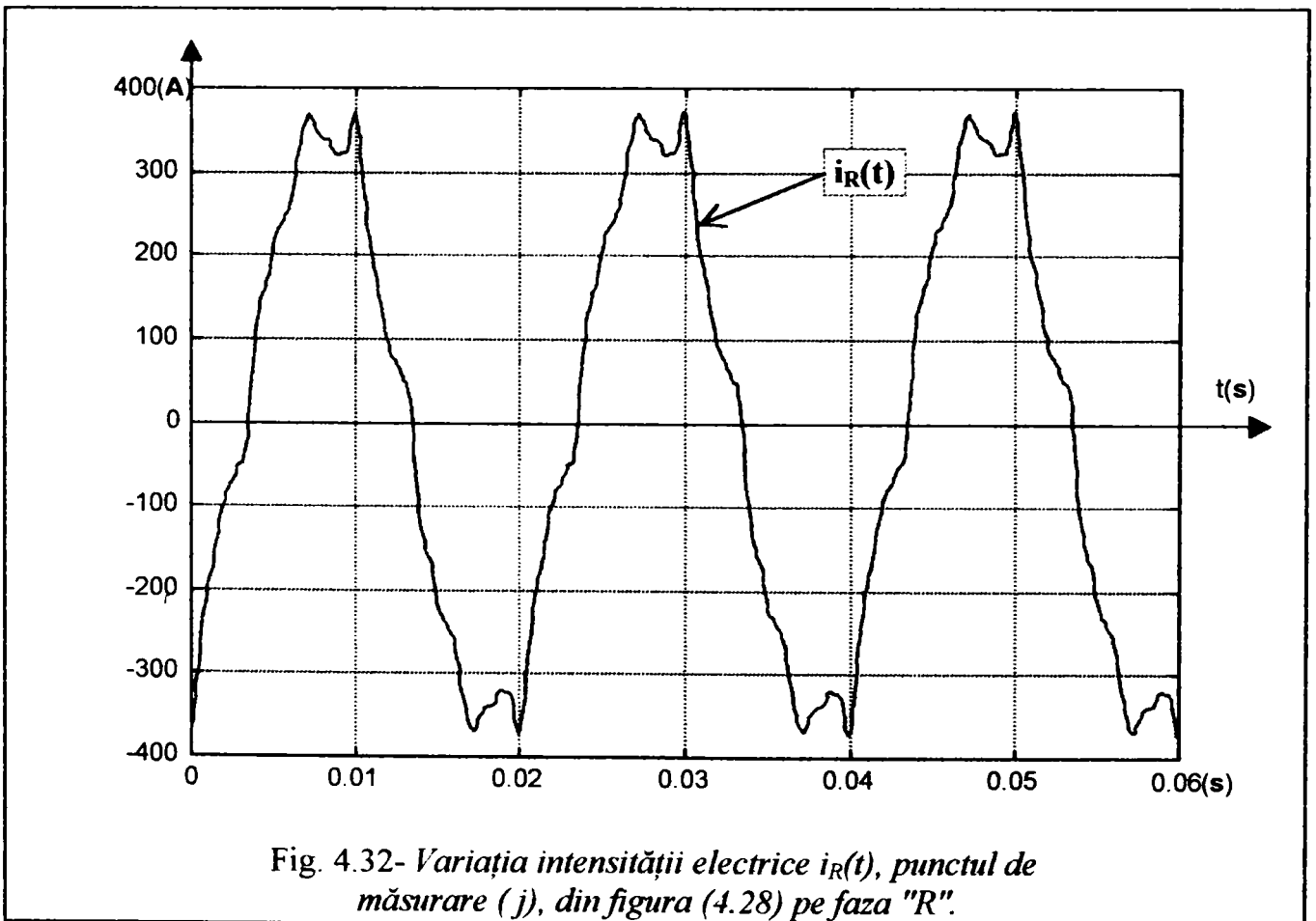
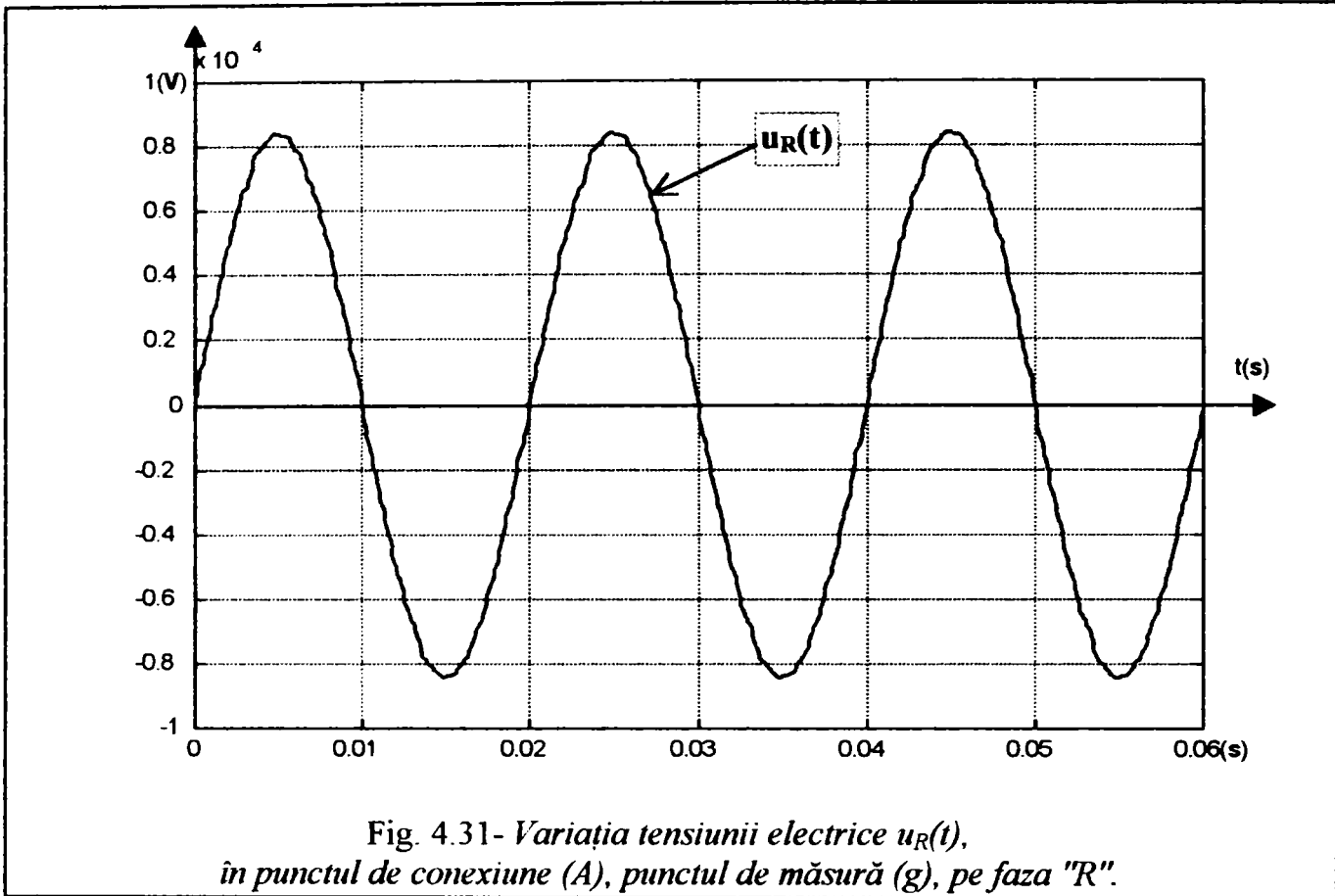
Rezultatele măsurătorilor în punctul de conexiune (A):

Punctele de măsură (a-c) - tensiunile electrice $u_{R0}(t)$, $u_{S0}(t)$, $u_{T0}(t)$ în punctul de conexiune (A), figura (4.28) a sistemului trifazat. Tensiunile $u_{R0}(t)$, $u_{S0}(t)$, $u_{T0}(t)$ sunt măsurate pe bara de 6[kV], cu transformatorul cuptorului cu arc electric deconectat (tensiuni de fază în gol), figura (4.29)

Punctele de măsurare sunt (d-f) din figura (4.28).

Sistemul de curenți trifazat $i_{R0}(t)$, $i_{S0}(t)$, $i_{T0}(t)$ este măsurat pe bara de 6[kV], cu transformatorul cuptorului cu arc electric conectat, și instalația cuptorului cu arc electric deconectată, (intensitățile curenților de mers în gol), figura (4.30):

Punctele de măsurare **g** și **j** din figura (4.28) reprezintă tensiunea electrică $u_R(t)$ și intensitatea curentului în punctul de racord la bara de **6[kV]**, punctul de conexiune (A), instalația cuptorului cu arc conectată, cuptorul cu arc fiind în faza de afânare, pe treapta de tensiune $U_2=120[V]$.



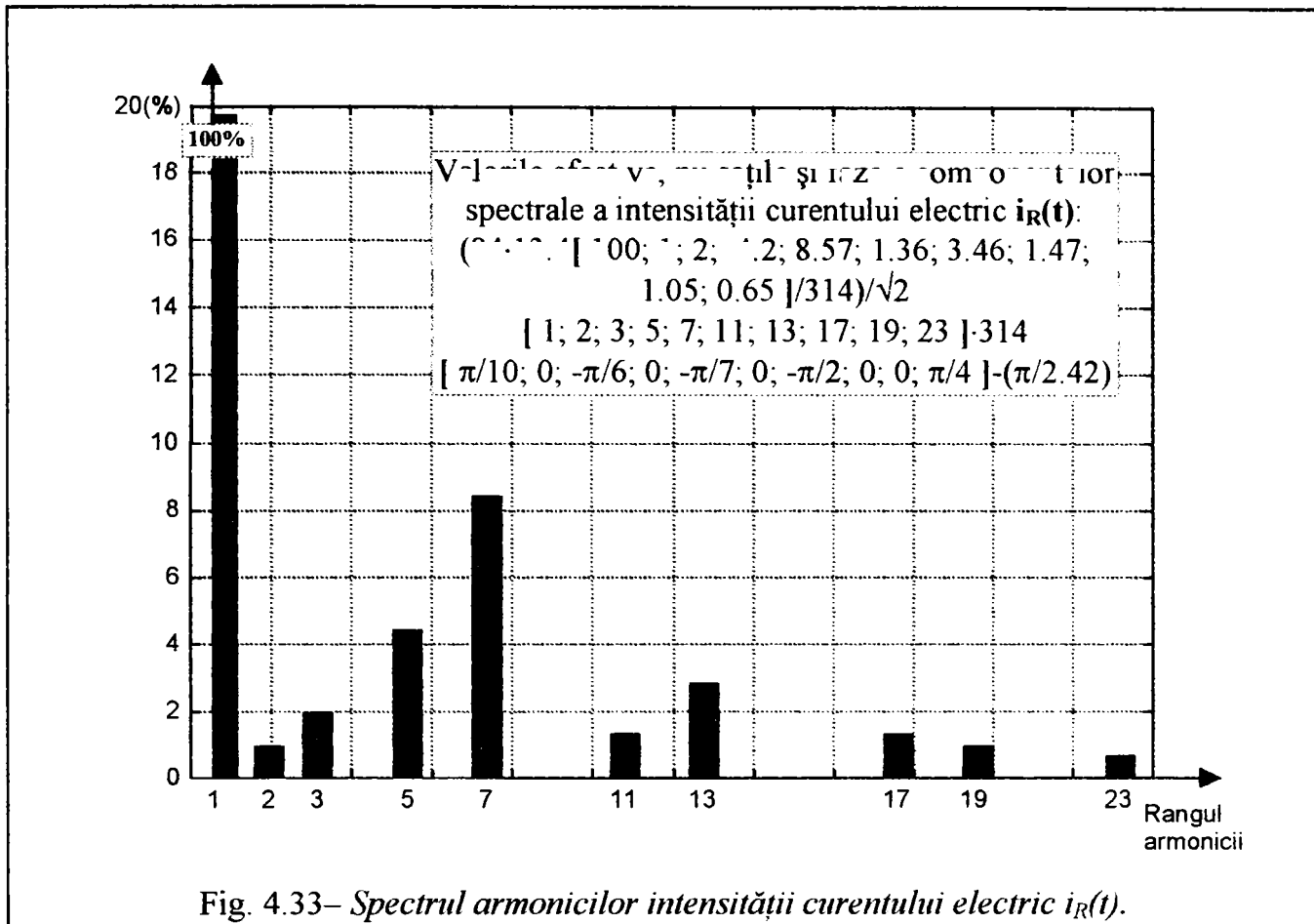


Fig. 4.33– Spectrul armoniilor intensității curentului electric $i_R(t)$.

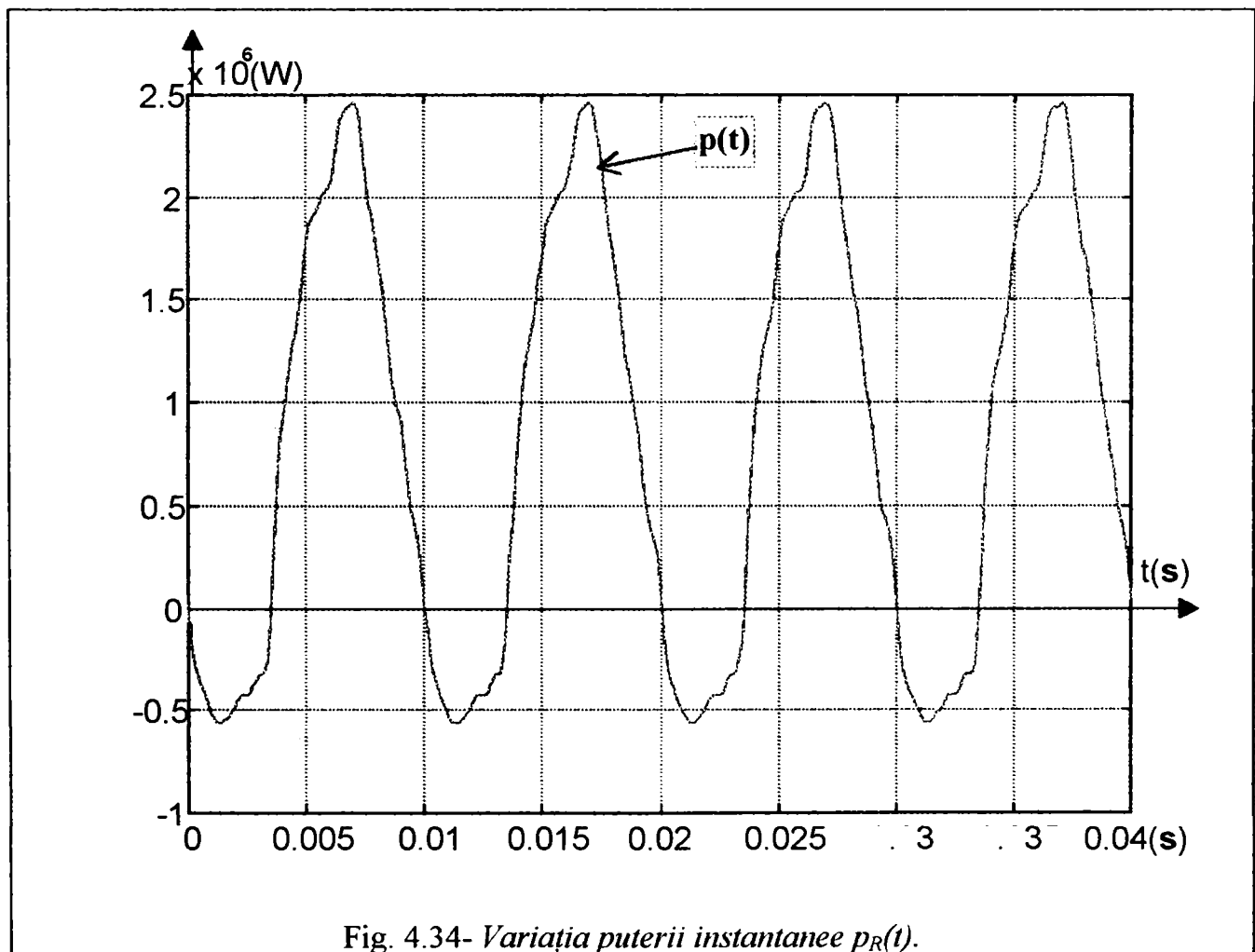


Fig. 4.34- Variația puterii instantanee $p_R(t)$.

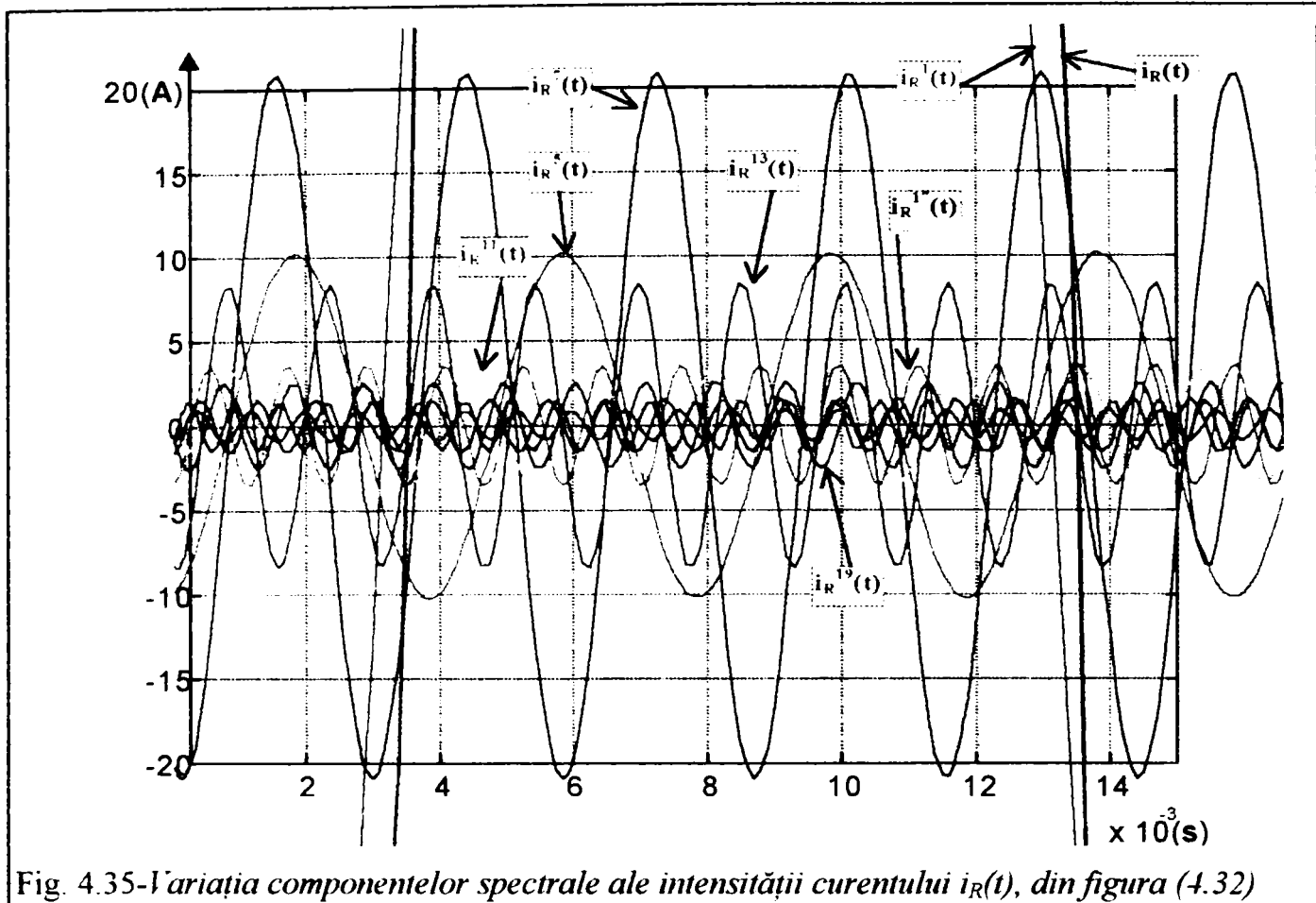


Fig. 4.35-Variația componentelor spectrale ale intensității curentului $i_R(t)$, din figura (4.32)

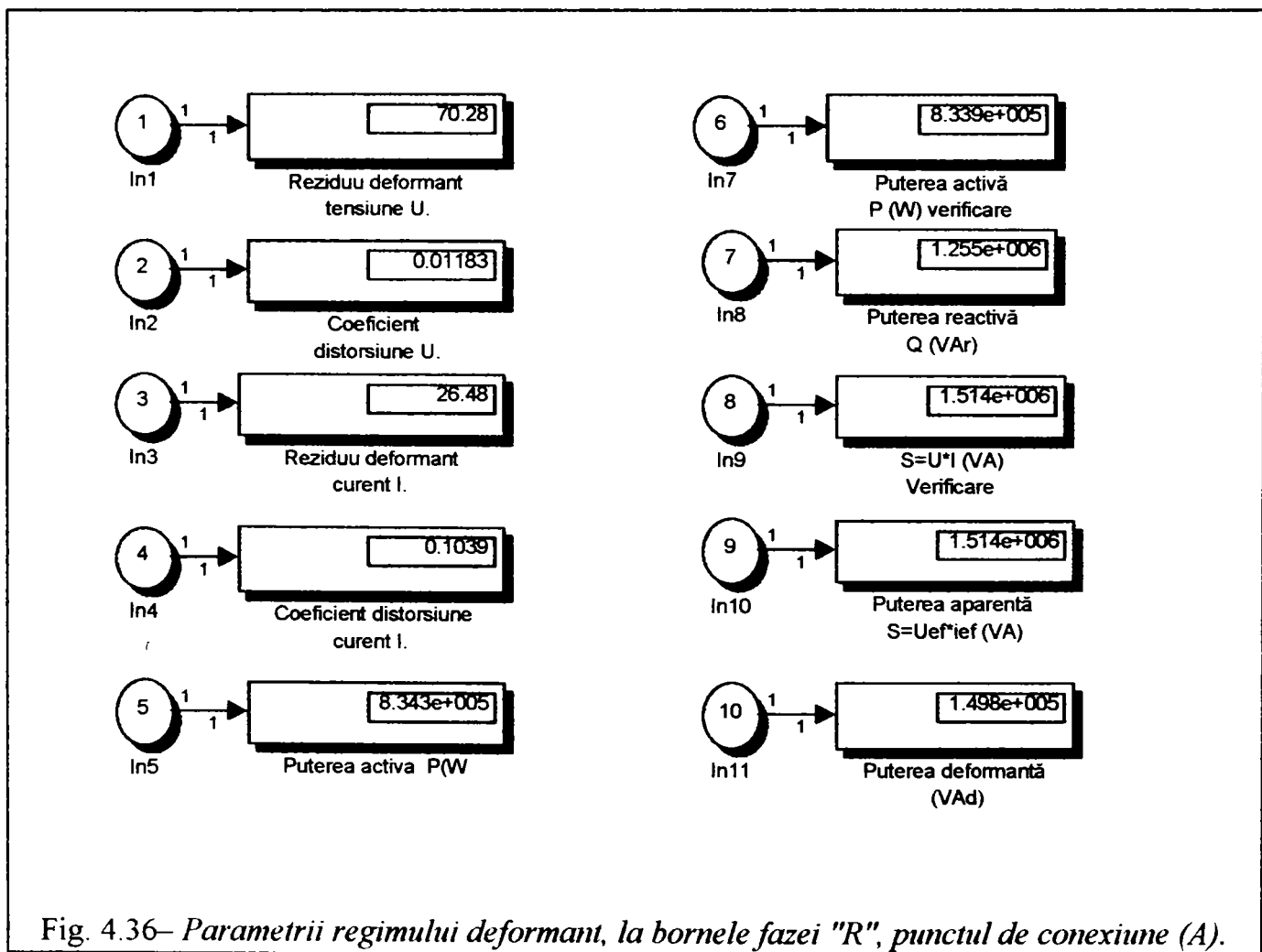
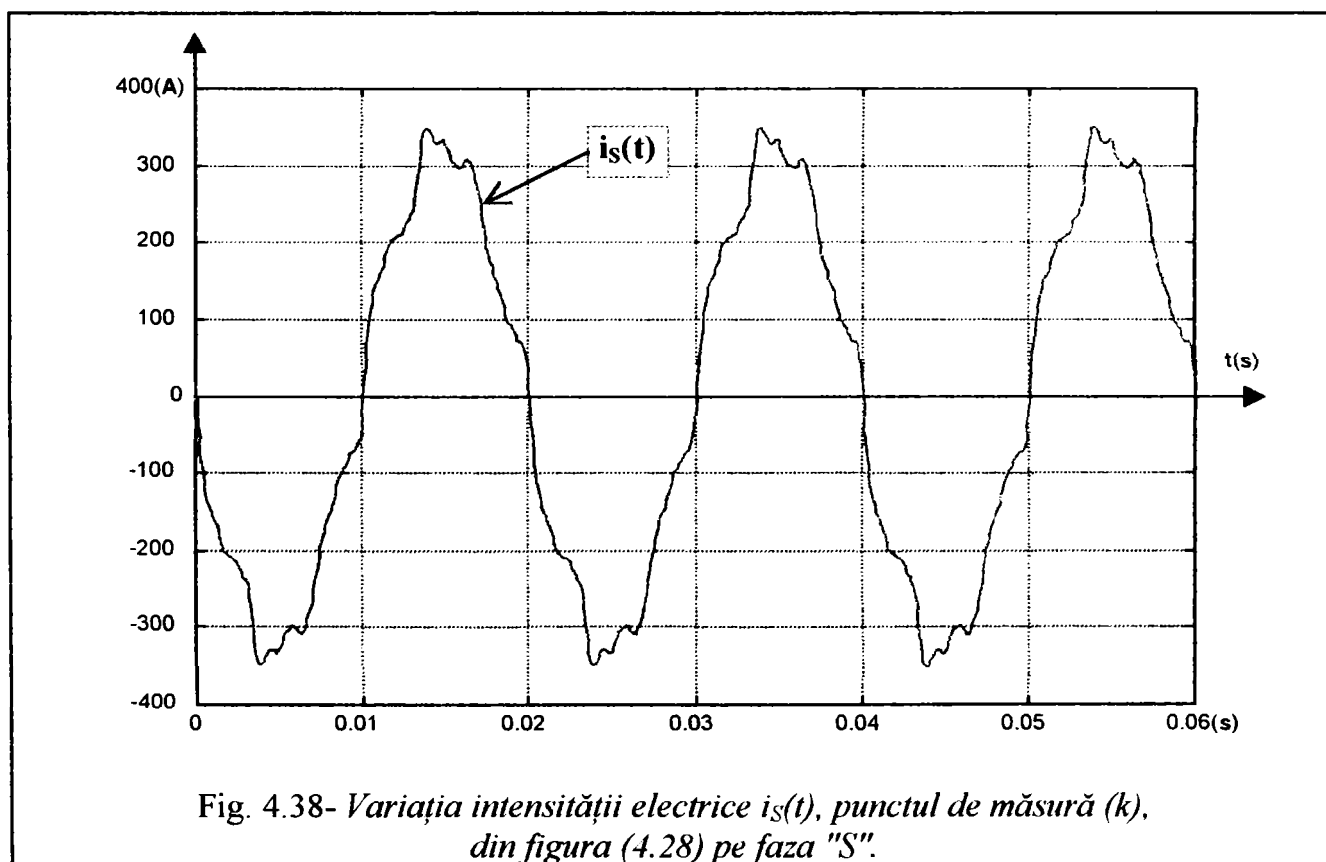
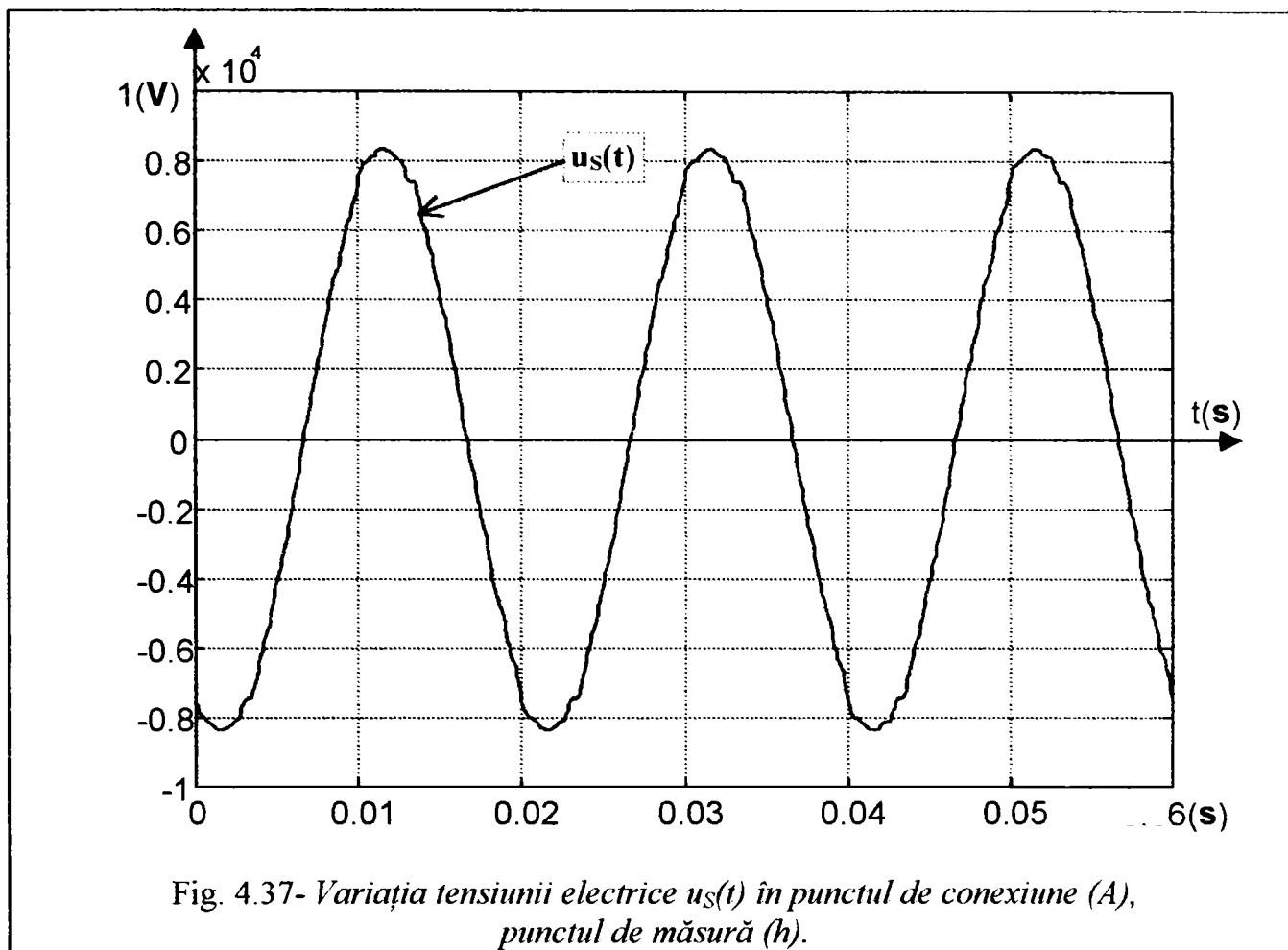


Fig. 4.36- Parametrii regimului deformant, la bornele fazei "R", punctul de conexiune (A).

Mărimile punctelor de măsură (h) și (k) din figura (4.28) sunt simultan măsurate cu punctele de măsură (g) și (j) și cu punctele de măsură (i) și (l).

Punctul de măsurare (h) și (k):



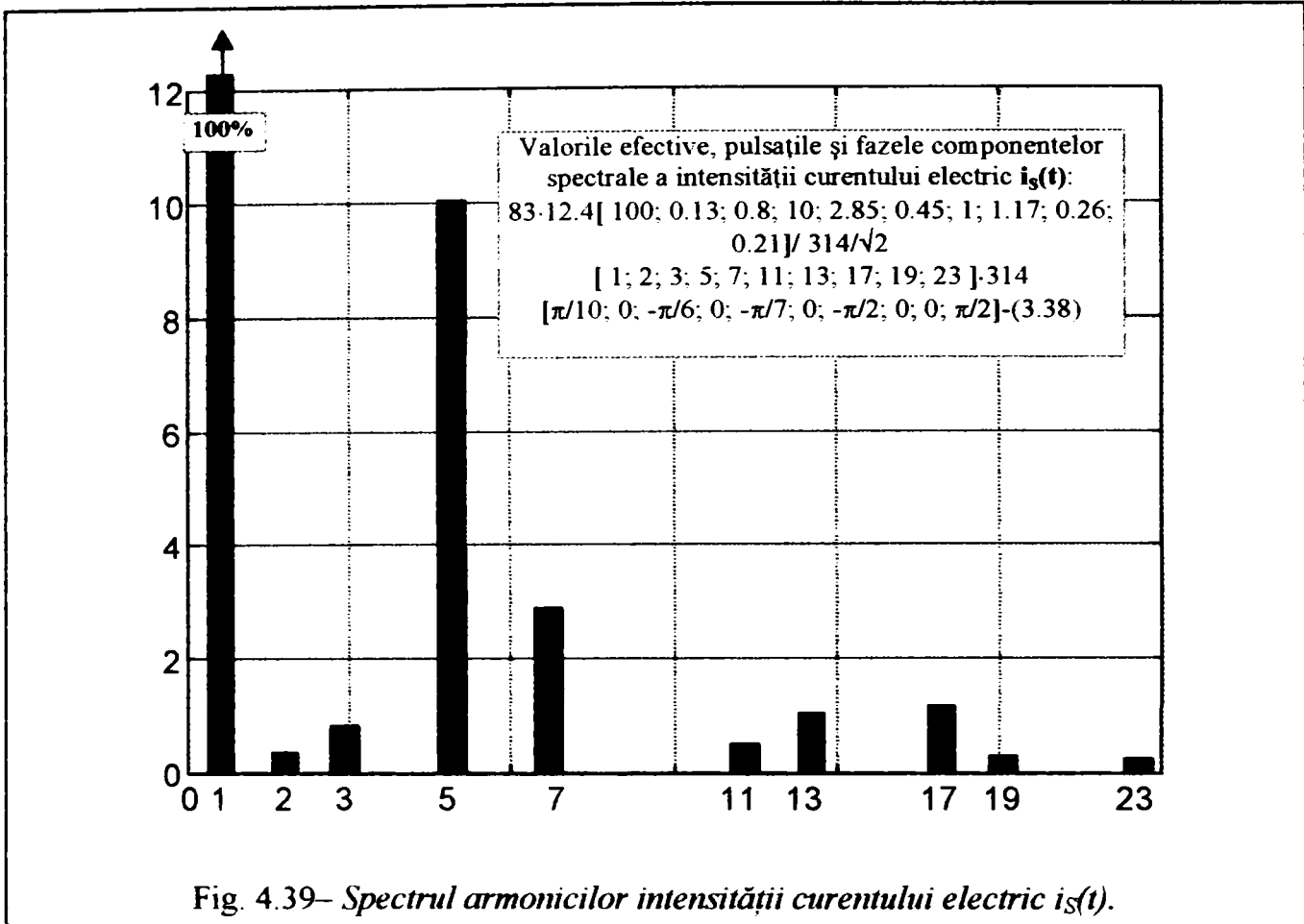


Fig. 4.39- Spectrul armonicilor intensității curentului electric $i_s(t)$.

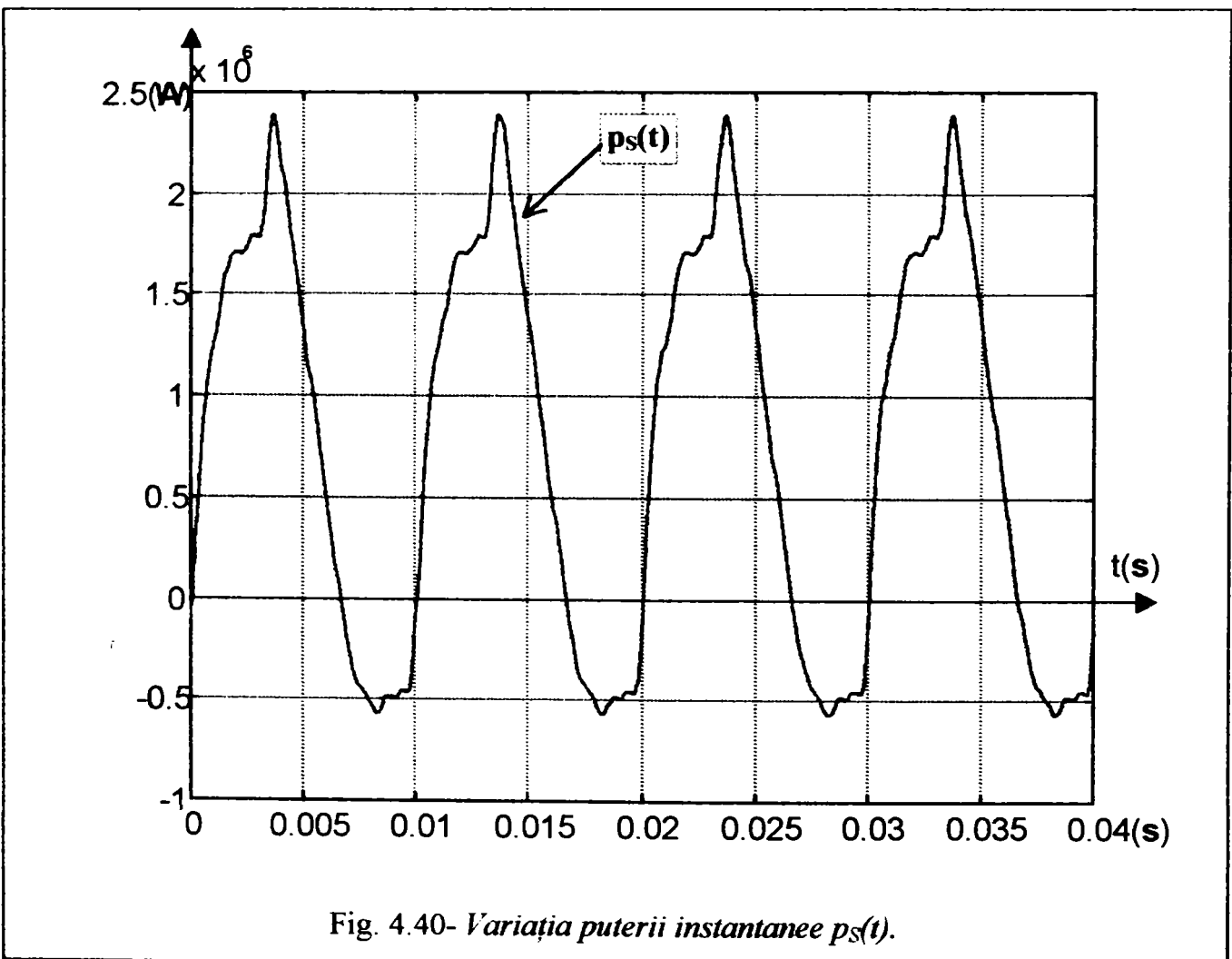


Fig. 4.40- Variația puterii instantanee $p_s(t)$.

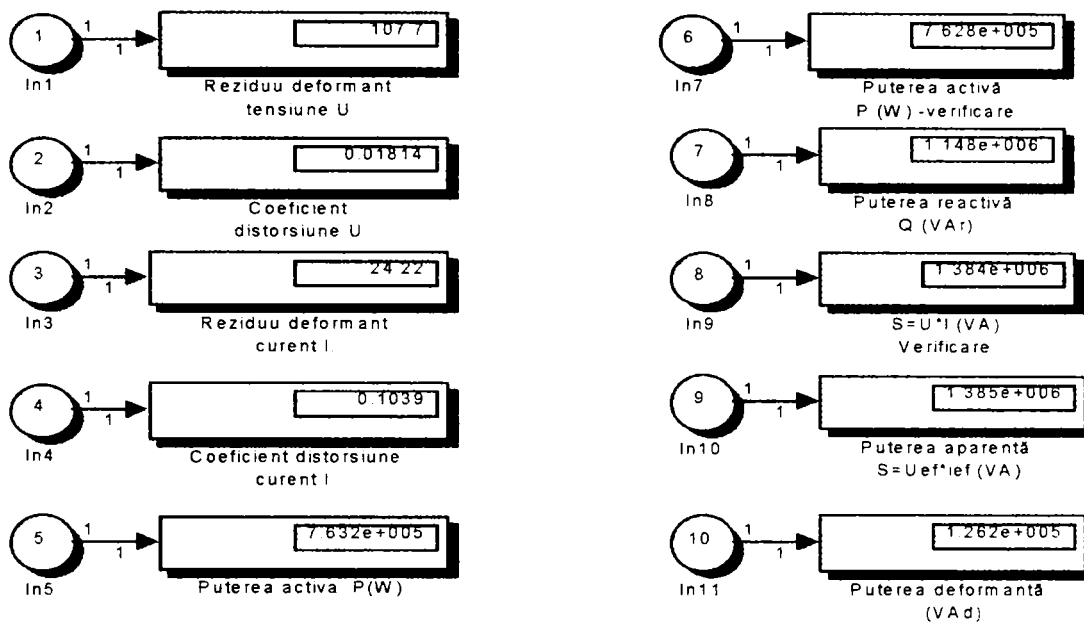


Fig. 4.41- Parametrii regimului deformant, la bornele fazei "S", punctul de conexiune (A).

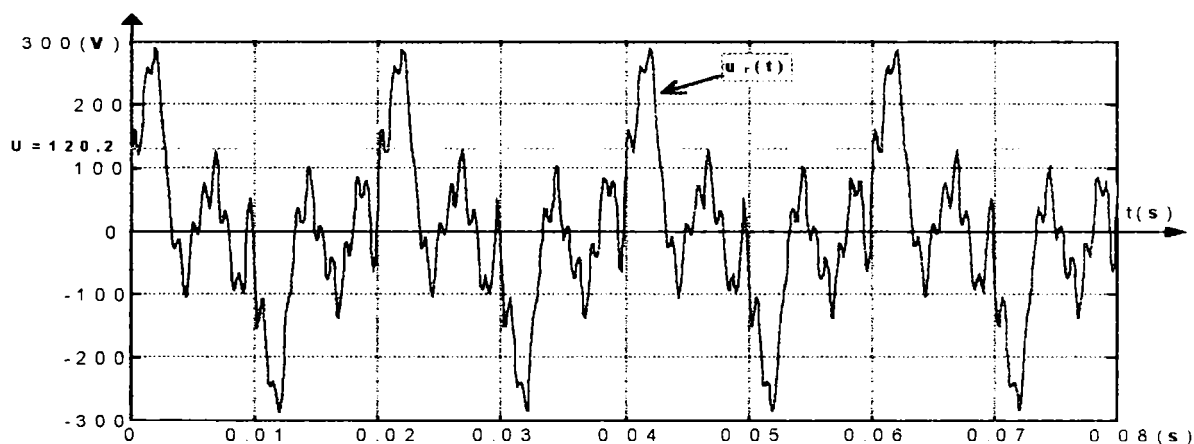


Fig. 4.42- Variația tensiunii $u_r(t)$ în secundarul transformatorului cuptorului cu arc electric, punctul de măsurare (m), bara de conexiune (B).

Mărimile punctelor de măsurare (i) și (I) din figura (4.28) sunt:

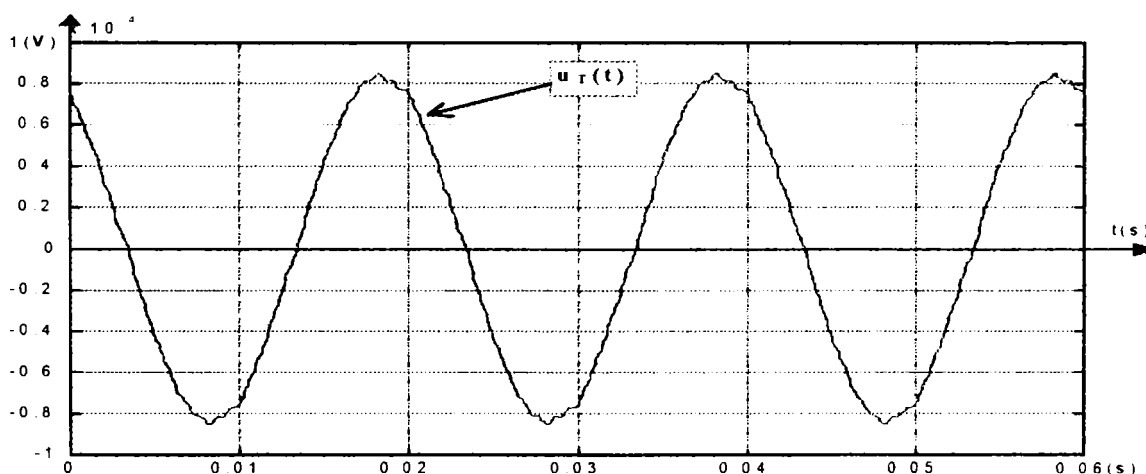


Fig. 4.43- Variația tensiunii electrice $u_T(t)$ în punctul de conexiune (A), punctul de măsurare (i).

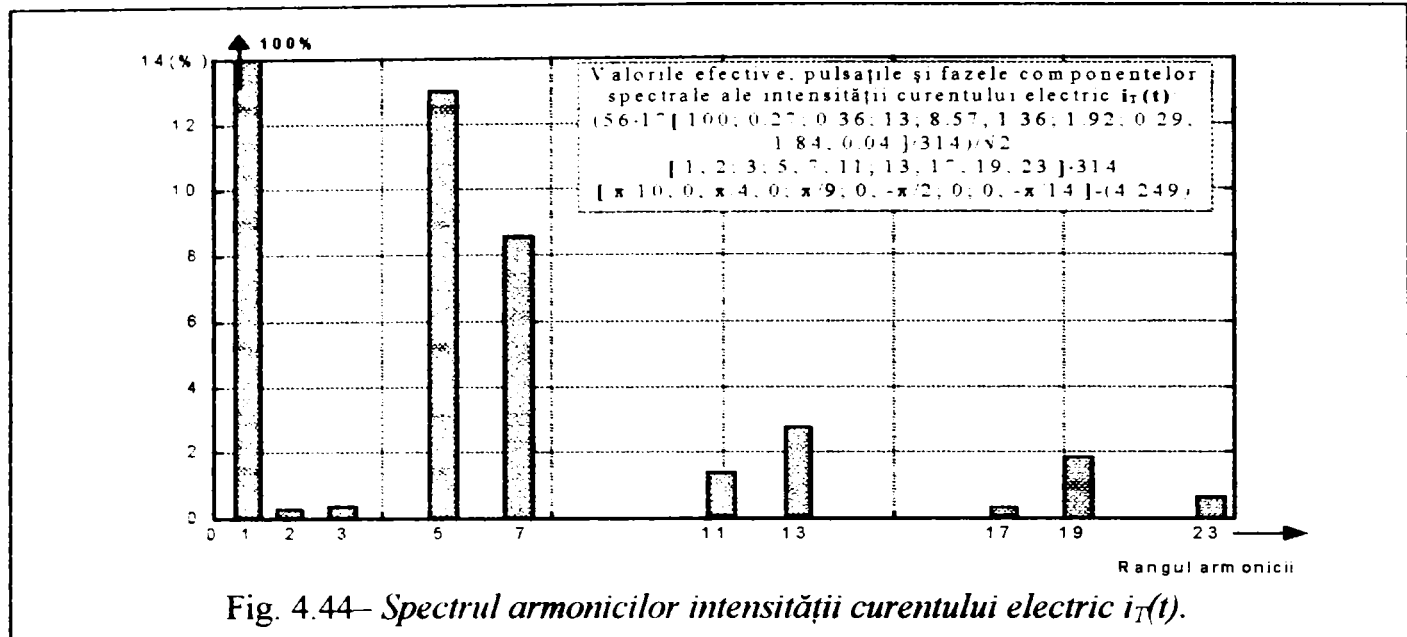


Fig. 4.44- Spectrul armonicilor intensității curentului electric $i_T(t)$.

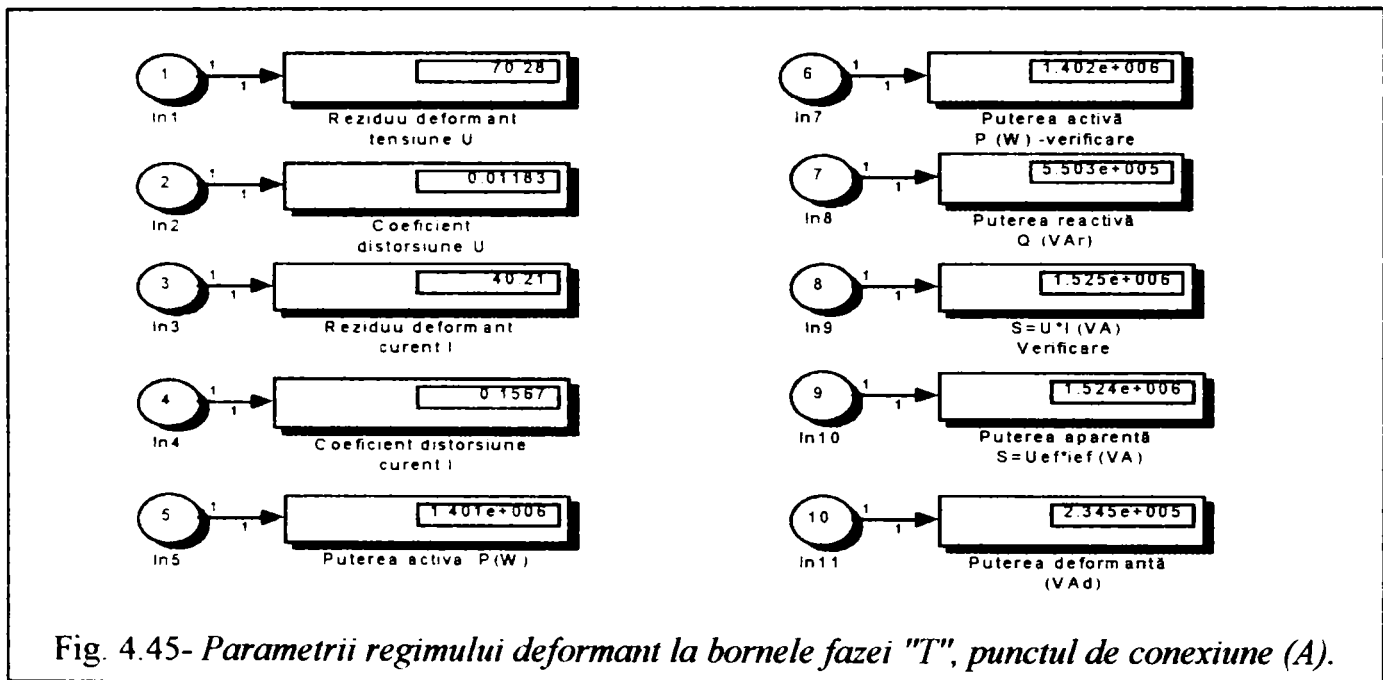


Fig. 4.45- Parametrii regimului deformant la bornele fazei "T", punctul de conexiune (A).

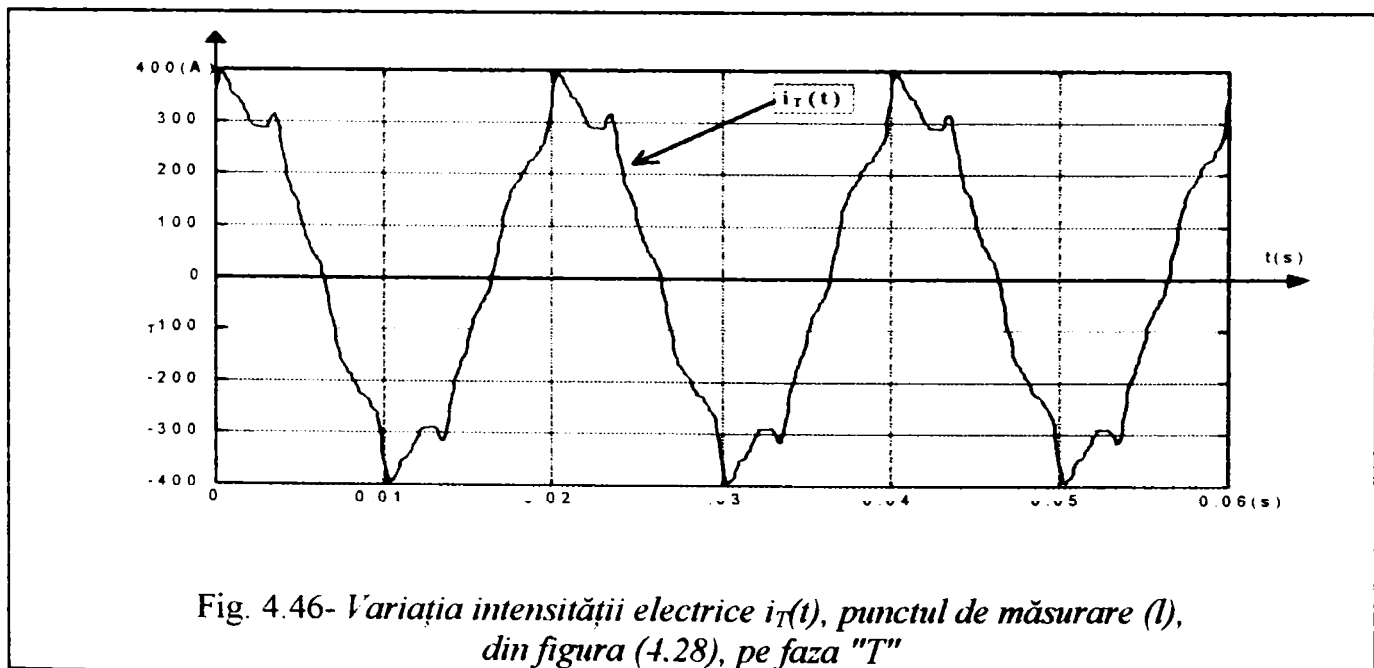


Fig. 4.46- Variația intensității electrice $i_T(t)$, punctul de măsurare (I), din figura (4.28), pe faza "T"

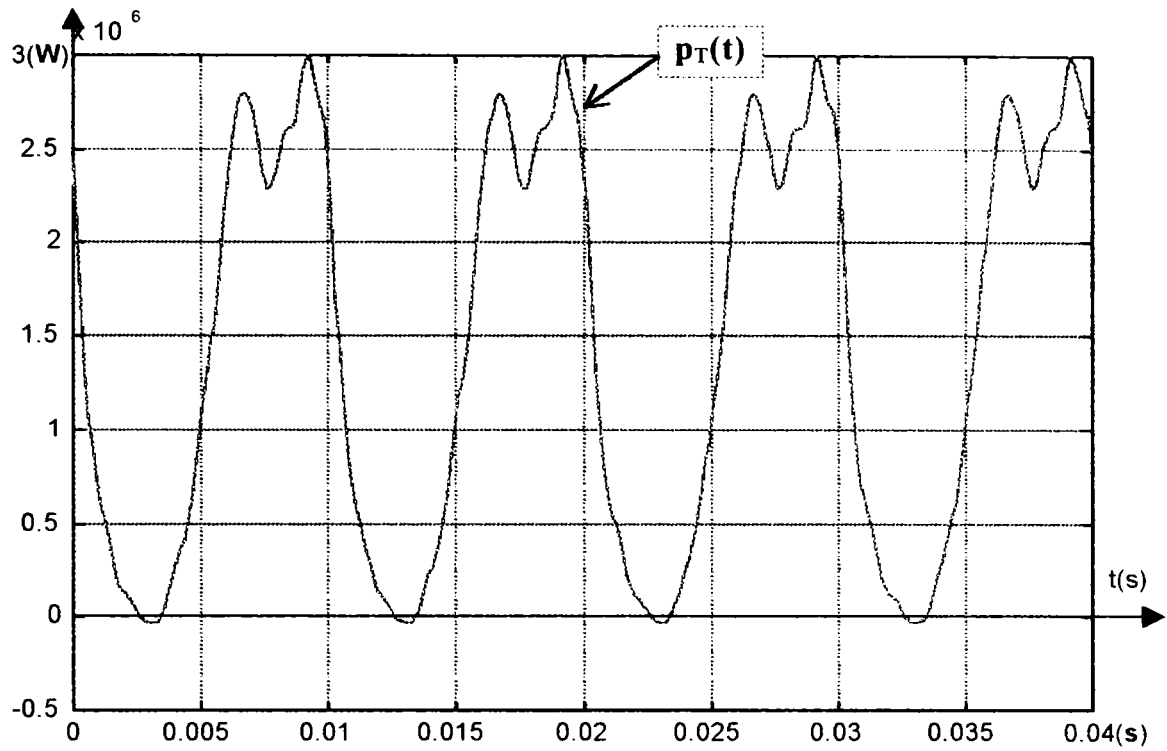


Fig. 4.47- Variația puterii instantanee $p_T(t)$.

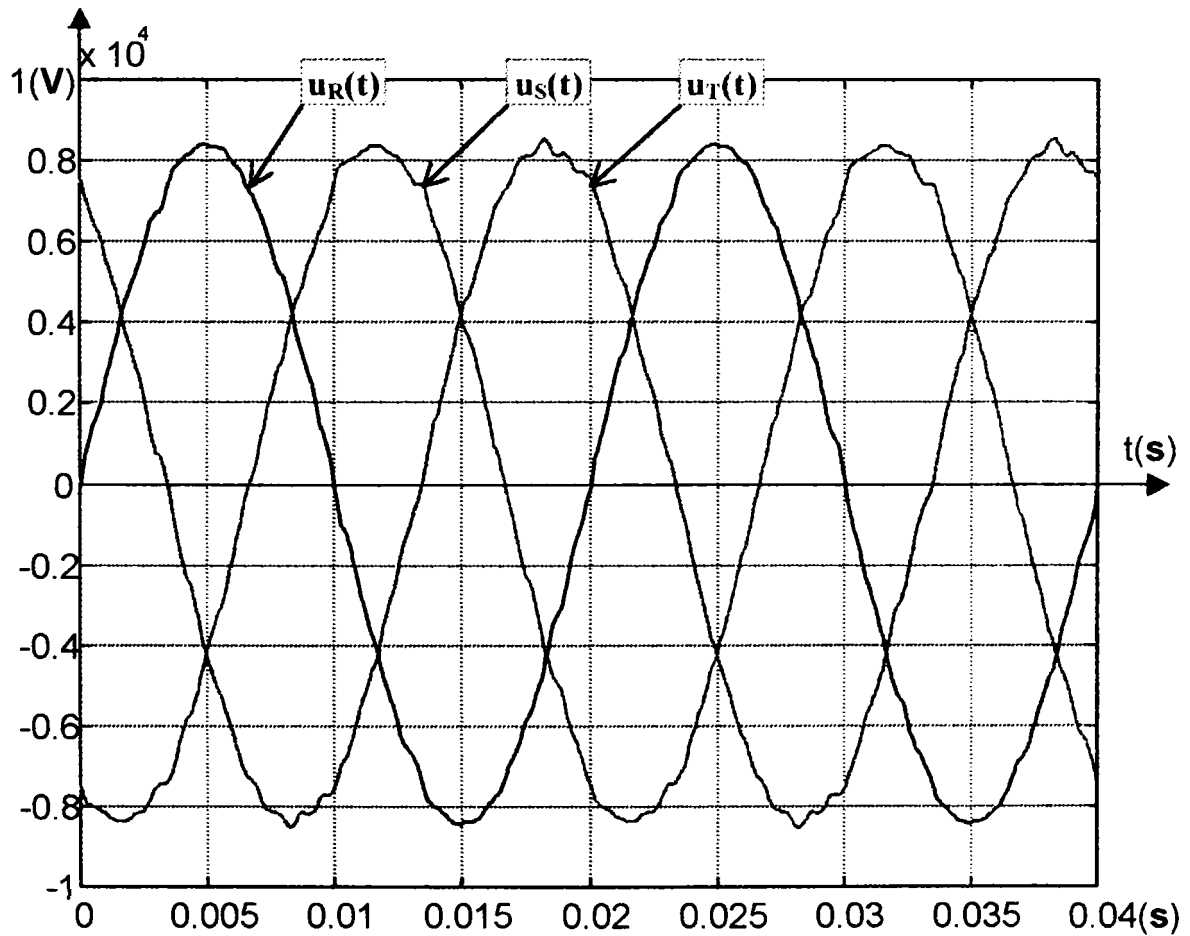


Fig. 4.48- Variația tensiunilor electrice de fază în sistemul trifazat, în punctul de conexiune (A), punctele de măsurare (g, h, i), respectiv tensiunile: $u_R(t)$, $u_S(t)$, $u_T(t)$.

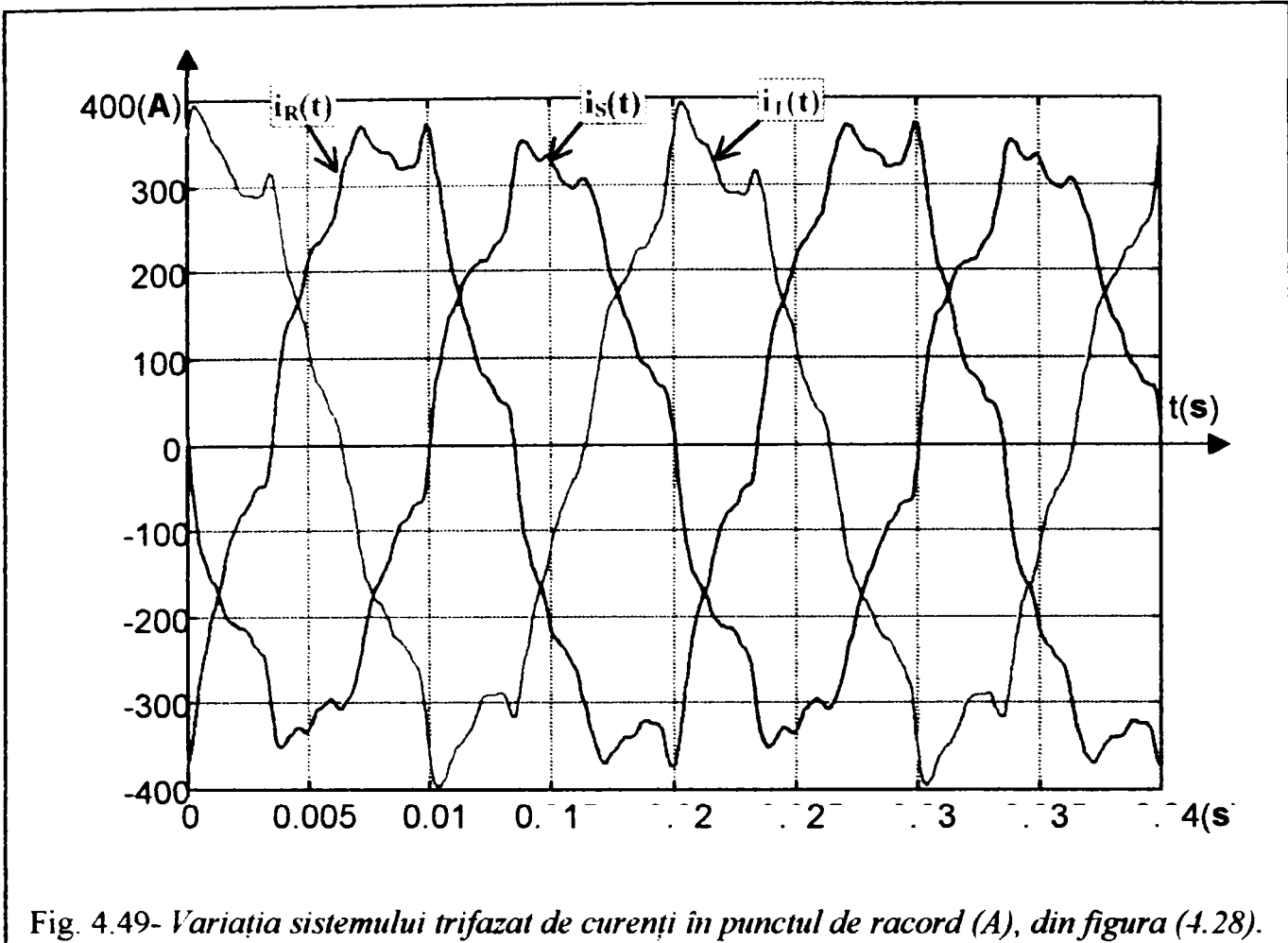


Fig. 4.49- Variația sistemului trifazat de curenți în punctul de racord (A), din figura (4.28).

Măsurătorile prelevate în punctele de măsurare (g, h, i, j, k și l) sunt simultane, cuptorul cu arc aflându-se în faza de afânare, cel mai stabilizat regim de funcționare.

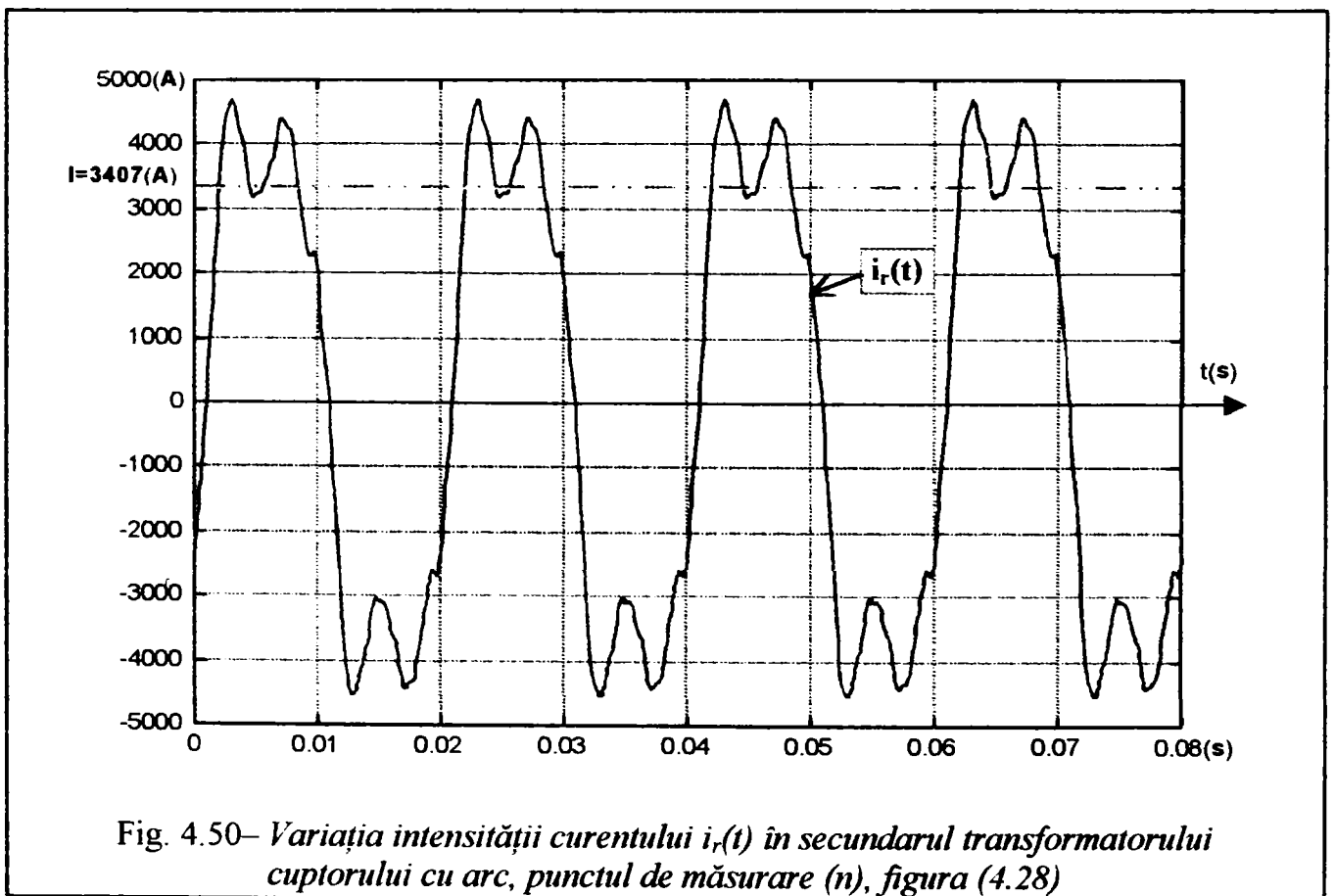


Fig. 4.50- Variația intensității curentului $i_r(t)$ în secundarul transformatorului cuptorului cu arc, punctul de măsurare (n), figura (4.28)

4.4.-Măsurarea puterilor P, Q, S, D la cuptorul cu arc electric.

S-a realizat măsurarea parametrilor regimului deformant în sistemul trifazat al cuptorului cu arc electric (modelul cuptorului cu arc), având ca vector de intrare: analizele spectrale ale tensiunilor $u_R^S(t)$, $u_S^S(t)$, $u_T^S(t)$ rezultate în urma modelului simulat al cuptorului cu arc și analizele spectrale ale tensiunilor $u_R^{Sc}(t)$, $u_S^{Sc}(t)$, $u_T^{Sc}(t)$ după compensare cu filtre absorbante pasive pe armonicile "5" și "7", filtre conectate în punctul "Q" al schemei structurale din figura (3.21).

Structura sistemului de măsurare a parametrilor de regim deformant (simulare) pe faza "R", tensiunea $u_R^S(t)$, curentul $i_R^S(t)$ și puterile P, Q, S, D este prezentată în figura (4.51):

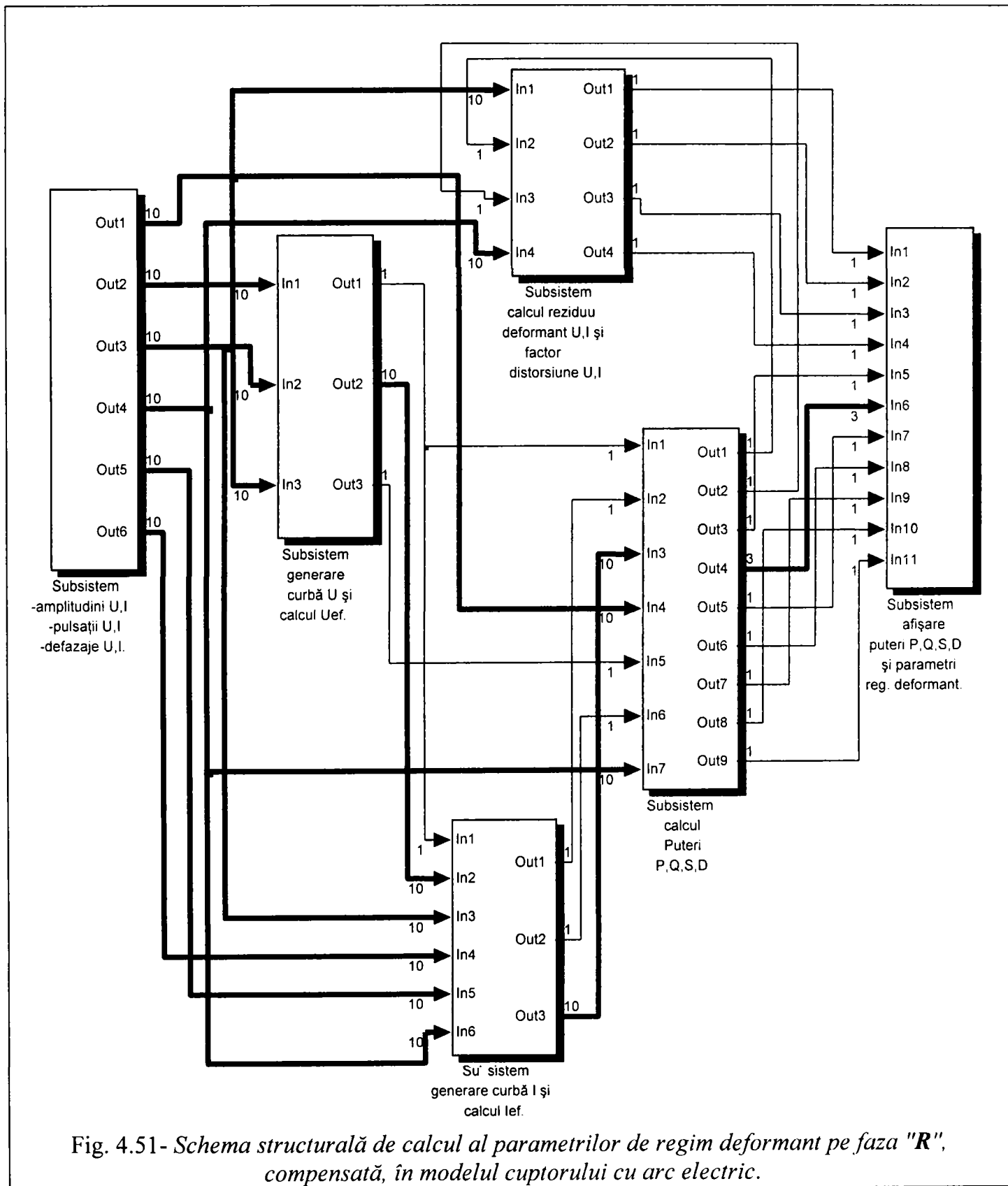
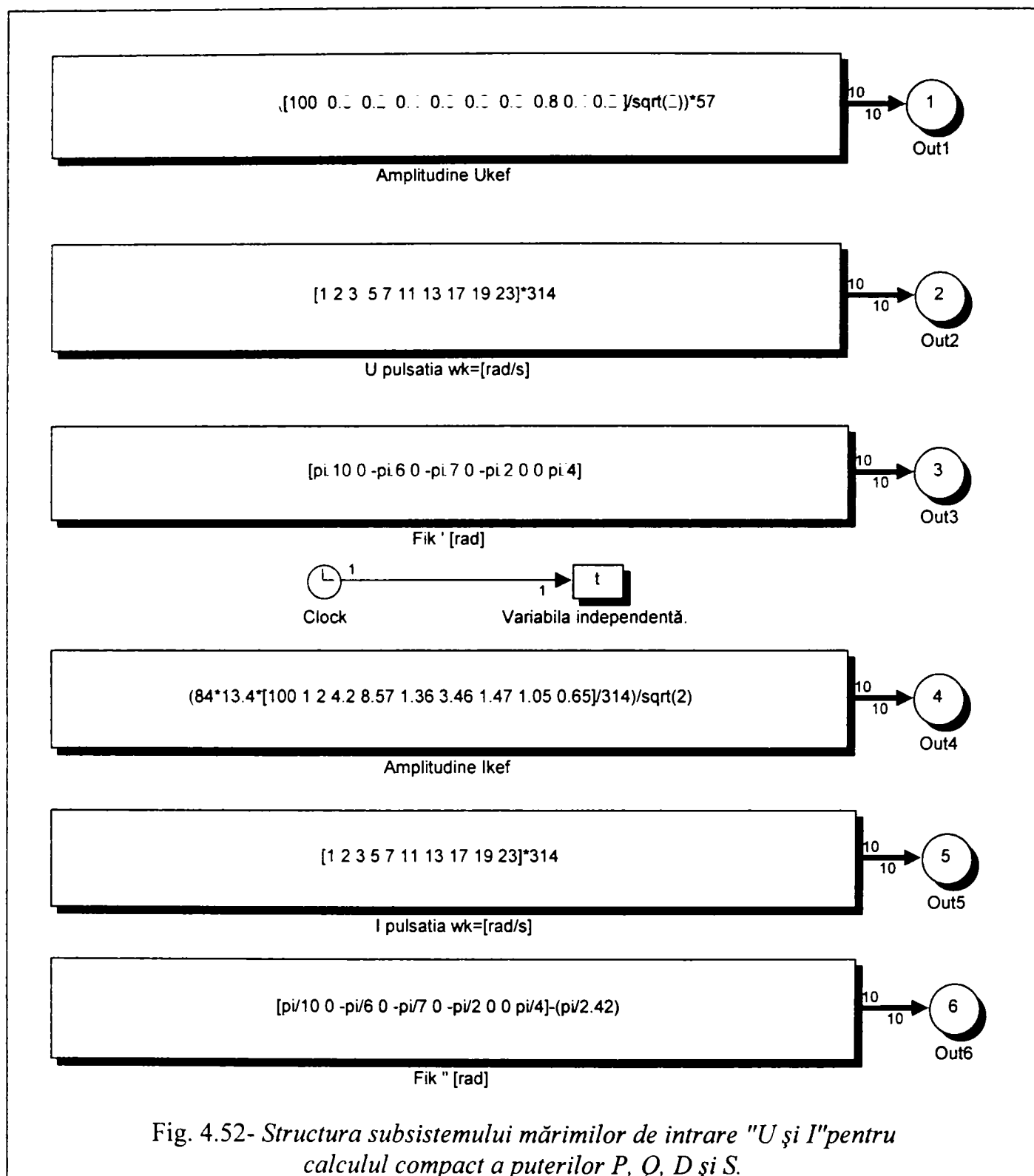


Fig. 4.51- Schema structurală de calcul al parametrilor de regim deformant pe faza "R", compensată, în modelul cuptorului cu arc electric.

Analiza și calculul puterilor **P**, **Q**, **D** și **S** este realizată mai jos, raportarea nivelelor armonice făcând mai ușoară urmărirea datelor de intrare, în figura (4.52) am luat în considerare armonicile de rang **23**.



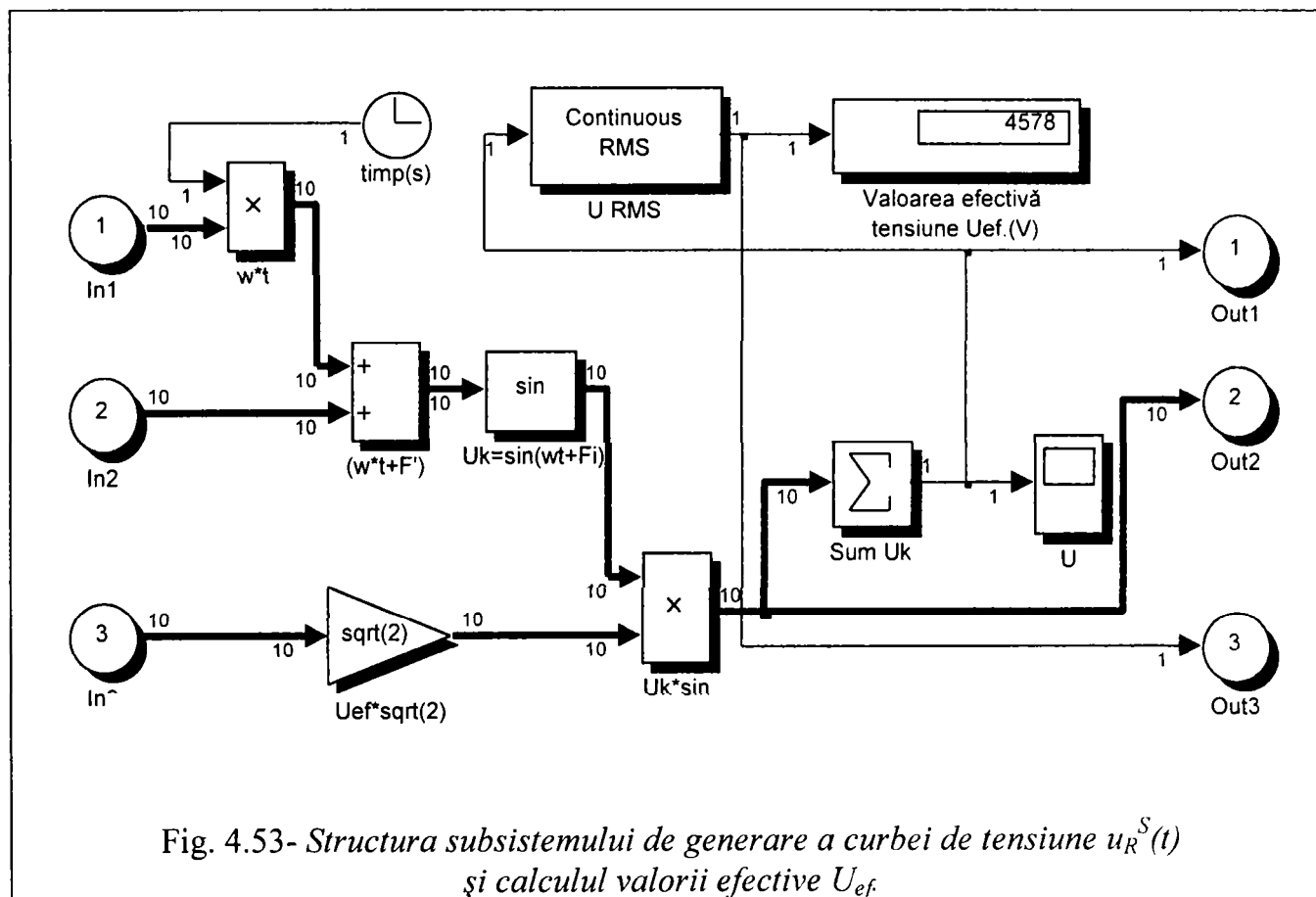
În figura (4.52) la ieșirea (out1) apar valorile efective ale spectrului tensiunii electrice nesinusoidale; la ieșirea (out2) apar pulsațiile spectrului în ordine crescătoare până la rangul 10 inclusiv; la ieșirea (out3) rezultă defazajele componentelor armonice ale tensiunii electrice nesinusoidale; la ieșirile (out 4,5 și 6) rezultă componentele spectrale complete pentru intensitatea curentului electric.

Aceste date necesare structurii din figura (4.52) sunt preluate din modelul cuptorului cu arc electric, prin analiza spectrală a tensiunii electrice $u_R^S(t)$ și a intensității electrice $i_R^S(t)$.

Complexitatea programării structurale a determinat divizarea în 6 subsisteme figura (4.51). Informația vectorizată este prezentată cu linie îngroșată, indicându-se și dimensiunea vectorului.

Subsistemele sunt definite prin denumirea lor rezumativă a funcției pe care o îndeplinesc în structura completă figura (4.51).

Legăturile de intrare-ieșire dintre subsisteme sunt specifice fiecărui subsistem considerat. În figurile următoare sunt prezentate aceste subsisteme:



Este specificată și lățimea vectorizată a legăturilor dintre blocuri, precum și punctele de măsurare.

Subsistemul de calcul a valorii efective (**RMS**) verifică corectitudinea structurii, valoarea ieșirii lui ($U_{ef}=4578 \text{ V}$) fiind acceptabilă, (eroarea explicându-se datorită calculului în timp discret, algoritmul de calcul al blocului fiind conceput în timp continuu). De exemplu se indică calea parcurgerii bibliotecii de prelucrare digitală a semnalelor (**DSP-Digital Signal Processing**): *DSP Blockset* → *DSPLib* → *Math Function* → *Statistic library*. Blocurile cu funcții statistice sunt:

- Minimum;
- Maximum;
- Mean;
- Standard Deviation;
- Variance;
- RMS**;
- Running Minimum;
- Running Maximum;
- Running Mean;
- Running Standar Deviation;
- Running Variance;
- Running RMS**

Utilizarea programării structurale (numită uneori și abordarea sistemică) a măsurării puterilor activă (**P**), reactivă (**Q**), deformantă (**D**) și aparentă (**S**), este relevantă prin ea însăși.

Graficul tensiunii electrice nesinusoidale, tensiunea analizată spectral de S.A.D., formă a curbei rezultată în regim de topire liniștit, în condițiile încărcăturii cuptorului cea mai favorabilă, adică încărcătură ordonată, fără volume mari de aer, deci fără posibilitatea prăbușirii încărcăturii, consecința din punct de vedere electric fiind micșorarea coeficientului de distorsiune a tensiunii electrice și a curentului, dar menținerea puterii deformante (**D**).

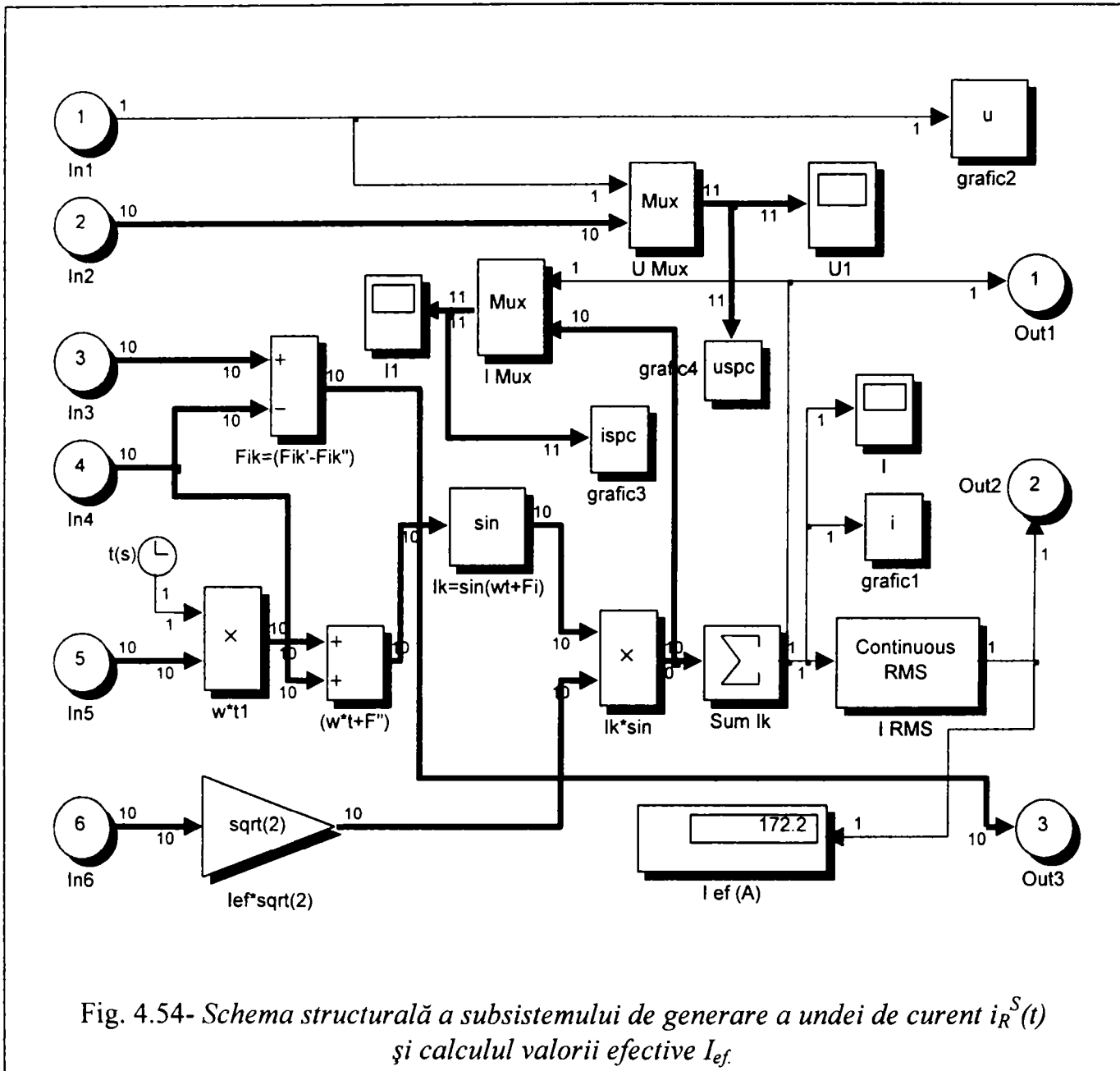


Fig. 4.54- Schema structurală a subsistemului de generare a unde de curent $i_R^S(t)$ și calculul valorii efective I_{ef} .

Utilizarea blocului de calcul statistic a valorii efective a curentului electric este folosită pentru verificarea întregii structuri pe calea de curent. Blocurile "U1" și "I1" din figura (4.54) vizualizează componenta spectrală a tensiunii și curentului electric în domeniul timp. Blocurile de multiplexare "Mux" facilitează simultaneitatea informațiilor urmărite.

Subsistemele structurii din figura (4.51) sunt:

1. Subsistemul mărimilor de intrare, spectrul armonic complet de tensiune electrică $u_R^S(t)$ - curba de tensiune rezultată în urma simulării și spectrul armonic complet al curentului electric $i_R^S(t)$, în punctul de conexiune (A) sau punctul de conexiune (Q, în cazul modelului) din figura (4.28). Analiza spectrală este în concordanță cu sistemul de măsurare S.A.D, figurile (4.31), $u_R(t)$ și (4.32), $i_R(t)$, pentru regimul deformant necompensat măsurat.

2. Subsistemul de generare a curbei de tensiune $u_R^S(t)$ și calculul valorii efective U_{ef} a tensiunii nesinusoidale rezultate, figura (4.53).
3. Subsistemul de generare a curbei de curent $i_R^S(t)$ și calculul valorii efective I_{ef} a curentului electric nesinusoidal, figura (4.54).
4. Subsistemul de calcul a rezidului deformant pentru tensiunea și curentul electric nesinusoidal analizat U_d și I_d , calculul factorilor de distorsiune δ_u și δ_i , figura (4.55), pentru faza "R", după simularea modelului.
5. Subsistemul (algoritmi) de calcul pentru puterile activă (P), reactivă (Q), aparentă (S) și deformantă (D), faza "R", figura (4.56).
6. Subsistemul de afișare a rezultatelor, figura (4.57) a mărimilor de regim deformant, model simulat (faza "R").

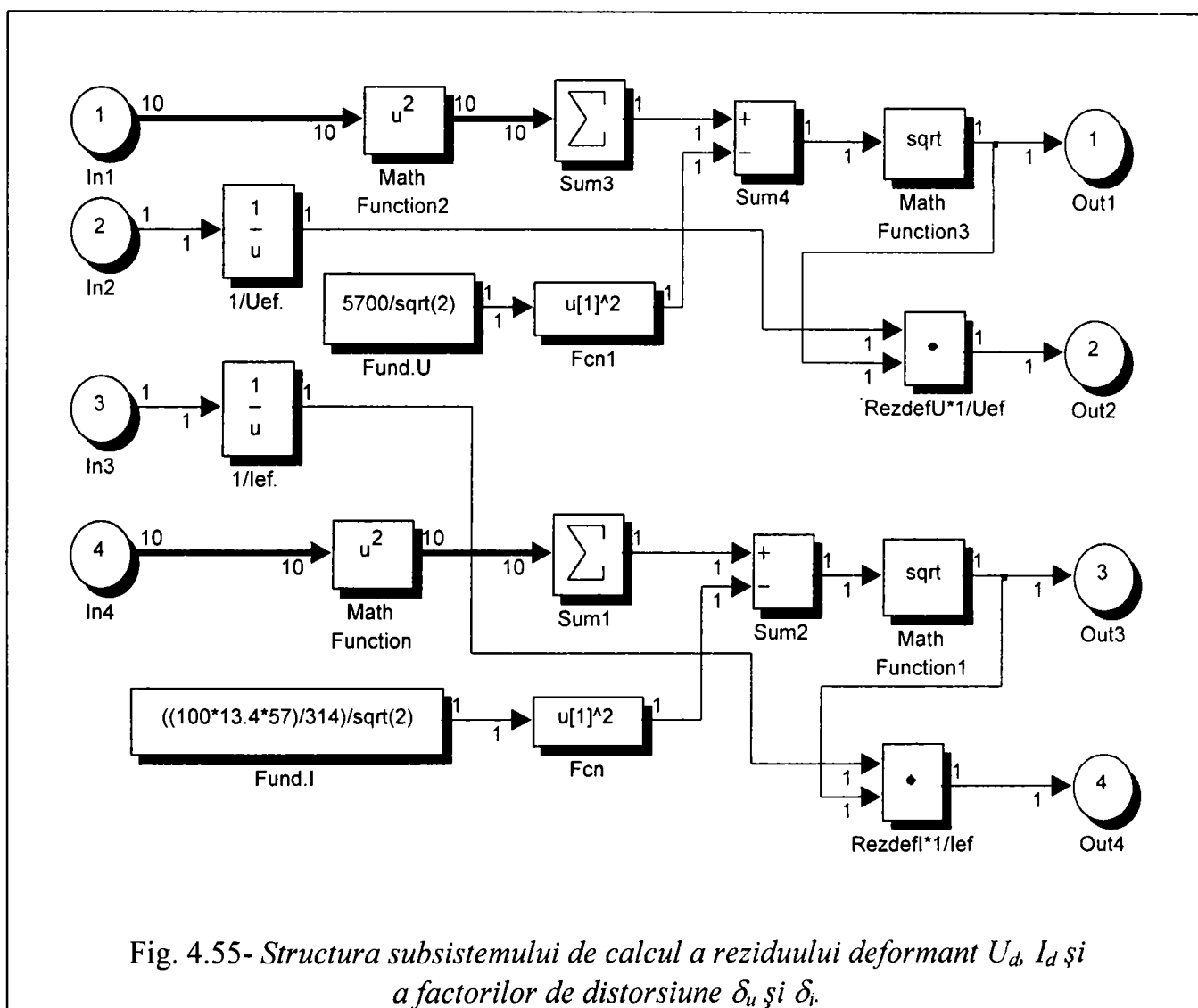


Fig. 4.55- Structura subsistemului de calcul a rezidului deformant U_d , I_d și a factorilor de distorsiune δ_u și δ_i .

Puterea activă (P) este structurată de două ori pentru a verifica corectitudinea informațiilor din structură, concret vizibilă în subsistemul de afișare a rezultatelor în figura (4.57). Paralelismul de calcul pentru puterea activă "P" a produs informația care determină obținerea de alegere a controlului de sistem, "timpul de calcul necesar pentru comanda în timp real" pentru sistemul cuptorului cu arc electric: integrarea în timp a puterii instantanee necesită un timp de calcul mult mai mare decât calculul puterii active în timp discret.

Alegerea reprezentării restrânse pe două perioade (4π rad) a curbelor de tensiune și curent electric este din motive de claritate grafică.

Abordarea în paralel a variantelor de calcul pentru mărimile regimului deformant, determină concluzia necesară abordării controlului instalației cuptorului cu arc electric în timp real, atunci când avem nevoie de timp de calcul cât mai mic posibil. Combinația subsistemelor în timp continuu cu cele în timp discret și folosirea structurilor optimizate de calcul este soluția algoritmilor de reglare în timp real. Exemplificarea cea mai convingătoare a funcționării structurii din figura (4.51) este dată de implementare ei concretă în interfața de programare **Matlab 5.2**.

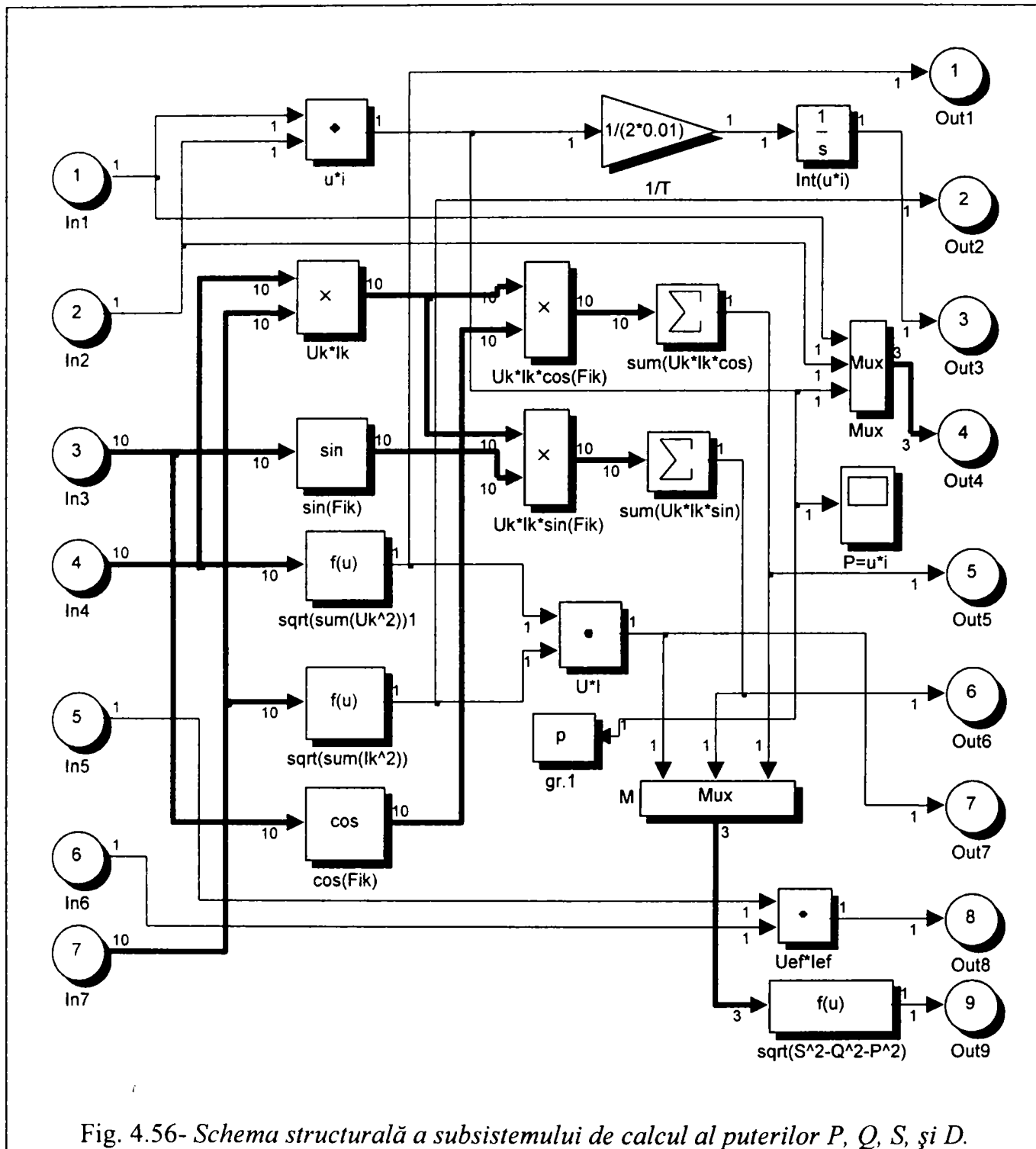
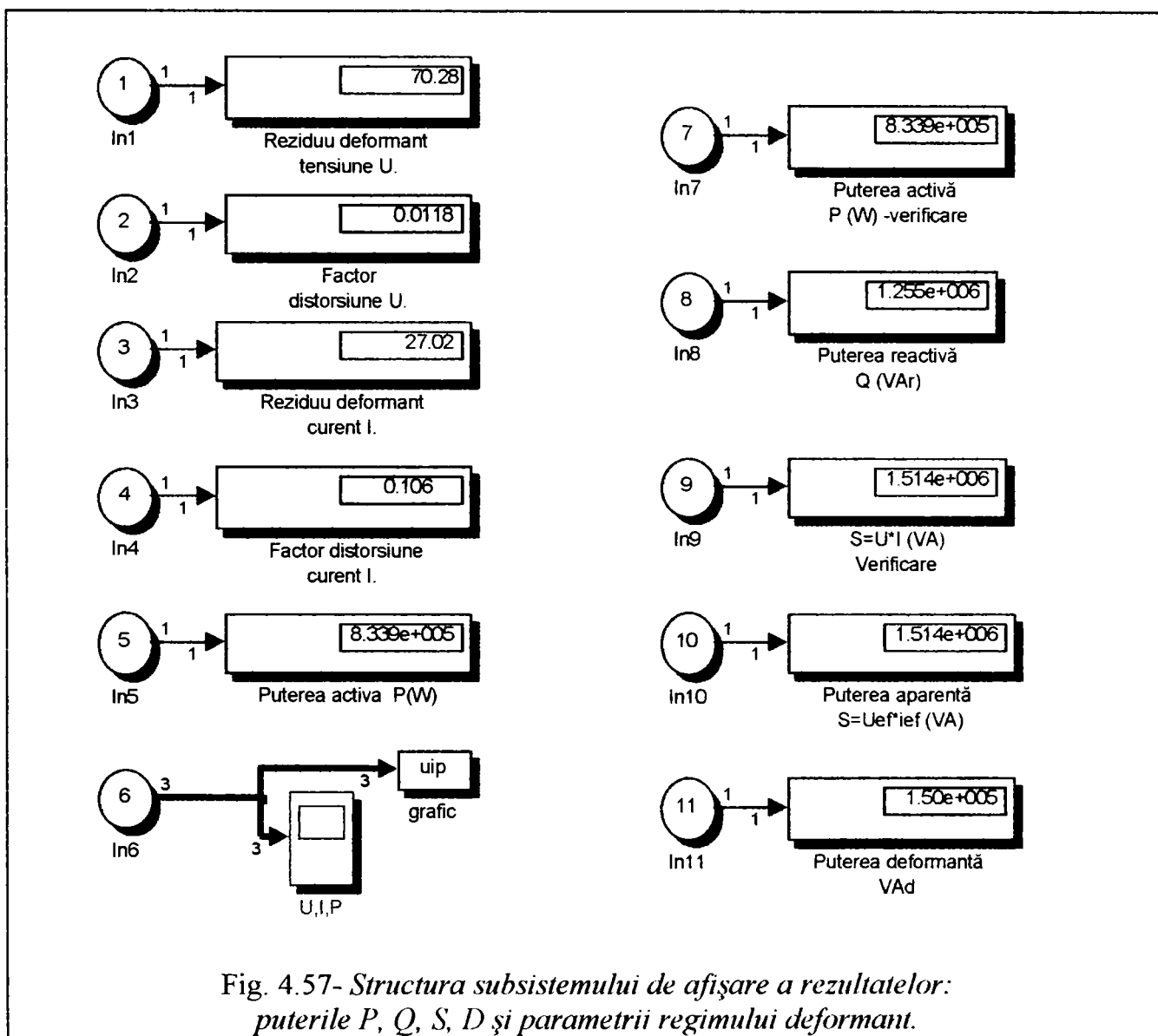


Fig. 4.56- Schema structurală a subsistemului de calcul al puterilor P , Q , S , și D .

Cele trei blocuri "funcție" $f(u)$ din figura (4.56) calculează: valorile efective pentru unda nesinusoidală de tensiune și curent, respectiv cel de-al treilea bloc calculează puterea deformantă (D).

Denumirile blocurilor din întreaga structură figura (4.56) indică și funcția îndeplinită, din această cauză detalierea funcționării structurii este ușor de urmărit. Descriptorii și parametrii blocurilor componente ale structurii compacte sunt macro-instrucțiuni de program apelabile din bibliotecile **Matlab 5.2**. De exemplu în utilizarea calculului numeric, se pot alege mai multe variante de rezolvare a ecuațiilor diferențiale (**ODE**)-"ordinary differential equations": **ode23s** (stiff/Mod. Rosenbrock), **ode15s** (stiff/NDF), **ode113** (Adams), **ode23** (Bgacki-Shampire), **ode45** (Dormand-Prince), ultima fiind utilizată concret în această structură.



Rezultatele figurii (4.57) ne indică un factor de putere inductiv.

Tabelul 4.6- Parametri regimului deformant, figura (4.57)

Reziduu deformant tensiune: $U_d=70.28[V]$.	Factor de distorsiune tensiune: $\delta_u=1.18[\%]$
Reziduu deformant curent: $I_d=27.02[A]$.	Factor de distorsiune curent: $\delta_i=10.6[\%]$.
Puterea activă: $P=833.9.1[kW]$.	Puterea reactivă: $Q=1255[kVAr]$.
Puterea aparentă: $S=1514[kVA]$.	Puterea deformantă: $D=150[kVAd]$.

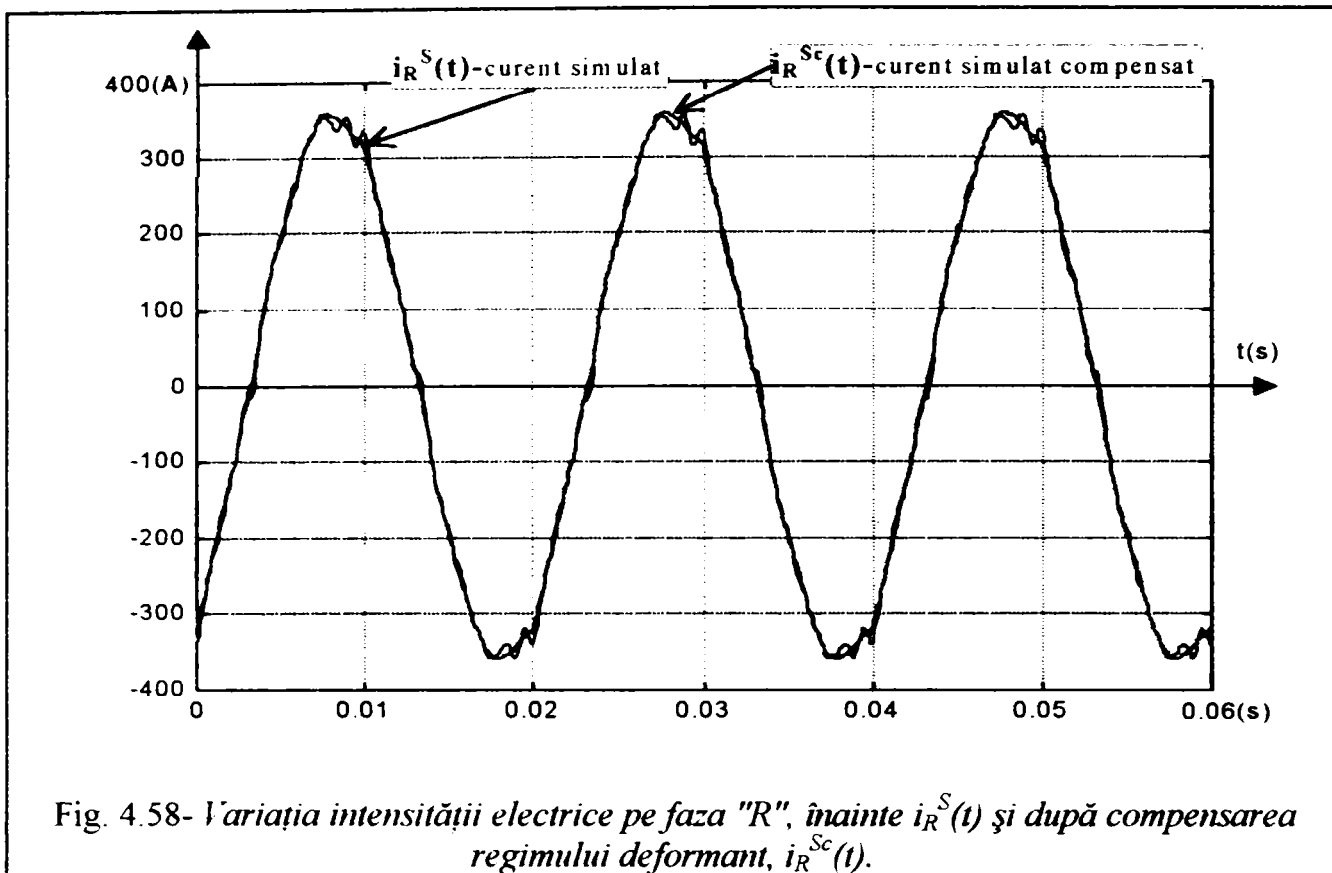


Fig. 4.58- Variația intensității electrice pe faza "R", înainte $i_R^S(t)$ și după compensarea regimului deformant, $i_R^{Sc}(t)$.

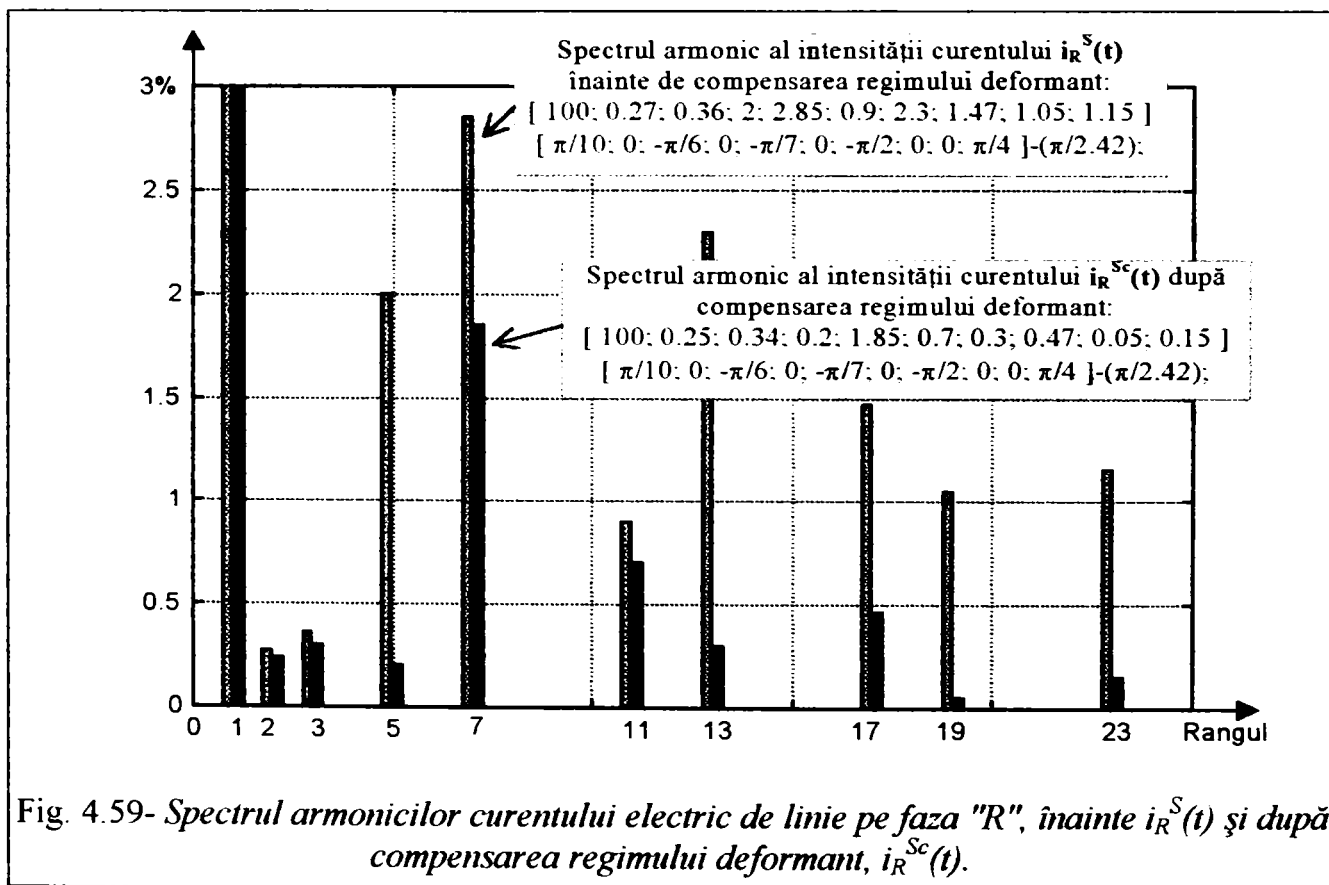


Fig. 4.59- Spectrul armonicilor curentului electric de linie pe faza "R", înainte $i_R^S(t)$ și după compensarea regimului deformant, $i_R^{Sc}(t)$.

Concluzie: În figura (4.58) s-a vizualizat curentul pe faza "R" înainte și după compensarea regimului deformant, $i_R^S(t)$ respectiv $i_R^{Sc}(t)$. Forma curentului simulat notat $i_R^S(t)$ este arătată comparativ cu forma curentului măsurat pe faza "R", în figura (3.22), $i_R(t)$, ceea ce notifică justetea modelului cuptorului cu arc și a măsurătorilor efectuate înainte și după compensarea regimului deformant.

5. COMPENSAREA REGIMULUI DEFORMANT LA INSTALAȚIA ELECTROTHERMICĂ A CUPTORULUI CU ARC ELECTRIC

Rețeaua (nodul) de alimentare a consumatorului în general prezintă o legătură de reacție (sau mai multe), deoarece orice circuit electric care conține cel puțin un element reactiv este și poate fi abordat sistemic (este un sistem de reglare automat) [133].

În particular (în regim deformant), reacția rețelei ne arată efectele în rețea ale regimului energetic deformant.

Soluțiile de atenuare a efectelor regimului deformant sunt [7], [20], [125], [148]:

- Izolarea consumatorului deformant de nodul de rețea, prin posibilitatea funcționării autonome.
- Racordarea consumatorului deformant în zone de rețea cu curenți de scurtcircuit mari (impedanțe echivalente mici), pentru ca tensiunile armonice create prin circulația curenților armonici prin aceste impedanțe mici, să fie mai reduse.
- Compensarea regimului deformant prin filtre absorbante de armonici.
- Compensarea statică a puterii reactive în condițiile regimului deformant (baterii de condensatoare incluse în filtrele de armonici, metodă eficientă de compensare a regimului deformant premergătoare compensării factorului de putere).

Compensarea regimului deformant este dificilă din motivele:

- a) variația în timp a mărimilor influențate de sarcina consumatorului deformant și de parametrii rețelei;
- b) variația statistică (de tip aleator) a consumatorilor deformanți (instalații cu procese stohastice), dificilă de modelat și măsurat.

O primă concluzie este abordarea sistemică a problemei compensării (compensare care rezultă din abordarea sistemică a rețelei în general). Abordarea sistemică (ca metodă generală) rezolvă absolut toate problemele (inclusiv problema regimului nesinusoidal).

Pentru compensarea regimului deformant la cuptorul cu arc electric am sintetizat un Compensator Adaptiv de Putere Reactivă și Deformantă, notat prescurtat "**CAPRD**" care rezolvă următoarele probleme, datorate regimului deformant al cuptorului electric cu arc:

1. *Calitatea energiei în sistemul în care este conectat cuptorul cu arc electric (regimul deformant).*
2. *Fenomenul de "flicker".*
3. *Îmbunătățirea factorului de putere.*

La instalația cuptorului cu arc electric apar fluctuațiile de tensiune (în amplitudine) de scurtă durată (fenomenul flicker de tensiune), care determină o calitate scăzută a energiei și care afectează defavorabil performanțele furnizorului de energie electrică.

5.1.-COMPENSATOR ADAPTIV DE PUTERE REACTIVĂ ȘI DEFORMANTĂ

Întreaga putere furnizată în sistem (MVA) la nivelul nodului de conexiune este formată din puterea activă (MW), și puterea reactivă (MVar). În utilizarea filtrului activ [147] (dezavantaj), pe măsură ce puterea reactivă crește, eficiența sistemului scade, pentru aceeași sarcină electrică de putere.

Puterea reactivă nu cauzează numai o scădere de tensiune ci și reduce capacitatea de transmisie a puterii active, crescând pierderile din sistem. În concluzie funcționarea la un factor de putere scăzut a cuptorului cu arc electric este nerecomandată.

Compensarea clasică a puterii reactive, cu baterii de condensatoare asociate cu bobinele filtrelor de compensare a armonicilor de curent, poate aduce în medie factorul de putere la nivelul dorit. Oricum comutarea clasică (operațiile de conectare și deconectare mecanică a bateriilor de condensatoare) nu sunt la nivelul comutatoarelor statice sau a variațiilor dese și rapide ale consumului de putere reactivă. Mecanismul de întrerupere a bateriilor de condensatoare generează curenți tranzitorii importanți. Energia electrică de calitate scăzută rezultă din aceste variații de putere, ea influențează orice instalație electrică. Sub anumite condiții, întreruperea /cuplarea bateriilor fixe de condensatoare poate duce la autoexcitații și/sau ambalări de mașini electrice, mai mult chiar, poate favoriza o condiție de

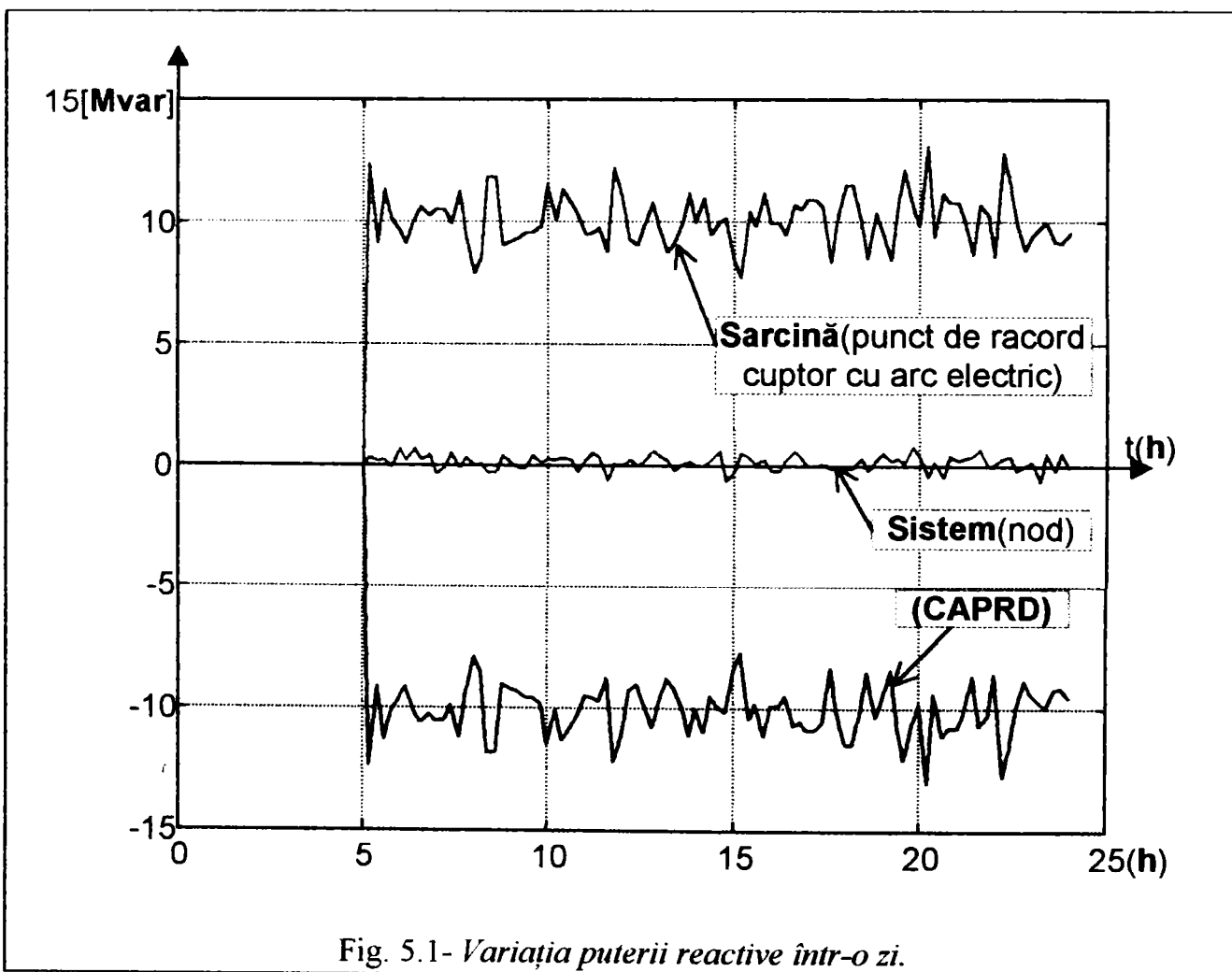


Fig. 5.1- Variația puterii reactive într-o zi.

rezonanță în sistem.

CAPRD-ul este un ansamblu convertor de capacități comutabile, care poate compensa cu succes în fiecare ciclu creșterile variabile ale puterii reactive, pentru orice schimbare rapidă în puterea reactivă cerută.

Modul de funcționare al compensatorului adaptiv **CAPRD** poate asimila funcționarea bateriilor de condensatoare existente și se pot dezvolta împreună. Datorită complexității controlului puterii reactive, **CAPRD** îndeplinește mai mult decât funcțiile de control al factorului de putere, realizează compensarea puterii reactive (cuplarea electronică a condensatoarelor) la trecerea prin zero a curentului la fiecare ciclu de variație a puterii reactive, și compensarea regimului deformant (compensarea armonicilor de curent prin cuplarea blocurilor de filtrare).

Compensatorul monitorizează tensiunea și intensitatea curentului electric pe fiecare fază independent și determină cea mai apropiată capacitate necesară pentru sarcina inductivă conectată pe faza respectivă, sau filtrul cel mai acordat pentru rejecția armonicilor.

Compensatorul poate funcționa în mod de operare manual sau automat. În figura (5.1) observăm variația puterii reactive ca efect al compensării. Posibilitatea obținerii de transmisii de date corelată cu modul de lucru automat poate fi monitorizată de dispecerul instalației, care urmărește câteva funcții globale:

- I. Funcția compensării puterii reactive realizată pe fiecare ciclu de variație.
- II. Compensarea regimului deformant la cuptorul cu arc electric.
- III. Predeterminarea nivelului de tensiune scăzut pe fiecare fază, independent sau în corelație cu algoritmi de comandă ai microprocesorului.
- IV. Calculează și predetermină factorul de putere pe fiecare fază.

Avantajele electrice ale compensatorului **CAPRD** sunt:

1. Reduce distorsiunile de curent.
2. Optimizează și compensează foarte rapid puterea reactivă.
3. Reglarea distorsiunilor de tensiune este importantă.
4. Realizează utilizarea maximă a bateriilor de condensatoare existente în sistem.
5. Reduce pierderile din sistemul electroenergetic.

Avantajele concrete asupra instalației industriale a cuptorului cu arc electric:

- Sporește reglajul tensiunii.
- Elimină fenomenul de flicker (de tensiune).
- În paralel cu îmbunătățirea factorului de putere se produce și compensarea armonicilor de curent.
- Scade prețul de cost al ansamblului de compensare (prin incrementarea valorilor capacităților).
- Reduce pierderile locale de energie.
- Prin creșterea calității energiei, rezultă o creștere a fiabilității echipamentului și a duratei de viață.
- Reduce vârfurile ascuțite de curent, asigură revenirea rapidă la situațiile stabile anterioare.

Operațiile de bază ale compensatorului adaptiv **CAPRD**:

Fiind cunoscute tensiunea și curentul, de pe fiecare fază și folosind semnale proporționale fazei curentului, se determină prin calcul capacitatea care trebuie conectată pe fiecare fază pentru a menține modul de operare dorit în instalația tehnologică deservită (parametrii impuși).

Sesizarea independentă a curentului reactiv pe fiecare fază, permite bateriilor de condensatoare să fie comutate independent, făcând compensatorul potrivit pentru sistemele de putere dezechilibrate și/sau necompensate.

Curba de tensiune sau de curent de pe circuitul de alimentare, este filtrată, semnalele respective fiind folosite de **CAPRD**, pentru ca determinarea compensării cerute să fie neafectată de deformarea curbelor (distorsiunea lor).

Bateriile de condensatoare sunt preîncărcate pe fiecare fază până la vârful negativ al tensiunii și rămân așa până când un semnal de comandă este aplicat elementelor de execuție, tiristoarelor de putere. Comenzile dispozitivelor de putere sunt date atâta timp cât vârfurile de tensiune sunt negative. La acest nivel, potențialul catodului tiristorului este zero (tensiunea la bornele tiristorului este zero) și coincide cu trecerea naturală prin zero a curentului bateriei de condensatoare. În acest mod nici o armonică nu este generată și nu tranzitează compensatorul **CAPRD**.

Dispozitivele multijoncțiune sunt activate optic și izolate galvanic de circuitele de înaltă tensiune, permițând **CAPRD**-ului să fie conectat la circuitele de tensiune ridicată.

Întreruperea fiecărui circuit de fază (comutarea pe fiecare circuit) constă în legarea capacităților serie și derivație, conectate mixt și în serie cu un tiristor. Circuitele proprii (inductanțele în serie) creează elementele de protecție pentru comutatoarele statice (tiristoare).

Dacă în circuitul (sau sistemul care trebuie compensat) apare un defect, se furnizează comanda pentru a face compensarea, și totodată se identifică natura funcționării anormale a sistemului. Funcționarea compensatorului **CAPRD** este condiționată de blocurile de protecție care analizează excitațiile proprii sau condițiile de rezonanță.

Principalele trăsături ale compensatorului **CAPRD**.

Următoarele cerințe redau principalele funcții și trăsături dezvoltate de compensatorul adaptiv:

- (a) Compensarea puterii reactive în fiecare perioadă.
- (b) Nici o deformare (distorsiune armonică sau tranzitorie) nu este generată, datorită algoritmului de reglare al compensatorului **CAPRD**.
- (c) Fiecare fază este compensată independent, făcând compensatorul **CAPRD** potrivit pentru a îmbunătăți dezechilibrele din sistemul de putere.
- (d) Tensiunea electrică, circulația puterii reactive, factorii de distorsiune de curent și de tensiune, factorul de putere sunt parametri menținuți la valorile specificate pentru toate variațiile sarcinilor reactive.
- (e) Încărcarea optimă a compensării (nivelul condensatoarelor conectate) cerute, este determinată și comutată (schimbată) prin comandă automată în ciclul de bază.
- (f) Condensatoarele sunt conectate în module de tip binar, dezvoltând trepte de compensare de orice valoare.
- (g) Rezonanța este inerent suprimată chiar într-un ciclu de variație a puterii reactive.
- (h) Compensatorul **CAPRD** poate fi monitorizat, accesat printr-o rețea de calculatoare.
- (i) Defectul componentelor din schemă (distrugerea unor condensatoare) este automat diagnosticat și controlerul unității centrale comandă furnizarea compensației optime pentru ceea ce rămâne (comutarea unităților rămase). În caz de eșec, compensatorul nu influențează sistemul la care este conectat.
- (j) Compensatorul **CAPRD** poate fi modular datorită modulelor de condensatoare.
- (k) Compensatorul **CAPRD** este alimentat de sistemul la care este conectat, nu are nevoie de o sursă specială de putere.

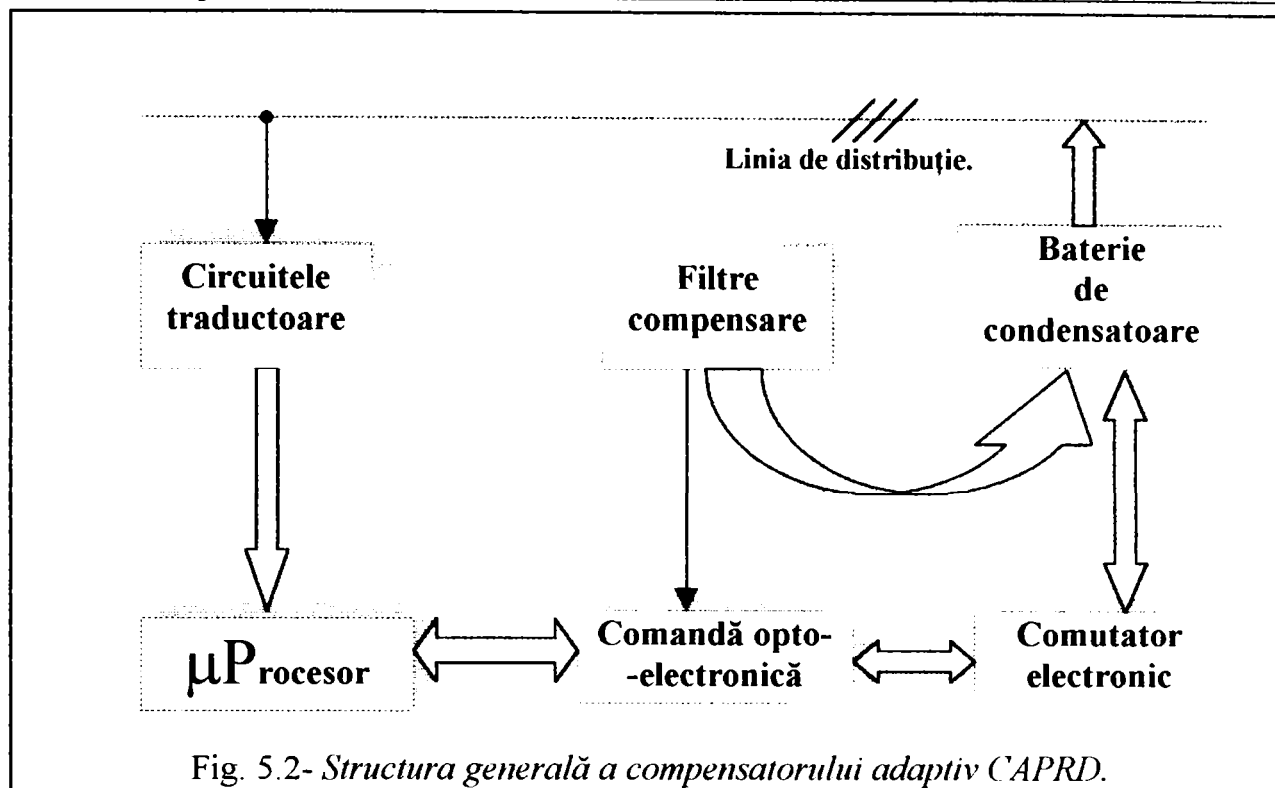


Fig. 5.2- Structura generală a compensatorului adaptiv CAPRD.

OBS. Dacă se penalizează realizarea unui factor de putere redus, atunci aceste câteva trăsături devin axiomatice pentru orice consumator electrotermic și nu numai.

Considerând controlul ca în figura (5.2), compensatorul **CAPRD** compensează cererea de putere reactivă ciclu după ciclu (ciclul are durata pe care o prescriem pentru actualizarea valorilor necesare în algoritmi de calcul ai puterii reactive necesare a fi compensate), producând un factor de putere instantaneu aproape de unitate.

Folosind comutatoarele electronice în locul întreruptoarelor mecanice, **CAPRD**-ul poate urmări evoluția sarcinii și evită producerea supratensiunilor și a curenților armonici.

5.1.1.-Descrierea compensatorului adaptiv de putere reactivă și deformantă (CAPRD).

Compensatorul adaptiv **CAPRD** este o instalație electronică care constă în principal din baterii de condensatoare conectate în paralel cu sarcina care trebuie compensată și din filtre de compensare (capacități+inductanțe) comutabile pentru compensarea regimului deformant. Capacitățile și inductanțele sunt comutabile independent, filtrele de armonici nu sunt cablate; "Schema unei instalații de urmărire a parametrilor de calitate ai energiei electrice" [7](10.11).

În funcție de rata puterii aparente (**kVA**), **CAPRD**-ul asigură și dezvoltă puterea totală reactivă, cerută de sarcina variabilă în timpul unui ciclu de variație a puterii reactive.

CAPRD-ul poate deasemenea opera cu controlul adaptiv al tensiunii, cu aceeași bază (cu același modul) al controlului reactiv, ca răspuns rapid la orice acțiune tranzitorie din sistemul de putere.

Utilizarea comenzilor și a comutărilor electronice, fenomene foarte rapide de răspuns, oferă calitatea compensării, prin asigurarea controlului de putere reactivă, care conduce la următoarele beneficii:

- stabilizarea tensiunii;
- reducerea pierderilor electrice;
- folosirea cu randament maxim a capacităților instalate;
- reducerea ponderii instalației cuptorului cu arc electric în curba de sarcină a nodului de racord;
- reducerea consumului de energie.

Principalele operații de bază.

Compensatorul **CAPRD** poate monitoriza continuu tensiunile și curentul de linie a nodului de sistem trifazat la care este conectată instalația electrotermică.

Măsurând valoarea instantanee a curentului la momentul trecerii prin zero a tensiunii se obține valoarea amplitudinii componentei inductive, controlerul μP -lui determină componenta capacitivă care trebuie conectată la fiecare fază pentru a realiza modul de operare selectiv: compensarea adaptivă a (**CAPRD**), și/sau controlul adaptiv al tensiunii.

Deoarece cei trei curenți de linie sunt monitorizați, unitățile capacitive și unitățile filtrante vor fi conectate/deconectate în mod independent, făcând **CAPRD**-ul potrivit pentru sistemele de putere trifazate total dezechilibrate.

Armonicile de tensiune și curent prezente în formele curbilor (din rețea) și folosite de **CAPRD**, sunt filtrate, asigurând calitatea compensării, deci funcționarea compensatorului nu este afectată de receptorul deformant (instalația electrotermică și de formele curbilor nesinusoidale).

Microprocesorul (μP)-controlerul folosește ca bază de date statistica întreruperilor/conectărilor unităților de condensatoare în fiecare ciclu pentru a minimiza amplitudinea curentului reactiv de putere (a nu se produce/exista putere reactivă excedentară în sistem).

Fiecare unitate capacitivă este preîncărcată la tensiunea negativă a sursei de alimentare și rămâne încărcată până când un semnal dreptunghilar este aplicat modulului variator de c.a (comutatorului electronic).

Semnalele de comandă sunt sincronizate pentru a produce comanda comutatoarelor electronice (pentru a intra în conducție), numai când tensiunea în sistem atinge vârful său negativ. În acest moment potențialul care se aplică prin comutatoarele electronice este aproape zero și corespunde trecerii naturale prin zero a curentului unității capacitive (a curentului capacitiv).

Folosind această tehnică, nici o armonică nu este generată de **CAPRD** și nici o armonică nu tranzitează din nodul de racord la receptorii liniari.

Comutatoarele electronice (dispozitive multijoncțiune), sunt izolate optic, de circuitele electronice de comandă, de aici rezultă eliminarea efectelor care decurg din fenomenele electromagnetice produse de curenții intenși.

Componentele principale (cu referire la schema bloc funcțională din figura (5.3):

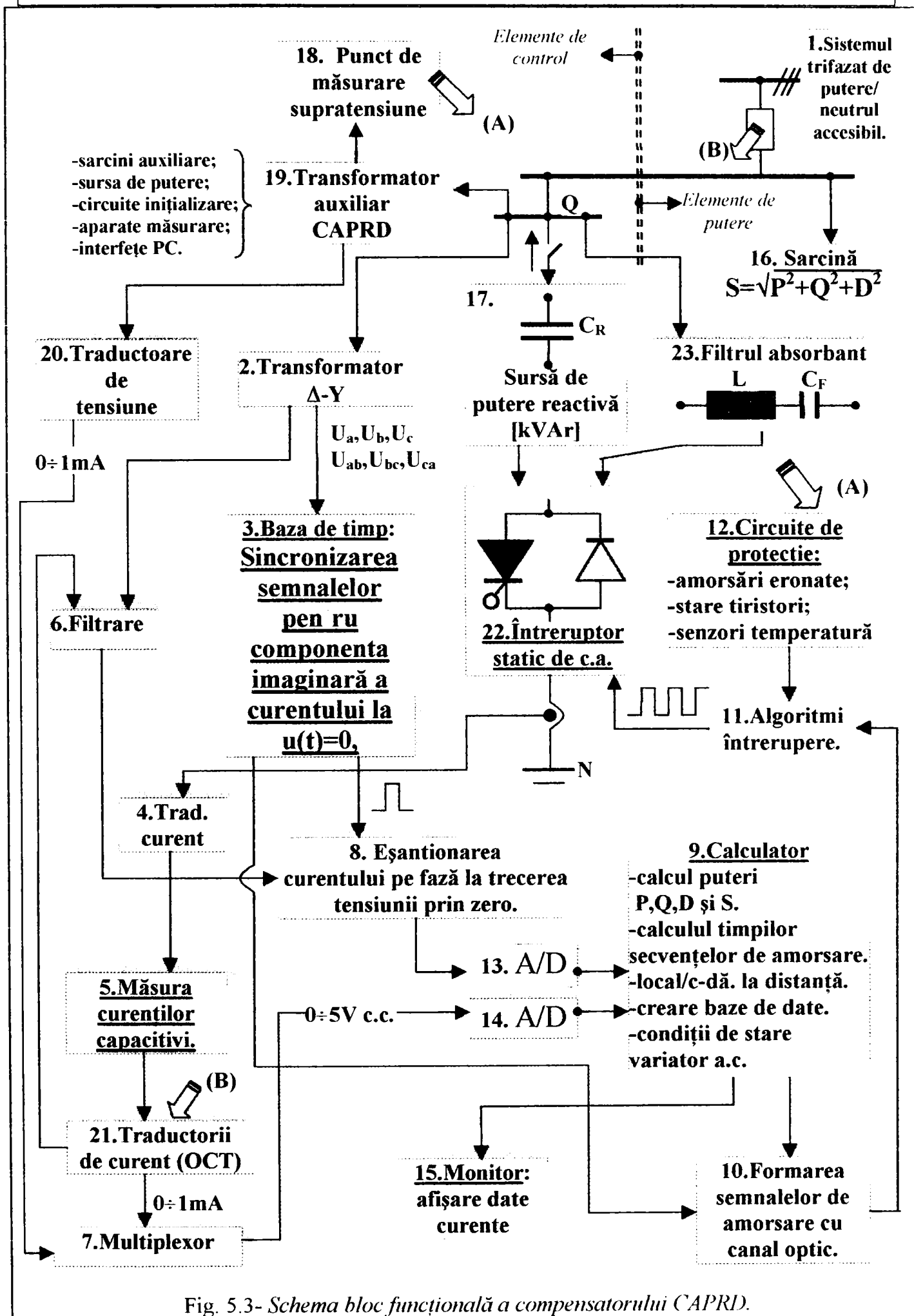


Fig. 5.3- Schema bloc funcțională a compensatorului CAPRD.

CAPRD-ul este compus în principal din componente electrice de putere, de exemplu condensatoare, bobine și componente electronice de putere (tiristoare, diode etc.), calculatorul (algoritmul de control al compensatorului) și echipamentul auxiliar.

Compensarea reactiv-deformantă este bazată pe conexiunea trifazată (1) cu neutrul accesibil, permițând controlul fazelor independent. Acest tip de conexiune și operațiile efectuate de **CAPRD** sunt funcții de dorit în sistemele electrice dezechilibrate.

Elementele capacitive (17) –condensatoarele.

Compensarea puterii trifazate reactiv-deformante, produsă de **CAPRD**, este divizată în câteva etape prin folosirea tehnicii binare de obținere a oricărei valori într-un interval de valori dat, utilizând un anumit număr de biți (în cazul în speță bitul de informație "1" este asimilat unei trepte de valoare unitară de capacitate conectată, bitul de informație "0" este pentru o valoare a unității capacitive deconectată). De exemplu: pentru mxim 256 trepte de reglare a compensatorului **CAPRD** avem nevoie de 8 unități fundamentale capacitive de valori precise, și astfel Q -puterea reactivă generată de întreaga baterie de condensatoare (puterea maximă instalată) este: $Q=(1+2^1+2^2+2^3+2^4+2^5+2^6+2^7)Q_1$, Q_1 -puterea electrică reactivă a bateriei de bază (unitatea elementară de compensare), care este stabilită pentru fiecare consumator (din datele statistice rezultate în urma măsurărilor). Numărul treptelor este deasemenea stabilit pentru fiecare utilizator în speță.

Puterea electrică reactivă totală a **CAPRD**-ului este $3 \cdot Q$. Elementele inductive sunt incluse în blocul (23), și formează împreună cu condensatoarele acordate (numite condensatoare filtrante, pentru a le deosebi de bateriile de condensatoare, numite condensatoare reactive), filtrele absorbante a armonicilor de curent, modul de conectare a acestor filtre elementare fiind analog cu cel al capacităților reactive.

Comutatoarele electronice de putere sunt dispozitive electronice de putere multijonctiune. Fiecare bloc capacitor este controlat de un comutator electronic de putere compus dintr-un tiristor și o diodă conectată în antiparalel (blocul 22)-Întreruptor static de c.a. Dioda îndeplinește două funcții de bază:

1. păstrează capacitățile fiecărui bloc de bază, încărcate la vârful valorii negative a tensiunii de alimentare și,
2. asigură o cale pentru curgerea curentului capacitiv pentru o jumătate de ciclu.

În timpul funcționării, de fiecare dată când tensiunea depășește valoarea zero, devenind negativă, diodele conduc, încarcă condensatoarele la valoarea de vârf negativă a tensiunii electrice. În acest punct, curentul compensatorului **CAPRD** își schimbă sensul și dioda încetează să mai conducă. Toate condensatoarele sunt preîncărcate și rămân așa până când un semnal de control ajunge la blocul (22) pentru blocare. În timp ce tiristoarele sunt blocate, rezistorii de evacuare descarcă energia stocată în condensatoare.

Unitatea de control (calculatorul)

Unitatea de calcul și control (9) monitorizează constant tensiunile electrice ale fazelor și curenții de linie în punctul de alimentare. Bazându-se pe valoarea amplitudinii componentei reactive a curentului, calculează cel mai apropiat timp la care se dă comanda (blocul 10, 11) pentru tiristorul bateriei de condensatoare, pentru a compensa cererea de putere electrică reactivă din acel moment. Dacă analiza spectrală decide conectarea unui bloc filtru absorbant (23) se produce simultan și această acțiune.

Compensarea maximă este realizată de **CAPRD** în rate de (kVar) pentru compensarea puterii reactive. Puterea deformantă este compensată de **CAPRD** prin rapida comutare a filtrelor absorbante acordate, iar puterea reactivă este produsă prin conectarea/deconectarea condensatoarelor de-a lungul următorului ciclu, dând un timp maxim de răspuns de 20ms.

Compensarea completă este efectuată când tensiunea electrică și curentul fazei respective sunt în fază. Pentru că compensarea se produce în trepte capacitive se introduce parametrul "rezoluția (kVAr)". Rezoluția este definită ca fiind puterea electrică reactivă maximă care poate fi scoasă din sistemul de alimentare sau injectată înapoi în sistem când CAPRD-ul operează în limitele kVAr-ului nominal.

Monitorizarea automată a CAPRD-ului. Accesul și comanda controlerului de la distanță se obține prin intermediul unui modem. Această funcțiune este utilă în mod particular în timpul compensării în timp real și a înregistrărilor în baza de date, deoarece permite ca circuitul de alimentare și instalația tehnologică să-și ridice performanțele după instalarea compensatorului.

Descrierea structurii schemei bloc funcționale figura (5.3):

- 1. Sistemul de alimentare trifazat.** Acesta este sistemul cu trei faze care conectează instalația electrotermică (sarcina care trebuie compensată). Compensatorul este proiectat să asigure cererea de putere reactivă și să asigure compensarea regimului deformant conform reglementărilor cu constrângeri maxime. Sursa de putere trebuie să dezvolte o putere activă P , precum și puterea reactivă necompensată ($\pm Q$).
- 2. Transformatorul Δ -Y.** Aceste transformatoare (transformatoare de tensiune coborâtoare, conexiunea "Y", până la (2.5V), asigură funcționarea blocurilor compensatorului CAPRD, alimentează cu sistemul de tensiune fază-fază și fază-nul.
- 3. Baza de timp (circuitele de sincronizare).** Semnalele de tensiune dezvoltate de transformatorul Δ -Y, sunt utilizate pentru a sincroniza eșantioanele curentului de linie la tensiunea fazei ce trece prin zero. Baza de timp asigură sincronizarea impulsului dreptunghiular pentru tiristoare, care apare la vârful negativ al undei de tensiune pe fază.
- 4. Transformatoarele de curent.** Asigură amplitudinea formei undei de curent. Valoarea efectivă este obținută de la un traductor de curent.
- 5. Bloc de măsurare** a amplitudinii curenților capacitivi ai compensatorului.
- 6. Filtrele.** Sistemul de curenți și de tensiune folosit de structura funcțională a compensatorului este filtrat de componentele armonice și distorsiunile tranzitorii, filtrele fiind localizate pe plăcile analogice ale compensatorului. Ele sunt analoage cu filtrele absorbante (blocul 23). Componenta reactivă a curenților de linie, la frecvența fundamentală este eșantionată și memorată. Valoarea de vârf a acestui curent reactiv este obținută direct din forma curentului, instantaneu la trecerea prin zero a tensiunilor de fază. Sincronizarea semnalelor pentru fiecare fază este dată de blocul (3).
- 7. Multiplexorul.** Curenții de linie, curenții capacitivi și sistemul de tensiuni sunt curbe măsurate de traductoarele (20 și 21), care convertesc aceste valori în semnale analogice de (0÷1mA). Multiplexorul, figura (5.4), face conversia la nivelul (0÷5Vc.c.), și asigură ieșirea serială la intrarea convertorului (A/D), (14). Se utilizează un multiplexor multicanal, fiecare dintre aceste valori de curent sau tensiune este actualizată de unitatea centrală a interfeței, și este afișată pe monitor, sub forma de valori medii și valori efective.
- 8. Eșantionarea componentei reactive a curentului.** Semnalele filtrate de la blocul (6) se transmit la blocul de eșantionare (8), care sesizează momentul trecerii prin zero a tensiunilor de fază și prin convertorul (A/D), (blocul 13), informațiile ajung la modulul calculator (9), figura (5.5). Componenta reactivă a fiecărei linii de curent filtrate este eșantionată în fiecare ciclu de variație al puterii, la valoarea sa de vîrf, după ce a fost convertită în semnal digital (blocul 13), este folosită de modulul calculator (9), pentru a calcula cererea (kVAr) din acel moment măsurat.

9. Calculatorul. Controlul centralizat (într-o unitate de calcul) are capacitatea de a actualiza în fiecare moment conectările/deconectările unităților capacitive și a filtrelor absorbante, în fiecare ciclu de variație al puterii, înregistrând comenzile într-o bază de date. Baza de date achiziționată de calculator în timp real, este utilizată la calcularea puterii reactive cerute și/sau la calculul compensării deformante. Bazate pe această cerință (kVAr), circuitele de control optimizează amorsarea secvențelor pentru tiristoare (blocul 10), ca să fie aplicate în timpul ciclului următor de variație al puterii. Sincronizarea amorsării semnalelor pentru tiristoare este transmisă prin canale optice la circuitele de inițializare a întreruperilor (blocul 11), sau la modulul variator (blocul 22). În cazul în care avem valoarea zero pentru componenta reactivă, controlerul păstrează secvența de inițializare nemodificată. Puterea reactivă este disponibilă și starea conducției tiristoarelor este afișată, aceste afișări sunt actualizate pentru operatorul uman în fiecare secundă.

10. Amorsarea semnalelor tiristoarelor prin canal optic. Setul de secvență triggerat produs de baza de timp (blocul 3) este memorat și format ca secvență de semnale care este transmisă prin interfața liniei optice. Aceste semnale optice trec prin algoritmi de întrerupere la modulul circuitelor de comandă, astfel încât sincronizarea pulsurilor corespunzând fiecărei faze sunt produse de baza de timp la valoarea vârfului negativ al tensiunii de fază. Semnalele de comandă pot avea o durată de 30÷50 grade electrice. Aceste impulsuri optice sunt convertite în semnale electrice și modulate în frecvență. Rezultă un tren de impulsuri, care este amplificat și aplicat porților tiristoarelor. Blocul (10) asigură curenții necesari alimentării ledurilor (IR), din compunerea optocuploarelor, de aproximativ (10mA).

11. Algoritmi de întrerupere. Semnalele optice pentru placa interfeței sunt înregistrate și recepționate (prin algoritmi de întrerupere) de dispozitivele montate pe placa de comandă a semnalelor de tiristor. Pulsul optic este reconvertit înapoi în puls electric, modulat la ieșirea generatorului autooscilant (25kHz). Rezultând un tren de impulsuri, este amplificat și aplicat în corespondență la porțile tiristoarelor, (printr-un puls transformator)-transformator de impulsuri, care furnizează izolarea galvanică între circuitul de putere și circuitele electronice. Se poate proceda și la comanda manuală a transformatoarelor de impulsuri (în sensul blocării tiristoarelor).

12. Circuitele de protecție. Trebuie prevăzute mai multe structuri logice de protecție:

- deteția contra amorsării eronate a tiristoarelor: după ce semnalul de comandă a fost aplicat tiristoarelor, și după o scurtă întârziere, curentul trece prin tiristorul respectiv și este măsurat. În cazul citirii valorii zero, situația detectată de neamorsare, inhibă amorsarea și întreruperile (algoritmi de întrerupere) spre tiristoare. Aceasta se face pentru a evita comutarea capacităților la alt moment decât la valoarea vârfului negativ de tensiune.
- deteția stării tiristoarelor: în cazul scurtcircuitării accidentale a tiristoarelor, o protecție adițională detectează eroarea și dezactivează algoritmi de întrerupere și reduce automat capacitățile. Această condiție e indicată pe monitorul de control, într-o categorie de avarie.
- senzori pentru măsurarea temperaturii: traductoarele de temperatură sunt plasate în radiatoarele tiristoarelor, și au ca scop dezactivarea semnalelor de comandă la depășirea limitei de temperatură.
- protecția maximală/minimală de tensiune: traductoarele de tensiune plasate pe transformatoarele auxiliare, dezactivează semnalele de comandă când tensiunea depășește limitele intervalului prestabilit.

13. și 14. Convertor analog-digital, de tipul TMS320C50, (Texas Instruments, DSP)

15. Monitor.

16. Sarcina (cuptorul electric cu arc).

17. Sursa de putere reactivă (module de condensatoare), cuprinde "8" grupe de condensatori care au una din armături legate la potențialul fazei, iar cealaltă armătură legată la blocul (22), fiecare condensator poate fi cuplat sau decuplat în paralel pe faza respectivă prin amorsarea grupului variator asociat.

18. Punct de măsurare supratensine, figura (5.6).

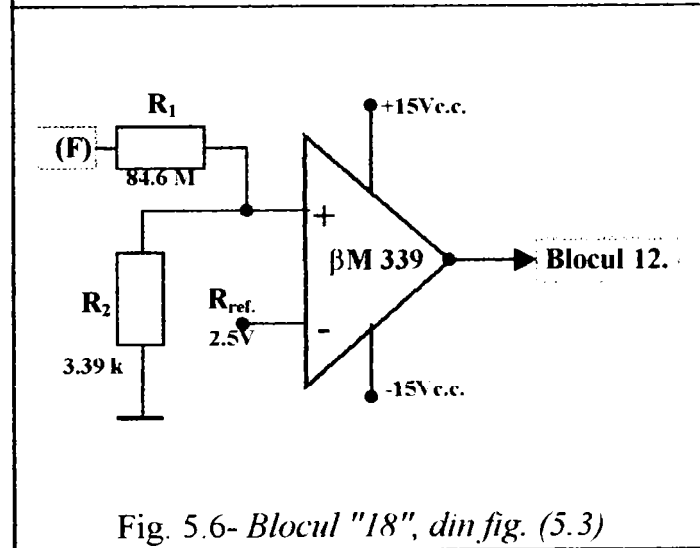
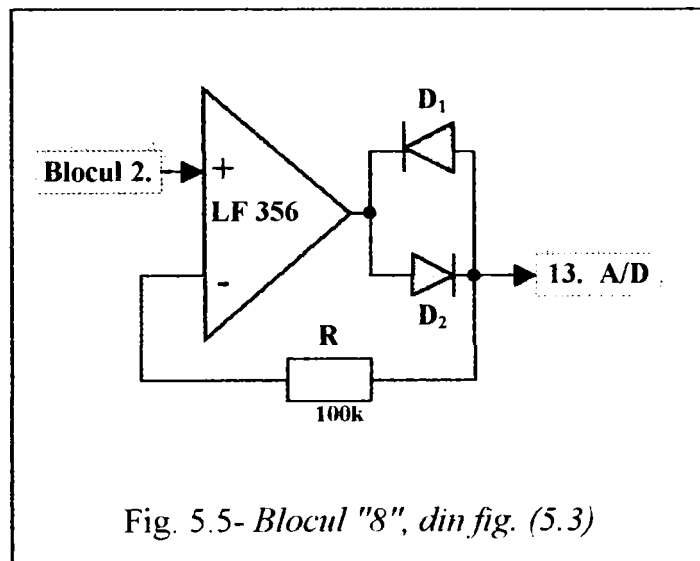
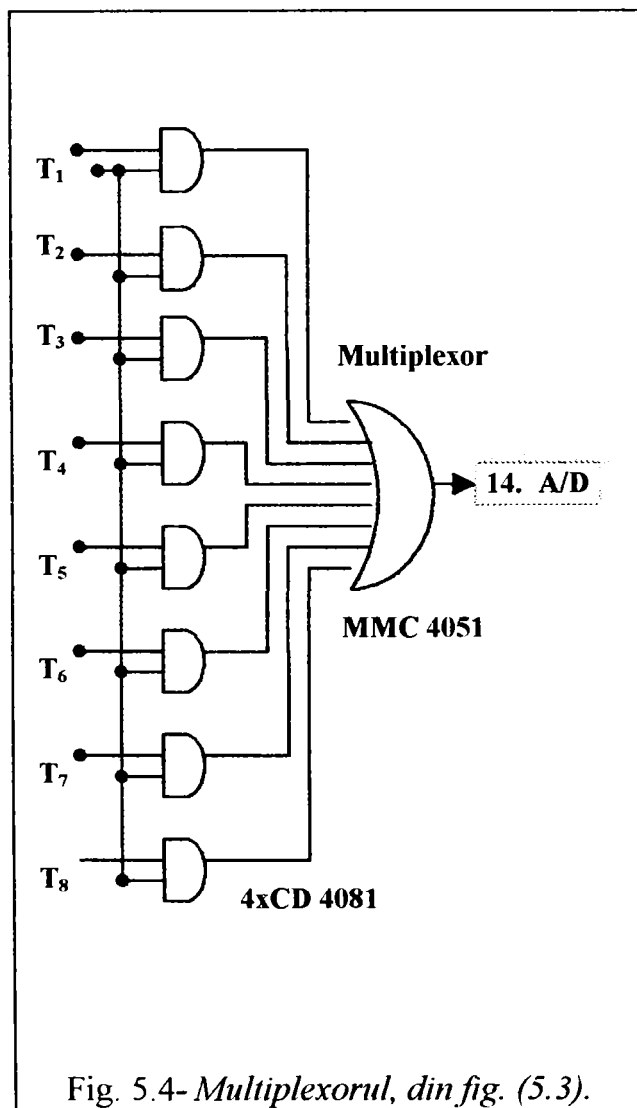
19. Transformatorul auxiliar al compensatorului. Îndeplinește mai multe funcții necesare pentru funcționarea optimă a celorlalte blocuri.

20. Traductoarele de tensiune, figura (5.7), transferă valorile tensiunii electrice efective apropiate celor normale pe o fază (6kV), în valori de (2.5V) acceptate de plăcile de achiziție.

21. Traductoarele de curent, (OCT- Optical direct Current Transducer), produs de firma ABB-Power Systems.

22. Întreruptor static de c.a., figura (5.8), este un modul de compensare dinamică. Pentru compensarea regimului deformant, condensatoarele se dispun în grupuri corespunzătoare armonicilor filtrante, fiecare grup fiind înseriat cu o bobină de rezonanță pe armonica respectivă.

23. Modulul unui filtru absorbant, cuprinde trei grupe de filtre, pentru armonicile "3", "5" și "7", comutabile prin câte un modul (22).



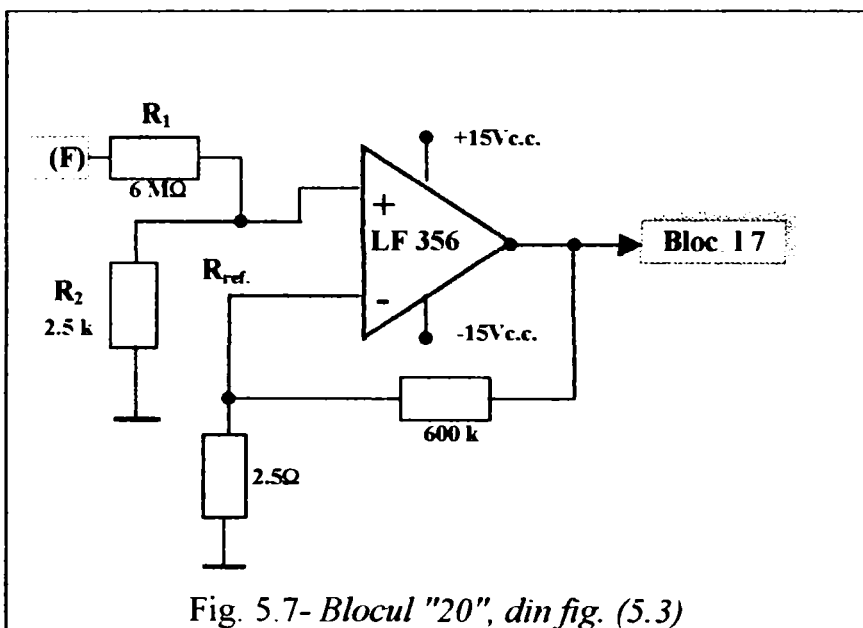
Pentru sesizarea momentului trecerii prin zero a tensiunii de fază se folosește amplificatorul operațional realizat cu LF356, figura (5.5) diodele (D₁), (D₂), și (R).

Acest circuit în configurația indicată are proprietatea că realizează o amplificare egală cu "1" pentru semnale mai mari de 0.5Vc.c., pragurile de deschidere a diodelor (D₁) și (D₂), și o amplificare foarte mare (peste 100000), pentru semnale mai mici de 0.5Vc.c., în acest fel este sesizată cu mare precizie momentul trecerii prin zero, a tensiunii de fază care se aplică blocului (8), prin transformatoarele de tensiune coborâtoare ale blocului (2), cu valoarea medie de 2.5V.

Divizorul (R₁, R₂) din figura (5.6), prelevează o fracțiune din tensiunea de fază, o divide cu valoarea de (2400), rezultând o valoare de 2.5[V], atunci când vârful tensiunii de fază ajunge la 8.46 [kV].

Această tensiune prelevată se aplică la intrarea neinversoare a comparatorului de tensiune (BM 339). La intrarea inversoare a comparatorului se aplică tensiunea de referință de 2.5[V].

În momentul depășirii tensiunii de vârf a fazei, comparatorul asigură semnalul de nivel "1" la ieșire și activează circuitele de protecție.



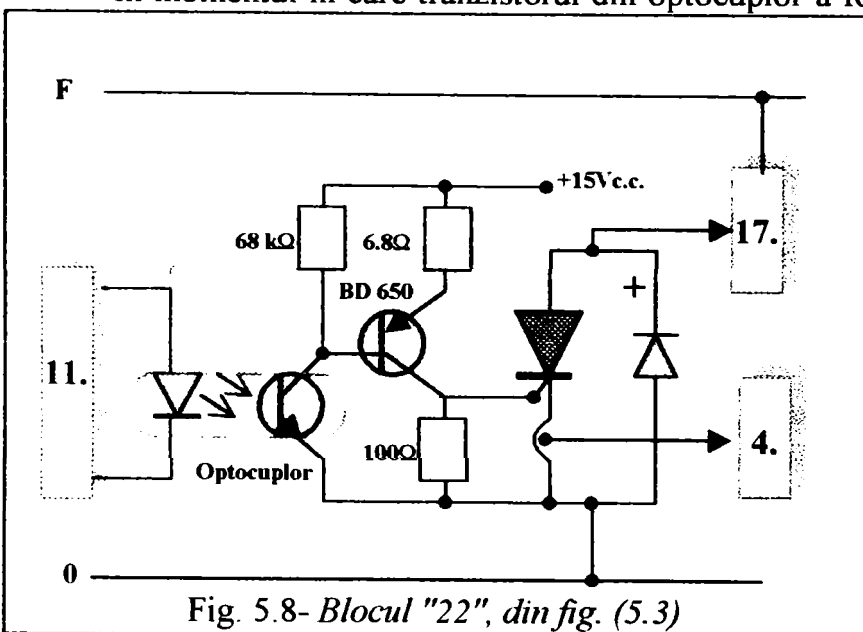
Cu ajutorul unui circuit operațional (LF 356), figura (5.7), care realizează o amplificare egală cu 2400 și la care i se aplică la intrare printr-un divizor cu 2400, tensiunea de fază, se realizează traductorul de tensiune propriu-zis.

Divizorul de intrare (60MΩ/ 2.5kΩ) și amplificarea operaționalului (600kΩ/2.5V) asigură la ieșirea operaționalului valori de tensiune care se transmit prin multiplexorul (7), la

blocul (14).

Comanda de amorsare a tiristorului figura (5.8) se asigură de către un amplificator de curent continuu, realizat cu tranzistorul (BD 650), comandat la rândul lui de către fototranzistorul din optocuplor.

În momentul în care tranzistorul din optocuplor a fost activat, fascicul (IR), curentul



ce parcurge fototranzistorul asigură curentul de bază tranzistorului (BD650-Darlington), iar acesta asigură tiristorului un curent de poartă până la 0.5[A]. Rezistorul montat între poartă și catod (100Ω) micșorează sensibilitatea la paraziți. Tranzistorul este conectat în catod, prin blocul (4), informații reale despre amorsarea sau neamorsarea tiristorului.

6.-COMPENSAREA REGIMULUI DEFORMANT LA TRANSFORMATORUL DE SUDARE CU ARC ELECTRIC PRIN SINTEZA FORMEI DE UNDĂ.

Sistemele moderne de control al indicatorilor de calitate ai energiei electrice, rezolvă cerințele de urmărire în timp real al parametrilor regimului deformant, cu ajutorul filtrelor active de putere pentru compensarea armonicilor superioare de curent.

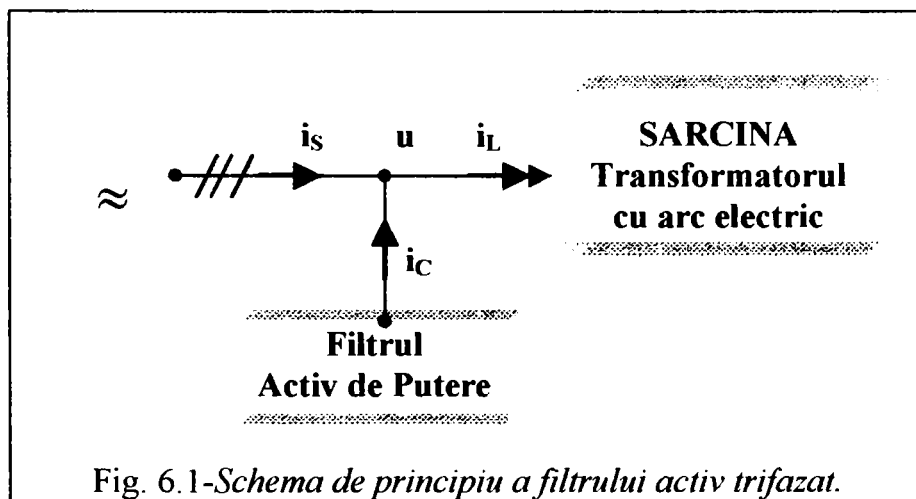
O alternativă pentru înlocuirea filtrelor pasive de putere o constituie filtrele active de putere [6], [65]. Filtrul activ de putere este comandat pe baza informațiilor privind forma curentului electric " i_L " absorbit de sarcina neliniară și controlează în mod continuu, forma curentului electric " i_s ".

În [147] se prezintă un filtru activ de tip VSI care este controlat de un controler cu două trepte, la care se adaugă perturbarea (curentul de sarcină). Această metodă devine instabilă, dacă sarcinile capacitive trebuiesc compensate. Filtrul activ este folosit în sistemul electric de putere pentru a compensa nu numai curenții reactivi ai frecvenței fundamentale, dar și curenții armonici. El este echipat cu inverter de tensiune PWM-(VSI) sau inverter de curent PWM-(CSI)- Current Source Inverter. Filtrele active echipate cu tranzistoare, au unități de măsură până la 100 kVAr [147] și sunt potrivite pentru compensarea puterii reactive în rețeaua de joasă tensiune.

Se poate sintetiza o metodă de control cu un controler de rețea suprapus, când sistemul dinamic devine mai redus. Algoritmul fără un controler de curent la rețea poate fi deasemenea folosit prin compensarea capacității sarcinii, dacă condensatoarele de filtrii adiționali sunt instalați în sistemul de putere.

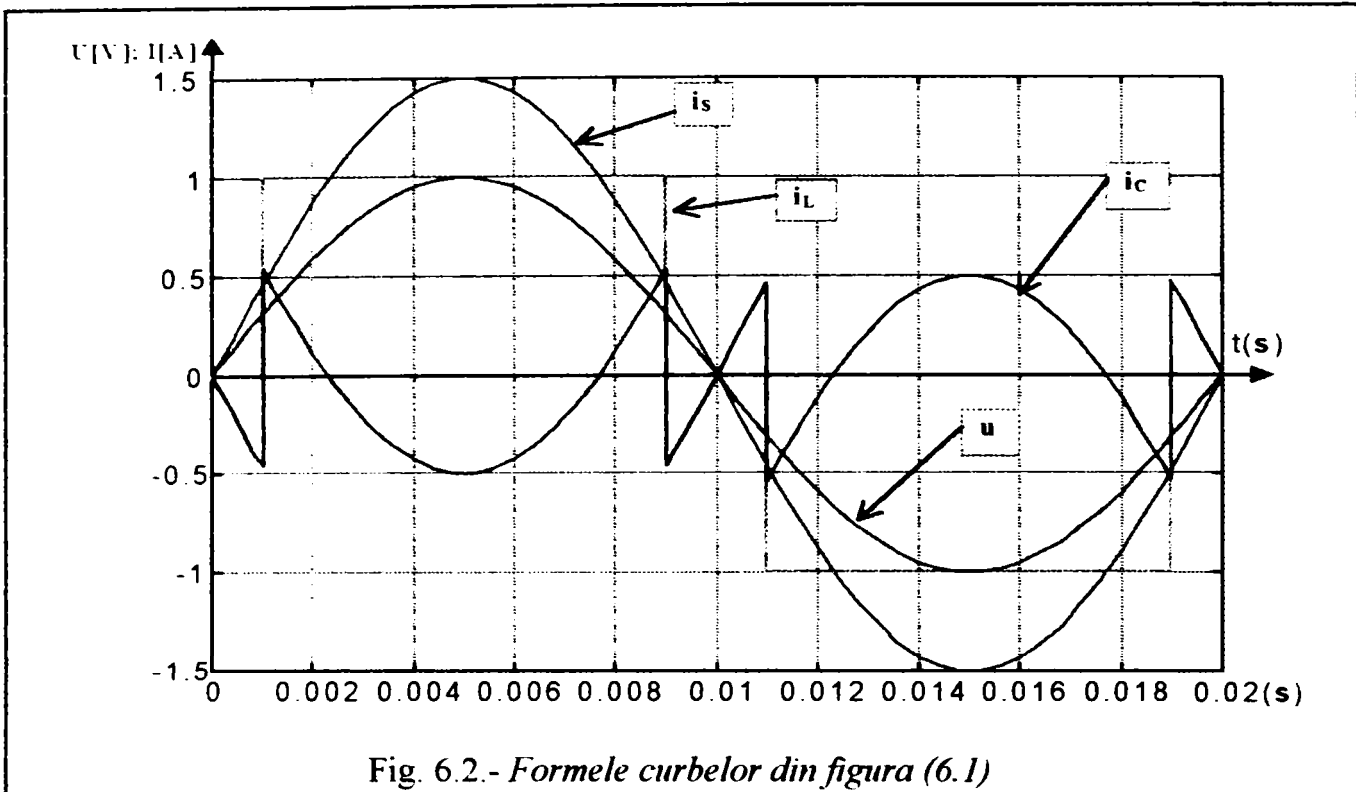
6.1.- FILTRE ACTIVE DE PUTERE PENTRU COMPENSAREA ARMONICILOR SUPERIOARE DE CURENT.

Un filtru activ de putere elimină armonicile de curent existente în rețeaua de tensiune

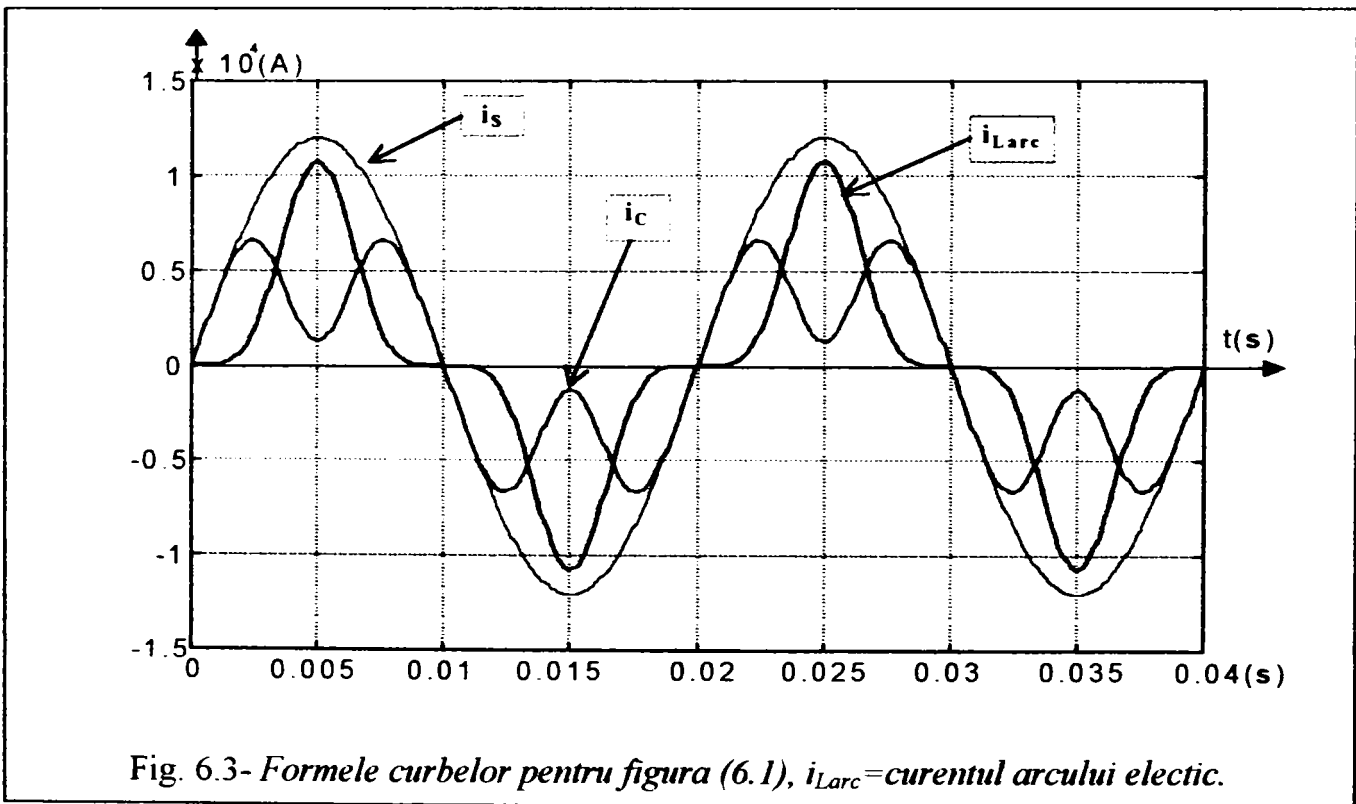


continuă prin injectarea unui curent compensator în rețea. În mod ideal, curentul compensator trebuie să aibă o formă identică cu forma curentului de armonici superioare. Filtrul Activ de Putere (FAP) cu sursă de curent [65], asigură un curent " i_c ", astfel încât curentul " i_s " absorbit din rețeaua de alimentare să

fie sinusoidal. Schema de principiu monofilară este în figura (6.1) și formele curenților electrici din circuit sunt în figura (6.2), unde " i_L " este formă rectangulară (sumă complexă de armonici impare):



În figura (6.3) sunt arătate curbele curenților (i_s , i_c , i_{Larc}):



În [6] se prezintă filtre active de putere pentru rețele trifazate cu element de stocare inductiv și cu element de stocare capacitiv. Un sistem de comandă menține energia stocată în elementul reactiv între anumite limite, elementul reactiv putând fi capacitiv sau inductiv, figura (6.4).

Pentru reducerea puterii instalate în filtrele active, se pot folosi combinații între filtrele pasive și filtrele active, acestea din urmă având puteri de cca. 10 ori mai mici ca a celor pasive [6].

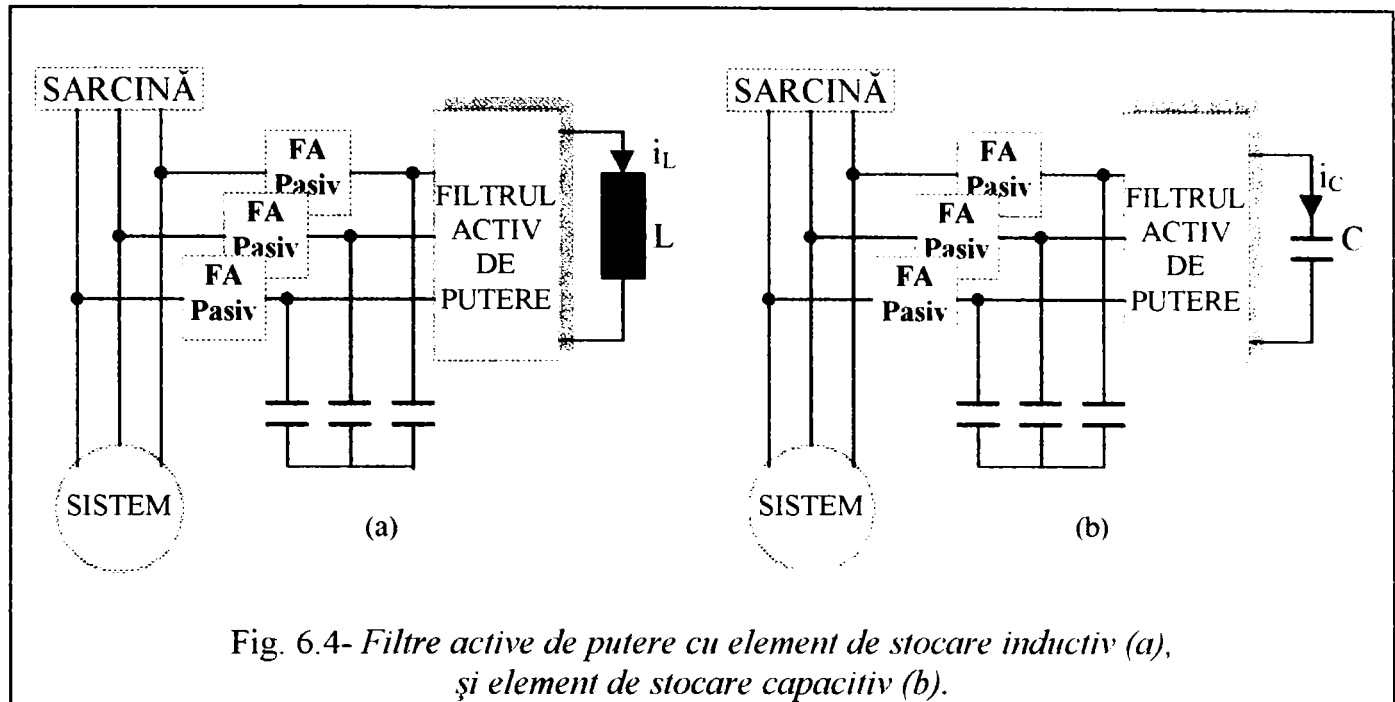


Fig. 6.4- Filtre active de putere cu element de stocare inductiv (a), și element de stocare capacitiv (b).

Sistemul combinat dintre un filtru pasiv absorbant și un filtru activ redat în figura (6.4) prezintă următoarele dezavantaje mai importante [6]:

- filtrul pasiv are dimensiuni foarte mari fiind constituit din condensatoare de tensine alternativă voluminoase, deoarece ele trebuie să suporte supratensiuni ridicate. Puterea acestui filtru reprezintă cca. 50% din puterea sarcinii producătoare de armonici.
- schema de comandă este complexă și siguranța în funcționare redusă. În cazul nefuncționării filtrului activ, filtrul pasiv se poate distruge dacă există condiții favorabile pentru aceasta în rețeaua de distribuție.
- prețul de cost este ridicat.

O soluție care descrie un sistem combinat de filtrare dintre un filtru pasiv cu condensatoare conectate în paralel cu diode, figura (6.5), și un invertor de putere redusă, care să nu aibă dezavantajele de mai sus, oferă o metodă de compensare a puterii reactive solicitate de către un consumator de energie electrică.

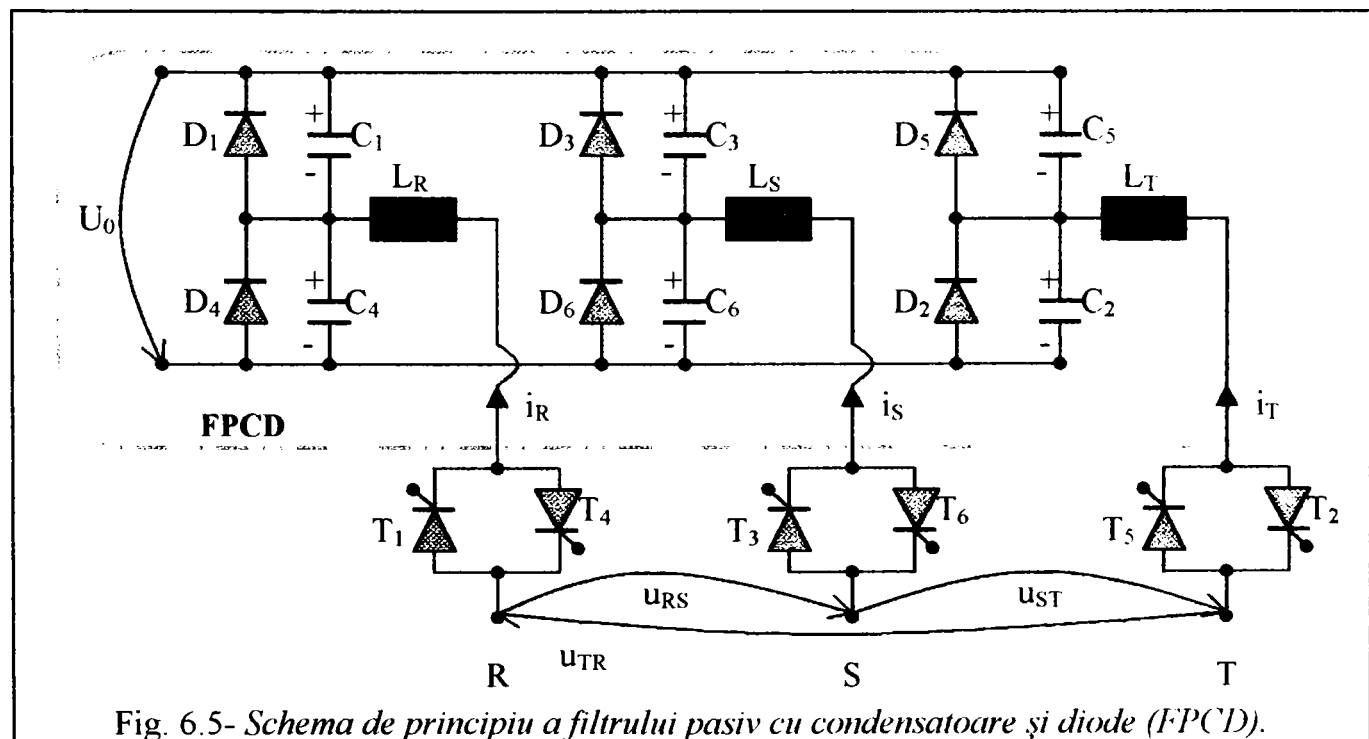


Fig. 6.5- Schema de principiu a filtrului pasiv cu condensatoare și diode (FPCD).

În figura (6.5) este redată schema de principiu al unui Filtru Pasiv cu Condensatoare și Diode (FPCD), filtru trifazat compus din 6 condensatoare ($C_1 \div C_6$), 6 diode ($D_1 \div D_6$), și trei bobine L_R, L_S, L_T , conectate la cele trei faze ale sistemului trifazat.

Tensiunea U_0 are valoarea egală sau mai mare decât valoarea maximă a tensiunii dintre două faze. Tensiunea U_0 crește la o valoare $U_0 + \Delta U$ prin deschiderea în intervale mici de timp a diodelor ($D_1 \div D_6$). Puterea instalată în diodele ($D_1 \div D_6$) este de câteva procente din puterea filtrului pasiv format din bobinele L_R, L_S, L_T și condensatoarele ($C_1 \div C_6$).

În figura (6.6) este redată schema de principiu a unui sistem de filtrare combinat compus din filtrele pasive pentru armonicile 5, 7 și 11, FPCD₍₅₎, FPCD₍₇₎, și FPCD₍₁₁₎, un condensator (C_0) de capacitate mai mare decât ($C_1 \div C_6$), și un inverter PWM având o putere de maximum 5% din puterea totală a filtrelor pasive [6]:

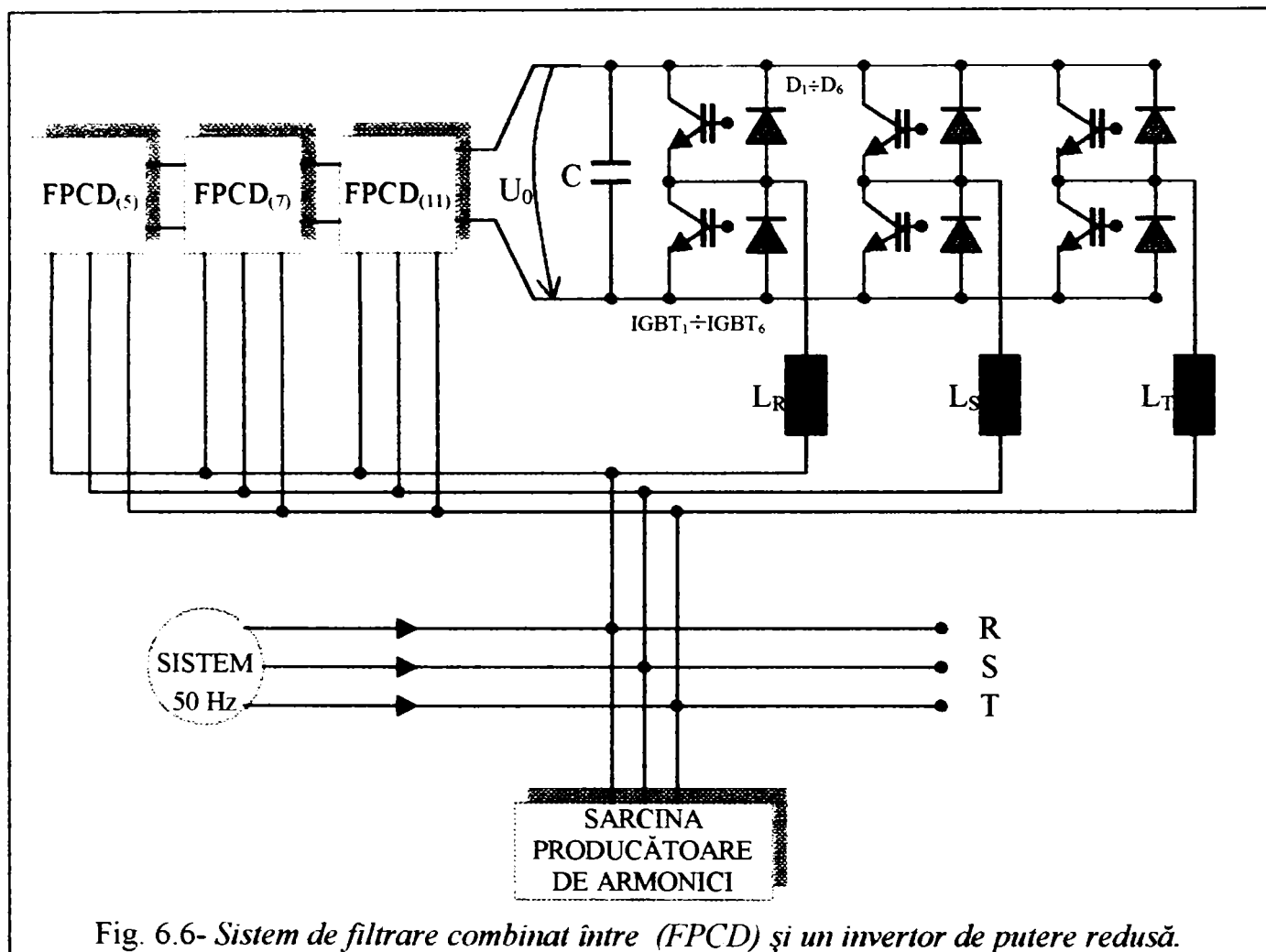


Fig. 6.6- Sistem de filtrare combinat între (FPCD) și un inverter de putere redusă.

În regim normal de funcționare a filtrelor pasive, figura (6.6), tensiunea U_0 aplicată pe condensatorul (C) se menține constantă și inverterul nu funcționează. Dacă tensiunea U_0 crește peste o valoare admisă în urma unor perturbații produse în rețeaua trifazată, inverterul intră în funcțiune până ce tensiunea U_0 scade la valoarea admisă.

Din analiza principiilor de comandă ale sistemelor de compensare redată în figurile (6.4) și (6.6) se desprinde următoarea deosebire importantă dintre ele: în timp ce la prima variantă, figura (6.4) se controlează 3 curenți, iar dacă se extinde aplicația și la compensarea puterii reactive în trepte, numărul de curenți controlați este în creștere, iar la varianta a doua, figura (6.6) se controlează o singură tensiune notată U_0 , indiferent de numărul filtrelor pasive și al secțiunilor de compensare a puterii reactive.

Schema de comandă pentru sistemul de compensare din figura (6.6) este mai simplă.

6.2.- FILTRUL ACTIV CU SINTEZĂ (FAS).

Presupunând că de la rețea se alimentează o sarcină producătoare de armonici de curent și solicitatoare de putere reactivă, instalația completă de compensare s-ar compune din:

- filtre pasive acordate pe armonicile de ordin $k=5, 7$ și 11 realizate cu 3 bobine, 6 condensatoare și 6 diode la fiecare FCPD, figura (6.6);
- compensator de putere reactivă realizat din N secțiuni formate din 6 condensatoare, 6 diode, 3 inductanțe și 6 tiristoare normale, figura (6.5);
- inverter PWM trifazat de mică putere, format din 6 tranzistoare IGBT și 6 diode care preiau surplusul de energie primit de condensatoare (inclusiv C) la perturbații în rețeaua trifazată

Dezavantajele sistemelor de filtrare combinate dintre filtrele pasive cu condensatoare conectate în paralel cu diode (FPCD) și inverter de putere redusă prezentate în [6], [65] sunt eliminate de Filtrul Activ cu Sinteză (FAS) prezentat în continuare.

6.2.1- Principiul Filtrului Activ cu Sinteză (FAS).

Unele sarcini, deși se alimentează cu tensiuni sinusoidale, absorb curenți neliniari (de exemplu apar brusc, sau variază sinusoidal pe porțiuni, sau dispar pentru un timp). Din această categorie face parte și transformatorul de sudare cu arc electric, circuitul "B", figura (2.82).

S-a impus necesitatea, realizării unui filtru activ care să fie intercalat în serie cu sarcina neliniară, cazul în speță fiind circuitul "B", și care să fie capabil să absoarbă de la rețea curenți sinusoidali și să debiteze în sarcină curenți pe care ea le solicită, de orice formă.

Astfel de filtre trebuie să fie niște sisteme cu reglare automată care să absoarbă de la rețea curenți ce oscilează ca amplitudine în jurul anvelopei unui curent sinusoidal și să alimenteze cu curent sinusoidal un rezervor oscilant, numit acumulator de energie reactivă.

Deci filtrul alimentează cu curent sinusoidal de la rețea, acest acumulator oscilant (la frecvența de 50 Hz), iar acumulatorul oscilant alimentează circuitul sarcinii cu curenții pe care ea îi cere, indiferent de formă, figura (6.7).

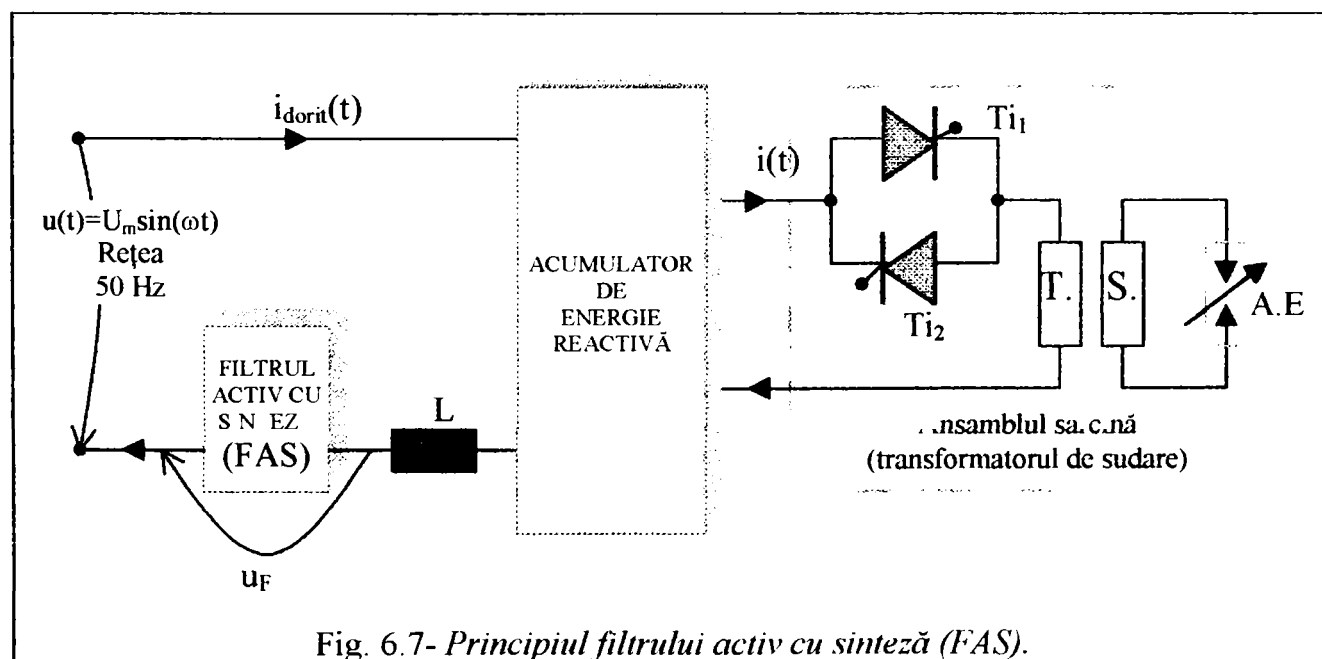


Fig. 6.7- Principiul filtrului activ cu sinteză (FAS).

Acumulatorul de energie reactivă este un circuit oscilant (LC) derivație acordat pe frecvența de 50 Hz, figura (2.48). Acest acumulator de energie reactivă este alcătuit din elemente pasive (o bobină și un condensator), care să aibă puterea necesară alimentării sarcinii.

Mai complicat, dar totuși în cea mai simplă compunere posibilă este filtrul activ cu sinteză (FAS), care trebuie să joace un rol activ și inteligent (să se adapteze la ce i se cere și să asigure din ceea ce are).

Principiul reglării la filtrul activ cu sinteză (FAS).

Unitatea filtrului activ cu sinteză (FAS) este arătată în figura (6.7). Funcționarea filtrului poate fi văzută în figura (6.8), acolo se indică care elemente sunt active în corespondență cu intervalele de timp corespunzătoare.

Asigurarea capacității condensatorului (C) poate fi asumată în intervale de timp scurt, cum se arată în figura (6.8), unde tensiunea electrică a condensatorului (C), figura (6.12).este practic constantă.

Când curentul curge prin perechea de semiconductoare potrivite, condensatorul (C) este conectat în linia circuitului, incrementează valoarea curentului de sarcină $i(t)$ cu valoarea curentului dorit (i_{dorit}) și astfel se descarcă condensatorul, figura (6.8).

Efectuându-se comutările după modul de operare descris în figurile (6.14) și (6.15), cea mai bună adaptare la valoarea efectivă a curentului dorit se produce.

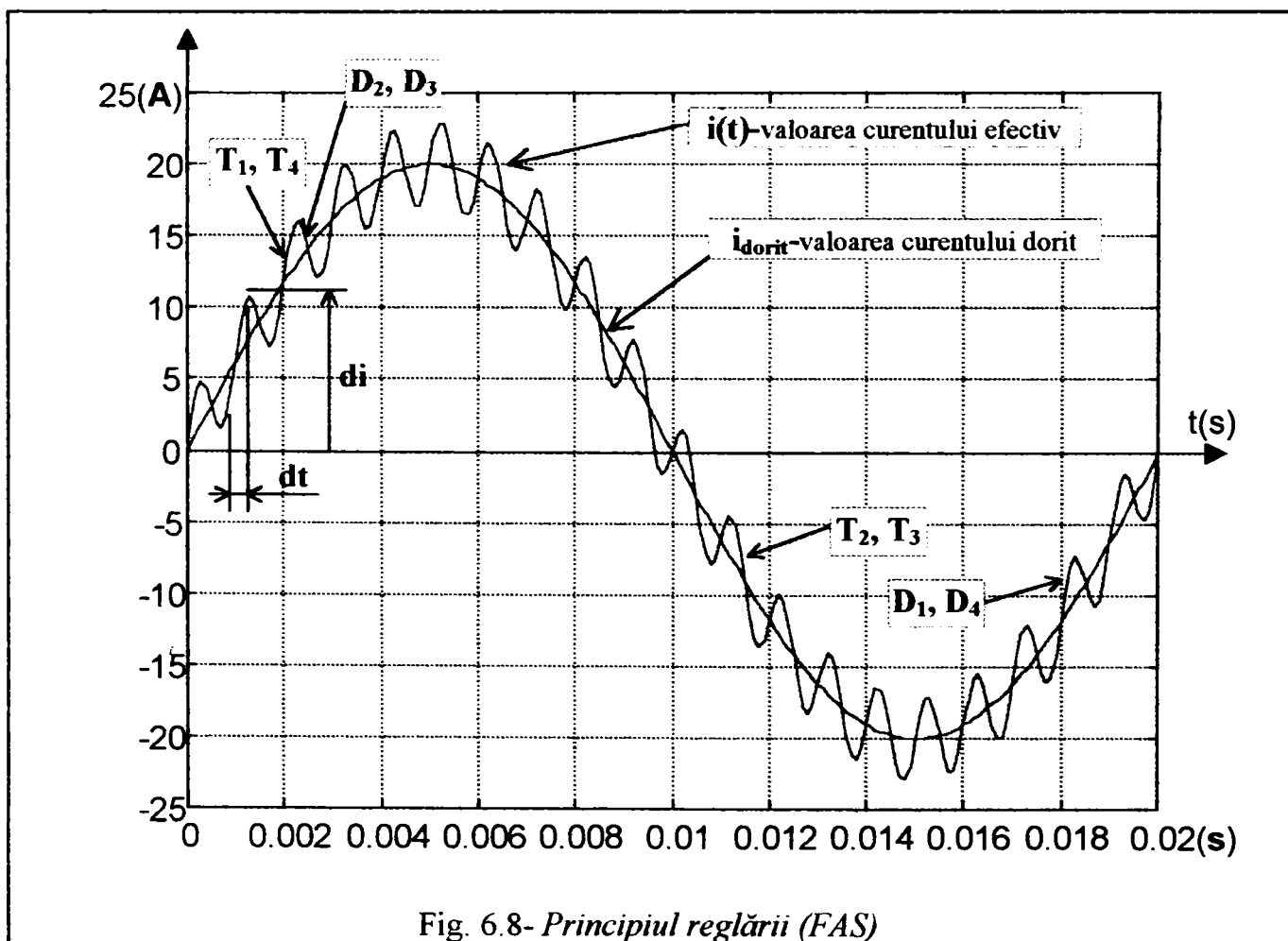


Fig. 6.8- Principiul reglării (FAS)

Scopul final al filtrului activ (FAS), fiind acela de a permite absorbția de la rețea a unor curenți de forma exclusiv sinusoidală, indiferent de forma curenților absorbiți de sarcină, se impune ca filtrul activ cu sinteză (FAS) să poată controla un parametru implicit, conform relației (6.8), acest parametru fiind " $\cos\varphi$ ".

În sistemul (FAS) acest control se realizează prin inserierea în rețea a condensatorului (C), când într-un sens când în celălalt, astfel încât să se obțină efectul de corectare dorit, circuitul simplificat de control al intensității electrice este arătat în figura (6.9).

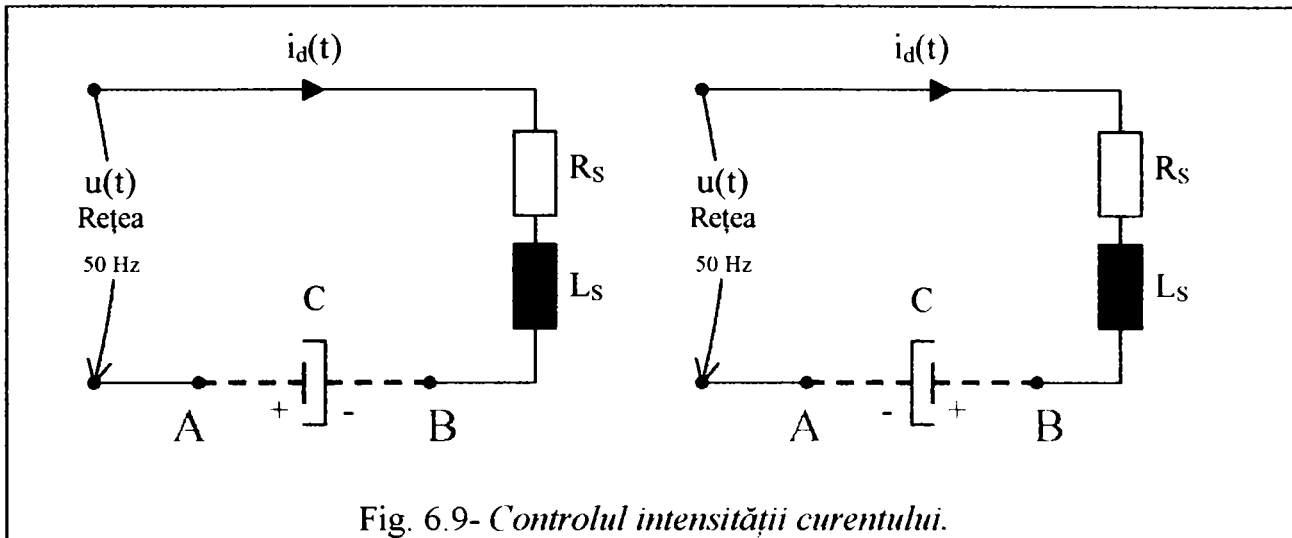


Fig. 6.9- Controlul intensității curentului.

Înserierea în circuitul sarcinii a condensatorului (C) se face efectiv de către sistemul de comutație realizat cu tranzistoarele (MOS), ($T_1 \div T_4$) comandate adecvat. Media timpilor de comutare și a momentelor comutării care urmăresc forma sinusoidală se realizează prin intermediul unui comparator.

Schema circuitului echivalent este prezentată în figura (6.10), presupunând că sarcina inductiv-rezistivă este liniară (formată din circuitul înfășurării primare a circuitului "B").

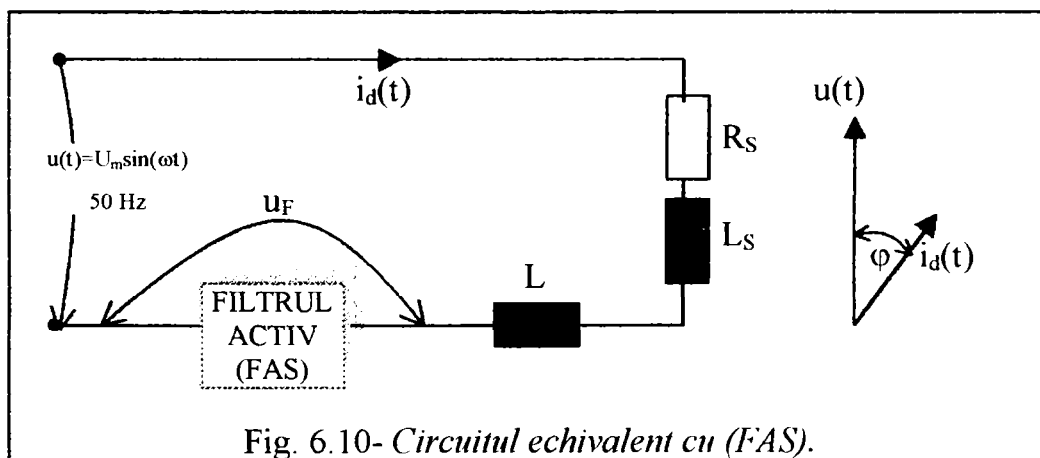


Fig. 6.10- Circuitul echivalent cu (FAS).

$$\text{Tensiunea electrică a rețelei este: } u(t) = U_m \sin(\omega t) \quad (6.1)$$

$$\text{Intensitatea curentului: } i_d(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi) = I_m (\sin(\omega t) \cos \varphi + \cos(\omega t) \sin \varphi) \quad (6.2)$$

$$U_m \sin(\omega t) = u_F(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} + L_s \frac{di_d(t)}{dt} + R_s i_d(t) \quad (6.3)$$

Pentru această ecuație tensiunea filtrului are expresia:

$$u_F(t) = U_m \sin(\omega t) - L \frac{di_d(t)}{dt} - L_s \frac{di_d(t)}{dt} - R_s i_d(t) \quad (6.4)$$

$$\text{Puterea medie pe (C): } P_C = \frac{1}{T} \int_0^T u_F(t) i_d(t) dt \quad (6.5)$$

Substituind $u_F(t)$ din relația (6.4) și $i_d(t)$ din relația (6.2) în relația (6.5):

$$P_C = \frac{1}{2}(U_m I_m \cos \varphi - R_S I_m^2) \quad (6.6)$$

Dacă controlăm tensiunea electrică a condensatorului (U_C) și o menținem constantă, puterea medie este zero și se obține:

$$P_C = \frac{1}{2}(U_m I_m \cos \varphi - R_S I_m^2) = 0 \quad (6.7)$$

$$U_m \cos \varphi = R_S I_m \text{ sau } I_m = \frac{U_m \cos \varphi}{R_S} \quad (6.8)$$

Tensiunea electrică a condensatorului (C), U_C poate fi menținută constantă:

- sau modificând curentul (I_m) la $\cos \varphi = \text{constant}$.
- sau modificând $\cos \varphi$ la curent (I_m) constant.

În funcție de caracterul sarcinii se adoptă una din soluțiile de control a tensiunii condensatorului (C), care trebuie menținută constantă, deziderat obținut cu structura sistemului (**FAS**), soluție care rezolvă implicit necesitatea independenței reglării în funcție de caracterul sarcinii.

6.2.2.- Conectarea sistemului cu filtrul (FAS). Principiul de funcționare.

Filtrul activ cu sinteză (**FAS**) este realizat sub forma unui sistem cu reglare automată, principiul structurat pe transferul energiei prin informație. Când este conectat în rețeaua de alimentare (**230V-50Hz**) sistemul (**FAS**) asigură absorbția din rețea a unor curenți exclusiv sinusoidali (numai de formă sinusoidală).

Sistemul (**FAS**) este alcătuit din două părți principale:

- partea energetică;
- partea circuitelor de comandă.

Partea energetică este compusă din regulatorul care conține tranzistoarele de putere ($T_1 \div T_4$) având încorporate diodele ($D_1^* \div D_4^*$), condensatorul de acumulare (C), circuitul reactiv ($C_R L_R$) și sursele de alimentare ale blocurilor electronice de comandă.

Partea circuitelor de comandă este compusă din comparatorul de amplitudine (**Comp.1** și **Comp.2**), interfața dintre comparator și regulator ($OC_1 \div OC_4$) și porțile ($P_1 \div P_6$), amplificatorul cu reglarea automată a amplificării (**R.A.A**), IC_1 și IC_2 , traductorul de ieșire (**Trad.OUT**) și traductorul de intrare (**Trad.IN**).

Sarcina se conectează în circuitul filtrului (**FAS**) prin intermediul unui variator **VTA**.

Principiul de funcționare al filtrului (**FAS**), este determinat de scopul de a corecta forma curentului absorbit din rețea, astfel ca el să devină sinusoidal, chiar dacă sarcina absoarbe curenți nesinusoidali.

Pentru atingerea acestui scop un condensator electrolitic de acumulare "**C**" de ordinul miilor de μF încărcat la o tensiune relativ constantă printr-un circuit regulator injectează și absoarbe curenți care reprezintă diferența dintre un curent sinusoidal și curentul real absorbit de sarcină.

Ansamblul condensatorului "**C**" și al regulatorului este dispus în serie cu sarcina, și nu debitează curenții direct în sarcină, ci în circuitul reactiv ($C_R L_R$) iar acesta la rândul lui alimentează sarcina neliniară (transformatorul de sudare cu arc electric).

Pentru a-și atinge scopul (**FAS**) realizează în comparatorul de amplitudine o comparație instantanee între forma unei tensiuni de referință (neapărat sinusoidală) și forma unei tensiuni date de traductorul de ieșire (**Trad.OUT**), care este proporțională cu intensitatea curentului de intrare.

În momentele în care din comparație rezultă că intensitatea curentului de ieșire este cu amplitudinea mai mică decât cea de referință, tranzistorii ($T_1 \div T_4$) sunt astfel comandați încât

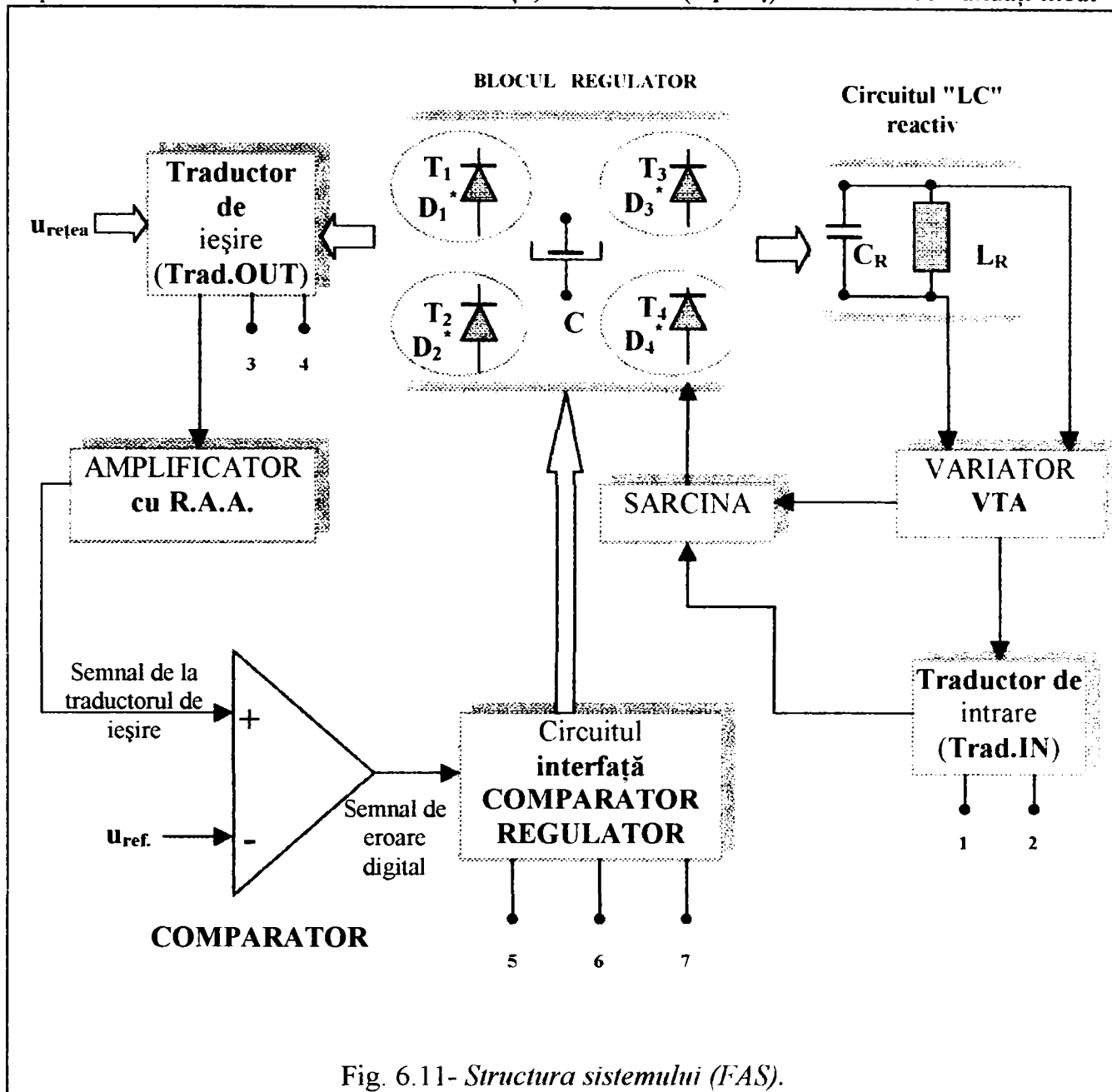


Fig. 6.11- Structura sistemului (FAS).

înscriează condensatorul de acumulare (C) spre a aduce amplitudinea intensității curentului la o valoare egală cu cea de referință (în scopul compensării), condensatorul (C) injectând curenți.

În momentele în care din comparație rezultă că intensitatea curentului de ieșire este cu amplitudinea mai mare decât cea de referință, tranzistorii ($T_1 \div T_4$) sunt blocați, astfel surplusul de tensiune electrică încarcă suplimentar condensatorul de acumulare (C) prin diodele ($D_1^* \div D_4^*$) încorporate în ($T_1 \div T_4$) și astfel se preia surplusul de curent, condensatorul (C) absorbind curenți.

Având în vedere că tensiunea de referință este constantă ca amplitudine, și este dată fie de transformatorul ($Tr.IV$) figura (6.18), alimentat chiar de la rețea, fie de un generator de tensiune pur sinusoidală sincronizat cu rețeaua, iar curenții fiind variabili ca formă și amplitudine dau la ieșirea traductorului ($Trad.IN$) tensiuni de amplitudine variabilă și forme neliniare, se impune ca amplitudinea semnalului care se compară cu tensiunea de referință să fie menținută constantă, rămânând variabilă numai forma de variație.

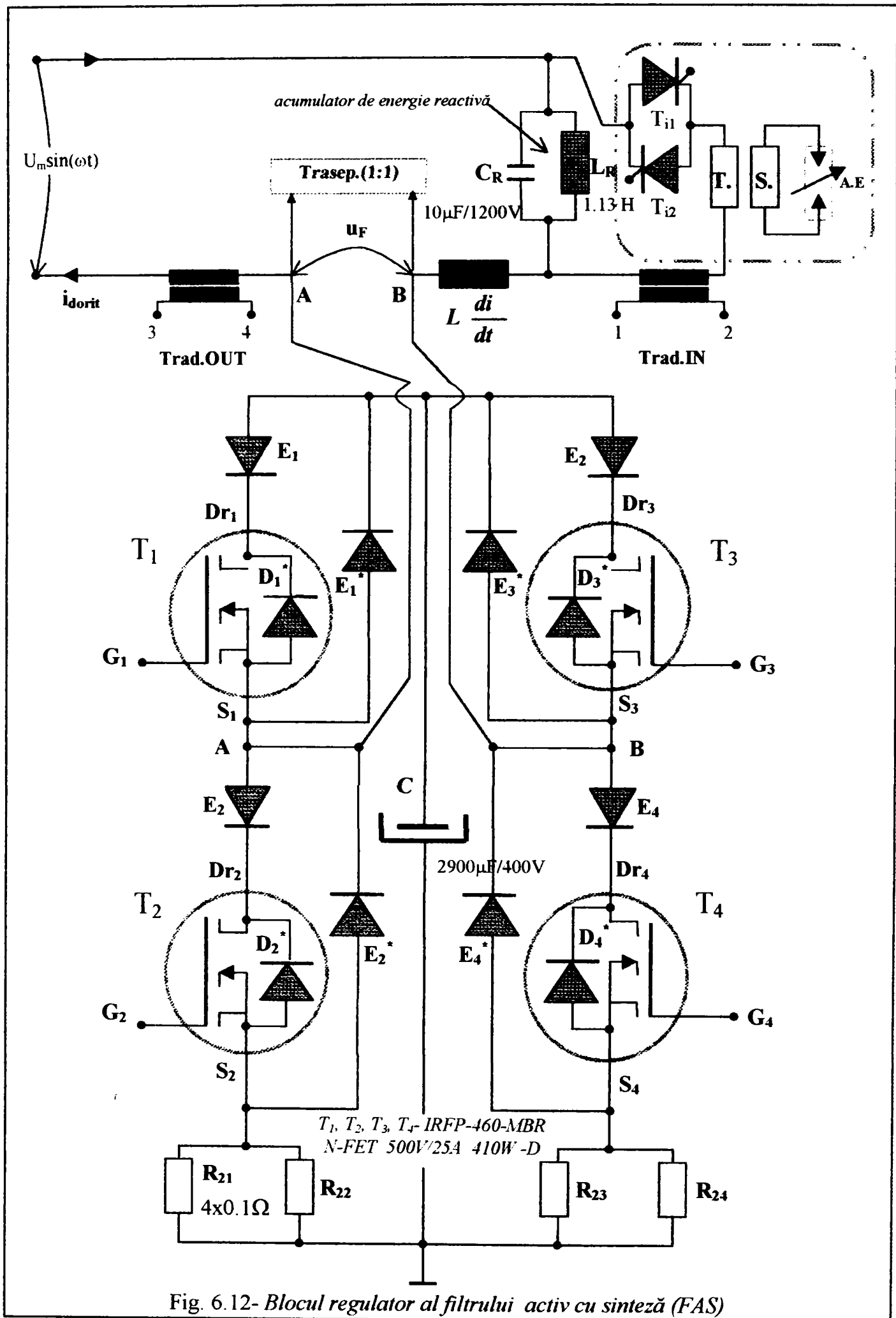


Fig. 6.12- Blocul regulator al filtrului activ cu sinteză (FAS)

De aceea în compunerea (FAS) s-a introdus un amplificator cu reglarea automată a amplificării (circuitele integrate IC_1 și IC_2) din figura (6.19), care preia semnalul dat de (Trad.OUT) și-l amplifică variabil (funcție de amplitudinea sa), astfel că la ieșirea amplificatorului de putere (circuitul intergrat IC_4) să rezulte un semnal sinusoidal de amplitudine constantă și de o formă identică cu forma curenților absorbiți din rețea.

În acest fel comparatorul de amplitudine (Comp.1 și Comp.2) devine în realitate un comparator de forme, și va asigura la ieșirile (1) și (14) semnale rezultate din diferențele instantanee de formă între tensiunea de referință și tensiunea traductorului intensității curentului de ieșire, (semnale vizibile la bornele 5, 6, 7).

1.-Blocul Regulator

Blocul regulator este reprezentat în figura (6.11) și (6.12), este un bloc energetic și prin intermediul lui se compensează efectiv diferențele dintre curenții de formă sinusoidală care i-am dori să fie absorbiți din rețea și curenții reali solicitați de sarcină, astfel încât intensitatea curentului dorit absorbit din rețea să fie sinusoidal.

Are în compunere patru tranzistoare MOSFET de putere ($T_1 \div T_4$), figura (6.12) de 25A N-FET 500V/ 410W –D cu codul IRFP-460-MBR, care au încorporate antiparalele câte o diodă de putere ($D_1^* \div D_4^*$) între drenele ($Dr_1 \div Dr_4$) și sursele ($S_1 \div S_4$).

Diodele ($E_1 \div E_4$) și diodele ($E_1^* \div E_4^*$) asigură logica conducerii tranzistoarelor MOSFET de putere ($T_1 \div T_4$). Diodele ($E_1 \div E_4$) inseriate în drenele ($Dr_1 \div Dr_4$) ale fiecărui tranzistor sunt necesare, deoarece tranzistoarele de putere ($T_1 \div T_4$) în conducție, conduc în sensul de la sursă spre drenă (deci invers sensului normal), ceea ce ar duce la descărcarea parazită a condensatorului de acumulare (C).

Tranzistoarele ($T_1 \div T_4$) sunt conectate în punte și pe una din diagonalele punții este dispus condensatorul de acumulare (C) iar pe cealaltă diagonală (A-B) se conectează în serie circuitul rețea- sarcină.

Tranzistoarele ($T_1 \div T_4$) sunt comandate câte două deodată întotdeauna și anume: (T_1) simultan cu (T_4) și (T_2) simultan cu (T_3).

În acest fel condensatorul de acumulare (C) se conectează în serie cu rețeaua și sarcina (la bornele A și B) când într-un sens când în altul (funcție de alternanța rețelei).

În figurile (6.13÷6.16) se prezintă modul de operare al regulatorului intrinsec. Regulatorul intrinsec explică principiul de funcționare, el necesită doar (9) componente

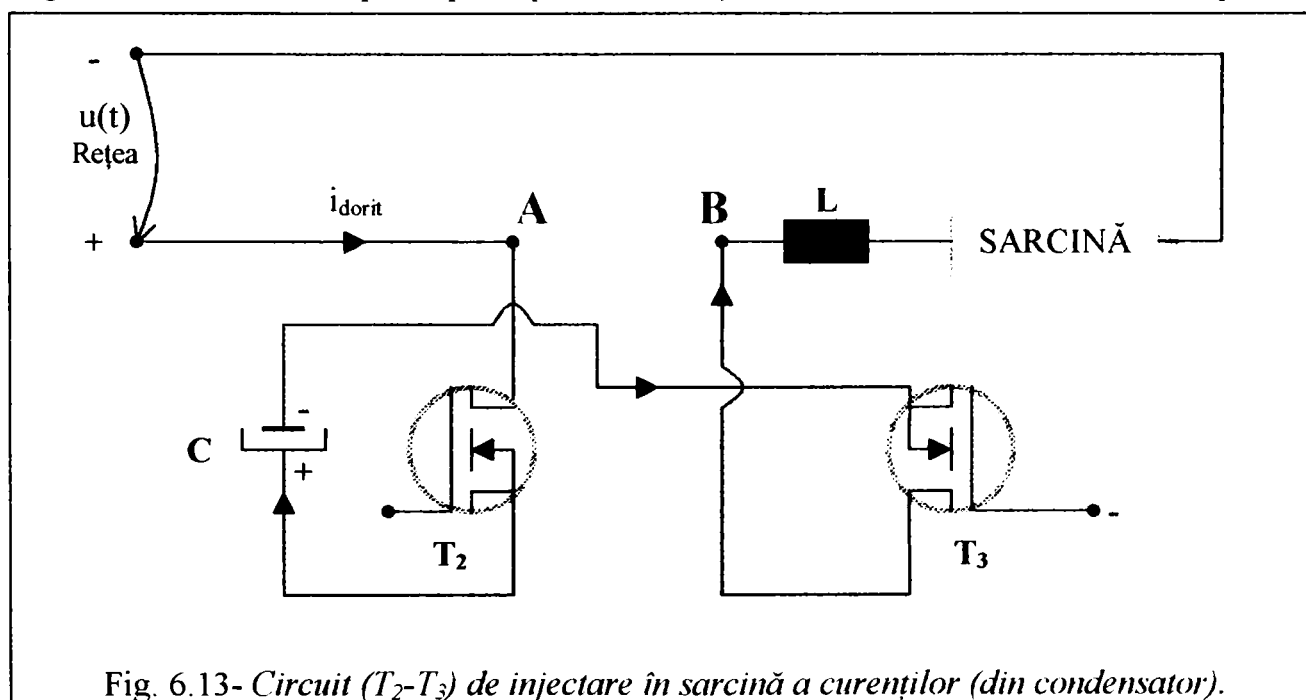
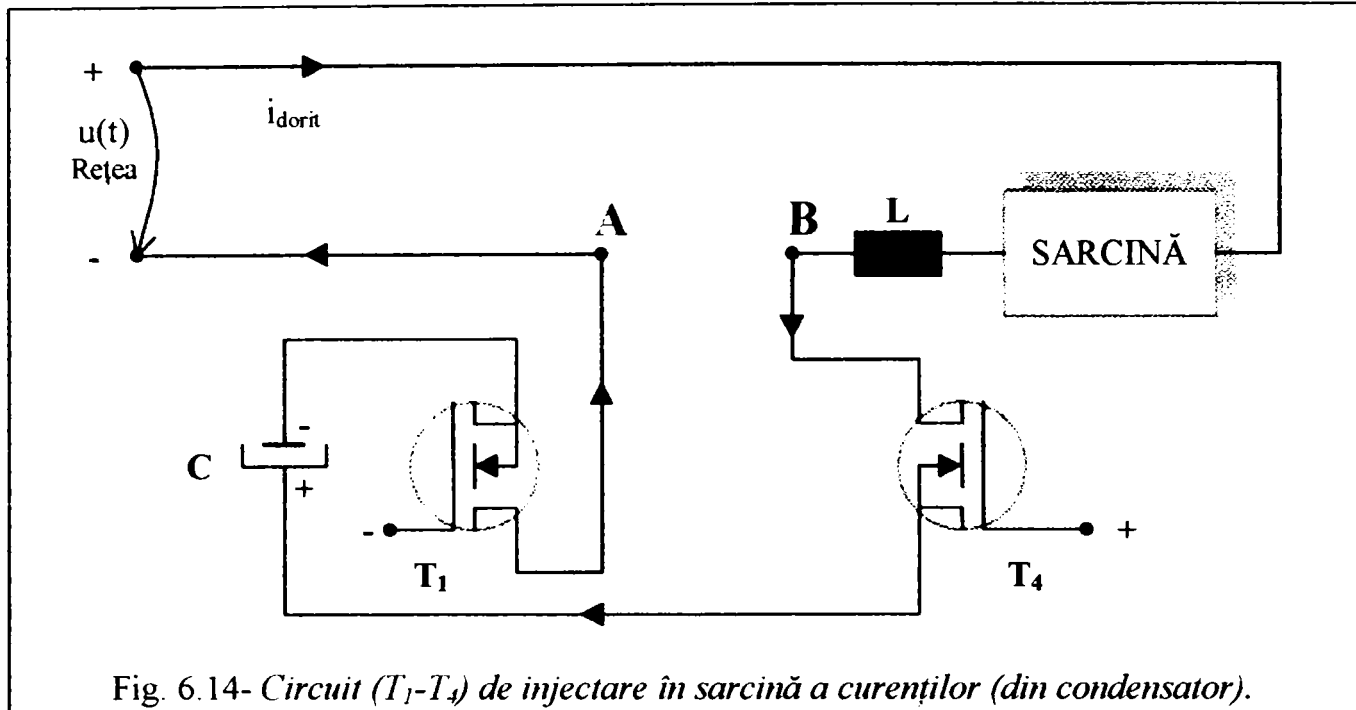


Fig. 6.13- Circuit (T_2 - T_3) de injectare în sarcină a curenților (din condensator).

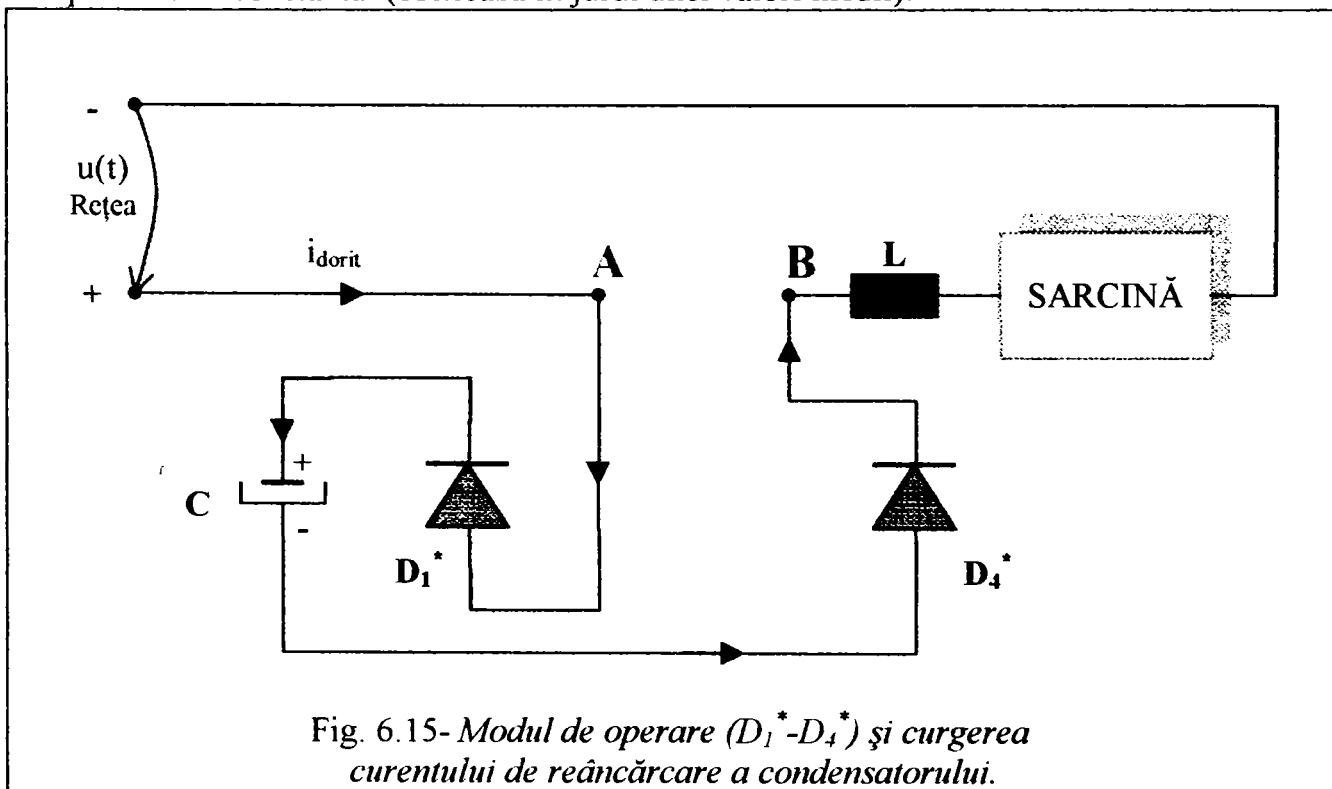
discrete (4 tranzistoare MOSFET, 4 diode în antiparalel cu ele și un element de acumulare (C). În figura (6.13) condensatorul (C) devine conectat în serie cu tensiunea rețelei și în sens de adunare a tensiunilor, măbind curentul prin filtru.

În figura (6.14) deschiderea tranzistoarelor (T_1) și (T_4) înseriază condensatorul (C) în rețea în sensul adunării tensiunilor, deci a măririi curentului prin filtru în valoare absolută, dar de semn negativ.



Condensatorul electrolitic (C), figura (6.12) cu o valoare de 2900 [μ F]/ 400 Vc.c., se folosește drept sursă de cureni a filtrului (FAS). El se încarcă prin diode și se descarcă prin tranzistoare, modul de operare este prezentat în figurile (6.15) și (6.16).

Când se descarcă, injectează cureni în sarcină și în acumulatorul de energie reactivă, și la blocarea celor patru tranzistoare se încarcă prin diode, astfel că valoarea tensiunii pe el este aproximativ constantă (oscilează în jurul unei valori medii).

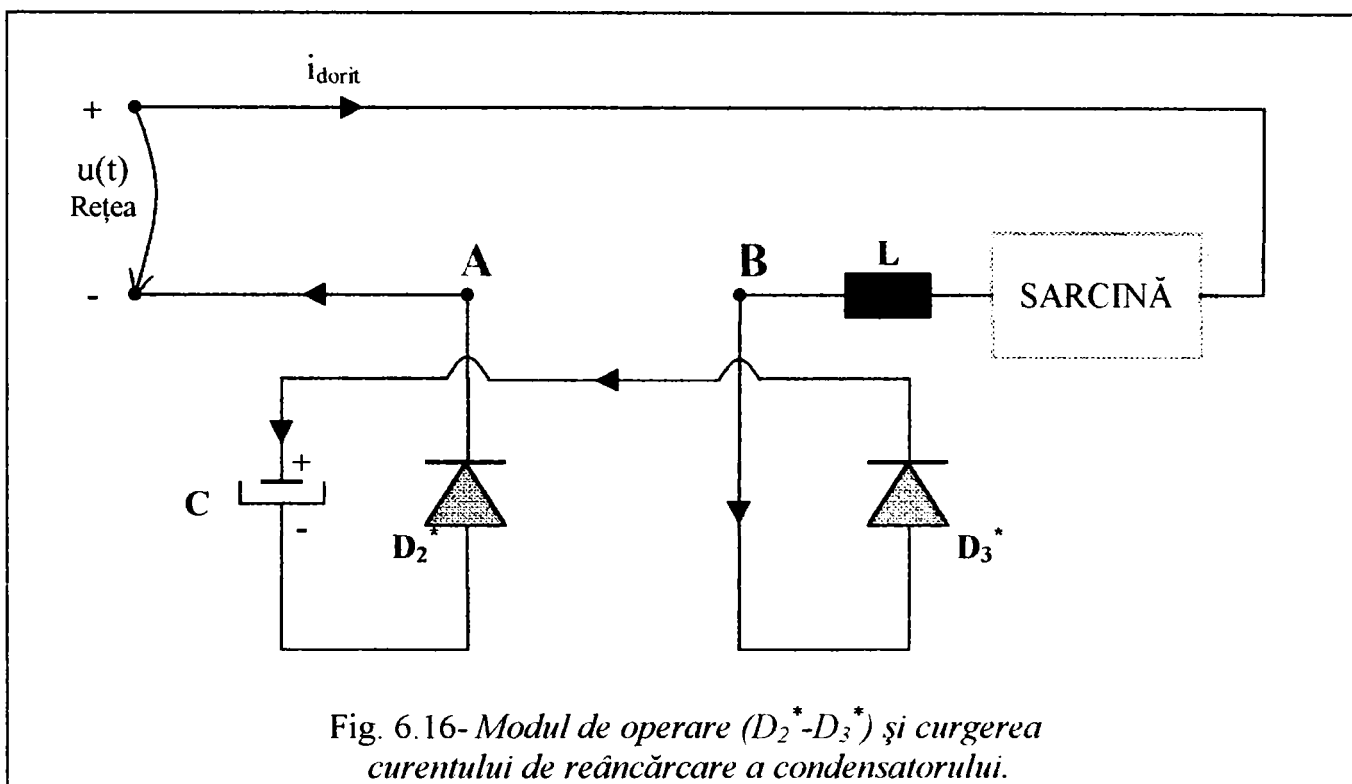


Precizia adaptării curentului dorit (i_{dorit}) depinde de frecvența dispozitivelor semiconductoare. Problema principală a controlului puterii este în legătură cu dezideratul valorii curentului, care este corelat în diferite moduri de utilizare a sarcinii.

Încărcarea și descărcarea, în intervale de timp egale, este garanția valorii constante a tensiunii condensatorului.

În momentele în care tensiunea livrată de traductorul de curent (**Trad.OUT**) este egală cu tensiunea de referință (u_{ref}), atunci comparatorul (**C**), livrează o tensiune zero, toate cele patru tranzistoare ($T_1 \div T_4$) sunt blocate, iar condensatorul (**C**) este conectat prin diodele (D_1^* și D_4^*), conform figurii (6.15), în serie cu rețeaua și se încarcă de la rețea în sensul indicat în figură.

În cealaltă alternanță a rețelei, situația și modul de operare al circuitului este prezentat în figura (6.16).



Timpii pentru care condensatorul de acumulare (**C**) este înseriat cu rețeaua de alimentare sunt variabili și proporționali cu semnalul de eroare dat de comparatorul (**Comp.1** și **Comp.2**) în vederea compensării formei de undă.

Comanda tranzistoarelor (T_1) și (T_4) este asigurată prin intermediul elementelor de interfață (optocuploare și porți).

Blocul regulator are ca intrări semnalele de comandă date la cele patru tranzistoare ($T_1 \div T_4$) date de porțile de putere (P_1) și (P_2) pentru tranzistorul (T_1), poarta (P_3) pentru tranzistorul (T_2), porțile (P_4) și (P_5) pentru tranzistorul (T_3) și poarta (P_6) pentru tranzistorul (T_4), iar ca ieșire tensiunea electrică u_F , între bornele **A** și **B**. Schema desfășurată a blocului regulator este prezentată împreună cu interfața regulator-comparator în figura (6.17).

2.- Interfața Regulator- Comparator.

Interfața Regulator- Comparator este realizată în scopul transmiterii informației de la ieșirile comparatoarelor, la tranzistoarele corespunzătoare ale regulatorului, și în scopul separării galvanice corespunzătoare având în vedere că unele tranzistoare au sursa conectată la un punct cald, în speță (T_1) și (T_3).

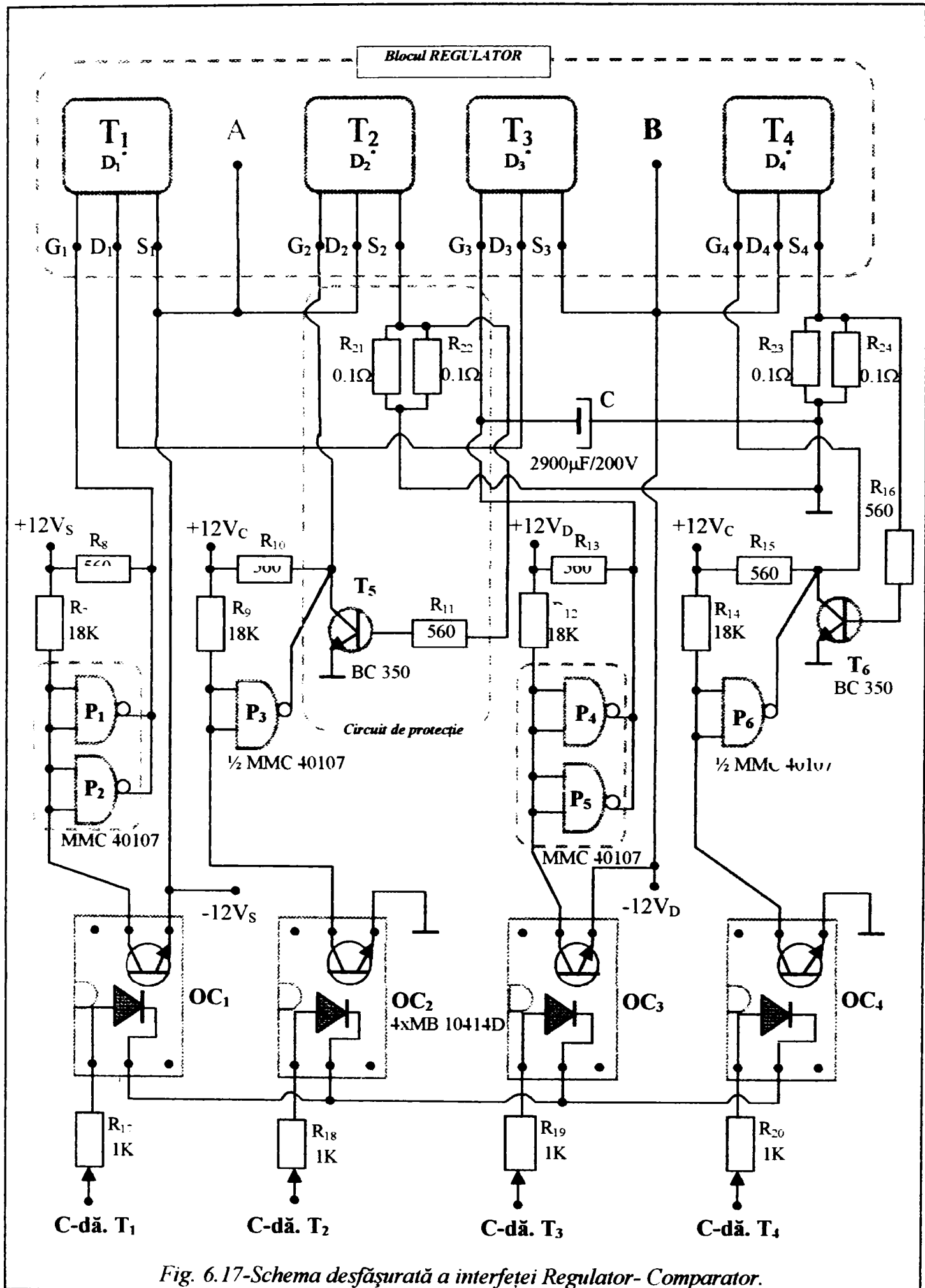


Fig. 6.17-Schema desfășurată a interfeței Regulator-Comparator.

Interfața dintre Comparator și Regulator prezentată în figura (6.17) are ca mărimi de intrare curenții de alimentare a ledurilor cu infraroșu (**IR**) din compunerea circuitelor integrate optocuploare (**OC₁÷OC₄**), curenți produși de porțile de putere (**P₉**) și (**P₁₀**) din circuitul Comparatorului, prezentat în figura (6.18).

Fototranzistorii din circuitele optocuploare (**OC₁÷OC₄**) comandă intrările porților (**P₁÷P₆**) care au ieșirile conectate la grilele (**G₁÷G₄**) ale tranzistoarelor **MOSFET** (**T₁÷T₄**).

Intensitatea curentului prin ledurile cu **IR** ale optocuploarelor (**OC₁÷OC₄**) variază binar între **10(mA)** și **0(mA)**.

Porțile (**P₁÷P₆**) conectate între circuitele optocuploare (**OC₁÷OC₄**) și tranzistoarele **MOSFET** (**T₁÷T₄**) asigură în grilele acestora comenzi de **0(V)** pentru starea "blocat" și **+12V_S** pentru starea "deschis" a tranzistoarelor.

Având în vedere schema regulatorului, comenzile tranzistoarelor (**T₁÷T₄**) trebuie să fie asigurate între grila și sursa proprie a fiecărui tranzistor, deci s-a impus folosirea a trei surse de alimentare izolate galvanic între ele (**T₁** este comandat separat, **T₃** este comandat separat și **T₂, T₄** sunt comandați împreună, dar separat față de **T₁** și **T₃**). Aceste surse s-au notat astfel: **±12V_S** (stânga), **±12V_C** (centru) și **±12V_D** (dreapta).

Interfața dintre Comparator și Regulator prezentată în figura (6.17) mai conține circuitul de protecție, protecție la supracurenți, circuit format din rezistoarele (**R₂₁÷R₂₄**) folosite ca traductoare și tranzistoarele (**T₅÷T₆**) folosite ca comutatoare electronice care anulează comanda pe grilele tranzistoarelor (**T₂**) și (**T₄**) în momentele în care curenții absorbiți de (**FAS**) depășesc **20A**. În acele momente tranzistoarele (**T₅**) și (**T₆**) se deschid și dau la masă grilele respective (**G₂**) și (**G₄**) limitând curenții prin tranzistoarele (**T₂**) și (**T₄**).

Nu s-a introdus câte o protecție separată și pentru tranzistoarele (**T₁**) și (**T₃**) deoarece ei sunt în serie cu (**T₂**) și (**T₄**) și astfel ei sunt protejați.

3.-Blocul Comparator.

Blocul Comparator este prezentat în figura (6.18). Este practic realizat din două comparatoare (**Comp.1**) și (**Comp.2**), câte unul pentru fiecare alternanță.

La intrările fiecărui comparator (6) și (7) pentru (**Comp.1**), și (8) și (9) pentru (**Comp.2**) se aplică semialternanțe prin intermediul câte unei diode (**D₁÷D₄**), iar prin intermediul potențioanelor (**R₁÷R₄**) se face egalizarea inițială a semialternanțelor.

La intrările inversoare ale comparatoarelor (6) și (8) se aplică semialternanțele corespunzătoare de amplitudine (menținute în mod automat constant) ale semnalului dat de traductorul intensității curentului de ieșire (**Trad.OUT**).

Deci la intrările inversoare ale comparatoarelor sunt prezente semialternanțe de amplitudine constantă dar forma lor este forma reală, cea a intensității curentului absorbit din rețea.

La intrările neinversoare (7) și (9) ale comparatoarelor (**Comp.1**) și (**Comp.2**) se aplică semialternanțe ale unei tensiuni de referință, fie preluate de la rețea (prin transformatorul **Tr.IV**), fie de la un generator electronic sinusoidal, sincronizat cu rețeaua.

Fiecare comparator va compara instantaneu mărimea amplitudinea alternanțelor care fiind egalizate ca valoare de vârf (prin potențioametrii **R₁÷R₄**), va sesiza numai diferențele de formă ale semialternanțelor (abaterile de la forma sinusoidală).

Când semialternanța ce caracterizează intensitatea curentului de ieșire (la intrările inversoare (6) și (8)) este mai mică în valoare absolută decât semialternanțele ce caracterizează tensiunea de referință (la intrările neinversoare (7) și (9)), comparatoarele (**Comp.1**) și (**Comp.2**), vor asigura la ieșirile (1) și (14) semnalul pozitiv (**12V** amplitudine), semnal digital, care comandă circuitele de excludere, porțile **ȘI-NU** (**P₇**) și (**P₈**), care la rândul lor comandă porțile de putere (**P₉**) și (**P₁₀**).

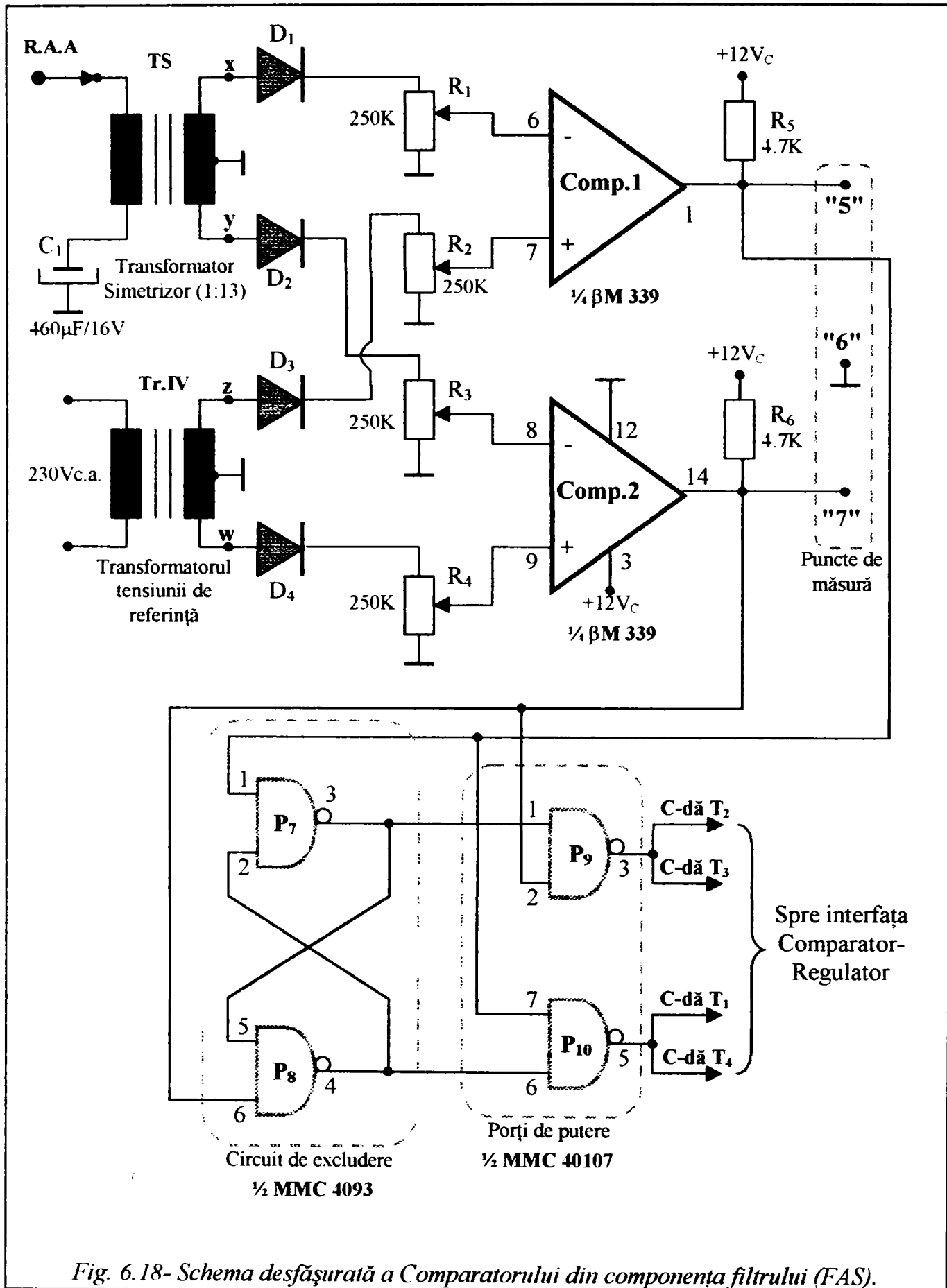


Fig. 6.18- Schema desfășurată a Comparatorului din componenta filtrului (FAS).

Circuitul de excludere (P_7), (P_8) a fost realizat în scopul de a exclude posibilitatea de a comanda deschiderea simultană a tuturor tranzistoarelor ($T_1 \div T_4$), ceea ce ar fi catastrofal, în sensul că condensatorul de acumulare (C) s-ar descărca prin ($T_1 \div T_4$) la curenți nelimitați, distrugându-i instantaneu.

În acest fel pot fi deschise simultan doar câte două tranzistoare aflate în diagonala punții de tranzistoare, adică, simultan (T_2 cu T_3) și simultan (T_1 cu T_4).

Porțile de putere (P_9) și (P_{10}) asigură curenții de **10mA** necesari pentru comanda optocuploarelor ($OC_1 \div OC_4$), prin rezistoare de limitare ($R_{17} \div R_{20}$) de **1k Ω** , montate în interfața comparator-regulator, figura (6.17).

Comparatorul este practic analogic până la intrările (6, 7, 8, 9) ale circuitului integrat ($\beta M 339$) și digital începând de la ieșirile (1 și 14) ale circuitului ($\beta M 339$) până la ieșirile (3, 5) ale porților (P_9) și (P_{10}).

Informația analogică purtată de forma semialternanțelor se transferă în duratele impulsurilor pozitive asigurate de ieșirile (1 și 14) ale comparatoarelor (**Comp.1**) și (**Comp.2**).

În acest fel începând de la ieșirile (1 și 14) ale comparatoarelor (**Comp.1**) și (**Comp.2**) și până la drenele tranzistoarelor (T_1) și (T_4) circuitele funcționează digital (adică ori blocat ori saturat, altfel nu).

Acest regim este foarte convenabil din punct de vedere al randamentului energetic al (**FAS**), în sensul că funcționarea lui necesită o disipație redusă de putere transformată în căldură (exclusiv pe seama consumului propriu al alimentării circuitelor de comandă și a disipării puterii pe tranzistoarele ($T_1 \div T_4$) cu funcționare în comutație).

Diferențele de curenți între cel dorit și cel real nu se asigură dintr-o rezervă suplimentară de putere activă (care ar constitui un balast suplimentar), ci din energia acumulată în condensatorul de acumulare (**C**), care nu consumă putere activă (el cât primește atât dă). Această concepție asigură filtrului activ cu sinteză (**FAS**) un randament energetic foarte favorabil.

Pentru a asigura la intrările comparatoarelor (**Comp.1**) și (**Comp.2**) numai semnale alternanțe pozitive spre comparare de formă și totuși să se controleze ambele alternanțe, s-au folosit ca intermediari două transformatoare simetrizatoare cu priză mediană (**TS**) și (**Tr.IV**), figura (6.18).

4.- Amplificatorul cu reglarea automată a amplificării (R.A.A).

Având în vedere că curenții absorbiți de sarcină sunt neliniari (mai mici sau mai mari și de forme variabile), și de amplitudine variabilă în limite largi (de la curentul de mers în gol al transformatorului de sudare cu arc electric până la curentul maxim), compararea lor cu ceva constant ar fi o problemă atât de complicată, și ar limita folosirea filtrului (**FAS**) numai pentru curenți de sarcină constanți, ceea ce i-ar limita utilizarea foarte mult.

Pentru a elimina această restricție neconvenabilă s-a găsit soluția realizării și utilizării unui amplificator cu reglare automată a amplificării care să preia semnalul de la traductorul de ieșire (**Trad.OUT**), să-l amplifice variabil (mai mult când el este mai mic și mai puțin când el este mai mare), astfel încât el să fie practic constant ca amplitudine, deși variabil ca formă.

În felul acesta după trecerea semnalului provenit de la traductorul (**Trad.OUT**) prin amplificatoarele (IC_1 și IC_2) din figura (6.19), și (IC_4) din figura (6.20), să obținem la ieșirile (**x**) și (**y**) ale transformatorului simetrizor (**TS**) din figura (6.18), semialternanțe constante ca amplitudine de vârf, reglate la valoarea de **6V**.

Amplificarea variabilă se obține prin modificarea amplificării amplificatoarelor operaționale din circuitul integrat (IC_1) de către tranzistoarele **JFET**, (T_7 și T_8), **BF 256**, folosite ca rezistențe variabile comandate ca valoare prin tensiuni negative mai mici sau mai mari obținute prin redresarea propriului semnal și deci care depinde de amplitudinea semnalului.

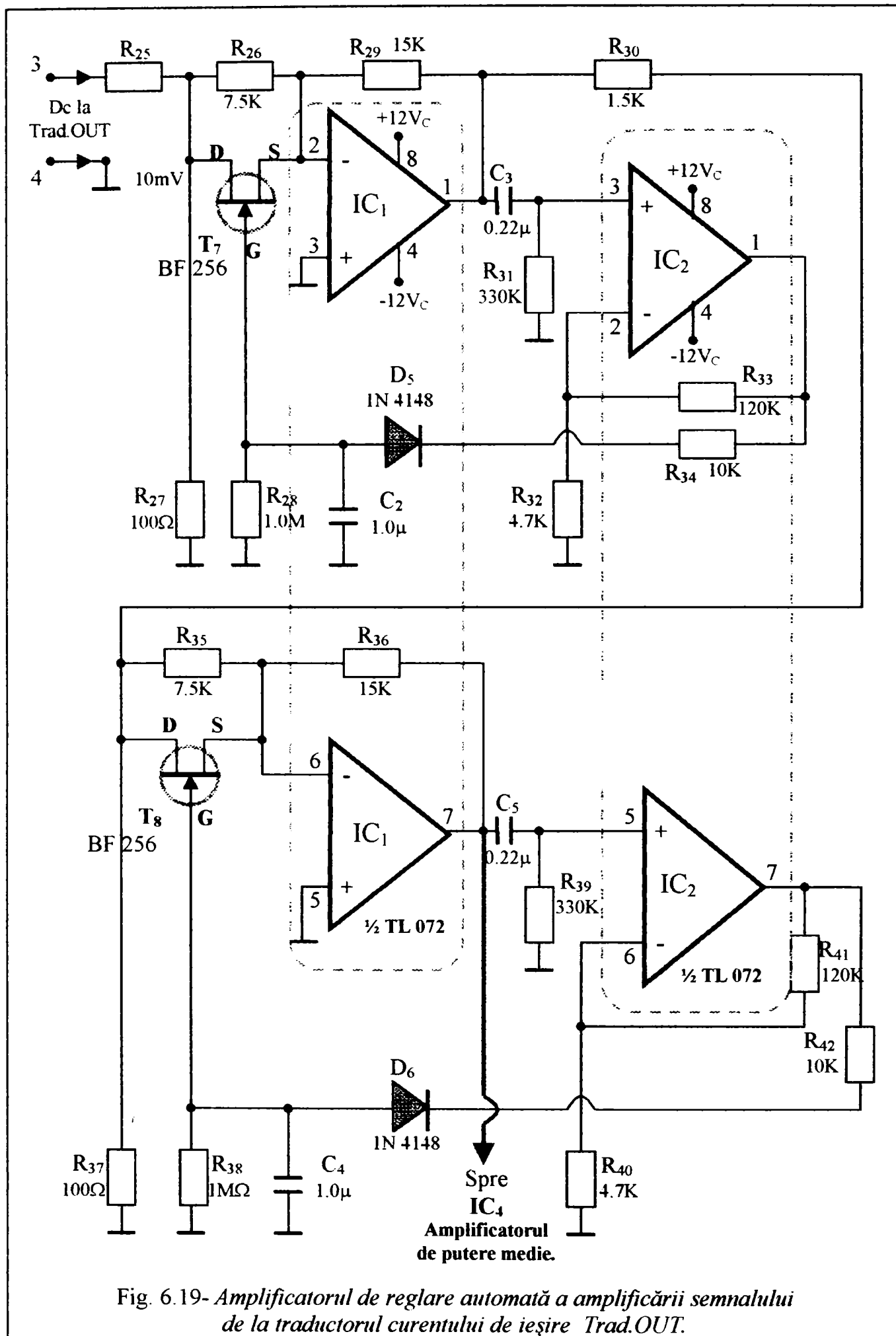


Fig. 6.19- Amplificatorul de reglare automată a amplificării semnalului de la traductorul curentului de ieșire Trad.OUT.

Deoarece amplificatorul cu reglare automată a amplificării lucrează optim (fără distorsiuni) pentru amplitudini ale semnalului în jurul valorii de **30 mV**, a fost necesară introducerea amplificatorului de putere, prezentat în figura (6.20), realizat cu circuitul integrat (**IC₄**), care asigură prin transformatorul simetrizor (**TS**) ridicător (**1:13**) amplitudini de **6 V**, la bornele (**x,y**), figura (6.18).

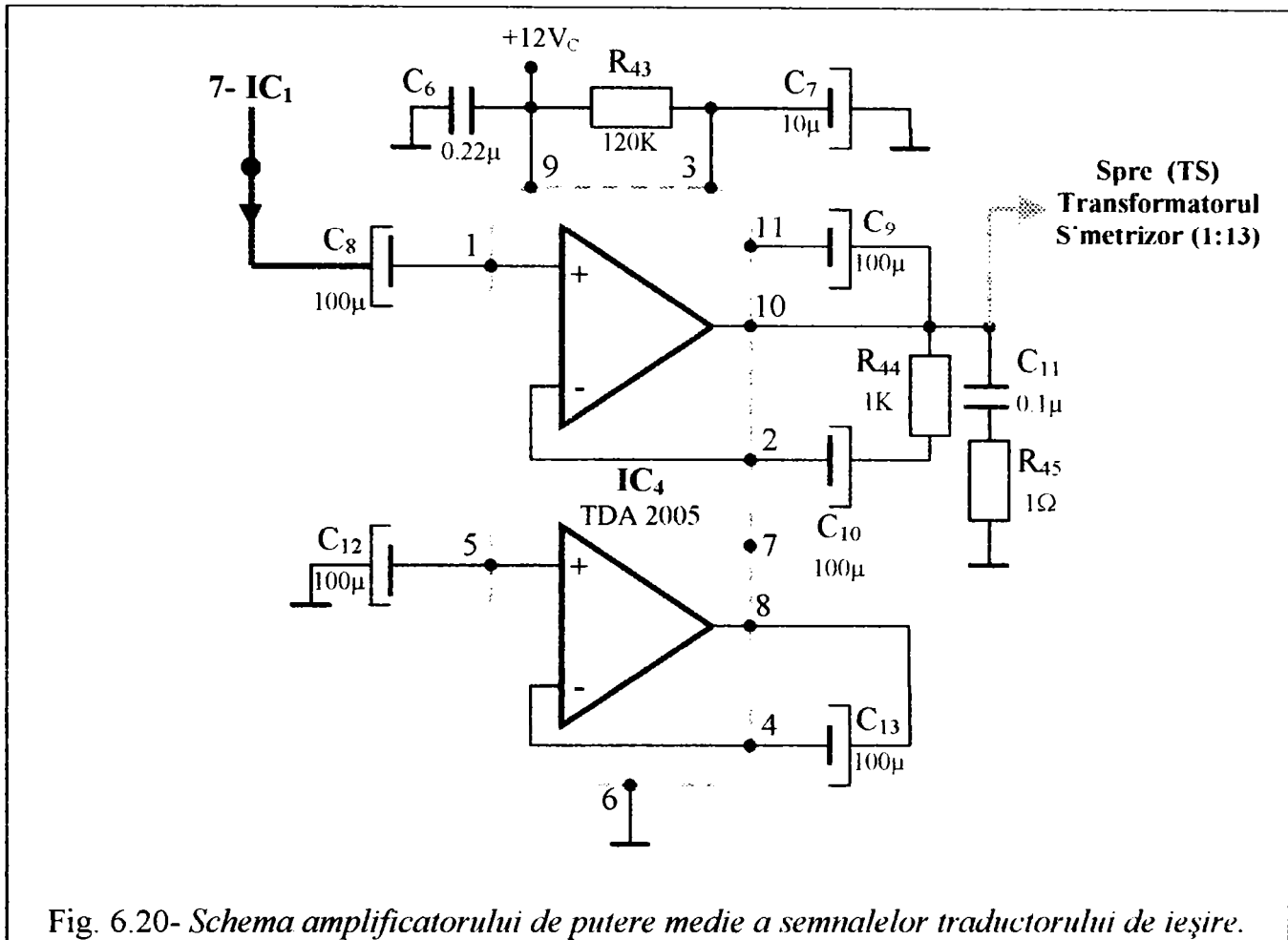


Fig. 6.20- Schema amplificatorului de putere medie a semnalelor traductorului de ieşire.

Lanțul **IC₁**, **IC₂**, **IC₄** și transformatorul sincronizor (**TS**), asigură un semnal constant la ieşirile transformatorului (**TS**) atunci când curenții de ieşire variază în limitele a **40dB** (de **100** de ori) și totuși forma tensiunilor ce caracterizează forma curenților nu diferă cu mai mult de **1%** una față de alta, astfel se transferă numai forma curenților la intrările comparatoarelor și nu și mărimea lor, care nu ne interesează.

5.- Traductoarele.

Traductoarele nu sunt standardizate, deoarece nu ne interesează să măsurăm intensitățile curentului de ieşire prin intermediul filtrului (FAS), ci interesează să corectăm formele curbelor(să compensăm regimul deformant produs de arcul electric al transformatorului de sudare).

De aceea s-au realizat traductoare speciale, prezentate în figura (6.21), din elemente simple (rezistențe și transformatoare de separare) accesibile.

Traductorii propriu-ziși sunt alcătuiți dintr-un rezistor (sau grup de rezistori) de putere cu valoare mică a rezistenței (**0.1Ω**).

Pentru separare și transmiterea informației despre intensitatea curentului în alte părți ale circuitelor de comandă (obligatoriu prin separare galvanică), fiecare traductor este prevăzut cu un transformator de separare.

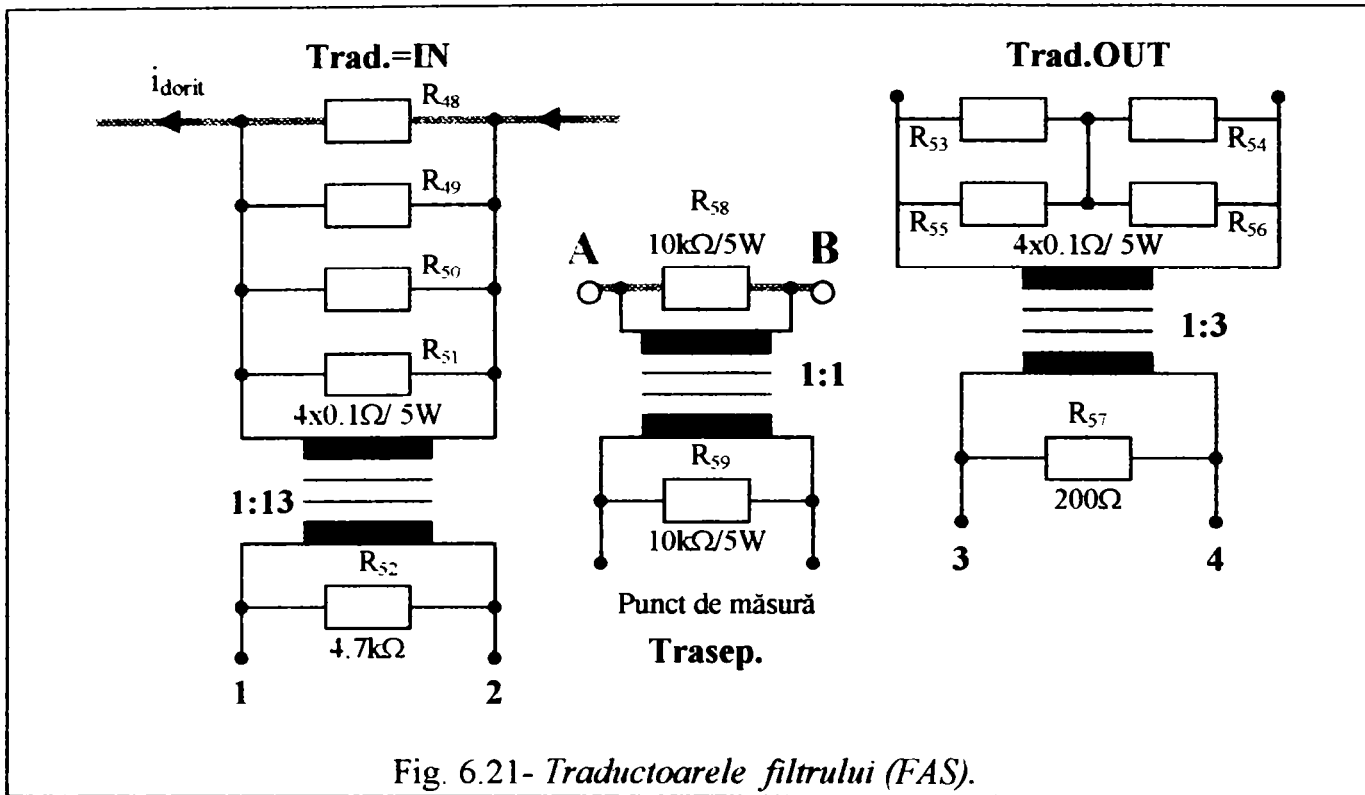


Fig. 6.21- Traductoarele filtrului (FAS).

Înfășurările primare ale acestor transformatoare de separare sunt amortizate de rezistoarele mici ca valoare folosite ca traductoare propriu-zise, iar secundarele respective sunt amortizate de rezistoarele (R₅₂) și (R₅₇) de o valoare egală cu rezistența internă a secundarelor respective

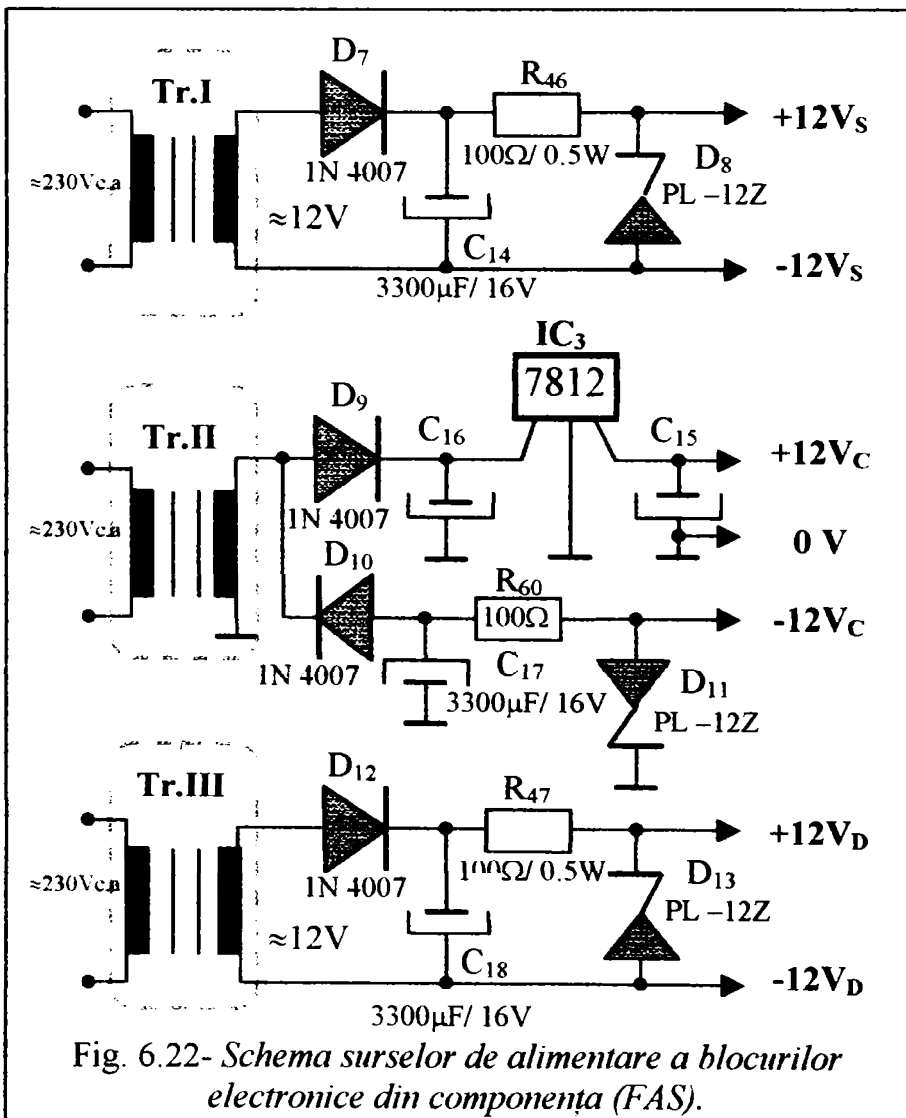


Fig. 6.22- Schema surselor de alimentare a blocurilor electronice din componența (FAS).

pentru a nu produce supracăzerea și să asigure curenții necesari, respectându-se preluarea fără distorsiuni a curbelor prezente în amonte și aval de conectarea (FAS).

5.-Sursele de alimentare.

A fost nevoie de trei surse de putere mică, prezentate în figura (6.22) pentru alimentarea blocurilor electronice. Două surse de (±12V, 50mA, nesimetrice, Tr.I și Tr.III) și de o sursă simetrică (Tr.II, +12V, 0, -12V).

Aceste surse asigură tensiuni stabilizate în limitele necesare, prin diodele Zeener (D₈), (D₁₃) și sursa integrată IC₃.

Acumulatorul de energie reactivă (L_R , C_R) conform figurii (6.12), are o valoarea inductanței $L_a=1.13$ [H] și valoarea capacității $C_a=10$ [μ F], și formează un circuit oscilant derivație, montat în serie cu filtrul activ de putere și în paralel cu circuitul sarcinii.

El are un factor de calitate de ordinul unităților (fiind amortizat puternic de către sarcină) și este în măsură să livreze curenți sau tensiuni instantanee pentru sarcină, dar absorbind curenți sinusoidali.

6.2.3.- Implementarea sistemului (FAS) și rezultatele experimentale obținute.

Filtrul activ cu sinteză (FAS) este o realizare ce reprezintă o contribuție originală, posibilă în urma preocupărilor îndelungate în domeniu.

Implementarea filtrului activ cu sinteză (FAS) a realizat independența de caracterul sarcinii, a procesului de reglare a intensității curentului, absorbit de aceasta.

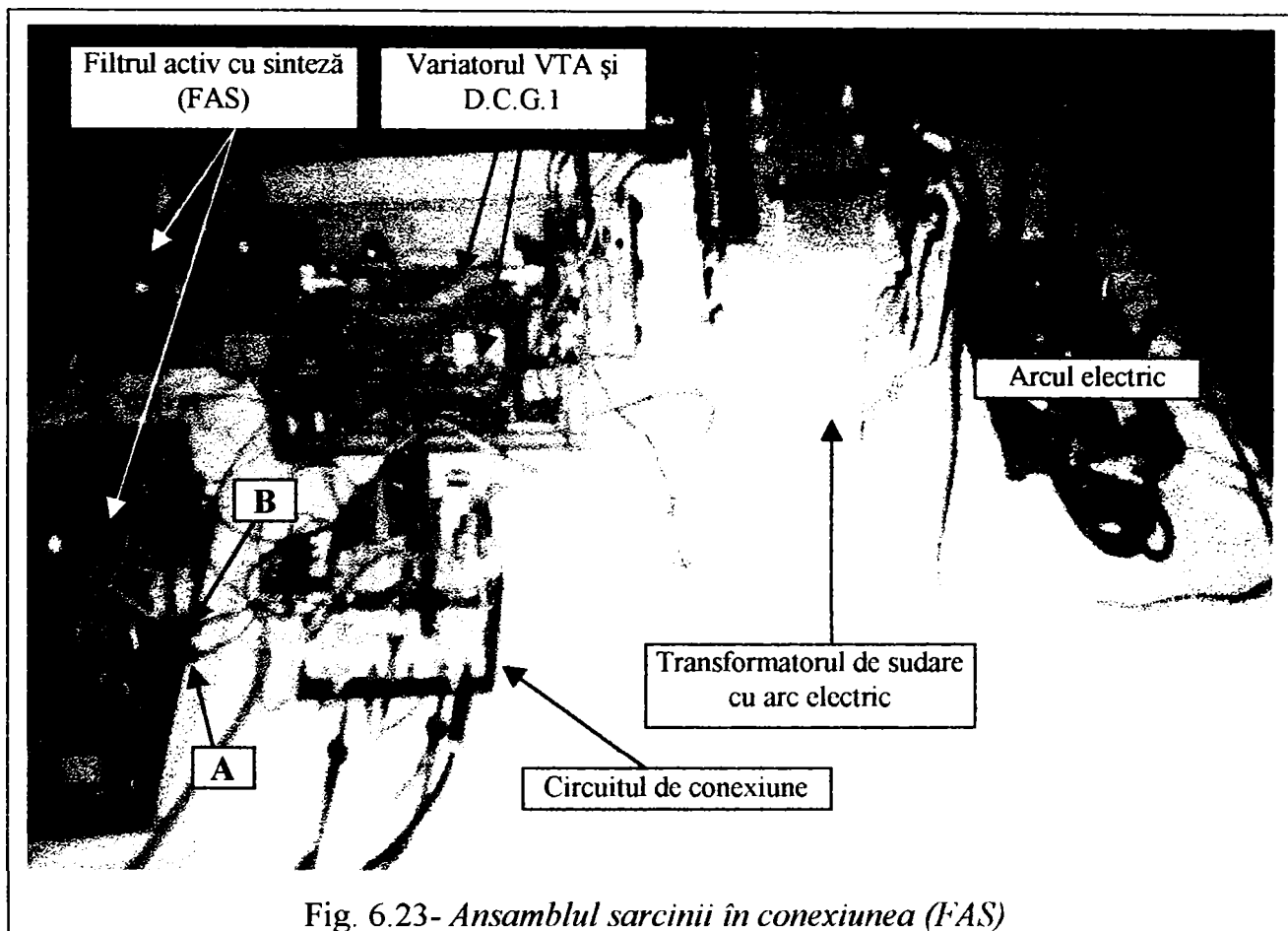


Fig. 6.23- Ansamblul sarcinii în conexiunea (FAS)

Ansamblul sarcinii, figura (6.23), este format din transformatorul de sudare cu arc electric și variatorul VTA (T_{11} - T_{12}), analog circuitului "B" din figura (2.84), și subsisteme care compun structura sistemului (FAS), arătate în figura (6.11).

Deoarece punerea în funcțiune a ansamblului (FAS) a necesitat verificări independente de funcționare a tuturor blocurilor electronice componente, (FAS) conține și un bloc "Circuitul de conexiune", care a făcut posibilă eliminarea secvențială a tuturor perturbațiilor inerente la punerea în funcțiune a unui prototip de această complexitate.

În operația de sudare cu arc electric s-a utilizat sârma tubulară de sudare de tip ST-2Bni, STAS 11587, ST SGB 4.0, producător I.S.P.S.-S.A Buzău, destinată sudării oțelurilor de granulație fină.

S-a efectuat operația de sudare cu arc electric cu ansamblul sursei de tensiune alternativă, circuitul "B", diametrul sârmei fiind $d=1.6$ [mm], intensitatea curentului de sudare $I_a=150$ [A], tensiunea electrică a arcului $U_a=28$ [V] în faza sudării stabile.

În completarea schemelor desfășurate din figurile (6.11) și (6.22) se adaugă și schema circuitului de conexiune, figura (6.27), necesară și din motive punctuale:

-deoarece punctele "A" și "B" din figura (6.17) între care este montat filtrul activ cu sinteză (FAS), sunt puncte calde, iar tranzistoarele MOSFET trebuie să lucreze în montaj cu surse flotante;

-etape și verificări ale blocurilor electronice în faza de prototip experimental s-au

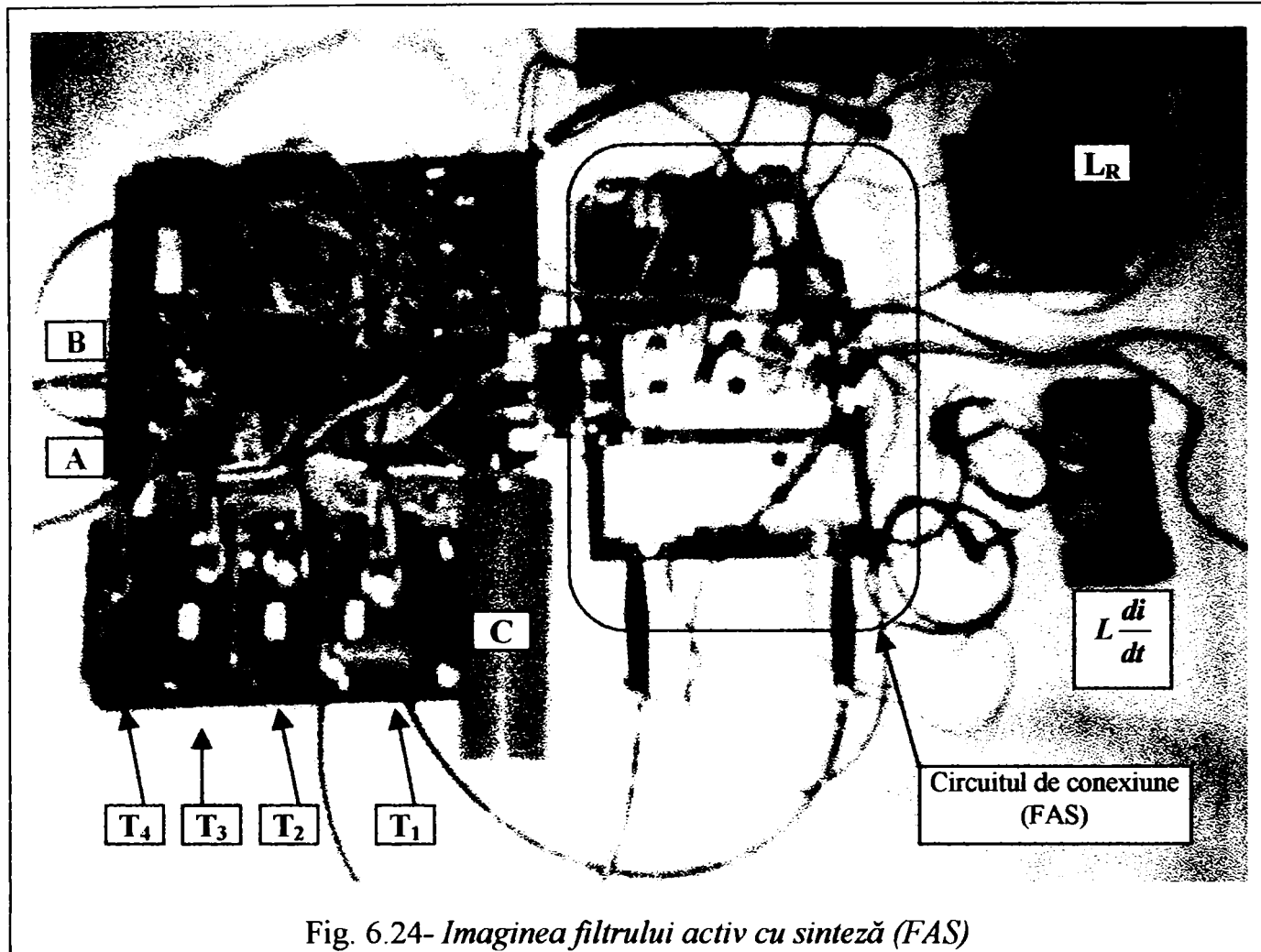


Fig. 6.24- Imaginea filtrului activ cu sinteză (FAS)

executat secvențial într-un circuit serie, într-o ordine de experimentare tehnologică riguroasă.

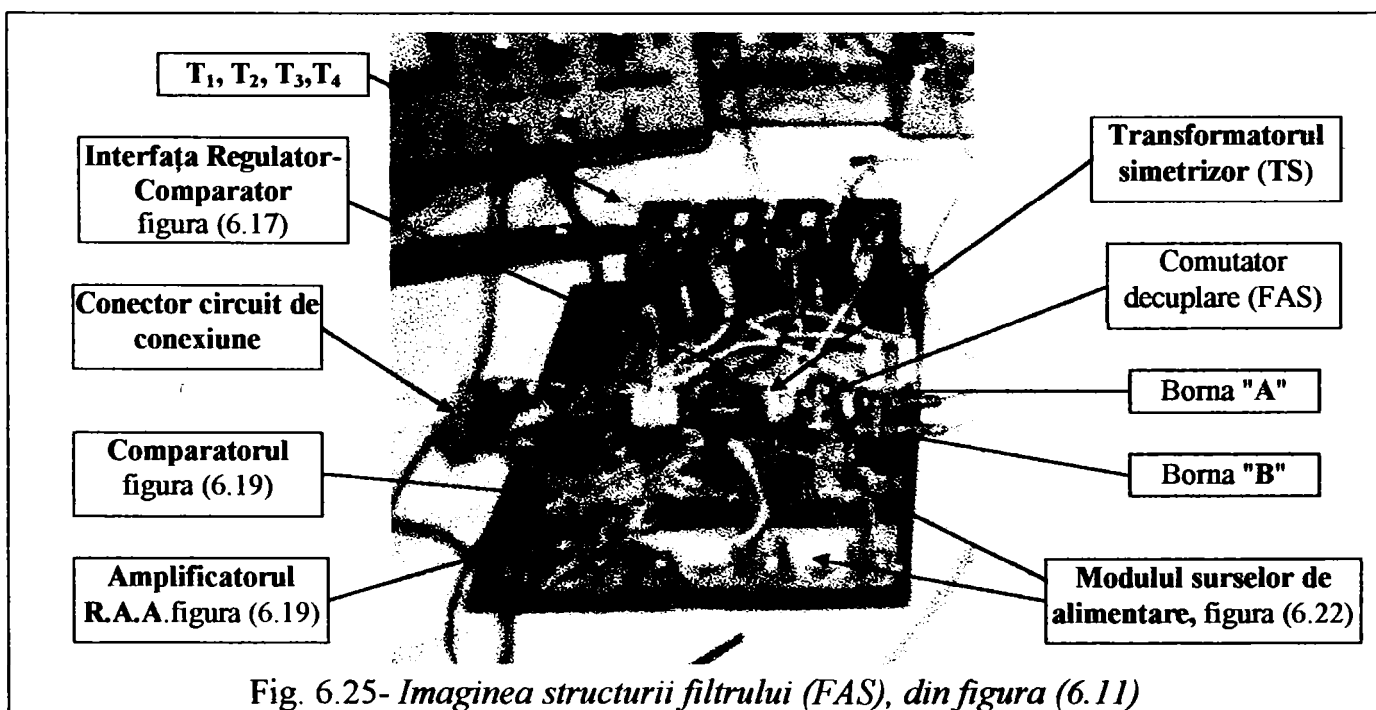


Fig. 6.25- Imaginea structurii filtrului (FAS), din figura (6.11)

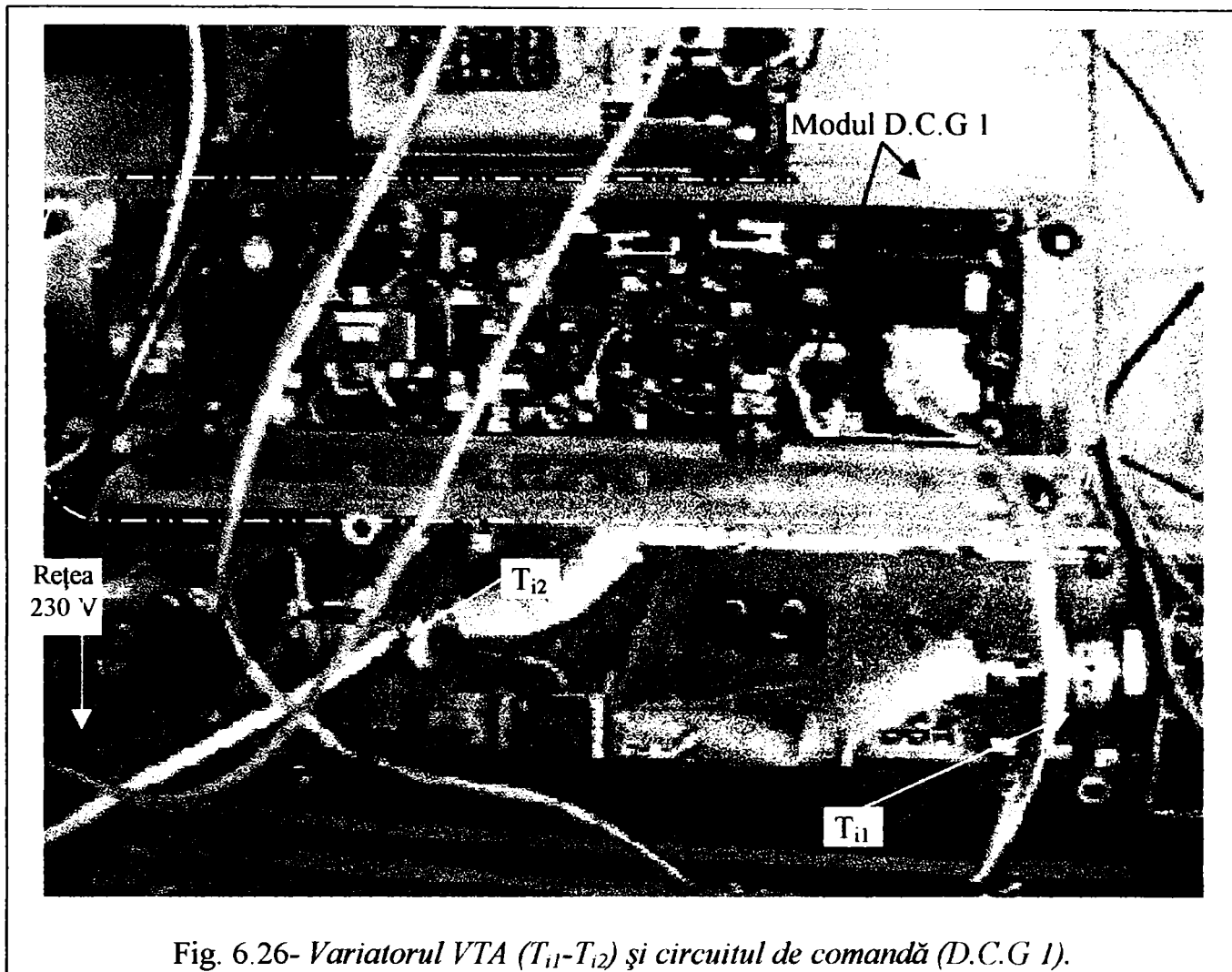


Fig. 6.26- Variatorul VTA (T_{11} - T_{12}) și circuitul de comandă (D.C.G 1).

Implementarea experimentală a sistemului (FAS) a fost verificată prin rezultatele obținute în două etape:

➤ **etapa I:** verificarea prin prelevarea măsurătorilor mărimilor principale la variatorul de tensiune alternativă VTA (T_{11} - T_{12}), în sensul funcționării precise a comenzii (D.C.G.1) împreună cu ansamblul tiristoarelor și verificările individuale ale tuturor subsistemelor blocurilor electronice din componența (FAS).

➤ **etapa II:** prelevările de date experimentale a funcționării filtrului activ cu sinteză (FAS).

Etapa I-a, s-a desfășurat în principal pe circuitul figurii (6.11) și circuitul de conexiune (6.27). Etapa I-a a fost necesară datorită complexității reglării cu filtrul (FAS), care este independentă de caracterul sarcinii în ansamblu.

În figura (6.27) se prezintă schema circuitului de conexiune al filtrului cu sinteză (FAS), iar în figura (6.28) se prezintă imaginea circuitului de conexiune (FAS).

Ansamblul circuitului de conexiune este format din traductoarele (Trad.OUT), (Trad.IN) și (Trasep(1:1)), traductorul de ieșire (Trad.OUT) are bornele accesibile (3) și (4), figura (6.27), traductorul (Trad.IN) are bornele accesibile (1) și (2).

În figura (6.27) s-au reprezentat toate punctele accesibile la bornele de măsurare sau conexiune din circuitul filtrului (FAS) astfel:

- (D_1 , D_2)- borne pentru conectarea unui rezistor de limitare a intensității curentului (necesară numai în faza de punere în funcțiune a prototipului). Bornele sunt utilizate în final la măsurarea valorii efective a curentului;
- (E_1 , E_2)- borne pentru conectarea intrării variatorului VTA în circuitul (FAS), și conectarea în paralel cu sarcina a acumulatorului de energie reactivă ($L_R C_R$);

- (H_1, H_2)- borne pentru conectarea ieșirii variatorului VTA (sarcina variatorului VTA) și placa de conexiune a circuitului de conexiune, figurile (6.27) și (6.28);

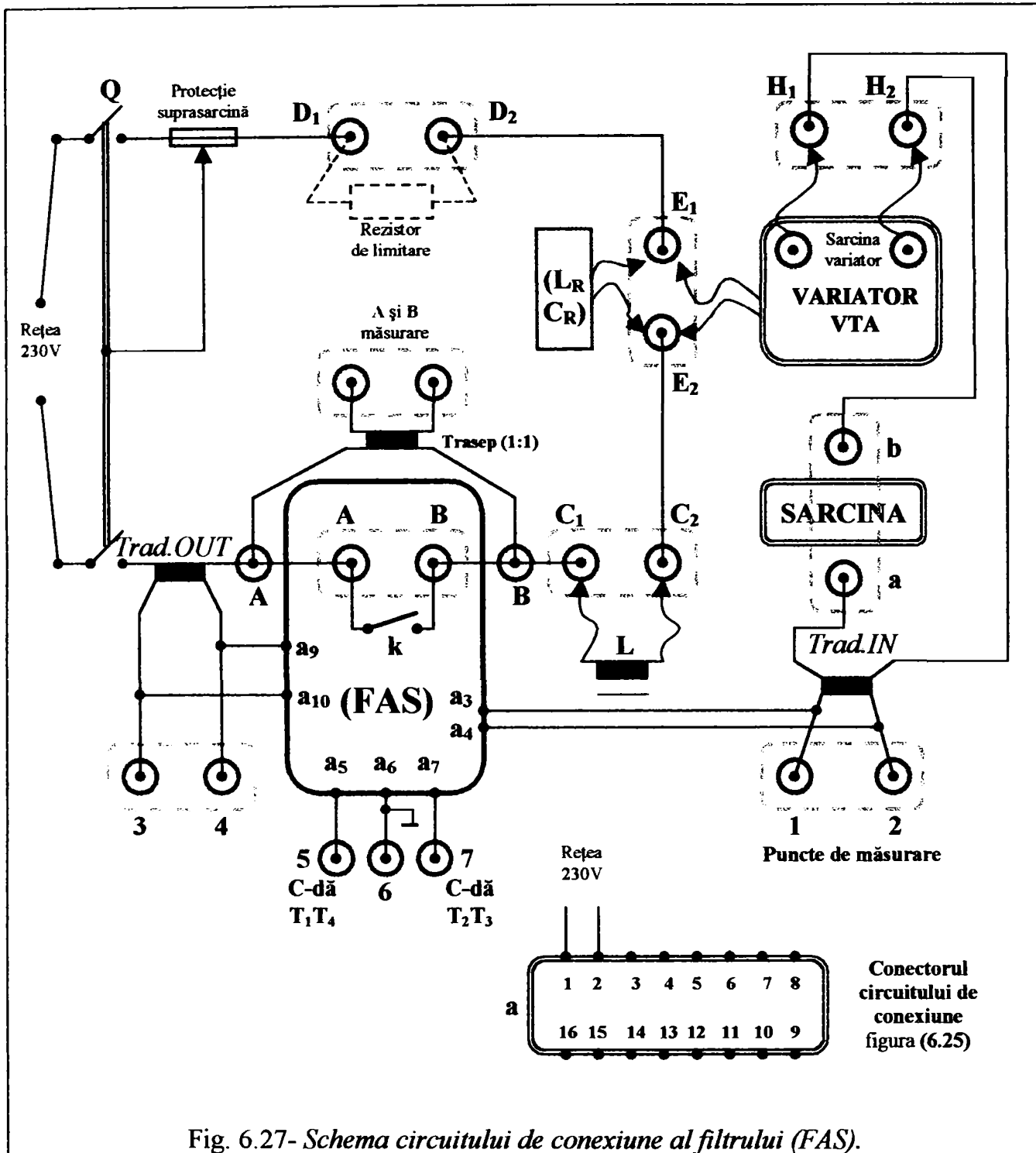


Fig. 6.27- Schema circuitului de conexiune al filtrului (FAS).

- (a, b)- borne pentru conectarea sarcinii (în speță a primarului transformatorului de sudare cu arc electric);
- (1, 2)- conectarea osciloscopului (vizualizarea formei curentului electric din circuitul sarcinii- Trad.IN);
- (C₁, C₂)- conectarea bobinei suplimentare (L)- de limitare a variației curentului (FAS) în regimurile tranzitorii (limitare asigurată de primarul transformatorului de sudare cu arc electric);
- (A și B măsurare)- conectarea și vizualizarea tensiunii (u_F), punct de măsurare cu separare galvanică, opțional în funcționarea de anduranță dar obligatoriu în faza de experimentare.

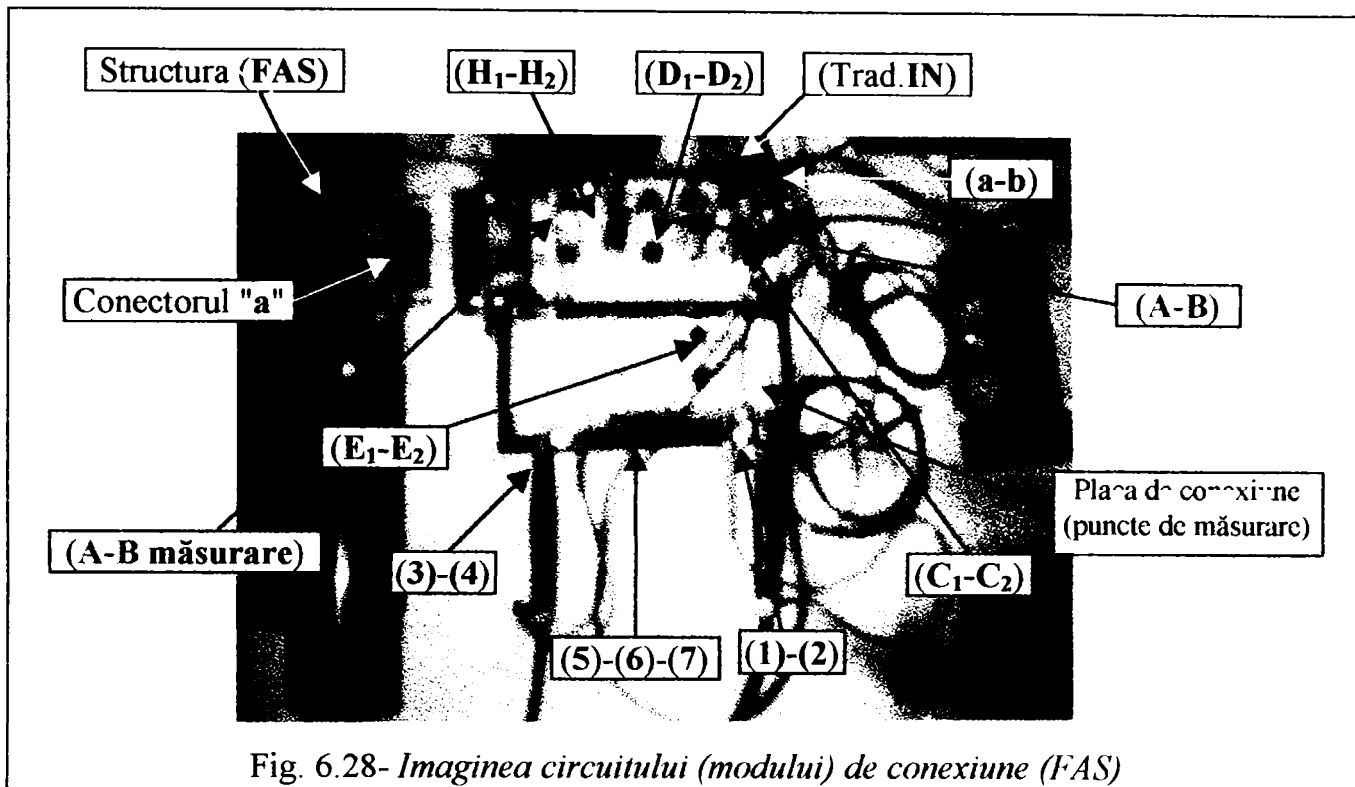


Fig. 6.28- Imaginea circuitului (modulului) de conexiune (FAS)

- (A, B)- conectarea structurii (FAS), din figura (6.25) cu placa de conexiune (și cu întregul circuit de conexiune);
- (5, 6, 7)- conectarea unui punct dublu de măsurare ansamblat pe placa de conexiune a comenzilor tranzistoarelor MOSFET, (T_1T_4) și (T_2T_3);
- (3, 4)- conectarea unui punct de măsurare a ieșirii traductorului (Trad.OUT) din (FAS). Prin comanda manuală a întrerupătorului (k) din figura (6.27) se introduce sau se elimină acțiunea filtrului cu sinteză (FAS);
- (a)- conectorul dintre structura filtrului (FAS), figura (6.25) și circuitul de conexiune al (FAS), figura (6.27). În figura (6.25) conectorul a fost prelungit (cerințe experimentale), iar în figura (6.24) structura (FAS) și circuitul de conexiune sunt cuplate direct.

Întrerupătorul (Q), figura (6.27) și protecția la suprasarcină a (FAS) sunt montate pe modulul circuitului de conexiune.

Aceste puncte de conexiune au fost necesare datorită complexității verificărilor simultane la punerea în funcțiune a (FAS).

În figura (6.29) verificarea funcționării variatorului VTA ($T_{11}-T_{12}$) s-a efectuat pe o

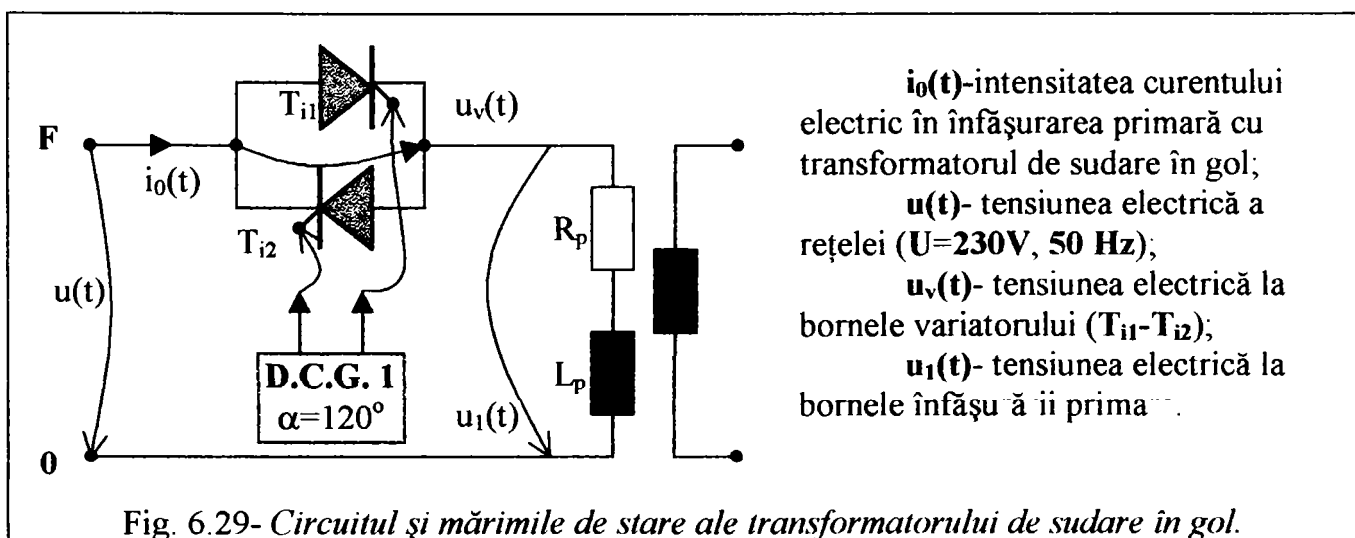
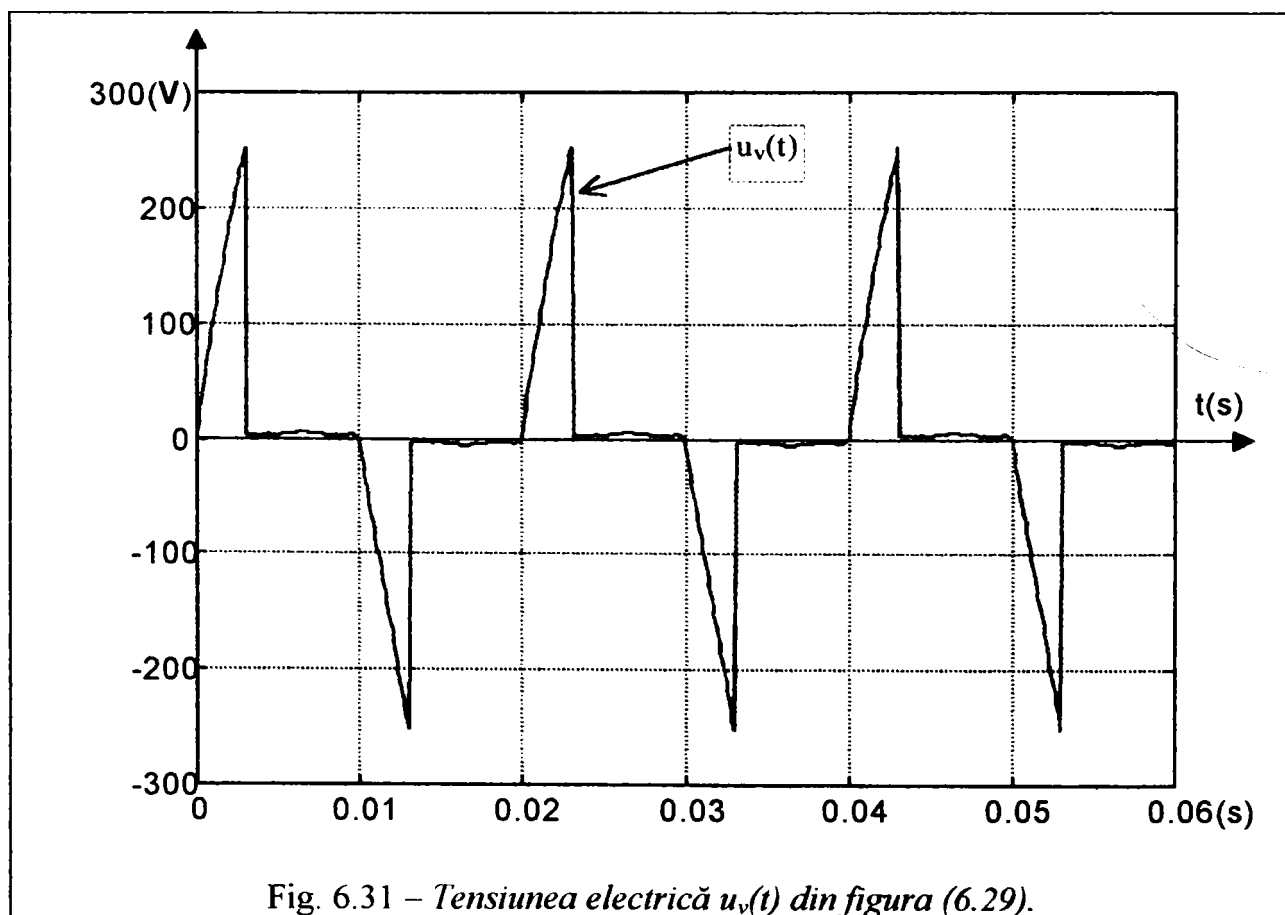
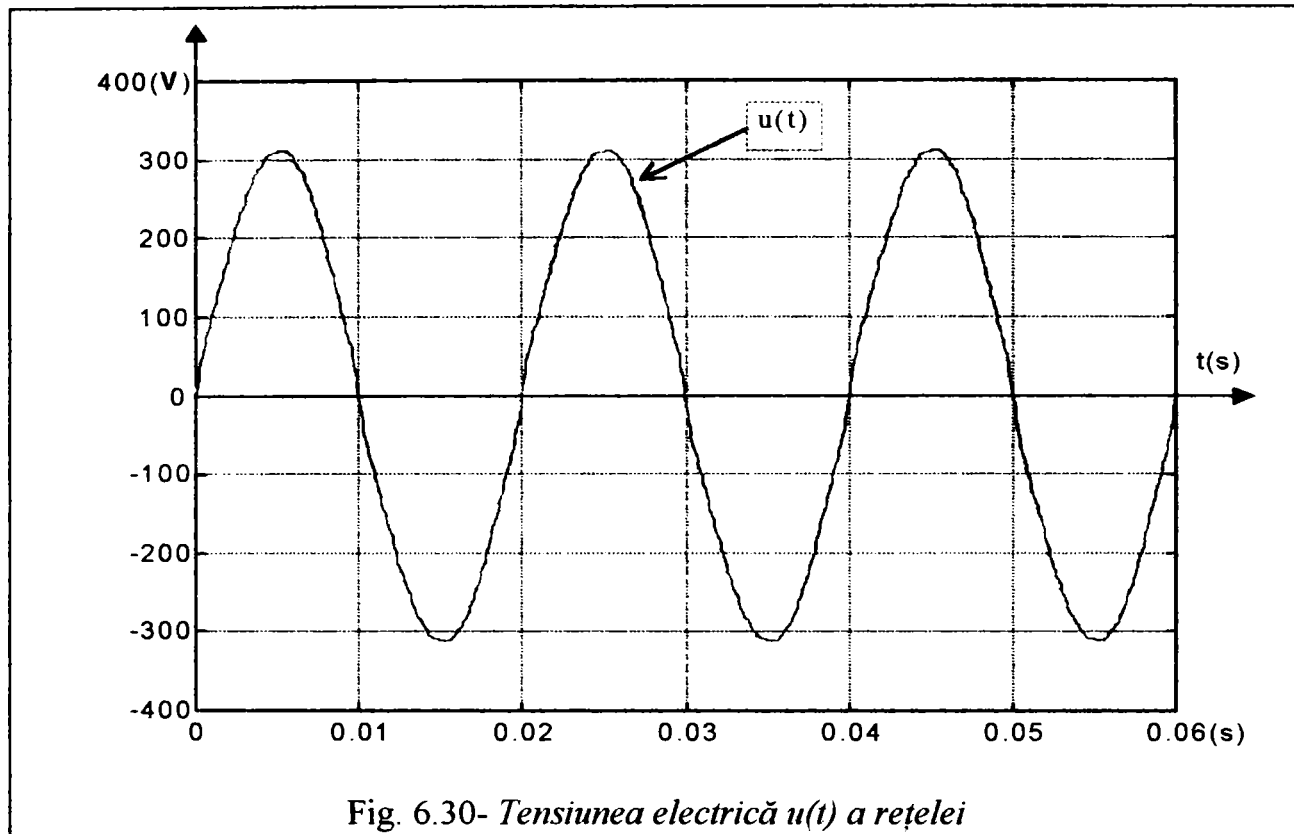


Fig. 6.29- Circuitul și mărimile de stare ale transformatorului de sudare în gol.

sarcină rezistiv-inductivă (R_p-L_p), în prealabil fiind efectuată identificarea fazării rețelei și măsurătorile de rutină pe sarcina pur rezistivă, rezistorul din imaginea (2.80).

Formele curbelor sunt prezentate în figura (6.30), (6.31), (6.32) și (6.33), unghiul de comandă fiind ($\alpha=120^\circ$).

În figura (6.29) sarcina (R_p-L_p) este constituită din circuitul înfășurării primare a transformatorului de sudare, cu înfășurarea circuitului secundar în gol.



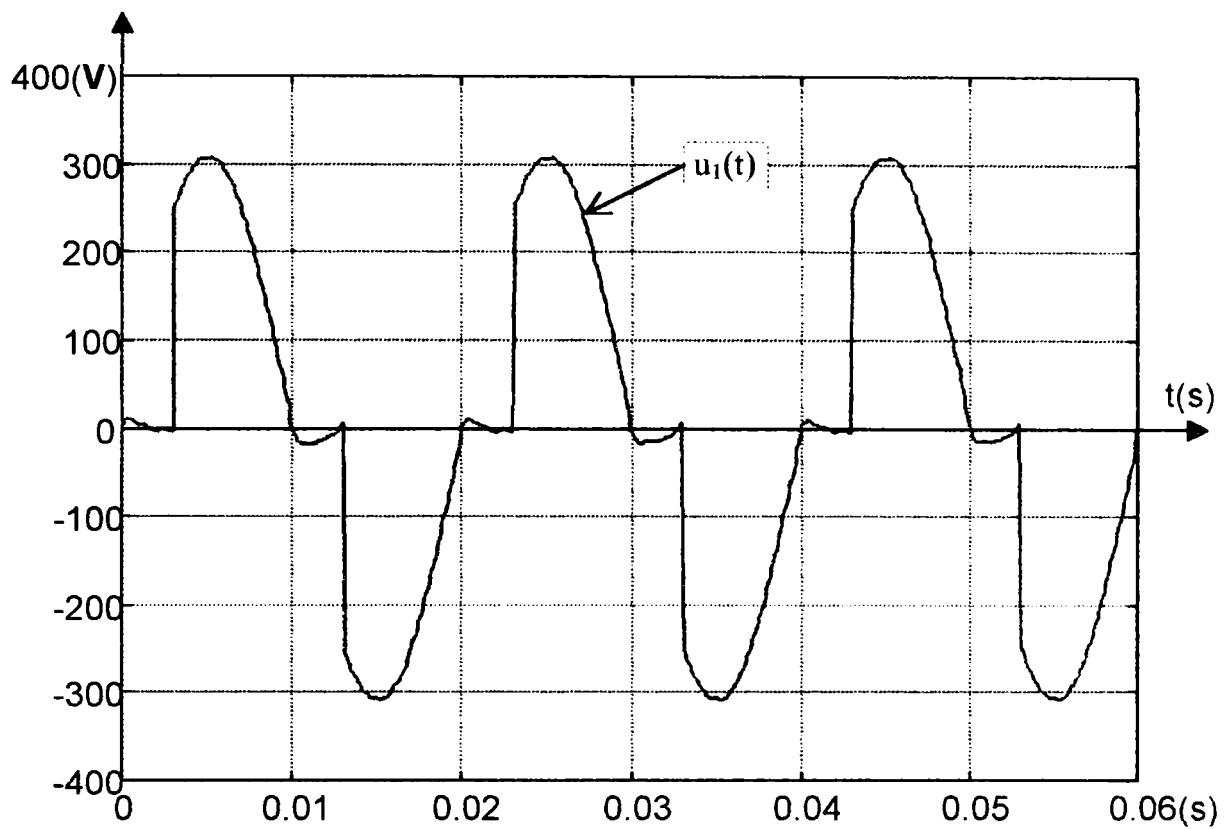


Fig. 6.32- Tensiunea electrică a înfășurării primare $u_1(t)$, din figura (6.29).

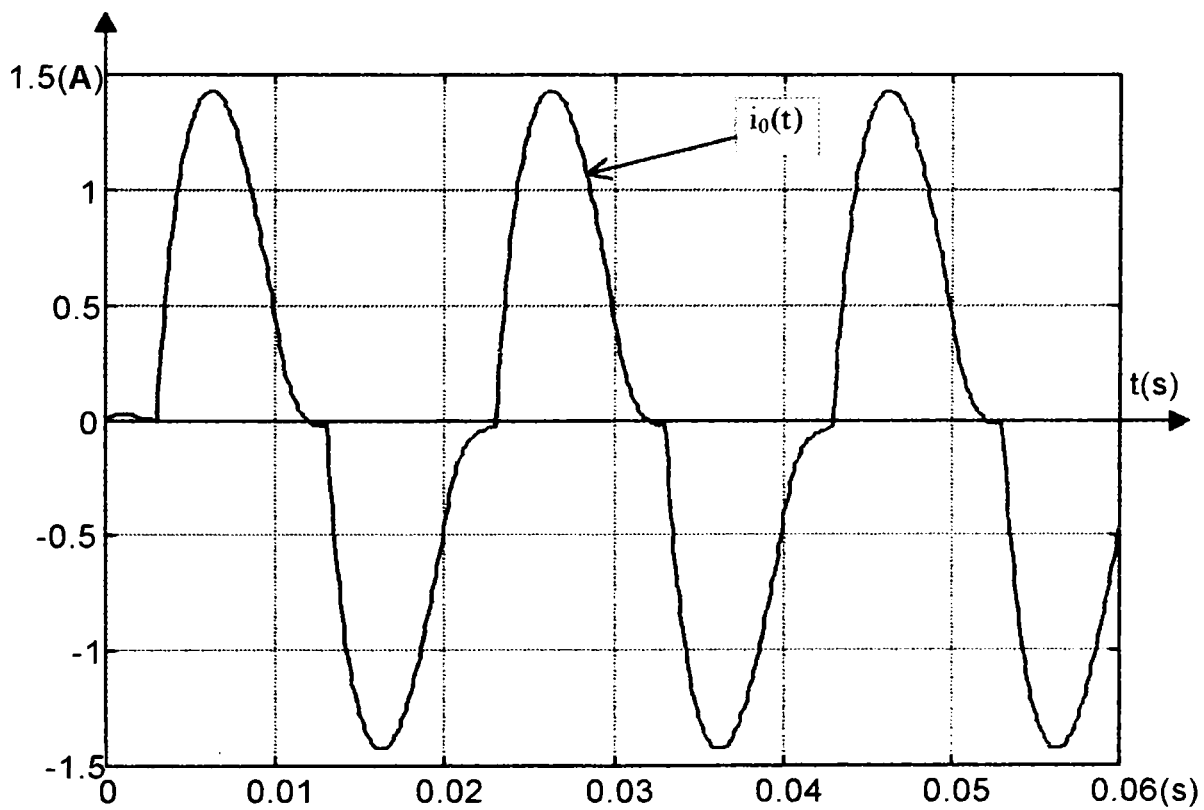
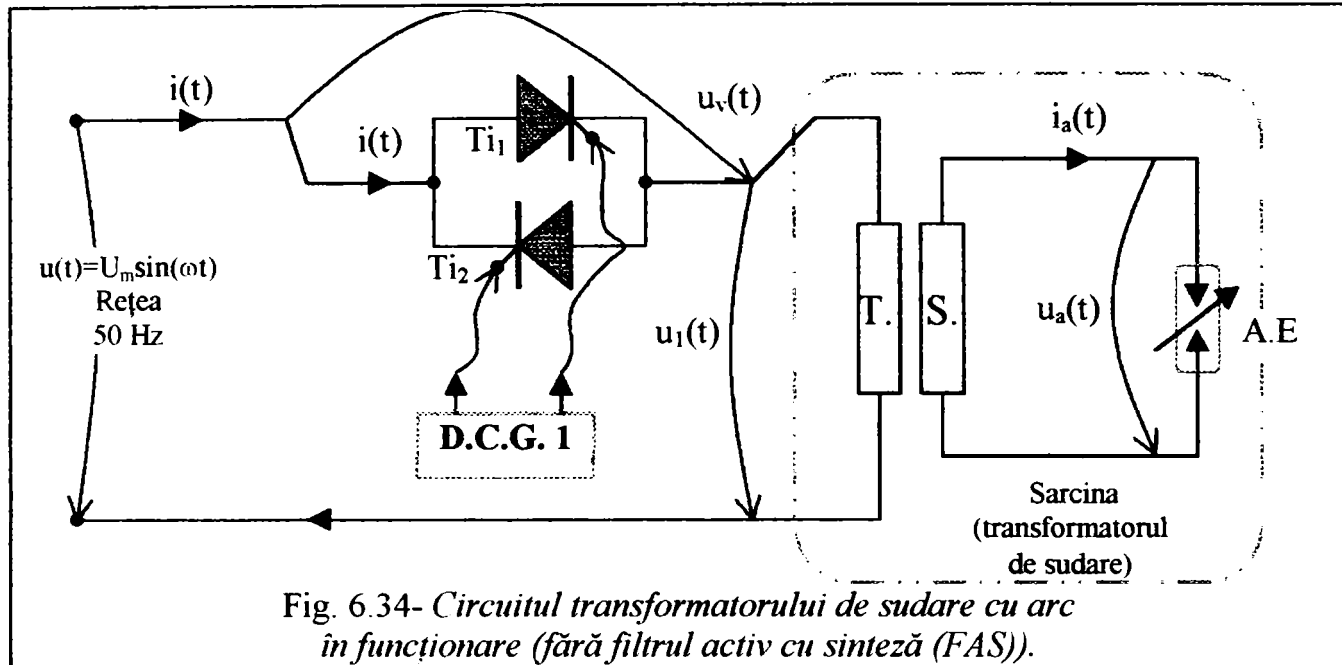


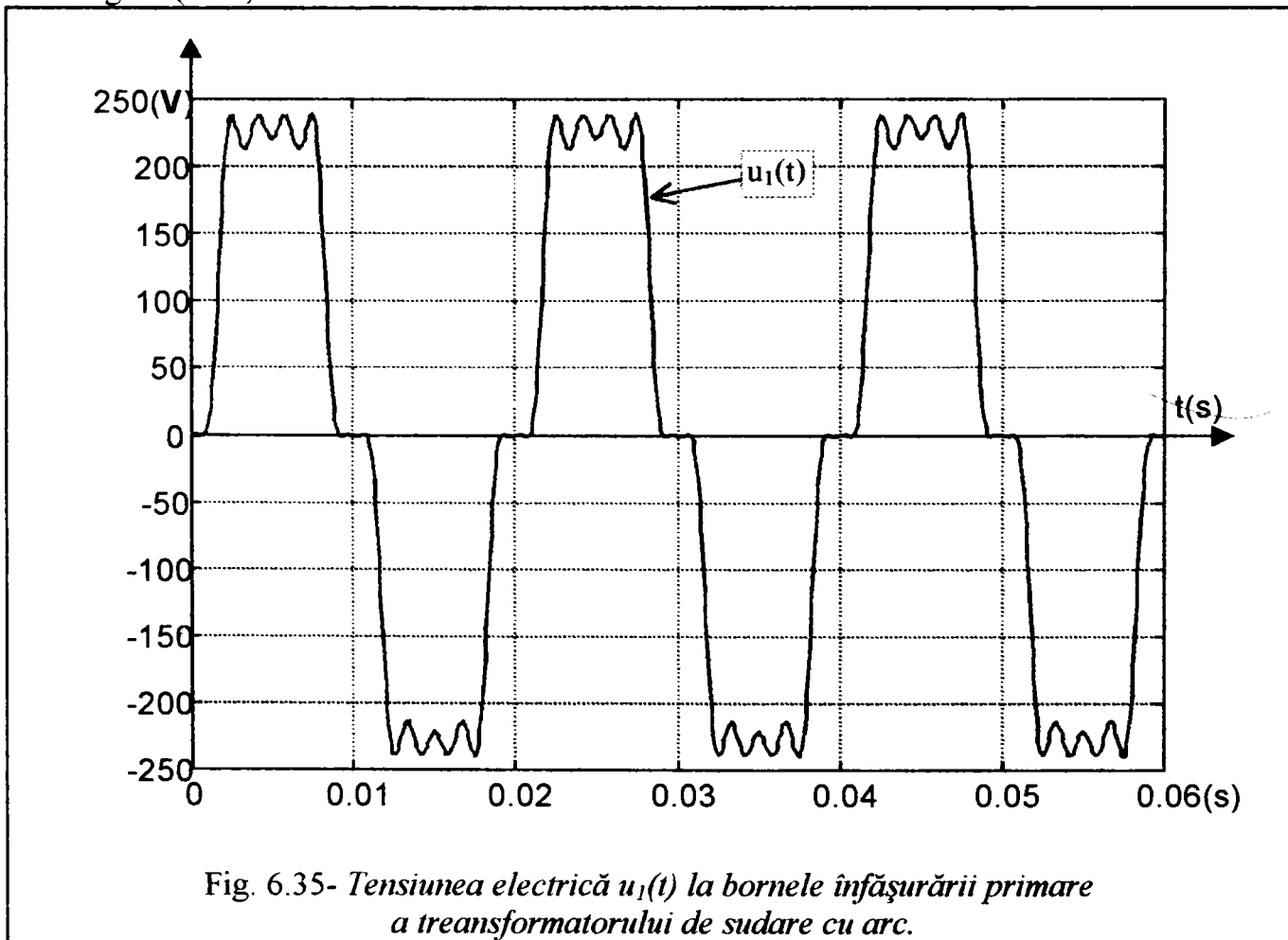
Fig. 6.33- Intensitatea curentului electric $i_0(t)$ în înfășurarea primară a transformatorului de sudare, circuitul din figura (6.29).

Funcționarea corectă a variatorului (T_{i1} - T_{i2}), inclusiv baleierea completă a comenzii în fază (D.C.G.1) s-a reconfirmat în circuitul din figura (6.34).

În figura (6.34) circuitul sarcinii este constituit din transformatorul de sudare, cu instalația de sudare în funcțiune, fără conectarea filtrului activ cu sinteză (FAS). Formele de curbă sunt arătate în figurile (6.35), (6.36) și (6.37).



Unghiul de comandă ($\alpha=120^\circ$), fixat în circuitul și măsurătorile din figura (6.29) s-a menținut și pentru cazul circuitului din figura (6.34). Tensiunea electrică a rețelei este aceeași ca în figura (6.30).



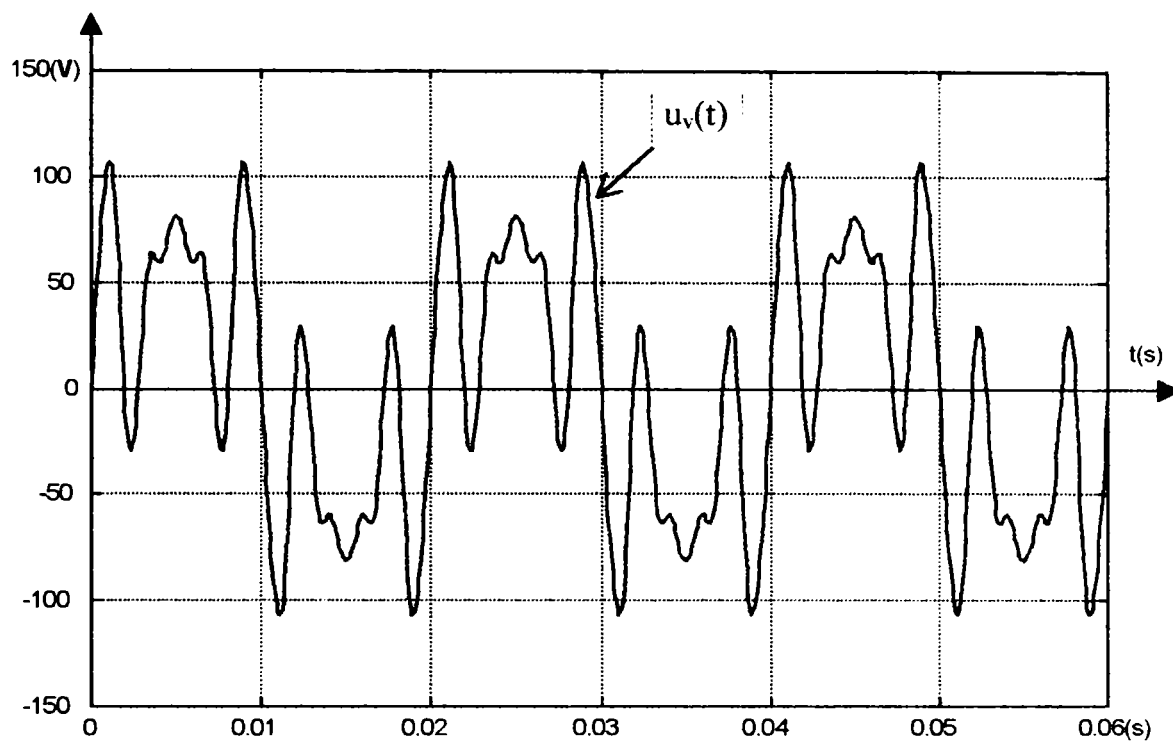


Fig. 6.36- Variația tensiunii electrice $u_v(t)$ la bornele variatorului ($T_{11}-T_{12}$), din circuitul figurii (6.34).

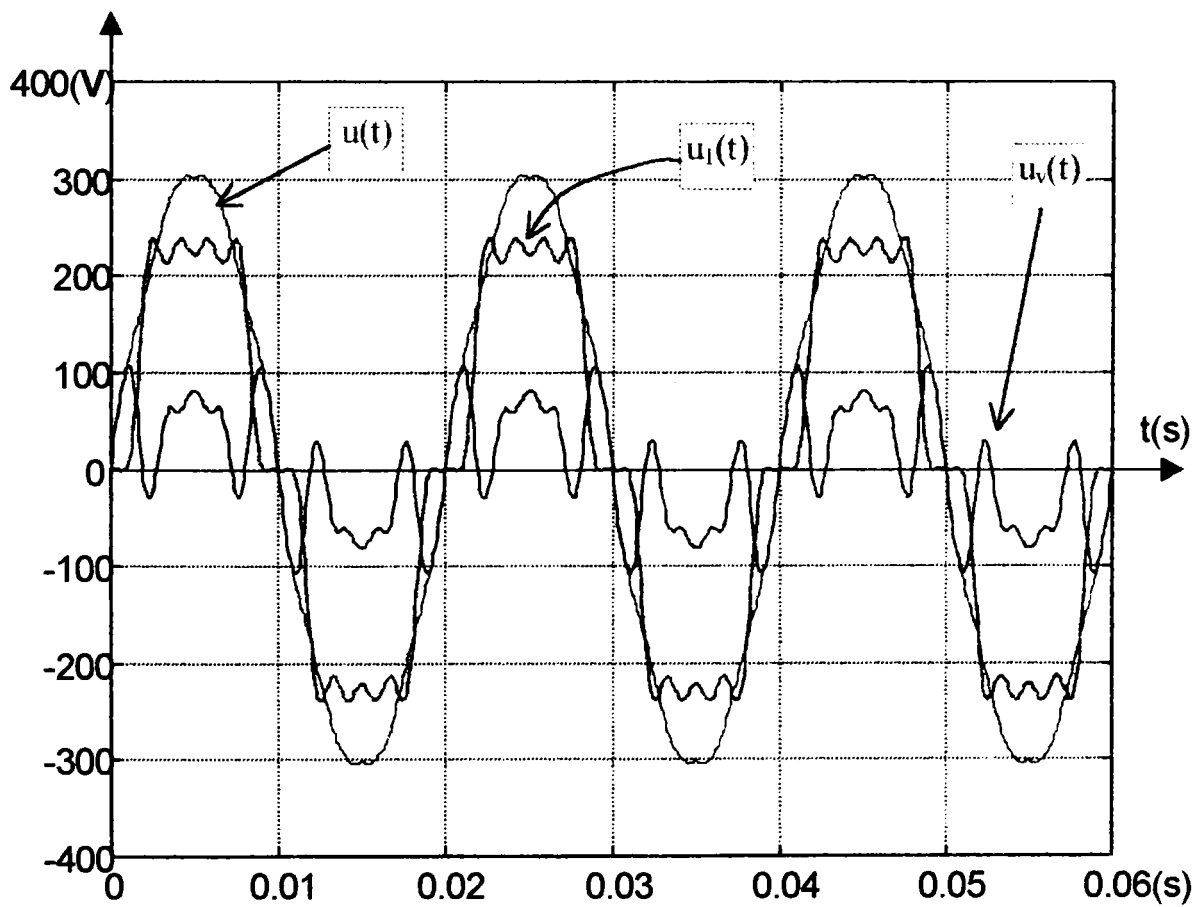
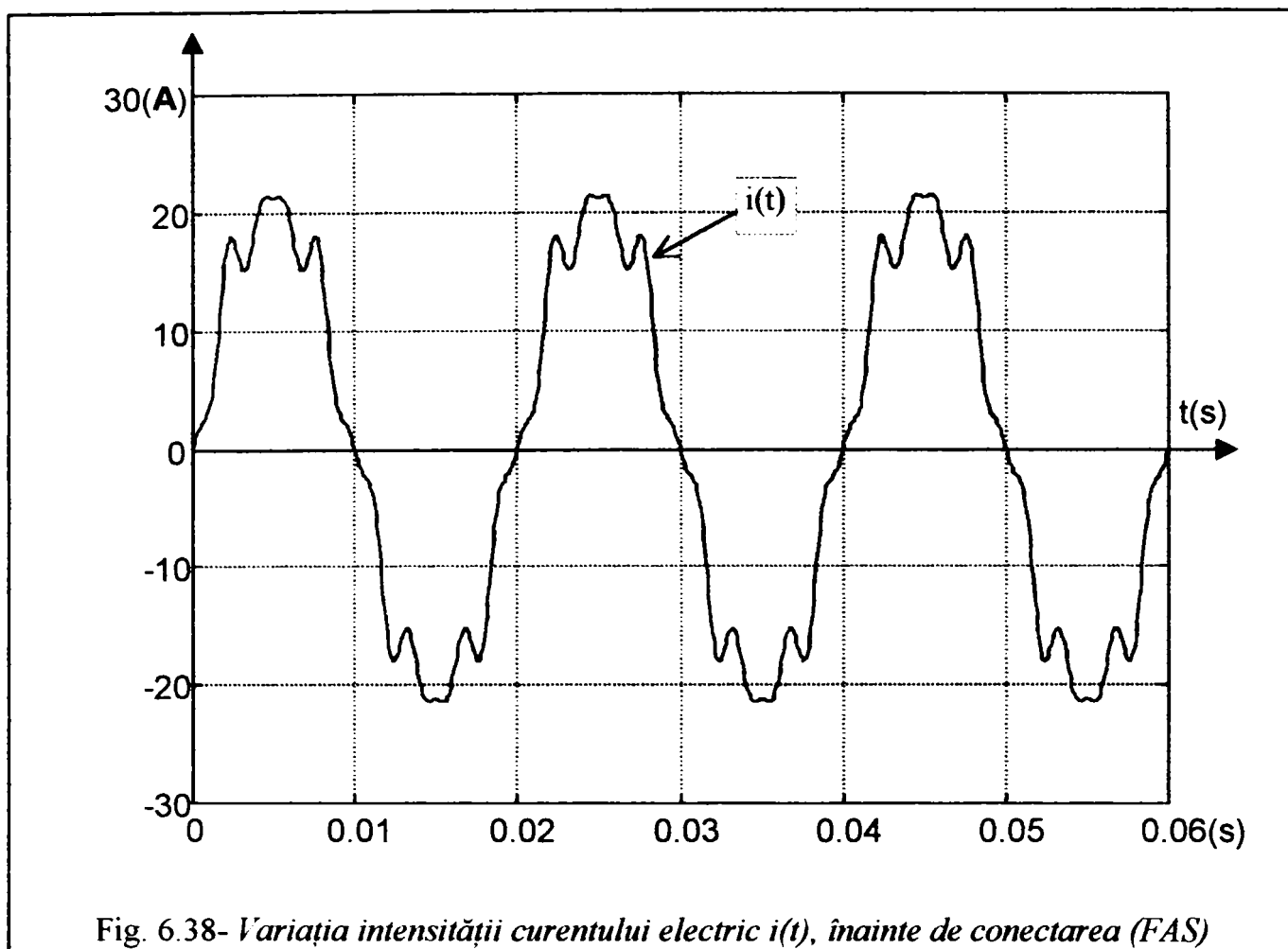
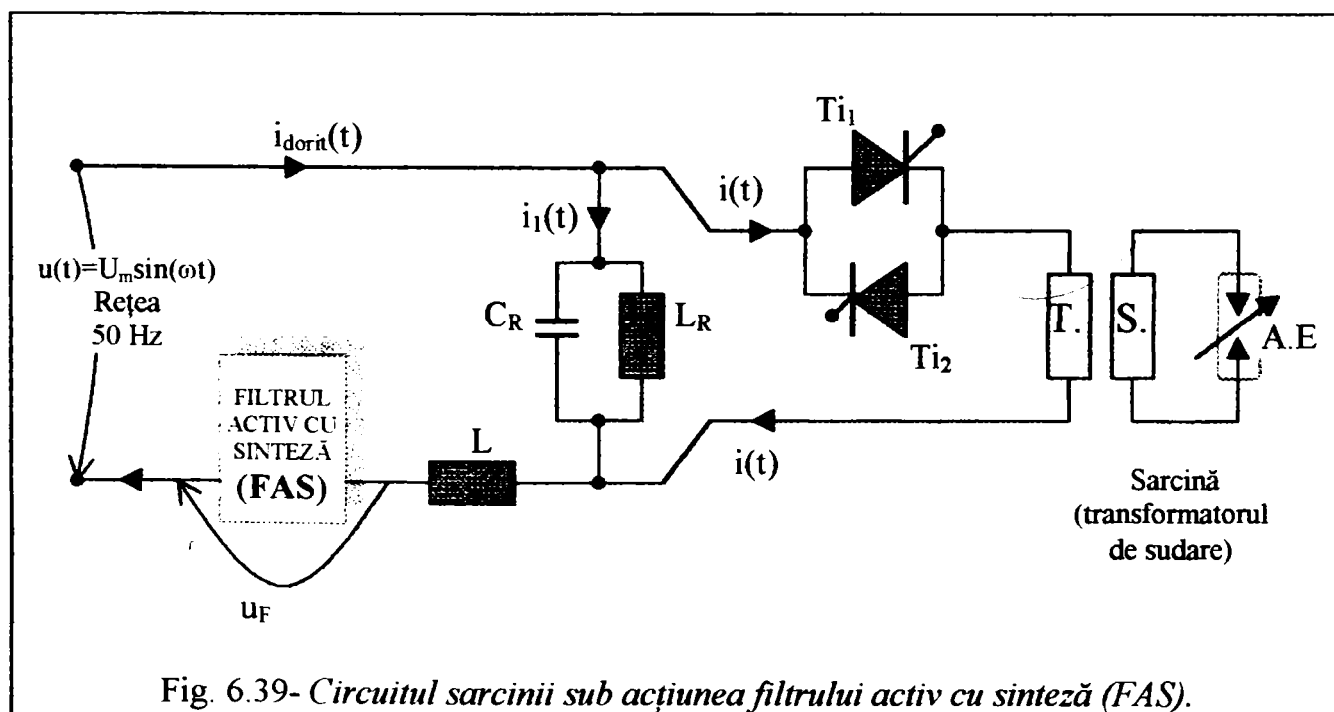


Fig. 6.37- Variația tensiunilor electrice din circuitul primar, figura (6.34).



În etapa a II-a, s-a conectat în circuitul figurii (6.34) filtrul activ (FAS), locul conectării fiind arătat în figura (6.39).



Mărimile de stare principale obținute din circuitul figurii (6.39) sunt: intensitatea curentului electric prin acumulatorul de energie reactivă (L_R - C_R), notat cu $i_1(t)$, reprezentat în figura (6.40) și intensitatea electrică a curentului dorit, notat cu $i_{dorita}(t)$, reprezentat în figura (6.41).

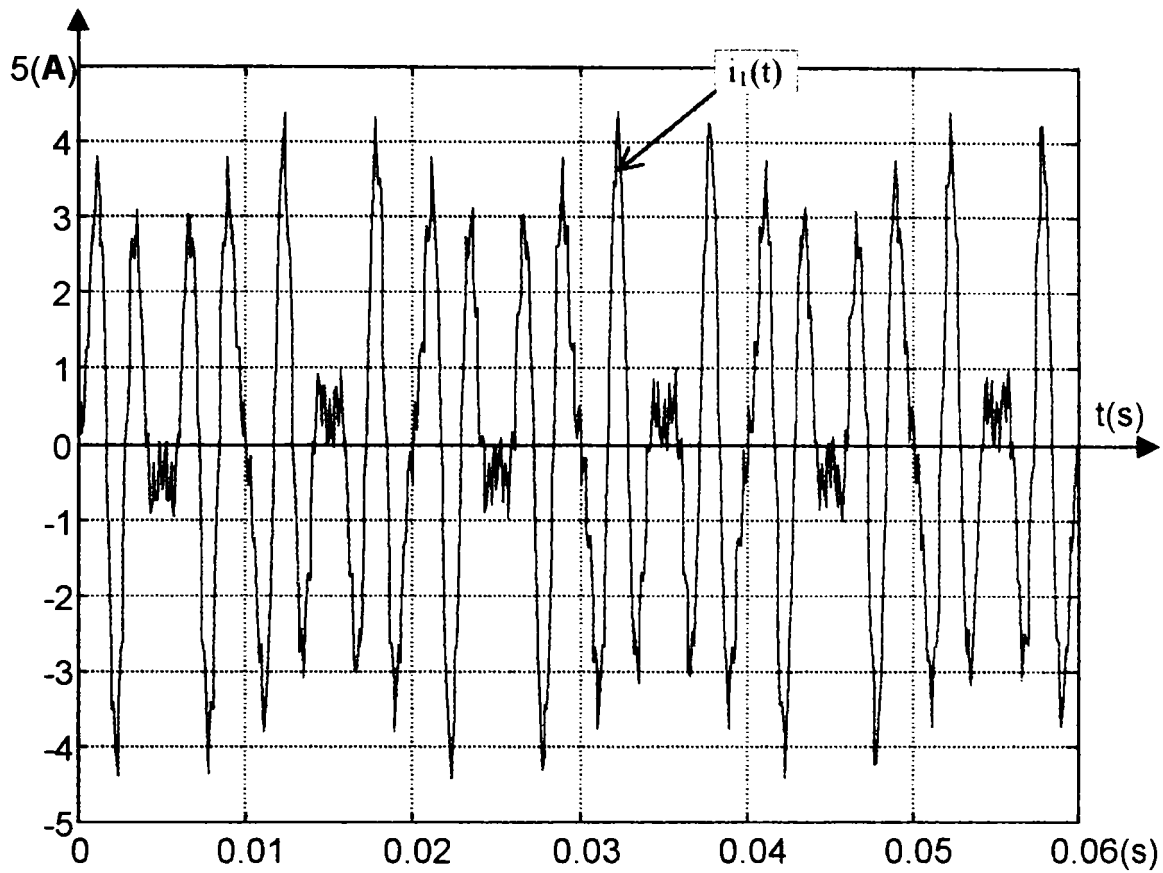


Fig. 6.40- Variația intensității curentului electric $i_1(t)$, din figura (6.39).

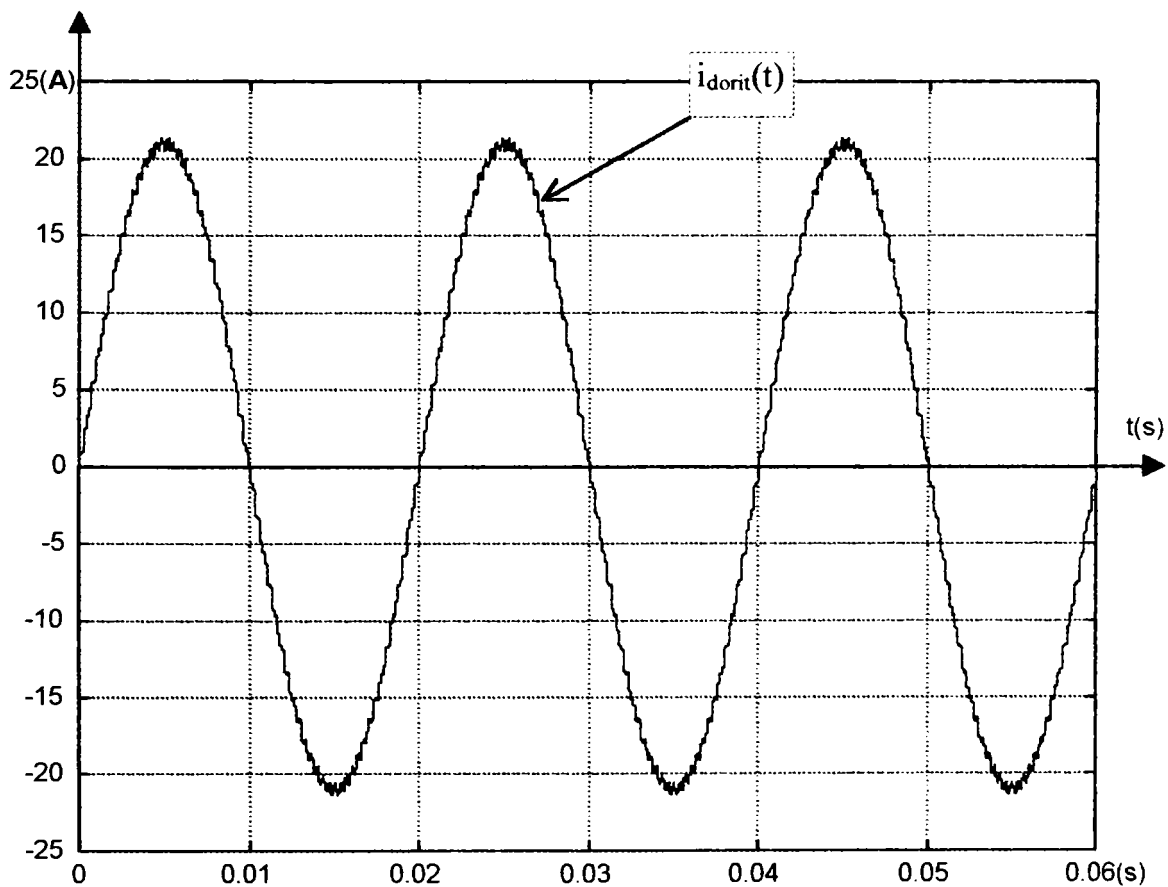


Fig. 6.41- Variația intensității curentului electric dorit $i_{dorit}(t)$, după acțiunea (FAS).

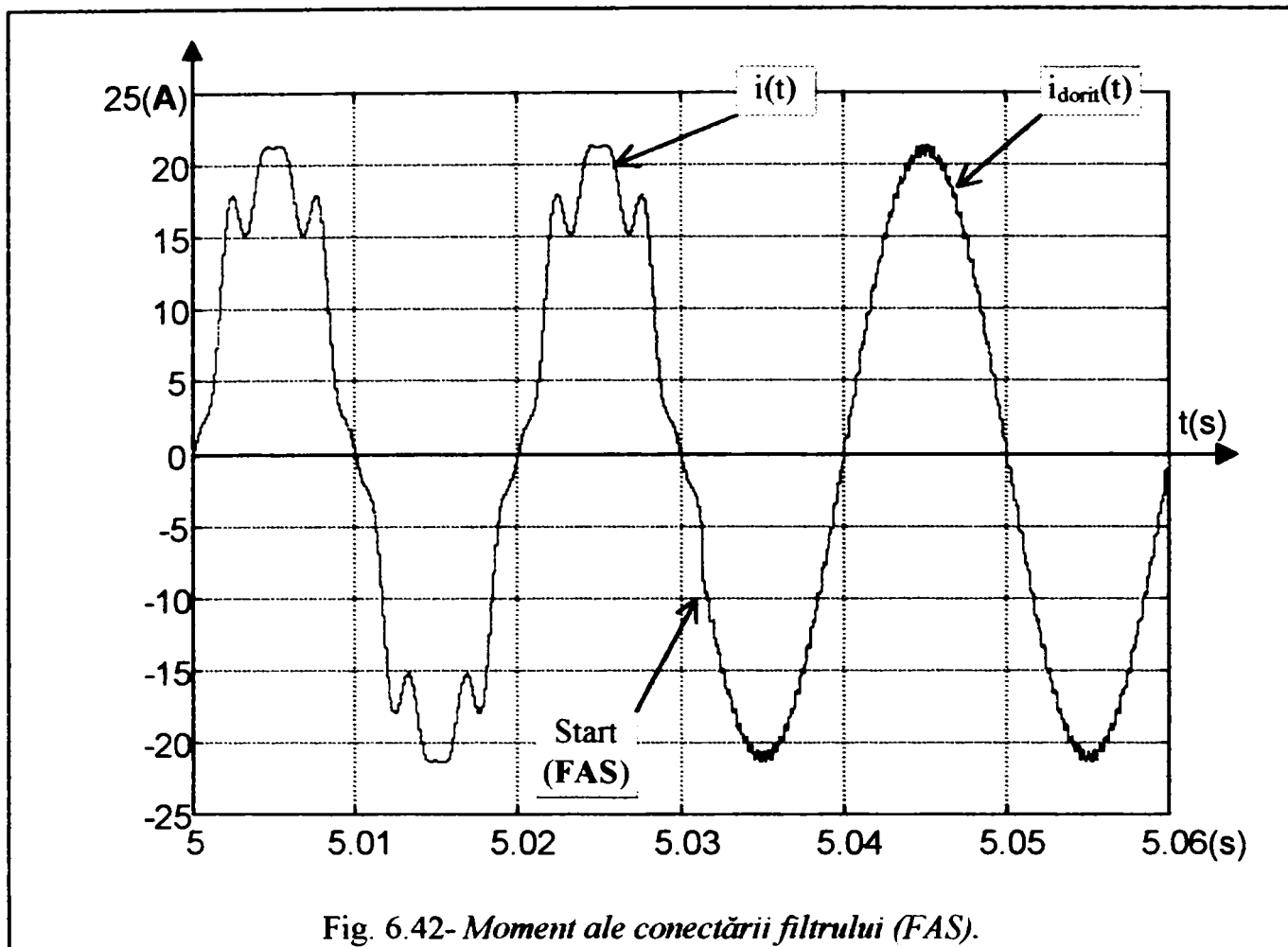


Fig. 6.42- Moment ale conectării filtrului (FAS).

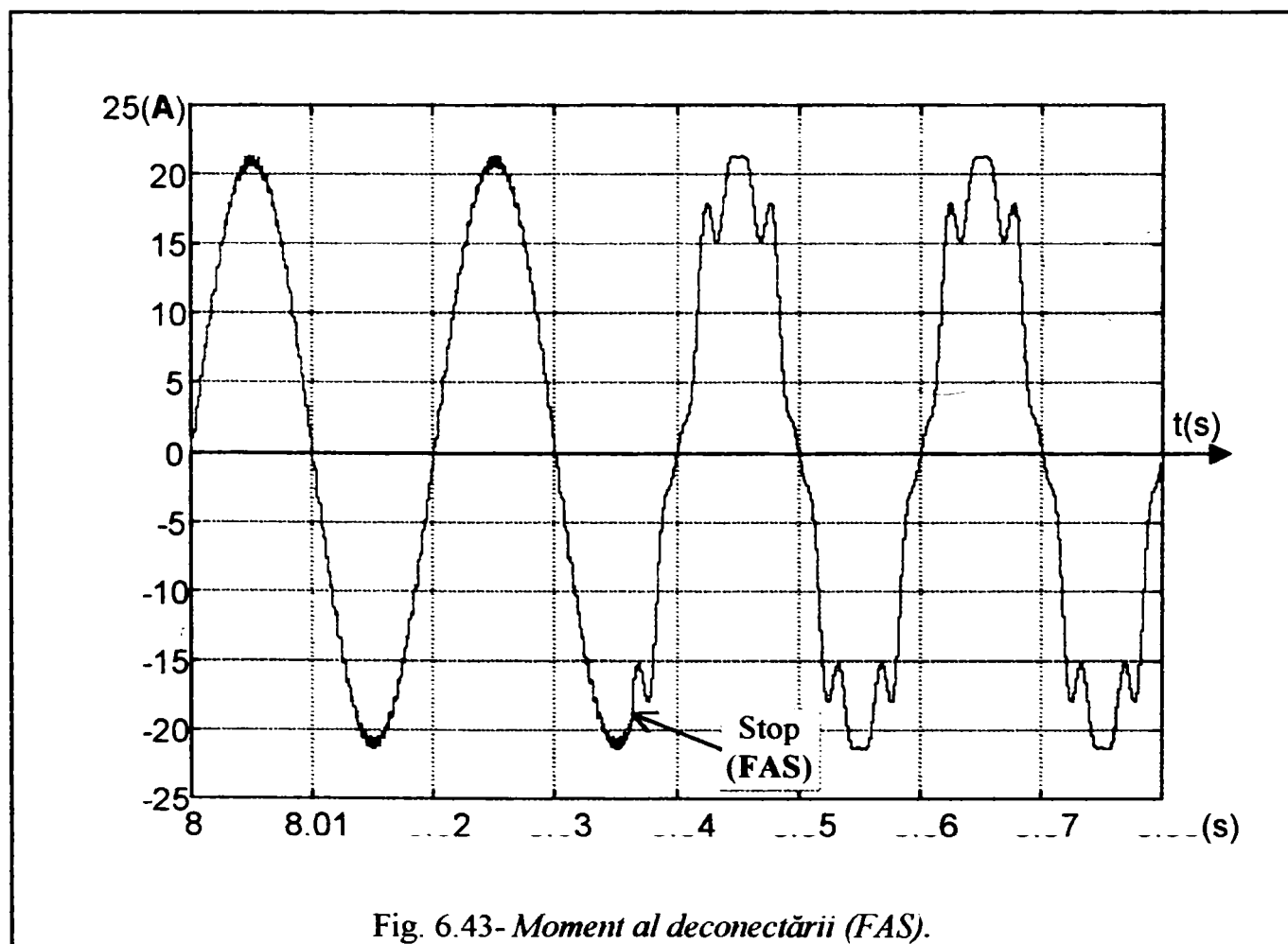


Fig. 6.43- Moment al deconectării (FAS).

În figurile (6.42) și (6.43) se prezintă momentul conectării prin comandă electronică a filtrului activ cu sinteză (FAS), și respectiv momentul deconectării (FAS).

Când comutatorul "k" este deschis, în figura (6.27) filtrul (FAS) este scos din funcțiune, momentul "Stop (FAS)" din figura (6.43). La închiderea comutatorului "k", filtrul (FAS) își reia funcționarea, obținându-se momentul "Start (FAS)", din figura (6.42).

6.2.4.- Concluzile rezultatelor experimentale efectuate cu filtrul (FAS).

Această soluție a filtrului activ (FAS) poate fi aplicată la orice sarcină de c.a., limitarea apărând punctual în funcție de gama curenților absorbiți de sarcină.

Modelul experimental al filtrului a fost construit pentru **25A**, **U=230V**. Cu alegerea optimă a inductanței **L=4mH**, limitarea (di/dt) este suficientă în **85%** din cazurile gamei de curenți (**0÷20A**), variația tensiunii electrice drenă- sursă pe tranzistoarele (**MOSFET**) fiind de **$u_{DS}=2V$** .

(FAS) este o realizare ce reprezintă o contribuție originală, posibilă în urma preocupărilor îndelungate în domeniu.

Fără îndoială a fost posibil aceasta și datorită nivelului tehnicii actuale și accesul la realizările tehnicii de vârf a tehnologiei mondiale (cum ar fi tranzistoarele **MOSFET** de putere).

Un rezultat nescontat dar confirmat de (FAS) și realitatea experimentării (FAS) este posibilitatea reală ca să se asigure prin (FAS) nu numai corectarea formelor intensității curenților absorbiți din rețea ci și optimizarea factorului de putere la ($\cos\varphi\approx 1$), în mod automat.

O altă performanță a (FAS) poate fi considerată în mod real și faptul că prezența lui în legătură cu rețeaua (**230V-50 Hz**) poate corecta și forma de undă a rețelei indiferent de consumatorii neliniari conectați la ea prin intermediul filtrului activ cu sinteză (FAS), astfel că rețeaua devine mai curată după conectarea aplicației noastre decât înainte.

Pentru ușurarea demonstrației eficienței (FAS) s-a introdus în mod special traductorul (**Trad.IN**) fără un rol funcțional în acțiunea (FAS), și **Trasep(1:1)** la bornele căruia se poate vizualiza intervenția (FAS) în rețea. La bornele traductorului (**Trad.IN**) se vizualizează cu osciloscopul forma curenților neliniari absorbiți de sarcină.

La bornele de măsurare (control) (**3**) și (**4**), figura (6.27) ale traductorului de ieșire (**Trad.OUT**) se poate vizualiza forma curentului sub acțiunea (FAS).

Cu ajutorul unui osciloscop cu două spoturi se poate observa simultan cum forma curenților de sarcină se poate modifica oricât, iar forma curenților absorbiți din rețea rămâne sinusoidală.

La bornele de control (**5, 6, 7**) se poate vizualiza modul de intervenție al (FAS) în momentele abaterilor de formă a curenților.

O altă contribuție originală este introducerea amplificatorului cu reglare automată a amplificării, ceea ce permite funcționarea (FAS) și la intensități ale curenților variabili în limite largi ca valoare și nu numai la curenți constanți de sarcină cum ar fi fost posibil fără amplificatorul cu reglare automată a amplificării.

Deși realizarea practică a avut un singur scop inițial, corectarea curenților nesinusoidali, implicit și compensarea regimului electroenergetic deformant, acest scop a rămas unic și nu a fost asociat unor alte scopuri de viitor (miniaturizarea și simplitatea constructivă), ceea ce nu minimalizează contribuția originală.

Un scop ulterior celui atins îl poate constitui o reproiectare în scopul miniaturizării, prin mijloacele tehnicii actuale (circuite integrate dedicate, surse de alimentare în comutație,

tranzistoare **MOSFET** cu performanțe superioare și gata montate în punte, traductoare cu efect Hall miniaturale (și chiar încorporate).

Într-o nouă viziune filtrul activ cu sinteză (**FAS**) și variatorul **VTA** pot fi încorporate reciproc.

O altă posibilă aplicație a (**FAS**) este compensarea factorului de putere al rețelei în locuri punctuale impuse, fără folosirea unor condensatori cu gabarit excesiv.

O dată cu creșterea performanțelor tranzistoarelor **MOSFET** se poate extinde utilizarea (**FAS**) la puteri mai mari, în puncte de racord tot mai avansate la rețeaua de alimentare.

Pentru ușurarea comparației (în scop experimental, demonstrativ și didactic) a prezenței (**FAS**) între rețea și sarcină, efectul acțiunii (**FAS**) s-a vizualizat prin introducerea unui comutator (**k**).

7. CONCLUZII GENERALE ȘI CONTRIBUȚII PRINCIPALE ALE DOCTORANDULUI

7.1.- CONCLUZII GENERALE

Instalațiile electrotermice, cuptorul cu arc electric și transformatorul de sudare cu arc sunt echipamente complexe, care au un element comun: arc electric.

În capitolul întâi se face monografia mărimilor regimului electroenergetic deformant .

În capitolul doi se prezintă analiza și sinteza arcului electric, partea de analiză cuprinde: ecuația diferențială a arcului electric, circuitele electrice ale arcului în curent alternativ, iar partea de sinteză cuprinde: schema structurală a intensității electrice a curentului de arc $i_a(t)$, modelul matematic al arcului electric de sudare și influența parametrilor care determină caracteristicile dinamice ale arcului electric de sudare. Se face analiza detaliată a instalației unui cuptor electric cu arc pentru topirea oțelului, se determină caracteristicile cuptorului și schema echivalentă redusă și diagramele circulare ale curenților pentru funcționarea cuptorului cu arc în timpul unui ciclu de topire. Se face analiza filtrelor absorbante pasive pentru compensarea regimului electroenergetic deformant. Se prezintă un segment al bazei de date din măsurătorile efectuate cu sistemul de achiziție al datelor, în sistemul trifazat de mărimi electrice, al punctelor de conexiune (A) și (B), ale cuptorului la tensiunea de linie de 6 [kV], respectiv mărimile de stare ale circuitului de electrod. Se prezintă transformatorul cu arc electric și instalația experimentală de laborator pentru identificarea și compensarea regimului deformant la transformatorul de sudare cu arc, măsurătorile efectuate la scheme de comandă a arcului electric în curent alternativ și în curent continuu, sinteza rezultatelor și parametrii regimului deformant pentru cazul circuitului (A). Se prezintă compensarea cu filtre absorbante a regimului deformant la transformatorul de sudare cu arc electric și spectrele armonice înainte și după compensarea regimului deformant.

În capitolul trei se face simularea/ modelarea instalației electrice a echipamentelor electrotermice cu arc electric, procesul de identificare a modelului cuptorului cu arc, modelul analitic al cuptorului cu arc, funcția de transfer în timp discret și schemele structurale de sinteză a cuptorului cu arc, precum și analiza armonică a tensiunii și curentului electric de linie al fazei "R". Se prezintă modelul transformatorului de sudare cu arc electric, schema structurală și subsistemele componente, analiza spectrală a mărimilor de stare.

În capitolul patru se prezintă măsurarea puterilor (P, Q, S, D) trifazate în regim deformant la instalațiile electrotermice cu arc electric, în sinteza structurilor de calcul al parametrilor de regim deformant, la transformatorul de sudare cu arc și la modelul cuptorului cu arc, faza "R", după compensarea regimului deformant.

În capitolul cinci se prezintă compensarea regimului deformant la instalația electrotermică a cuptorului cu arc electric, prin utilizarea compensatorului de putere reactivă și deformantă (CAPRD).

În capitolul șase se prezintă compensarea regimului deformant la transformatorul de sudare cu arc electric, prin sinteza formei de undă. Se descrie principiul filtrului activ cu sinteză (FAS), instalația experimentală de laborator și formele de undă ale transformatorului de sudare cu arc electric în compensare (FAS).

Din analiza metodelor folosite în tehnică pentru atingerea scopului de a micșora în rețele regimul deformant produs de consumatori, a rezultat necesitatea conceperii unei metode noi.

S-a realizat un filtru activ de sinteză (FAS) care să se intercaleze între consumator și rețea și care să permită absorbirea unor curenți de formă pur sinusoidală de la rețea chiar dacă consumatorul absoarbe în mod normal curenți nesinusoidali.

Câteva rezultate de maximă generalitate s-au obținut experimental:

- *eliminarea distorsiunilor de orice natură asupra formei curbei curențului, fără producerea de efecte rezonante în rețea;*
- *promptitudinea corecției în timp real, mult sub durata unei semialternanțe;*
- *înglobarea în același dispozitiv a filtrului activ de sinteză (FAS) și a funcției de corecție a factorului de putere, precum și a funcției de regulator de putere.*

Un astfel de filtru (FAS) intercalat între rețea și consumator cu scopul corectării curenților absorbiți nu îmbunătățește alte realizări similare în domeniul compensării regimului deformant, ci constituie un concept nou.

Realizarea conceptuală și experimentală a unui astfel de dispozitiv, filtrul (FAS) corectează efectele oricărei cauze care poate interveni în deformarea curenților (fie datorită caracterului neliniar al sarcinii, fie formei deja deformante a tensiunii rețelei).

Pentru realizarea experimentală a filtrului (FAS) a fost nevoie de folosirea unui sistem complex și activ cu inteligență proprie, care să analizeze și să execute efectul dorit: corectarea formei curbei curențului.

Un astfel de filtru este (s-a impus să fie) *flexibil, adaptabil* la realitățile care apar la locul lui de conectare la rețea.

Chiar dacă pe porțiuni ale formei de curbă a curențului există goluri (lipsă totală de curent), filtrul (FAS) compensează aceste goluri.

Pentru un consum propriu de funcționare cât mai redus (randament energetic propriu ridicat), un astfel de filtru activ de sinteză (FAS) folosește metode energoneintensive (lucrul în comutație în partea de comandă și execuție a sistemului (FAS)).

7.2.-CONTRIBUȚII ORIGINALE.

Teza de doctorat prezentată are atât **contribuții teoretice**, cât și **experimentale** ale autorului în domeniul compensării regimului deformant:

- Conceperea modelului structural al curențului de arc $i_a(t)$ și a modelului matematic al arcului electric;
- Conceperea modelului analitic și schema structurală completă a procesului din cuptorul cu arc electric;
- Conceperea modelului structural al transformatorului de sudare cu arc electric;
- Elaborarea structurii sistemului de calcul al parametrilor de regim deformant;
- Elaborarea compensatorului (CAPRD);
- Conceperea, realizarea și experimentarea un filtru activ de sinteză (FAS) de tip absolut nou sub forma unui sistem de reglare automat, flexibil (adaptabil la orice regim și cauză de regim deformant).

A) - În domeniul cercetării teoretice:

Astfel, o **primă contribuție teoretică** este utilizarea teoriei sistemelor automate în conceperea funcțională a filtrului activ de sinteză (FAS), pentru orice tip de consumator neliniar.

Dispozitivul (sistemul filtru), (FAS) este un dispozitiv rezultat din cerințe de maximă exigență și rigurozitate, dorința de a le îndeplini prin ceva, chiar nou, cu folosirea posibilităților tehnicii actuale.

Filtrul (FAS) conține toate elementele teoretice ale unui sistem de reglare automată:

- elementul de comparație compară două mărimi sinusoidale (una de referință pur sinusoidală și un semnal de eroare dat de un traductor al curentului absorbit de rețea);
- elementul regulator este un subsistem automat care realizează conversia analog-digitală a semnalelor de comandă rezultate din comparație.
- elementul de execuție este un ansamblu format dintr-o punte cu tranzistoare de putere MOSFET comandate, având câte o diodă antiparalel și un condensator electrolitic în una din diagonale.

O **altă contribuție teoretică**, este stabilirea modului de conectare a filtrului activ de sinteză (FAS), în funcție de impedanța rețelei, pentru compensarea formei curenților sau a formei tensiunilor de rețea.

Filtrul activ de sinteză (FAS) poate fi asimilat ca un consumator de curenți și tensiuni deformante care generează curenți și tensiuni sinusoidale.

O **altă contribuție a tezei** este concepția structurii sistemului (FAS) modulat pe două subsisteme globale interconectate funcțional (subsistemul de comandă și subsistemul de execuție). Aceste subsisteme pot fi dezvoltate, subsistemul de execuție este susceptibil pentru tensiuni și curenți mai mari, iar subsistemul de comandă poate fi considerat competitiv pentru comanda oricăror puteri întâlnite iar ca îmbunătățiri este susceptibil doar la procesarea numerică asistată de calculator.

B) - În domeniul cercetării experimentale:

Realizarea prototipului (FAS), include câteva etape mai importante:

- realizarea subsistemelor componente ale (FAS) și verificarea funcțională experimentală a (FAS) într-o configurație constructivă particulară (pentru curenți constanți);
- realizarea și verificarea funcțională a unui (FAS) adaptabil pentru amplitudini variabile a curentului absorbit;
- implementarea principalelor performanțe pentru prototip (*controlul adaptiv al tuturor mărimilor de stare din componența (FAS), distorsiunile maxime admise la intrare (60%), distorsiunea curentului stabilizat (0.5%), timpul de răspuns a (FAS) de (50μs), corectarea controlabilă a factorului de putere în limite de compensare și supracompensare, etc.*);
- lucrul în comutație la frecvența de (20kHz) a subsistemului element regulator și a elementului de execuție;
- realizarea gamei intensităților curenților reglați de (20dB).
- Implementarea simultană a tuturor metodelor și mijloacelor de protecție a subsistemelor (FAS), datorită pe de o parte lucrului în sine cu bobine și condensatoare în regim deformant, iar pe de altă parte lucrului în complex a unor

elemente de putere relativ mare și a unor elemente de comandă practic fără consum energetic.

- Folosirea unui element cunoscut în tehnică (comparatorul) în vederea punerii în evidență a abaterilor curentului de la forma sinusoidală și elaborarea unei comenzi sub formă digitală.
- Folosirea unui generator local de tensiune sinusoidală cu distorsiuni foarte reduse ($1^0/_{00}$) fazat cu rețeaua de alimentare care joacă rolul referinței. Astfel se compară o tensiune sinusoidală fără distorsiuni cu o tensiune deformată dată de traductorul curentului absorbit.
- Folosirea unui amplificator cu reglare automată a amplificării care asigură comparatorului o tensiune de amplitudine constantă dar cu formă nesinusoidală, reală.
- Proiectarea circuitelor de comandă pentru blocul regulator (**MOSFET**), realizate în conexiune sursă-comună fiecare, prin folosirea mai multor surse de alimentare separate galvanic între ele.
- Introducerea posibilității de comandă manuală a compensării factorului de putere, printr-un potențiomtru care reglează faza generatorului tensiunii de referință.
- Analiza comparativă cu posibilitatea trecerii rapide (instantanee) de pe reglarea automată pe alimentarea clasică (eliminarea funcțională a **FAS**-ului din circuit).

C) - Concluziile cercetării experimentale ale tezei sunt:

- Un filtrul activ de sinteză (**FAS**) este pe deplin posibil și realizabil la nivelul tehnicii actuale pentru consumatorii alimentați de la rețeaua de distribuție;
- Performanțele de compensare a regimului deformant realizate de (**FAS**) depășesc toate sistemele clasice de compensare, din punct de vedere al preciziei și promptitudinii;
- Sistemul (**FAS**) îndeplinește și rolul de regulator de putere, putând intra în compunerea unor noi regulatoare sau luându-le locul (atât constructiv cât și funcțional);
- Sistemul (**FAS**) prin performanțele sale stimulează conceperea și realizarea industrială a unor dispozitive semiconductoare de tip nou (punți de tranzistoare **MOSFET** și diode) de tensiuni și curenți cât mai mari;
- Sistemele de tipul (**FAS**) se pot realiza și pentru corecția formei curbei de tensiune a rețelei, la locul de conectare a lor;
- Dezavantajul (controlabil) este că, comutând la viteze mari (curenți și tensiuni), (**FAS**) este producător de perturbații electromagnetice radiante, ceea ce necesită ecranarea electromagnetică a circuitelor de comandă și deparazitare.

BIBLIOGRAFIE

1. **Angot, A.** - "Complemente de matematici pentru ingineri". Traducere din limba franceză. București, Editura Tehnică 1965.
2. **Agai, H.; Kanazawa, Y. și A. Nabae** – "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three phase circuits". Conference Record IPEC, Tokio, 1983, pag. 1375-86.
3. **Anon, H.** – "International Conference on Sources and effects of Power System Disturbances", 3RD, IEE Power Div, London 1992, 5-7 May.
4. **Antoniu, I. S.; Mihăileanu, C.** - "O chestiune de prioritate", Energetica XXXII, Ian. 1984.
5. **Antoniu, I. S.** - "Bazele Electrotehnicii", Vol. II E.D.P. București 1974
6. **Alexa, D.; Ionescu, F.; Gâtlan, L.; Lazăr, A.** - "Convertoare de putere cu circuite rezonante", Editura Tehnică, București, 1998.
7. **Allan J. V. Miller; Michael B. Dev** - "The Application of Multi-rate Digitale Signal Processing Technigues to the Measurement of Power System Harmonics Levels" – Conference shedule- Sept. 1992, University of Canterbury.
8. **Arie, A. A.; Neaguș, C.; Golovanov, C.; Golovanov, N.** - "Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric" – Editura Academiei Române, București, 1994.
9. **Balarescu, D. ; Eremia, M.** - "Îmbunătățirea factorului de putere", Editura Tehnică, București-1981.
10. **Bălan, T.; Bălan, D.** - "Contribuții privind analiza funcționării condensatoarelor din instalațiile de compensare a factorului de putere în regim deformant", E.A.A. nr. 7 Oct. 1988.
11. **Bălă, C.; Țogui, L.; Covrig, M.** - "Bobine de reactanță pentru sisteme energetice", Editura Tehnică, București 1983.
12. **Beides, A.; Zhang, F.** - "A new modelling Aproach for Power System Harmonic Analysis", în Proceedings of I.C.H.P.S.- 1992.
13. **Bialkiewicz, Z.** - "Influența bateriilor de condensatoare asupra amplitudinilor armonice superioare ale tensiunii", Energetyka- Biuletyn Instytutu , R.S.R. 1971.
14. **Blajszcza k, G.** – "Converter filters for distortion produced by arc furnace"- Proceedings of the IEEE International Industrial Electronics ISIE'96 New York, 1996.
15. **Cavallini, A. G. C.; Montanari, L.** - "ATP Simulation for arc Furnace Flicker Investigation", ETEP, vol. 5, no. 3, May- June 1995.
16. **Champion, G. G. et al.** - "Les perturbation électriques et électromagnétiques", Collection Electra, DOPEE,- 1991.
17. **Chen, G.** - "Adaptive balancing compensator", IEEE trans. on Power Delivery, Vol. 10, no. 3, pag. 1663-69, July 1995.
18. **Chen, G.; Staroszczyk, Z.; Hsu S. M.** - "Compensators with thyristor switched inductors operated under degraded power quality: performance and its improvement", Proceedings of the Int. Conf. on Power Quality and Application, PQA'95- New- York, 1995
19. **Chiută, I.; Iordache, M.; Chirvase, D.** - "Controlul compatibilității electromagnetice în instalații de alimentare a cuptoarelor electrice cu arc.", Simpozionul Național de Rețele Electrice, VII- Ediție, Vol. III, pag. 337, 1994.

20. **C h i u ț ă , I.; C o n e c i n i , I.**- "*Compensarea regimului electroenergetic deformant*", Editura Tehnică, București- 1989.
21. **C h r i s t t o f o r i d i s , G . P . ; M e l i o p o u l o s , A . P .**- "*Parameters Affecting the Harmonic Distorsion in a Converter Station.*", IEEE Trans. on Power Delivery- Vol. 6,Nov. 1992
22. **C o c o ș , E . ; P o p e s c u , M .**- "*Puterea deformantă- indice de calitate în condițiile regimului deformant*", în Energetica nr. 1, pag. 31-37, București, 1986.
23. **C o l l a n t e s - B e l l i d o , R . ; G o m e z , T .**- "*Identification and modelling of a three phase arc furnace for voltage disturbance simulation*", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 12, no. 4, pag. 1812-17, Oct. 1997.
24. **C o n s t a n t i n e s c u , M . L .**- "*Comensarea puterii deformante în sistemele energetice*". Teză de doctorat 1987, Cond. Științific Țugulea A.
25. **C o r d u n e a n u , A .**- "*Ecuatii diferențiale cu aplicații în electrotehnică*", Editura Facla, Timișoara- 1981.
26. **C o r n i c k , K . J . ; K o , Y . M . ; P e k , B .**- "*Power System transients caused by arcing faults*", IEE Proc. C128, no.1, pag. 18-27, 1981.
27. **C r i s t e a , H . ; F e r i o v , I .**- "*Regimul deformant- efect secundar în regimurile de compensare a puterii reactive la un consumator industrial*", în Energetica, nr. 3-1979.
28. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Reactive and unbalanced current compensation in three phase asymmetrical circuits under nonsinusoidal condition*", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 38, no. 3, June 1989.
29. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Measurement of the individual harmonics reactive power in non-sinusoidal systems*", IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol 1-32, nr. 2 June, 1983.
30. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Minimization of reactive power in nonsinusoidal situation*", IEEE Trans. Instr. Measur. vol IM-36, no. 1, pag.18-22, March 1987.
31. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Comments en active power flow and energy accounts in electrical systems with nonsinusoidal voltaje and asymmetry*", IEEE Tranns. on Power Deliv., 1996.
32. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Power factor improvement of three- phase unbalanced loads with nonsinusoidal voltaje*", European Trans. on Electrical Power Systems, ETEP, vol 3, no.1, pag. 67-74. Jan/ Febr., 1993.
33. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Discussion to Powers in nonsinusoidal situations- a review of definition and physical meaniny*", IEEE Trans. Power Deliv., vol. 5, no. 3, pag. 1377-79, July. 1990.
34. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Dynamic, power quality oriented approach to theory and compensation of asymmetrical systems under nonsinusoidal condition*", European Trans. on Electrical Power Systems, ETEP, vol. 5 pag. 347-58, Sept.- Oct. 1994
35. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Scattered and reactive current, voltaje, and power in circuits with nonsinusoidal wafeforms and their compensation*", IEEE trans. Instr. Measur. vol. 40, no. 3, pag. 563-567, June 1991.
36. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Supply and loading quality improvement in sinusoidal power systems with unbalanced loads supplied with asymmetrical voltaje*", Arch. fur Elektrotechnik, 77, pag. 69-177, 1994.
37. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Application of running quantities for control of adaptive hybrid compensator*", European Transaction on Electrical Power ETEP, 1996.
38. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Comments on- A new control philosphi for power electronic converters as fiction power compensators*", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 5, no. 4, pag. 503-504, October 1990.
39. **C z a r n e c k i , L . S .**- "*Theoretical problems of the realizability of the Hilbert Transformation*", Acta IME KO, pag277-289, Budapest, 1977.

40. **C z a r n e c k i, L. S.-** "*Power theory of electrical circuits with quasi- periodic waveforms of voltages and currents*", European Transaction on Electrical Power ETEP, 1996.
41. **C z a r n e c k i, L. S.; S t a r o s z c z y k Z.-** "*On- line measurement of equivalent parameters for harmonics frequencies of a power distribution systems and load*", IEEE Trans. on Instr. and Measurement, vol. 45, no. 2 pag. 463-467, April 1996.
42. **C z a r n e c k i, L. S.-** "*Measurement principle of a reactive power meter for nonsinusoidal systems*", IEEE Trans. on Instr. and Measurement, vol. 6, no. 30, pag. 209-212, 1981.
43. **C z a r n e c k i, L. S.-** "*A method of simultaneous determination of both the RC network symbolic transfer function and sensitivity function*", Archiwum Elektrotechniki Tom XXXIV, 2 ½ pag. 83-94, 1995.
44. **C z a r n e c k i, L. S.-** "*Two algorithms of the fundamental harmonic complex RMS value calculation*", Arch. fur Elektrotechnik, pag. 163-168, 1992.
45. **C o x, M. D.; M i r b o d, A.-** "*A new static VAR compensator for an arc furnace*", IEEE Transaction on Power Systems vol. PWRS-1, no. 3 pag. 110-20, 1996.
46. **D e p e n b r o c k, M.-** "*Wirk-und Blindleistungen periodischer strom in Ein-und Mehrphasensystem mit periodische Spannungen beliebiger Kurvenform*", VDE Verlag GmbH-Berlin, ETG-Fachtagung , Achen, RFG, Oct. 1989.
47. **D w y e r, R.; G u n t h e r, E. W.-** "*Using HARMFLO+*", EPRI, HARMFLO User' Group Newsletter, vol. 1, nr. 4, Winter 1992.
48. **D u b é, L.; B o n f a n t i, I.-** "*A New Simulation Tool in the EMTP*", ETEP vol. 2, no. 1 Jan-Feb.1992.
49. **E m a n u e l, A. E.-** "*Energetical factors in power systems with non linear loads*", Archiv. fur Elektrotechnik, pag. 183-189, 1997.
50. **E n s l i n, J. H. R.; J. D. V a n W y k- "A new control philosophy for power electronics converters as fiction power compensators", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 5, no. 1, pag. 88-97, January 1992.**
51. **E t m i n a n, S.; K i t c h i n, Rh.; S o t u d e h, R.-** "*Mathematical and Computer-Simulation techniques in Reactive power compensation*", vol. 14 Proceedings of the Mathematical and Computer Modelling, pag. 372-377, 1990.
52. **F e r r i e u x, J. P.; R o c h e r, M.-** "*The AC-DC Stage a Survey of Structures and Chopper Control Modes for Power Factor Correction*", EPE Journal, vol. 5 no. 314 pag. 17-22 Jan. 1996,
53. **G a g l i a r d i, F.; V e r d e, P.; C a r p i n e l l i, G.-** "*Probabilistic Modelings for Harmonic penetration studies in Power Systems*", Electrical Department. University of Naples, 1993.
54. **G a b o r, D.; L a s z l o, L. -** "*Considerații privind conducerea automată a cuptoarelor electrice cu arc*", EEA, nr. 4, Mai ,anul 37, București, 1989.
55. **G a v r i l o v i c, A.; H e a t h, A. J. –** "*Prediction and mitigation of system disturbances due to industrial loads*", Conference- 3th International on Sources and Effects of Power Systems Disturbances IEE London, pag. 227-33, 1992.
56. **G i r g i s, A. A.; M o s s, B. D.; M a k r a m, E. B.-** "*Reactive power compensation and voltage flicker control of arc furnace load*", Proceedings of the ICHQP, Nevada Las Vegas pag. 242-7, 1996.
57. **G î r l a ș u, Ș.-** "*Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice*", Editura Scrisul Românesc, Craiova 1978.
58. **G o n z á l e z, D. A.; M c C a l l, J. C.-** "*Design of filters to reduce harmonic distortion in Industrial power systems*", IEEE Trans. Industry Applications. vol. IA-23, no. 3 pag. 504-511, 1994.

59. **Gröber, R.; Schaffer, T.**- "*Abschätzung der Dauer des Entladerorganges des Einführungskableh*", Berlin auf der Basis eines Modellversuchs, Mannheim LV88/109, 1989.
60. **Halvarsson, P.; Noroozian, M.**- "*Applications of controllable series capacitors for damping of power swing*", at the Symposium SEPOP, Brazil May, 1996.
61. **Harashima, F.; Inuba, J.**- "*A closed loop control system for the reduction of reactive power required by electronic converters*", IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. NECI-23, May 1980.
62. **Herminea, A.; Ionescu, S.**- "*Unele considerații privind funcționarea rețelelor electrice*", Energetica nr. 7, București 1987.
63. **Heydt, G. T.**- "*The present status of harmonic power flow studies*", EECPS, Conference Capri, May 1990.
64. **Hortopan, Ghe.**- "*Compatibilitatea Electromagnetică*", ET, București 1998.
65. **Hirofumi Akagi**- "*Trends in Active Power Line Conditioners*", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 9, no. 3, May 1994.
66. **Hsu, S. M.; Czarnacki, L. S.**- "*Harmonic blocking compensator properties and design*", is to be presented at the IEEE Industry Application Society Anual Maeting, 1997.
67. **Hsu, S. M.**- "*Thyristor controlled susceptances for balancing compensator operated under nonsinusoidal condition*", Proc.IEE, part B, Electr. Power Appl., vol. 141, no. 4, pag. 177-185, July 1984.
68. **Hung-Liang Jou; Jinn-Chang Wu.**- "*Performance comparison of single- phase active power line conditioners for harmonic suppression and reactive power compensation*", Electric Power Systems Research, vol. 31, pag. 137-45, Taiwan Nov. 1994.
69. **Igneș, A.**- "*Măsurări și teste în compatibilitatea electromagnetică*", Timișoara Editura Waldpress 1996.
70. **Ionescu, G. T.**- "*Indicatori de calitate a energiei electrice și propuneri de nivele limită admise*", în Energetica nr. 5 pag.204-14 București, 1994.
71. **Iordache, M.; Conecini, I.**- "*Calitatea Energiei Electrice*", Editura Tehnică, București 1997.
72. **Ivakina, V. N.; Sysoeva, L. V.**- "*Selecting higher- harmonic filters to assure quality of Electrical Energy*", Societ Electrical Engineering, pag. 13-18, 1995
73. **Ivas, C.**- "*Influențe electromagnetice perturbatoare, în sistemele de automatizare și posibilități de reducere a lor*", Simpozionul Național de Rețele Electrice, edițiaVII, pag. 24, vol. I, 1994.
74. **Jarvik, S.; Janson, K.; Czira, Z.**- "*Case studies related to power quality problems caused by high- power electrical arc furnances*", Proceedings of the ICHQP 7th Inter. Conference on Harmonics and Quality of Power, pag. 327-33 USA, NV 1996.
75. **Kaiser, W.; Komatsu, W.; Pó, W.**- "*Harmonic instability in channel induction furnaces induced by static converters*", EPE , pag. 248-51 Firenze, 1991.
76. **Kaiser, W.**- "*Hybrid electronic ballast operating the HPS lamp at contrast power*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 2, pag. 319-24 March- April 1998.
77. **Karady, G. G.**- "*Continuous Regulator of Capacitive Reactive Power*", IEEE Power Engineering Review, July 1992.
78. **Kemerer, R. S.; Berkebile, L. E.**- "*Directly connected static VAR compensation in distribution system applications*", IEEE Transaction on Industry Application, vol. 35, no. 1, pag. 176-82 Jan- Feb. 1999.

79. **K i r k , D. E.**- "*Optimal Control Theory*", An Introduction, Prentice- Hall, New-York 1970.
80. **K i r b y , H. J. A.; L a n g m a n , R. D.**- "*Measuring voltaje fluctuations caused by electric arc furnaces*", International Conference on Sources and Effects of Power System Disturbances, IEE pag. 99-104 UK 1994.
81. **K i z i l c a y , M.; P n i o k , T.**- "*Digital Simulation of Fault Arcs in Power Systems*", ETEP vol. 1, no. 1, Jan-Feb. 1991.
82. **K o k a t e p e , C.**- "*Effects of reactors and capacitors connected to power systems on the harmonic load flow*", Proceedings of the MELECON' 96, Part 2(of3), pag. 869-872, Bari Italy 1996.
83. **L a b u n t s o v , V. A.; Z h a n g , D. R.**- "*Single- phase solid- state compensators of the passive component of instaneous power*", Electrical Technology no. 4 pag. 119-39 Russia- 1993.
84. **L a c o s t e , A.; B r e w e r , G. L.; E k s t r ö m , A.**- "*Filtrage des harmoniques et compesation de puissance reactive dans le liaison haute tension continue*", in Enquete générale, Electro. no. 63- 1989.
85. **L a s i c z , A.**- "*Active, reactive and scattered currents in circuits with non periodic voltaje of a finite energy*", IEEE Trans. Instr. Measur., vol IM- 37 no. 3 pag. 398-402, Sept. 1988.
86. **L a s i c z , A.**- "*Sensitivity of active phase- correctors equivalent to a passive RLC 2nd order corrector*" Scientific Letters ELEKTRYKA no. 64 pag. 17-25, Gliwice, Poland 1987.
87. **L e B i t o u x , M.**- "*Première analyse des structures de gradateurs à commande par trains d'ondes*", DER-EDF MM-12/ 1996.
88. **L e m o i n e , M.**- "*Resonance in the Presence of Harmonics Produced by Power Converters and Arc Furnaces Associated with Compensation Devices*", RGE no. 12- Rev. Gen. Electr. 1987.
89. **L o g g i n i , M.; C a v a l l i n i , A.; P i t t i , L.; M o n t a n a r i , G. C.**- "*Flicker and distortion compensation in electrical plants supplying arc- furnaces*", Proceedings IEEE Industry Applications Society Annval Meeting, Denver, CO. USA 1994.
90. **M a N i n g ; C h e n Y u n p i n g**- "*The application of wavelet theory in analysis and compensation of harmonics in power systems*", Proceedings of Inter. Conf. on Energy Management and Power Delivery: EMPD' 98 Singapore 1998.
91. **M a i k o p a r , A. S.**- "*Extinction of an open electric arc*", Elektichestro 4 pag. 64-69 1980.
92. **M a n d a l , S. K.; A g r a w a l , A.**- "*Fuzzy logic controlled static VAR compensators with minimum harmonics injection*", IECEC Intersociety Energy conversion Engineering Confer. 3rd, Colorado Aug. 1998.
93. **M c G r a h a a h a m , M. F.**- "*Measuring, voltage and current harmonics on distribution systems*", IEEE Trans. on PAS no. 7 July 1981.
94. **M a r g a n i t z , A.**- "*Power Measurement of Periodic Current and Voltaje by Digital Signal Processing*", ETEP, vol. 2 no. 2 March- April 1993.
95. **M a r s h a l l , D. A.; B o s h o f f , S.**- "*The integration of large nonliniar industrial loads in to utility networks with existing background harmonic levels*", Proceedings of CIGRE 35th International Conference on Large High Voltage Electric Systems, vol. 2 pag. 304-36, Paris 1994.
96. **M a r s h a l l , D. A.; V a n W y k , J. D.**- "*An evaluation of the real time compensation of fictions power in electric energy netwoks*", IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 6, pag. 1774-80, no. 4 Oct. 1992.

97. **Martins, A. P.; Carvalho, A. S.; Araujo, A. S.**- "Modelling and simulation of a voltage source three phase active power filter", Conference EUROSIM' 95 Simulation pag. 735-40 Proceedings of the 1995.
98. **Mauras, P.**- "Guide to choosing power supplies suited to heating by direct electrical conduction", EDF- DER, Nov. 1995.
99. **Mattavelli, P.; Tenti, P.; Blundell, R.**- "Hybrid compensation strategies in nonsinusoidal conditions", Proceedings of the ICHQP, Nevada pag. 164-74, 1996.
100. **Mayne, J. E.**- "Anormal industrial loads", Conference Electrical Power Utilization, ERA Techno. Leatherhead, UK, 1991.
101. **Mendis, S. R.; Gonzalez, D. A.**- "Harmonic and Transient Overvoltage Analyses in Arc Furnace Power Systems", IEEE Transaction on Industry Application, vol. 28 no. 2, March-April.- 1993.
102. **Micloși, V.; Andreescu, F.; Lupu, V.**- "Echipamente pentru sudare", Editura Didactică și Pedagogică, București- 1984.
103. **Miller, A. J.; Dewe, M. B.**- "Multichannel Continuous Harmonics Analysis in Real-Time", IEEE/PES Winter Meeting, pag. 193 New-York, 1992.
104. **Mocanu, C. I.**- "Teoria Circuitelor Electrice", Editura Didactică și Pedagogică, București- 1979.
105. **Moulet, S. et al.**- "Compensation d'energie réactive- mode d'emploi", EDF Industrie-1998.
106. **Nicolaide, A.; Cernat, M.**- "Compensarea factorului de putere în regim deformant în instalațiile electrice ale cons. de foraj", Simpozionul Național al Rețelelor Electrice- Cluj 1988.
107. **Nowomiejski, Z.**- "Generalized theory of electric power" ,Archiv. fur Electrotechnik 63, pag. 177-82, 1981.
108. **Norman, H. B.; Hadingham, M. F.**- "Present and future use of static compensators to control voltage level and balance on the ESCOM system", Proceedings of the IFAC Symposium pag. 93-99, Pretoria 1990.
109. **Oppenheim, A. V.; Schaffer, R. W.**- "Digital Signal Processing", Englewood Prentice- Hall, 1975.
110. **Owen, T. Tan**- "Methods of reactive power compensation and suppression of load generated harmonics", Proc. of the IEEE Southeastcon' 90, pag. 341-346 New Orleans, LA, 1990.
111. **Pavel, E.; Ionescu, G. T.**- "Efectele consumatorilor nesimetrice asupra rețelelor electrice", Energetica nr. 10, București 1986.
112. **Pavel, E.**- "Receptoare trifazate dezechilibrate. Caracteristici și particularități de funcționare în regimuri stabilizate", Energetica nr. 6, București- 1988.
113. **Peng, F. Z.; Akagi, H.; Nabe, A.**- "A new approach to harmonic compensation in power systems- a combined system of shunt passive and series active filters", IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 26, pag. 983, 1990.
114. **Popescu, I.; Zaharia, I.**- "Optimizarea factorului de putere al receptoarelor liniare în regim nesinusoidal", Simpozionul Național de Rețele Electrice, vol. III, pag.270, 1994.
115. **Ponmaredo, C.; Lombard, X.**- "Present and future flicker mitigation techniques, presentation des techniques de compensation de flicker presentes et a venir", EDF- DER 257-NR-0057, 1997.
116. **Potolea, E.; Pătrășcoiu, S.; Tabără, V.**- "Mediu integrat de programe pentru calculul regimului deformant în rețelele electroenergetice", Energetica nr. 3, serie B, pag. 129-140, București, 1994.

117. **P o t o l e a, E.; Ș t e f a n, G h e.;** - "Sistem de achiziție a datelor și analiza regimului deformant(SADARD). Realizare și rezultate ale utilizării în rețelele electrice poluate cu armonice", Energetica nr, 5 pag. 215-22, serie B, 1994.
118. **P o p, E; S t o i c a, V.;** - "Principii și metode de măsurare numerică", Editura Facla 1977.
119. **P i t t i, L; Z a n i n e l l i, D.;** - "Arc Furnace model for the study of flicker compensation in electrical networks", IEEE/ PES 1994, Winter Meeting.
120. **P r e d a, M.; C r i s t e a, P.;** - "Bazele Electrotehnicii", vol. II Editura Didactică și Pedagogică, București- 1980.
121. **P u ș c a ș u, S.; M a r c o v i c i, J.;** - "Mărimi și regimuri electrice nesinusoidale", Editura Scrisu Românesc, Craiova- 1974.
122. **R e n t e a, C.; Ș i g o v a n, O.;** - "Automatic Control Power Measurements In Non-Sinusoidal Condition: Periodic Current And Voltage By Signal Processing"- International Conference "Beyond 2000", 24-27 nov. 1999 Sibiu- vol. XXXVIII, pag. 101-106, E. Computer Science and Automatic Control- Acta Universitatis Cibiniensis.
123. **R e n t e a, C.; V o l o v i c i, D.;** - "Compatibilitatea electromagnetă", Acta Universitatis Cibiniensis vol. XX- Serie Tehnică, pag. 73-78, Sibiu- 1995.
124. **R e n t e a, C.; V o l o v i c i, D.;** - "Utilizarea rețelelor neuronale pentru monitorizarea mediului", Conferința Inter. ICEH, Electrotehнологii și mediul ambiant, pag. 131-136, Sibiu, 1996.
125. **R e n t e a, C.; V o l o v i c i, D.;** - "Tehnici adaptive de identificare a regimului deformant din sistemele electroenergetice", Sesine de Comunicări Științifice, pag. 569-574, Hunedoara- 1997.
126. **R e n t e a, C.;** - "Active Power Filters For Nonlinear Loads"- International Conference "Beyond 2000", 24-27 nov. 1999 Sibiu- vol. XLI, pag. 185-188. H. Electrical Engineering and Electronics- Acta Universitatis Cibiniensis.
127. **R o s s e t t o, L.; T e n t i, P.;** - "Using AC- fed PWM converters as instantaneous reactive power compensators", Conference Record, IEEE- PEC pag. 855-61, 1990.
128. **S f i c h i, R.;** - "Aspecte și precizări privind transformarea unor baterii de condensatoare pt. compensarea puterii reactive inductive în filtre de refulare pt.atenuarea regimului deformant", Energetica anul 41 nr. 3, serie B- 1993.
129. **S h a r o n, D.;** - "Reactive power definition and power factor improvement in nonlinear systems", Proc. IEEE vol. 12, no. 7, pag. 705-6, 1980.
130. **S h e p h e r d, W.; Z a k i k h a n a l, P.;** - "Suggested definition of reactive power for nonsinusoidal systems", Proc. IEEE vol. 19, no. 9, 1992.
131. **S h e p h e r d, W.;** - "Thyristor Control of AC Circuits", Bradford University Press, London-1987.
132. **S l o n i m, M. A.;** - "Distortion power in liniar and nonlinear systems",Inst. J. Electronics vol. 68. nr. 5, pag. 769, 1990.
133. **S t a r o s z c z y k, Z.;** - "Application of running quantities for control of adaptive hybrid compensator", European Transaction on Electrical Power ETEP, vol IV, 1996.
134. **S w i e t l i c k i, T.;** - "Powers in nonsinusoidal networks, their analysis, interpretation and measurement", IEEE Trans. Instr. Measur. vol.IM- 39, no. 2, pag. 340-44, April 1990.
135. **S w m a n i n, O.; M i n e a u, L.; R o t h, J.L.; D e l a l o n d r e, C.;** - "Modelling of electric arcs: from theoretical equations to industrial applications", EDF- DER, Paris, sept. 1996.
136. **Ș o r a, C.;** - "Bazele Electrotehnicii", Editura Didactică și Pedagogică, București- 1982.

137. **Ș o r a, I; Ș o r a, I-** "Problems regarding the electromagnetic Compatibility in presence of the non- sinusoidal electroenergetical regime", Conferința Inter. ICEH, Electrotehnologii și mediul ambiant, Sibiu, 1996.
138. **G o l o v a n o v, N.; Ș o r a, I.-** "Electrotermie și Electrotehnologii" (coordonatori), vol. I Editura Tehnică, București-1997.
139. **Ș o r a, I; V ă z d ă u țe a n u, V.;C o i t a, V.; P o p o v i c i, D.-** "Utilizări ale energiei electrice", Editura Facla, Timișoara, 1983.
140. **S u p e r t i- F u r g a, G.; E n r i c o T i r o n i-** "On compensation strategies for active filtering in Power Networks", European Transaction on Electrical Power , ETEP, vol. 2, pag. 164-171, 1992.
141. **Ș t e f a n, G h e.-** "Supravegherea în timp real cu microprocesor a rețelelor electrice funcționând în regim deformant", Teză doctorat, București- 1994.
142. **T a k e d a, M. et al.-** "Harmonic current compensation with active filter", IEEE/ IAS Ann. Maeting, pag. 808 1997.
143. **T e m n e a n u, M.; B ă l a n, T.-** "Contribuții la studiul pierderilor de energie în materiale magnetice în regim deformant", Simpoz. Național de Rețele Electr. vol.III, pag119. 1994.
144. **T e n t i, P.; M a t t a v e l l i, P-** "An integrated design approach of hybrid compensation system", Conference Record of the IEEE Industry vol. 4, pag. 2348-55, 1996.
145. **T h e r o n d, P. G.; L e f r a n c, B.-** "Installation d'un four a arc dans le sud de la France", EDF-DER 297-NR-0050, 1997.
146. **T h o r r a l d s s o n, B.-** "System stability improvement in AC interconnection by installation of an SVC", ABB Power Systems, CIGRE SC14, Colloquium in S.A.- 1997.
147. **T u t t a s, C.-** "Compensation of Capacitive Loads by a Voltaje- Source Active Filter", ETEP, vol. 2 no. 1 Jan.- February, pag. 15-19, 1992.
148. **Ț u g u l e a, A.-** "Considerații privind efectele energetice ale regimului deformant", Energetica nr. 1, pag. 27-31, București- 1986.
149. **Ț u g u l e a, A.-** "Factorul de putere în regim deformant", Energetica nr. 9 pag. 407-13, București- 1986.
150. **Ț u g u l e a, A.-** "Considerații privind efectele energetice în regimurile armonice nesimetrice ale sistemelor trifazate", Energetica nr. 3 pag.121-29, București-1986.
151. **Ț u g u l e a, A.; G o l o v a n o v, C.-** "Efectele energetice ale regimurilor nesimetrice și deformante ale sistemelor electroenergetice. Posibilități de măsurare", Revista ENERGETIC vol. III pag. 130-162, Editura Tehnică, București-1986.
152. **Ț u g u l e a, A.-** "Considerații referitoare la definirea factorului de putere pentru sistemele trifazate dezechilibrate", Energetica nr.4, pag. 164-67, București- 1986.
153. **V a n W y k, J. D.; S w a r t, P. L.-** "On line harmonic analysis as a diagnostic design and control tool for power systems feeding arc furnaces, thyristor- controlled mill driver and power factor correction equipment", IEEE Trans. on Ind. Appli. vol. 1A-19, no. 6, 1983.
154. **Y o s h i o k a, Y; K o n i s h i, S.; E g u c h i, N.-** "Self- commutated static flicker compensator for arc furnaces", Proceedings of Applied Power Electronics, APEC' 96, San Jose-1996.
155. *** * * M E E,-** "Normativ privind limitarea regimului deformant ICEMENERG", PE 143/ 94 București, 1994.
156. *** * * M E E,-** "Instrucțiuni pentru compensarea puterii reactive în rețelele electrice ale furnizorilor de energie, la consumatorii industriali și similari", PE 120/92, ICEMENERG, București 1992.

157. **PE- 519- PWRD- 0- 12- 1996**, - "*A paper recommended and approved by the IEEE Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society*", for publication in the IEEE Transaction on Power Delivery, manuscript submitted Aug. 1, 1996.
158. * * *- International Electrotechnical Commission, Electromagnetic Compatibility(EMC) Part 3, Environment Section 4, "*Limits for harmonic current emissions*"- equipment with input current >16A per phase, Draft IEC 1000-3-4, Januar 1995.
159. * * *- Haefely Trench- "*Adaptive VAR Compensators*".
160. * * *- Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **Project IEEE- 519**, Draft for Balloting, October, 1992.
161. * * *- **V. HARM.**- The harmonic Verdict. User's Manual- Version 4.00, Power System, Franksville, 1991.
162. * * *- The **HARMFLO CODES**: User's Guide- Electric Power Research Institute, Palo Alto, Nov. 1992.
163. * * *- **TC 3001**- Eurotherm, User Manual, Three- Phase load Control. 1996.
164. * * *- **TRINET**, Telecomm, Manual de utilizare- 1992.
165. * * *- Update of Harmonic Standard IEEE- 519, "*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*", paper no. PCIC-88-7.