

## TEZĂ DE DOCTORAT

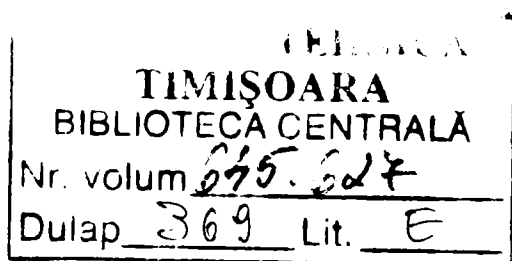
### CONTRIBUȚII PRIVIND MODELAREA ȘI CONDUCEREA ELECTROTEHNOLOGIEI DE ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE

Conducător științific:

**Prof. Univ. Dr. Ing. ȘORA IOAN**

Autor :

**Ing. IAGĂR ANGELA**



**Timișoara  
2004**

# CUPRINS

<b>Introducere.....</b>	<b>1</b>
<b>1. Modelarea numerică, prin Metoda Diferențelor Finite, a câmpurilor electromagnetice și termice la încălzirea prin inducție.....</b>	<b>6</b>
1.1 Ipotezele generale ale studiului câmpurilor electromagnetice și termice.....	6
1.2 Modelul matematic al câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic.....	7
1.3 Rezolvarea numerică a modelelor de câmp termic și electromagnetic din șarja cuptorului de inducție cu creuzet folosind Metoda Diferențelor Finite.....	9
1.3.1 Structura generală a unui algoritm de rezolvare a problemelor cuplate, de câmp electromagnetice și termice.....	9
1.3.2 Discretizarea domeniului de calcul.....	11
1.3.3 Forma în diferențe finite a modelului de câmp electromagnetice și termice cuplat.....	12
1.3.4 Soluția numerică a câmpului electromagnetice cu luarea în considerare a neliniarității magnetice a materialului șarjei.....	14
1.3.5 Soluția numerică a câmpului termic din șarjă.....	15
1.4 Algoritm de calcul al câmpului electromagnetice cuplat cu cel termic din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet.....	16
1.5 Rezultatele modelării numerice, folosind MDF, a câmpurilor electromagnetice și termice din șarja de oțel a cuptorului de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR.....	20
1.5.1 Modelul fizic de studiu.....	20
1.5.2 Rezultatele modelării numerice a câmpurilor electromagnetice și termice din semifabricatul de oțel încălzit în cuptorul de inducție tip ICI 100/2,5-PR.....	23
Concluzii.....	25
<b>2. Modelarea numerică, prin Metoda Elementelor Finite, a câmpurilor electromagnetice și termice la încălzirea prin inducție.....</b>	<b>27</b>
2.1 Modele diferențiale ale câmpului electromagnetice cvasistaționar corespunzător sistemului inductor-șarjă.....	27
2.1.1 Ipotezele generale ale studiului câmpului electromagnetice cvasistaționar.....	29
2.1.2 Alegerea variabilelor pentru câmpul electromagnetice cvasistaționar.....	29
2.1.3 Formularea modelului matematic al câmpului electromagnetice cvasistaționar cu ajutorul potențialului magnetic vector, asociat cu potențialul electric scalar.....	30
2.1.4 Formularea modelului matematic al câmpului electromagnetice cvasistaționar cu ajutorul potențialului electric vector, asociat cu potențialul magnetic scalar ....	32

2.2 Modelul matematic variațional al câmpului electromagnetic cvasistaționar corespunzător sistemului inductor-șarjă.....	34
2.3 Modelele analitice ale câmpului termic.....	36
2.3.1 Modelul analitic diferențial al câmpului termic.....	36
2.3.2 Modelul matematic variațional al câmpului termic.....	37
2.4 Principiul Metodei Elementelor Finite.....	38
2.5 Rezultatele modelării numerice a câmpurilor electromagnetic și termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR, utilizând programul FLUX 2D....	44
2.5.1 Cazul cuptorului cu capac izolant termic (fără strat de aer între șarjă și capac).....	44
2.5.1.1 Modelul fizic de studiu.....	44
2.5.1.2 Domeniul de calcul și discretizarea geometrică a acestuia.....	45
2.5.1.3 Definirea proprietăților fizice ale materialelor utilizate.....	48
2.5.1.4 Definirea condițiilor de frontieră.....	50
2.5.1.5 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului electromagnetic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR.....	51
2.5.1.6 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR.....	54
2.5.2 Cazul cuptorului cu strat de aer între șarjă și capac.....	60
2.5.2.1 Modelul fizic de studiu.....	60
2.5.2.1.1 Modelarea radiației termice între semifabricatul de oțel și capacul cuptorului.....	61
2.5.2.2 Domeniul de calcul și discretizarea geometrică a acestuia.....	63
2.5.2.3 Definirea proprietăților fizice ale materialelor utilizate.....	64
2.5.2.4 Definirea condițiilor de frontieră.....	65
2.5.2.5 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului electromagnetic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR.....	66
2.5.2.6 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR.....	73
2.5.3 Cazul cuptorului fără capac.....	79
2.5.3.1 Modelul fizic de studiu.....	79
2.5.3.2 Domeniul de calcul și discretizarea geometrică a acestuia.....	79
2.5.3.3 Definirea proprietăților fizice ale materialelor utilizate.....	81
2.5.3.4 Definirea condițiilor de frontieră.....	82
2.5.3.5 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului electromagnetic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR.....	83
2.5.3.6 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR.....	90
Concluzii.....	99

<b>3. Validarea experimentală a modelelor numerice MDF și MEF pentru câmpurile electromagnetice și termice din șarja de oțel a cuptorului de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR.....</b>	<b>100</b>
3.1 Modul de lucru.....	100
3.2 Rezultate experimentale.....	104
Concluzii.....	111
<b>4. Influența cuptoarelor de inducție cu creuzet, de frecvență industrială, asupra rețelei de alimentare.....</b>	<b>113</b>
4.1 Instalația electrică a cuptorului de inducție cu creuzet alimentat la frecvență industrială (m = 12,5 t fontă) de la SIDERMET Călan.....	114
4.2 Măsurarea mărimilor electrice din instalația cuptorului de inducție cu creuzet, pe linia de alimentare de joasă tensiune.....	116
4.2.1 Modul de lucru.....	116
4.2.2 Formele de undă ale semnalelor achiziționate pe linia de alimentare de joasă tensiune a cuptorului de inducție de frecvență industrială.....	118
4.3 Măsurarea mărimilor electrice din instalația cuptorului de inducție cu creuzet, pe linia de alimentare de medie tensiune.....	121
4.3.1 Modul de lucru.....	121
4.3.2 Formele de undă ale semnalelor achiziționate pe linia de alimentare de medie tensiune a cuptorului de inducție de frecvență industrială.....	121
4.4 Analiza armonică a semnalelor achiziționate în instalația electrică a cuptorului de inducție cu creuzet, de frecvență industrială, de la SIDERMET Călan.....	125
4.4.1 Factori care caracterizează regimul periodic nesinusoidal.....	125
4.4.2 Definițiile puterilor în cazul unui regim nesinusoidal și nesimetric.....	128
4.4.2.1 Puteri monofazate.....	128
4.4.2.2 Puteri trifazate.....	130
4.4.3 Factorul de putere în cazul unui regim nesinusoidal și nesimetric.....	131
4.4.4 Analiza armonică a semnalelor achiziționate în instalația electrică a cuptorului de inducție, pe partea de joasă tensiune.....	133
4.4.5 Analiza armonică a semnalelor achiziționate în instalația electrică a cuptorului de inducție, pe partea de medie tensiune.....	137
4.5 Proiectarea filtrelor electrice pentru atenuarea regimului deformant introdus de funcționarea cuptorului de inducție analizat.....	142
4.6 Proiectarea instalației de echilibrare a rețelei electrice de distribuție.....	144
Concluzii.....	150
<b>5. Conducerea procesului de încălzire în volum a semifabricatelor de oțel în cuptoarele de inducție cu creuzet.....</b>	<b>151</b>
5.1 Stadiul actual în tehnica încălzirii prin inducție și perspective de modernizare.....	151

5.2 Probleme generale ale încălzirii inductive în volum a semifabricatelor de oțel în vederea prelucrării la cald.....	152
5.3 Structura sistemului de conducere a procesului de încălzire inductivă în volum a semifabricatelor de oțel.....	159
5.4 Simularea cu programul PSCAD-EMTDC a funcționării sistemului de conducere propus.....	162
Concluzii.....	172
<b>6. Concluzii și contribuții personale.....</b>	<b>175</b>
<b>Bibliografie.....</b>	<b>180</b>
<b>Rezumat.....</b>	<b>190</b>

# INTRODUCERE

În prezent încălzirea prin inducție electromagnetică este utilizată pentru o gamă largă de aplicații, începând de la topirea metalelor, încălzirea în profunzime a semifabricatelor în vederea prelucrării la cald, tratamentul termic la suprafață, până la obținerea unor materiale cu calități deosebite, destinate industriei nucleare, spațiale sau electronicii.

Aplicațiile multiple ale încălzirii prin inducție se datorează dezvoltării în ritm alert a electronicii de putere, a tehnicii de calcul, descoperirilor din domeniul ingineriei materialelor și nu în ultimul rând, *avantajelor* oferite de acest procedeu comparativ cu alte procedee de încălzire a materialelor metalice [22; 30; 128; 129]:

- absența contactului direct între inductor și materialul procesat;
- viteză mare de încălzire față de cuptoarele cu încălzire indirectă (datorită densității mari a puterii care se induce în materialul procesat), pierderile termice fiind mult mai reduse;
- randament electric bun;
- mentenanță ușoară;
- condiții de muncă ecologice și protecția mediului înconjurător;
- echipamentele aferente ocupă un spațiu redus;
- punere rapidă în funcțiune;
- durată lungă de viață;
- posibilitatea controlului puterii induse în materialul procesat prin variația frecvenței de alimentare;
- posibilitatea automatizării și a conducerii asistate de calculator a proceselor tehnologice.

Acest procedeu de încălzire prezintă însă și o serie de *dezavantaje* [22; 30; 128; 129]:

- costul relativ ridicat al surselor de alimentare (în special în aplicațiile care necesită frecvență ridicată);
- costul mai ridicat al energiei electrice față de cel al combustibililor fosili;
- necesitatea instalațiilor de răcire, care complică structura echipamentelor.

Tendința actuală în domeniul încălzirii prin inducție este utilizarea **modelării numerice** atât în activitatea de proiectare a echipamentelor cât și în conducerea proceselor tehnologice.

Proiectarea clasică a echipamentelor de încălzire prin inducție se bazează pe scheme

electrice echivalente și calcule parametrice tabelare, permițând doar estimarea unor mărimi globale. Acest algoritm admite ipoteze de lucru mult simplificat (materialul se consideră omogen și liniar din punct de vedere magnetic, regimul este considerat sinusoidal, formele corpurilor sunt idealizate), bazându-se pe experiența acumulată în domeniu.

Noile tehnologii de proiectare permit determinarea mărimilor (electromagnetice și termice) locale și optimizarea prototipului echipamentului prin simularea pe calculator a funcționării sale.

Comparativ cu metodele tradiționale, bazate pe experimentări, noile tehnologii de proiectare oferă și alte avantaje:

- nu necesită echipamente speciale și costisitoare;
- nu are limitări pentru condițiile de lucru (frecvență, putere, tensiune);
- asigură accesul complet la toți parametrii procesului analizat (distribuția puterii și a temperaturii în orice punct și în orice moment, parametrii inductorului, etc.).

Metodele numerice de modelare trebuie să realizeze analiza câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic, având în vedere faptul că încălzirea prin inducție și topirea materialelor feromagnetice implică fenomene complexe și puternic cuplate: generarea curenților turbionari, transferul termic, solicitări mecanice și transformări de fază ale materialului procesat.

Cele mai uzuale metode numerice folosite pentru calculul câmpurilor sunt: **Metoda Diferențelor Finite (MDF)**, **Metoda Elementelor Finite (MEF)** - pentru medii neliniare și neomogene, **Metoda Elementelor de Frontieră** - pentru medii liniare și omogene și **Metoda Volumului Integral**. Se pot folosi de asemenea și diverse combinații ale acestor metode .

Un interes deosebit se manifestă în prezent pentru următoarele *direcții de cercetare* [2-11], [37-48], [51-53], [78-83], [86-91], [95; 97-99], [103-105], [111-113], [122-124], [132-137] :

- dezvoltarea de modele numerice 3D performante care să soluționeze probleme de câmp electromagnetic liniare sau neliniare, în regim static sau cu mișcare;
- dezvoltarea de formulări economice și utilizarea unor elemente finite speciale pentru rezolvarea problemelor cu structuri geometrice sau fizice particulare;
- rezolvarea problemelor de câmp cuplate, câmp electric, magnetic, termic, uneori cu considerarea mișcării pieselor, a transformărilor de fază, etc;
- rezolvarea problemelor de câmp cuplate cu circuite electrice, care permite de exemplu alimentarea inductoarelor de la invertoare de curent sau tensiune;
- soluționarea diverselor tipuri de probleme de câmp 2D și 3D cu frontieră deschisă, utilizând:
  - cuplaje între Metoda Elementelor Finite și Metoda Elementelor de Frontieră;
  - transformări Kelvin pentru transformarea domeniului exterior nemărginit într-unul mărginit;
  - Metoda „Balooning”, în care domeniul exterior îndepărtat de zona de interes este tratat ca un singur macro-element;
  - modificarea funcțiilor de formă, acestea nemaifiind funcții polinomiale, ci funcții exponențial descrescătoare.

- folosirea elementelor finite mixte, de muchie, de suprafață, respectiv de volum;
- metode de rafinare selectivă a rețelei de discretizare de tip  $p$ ,  $h$  și  $ph$ , în urma analizei erorilor (discretizare adaptivă);
- optimizarea dispozitivelor pe baza Metodei Elementelor Finite și a unor algoritmi speciali de optimizare („Downhill Simplex”, „Genetic Algorithms”, „Simulated Annealing”);
- abordarea problemelor inverse, specifice situațiilor în care există date experimentale ale unor mărimi de câmp, însă nu se cunosc anumiți coeficienți de material;
- rezolvarea problemelor de câmp cu luarea în considerare a histerezisului, inclusiv a buclelor minore;
- dezvoltarea unor metode performante de rezolvare a sistemelor de ecuații rezultate din probleme de câmp, prin utilizarea proprietăților particulare ale matricelor și accelerarea convergenței sistemelor de ecuații;
- calculul paralel, care permite reducerea substanțială a timpului de calcul; această tehnică permite printre altele îndeșirea sau rărirea automată a rețelei de discretizare și partiționarea domeniului de calcul în mai multe subdomenii care pot fi tratate în paralel (sunt necesare însă sisteme de calcul foarte performante, cu mai multe procesoare care lucrează în paralel).

În primele două capitole ale lucrării se prezintă modelarea câmpurilor electromagnetice, respectiv termice, din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet, utilizând un program realizat în C++, bazat pe Metoda Diferențelor Finite și un program profesional, bazat pe Metoda Elementelor Finite, FLUX 2D. Cu ajutorul programului FLUX 2D s-a studiat influența pe care o exercită capacul cuptorului asupra încălzirii șarjei. În acest sens, au fost analizate următoarele situații:

- cuptor fără strat de aer sub capac;
- cuptor cu strat de aer sub capac;
- cuptor fără capac,

care au evidențiat faptul că în absența capacului nu se poate obține o încălzire uniformă a materialului procesat, iar câmpul termic la finalul procesului de încălzire este cu atât mai uniform cu cât capacul este mai bun izolant.

Deoarece modelarea numerică MDF este valabilă pentru un cuptor fără strat de aer sub capac, fiind realizată în ipoteza unor pierderi termice neglijabile prin capacul cuptorului, respectiv prin vatra acestuia, testarea experimentală a modelărilor numerice MDF și MEF s-a realizat pentru acest caz și se prezintă în capitolul III al lucrării.

Semifabricatul de oțel a fost încălzit într-un cuptor de inducție cu creuzet de mică putere (tip ICI 100/2,5 PR), având capacitatea de 100 kg oțel, alimentat printr-un convertizor rotativ de medie frecvență ( $f = 2500$  Hz). Inductorul cuptorului a fost alimentat la curent constant ( $I = 1810$  A, valoare efectivă).

Determinarea temperaturii din interiorul semifabricatului s-a realizat prin intermediul unui modul ADAM-4018 [159], alimentat de la rețea printr-un convertor ADAM-4520 [159]. Pentru a nu modifica proprietățile de material și omogenitatea acestuia, au fost practicate 8 găuri longitudinale în interiorul semifabricatului de oțel OLC 45, în care au fost amplasate termocuple



cromel-alumel. În cadrul experimentărilor s-a utilizat un sistem de măsură a curenților și tensiunilor de valori mari compus dintr-un calculator IBM-PC dotat cu o placă de achiziție a datelor ADA-3100 și un bloc de adaptare [106; 163], iar prelucrarea datelor experimentale s-a realizat cu ajutorul programului MATLAB.

Testarea experimentală a confirmat faptul că ambele modelări numerice pot fi utilizate pentru proiectarea unor dispozitive de încălzire prin inducție, sau pentru realizarea unei conduceri asistate de calculator a procesului de încălzire prin inducție.

Optimizarea funcționării cuptoarelor de inducție utilizate în metalurgie presupune atât îmbunătățirea indicatorilor calitativi de utilizare a energiei electrice cât și reducerea impactului acestora asupra rețelei electrice de alimentare.

Echipamentele de încălzire prin inducție electromagnetică intră în categoria consumatorilor care perturbă rețeaua de alimentare. În cazul instalațiilor de inducție de medie și înaltă frecvență alimentate prin generatoare statice, cauza perturbațiilor o constituie în principal redresorul și invertorul din structura generatorului static [164].

Însă și funcționarea cuptoarelor cu inducție de frecvență industrială produce perturbații importante asupra rețelei electrice de alimentare.

Datorită alimentării cuptoarelor de inducție de frecvență industrială (sarcini monofazate) de la rețeaua trifazată, apar dezechilibre ale curenților absorbiți de la rețea, care conduc la creșterea pierderilor de putere și energie activă în rețeaua electrică.

În cazul cuptoarelor de inducție de frecvență industrială se constată și alte forme de perturbații, cum ar fi armonicile în curentul absorbit de la rețea. Astfel de perturbații au fost sesizate atât în cazul cuptoarelor de inducție cu canal, cât și în cazul cuptoarelor de inducție cu creuzet [128; 148; 166]. La cuptoarele de inducție cu canal armonicile din curenții absorbiți pot fi cauzate de tensiuni de alimentare nesinusoidale sau de saturația circuitului magnetic, ceea ce imprimă un caracter nelinier sarcinii [128; 148]. În cazul cuptoarelor de inducție de frecvență industrială, cu creuzet, armonicile pot fi generate de interacțiunea dintre câmpul magnetic creat de inductor și curenții turbionari care circulă în metalul procesat [166].

Armonicile de curent se propagă în rețeaua electrică, determinând pierderi suplimentare și micșorarea duratei de viață a echipamentelor (durata de viață a echipamentelor se poate micșora și din cauza supratensiunilor sau supracurenților rezultați din rezonanțe armonice în rețea). În plus, armonicile pot interfera cu echipamentele de control, de comunicații sau de protecție. De aceea, este necesară o evaluare cantitativă cât mai exactă a regimului nesinusoidal și nesimetric determinat de funcționarea cuptoarelor de inducție de frecvență industrială, în vederea stabilirii unor măsuri de atenuare.

În acest context, în capitolul IV al lucrării au fost determinați parametrii energetici ai unui cuptor de inducție cu creuzet de mare capacitate ( $m = 12,5$  t fontă), alimentat la frecvență industrială, utilizând un sistem informatic pentru achiziția și prelucrarea semnalelor.

Cuptorul analizat este alimentat de la rețeaua trifazată de medie tensiune (6 kV) prin intermediul unui transformator în conexiune  $\Delta/Y$ , cu tensiunea reglabilă în trepte. Echilibrarea încărcării rețelei trifazate se realizează printr-o schemă Steinmetz, cu bobină și condensatoare, iar

compensarea consumului de energie reactivă se realizează cu ajutorul unor baterii de condensatoare comutabile în trepte. Măsurătorile au fost efectuate atât în secundarul transformatorului de alimentare, cât și în primarul acestuia. Prelucrarea datelor experimentale s-a realizat cu ajutorul unor programe în limbajul C++, care permit determinarea ponderilor armonicilor din semnalele achiziționate și calculul principalilor indicatori ai regimului nesinusoidal.

În urma analizei armonice a semnalelor achiziționate pe linia de alimentare de medie tensiune, respectiv pe linia de alimentare de joasă tensiune, în instalația electrică a cuptorului de inducție analizat, au fost stabilite unele măsuri de optimizare a funcționării acestuia, astfel încât să fie satisfăcute normele europene de CEM.

În prezent, conceptul de „**experimentare numerică**” („Numerical Experimentation”) se vehiculează din ce în ce mai mult în controlul proceselor de încălzire prin inducție [40; 46]. „Experimentarea numerică” permite analiza răspunsului sistemului la variația parametrilor  $f$  (frecvență) și  $I$  (intensitate a curentului electric prin inductor) și determinarea *valorilor optime* ale acestora, astfel încât să fie satisfăcute cerințele procesului tehnologic în condițiile unui consum minim de energie electrică și a unui timp minim de încălzire.

În capitolul V se propune un nou sistem de control numeric pentru procesul de încălzire inductivă în volum a unor semifabricate de oțel, în vederea prelucrării la cald.

\* \* \*

Autoarea dorește să-i mulțumească în primul rând lui Dumnezeu pentru bunătatea și grija pe care i-o acordă.

Cele mai calde mulțumiri doresc să adresez conducătorului științific, domnul profesor dr.ing. Șora Ioan, membru al Academiei de Științe Tehnice din România, pentru sfaturile pline de profesionalism, răbdarea și încrederea acordate pe tot parcursul elaborării tezei.

Mulțumesc de asemenea conducerii Facultății de Inginerie din Hunedoara, domnului decan, conf.dr.ing. Rusu Nicolae și domnului prodecan prof.dr.ing. Hepuț Teodor, pentru sugestiile și sprijinul acordat în toate situațiile dificile.

Mulțumiri speciale domnului prodecan conf.dr.ing. Pănoiu Caius, domnului as.ing. Abrudean Cristian, domnului ing. Hodor Ioan, domnului ing. Lako Ladislau și domnului tehnician Popa Aron, de la Facultatea de Inginerie din Hunedoara, pentru tot ajutorul acordat în timpul experimentărilor și pentru ideile salvatoare, fără de care această lucrare nu s-ar fi putut realiza. Aceleași mulțumiri și domnului prof.dr.ing. Radu Dumitru de la Facultatea de Electrotehnică și Electroenergetică, Universitatea „Politehnică” Timișoara, pentru sfaturile utile și sprijinul acordat în timpul simulărilor cu programul FLUX 2D.

Mulțumesc tuturor colegilor de la Facultatea de Inginerie din Hunedoara pentru încurajările și sprijinul oferit într-un mod sau în altul.

Nu în ultimul rând, mulțumesc foarte mult familiei și prietenilor care m-au susținut și au fost alături de mine în toată perioada de elaborare a acestei lucrări.

Hunedoara, august, 2004.

## CAPITOLUL I

# MODELAREA NUMERICĂ, PRIN METODA DIFERENȚELOR FINITE, A CÂMPURILOR ELECTROMAGNETIC ȘI TERMIC LA ÎNCĂLZIREA PRIN INDUCȚIE

În prezent, modelarea numerică devine din ce în ce mai utilizată atât în activitatea de proiectare a echipamentelor cât și în conducerea proceselor de încălzire prin inducție.

În acest capitol se prezintă modelarea numerică a câmpurilor electromagnetice și termice din șarja de oțel feromagnetic a unui cuptor de inducție cu creuzet, utilizând Metoda Diferențelor Finite (MDF) și un program de calcul în limbajul C++ realizat pe baza acestei metode.

### 1.1 Ipotezele generale ale studiului câmpurilor electromagnetice și termice

*Ipotezele generale* ale studiului câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic din șarja metalică încălzită într-un cuptor de inducție cu creuzet, folosind Metoda Diferențelor Finite, sunt:

- materialul procesat este izotrop;
- nu există câmpuri imprimate și magnetizație permanentă;
- regimul se consideră sinusoidal, astfel că se poate folosi reprezentarea în complex;
- domeniul analizat are simetrie cilindrică;
- rezistivitatea materialului procesat depinde de temperatură ( $T$ ) și implicit de coordonata spațială ( $r$ ) și de timp ( $t$ ):  $\rho = \rho(T) = \rho(r, t)$ , iar permeabilitatea magnetică a materialului depinde de intensitatea câmpului magnetic generat de inductor ( $H$ ), respectiv de temperatură, și implicit de coordonata spațială și de timp:  $\mu = \mu(H, T) = \mu(r, t)$ .

O problemă specială este cea legată de faptul că proprietățile de material nu sunt întotdeauna foarte bine cunoscute, la fel și coeficienții care intervin în modelarea transferului termic, constituind posibile surse de erori în simularea numerică a procesului de încălzire inductivă.

## 1.2 Modelul matematic al câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic

Câmpul electromagnetic produs de inductor în șarja metalică a cuptorului cu creuzet se poate determina pe baza *ecuațiilor lui Maxwell pentru regim quasistaționar în corpuri imobile* [38; 85; 128]:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J}; \\ \operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \bar{B} = 0; \\ \operatorname{div} \bar{E} = 0; \\ \bar{B} = \mu \cdot \bar{H}; \\ \bar{J} = \sigma \cdot \bar{E}. \end{cases} \quad (1.1)$$

În aceste relații:  $E$  – este intensitatea câmpului electric, [V/m];  $H$  – intensitatea câmpului magnetic, [A/m];  $B$  - inducția magnetică, [T];  $J$  – densitatea de curent electric (de conducție) [A/m<sup>2</sup>];  $\sigma$  [Ωm]<sup>-1</sup>,  $\mu$  [H/m] - conductivitatea electrică, respectiv permeabilitatea magnetică a materialului șarjei.

Aplicând operatorul rotor primei ecuații a lui Maxwell se obține:

$$\operatorname{rot}(\operatorname{rot} \bar{H}) = \operatorname{grad}(\operatorname{div} \bar{H}) - \Delta \bar{H} = -\Delta \bar{H}, \quad (1.2)$$

deoarece  $\operatorname{div} \bar{H} = 0$  ( $\operatorname{div} \bar{B} = \operatorname{div}(\mu \cdot \bar{H}) = \mu \cdot \operatorname{div} \bar{H} = 0$ ).

Pe de altă parte,

$$\operatorname{rot} \bar{J} = \operatorname{rot}(\sigma \cdot \bar{E}) = \operatorname{grad} \sigma \times \bar{E} + \sigma \cdot \operatorname{rot} \bar{E} = \operatorname{grad} \sigma \times \left( \frac{1}{\sigma} \operatorname{rot} \bar{H} \right) - \sigma \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\mu \cdot \bar{H}). \quad (1.3)$$

$$\text{Deci: } -\Delta \bar{H} = \operatorname{grad} \sigma \times \left( \frac{1}{\sigma} \operatorname{rot} \bar{H} \right) - \sigma \cdot \frac{\partial}{\partial t} (\mu \cdot \bar{H}). \quad (1.4)$$

În creuzetul cuptorului cu inducție șarja (sau semifabricatul supus încălzirii) are simetrie cilindrică. Presupunând că materialul procesat este omogen și izotrop, iar câmpul magnetic generat de inductor la suprafața șarjei este uniform, se poate considera că toate mărimile de stare locală ale câmpului electromagnetic din șarjă sunt funcții numai de coordonata  $r$  și de timpul  $t$ :  $H = H(r, t)$ ,  $E = E(r, t)$ ,  $J = J(r, t)$ .

Totodată:  $\rho = \rho(T) = \rho(r, t)$ ,  $\mu = \mu(H, T) = \mu(r, t)$ .

$$-\Delta \bar{H} = \frac{1}{\sigma} \operatorname{grad} \sigma \times \operatorname{rot} \bar{H} - \sigma \cdot \frac{\partial \mu}{\partial t} \cdot \bar{H} - \sigma \cdot \mu \cdot \frac{\partial \bar{H}}{\partial t}. \quad (1.5)$$

Exprimând în coordonate cilindrice operatorul laplacean se obține:

$$\Delta \bar{H} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left[ r \frac{\partial \bar{H}}{\partial r} \right]. \quad (1.6)$$

Pentru regimul armonic (permanent sinusoidal), se poate folosi exprimarea în complex simplificat a mărimilor de stare locală a câmpului electromagnetic, iar relația (1.5) devine:

$$\frac{d^2 \underline{H}}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\underline{H}}{dr} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dr} \cdot \frac{d\underline{H}}{dr} + \sigma \cdot \frac{\partial \mu}{\partial t} \cdot \underline{H} + j\omega \cdot \mu \cdot \sigma \cdot \underline{H}. \quad (1.7)$$

Având în vedere bilanțul energetic al unui element de volum din șarja cuptorului de inducție cu creuzet, se poate scrie pentru un interval de timp elementar  $dt$  (în ipoteza că *nu există transformări de fază*, iar transferul termic se face prin conducție) **ecuația lui Fourier** :

$$\gamma \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \text{div}(-\lambda \cdot \text{grad}T) = p. \quad (1.8)$$

În relația (1.8),  $\gamma$  reprezintă densitatea materialului procesat, [kg/m<sup>3</sup>],  $c$  este căldura specifică masică a materialului procesat, [J/kg·grd],  $p$  este densitatea volumică a puterii disipate prin curenții turbionari induși în șarjă, [W/m<sup>3</sup>],  $\lambda$  este conductivitatea termică a materialului procesat, [W/m·grd], iar  $T$  este temperatura în materialul procesat, [grd].

Ținând cont de variația cu temperatura a conductivității termice a șarjei de oțel, câmpul termic din șarjă va fi descris de următoarea ecuație:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\partial \lambda}{\partial r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{p}{\lambda} = \frac{\gamma \cdot c}{\lambda} \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \quad (1.9)$$

Pentru câmpul electromagnetic **condiția de frontieră** este de **tip Dirichlet**:

$$H = H_{ext}, \text{ la } r = d_2 / 2, t > 0, \quad (1.10)$$

iar pentru câmpul termic, **condiția de frontieră** este de **tip Neumann**:

$$\lambda \frac{dT}{dr} + \alpha(T - T_a) = 0, \text{ la } r = d_2 / 2, t > 0 \quad (1.11)$$

în ipoteza unor pierderi termice prin convecție pe suprafața laterală a șarjei (se neglijează pierderile termice prin vatra creuzetului, respectiv pe la suprafața superioară a acestuia, datorită capacului). În relațiile (1.10) și (1.11)  $\alpha$  este transmisivitatea termică a mediului din vecinătatea șarjei, [W/m<sup>2</sup>·grd],  $d_2$  reprezintă diametrul șarjei, iar  $T_a$  [grd] este temperatura mediului ambiant.

Sistemul dat de ecuațiile (1.7) și (1.9):

$$\begin{cases} \frac{1}{r} \cdot \frac{d\underline{H}}{dr} + \frac{d^2 \underline{H}}{dr^2} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dr} \cdot \frac{d\underline{H}}{dr} + \sigma \cdot \frac{\partial \mu}{\partial t} \underline{H} + j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma \cdot \underline{H} \\ \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\partial \lambda}{\partial r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{p}{\lambda} = \frac{\gamma \cdot c}{\lambda} \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \end{cases} \quad (1.12)$$

admite o **soluție unică** în următoarele condiții:

- la  $t = 0$  se cunosc  $T(0, r)$ ,  $H(0, r)$  pentru orice punct din volumul domeniului analizat;
- pe frontiera domeniului,  $\Sigma$  (suprafața laterală a șarjei caracterizată prin  $r = d_2/2$ ) se cunoaște în fiecare moment  $H_{ext}$  și  $T_a$ ;
- se dau curbele  $\rho = \rho(T)$ ,  $\mu_r = \mu_r(H, T)$  pentru materialul procesat.

Dacă în locul razei variabile  $r$  se folosește distanța  $x$  ( $r = r_2 - x$ ) de la suprafața șarjei, câmpurile cuplate, electromagnetice și termice, vor fi descrise de următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} -\frac{1}{r_2 - x} \cdot \frac{d\underline{H}}{dx} + \frac{d^2 \underline{H}}{dx^2} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dx} \cdot \frac{d\underline{H}}{dx} + \sigma \cdot \frac{\partial \mu}{\partial t} \underline{H} + j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma \cdot \underline{H} \\ \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\partial \lambda}{\partial x} \cdot \frac{\partial T}{\partial x} - \frac{1}{r_2 - x} \cdot \frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{p}{\lambda} = \frac{\gamma \cdot c}{\lambda} \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \end{cases} \quad (1.13)$$

### 1.3 Rezolvarea numerică a modelelor de câmp termic și electromagnetic din șarja metalică a cuptorului de inducție cu creuzet folosind Metoda Diferențelor Finite [38; 51; 85]

#### 1.3.1 Structura generală a unui algoritm de rezolvare a problemelor cuplate de câmp electromagnetic și termic

La rezolvarea problemelor cuplate de câmp electromagnetic și termic trebuie să se țină cont de următoarele aspecte:

- principalele proprietăți de material variabile cu temperatura sunt:
  - proprietățile electromagnetice (*conductivitatea electrică* sau *rezistivitatea electrică*; *proprietățile magnetice* exprimate prin familiile de curbe  $\mu(H, T)$  în cazul materialelor feromagnetice);
  - proprietățile termice (*conductivitatea termică* și *căldura specifică*);
- viteza de variație a fenomenelor electromagnetice este foarte diferită de cea a fenomenelor termice (fenomenele termice sunt cu câteva ordine de mărime mai lente decât fenomenele electromagnetice).

Aceste circumstanțe pot fi utilizate în calculul numeric astfel:

- fenomenele electromagnetice sunt simulate printr-o serie de regimuri permanente (eventual nesinusoidale) într-un material neomogen, ale cărui proprietăți variază lent în timp datorită încălzirii;
- fenomenele termice vor depinde de puterea medie activă dezvoltată prin efect Joule-Lenz în materialul procesat.

Un aspect important este cel legat de *convergența iterațiilor* impuse de schimbarea proprietăților de material funcție de temperatură.

În cazul special al *materialelor feromagnetice*, în vecinătatea *temperaturii Curie*, proprietățile de material înregistrează o variație extrem de rapidă. Pentru accelerarea convergenței, în practică se folosește *metoda suprarelaxării* pentru valorile câmpurilor electromagnetice și termice.

Structura generală a unui algoritm de rezolvare a problemelor cuplate se prezintă în Fig. 1.1

Ca și *criterii de final* se pot alege:

- ❖ atingerea unei temperaturi impuse la suprafața materialului procesat;
- ❖ atingerea unei temperaturi impuse în interiorul materialului procesat;
- ❖ o limită de timp, etc.

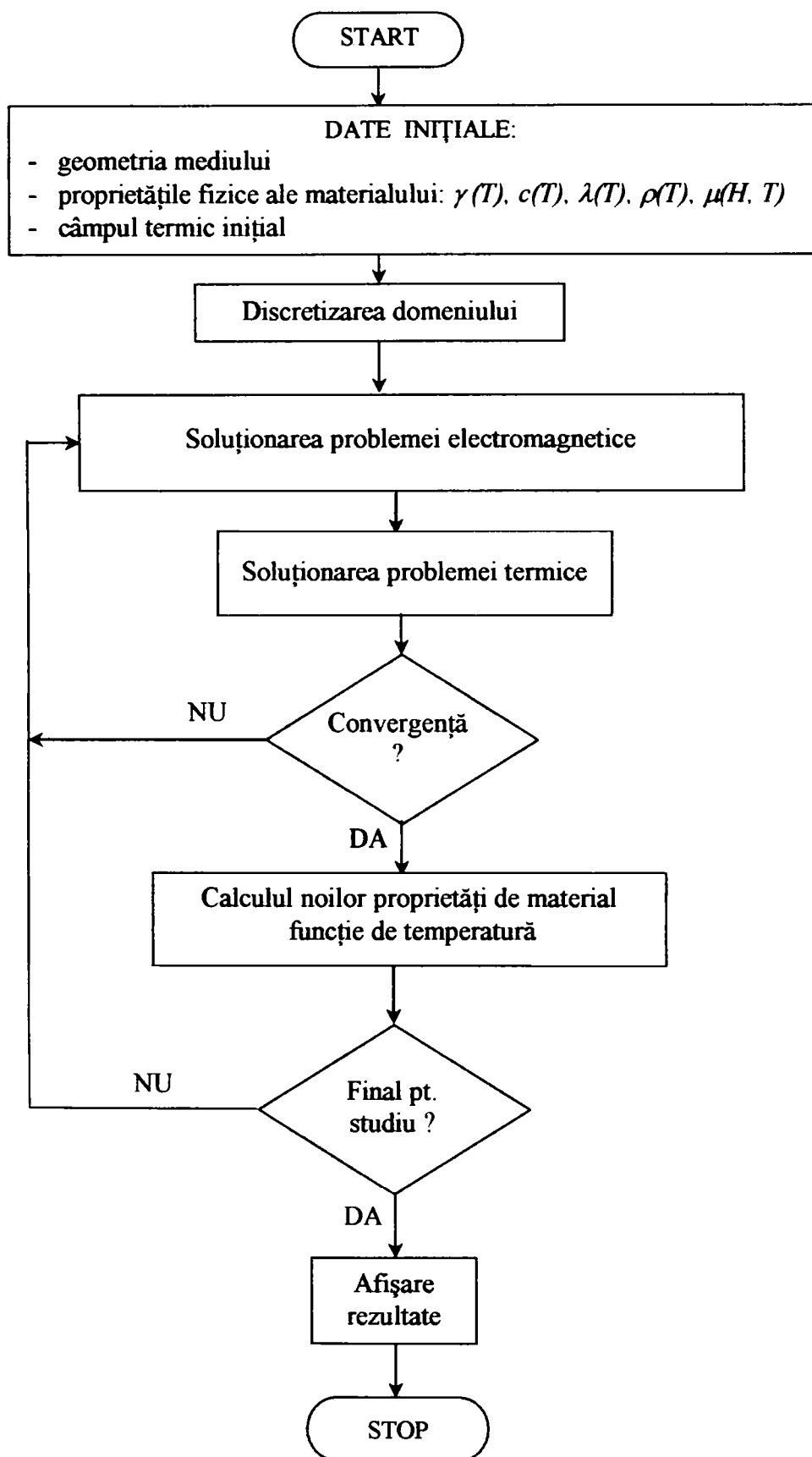


Fig. 1.1

### 1.3.2 Discretizarea domeniului de calcul

Deoarece materialul procesat în cuptorul de inducție cu creuzet prezintă o simetrie cilindrică din punct de vedere geometric, discretizarea domeniului de calcul se poate face prin suprafețe cilindrice concentrice (Fig. 1.2), obținându-se astfel un model unidimensional. Această variantă este cea mai simplă, dar nu și singura posibilă: problema inițială, tridimensională se poate reduce și la una bidimensională.

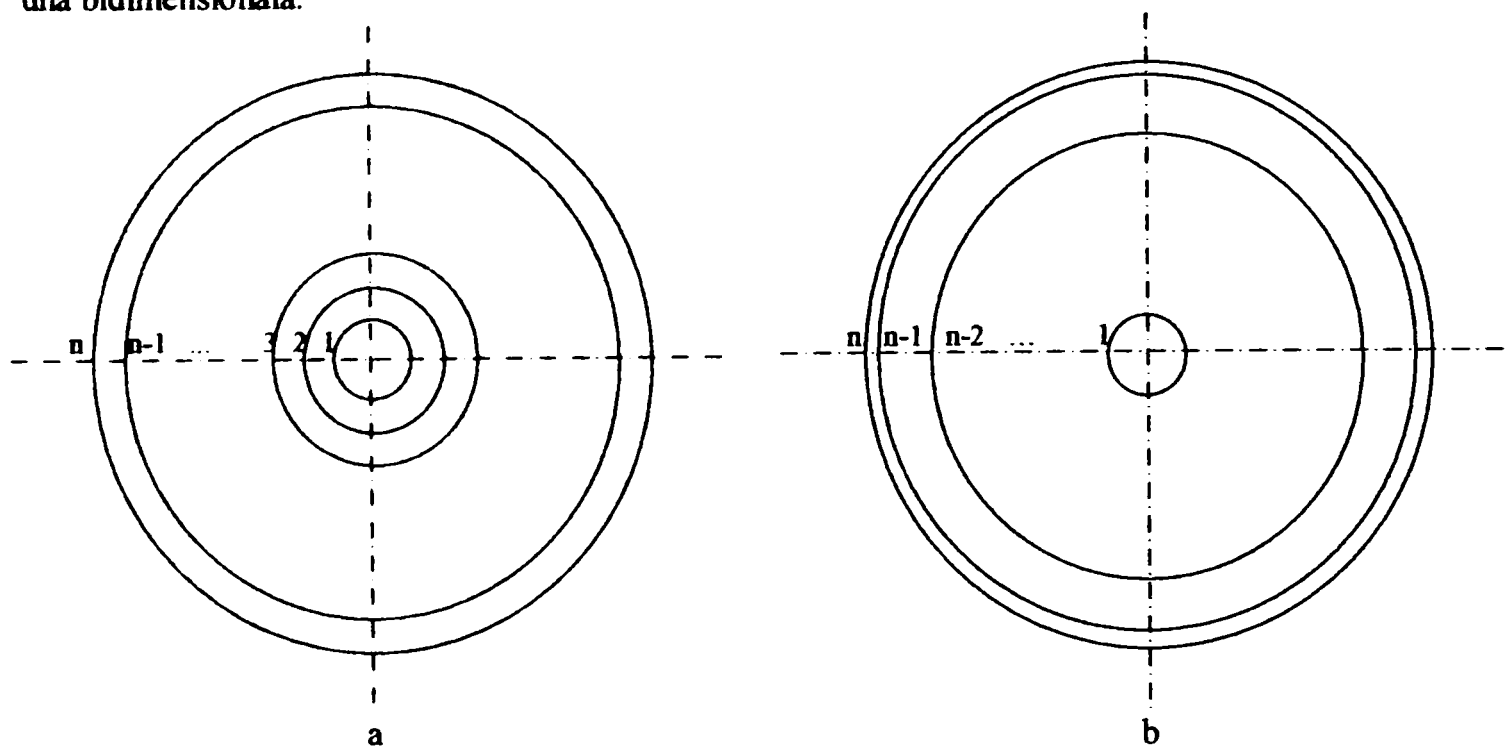


Fig. 1.2 Discretizarea domeniului analizat (șarja cilindrică).

În Fig. 1.2. a. este prezentată o rețea de discretizare cu pas constant. O altă variantă de discretizare spațială folosește o rețea cu pas variabil (discretizare mai fină a domeniului la suprafața șarjei, grosimea straturilor fiind corelată cu adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în materialul procesat, iar în restul domeniului, discretizare cu pas mai mare al rețelei - Fig. 1.2.b).

Discretizarea cu pas variabil al rețelei conduce la rezultate mai exacte, deoarece în cazul încălzirii prin inducție, fenomenele sunt determinante pe o profunzime egală cu adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic.

În aceste condiții, este necesar să se considere cel puțin 2-3 intervale de discretizare pe adâncimea de pătrundere inițială.

Evaluarea inițială a adâncimii de pătrundere presupune:

- calculul amplitudinii câmpului magnetic la suprafața materialului procesat:

$$H_m = \sqrt{2} H_{ext}, \quad (1.14)$$

- determinarea (pe baza curbei de magnetizare) a inducției magnetice ( $B_m$ ) corespunzătoare valorii calculate pentru intensitatea câmpului magnetic;

- calculul permeabilității magnetice :  $\mu = \frac{B_m}{H_m}$  ; (1.15)



- calculul rezistivității materialului la temperatura inițială;
- calculul adâncimii inițiale de pătrundere :

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \cdot \mu}}. \quad (1.16)$$

Pe o profunzime mai mare decât adâncimea de pătrundere se poate realiza o rețea de discretizare cu pas crescător în progresie geometrică (rație supraunitară).

### 1.3.3 Forma în diferențe finite a modelului de câmp electromagnetic și termic cuplat

Modelul matematic al câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție cu creuzet, considerând variația cu temperatura a conductivității șarjei, este descris de sistemul de ecuații (1.12).

**Metoda Diferențelor Finite** se bazează pe aproximarea ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale ce descriu câmpul electromagnetic și termic cuplat, prin **ecuații cu diferențe finite**, care sunt de fapt ecuații algebrice.

Procedeul de a transforma ecuațiile cu derivate parțiale în **ecuații cu diferențe finite** constă în dezvoltarea operatorilor diferențiali în serie Taylor în jurul punctelor care formează nodurile rețelei de discretizare spațială a domeniului analizat, trunchiată în funcție de ordinul derivatei care trebuie exprimată. Această metodă oferă valorile câmpului într-un număr finit de puncte – nodurile rețelei de discretizare a domeniului.

Aplicând Metoda Diferențelor Finite pentru explicitarea derivatelor de ordinul unu și doi în raport cu raza ( $r$ ) pentru intensitatea câmpului magnetic, temperatură, conductivitatea electrică și conductivitatea termică a șarjei, respectiv pentru derivata în raport cu timpul a temperaturii șarjei și a permeabilității magnetice, se obțin relațiile:

$$\left. \frac{dH}{dr} \right|_{r=r_i} = \frac{H_{i+1}(t_k, q) - H_{i-1}(t_k, q)}{r_{i+1} - r_{i-1}} = \frac{H_{i+1}^{k,q} - H_{i-1}^{k,q}}{r_{i+1} - r_{i-1}}, \quad (1.17)$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{d^2 H}{dr^2} \right|_{r=r_i} &= \frac{2}{r_{i+1} - r_{i-1}} \cdot \left[ \frac{H_{i+1}(t_k, q) - H_i(t_k, q)}{r_{i+1} - r_i} - \frac{H_i(t_k, q) - H_{i-1}(t_k, q)}{r_i - r_{i-1}} \right] = \\ &= \frac{2}{r_{i+1} - r_{i-1}} \cdot \left[ \frac{H_{i+1}^{k,q} - H_i^{k,q}}{r_{i+1} - r_i} - \frac{H_i^{k,q} - H_{i-1}^{k,q}}{r_i - r_{i-1}} \right] \end{aligned} \quad (1.18)$$

$$\left. \frac{d\sigma}{dr} \right|_{r=r_i} = \frac{\sigma_{i+1}(t_{k-1}) - \sigma_{i-1}(t_{k-1})}{r_{i+1} - r_{i-1}} = \frac{\sigma_{i+1}^{k-1} - \sigma_{i-1}^{k-1}}{r_{i+1} - r_{i-1}}, \quad (1.19)$$

$$\left. \frac{\partial T}{\partial r} \right|_{r=r_i} = \frac{T_{i+1}(t_k) - T_{i-1}(t_k)}{r_{i+1} - r_{i-1}} = \frac{T_{i+1}^k - T_{i-1}^k}{r_{i+1} - r_{i-1}}, \quad (1.20)$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial^2 T}{\partial r^2} \right|_{r=r_i} &= \frac{2}{r_{i+1} - r_{i-1}} \left[ \frac{T_{i+1}(t_k) - T_i(t_k)}{r_{i+1} - r_i} - \frac{T_i(t_k) - T_{i-1}(t_k)}{r_i - r_{i-1}} \right] = \\ &= \frac{2}{r_{i+1} - r_{i-1}} \left[ \frac{T_{i+1}^k - T_i^k}{r_{i+1} - r_i} - \frac{T_i^k - T_{i-1}^k}{r_i - r_{i-1}} \right] \end{aligned} \quad (1.21)$$

$$\left. \frac{\partial T}{\partial t} \right|_{r=r_i} = \frac{T_i(t_k) - T_i(t_{k-1})}{t_k - t_{k-1}} = \frac{T_i^k - T_i^{k-1}}{t_k - t_{k-1}}, \quad (1.22)$$

$$\left. \frac{\partial \mu}{\partial t} \right|_{r=r_i} = \frac{\mu_i(t_k \cdot q - 1) - \mu_i(t_{k-1})}{t_k - t_{k-1}} = \frac{\mu_i^{k,q-1} - \mu_i^{k-1}}{t_k - t_{k-1}}, \quad (1.23)$$

$$\left. \frac{d\lambda}{dr} \right|_{r=r_i} = \frac{\lambda_{i+1}(t_{k-1}) - \lambda_{i-1}(t_{k-1})}{r_{i+1} - r_{i-1}} = \frac{\lambda_{i+1}^{k-1} - \lambda_{i-1}^{k-1}}{r_{i+1} - r_{i-1}}. \quad (1.24)$$

Pentru obținerea relațiilor anterioare s-a utilizat formula diferenței centrate, renunțându-se și la termenii rest. Având în vedere neliniaritatea magnetică a șarjei de oțel, la același pas de timp  $t_k$  sunt necesare mai multe iterații  $q$  pentru calculul intensității câmpului magnetic.

Forma în diferențe finite pentru modelul de câmp electromagnetic și termic cuplat va fi:

$$\begin{cases} \left[ \frac{H_{i-1}^{k,q}}{r_i(r_{i+1} - r_{i-1})(r_i - r_{i-1})} + \frac{\sigma_{i+1}^{k-1} - \sigma_{i-1}^{k-1}}{\sigma_i^{k-1}(r_{i+1} - r_{i-1})^2} \right] - H_i^{k,q} \left[ \frac{2}{(r_{i+1} - r_i)(r_i - r_{i-1})} + j\omega\sigma_i^{k-1}\mu_i^{k,q-1} \right] - \\ - H_i^{k,q} \left[ \sigma_i^{k-1} \cdot \frac{\mu_i^{k,q-1} - \mu_i^{k-1}}{t_k - t_{k-1}} \right] + H_{i+1}^{k,q} \left[ \frac{r_{i+1} + r_i}{r_i(r_{i+1} - r_{i-1})(r_{i+1} - r_i)} - \frac{\sigma_{i+1}^{k-1} - \sigma_{i-1}^{k-1}}{\sigma_i^{k-1}(r_{i+1} - r_{i-1})^2} \right] = 0 \\ T_{i-1}^k \left[ \frac{r_i + r_{i-1}}{r_i(r_{i+1} - r_{i-1})(r_i - r_{i-1})} - \frac{\lambda_{i+1}^{k-1} - \lambda_{i-1}^{k-1}}{\lambda_i^{k-1}(r_{i+1} - r_{i-1})^2} \right] - T_i^k \left[ \frac{2}{(r_{i+1} - r_i)(r_i - r_{i-1})} + \frac{\gamma \cdot c}{\lambda_i^{k-1}(t_k - t_{k-1})} \right] + \\ + T_{i+1}^k \left[ \frac{r_{i+1} + r_i}{r_i(r_{i+1} - r_{i-1})(r_{i+1} - r_i)} + \frac{\lambda_{i+1}^{k-1} - \lambda_{i-1}^{k-1}}{\lambda_i^{k-1}(r_{i+1} - r_{i-1})^2} \right] = - \frac{p_i^{k-1}}{\lambda_i^{k-1}} - \frac{\gamma \cdot c}{\lambda_i^{k-1}} \cdot \frac{T_i^{k-1}}{t_k - t_{k-1}} \end{cases} \quad (1.25)$$

unde  $i = 1, 2, 3 \dots, n-1$  ( $n$  reprezintă ultimul nod al rețelei de discretizare spațială).

**Condițiile de frontieră** (pentru  $r_n = d/2$ ) devin:

$$\begin{cases} H_n^k = H_{ext} = constant \\ \lambda_n^{k-1} \cdot \frac{T_n^k - T_{n-1}^k}{r_n - r_{n-1}} + \alpha(T_n^k - T_a) = 0 \end{cases} \quad (1.26)$$

În relația (1.25)  $T_a$  reprezintă temperatura aerului din vecinătatea șarjei, iar  $\alpha$ , transmisivitatea termică a acestuia.

Se observă din sistemul (1.25) că pentru calculul intensității câmpului magnetic la momentul de timp  $t_k$  este necesar să se efectueze mai multe iterații ( $q = 1 \dots m$ ).

Distribuția câmpului magnetic în șarjă la iterația  $q$  se calculează funcție de valorile permeabilității magnetice la iterația anterioară (din cadrul aceluiași pas de timp  $t_k$ )  $q-1$  ( $\mu_i^{k,q-1}$ ),

respectiv funcție de valorile permeabilității magnetice la pasul de timp anterior ( $\mu_i^{k-1}$ ).

În calculul distribuției câmpului electromagnetic și termic la pasul de timp  $t_k$  intervin conductivitatea electrică, respectiv termică și densitatea volumică a puterii induse în șarjă care au fost determinate la pasul de timp anterior ( $t_{k-1}$ ).

### 1.3.4 Soluția numerică a câmpului electromagnetic cu luarea în considerare a neliniarității magnetice a materialului șarjei

Modelul matematic al câmpurilor cuplate, electromagnetic și termic obținut prin metoda diferențelor finite se poate exprima sub forma generală:

$$\begin{cases} a_{i,i-1} \cdot \underline{H}_{i-1}^{k,q} + a_{i,i} \cdot \underline{H}_i^{k,q} + a_{i,i+1} \cdot \underline{H}_{i+1}^{k,q} = 0 \\ b_{i,i-1} \cdot T_{i-1}^k + b_{i,i} \cdot T_i^k + b_{i,i+1} \cdot T_{i+1}^k = \kappa_i \end{cases} \quad (1.27)$$

Pentru  $i = 1$  prima ecuație din sistemul (1.27) are forma:

$$a_{1,0} \cdot \underline{H}_0^{k,q} + a_{1,1} \cdot \underline{H}_1^{k,q} + a_{1,2} \cdot \underline{H}_2^{k,q} = 0. \quad (1.28)$$

Deoarece  $\underline{H}_0^{k,q} = \underline{H}_1^{k,q} = \zeta$  (valoare finită, în axa de simetrie a șarjei), se obține:

$$(a_{1,0} + a_{1,1}) \underline{H}_1^{k,q} + a_{1,2} \cdot \underline{H}_2^{k,q} = 0. \quad (1.29)$$

În ecuația scrisă pentru  $i = n - 1$  intervine termenul  $\underline{H}_n^{k,q} = \underline{H}_{ext}$ , unde  $\underline{H}_{ext}$  reprezintă intensitatea câmpului magnetic la suprafața șarjei ( $r_n = d_2/2$ ).

Determinarea intensității câmpului magnetic în profunzimea șarjei presupune, așadar, rezolvarea unui sistem algebric liniar de forma:

$$\begin{cases} (a_{1,0} + a_{1,1}) \underline{H}_1^{k,q} + a_{1,2} \underline{H}_2^{k,q} = 0 \\ a_{2,1} \underline{H}_1^{k,q} + a_{2,2} \underline{H}_2^{k,q} + a_{2,3} \underline{H}_3^{k,q} = 0 \\ \dots \\ a_{n-1,n-2} \underline{H}_{n-2}^{k,q} + a_{n-1,n-1} \underline{H}_{n-1}^{k,q} = -a_{n-1,n} \underline{H}_{ext} \end{cases} \quad (1.30)$$

Sistemul (1.30) poate fi rezolvat printr-o metodă de eliminare: din ultima ecuație se exprimă  $\underline{H}_{n-1}^{k,q}$  în funcție de  $\underline{H}_{n-2}^{k,q}$  și se înlocuiește  $\underline{H}_{n-1}^{k,q}$  în penultima ecuație; în penultima ecuație se exprimă  $\underline{H}_{n-2}^{k,q}$  în funcție de  $\underline{H}_{n-3}^{k,q}$  și se înlocuiește  $\underline{H}_{n-2}^{k,q}$  în antepenultima ecuație, ș.a.m.d.

În finalul acestui proces succesiv de înlocuiri, rezultă din prima ecuație a sistemului (1.30) o relație în care apare numai necunoscuta  $\underline{H}_1^{k,q}$ , care se poate determina. Un proces succesiv de înlocuire a necunoscutelor calculate va conduce în final la aflarea soluției numerice a câmpului magnetic din șarjă ( $\underline{H}_0^{k,q}, \underline{H}_1^{k,q}, \underline{H}_2^{k,q}, \underline{H}_3^{k,q}, \dots, \underline{H}_n^{k,q}$ ).

Calculul intensității câmpului magnetic la un moment de timp se realizează cu valorile câmpului termic determinate la un moment anterior, în ipoteza că la un pas de timp suficient de mic, temperatura rămâne practic constantă într-un strat al domeniului considerat.

Neliniaritatea magnetică a materialului șarjei impune realizarea mai multor iterații ( $q$ ) pentru determinarea distribuției câmpului magnetic în profunzimea mediului la un anumit pas de timp ( $t_k$ ).

Procesul iterativ va fi condus astfel:

- câmpul termic din șarjă se consideră cel inițial;
- valoarea permeabilității magnetice relative în orice punct  $i$  din interiorul șarjei este constantă și egală cu valoarea estimată în calculul analitic;
- se rezolvă sistemul (1.30) în aceste condiții, obținându-se o primă soluție a câmpului electromagnetic din șarjă  $\underline{H}_i^{k,1}$ ;
- cu noile valori ale permeabilității magnetice  $\mu(H_i^{k,1}, T_m)$  (obținute din caracteristicile  $\mu(H, T)$ ) se rezolvă din nou sistemul (1.30), obținându-se o soluție  $\underline{H}_i^{k,2}$ ; această soluție se compară cu cea obținută anterior;
- iterațiile continuă până la satisfacerea unui criteriu de eroare:

$$|H_i^{k,q} - H_i^{k,q-1}| < \varepsilon_H. \quad (1.31)$$

În orice altă fază a studiului, calculul câmpului electromagnetic este inițializat cu valorile permeabilității magnetice calculate în profunzimea șarjei la ultima iterație în cadrul pasului de timp anterior.

Densitatea curenților turbionari din șarja de oțel și densitatea volumică a puterii active dezvoltată în aceasta se determină cu ajutorul relațiilor:

$$\underline{J}_i^k = \frac{H_{i+1}^k - H_{i-1}^k}{r_{i+1} - r_{i-1}}, \quad (1.32)$$

$$P_i^k = \frac{1}{\sigma_i^{k-1}} \left| \frac{H_{i+1}^k - H_{i-1}^k}{r_{i+1} - r_{i-1}} \right|^2, \quad (1.33)$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, n-1.$$

### 1.3.5 Soluția numerică a câmpului termic din șarjă

Din analiza modelului matematic al câmpurilor cuplate reiese faptul că distribuția temperaturilor la un anumit moment de timp  $t_k$  în interiorul semifabricatului încălzit în cuptorul cu inducție presupune cunoașterea câmpului termic, a densității puterii induse și a proprietăților de material la pasul de timp anterior ( $t_{k-1}$ ).

Determinarea câmpului termic din interiorul materialului procesat presupune rezolvarea unui sistem algebric tridiagonal, liniar, ale cărui ecuații vor avea forma celei conținute în sistemul (1.30),  $i = 1, 2, 3, \dots, n-1$ :

$$\begin{cases} b_{1,0} \cdot T_0^k + b_{1,1} \cdot T_1^k + b_{1,2} \cdot T_2^k = \kappa_1 \\ b_{2,1} \cdot T_1^k + b_{2,2} \cdot T_2^k + b_{2,3} \cdot T_3^k = \kappa_2 \\ \text{-----} \\ b_{n-1,n-2} \cdot T_{n-2}^k + b_{n-1,n-1} \cdot T_{n-1}^k + b_{n-1,n} \cdot T_n^k = \kappa_{n-1} \end{cases} \quad (1.34)$$

unde :  $\kappa_i = -\frac{p_i^{k-1}}{\lambda_i^{k-1}} - \frac{\gamma c}{\lambda_i^{k-1}} \cdot \frac{T_i^{k-1}}{t_k - t_{k-1}}$  , (1.35)

Din condiția de frontieră rezultă:

$$T_n^k \left( \alpha + \frac{\lambda_n^{k-1}}{d_2/2 - r_{n-1}} \right) - \frac{\lambda_n^{k-1}}{d_2/2 - r_{n-1}} T_{n-1}^{k-1} = \alpha T_a, \quad (1.36)$$

sau:  $b'_{n,n-1} \cdot T_{n-1}^k + b'_{n,n} \cdot T_n^k = \kappa'_n$  . (1.37)

Impunând și  $T_0^k = T_1^k$  (în axa de simetrie a șarjei) sistemul (1.34) devine:

$$\begin{cases} (b_{1,0} + b_{1,1})T_1^k + b_{1,2} \cdot T_2^k = \kappa_1 \\ b_{2,1} \cdot T_1^k + b_{2,2} \cdot T_2^k + b_{2,3} \cdot T_3^k = \kappa_2 \\ \text{-----} \\ b_{n-1,n-2} \cdot T_{n-2}^k + b_{n-1,n-1} \cdot T_{n-1}^k + b_{n-1,n} \cdot T_n^k = \kappa_{n-1} \\ b'_{n,n-1} \cdot T_{n-1}^k + b'_{n,n} \cdot T_n^k = \kappa'_n \end{cases} \quad (1.38)$$

Acest sistem poate fi rezolvat tot printr-o metodă de înlocuire.

#### 1.4 Algoritm de calcul al câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet

Algoritm de calcul prin Metoda Diferențelor Finite a câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet este prezentat în Fig. 1.3.

Pe baza acestui algoritm a fost realizat un program în limbajul C++.

Discretizarea domeniului s-a realizat printr-o rețea cu pas variabil. În acest mod s-a obținut o discretizare mai fină spre suprafața laterală a șarjei (într-un strat de grosime comparabilă cu adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în materialul procesat, aflat la temperatura finală), iar în profunzimea șarjei, discretizarea s-a făcut cu pas mai mare.

Numărul nodurilor rețelei de discretizare ( $NR$ ) poate fi ales de utilizator. Se poate modifica și relația care dă coordonatele nodurilor de discretizare, ceea ce permite mai multe variante de discretizare a domeniului șarjei.

Discretizarea temporală s-a făcut cu pas de timp constant. Valoarea pasului de timp ( $dt$ ) poate fi aleasă de asemenea de utilizator. Acuratețea studiului crește dacă valoarea pasului de timp este mai mică (numărul pașilor de timp va fi mai mare pe durata procesului analizat), dar timpul de calcul va fi mai mare.

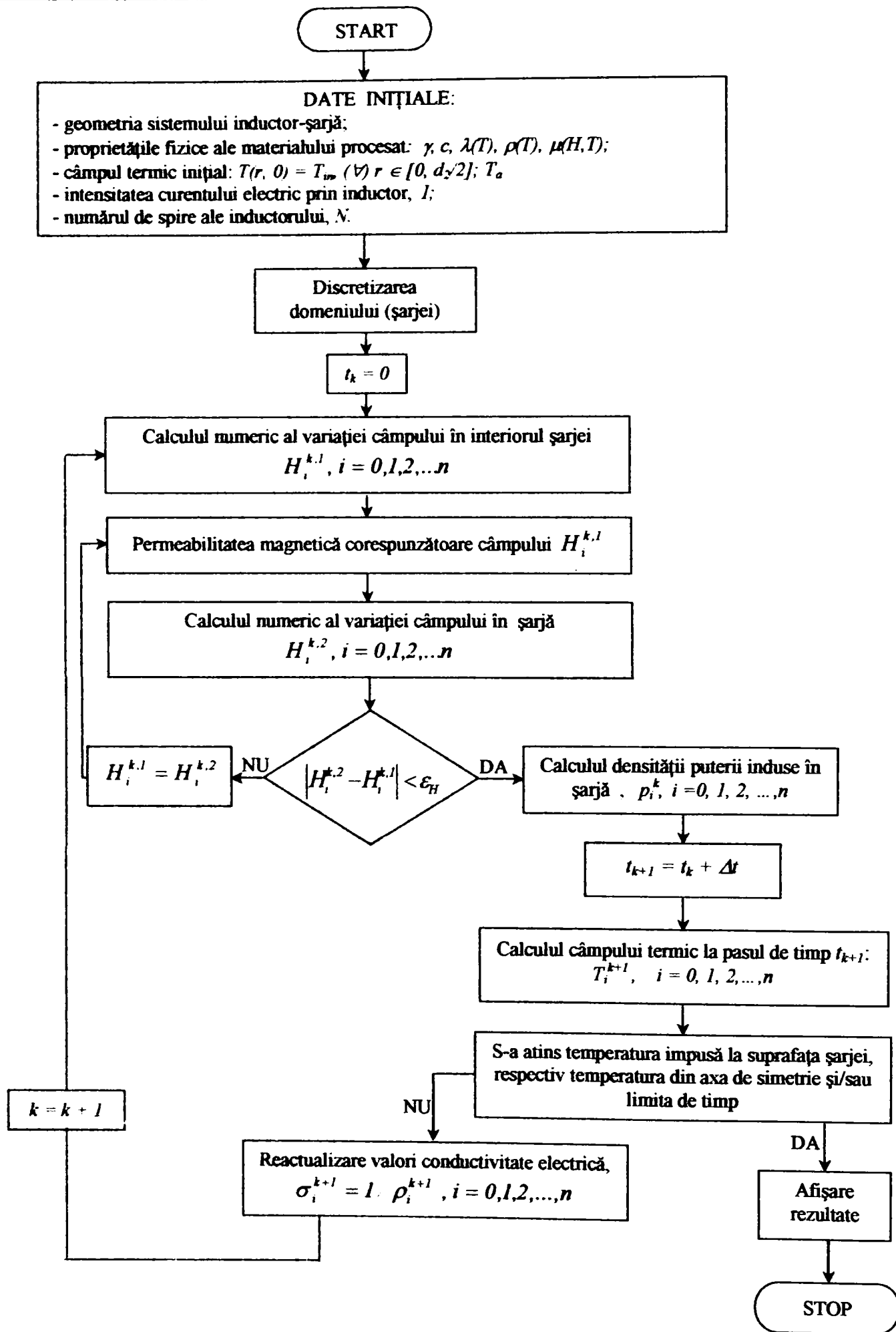


Fig. 1.3 Algoritm de calcul al câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet.

645.624

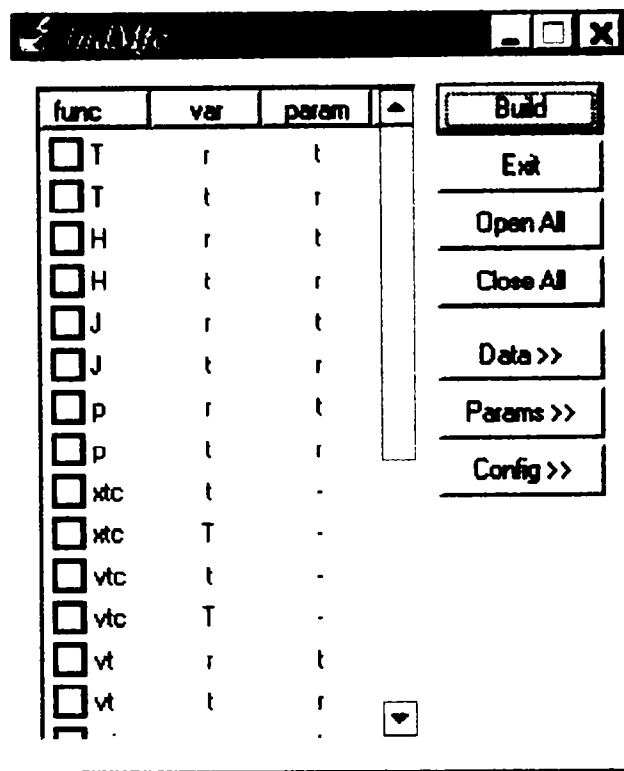


Fig. 1.4 Fereastra principală a programului în C++.

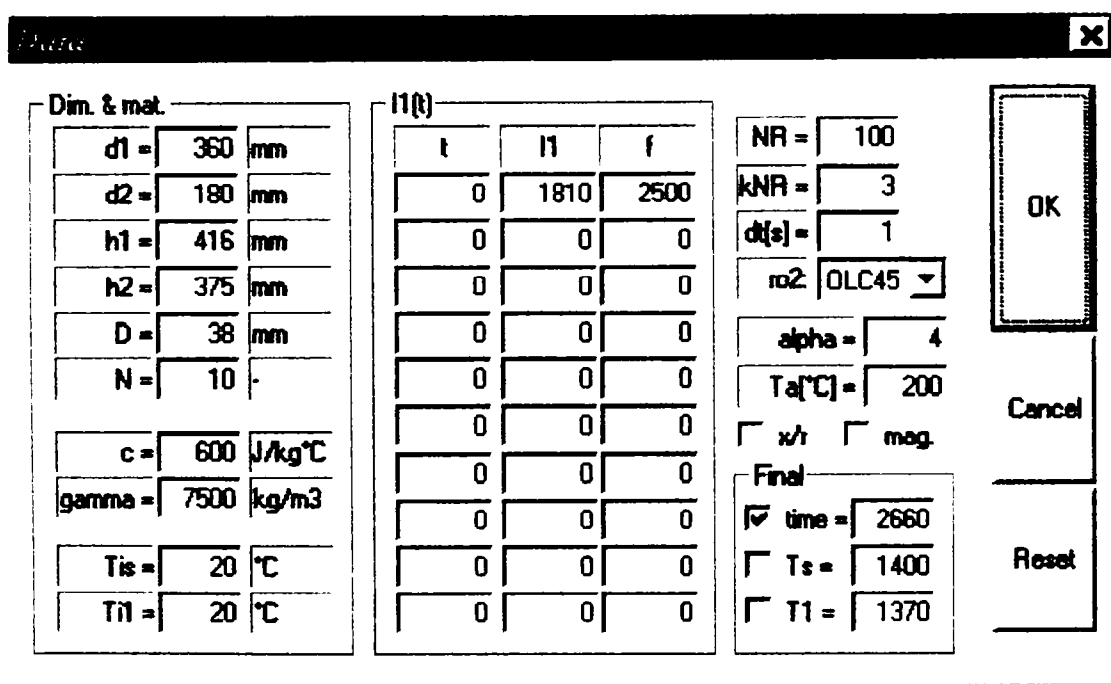


Fig. 1.5 Fereastra de introducere a datelor.

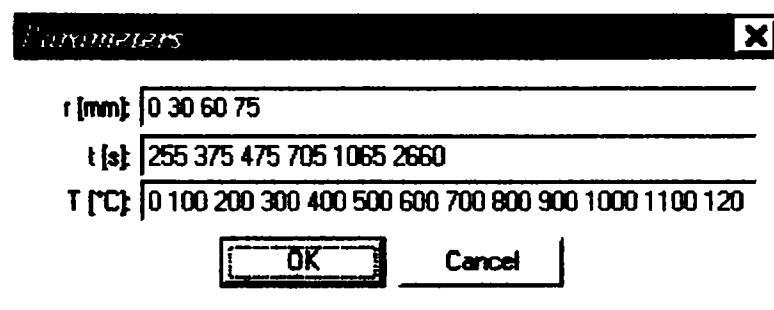


Fig. 1.6 Fereastra de introducere a parametrilor.

*Datele inițiale* introduse de utilizator sunt (Fig. 1.5):

- intensitatea curentului prin inductor,  $I$ ;
- numărul de spire ale inductorului,  $N$ ;
- frecvența tensiunii de alimentare,  $f$ ;
- dimensiunile inductorului și ale creuzetului;
- tipul materialului procesat;
- parametrii de material (presupuși) constanți pe durata încălzirii:
  - căldura specifică,  $c$ ;
  - densitatea volumică,  $\gamma$

și dependența conductivității termice a oțelului de temperatură,  $\lambda(T)$ .

Programul permite studiul câmpurilor cuplate, electromagnetice și termice, atât în ipoteza neglijării variației cu temperatura a conductivității termice a oțelului, cât și cu luarea în considerare a acestei variații.

Parametrii electromagnetici ai materialului care depind de temperatură ( $\rho(T)$ ,  $\mu(H, T)$ ) sunt apelați prin subrutine.

*Criteriile de final* pot fi:

- atingerea unei temperaturi finale (la suprafața șarjei, respectiv în axa de simetrie);
- atingerea unei limite de timp.

Programul realizat calculează distribuția câmpului electromagnetic și termic în șarjă, respectiv a densității de volum a puterii active, însă nu include topirea și încălzirea în fază lichidă.

Toate mărimile calculate pot fi vizualizate grafic (2D). Se poate urmări în acest mod distribuția intensității câmpului magnetic, a densității de curent, a densității volumice a puterii induse în șarjă și a temperaturii în interiorul șarjei la diverse momente de timp, cât și evoluția în timp a acestor mărimi, în diverse puncte ale șarjei, pe durata încălzirii acesteia (Fig. 1.6).

De asemenea, se pot urmări propagarea câmpului electromagnetic în șarjă, distribuția temperaturii în șarjă pe durata încălzirii acesteia (Fig. 1.6).

În cazul încălzirii la suprafață a semifabricatelor în vederea tratamentelor termice, sau în cazul încălzirii în profunzime a semifabricatelor care vor fi supuse unor deformări plastice, este util să se cunoască viteza de încălzire a semifabricatului și grosimea stratului încălzit peste temperatura Curie, pentru a realiza o conducere optimă a procesului de încălzire prin inducție electromagnetică.

Din acest motiv, programul elaborat în C++ permite și determinarea adâncimii de pătrundere a câmpului electromagnetic în materialul procesat, variația în timp a grosimii stratului încălzit peste temperatura Curie, respectiv viteza de încălzire a semifabricatului și viteza cu care „se deplasează” în interiorul semifabricatului stratul de material încălzit peste temperatura Curie.

Pentru asigurarea unei încălziri uniforme într-un timp cât mai scurt și la parametri energetici optimi, programul permite modificarea curentului electric absorbit de inductor și a frecvenței, funcție de temperatura din șarjă.



## 1.5 Rezultatele modelării numerice, folosind Metoda Diferențelor Finite, a câmpurilor electromagnetice și termice din șarja de oțel a cuptorului de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR

În acest paragraf sunt prezentate rezultatele modelării numerice a câmpurilor electromagnetice și termice dintr-un semifabricat de oțel OLC 45 încălzit într-un cuptor de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR (aflat în hala tehnologică a Facultății de Inginerie din Hunedoara), folosind programul în C++ descris anterior.

### 1.5.1 Modelul fizic de studiu

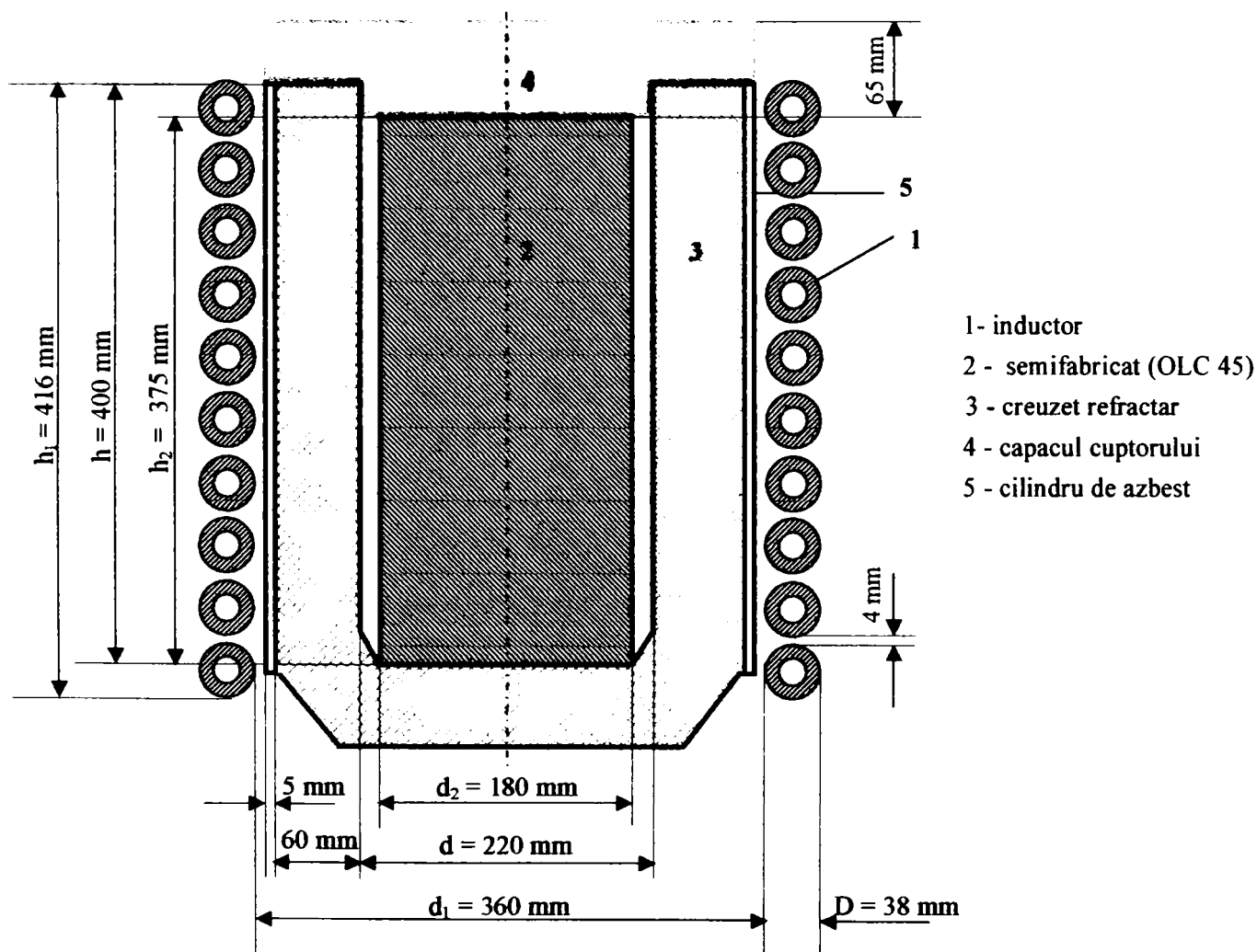


Fig. 1.7 Amplasarea semifabricatului din oțel în cuptorul de inducție tip ICI 100/2,5-PR.

Caracteristicile tehnice ale cuptorului ICI 100/2,5-PR sunt:

- capacitatea creuzetului:  $m = 100 \text{ kg oțel}$  sau  $m = 35 \text{ kg aluminiu}$ ;
- diametrul interior al creuzetului:  $d = 220 \text{ mm}$ ;
- diametrul exterior al creuzetului:  $d_e = 340 \text{ mm}$ ;
- înălțimea creuzetului:  $h = 400 \text{ mm}$ ;
- numărul de spire ale inductorului:  $N = 10$ ;

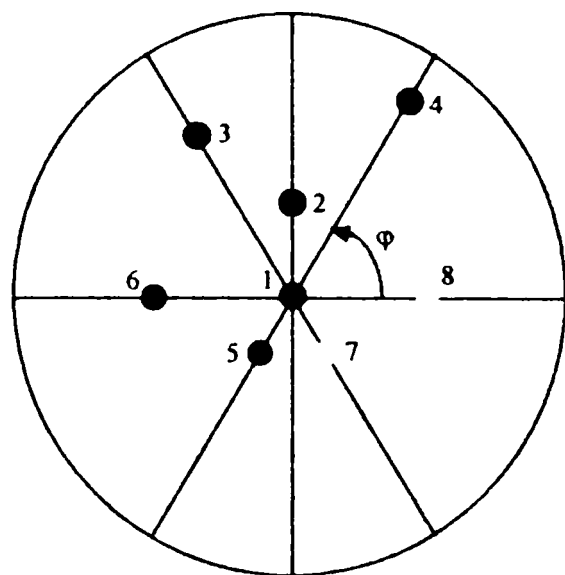
- diametrul spirei:  $D = 38 \text{ mm}$ ;
- distanța de izolație între spire:  $\Delta = 4 \text{ mm}$ ;
- diametrul interior al inductorului:  $d_i = 360 \text{ mm}$ ;
- diametrul exterior al inductorului:  $d_{ie} = 436 \text{ mm}$ ;
- înălțimea inductorului:  $h_i = 416 \text{ mm}$ .

Cuptorul este alimentat de la un generator rotativ de medie frecvență tip GEF-AV 125/2500 (tensiunea de alimentare:  $U = 0 \dots 750 \text{ V}$ ; frecvența:  $f = 2500 \text{ Hz}$ ; puterea de medie frecvență:  $P_f = 125 \text{ kW}$ ). Productivitatea cuptorului este de  $170 \text{ kg oțel/h}$ .

Dimensiunile geometrice ale semifabricatului de oțel OLC 45 încălzit în cuptorul cu inducție sunt:

- înălțimea :  $h_2 = 375 \text{ mm}$ ;
- diametrul :  $d_2 = 180 \text{ mm}$ .

În vederea determinării temperaturii din interiorul materialului procesat au fost executate în acesta 8 găuri longitudinale cu diametrul de  $8 \text{ mm}$  (Fig. 1.8), la următoarele coordonate cilindrice  $(r, \varphi, z)$ , unde  $z = 0$  corespunde la  $h_2/2$ :



- (1)  $r = 0, \varphi = 0, z = 37 \text{ mm}$ ;
- (2)  $r = 30 \text{ mm}, \varphi = \pi/2 \text{ rad}, z = 37 \text{ mm}$ ;
- (3)  $r = 60 \text{ mm}, \varphi = 2\pi/3 \text{ rad}, z = 37 \text{ mm}$ ;
- (4)  $r = 75 \text{ mm}, \varphi = \pi/3 \text{ rad}, z = 37 \text{ mm}$ ;
- (5)  $r = 18 \text{ mm}, \varphi = 4\pi/3 \text{ rad}, z = 87 \text{ mm}$ ;
- (6)  $r = 45 \text{ mm}, \varphi = \pi \text{ rad}, z = 87 \text{ mm}$ ;
- (7)  $r = 18 \text{ mm}, \varphi = 5\pi/3 \text{ rad}, z = 107 \text{ mm}$ ;
- (8)  $r = 45 \text{ mm}, \varphi = 0, z = 107 \text{ mm}$ .

Fig. 1.8 Amplasarea găurilor pentru introducerea termocuplelor.

În figurile 1.9, 1.10 și 1.11 se prezintă variația rezistivității electrice și a conductivității termice cu temperatura, respectiv variația permeabilității magnetice relative cu temperatura (pentru diverse valori ale intensității câmpului magnetic) în cazul oțelului OLC 45 [22; 30; 85].

În modelarea numerică s-au folosit valori constante (medii) pentru căldura specifică masică, respectiv pentru densitatea oțelului ( $c = 600 \text{ J/kg}^\circ\text{C}$ ;  $\gamma = 7500 \text{ kg/m}^3$ ), iar transmisivitatea termică a stratului de aer din vecinătatea suprafeței laterale a șarjei s-a considerat  $\alpha = 4 \text{ W/m}^2\cdot\text{grad}$  (temperatura stratului de aer din vecinătatea suprafeței laterale a șarjei s-a considerat  $T_a = 200 \text{ }^\circ\text{C}$ ).

S-a analizat încălzirea semifabricatului de oțel în cazul alimentării la curent constant ( $I = 1810 \text{ A}$ , valoare efectivă) a inductorului instalației de încălzire prin inducție.

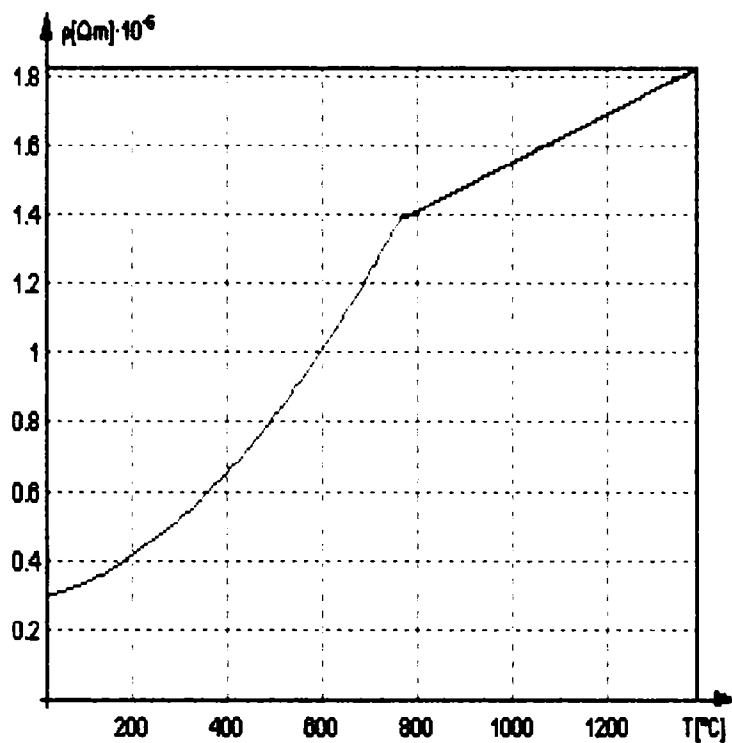


Fig. 1.9 Variația rezistivității electrice a oțelului OLC 45 cu temperatura.

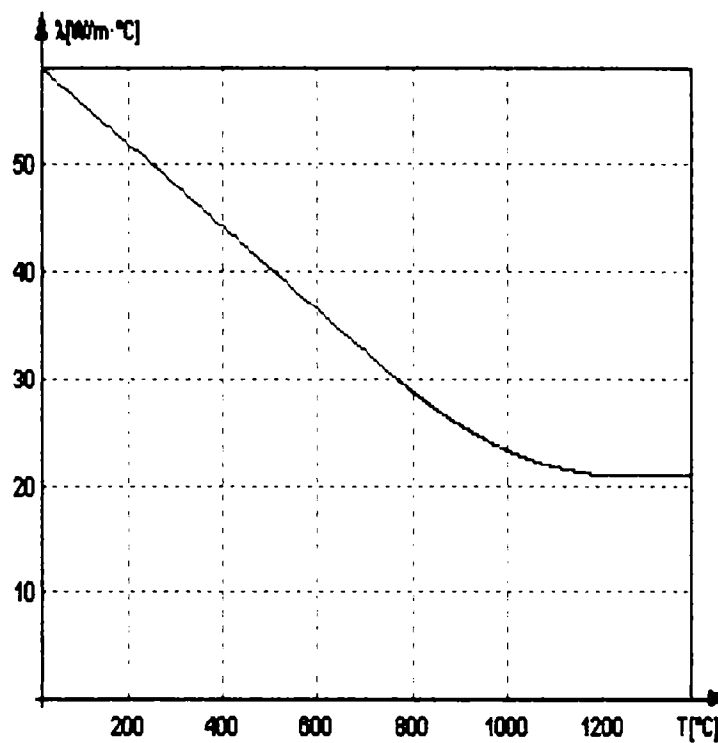


Fig. 1.10 Variația conductivității termice a oțelului OLC 45 cu temperatura.

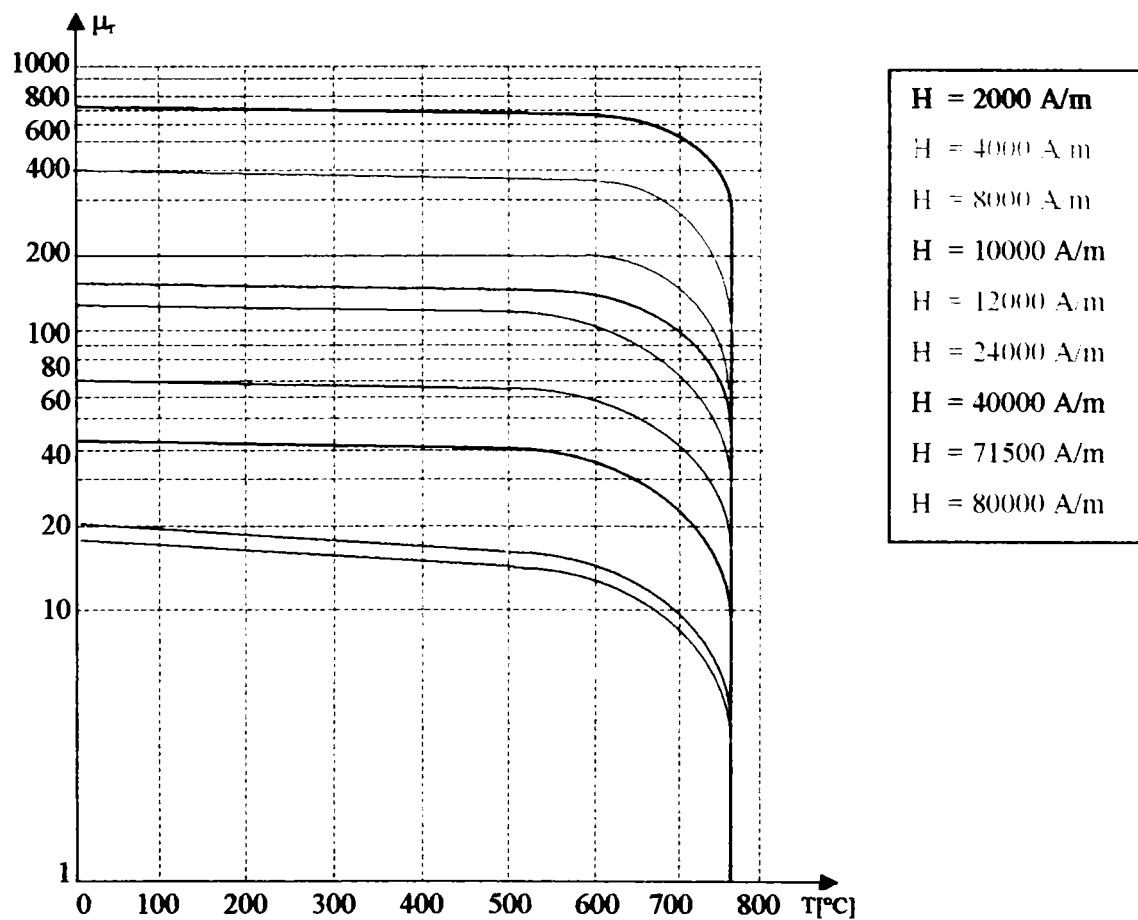


Fig. 1.11 Dependențele  $\mu_r = \mu_r(H, T)$  pentru oțelul OLC 45.

### 1.5.2 Rezultatele modelării numerice a câmpurilor electromagnetice și termice din semifabricatul de oțel încălzit în cuptorul de inducție tip ICI 100/2,5-PR

În figurile 1.12, 1.13 și 1.14 se prezintă distribuția intensității câmpului magnetic, a densității curenților turbionari și a densității volumice a puterii active induse în materialul procesat, la diverse momente ale încălzirii.

În figurile 1.15, 1.16 și 1.17 se prezintă distribuția temperaturii în materialul procesat la diverse momente ale încălzirii acestuia și evoluția în timp a temperaturii la aceeași coordonată radială.

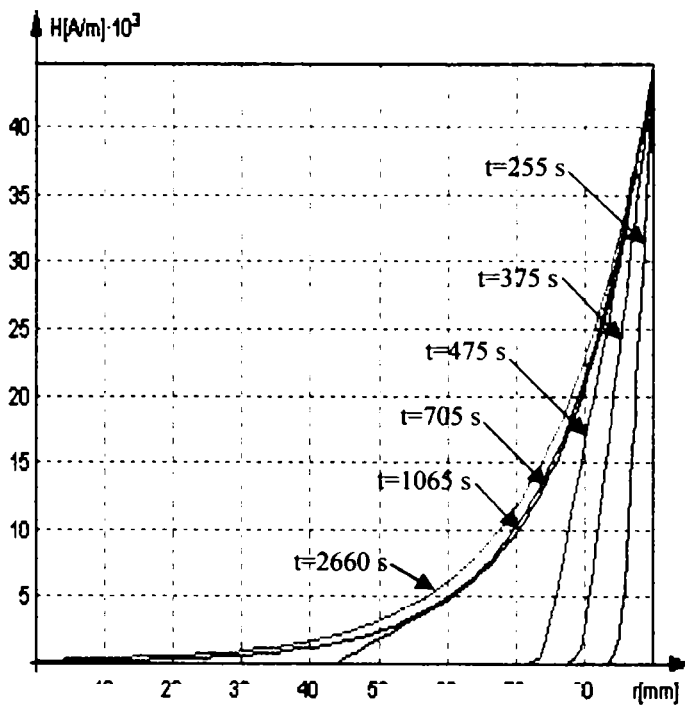


Fig. 1.12

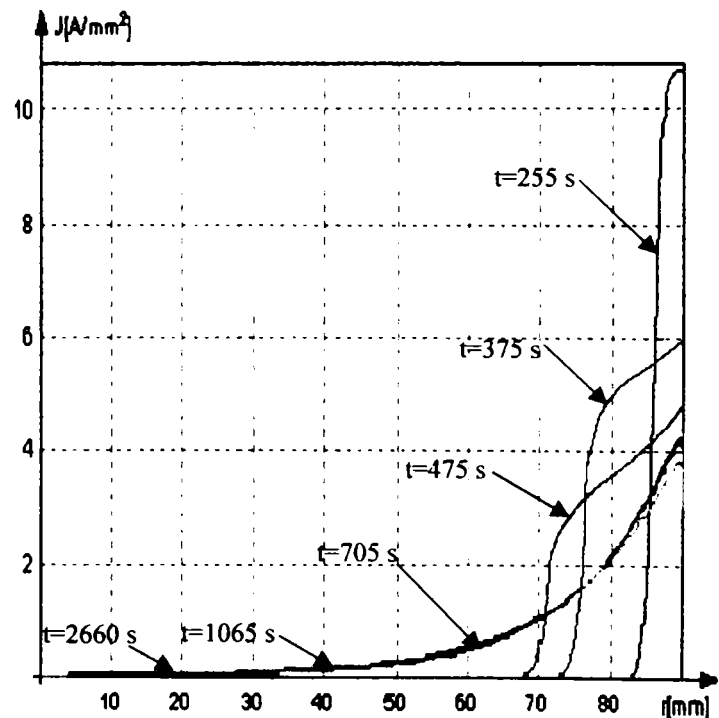


Fig. 1.13

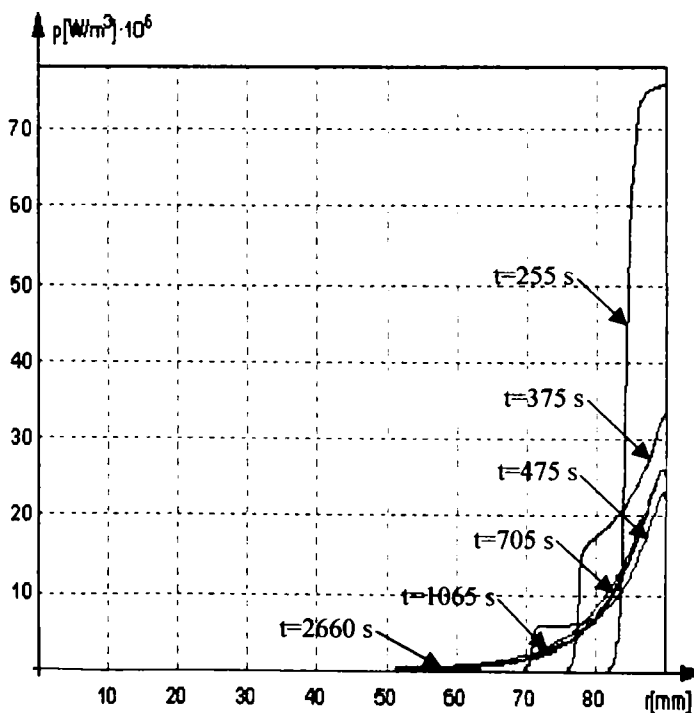


Fig. 1.14

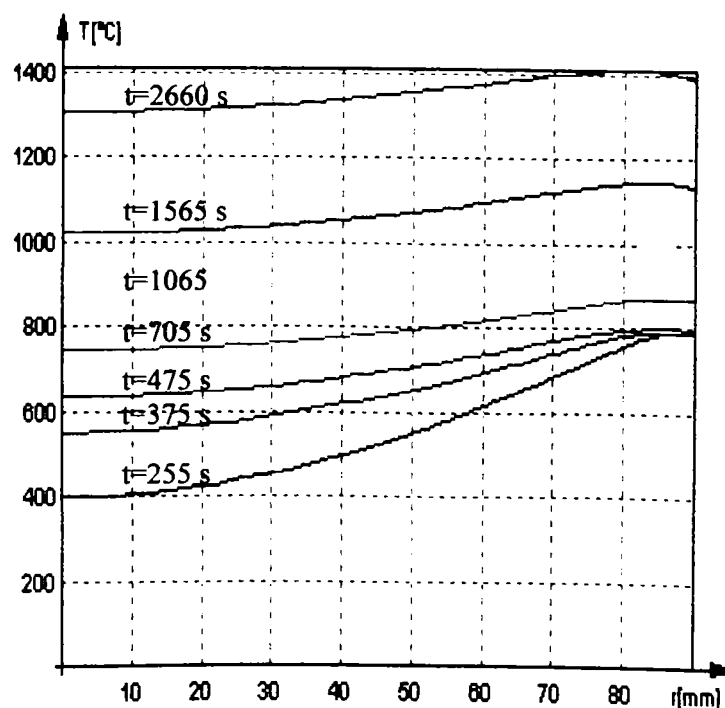


Fig. 1.15

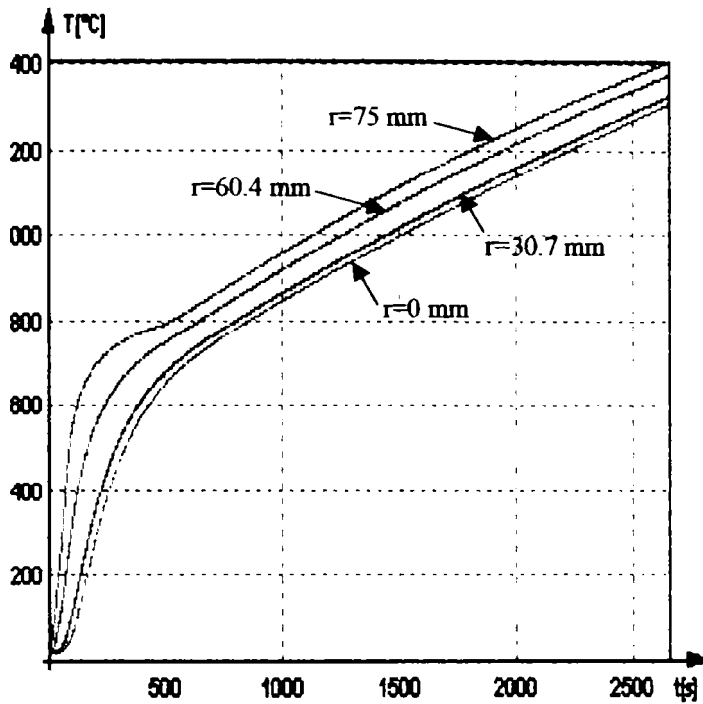


Fig. 1.16

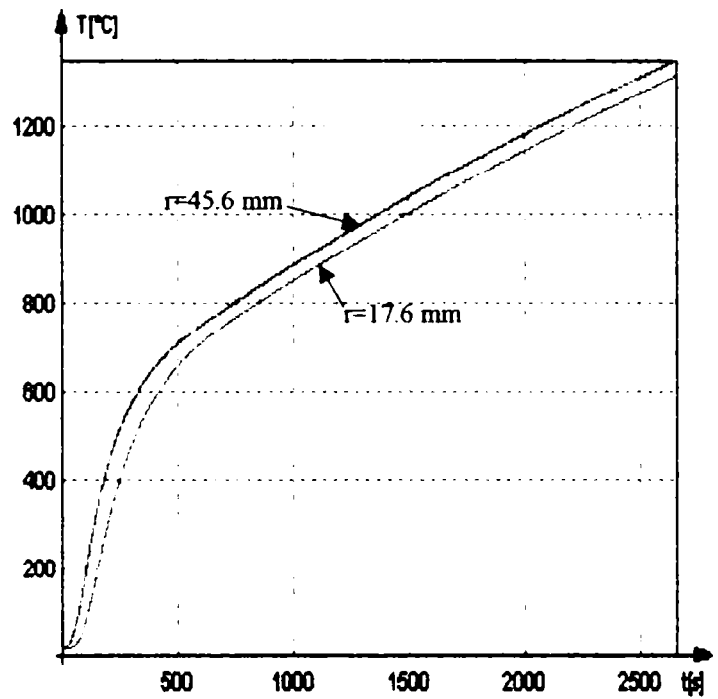


Fig. 1.17

În continuare se prezintă variația în timp a grosimii stratului de material încălzit peste temperatura Curie (Fig. 1.18), viteza cu care „se deplasează” în interiorul semifabricatului stratul de material încălzit peste temperatura Curie (Fig. 1.19) și viteza de încălzire a semifabricatului la diverse coordonate radiale (Fig. 1.20).

În Fig.1.21 se prezintă variația în timp a adâncimii de pătrundere a câmpului electromagnetic în materialul procesat, iar în Fig. 1.22 se prezintă adâncimea de pătrundere funcție de temperatura la suprafața materialului procesat.

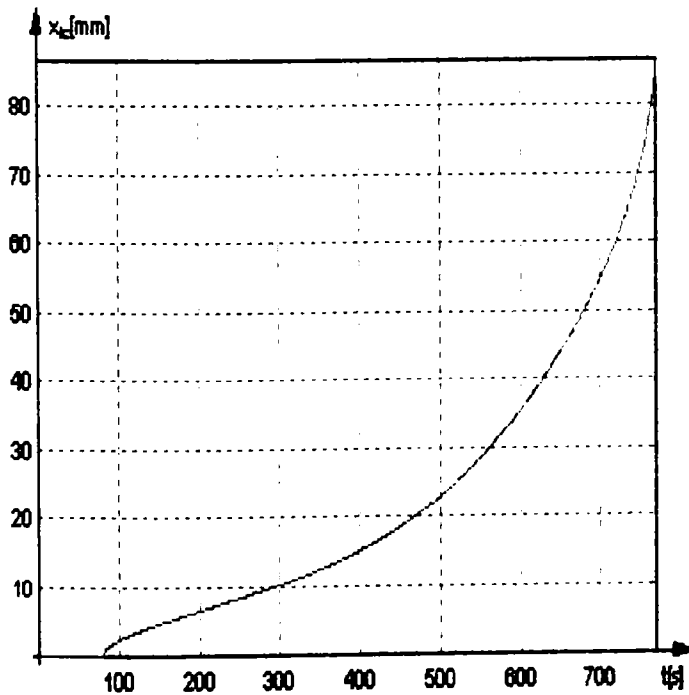


Fig. 1.18

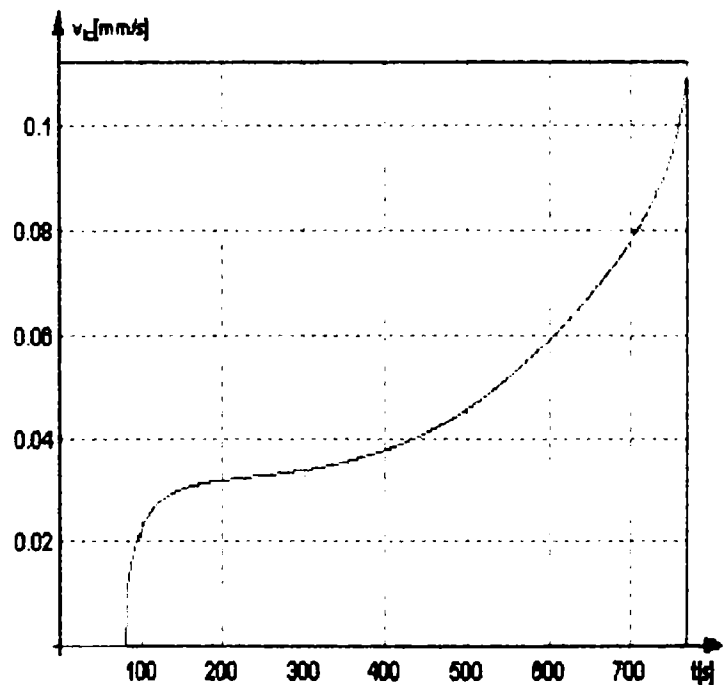


Fig. 1.19

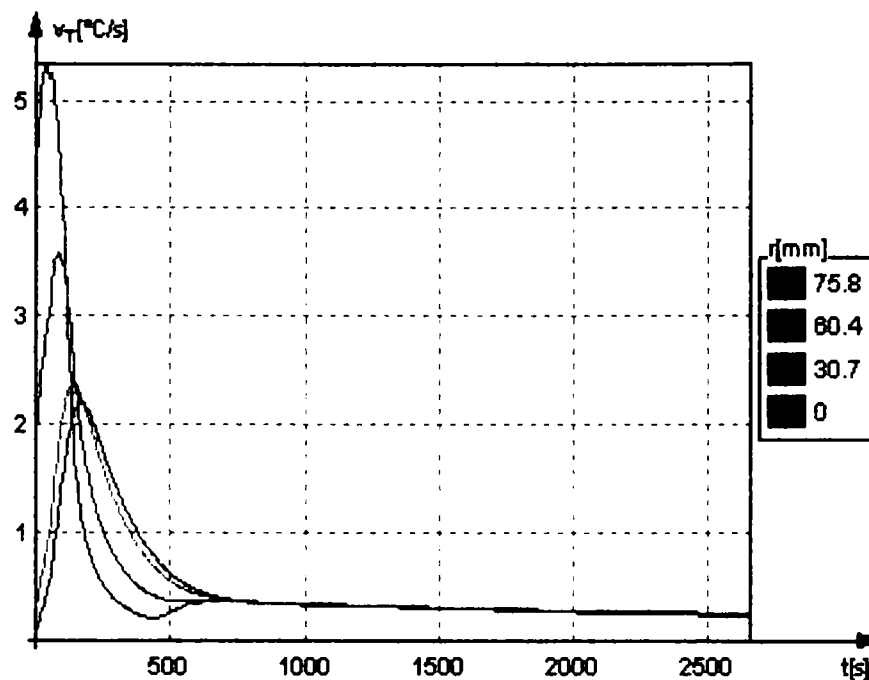


Fig. 1.20

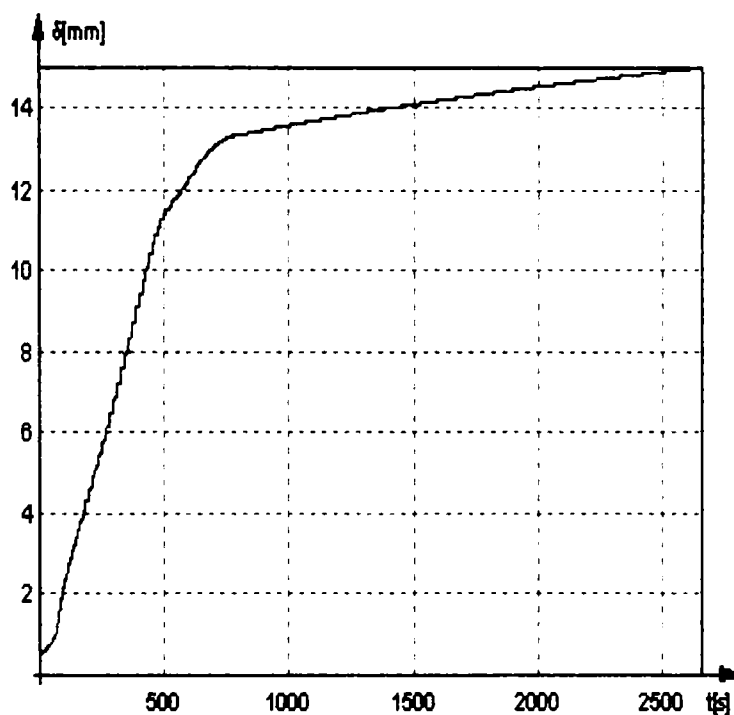


Fig. 1.21

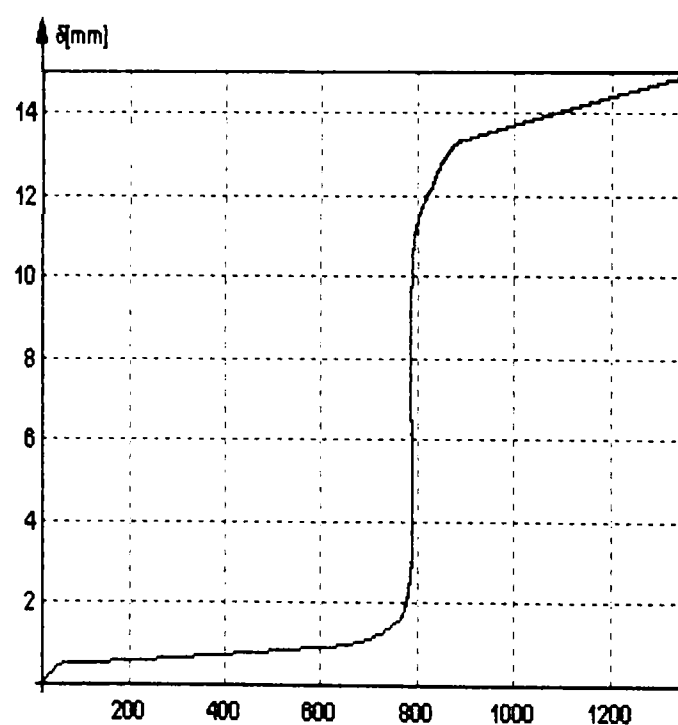


Fig. 1.22

## CONCLUZII

Simularea prin Metoda Diferențelor Finite oferă avantaje importante:

- transpunerea numerică a ecuațiilor ce descriu câmpurile electromagnetice și termice din șarja de oțel a cuptorului cu inducție se realizează ușor;
- structură simplă pentru programul de simulare;
- volumul de memorie utilizată pentru programul de simulare este redus;
- timpul de calcul este relativ mic,

însă nu reflectă foarte bine realitatea, datorită faptului că modelul unidimensional adoptat pentru studiu este prea simplu.

În aceste condiții, analiza câmpurilor electromagnetice și termice surprinde numai situația în care variația după direcția  $z$  a mărimilor analizate este neglijabilă. Aceasta corespunde cazului în care se poate neglija efectul de capăt (acest efect apare dacă lungimea inductorului este comparabilă sau mai mică decât lungimea corpului de încălzit) și nu există pierderi termice prin capacul cuptorului, respectiv prin vatra acestuia.

Un alt dezavantaj important al Metodei Diferențelor Finite îl constituie utilizarea unei rețele rectangulare de discretizare a domeniului de analiză. Datorită rețelei rectangulare de discretizare spațială, folosirea acestei metode pe domenii cu contururi sau suprafețe curbe introduce o serie de dificultăți și de artificii de calcul, fiind posibile și probleme de stabilitate și convergență a soluțiilor.

Din analiza rezultatelor modelării numerice cu MDF se constată că în primele momente ale încălzirii, câmpul electromagnetic este concentrat la suprafața materialului procesat (figurile 1.12 - 1.14,  $t = 255$  s).

În figurile 1.13 și 1.14 se surprind două momente de timp ( $t = 375$  s și  $t = 475$  s) ale regimului intermediar, în care un strat (mai subțire) de la suprafața materialului este încălzit peste temperatura Curie și a devenit nemagnetic, iar restul materialului are încă proprietăți magnetice.

Temperatura crește foarte mult (și neliniar) în primele 500 s de la începerea procesului de încălzire prin inducție a semifabricatului de oțel (Fig. 1.16, 1.17), deoarece în acest interval de timp materialul procesat are proprietăți magnetice în cea mai mare parte din volumul său (la  $t=500$  s, stratul de la suprafață încălzit peste temperatura Curie are grosimea de 24 mm – Fig. 1.18, ceea ce reprezintă 26,6% din raza semifabricatului); după atingerea temperaturii Curie în toată masa semifabricatului de oțel, variația în timp a temperaturii acestuia devine liniară (oțelul fiind nemagnetic în această situație).

Analizând variația în timp a grosimii stratului de material încălzit peste temperatura Curie, se constată că după 78 s de la începerea procesului de încălzire se atinge temperatura Curie la suprafața materialului procesat, iar după 745 s întregul semifabricat este încălzit peste această temperatură.

Deoarece câmpul electromagnetic pătrunde într-un strat relativ subțire de la suprafața materialului (Fig. 1.21, 1.22), iar interiorul acestuia se încălzește numai prin conducție termică, apare o „inerție termică” la începutul procesului de încălzire (în special în punctele aflate mai aproape de axa longitudinală a semifabricatului de oțel) (Fig. 1.20); viteza de încălzire a semifabricatului este mai mare la suprafața acestuia decât în adâncime, în prima parte a încălzirii, iar după ce se depășește temperatura Curie și materialul procesat trece în stare nemagnetică ( $t = 745...2660$  s), viteza de încălzire este aproximativ constantă în toată masa sa (mult mai mică decât cea anterioară). În finalul procesului de încălzire distribuția temperaturii este relativ omogenă în toată masa semifabricatului de oțel.

Simularea numerică nu include topirea materialului procesat și încălzirea în fază lichidă.

## CAPITOLUL II

# MODELAREA NUMERICĂ, PRIN METODA ELEMENTELOR FINITE, A CÂMPURILOR ELECTROMAGNETIC ȘI TERMIC LA ÎNCĂLZIREA PRIN INDUCȚIE

În prima parte a acestui capitol se analizează cele mai importante modele diferențiale ale câmpurilor electromagnetice cvasistaționare, respectiv termice, corespunzătoare sistemului inductor-șarjă, utilizate în calculul numeric prin Metoda Elementelor Finite.

În continuare se prezintă modelarea câmpurilor electromagnetice și termice din șarja de oțel (OLC 45) a unui cuptor de inducție cu creuzet (tip ICI 100/2,5 – PR) folosind programul profesional FLUX 2D, bazat pe Metoda Elementelor Finite.

### 2.1 Modele diferențiale ale câmpului electromagnetic cvasistaționar corespunzător sistemului inductor-șarjă [76; 92]

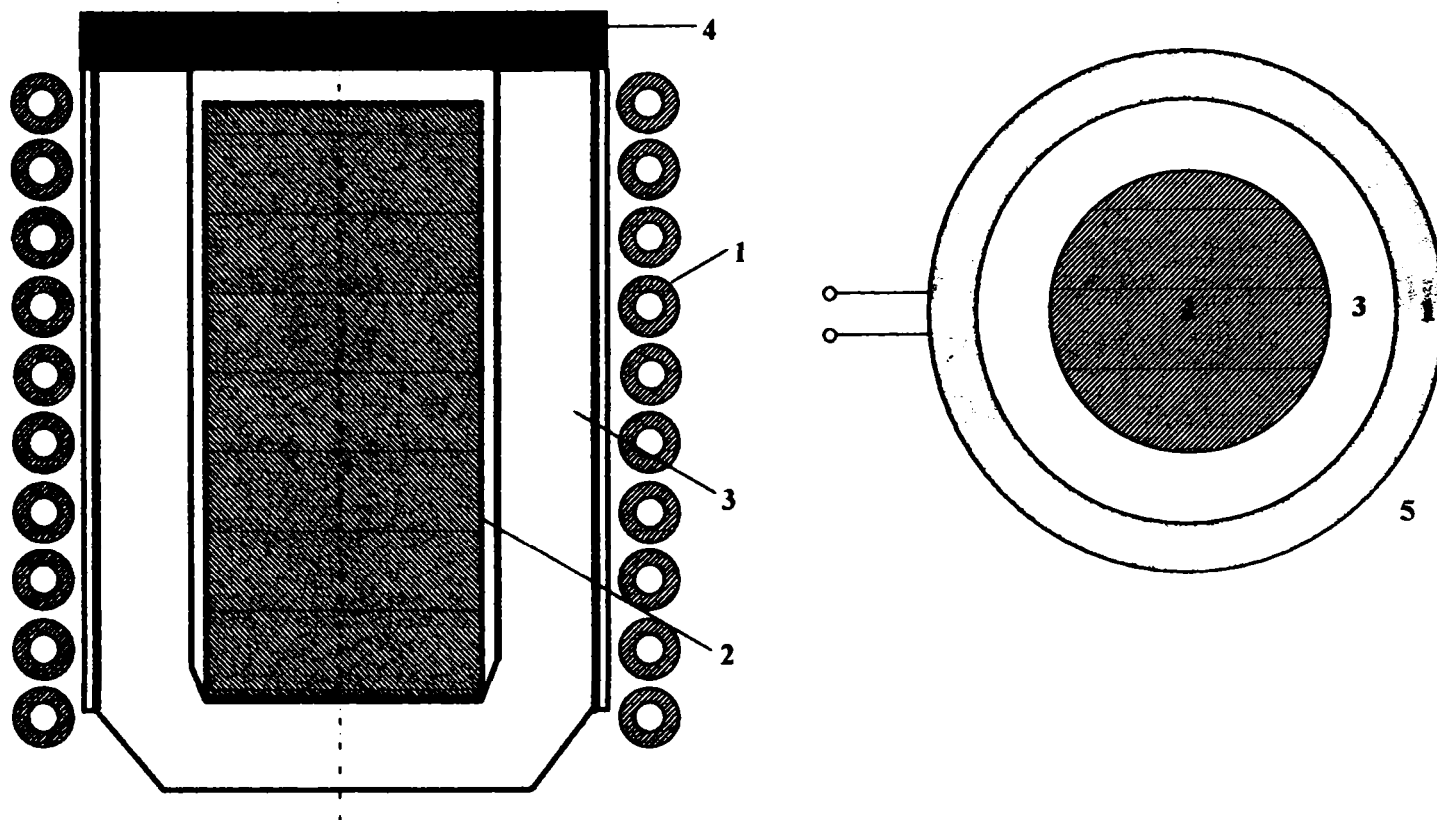
Din punct de vedere al principiului de funcționare, cuptoarele de inducție se pot grupa astfel:

- cuptoare cu creuzet (fără miez magnetic);
- cuptoare cu canal (cu miez magnetic).

Există și cuptoare dedicate unor aplicații speciale: cuptoare cu creuzet rece, cuptoare cu creuzete metalice pentru substanțe chimice corozive, cuptoare cu creuzet pentru obținerea semiconductoarelor, etc.

Cuptorul cu creuzet (Fig. 2.1) este constituit în esență din creuzetul refractar și inductor, materialul de încălzit fiind conținut în creuzetul refractar. Inductorul este realizat din țevă de cupru răcită cu apă în vederea asigurării unei densități ridicate a curentului electric (20...25 A/mm<sup>2</sup>). Spirele inductorului pot fi neizolate (fixate cu distanțoare), sau izolate cu bandă din sticlă sau micanită. Pentru izolarea termică a inductorului se prevede uneori un cilindru izolant din azbest între creuzet și inductor. Creuzetul cuptorului poate avea căptușeală refractară acidă (cuarțită), semiacidă (corund și cuarțită), bazică (magnezită) sau neutră (corund, șamotă, grafit, carbură de siliciu, oțel refractar). Creuzetul se fixează pe zidăria vetrei, constând din cărămizi refractare și termoizolante; partea superioară a creuzetului se realizează tot din cărămizi refractare.





1- inductor; 2 - materialul procesat; 3 - creuzet refractar; 4 - capacul cuptorului; 5 - aer

Fig. 2.1 Cuptor de inducție cu creuzet.

Domeniul de calcul al câmpului electromagnetic cvasistaționar (3D) corespunzător sistemului inductor-șarjă în cazul unui cuptor de inducție cu creuzet se poate reprezenta schematic ca și în Fig. 2.2.

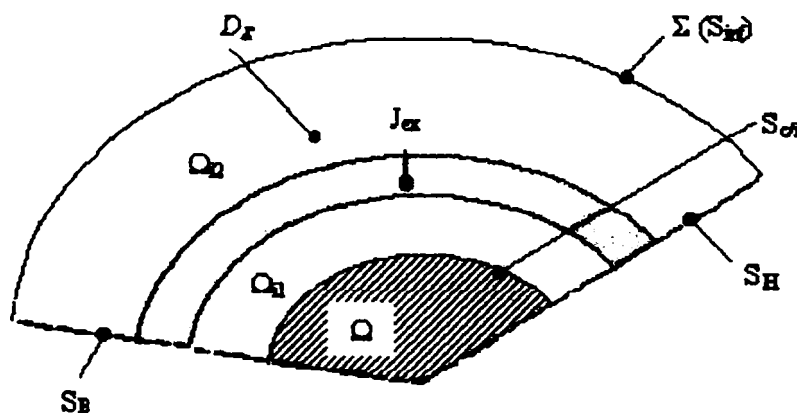


Fig. 2.2 Reprezentarea schematică a domeniului de calcul al câmpului electromagnetic cvasistaționar corespunzător sistemului inductor-șarjă.

În configurația din Fig. 2.2 regiunea conductoare de tip conductor masiv, în care se induc curenți turbionari,  $\Omega$  (șarja metalică a cuptorului cu creuzet) este înconjurată de un mediu izolant și nemagnetic ( $\Omega_{12}$  – aer, iar  $\Omega_{11}$  - creuzetul din material refractar) în care există surse de curent  $J_{ex}$  (inductorul).  $\Sigma$  reprezintă frontiera domeniului de câmp electromagnetic, iar :

- ✓  $S_H$  reprezintă un plan de simetrie normală,
- ✓  $S_B$  reprezintă un plan de simetrie tangențială,
- ✓  $S_{ci}$  reprezintă suprafața de separație dintre mediul conductor și cel izolator,
- ✓  $S_{inf}$  este o suprafață ce modelează infinitul, unde variabilele de stare se anulează.

### 2.1.1 Ipotezele generale ale studiului câmpului electromagnetic cvasistaționar

Studiul câmpului electromagnetic cvasistaționar (cuplat cu cel termic) corespunzător sistemului inductor-șarjă se realizează în următoarele ipoteze:

- mediile sunt izotrope;
- nu există câmpuri imprimare și magnetizație permanentă;
- se neglijează curenții de deplasare;
- se neglijează fenomenul de histerezis magnetic;
- domeniul analizat are simetrie cilindrică;
- rezistivitatea materialului procesat depinde de temperatură (și implicit de coordonatele spațiale și de timp), iar permeabilitatea magnetică a materialului depinde de intensitatea câmpului magnetic generat de inductor și de temperatură (și implicit de coordonatele spațiale și de timp).

### 2.1.2 Alegerea variabilelor pentru câmpul electromagnetic cvasistaționar

Într-o problemă generală de încălzire prin inducție, pentru alegerea variabilelor câmpului electromagnetic cvasistaționar există mai multe posibilități:

◆ în cazurile în care domeniul analizat prezintă simetrie, vectorii câmpului au mai puțin de trei componente, simplificând astfel analiza câmpului; în aceste situații se pot folosi direct mărimile  $J$ ,  $H$ ,  $E$ ;

◆ în multe situații utilizarea **potențialelor** poate simplifica simțitor analiza fenomenelor:

➤ **potențialul electric scalar** ( $V$ ) și **magnetic vector** ( $\vec{A}$ ).

În conductoarele parcurse numai de curenți turbionari este suficient potențialul vector, iar în conductoarele inductorului este necesar să se țină cont de ambele potențiale.

Anumite simetrii pot conduce la simplificări considerabile ale analizei: în cazul *câmpului magnetic plan-paralel* se poate folosi un potențial vector de direcție perpendiculară pe planul vectorilor intensitate, respectiv inducție magnetică, ceea ce se reduce, din punctul de vedere al calculului, la un scalar; pentru *câmpul magnetic de simetrie cilindrică* se poate folosi un potențial vector de direcție perpendiculară în fiecare punct pe planul care trece prin axa de simetrie și conține pe  $\vec{B}$ ,  $\vec{H}$ , ceea ce se reduce tot la un scalar.

➤ **potențialul electric vector** al (densității) curenților turbionari, ( $\vec{T}$ ), în cazul în care se neglijează câmpul magnetic de reacție al curenților turbionari;

➤ **potențialul magnetic scalar** ( $\Phi$ ) și **potențialul electric vector** ( $\vec{T}$ ).

În continuare se vor prezenta câteva formulări ale ecuațiilor câmpului electromagnetic cvasistaționar cu ajutorul potențialelor [76; 92].

### 2.1.3 Formularea modelului matematic al câmpului electromagnetic quasistationar cu ajutorul potențialului magnetic vector, asociat cu potențialul electric scalar [76; 92]

Câmpul electromagnetic quasistationar în medii imobile, neliniare magnetice și izotrope, fără polarizare permanentă, magnetizare permanentă și histerezis magnetic este descris de ecuațiile lui Maxwell, în care se neglijează curenții de deplasare:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J}; \\ \operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \\ \operatorname{div} \bar{B} = 0; \\ \operatorname{div} \bar{E} = 0; \\ \bar{B} = \mu \bar{H}; \\ \bar{J} = \sigma \bar{E}. \end{cases} \quad (2.1)$$

Termenul  $\sigma \bar{E}$  exprimă densitatea curentului corespunzător câmpului electric de tip sursă,  $\bar{E}$ , sau indus prin variația în timp a câmpului magnetic. Astfel, expresia generală a densității de curent va fi:

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} + \bar{J}_{ex}. \quad (2.2)$$

În regiunea sursă de câmp de tip filiform, primul termen din expresia (2.2) este nul, iar în regiunea conductoare de tip conductor masiv, al doilea termen este nul.

Pe suprafețele de separație dintre două medii (1) și (2) cu proprietăți diferite, ecuațiile lui Maxwell se exprimă prin **ecuațiile de trecere**:

$$\begin{cases} (\bar{E}_1 - \bar{E}_2) \times \bar{n} = 0 \\ (\bar{B}_1 - \bar{B}_2) \cdot \bar{n} = 0 \\ (\bar{H}_1 - \bar{H}_2) \times \bar{n} = \bar{J}_s, \end{cases} \quad (2.3)$$

care exprimă pe de o parte conservarea componentei tangențiale a câmpului electric și normale a inducției magnetice, iar pe de altă parte, discontinuitatea componentei tangențiale a câmpului magnetic, în prezența unui curent superficial ( $\bar{J}_s$ , reprezintă densitatea superficială a curentului electric la nivelul suprafeței de separație, iar  $\bar{n}$  este un vector de modul unitate, normal pe suprafața ce separă cele două medii). În cele ce urmează se va considera că densitatea de curent superficială  $\bar{J}_s$  este nulă.

Pe suprafețele domeniului de calcul (Fig. 2.2) se aplică condițiile:

- $\bar{H} \times \bar{n} = 0$  și  $\bar{J} \cdot \bar{n} = 0$ , pe  $S_H$ , planul de simetrie normală, (2.4)

- $\bar{B} \cdot \bar{n} = 0$  și  $\bar{E} \times \bar{n} = 0$ , pe  $S_B$ , planul de simetrie tangențială, (2.5)

- $\bar{J} \cdot \bar{n} = 0$ , pe  $S_{ci}$ , suprafața de separație dintre mediul conductor și cel izolator. (2.6)

\* **Modelul matematic al câmpului electromagnetic quasistationar în conductoare masive** se poate formula cu ajutorul **potențialului magnetic vector**, asociat cu **potențialul electric scalar** astfel:

$$\begin{cases} \operatorname{grad}\left(\frac{1}{\mu}\right) \times \operatorname{rot} \bar{A} - \frac{\Delta \bar{A}}{\mu} = -\sigma \left( \operatorname{grad} V + \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right) \\ \operatorname{div} \left[ \sigma \left( -\operatorname{grad} V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right) \right] = 0 \end{cases}, \quad (2.7)$$

potențialul magnetic vector și potențialul electric scalar rezultând din relațiile:

$$\bar{B} = \operatorname{rot} \bar{A}, \quad (2.8)$$

$$\bar{E} = -\operatorname{grad} V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}. \quad (2.9)$$

Pentru a se asigura univocitatea determinării potențialelor  $\bar{A}$  și  $V$  este necesar să se impună **condiția de etalonare a lui Coulomb**, pentru regimul quasistationar de tip anelectric sau magnetic:

$$\operatorname{div} \bar{A} = 0. \quad (2.10)$$

În problemele de câmp axial-simetrice (sau plan-meridiane), în care axa de simetrie este axa „z” a sistemului de coordonate cilindrice, vectorii  $\bar{A}$  și  $\bar{J}$  au numai componentă după coordonata „z”, iar vectorii  $\bar{H}$  și  $\bar{B}$  posedă componente numai după coordonata „z”.

În acest caz condiția lui Coulomb este automat satisfăcută (la fel ca și condiția  $\operatorname{div} \bar{J} = 0$ ), iar sistemul de ecuații (2.7) degenerază într-o singură ecuație:

$$\operatorname{grad}\left(\frac{1}{\mu}\right) \times \operatorname{rot} \bar{A} - \frac{\Delta \bar{A}}{\mu} - \sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} = \sigma \operatorname{grad} V \quad (2.11)$$

Ecuația (2.11) împreună cu condițiile la limită :

$$\bar{A} \cdot \bar{n} = 0; \quad \frac{\partial V}{\partial n} = 0, \text{ pe frontierele } S_H \quad (2.12)$$

$$\bar{A} \times \bar{n} = 0; \quad V = \text{constant}, \text{ pe frontierele } S_B \quad (2.13)$$

definesc în aceste condiții o soluție unică a potențialelor  $\bar{A}$  și  $V$  caracteristice câmpului electromagnetic din conductoarele masive (șarja metalică a cuptorului cu inducție) ale domeniului analizat.

La suprafața de trecere dintre două regiuni cu proprietăți fizice diferite, condițiile de continuitate ale componentei tangențiale a câmpului electric ( $\bar{E} \times \bar{n}$ ) și a componentei normale a inducției magnetice ( $\bar{B} \cdot \bar{n}$ ) sunt asigurate implicit prin continuitatea potențialelor  $\bar{A}$  și  $V$ :

$$(\bar{B}_1 - \bar{B}_2) \cdot \bar{n} = [\operatorname{rot}(\bar{A}_1 - \bar{A}_2)] \cdot \bar{n} = \operatorname{div}_s [(\bar{A}_1 - \bar{A}_2) \times \bar{n}] = 0, \quad (2.14)$$

$$(\bar{E}_1 - \bar{E}_2) \times \bar{n} = -\operatorname{grad}(V_1 - V_2) \times \bar{n} - \frac{\partial}{\partial t} (\bar{A}_1 - \bar{A}_2) \times \bar{n} = 0, \quad (2.15)$$

deoarece  $\bar{A}_1, \bar{A}_2$  și  $V_1, V_2$  sunt egale la interfața dintre cele două regiuni diferite.

\* \* În regiunile fără curenți induși, ecuațiile lui Maxwell devin:

$$\begin{cases} \operatorname{div} \bar{B} = 0 \\ \operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J}_{ex} \end{cases}, \quad (2.16)$$

unde  $\bar{J}_{ex}$  reprezintă densitatea de curent în regiunile sursă de tip filiform (inductorul).

Ținând cont de exprimarea inducției magnetice cu ajutorul potențialului magnetic vector, se

obține  $\bar{H} = \frac{\operatorname{rot} \bar{A}}{\mu}$ , iar a doua ecuație din sistemul (2.16) devine:

$$\operatorname{rot} \left( \frac{\operatorname{rot} \bar{A}}{\mu} \right) = \bar{J}_{ex}. \quad (2.17)$$

Condiția de continuitate a componentei tangențiale a câmpului magnetic la suprafața de separație dintre două medii cu permeabilități magnetice diferite este:

$$\left( \frac{1}{\mu_1} \cdot \operatorname{rot} \bar{A}_1 - \frac{1}{\mu_2} \cdot \operatorname{rot} \bar{A}_2 \right) \bar{x}n = 0. \quad (2.18)$$

Continuitatea componentei normale a inducției magnetice este verificată automat prin continuitatea potențialului  $\bar{A}$ .

#### 2.1.4 Formularea modelului matematic al câmpului electromagnetic cvasistaționar cu ajutorul potențialului electric vector, asociat cu potențialul magnetic scalar [76; 92]

\* Modelul matematic al câmpului electromagnetic cvasistaționar în conductoare masive se poate formula cu ajutorul potențialului electric vector, asociat cu potențialul magnetic scalar :

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \left( \frac{\operatorname{rot} \bar{T}}{\sigma} \right) + \frac{\partial}{\partial t} (\mu \cdot \bar{T}) = \frac{\partial}{\partial t} (\mu \cdot \operatorname{grad} \Phi) \\ \operatorname{div} [\mu (\bar{T} - \operatorname{grad} \Phi)] = 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

potențialele  $\bar{T}$  și  $\Phi$  rezultând din relațiile:

$$\bar{J} = \operatorname{rot} \bar{T}, \quad (2.20)$$

$$\bar{H} = \bar{T} - \operatorname{grad} \Phi, \quad (2.21)$$

$\bar{T}$  semnifică o funcție de descriere a curentului de conducție în subdomeniile de câmp conductoare (în aceste subdomenii  $\bar{J}$  se deduce prin diferențiere, pe baza relației 2.20);  $\Phi$  definește o funcție de descriere a câmpului magnetic atât în regiunile conductoare (împreună cu  $\bar{T}$ ), cât și în cele neconductoare.

Determinarea potențialelor  $\bar{T}$  și  $\Phi$  devine univocă prin adăugarea condiției de etalonare:

$$\operatorname{div} (\mu \bar{T}) = 0, \quad (2.22)$$

în domeniul  $D_\Sigma$  în care există câmpul electromagnetic cvasistaționar analizat.

Unicitatea soluției presupune și adăugarea condițiilor la limită, respectiv asigurarea condițiilor de trecere pe suprafețele de separare a mediilor cu proprietăți fizice diferite. Dacă potențialele  $\bar{T}$  și  $\Phi$  sunt continui, continuitatea componentei normale a densității de curent și a componentei tangențiale a câmpului magnetic vor fi implicate.

Condițiile de continuitate pentru componentele tangențiale ale câmpului electric, respectiv normale ale inducției magnetice, se exprimă prin relațiile:

$$\left( \frac{\text{rot} \bar{T}_1}{\sigma_1} - \frac{\text{rot} \bar{T}_2}{\sigma_2} \right) \bar{x} \bar{n} = 0, \quad (2.23)$$

$$\left[ \mu_1 (\bar{T}_1 - \text{grad} \Phi_1) - \mu_2 (\bar{T}_2 - \text{grad} \Phi_2) \right] \cdot \bar{n} = 0. \quad (2.24)$$

Condiția  $\bar{J} \cdot \bar{n} = 0$  pe interfața  $S_{ci}$  (Fig. 2.2) este asigurată prin relația:

$$\bar{T} \bar{x} \bar{n} = 0. \quad (2.25)$$

Condițiile la limită care trebuie impuse pentru a asigura unicitatea soluției sistemului (2.19) sunt:

$$\bar{T} \cdot \bar{n} = 0, \quad \frac{\partial \Phi}{\partial n} = 0, \text{ pe suprafața } S_B, \quad (2.26)$$

$$\bar{T} \bar{x} \bar{n} = 0, \quad \Phi = \text{constant}, \text{ pe suprafața } S_H, \quad (2.27)$$

$$\bar{T} \bar{x} \bar{n} = 0, \text{ pe suprafața } S_{ci}. \quad (2.28)$$

\* \* În regiunile neconductoare și fără curenți sursă ( $\bar{J}_{ex} = 0$ ), rotorul câmpului magnetic se anulează:

$$\text{rot} \bar{H} = 0, \quad (2.29)$$

ceea ce permite exprimarea vectorului intensitate a câmpului magnetic funcție de **potențialul magnetic scalar**  $\Phi$ :

$$\bar{H} = -\text{grad} \Phi. \quad (2.30)$$

Legea fluxului magnetic devine:

$$\text{div} [\mu (-\text{grad} \Phi)] = 0, \quad (2.31)$$

care reprezintă ecuația câmpului electromagnetic cvasistaționar în regiunile în care curentul electric este nul.

La suprafața de separație dintre două regiuni cu permeabilități magnetice diferite, continuitatea componentei tangențiale a câmpului magnetic este verificată prin continuitatea potențialului magnetic scalar  $\Phi$ . Continuitatea componentei normale a inducției magnetice se impune prin relația:

$$\left[ \mu_1 (-\text{grad} \Phi_1) - \mu_2 (-\text{grad} \Phi_2) \right] \cdot \bar{n} = 0. \quad (2.32)$$

\* \* \* În regiunile sursă de tip filiform, modelul matematic al câmpului electromagnetic cvasistaționar poate fi formulat cu ajutorul **potențialului magnetic scalar redus**,  $\Phi_r$ .

## 2.2 Modelul matematic variațional al câmpului electromagnetic cvasistaționar corespunzător sistemului inductor-șarjă [76; 92]

Determinarea modelului matematic variațional de câmp presupune stabilirea unui principiu variațional care să furnizeze, din condiția de staționaritate a unei *funcționale*, ecuațiile de bază ale câmpului electromagnetic din inductorul și șarja metalică a cuptorului de inducție cu creuzet.

*Funcționala* (integrala de acțiune) *corespunzătoare câmpului electromagnetic* are expresia generală:

$$\mathfrak{S} = \int_{D_{\Sigma}} \left( \int_0^E \overline{D} \cdot d\overline{E} - \int_0^B \overline{H} \cdot d\overline{B} + \overline{J} \cdot \overline{A} - \rho_v \cdot V \right) dD_{\Sigma}, \quad (2.33)$$

unde:  $E$  – este intensitatea câmpului electric,  $D$  – inducția electrică,  $H$  – intensitatea câmpului magnetic,  $B$  – inducția magnetică,  $J$  – densitatea curentului electric (de conducție),  $A$  și  $V$  sunt potențialul magnetic vector, respectiv potențialul electric scalar, iar  $\rho_v$  reprezintă densitatea volumică a sarcinii electrice din domeniul  $D_{\Sigma}$  în care există câmpul electromagnetic analizat.

Se poate demonstra că la variații arbitrare și independente ale funcțiilor de potențial  $\overline{A}$  și  $V$ , din condiția necesară de staționaritate,  $\delta\mathfrak{S} = 0$ , rezultă ecuațiile de bază ale câmpului electromagnetic în medii oarecare prezentate în (2.1).

În *regim cvasistaționar de tip magnetic* ( $\overline{E} = \overline{D} = 0$ ,  $\rho_v = 0$ ), *funcționala energetică asociată câmpului electromagnetic* are următoarea formă:

$$\mathfrak{S} = \int_{D_{\Sigma}} \left( \int_0^B \overline{H} \cdot d\overline{B} - \overline{J} \cdot \overline{A} + \frac{v}{2} \cdot (\text{div} \overline{A})^2 \right) dD_{\Sigma} + \int_{\Sigma} (\overline{H} \times \overline{A}) \cdot \overline{n}_{\Sigma} \cdot d\Sigma - \int_S \overline{J}_s \cdot \overline{A} \cdot dS, \quad (2.34)$$

în care:

$\Sigma$  – reprezintă frontiera domeniului în care există câmpul electromagnetic analizat,

$S$  – reprezintă o suprafață fixă de discontinuitate, definind suprafața de separație dintre două regiuni imobile, cu proprietăți electromagnetice diferite;

$J_s$  – reprezintă densitatea pânzei de curent electric de conducție;

$\overline{n}_{\Sigma}$  – este un vector de modul unitate, normal la suprafața  $\Sigma$ .

Integrala  $\int_{\Sigma} (\overline{H} \times \overline{A}) \cdot \overline{n}_{\Sigma} \cdot d\Sigma$  încorporează condițiile de frontieră:

\*  $\overline{H} \times \overline{n}_{\Sigma} = \overline{H}_{t\Sigma}$  (componenta tangențială la suprafața  $\Sigma$  a vectorului intensitate a câmpului magnetic);

\*  $\overline{A} \times \overline{n}_{\Sigma} = \overline{A}_{t\Sigma}$  (componenta tangențială la suprafața  $\Sigma$  a potențialului magnetic vector).

Această integrală se anulează pentru  $\overline{A}_{t\Sigma} = 0$  sau  $\overline{H}_{t\Sigma} = 0$ , deoarece în acest caz produsul vectorial  $\overline{H} \times \overline{A}$  este normal pe  $\overline{n}_{\Sigma}$ .

Termenul  $\int_S \bar{J}_s \cdot \bar{A} \cdot dS$  include condiția de interfață  $rot_s \bar{H} = \bar{J}_s$ , pe o eventuală suprafață de discontinuitate  $S$  din domeniul  $D_\Sigma$ , care posedă o pânză de curent electric de conducție cu densitatea  $J_s$ .

Termenul  $\frac{\nu'}{2} \cdot (div \bar{A})^2$  impune condiția de etalonare a lui Coulomb ( $div \bar{A} = 0$ ), fiind numită „funcție de penalitate”. Parametrul de penalitate  $\nu'$  are dimensiunea unei reluctivități, fiind dependent de starea fizică a mediului de câmp.

În cazul unei simetrii axiale, tratarea problemei de câmp electromagnetic se poate face bidimensional. În acest caz condiția lui Coulomb este automat satisfăcută, nemaifiind necesară funcția de penalitate în expresia funcționalei. Dacă mediile de câmp sunt fixe, neliniare magnetic și neomogene, densitatea de curent electric de conducție se poate exprima astfel:

$$\bar{J} = \sigma \left( -grad V - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right) = \bar{J}_{ex} - \sigma \cdot \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}, \quad (2.35)$$

unde  $\bar{J}_{ex} = -\sigma \cdot grad V$  reprezintă densitatea de curent impusă de sursa de excitație (reprezintă o funcție spațio-temporală explicit definită, dacă se poate neglija efectul pelicular).

În aceste condiții, funcționala asociată câmpului electromagnetic cvasistaționar corespunzător sistemului inductor-indus va fi:

$$\mathfrak{S} = \int_{D_\Sigma} \left( \int_0^{\bar{B}} \frac{\bar{B}}{\mu} \cdot d\bar{B} - \bar{J}_{ex} \cdot \bar{A} + \int_0^{\bar{A}} \sigma \cdot \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \cdot d\bar{A} \right) dD_\Sigma + \int_\Sigma (\bar{H} \times \bar{A}) \cdot \bar{n}_\Sigma \cdot d\Sigma. \quad (2.36)$$

Derivata în raport cu timpul a potențialului magnetic vector se poate exprima cu ajutorul diferențelor finite astfel:

$$\left. \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right|_t = \frac{\bar{A}_t - \bar{A}_{t-\Delta t}}{\Delta t}, \quad (2.37)$$

unde prin indicii „t” și „t-Δt” s-au marcat două trepte temporale succesive.

În relația (2.37)  $\bar{A}_t$  reprezintă potențialul magnetic vector (necunoscut) la momentul de timp actual, iar  $\bar{A}_{t-\Delta t}$  reprezintă potențialul magnetic vector (deja cunoscut) la momentul de timp anterior.

În mod uzual se consideră  $A_0 = 0$ ,  $\left. \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right|_0 = 0$ . Ținând cont de relația (2.37), funcționala

(2.36) devine:

$$\mathfrak{S} = \int_{D_\Sigma} \left( \int_0^{\bar{B}} \frac{\bar{B}}{\mu} \cdot d\bar{B} - \bar{J}_{ex} \cdot \bar{A}_t + \frac{\sigma}{\Delta t} \left( \frac{1}{2} |\bar{A}_t|^2 - \bar{A}_t \cdot \bar{A}_{t-\Delta t} \right) \right) dD_\Sigma + \int_\Sigma (\bar{H} \times \bar{A}) \cdot \bar{n}_\Sigma \cdot d\Sigma. \quad (2.38)$$



## 2.3 Modelele analitice ale câmpului termic [12; 54]

### 2.3.1 Modelul analitic diferențial al câmpului termic

Transferul termic prin conducție în materialele încălzite prin inducție electromagnetică (în ipoteza că nu există transformări de fază) este caracterizat de *ecuația lui Fourier* :

$$\gamma \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} + \operatorname{div}(-\lambda \cdot \operatorname{grad} T) = p, \quad (2.39)$$

în care  $\gamma$  reprezintă densitatea de masă [ $\text{kg}/\text{m}^3$ ],  $c$  reprezintă căldura specifică a materialului [ $\text{J}/\text{kg}\cdot\text{grad}$ ],  $\lambda$  este conductivitatea termică [ $\text{W}/\text{m}\cdot\text{grad}$ ],  $t$  este variabila timp, iar  $p$  reprezintă densitatea de volum a puterii dezvoltate prin efectul Joule al curenților induși, [ $\text{W}/\text{m}^3$ ].

În cazul în care se cunoaște sursa câmpului termic ( $p$ ), pentru a asigura unicitatea soluției ecuației (2.39) se impune cunoașterea câmpului inițial de temperatură ( $T(0, P)$ ,  $\forall P \in V_{\Sigma}$ , unde  $V_{\Sigma}$  este volumul domeniului analizat) și a condițiilor de frontiere.

Pe suprafețele exterioare ale domeniului de calcul pot fi impuse mai multe tipuri de condiții:

- temperatură impusă (condiție Dirichlet):  $T = T_0 = \text{constant}$ , (2.40)

- flux termic nul (condiție Neumann omogenă) :  $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = 0$ , (2.41)

- transfer termic prin convecție :  $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = \alpha(T - T_a)$ , (2.42)

unde  $\alpha$  reprezintă transmisivitatea termică prin convecție, [ $\text{W}/\text{m}^2\cdot\text{grad}$ ], iar  $T_a$  este temperatura mediului ambiant.

- transfer termic prin radiație:  $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = \sigma_{st} \cdot \varepsilon \cdot (T^4 - T_a^4)$ , (2.43)

unde  $\sigma_{st} = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W} / \text{m}^2 \cdot \text{K}^4$  este constanta lui Stefan-Boltzmann, iar  $\varepsilon$  este emisivitatea termică,  $0 < \varepsilon < 1$ .

Coefficienții  $\alpha$  și  $\varepsilon$  pot depinde de temperatură;  $\varepsilon$  depinde și de starea suprafeței.

Pe frontierele domeniului de calcul care sunt în același timp și plane de simetrie, se impune o condiție de tip Neumann omogenă:

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = 0. \quad (2.44)$$

În mod uzual, fenomenele de transfer termic prin convecție și radiație nu pot fi separate, însă, funcție de temperatură, unul dintre fenomene este predominant. Astfel, pentru temperaturi sub  $500^\circ\text{C}$  o pondere mai mare are convecția termică, iar peste  $500^\circ\text{C}$  predomină radiația termică (la temperaturi mai mari de  $800^\circ\text{C}$ , 85% din fluxul termic se transmite prin radiație, iar numai 15% prin convecție).

### 2.3.2 Modelul matematic variațional al câmpului termic

În abordarea variațională, integrarea ecuației diferențiale a conducției căldurii, (2.39), este echivalentă cu minimizarea unei *funcționale*.

În cazul cel mai general, folosind coordonatele carteziene se obține următoarea expresie pentru funcționala atașată câmpului termic:

$$\begin{aligned} \mathfrak{J} = \int_{D_{\Sigma}} \left\{ \frac{1}{2} \left[ \lambda_x \left( \frac{\partial T}{\partial x} \right)^2 + \lambda_y \left( \frac{\partial T}{\partial y} \right)^2 + \lambda_z \left( \frac{\partial T}{\partial z} \right)^2 \right] - \left( p - \gamma \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \right) T \right\} dD_{\Sigma} - \\ - \int_{S_2} p_s \cdot T \cdot dS_2 + \frac{1}{2} \int_{S_3} \alpha (T - T_a)^2 dS_3 \end{aligned} \quad (2.45)$$

considerând posibile următoarele *condiții la limită*:

- pe o suprafață  $S_1$  temperatura este constantă,  $T(x, y, z, t) = T_0$ ,  $t > 0$ ;
- se impune un flux termic superficial,  $p_s$ , pe suprafața  $S_2$ ;
- pe suprafața  $S_3$  există un schimb termic prin convecție sau radiație, pentru  $t > 0$ ,  

$$-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = \alpha (T - T_a),$$

unde suprafețele  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  formează frontiera domeniului de câmp ( $\Sigma = S_1 \cup S_2 \cup S_3$ ).

Se impune de asemenea cunoașterea câmpului inițial de temperatură,  $T(0, P)$ ,  $\forall P \in V_{\Sigma}$ , unde  $V_{\Sigma}$  este volumul domeniului analizat.

În cazul cuptorului de inducție cu creuzet se poate considera că domeniul de câmp are simetrie axială, iar funcționala de minimizat are următoarea formă:

$$\begin{aligned} \mathfrak{J} = \int_{D_{\Sigma}} \left\{ \frac{1}{2} \left[ r \lambda_r \left( \frac{\partial T}{\partial r} \right)^2 + r \lambda_z \left( \frac{\partial T}{\partial z} \right)^2 \right] - \left( p - \gamma \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} \right) T \right\} dD_{\Sigma} - \\ - \int_{S_2} p_s \cdot T \cdot dS_2 + \frac{1}{2} \int_{S_3} \alpha (T - T_a)^2 dS_3 \end{aligned} \quad (2.46)$$

unde  $D_{\Sigma}$  reprezintă volumul domeniului în care există câmpul termic analizat,  $r$  reprezintă raza, iar  $h$ , înălțimea.

Derivata în raport cu timpul a temperaturii se poate aproxima prin diferențe finite:

$$\left. \frac{\partial T}{\partial t} \right|_t = \frac{T_t - T_{t-\Delta t}}{\Delta t}, \quad (2.47)$$

unde prin indicii „ $t$ ” și „ $t-\Delta t$ ” s-au marcat două trepte temporale succesive.

În relația (2.47)  $T_t$  reprezintă temperatura (necunoscută) la momentul de timp actual, iar  $T_{t-\Delta t}$  reprezintă temperatura (deja cunoscută) la momentul de timp anterior.

## 2.4 Principiul Metodei Elementelor Finite [12; 54; 73; 93; 120]

Fenomenele electromagnetice și termice sunt descrise din punct de vedere matematic de ecuații diferențiale, prin a căror integrare, în condiții la limită date, se obține soluția exactă a problemei. Această cale, analitică, de rezolvare se poate aplica însă numai în cazul problemelor relativ simple. Problemele care intervin în activitatea practică sunt de cele mai multe ori complexe atât în ceea ce privește alcătuirea fizică și geometrică a mediilor, cât și a condițiilor la limită, încât integrarea ecuațiilor diferențiale devine dificilă sau chiar imposibilă. În aceste cazuri rezolvarea analitică nu se poate face decât pe un model simplificat.

Soluțiile aproximative, obținute prin metode numerice, reflectă de multe ori mai bine realitatea decât soluțiile exacte ale unor modele simplificate.

Pe de altă parte, modelarea numerică a fenomenelor este deosebit de eficientă în activitatea de proiectare. În acest mod, chiar într-o fază incipientă a proiectului, pot fi estimate cu precizie mărimile de câmp ce rezultă în urma alegerii anumitor structuri geometrice sau a anumitor materiale, sau poate fi determinată reacția echipamentului de încălzire prin inducție la variația anumitor parametri constructivi. Prin utilizarea modelării numerice se poate evita construirea unor prototipuri costisitoare și a testărilor de laborator, ceea ce conduce la reducerea timpului de lucru și a costului de investiții.

În cazul câmpurilor electromagnetice și termice, Metoda Elementelor Finite reprezintă cea mai utilizată și cea mai generală metodă numerică de calcul.

Metoda Elementelor Finite folosește de cele mai multe ori un principiu variațional. Conform calculului variațional, rezolvarea unei ecuații diferențiale într-un anumit domeniu și în anumite condiții la limită este echivalentă cu minimizarea în acel domeniu a unei mărimi funcționale, corespunzătoare ecuației diferențiale și condițiilor la limită date.

**Algoritmul modelării numerice prin Metoda Elementelor Finite** poate fi structurat în următoarele etape:

❖ **Etapa 1. Definirea domeniului de calcul și a modelului matematic.**

❖ **Etapa 2. Discretizarea domeniului de calcul în elemente finite.**

În această etapă se alege tipul sau tipurile de elemente finite adecvate problemei de rezolvat și se împarte domeniul de calcul în elemente finite. Această operație se poate realiza manual sau cu ajutorul calculatorului.

Alegerea tipului de element finit are o mare importanță influențând necesarul de memorie internă, timpul de calcul și calitatea rezultatelor.

În Fig. 2.3 se prezintă un domeniu plan divizat în elemente finite (patrulaterale cu patru noduri). Funcția necunoscută pe domeniul considerat este  $\Phi(x, y)$  (suprafața curbă din Fig. 2.3).

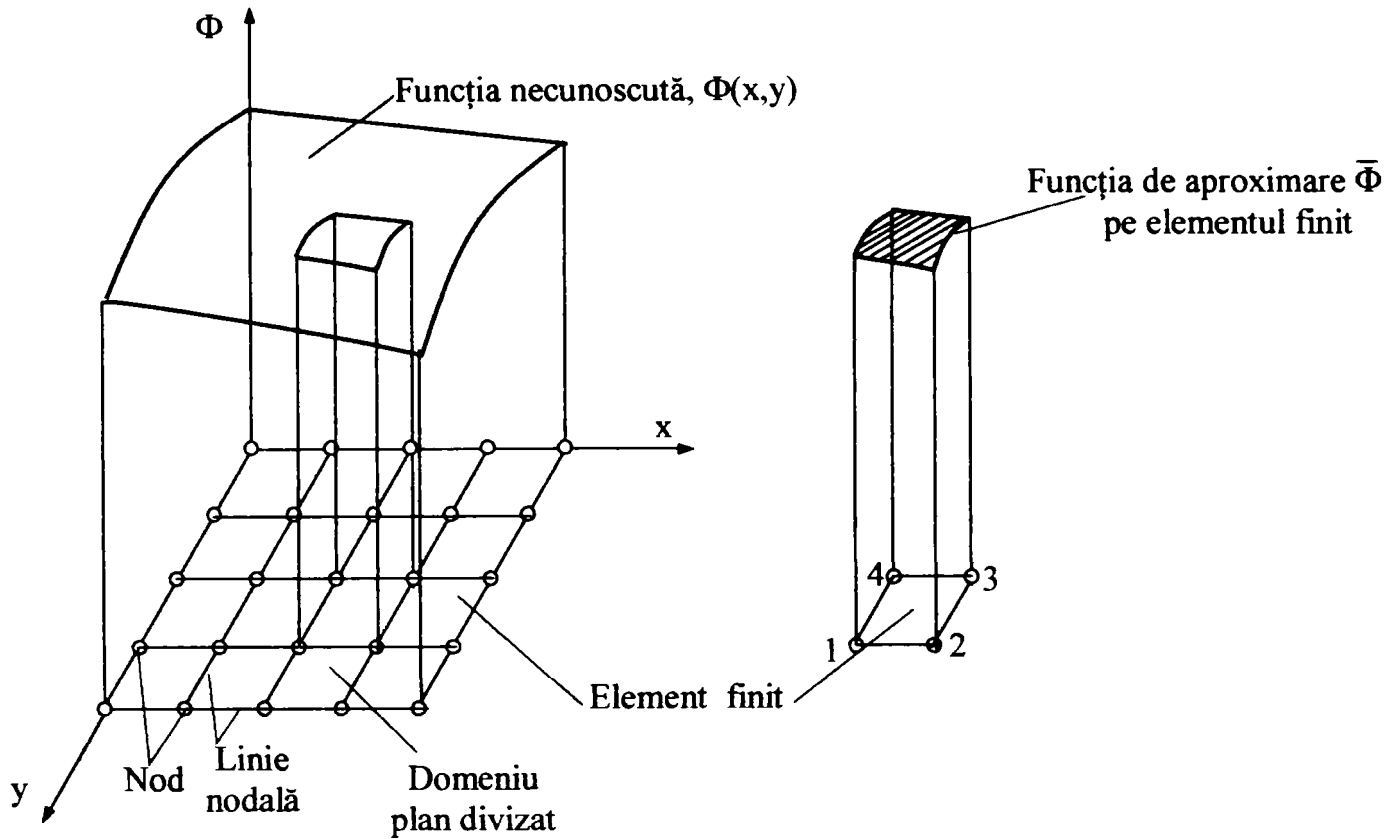


Fig. 2.3 Domeniu plan divizat în elemente finite.

Pe fiecare element finit, funcția necunoscută  $\Phi$  este aproximată printr-o funcție  $\bar{\Phi}$ , numită **funcție de aproximare** sau **funcție de interpolare** (reprezentată prin suprafața hașurată).

Pentru funcțiile de interpolare se folosesc mai ales *polinoame*. De exemplu, funcția de interpolare poate fi de forma:

$$\bar{\Phi} = c_1 xy + c_2 x + c_3 y + c_4, \quad (2.48)$$

în care  $c_i$  sunt coeficienți necunoscuți, care se determină impunând ca în nodurile elementului finit funcția să capete valorile din noduri ( $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3, \Phi_4$ ).

În acest mod, funcția de interpolare se poate scrie:

$$\bar{\Phi} = N_1 \Phi_1 + N_2 \Phi_2 + N_3 \Phi_3 + N_4 \Phi_4 = [N_1 \ N_2 \ N_3 \ N_4] \cdot \begin{Bmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \Phi_3 \\ \Phi_4 \end{Bmatrix} = [N] \cdot \{\Phi\}_e, \quad (2.49)$$

în care  $N_i$  se numesc **funcții de formă**, iar  $[N]$  reprezintă **matricea funcțiilor de formă**. Vectorul  $\{\Phi\}_e$  se numește **vectorul funcțiilor nodale pe elementul finit** și cuprinde valorile necunoscute ale funcției în noduri.

Dacă în domeniul analizat există mai multe funcții necunoscute, pentru fiecare din ele se va scrie câte o ecuație de genul (2.48) și (2.49). În fiecare nod există una sau mai multe funcții necunoscute. Numărul funcțiilor necunoscute pe întregul element finit se obține înmulțind numărul de necunoscute dintr-un nod cu numărul de noduri din elementul finit.

❖ **Etapa 3. Constituirea ecuațiilor elementelor finite.**

Comportarea materialului sau a mediului analizat în cadrul unui element finit este descrisă de *ecuații elementale*. Numărul ecuațiilor corespunzătoare unui element finit este egal cu numărul funcțiilor necunoscute din acel element finit.

Ecuațiile elementale pot fi deduse prin mai multe metode: **Metoda variațională**, **Metoda reziduurilor ponderate** sau **Metoda bilanțului energetic**. Cea mai folosită este Metoda variațională.

Sistemul ecuațiilor elementale este de forma:

$$[k] \cdot \{\Phi\}_e = \{p\}, \quad (2.50)$$

în care:  $[k]$  - este o matrice a caracteristicilor fizico-geometrice ale materialului elementului finit;

$\{\Phi\}_e$  - este vectorul funcțiilor nodale necunoscute pe elementul finit;

$\{p\}$  - este un vector care rezultă din sursele de câmp și/sau condițiile pe frontiere pe elementul finit.

❖ **Etapa 4. Asamblarea ecuațiilor elementale în sistemul de ecuații al domeniului analizat.**

Comportarea întregii structuri analizate este modelată prin asamblarea sistemelor de ecuații ale elementelor finite în sistemul de ecuații al structurii. Prin asamblare se impune ca, în nodurile comune elementelor, funcția sau funcțiile necunoscute să aibă aceeași valoare.

În urma asamblării rezultă sistemul de ecuații:

$$[K] \cdot \{\Phi\} = \{P\}, \quad (2.51)$$

în care matricea  $[K]$  este o matrice a caracteristicilor fizico-geometrice ale mediilor din domeniul analizat,  $\{\Phi\}$  este vectorul funcțiilor necunoscute din întregul domeniu de calcul, iar  $\{P\}$  este un vector care rezultă din sursele de câmp și/sau condițiile pe frontiere.

Se constată că matricea  $[K]$  este simetrică față de diagonala principală; deoarece este singulară (determinantul ei este zero), pentru a putea rezolva sistemul de ecuații, se vor elimina ecuațiile corespunzătoare funcțiilor cu valori impuse prin condițiile la limită. Astfel se obține un sistem de ecuații redus care se poate rezolva.

❖ **Etapa 5. Rezolvarea sistemului de ecuații de la etapa anterioară.**

Prin rezolvarea sistemului corespunzător domeniului analizat se obțin *necunoscutele primare* sau de *ordinul întâi*.

❖ **Etapa 6. Determinarea necunoscutelor secundare.**

Necunoscutele secundare sau de ordinul doi sunt derivatele de ordin superior ale necunoscutelor primare. În cazul problemelor de încălzire prin inducție, densitatea volumică a puterii active care se dezvoltă în materialul procesat reprezintă o necunoscută secundară.

**Elementele finite** pot fi *nodale* sau *mixte* (*elemente de muchie, elemente de față și de volum*). Cel mai mult utilizate în inginerie sunt elementele finite nodale.

După forma lor, elementele finite pot fi clasificate astfel:

- **elemente finite lineice, curbilinii** (utilizate în cazul problemelor 1D);
- **elemente finite triunghiulare, patrulatere, etc.** (utilizate în cazul problemelor 2D);
- **elemente finite tetraedrice, hexaedrice, prismatice cu bază triunghiulară, piramidale cu bază patrulateră, etc.** (utilizate în cazul problemelor 3D).

După ordinul funcției de interpolare pe element se disting:

- **elemente finite de ordinul 1** (variabila de stare este interpolată în interiorul elementului printr-o funcție polinomială de ordinul 1);
- **elemente finite de ordinul 2** (variabila de stare este interpolată în interiorul elementului printr-o funcție polinomială de ordinul 2);
- **elemente finite de ordinul 3** (variabila de stare este interpolată în interiorul elementului printr-o funcție polinomială de ordinul 3), etc.

Elementele finite de ordin superior se obțin de regulă prin adăugarea de noduri suplimentare pe laturi, respectiv în interiorul elementelor de ordin 1. Elementele finite de ordin mai mare decât 2 sunt destul de rar folosite în practică, datorită complexității și a efortului de calcul ridicat.

**Discretizarea domeniului de calcul** reprezintă una din etapele esențiale în soluționarea corectă și eficientă a unei probleme de câmp. Realizarea unei rețele de discretizare optime presupune experiență atât în inginerie cât și în modelarea numerică, deoarece rezultatele simulării sunt puternic influențate de modul de realizare a rețelei.

- **Generarea manuală** a rețelei de discretizare este o procedură ieftină, dar pretinde o anumită experiență, durează mult și este susceptibilă de erori.

Dezvoltarea suportului hardware și a tehnicilor numerice aferente permite în prezent realizarea semiautomată sau automată a discretizării geometrice pentru domeniul de câmp.

- **Generarea semiautomată** a rețelei de discretizare se poate face în mai multe moduri:
  - ✓ *generarea automată a unei rețele grosiere, urmată de o discretizare manuală, mai fină, în zonele de interes, conform experienței utilizatorului;*
  - ✓ *generarea manuală a unor regiuni mai mici și repetarea automată a acestor discretizări până la acoperirea completă a geometriei problemei (utilizatorul trebuie în acest caz să se asigure de continuitatea discretizării la frontiera dintre regiuni).*
- **Generarea automată** a rețelei de discretizare necesită un suport hardware puternic, dar minimizează efortul de introducere a datelor de intrare și reduce erorile de discretizare. Datele de intrare cuprind modelul geometric al problemei și informațiile pentru definirea gradului de rafinare a rețelei.

În varianta neinteractivă, generarea automată a rețelei de discretizare se realizează conform unui algoritm implementat și este vizualizată în forma sa finală. Dintre metodele folosite de programele care lucrează în varianta neinteractivă se pot evidenția: **Metoda transformărilor geometrice („mapping”), Metoda frontală și Triangulația Delaunay.**

Generarea automată interactivă a rețelei de discretizare se bazează pe comunicarea om-calculator cu ajutorul unui preprocesor grafic structurat pe meniuri de comenzi.

Rafinarea rețelei de discretizare poate fi realizată prin creșterea ordinului de interpolare a elementelor (*rafinare de tip p*), prin creșterea numărului de elemente și păstrarea aceluiași ordin de interpolare (*rafinare de tip h*), sau printr-o combinație a celor două (*rafinare de tip ph*). Cele mai simple rafinări, dar și cele mai des folosite, sunt cele de tip *h*. Din punct de vedere al eficienței, combinația *ph* este cea mai favorabilă. Rafinarea exagerată a rețelei de discretizare conduce la creșterea numărului de necunoscute a sistemului matriceal și implicit la sporirea erorilor datorate trunchierii numerice.

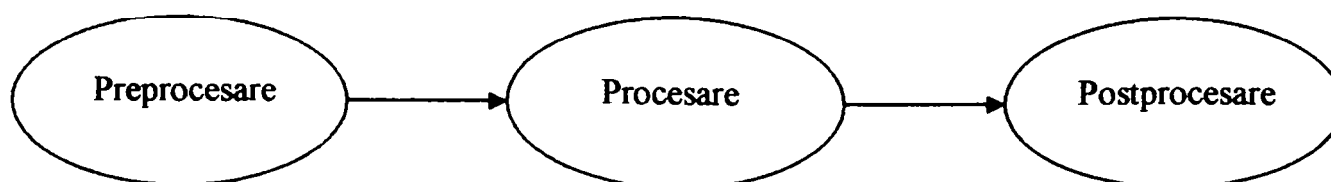
**Metoda Elementelor Finite** prezintă o serie de **avantaje**, comparativ cu alte metode numerice, ca de exemplu *Metoda Diferențelor Finite*:

- *posibilitatea de a modela forme neregulate* prin folosirea de elemente finite cu forme și dimensiuni diferite, adecvate configurației geometrice respective;
- *posibilitatea de a trata probleme în care proprietățile fizice ale corpurilor variază* (cazul materialelor neomogene, anizotrope, neliniare, etc.);
- *posibilitatea adaptării dimensiunilor elementelor finite la mărimea gradientului funcției studiate*;
- *posibilitatea considerării oricăror condiții la limită* pentru problema studiată;
- *posibilitatea elaborării unor algoritmi și programe cu grad mare de generalitate*, capabile să rezolve o gamă largă de probleme dintr-un anumit domeniu de specialitate, sau chiar din mai multe domenii.

**Metoda Elementelor Finite** prezintă însă și unele **dezavantaje**:

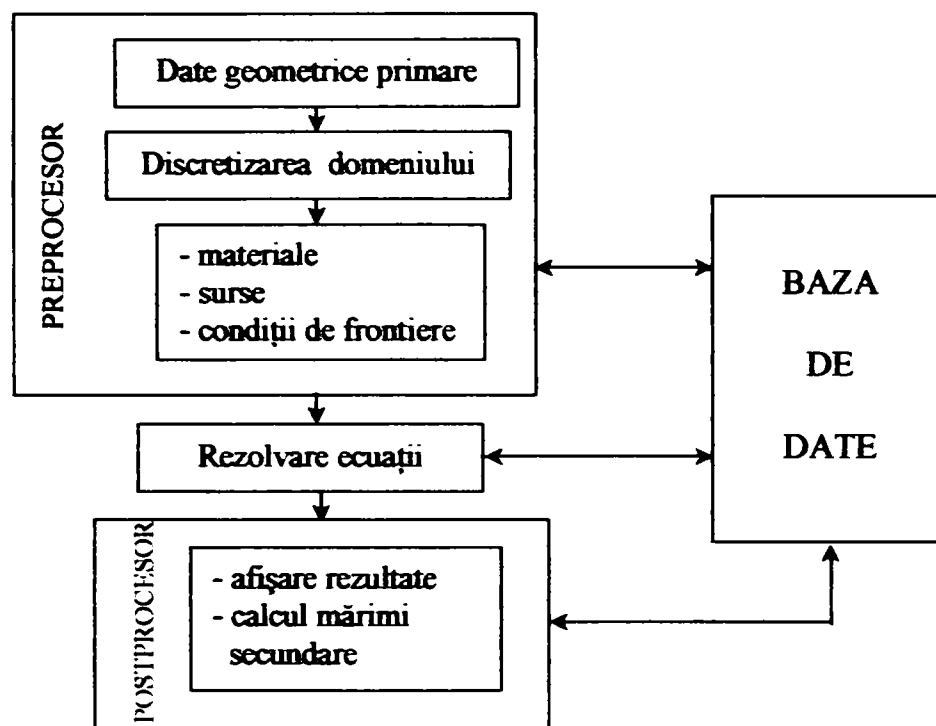
- *calitatea rezultatelor depinde de experiența și abilitatea analistului de a elabora un model cu elemente finite pentru problema studiată*;
- *apar dificultăți la modelarea problemelor cu frontiere deschise*; pentru rezolvarea problemelor de acest tip, Metoda Elementelor Finite se poate cupla eficient cu Metoda Elementelor de Frontieră.
- *apar dificultăți la modelarea mediilor în mișcare*; pentru eliminarea acestor probleme au fost introduse metode de interpolare de rețea.

Deoarece datele de intrare sunt în general numeroase, au fost elaborate **programe preprocesoare** care facilitează introducerea datelor de intrare. Pentru facilitarea analizării rezultatelor, au fost elaborate **programe postprocesoare**, care furnizează rezultatele nu numai numeric, ci și grafic.

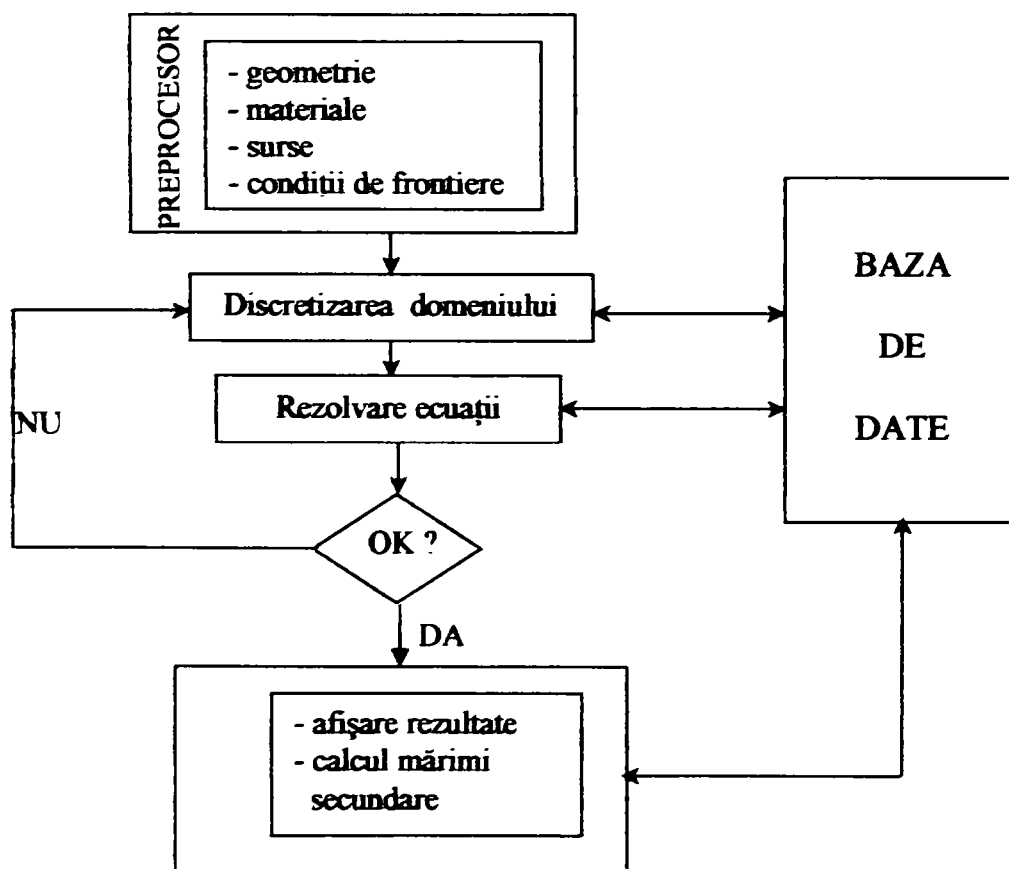


**Fig. 2.4** Structura generală a unui algoritm de modelare prin Metoda Elementelor Finite.

În figurile următoare se prezintă structura unui sistem de proiectare asistată de calculator (CAD) în Ingineria Electrică, bazat pe Metoda Elementelor Finite.



**Fig. 2.5** Structura unui sistem de proiectare asistată de calculator (CAD) în Ingineria Electrică, bazat pe Metoda Elementelor Finite - varianta clasică.



**Fig. 2.6** Structura unui sistem de proiectare asistată de calculator (CAD) în Ingineria Electrică, bazat pe Metoda Elementelor Finite - varianta ideală.



## 2.5 Rezultatele modelării numerice a câmpurilor electromagnetice și termice din șarja de oțel a cuptorului de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR utilizând programul FLUX 2D [160]

În acest paragraf se realizează o modelare numerică, folosind programul profesional FLUX 2D, bazat pe MEF, a câmpurilor electromagnetice și termice dintr-un semifabricat de oțel OLC 45 încălzit în cuptorul de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR.

Pentru a surprinde situațiile existente în practică, au fost analizate trei cazuri:

- cuptor cu capac izolant termic (fără strat de aer între șarjă și capac);
- cuptor cu strat de aer între șarjă și capac;
- cuptor fără capac,

care permit un studiu al influenței pe care o exercită capacul cuptorului asupra încălzirii semifabricatului de oțel (șarja cuptorului de inducție cu creuzet).

Simularea numerică cu programul FLUX 2D nu include topirea materialului procesat și încălzirea în fază lichidă.

### 2.5.1 Cazul cuptorului cu capac izolant termic (fără strat de aer între șarjă și capac)

#### 2.5.1.1 Modelul fizic de studiu

Modelul fizic pentru această etapă de studiu este reprezentat de cuptorul de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR existent în hala tehnologică a Facultății de Inginerie din Hunedoara. Caracteristicile tehnice ale cuptorului sunt prezentate în paragraful 1.5.1.

Se va analiza încălzirea unui semifabricat de oțel OLC 45 având diametrul  $d_2 = 180 \text{ mm}$  și înălțimea  $h_2 = 375 \text{ mm}$ , rezultatele modelării numerice prin MEF (utilizând programul FLUX 2D) urmând a fi comparate cu rezultatele modelării numerice prin MDF, prezentate în paragraful 1.5.

Modelul fizic de studiu poate fi reprezentat într-o variantă mai simplă conform Fig. 2.7, în care:

- $d_1$  reprezintă diametrul interior al inductorului ( $d_1 = 360 \text{ mm}$ );
- $h_1$  este înălțimea inductorului ( $h_1 = 416 \text{ mm}$ );
- $d_2$  reprezintă diametrul semifabricatului din oțel OLC 45;
- $h_2$  este înălțimea semifabricatului.

Inductorul are 10 spire și este realizat din țevă de cupru cu diametrul  $D = 38 \text{ mm}$ , distanța de izolație dintre spire fiind  $\Delta = 4 \text{ mm}$ . Cilindrul de azbest dintre creuzet și inductor are grosimea de  $5 \text{ mm}$ .

Cuptorul a fost prevăzut cu un capac cât mai bun izolant, realizat din două cartoane de azbest cu grosimea de  $5 \text{ mm}$  fiecare și un strat din praf de șamotă, de  $55 \text{ mm}$  grosime. În această situație nu există strat de aer sub capacul cuptorului, ceea ce contribuie de asemenea la reducerea

pierderilor termice spre exterior.

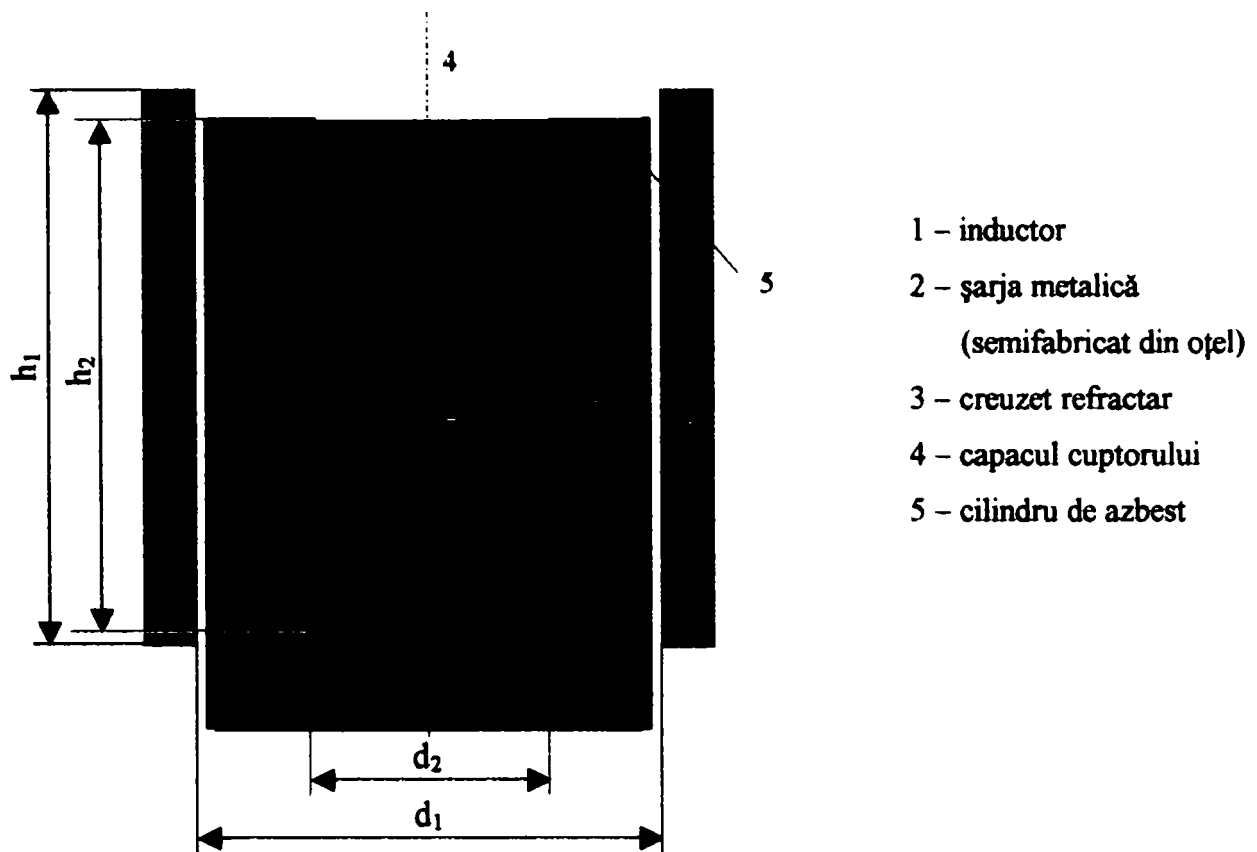


Fig. 2.7 Modelul simplificat de studiu.

### 2.5.1.2 Domeniul de calcul și discretizarea geometrică a acestuia

Ținând cont de simetria axială a cuptorului și de condițiile identice de transfer termic spre mediul exterior în partea superioară și cea inferioară a cuptorului (datorită capacului cuptorului și a vetrei acestuia) domeniul de calcul al câmpurilor electromagnetice și termice (Fig. 2.8) se poate reduce la un sfert din cel prezentat în Fig. 2.7. În acest mod, problema inițială (3D) se poate analiza într-o variantă mai simplificată (2D).

În cadrul modelului de studiu au fost definite următoarele regiuni (*surfaces*):

■ inductor ; ■ creuzet; ■ induș; ■ capac; ■ azbest; ■ aer

și două suprafețe pe care există schimb termic (*shell regions*):

- *convsam* , care modelează convecția termică capac-aer;
- *convazb* , care modelează convecția termică azbest-aer.

Programul FLUX 2D permite extinderea domeniului de studiu spre o regiune la infinit (*infinity region*). Regiunea infinită este creată automat (de către preprocesorul *Preflu*) și este o regiune de aer în exteriorul frontierelor domeniului de studiu, care cuprinde o singură suprafață, de forma unui disc sau a unei porțiuni de disc. Această regiune este convertită matematic într-o arie închisă și permite utilizatorului să evite setarea unor condiții artificiale, pe o frontieră artificială, care ar limita domeniul de calcul. Pentru regiunea infinită, programul FLUX 2D generează automat condițiile de frontieră (*cyclic conditions*).

FLUX2D 7.40/4 IND13\_H 05/14/04 12:42 Display Regions

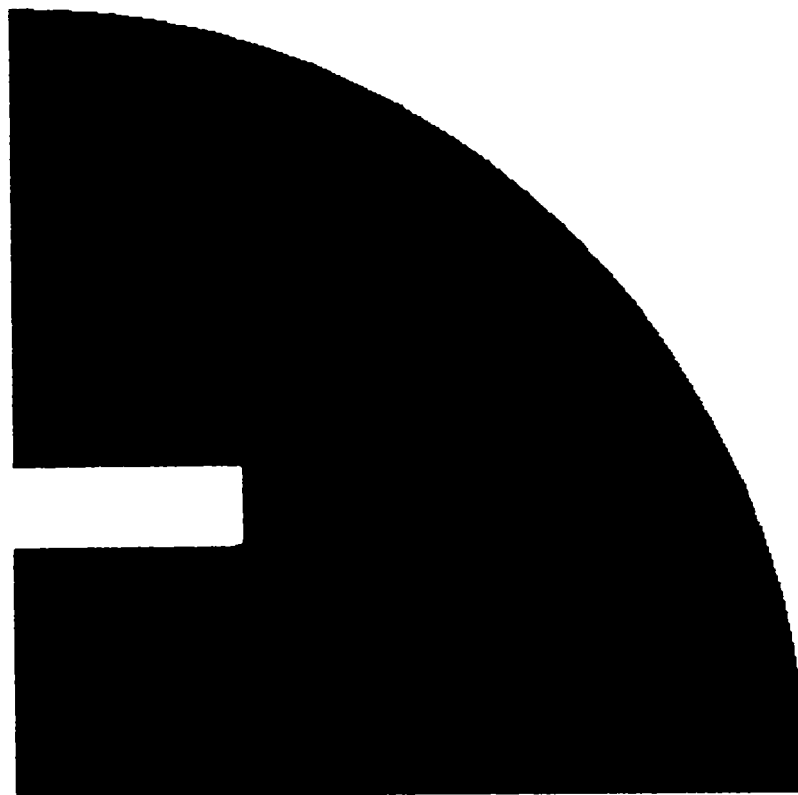


Fig. 2.8 Domeniul de calcul al câmpului electromagnetic.

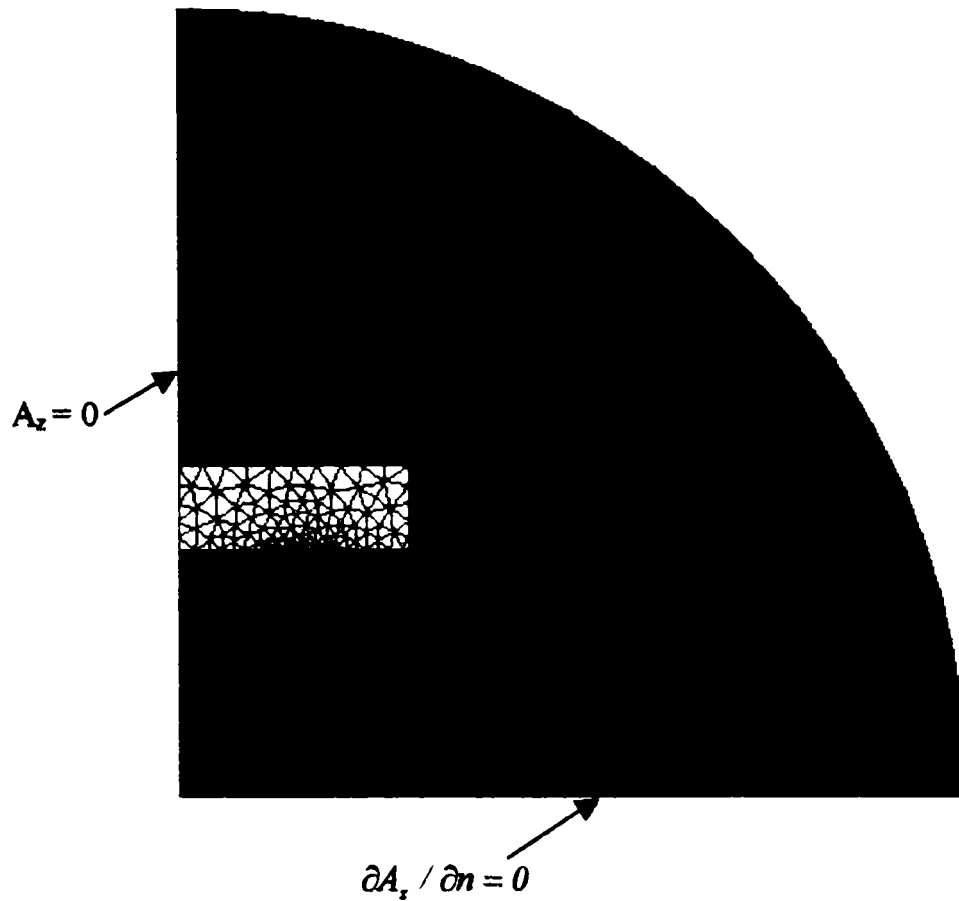
FLUX 2D oferă două variante pentru realizarea rețelei de discretizare geometrică:

- discretizare automată a domeniului de calcul (*automatic mesh generator*);
- generare asistată a rețelei de discretizare (*assisted mesh generator*).

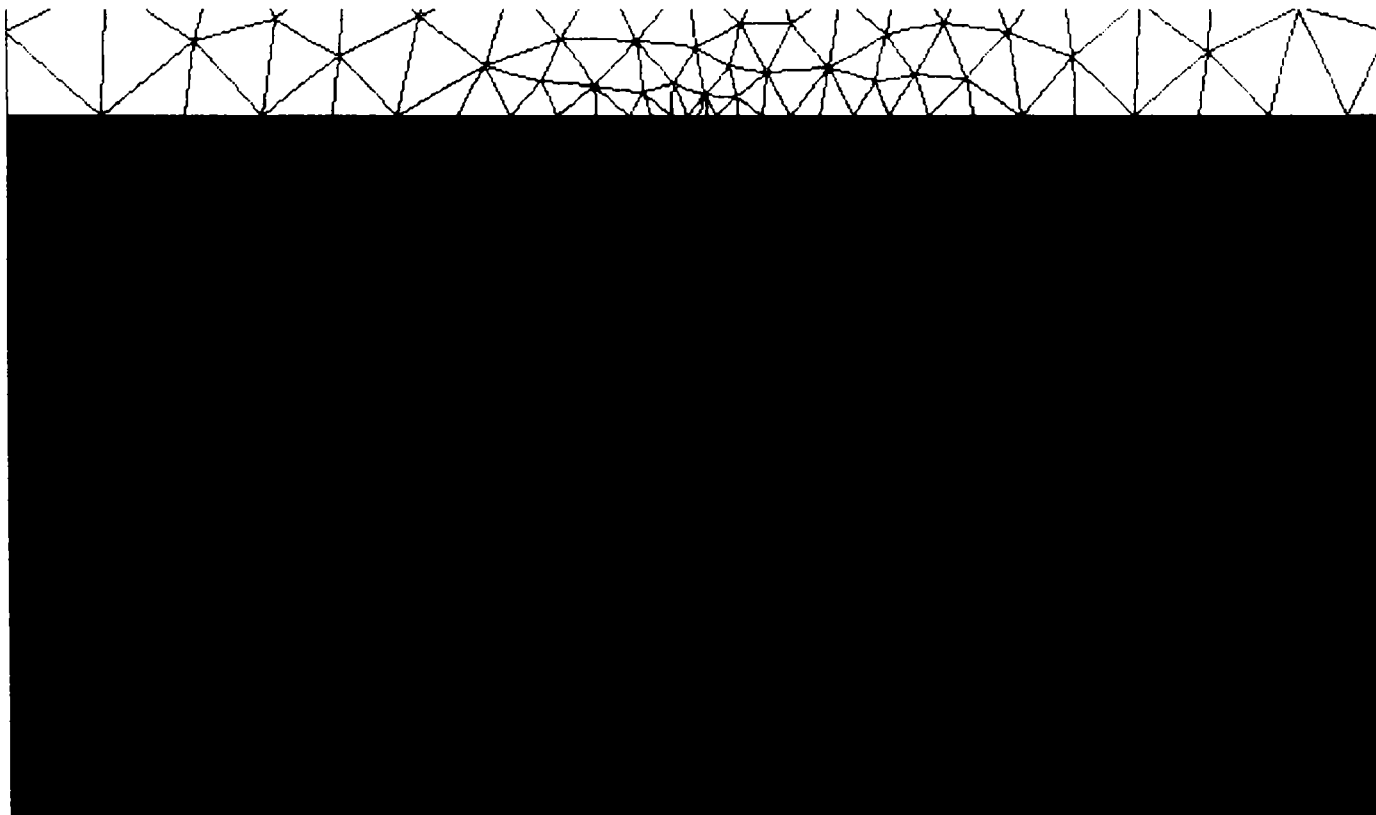
În cadrul studiului a fost utilizată prima variantă de discretizare, bazată pe *triangulația Delaunay*. Aceasta este o metodă de discretizare foarte rapidă și eficientă, care folosește **elemente finite triunghiulare de ordinul doi**. Rețeaua de discretizare a domeniului de calcul se prezintă în Fig. 2.9.

*Densitatea rețelei de discretizare* este determinată de poziția și numărul nodurilor plasate pe liniile geometriei create. În cazul problemelor de încălzire prin inducție, cel puțin două elemente ale rețelei de discretizare trebuie să „completeze” adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic. În acest sens, pentru a crea o rețea mai fină în regiunea de interes pentru câmpul electromagnetic (în special), s-au plasat linii verticale foarte dese spre suprafața laterală a *indusului* și din ce în ce mai rare spre axa de simetrie a acestuia, subdivizate apoi în segmente astfel încât rețeaua de discretizare pe adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic să fie foarte fină și din ce în ce mai grosieră spre axa de simetrie, respectiv spre celelalte frontiere ale domeniului de calcul. Un detaliu privind discretizarea indusului (șarja cuptorului de inducție cu creuzet) se prezintă în Fig. 2.10.

Calitatea elementelor finite din rețeaua de discretizare se consideră satisfăcătoare dacă măsura unghiurilor din fiecare triunghi este mai mare de  $15^\circ$ , forma ideală fiind cea a triunghiului echilateral.



**Fig. 2.9** Discretizarea domeniului de calcul și condițiile de frontieră pentru câmpul electromagnetic.



**Fig. 2.10** Detaliu privind discretizarea indusului (șarja cuptorului).

A doua variantă de discretizare, cea asistată, oferă posibilitatea de a utiliza **elemente finite triunghiulare sau dreptunghiulare**, fiind potrivită pentru aplicațiile în care adâncimea de pătrundere este foarte mică. Utilizatorul poate subdivide toate regiunile închise prin 3 sau 4 linii, alegând tipul subdivizionării și numărul de subdiviziuni. Rețeaua rezultată poate fi rafinată printr-o divizare suplimentară. Calitatea elementelor finite patrulate din rețeaua de discretizare se consideră satisfăcătoare dacă măsura fiecărui unghi este mai mare de  $22^\circ$  și raportul dintre lungimea și lățimea fiecărui dreptunghi este mai mică decât 5 (forma ideală este cea de pătrat).

### 2.5.1.3 Definierea proprietăților fizice ale materialelor utilizate

Regiunilor definite anterior li s-au atașat **materialele** corespunzătoare, împreună cu **proprietățile electrice și magnetice, respectiv termice**, astfel [22; 30; 85]:

■ **inductor - cupru**: - permeabilitate magnetică relativă  $\mu_r = 1$ ;

- rezistivitate electrică  $\rho_{Cu} = 1,9 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ ;

■ **creuzet - cuarțită**: - permeabilitate magnetică relativă  $\mu_r = 1$ ;

- conductivitate termică  $\lambda_e = 0,362(1 + 3,35 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m \cdot grd$  ;

- căldură specifică volumică  $cp_e = 0,4 \cdot 10^7(1 + 0,7 \cdot 10^{-3} \cdot T) J / m^3 \cdot grd$  ;

■ **indus - oțel**: - rezistivitate electrică  $\rho_{OL} = 40 \cdot 10^{-8}(1 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot T) \Omega \cdot m$ ;

( OLC 45) - conductivitate termică  $\lambda_{OL} = 45(1 - 0,169 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m \cdot grd$ ;

- căldură specifică volumică  $cp_{OL} = 0,4 \cdot 10^7(1 + 0,61 \cdot 10^{-3} \cdot T) J / m^3 \cdot grd$  .

**capac - șamotă** : - permeabilitate magnetică relativă  $\mu_r = 1$ ;

- conductivitate termică  $\lambda'_e = 0,098(1 + 0,963 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m \cdot grd$  ;

- căldură specifică volumică  $cp'_e = 0,13 \cdot 10^7(1 + 0,53 \cdot 10^{-3} \cdot T) J / m^3 \cdot grd$  ;

■ **azbest - azbest** : - permeabilitate magnetică relativă  $\mu_r = 1$ ;

- conductivitate termică  $\lambda_{aab} = 0,16(1 + 1,06 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m \cdot grd$  ;

■ **aer - vacuum** : - permitivitatea dielectrică relativă  $\epsilon_r = 1$ ;

- permeabilitate magnetică relativă  $\mu_r = 1$ ,

iar pentru cele două suprafețe pe care există schimb termic prin convecție cu mediul ambiant :

- *convsam* (modelează convecția termică între capac și mediul ambiant – aerul):  
 - transmisivitatea termică :  $\alpha_1 = 15(1 + 7,5 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m^2 \cdot grd$  ;
- *convazb* (modelează convecția termică între azbest și aer):  
 - transmisivitatea termică :  $\alpha_2 = 8(1 + 7,5 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m^2 \cdot grd$  .

În cazul *creuzetului* și al *capacului* au fost determinate conductivitatea termică echivalentă și căldura specifică volumică echivalentă, deoarece s-a ținut cont de *spațiul de aer* care există practic între semifabricatul de oțel (cu diametrul de *180 mm*) și pereții laterali ai creuzetului (cu diametrul interior de *220 mm*), respectiv de *cartomul de azbest* cu grosimea de *10 mm*, care, împreună cu stratul de *șamotă* (grosime *55 mm*), formează capacul cuptorului.

Rezistivitatea electrică a oțelului OLC 45, conductivitatea termică și căldura specifică volumică a acestuia sunt exprimate prin curbe medii. Permeabilitatea magnetică (izotropică) a oțelului OLC 45 a fost descrisă printr-o familie de curbe de saturație care depind analitic de temperatură (Fig. 2.11) [22; 30; 85].

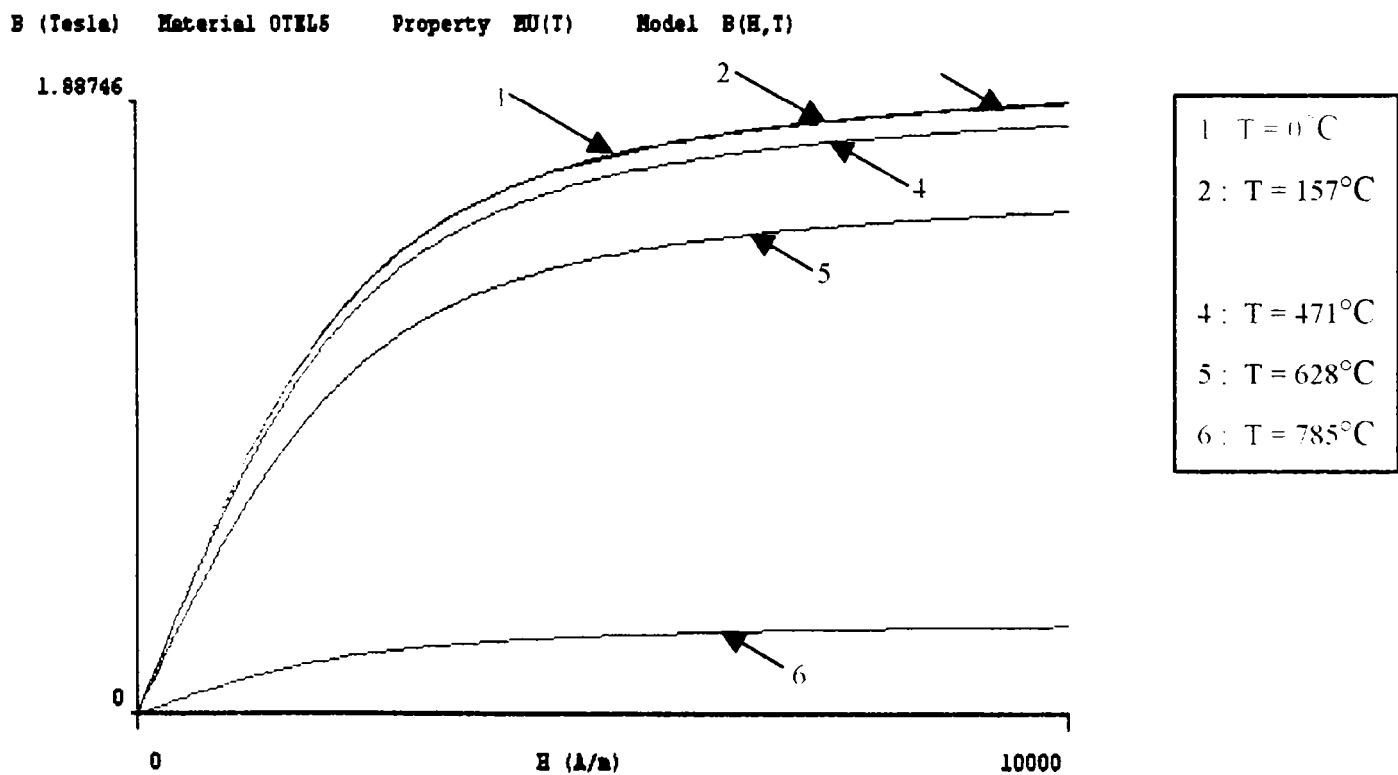


Fig. 2.11 Dependențele  $B(H)$  pentru oțelul OLC 45.

### 2.5.1.4 Definierea condițiilor de frontieră

În problemele cuplate (termic-electromagnetic) se impune rezolvarea problemei electromagnetice și apoi a celei termice. FLUX 2D folosește în problemele cu simetrie axială *potențialul magnetic vector modificat* ( $A_z \cdot R$ ) pentru analiza câmpului electromagnetic. În interiorul unui element finit se utilizează o aproximare parabolică pentru variabila de câmp.

Pentru analiza câmpului electromagnetic, condițiile de frontieră se stabilesc astfel (Fig. 2.9):

- în axa de rotație (simetria fiind axială) și pe frontierele care corespund unei linii de câmp, **condițiile de frontieră sunt de tip Dirichlet** ( $A_z = 0$ );
- pe frontiera perpendiculară pe liniile de câmp, **condiția de frontieră este de tip Neumann** ( $\partial A_z / \partial n = 0$ ).

FLUX 2D conține și un **modul de circuit extern** pentru descrierea sursei de curent alternativ care alimentează inductorul. Se permite astfel definirea mai multor tipuri de surse de alimentare, printre care și convertoarele statice. În studiul efectuat, s-a analizat numai cazul alimentării la curent constant a inductorului ( $I = 1810 A$ , valoare efectivă), frecvența tensiunii de alimentare fiind  $f = 2500 Hz$ .

Pentru problema termică, domeniul de calcul se reduce la cel prezentat în Fig. 2.12. Curenții turbionari induși în semifabricatul de oțel reprezintă sursele pentru câmpul termic. **Condițiile de frontieră** pentru problema termică sunt de tip Neumann:

- **omogene**  $\frac{\partial T}{\partial n} = 0$ ;
- **neomogene**  $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = \alpha(T_{int} - T_a)$ ,

unde  $T_a$  reprezintă temperatura mediului ambiant.

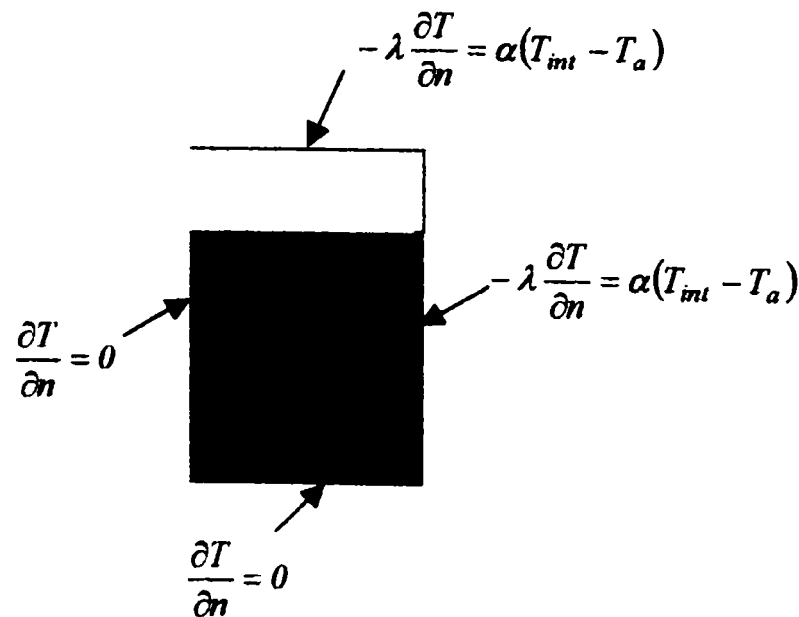
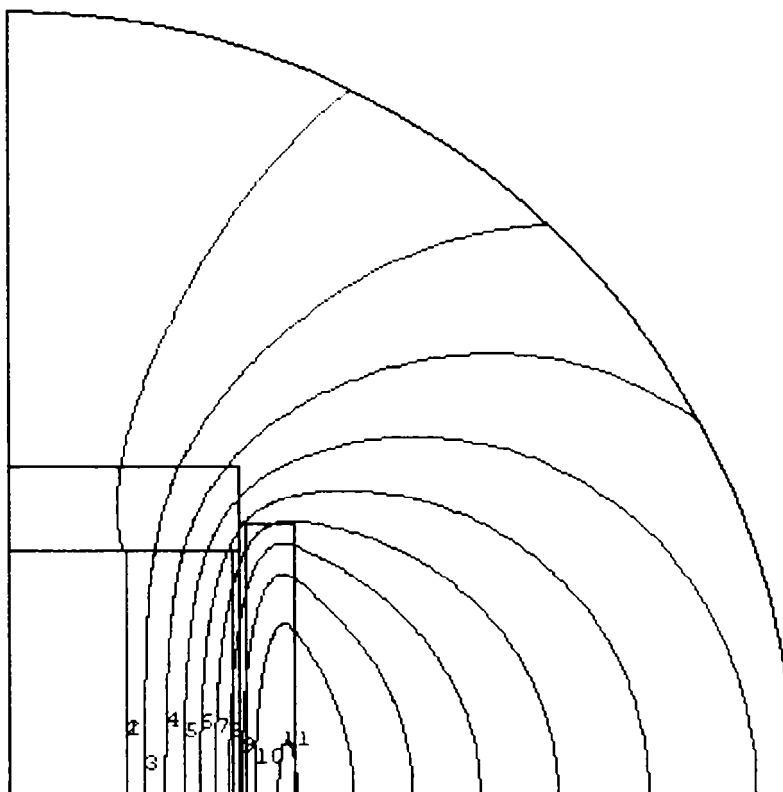


Fig. 2.12 Domeniul de calcul pentru problema termică și condițiile de frontieră.

### 2.5.1.5 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului electromagnetic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR

În figura 2.13 se prezintă liniile de câmp magnetic la începutul și la sfârșitul procesului de încălzire a semifabricatului de oțel, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D.

FLUX2D 7.40/4 IND13\_M 05/14/04 10:32 Analysis Display Isovalues Equi flux T = 0 s



FLUX2D 7.40/4 IND13\_M 05/14/04 10:38 Display Isovalues Equi flux T = 2665 s

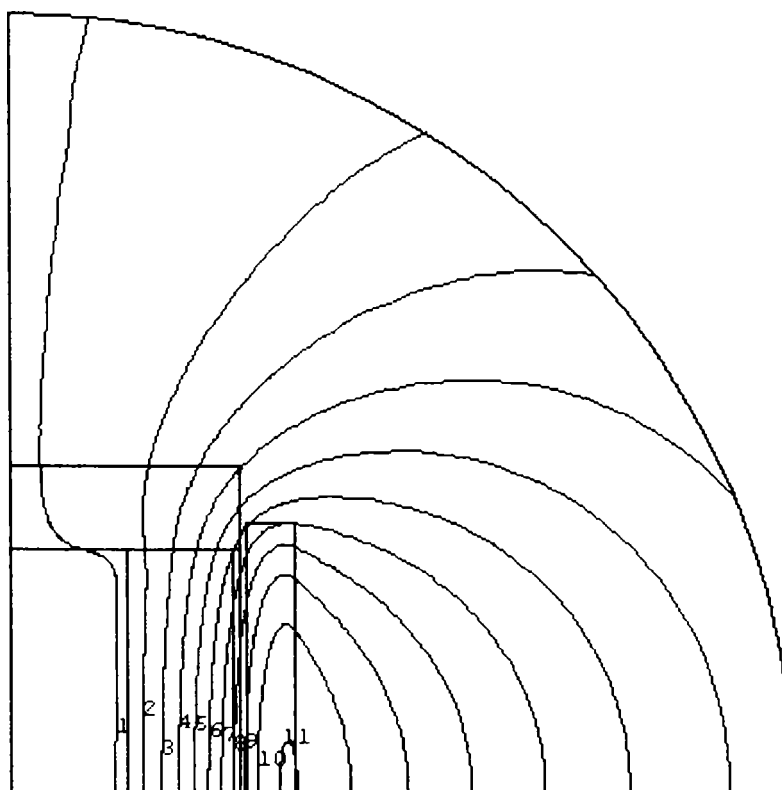


Fig. 2.13 Liniile de câmp magnetic la începutul și la finalul încălzirii semifabricatului de oțel.



În figurile 2.14 - 2.25 se arată distribuția intensității câmpului magnetic, a densității curenților turbionari și a densității volumice a puterii induse în materialul procesat, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D în cazul cuptorului fără strat de aer între șarjă și capac. În situațiile prezentate, punctul de coordonate (0,0) corespunde centrului de simetrie al șarjei cuptorului.

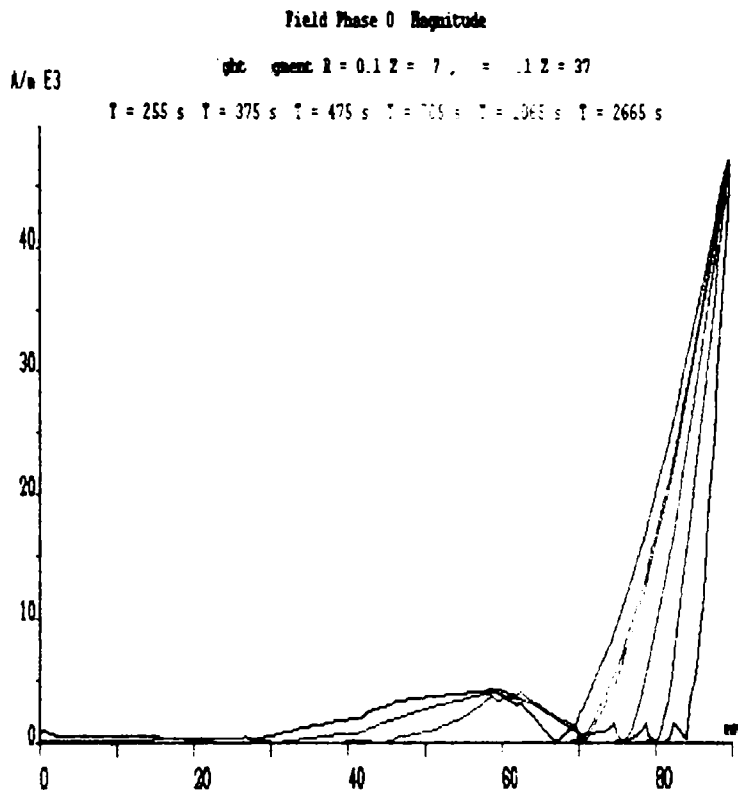


Fig. 2.14

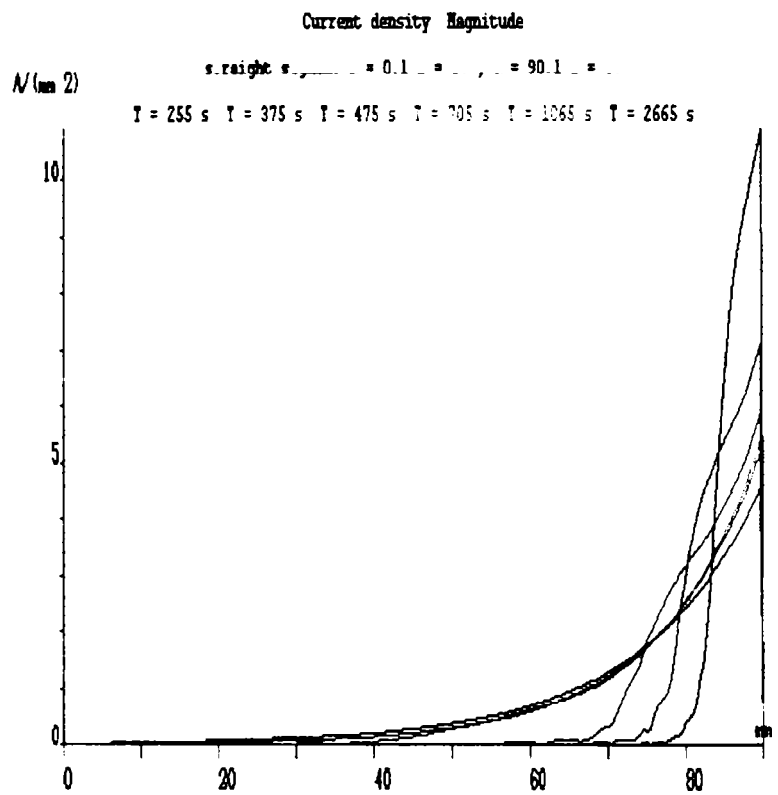


Fig. 2.15

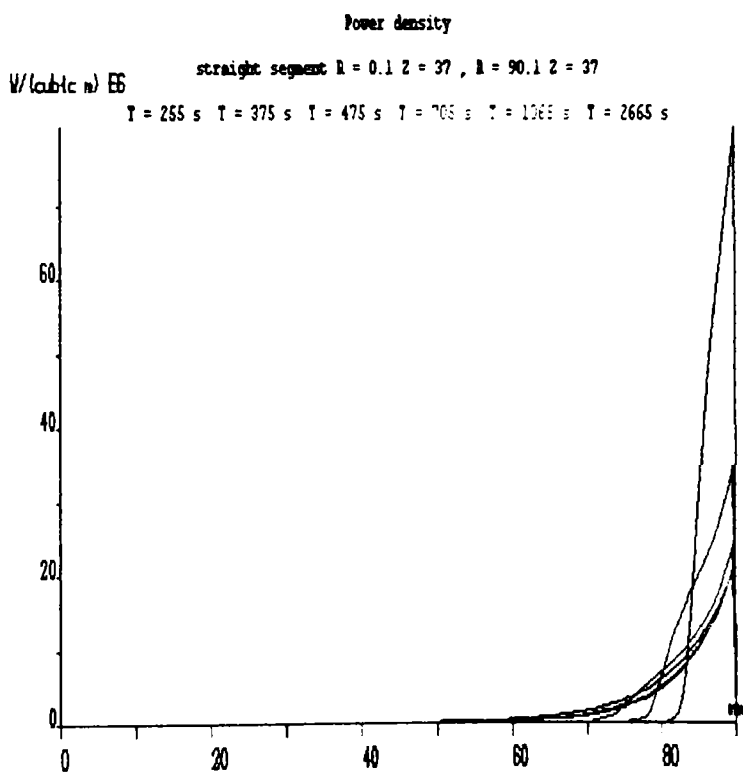


Fig. 2.16

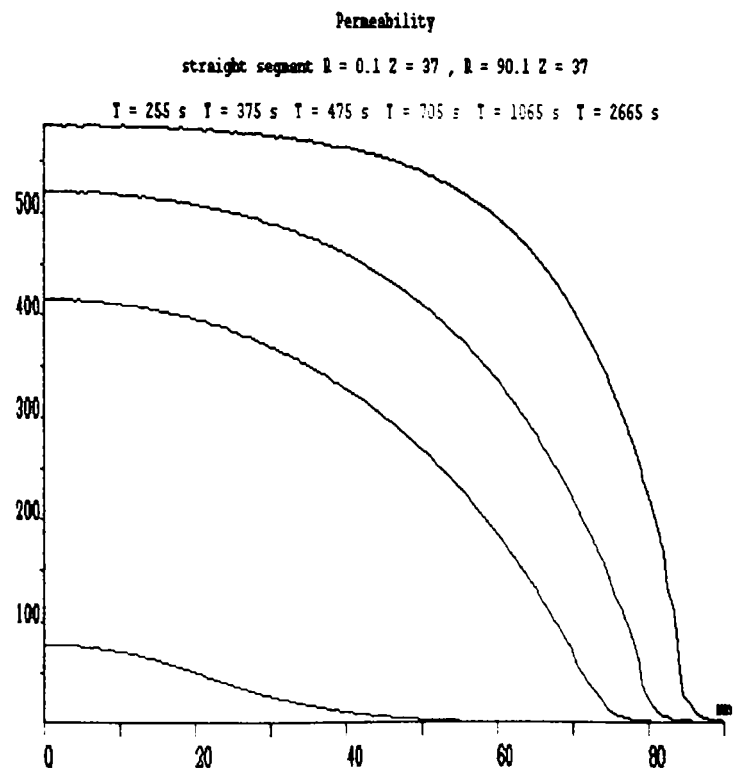


Fig. 2.17

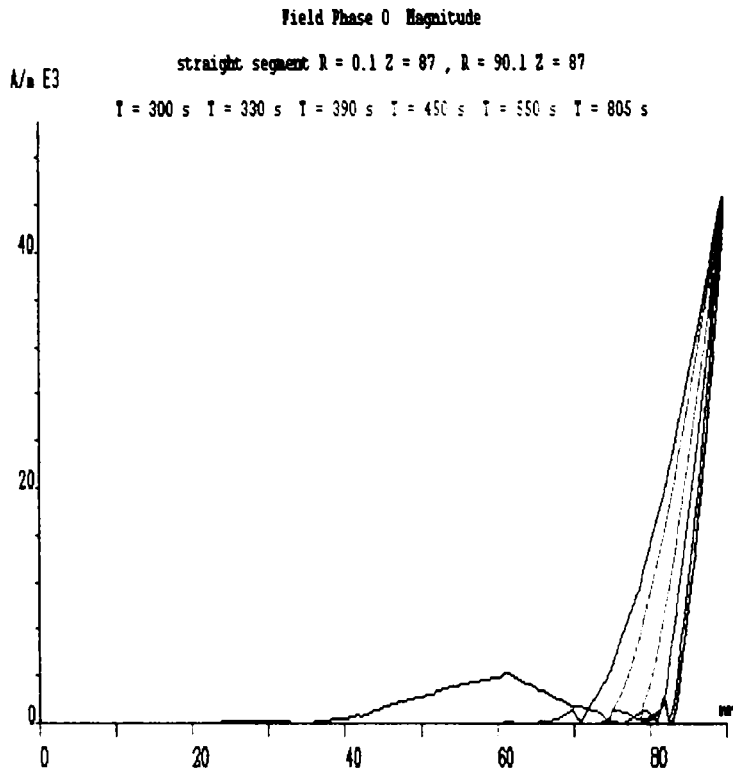


Fig. 2.18

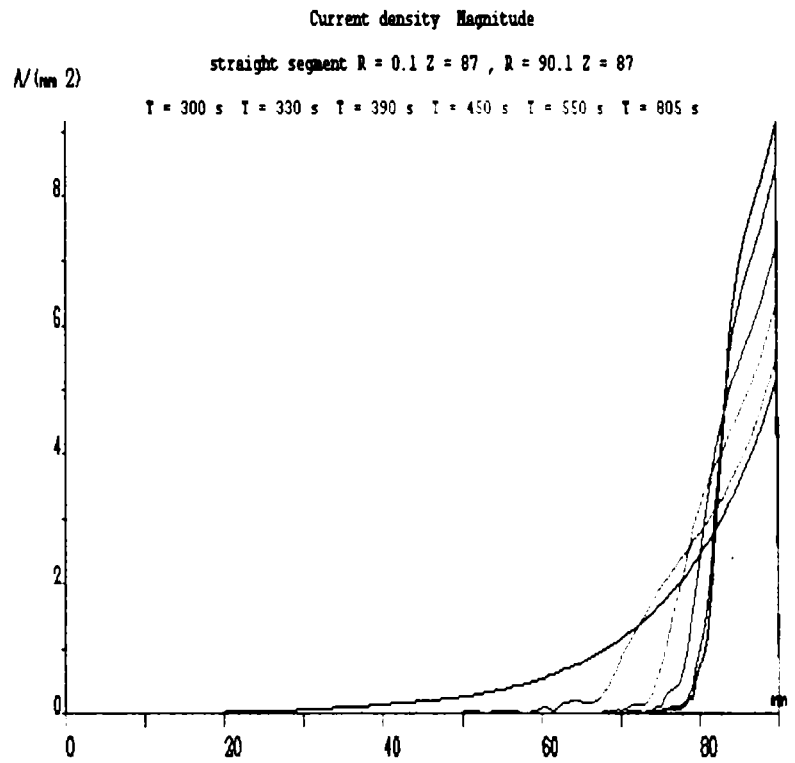


Fig. 2.19

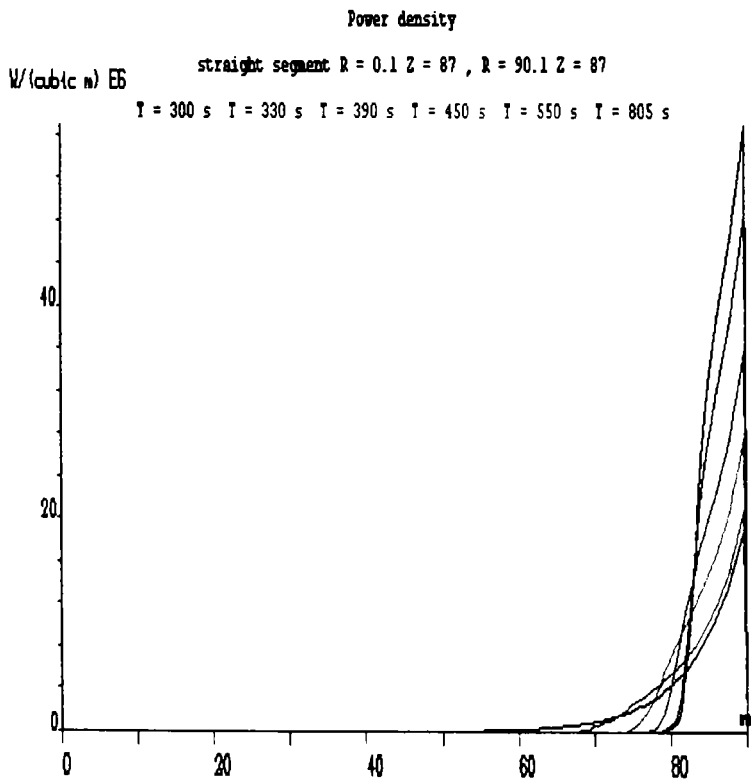


Fig. 2.20

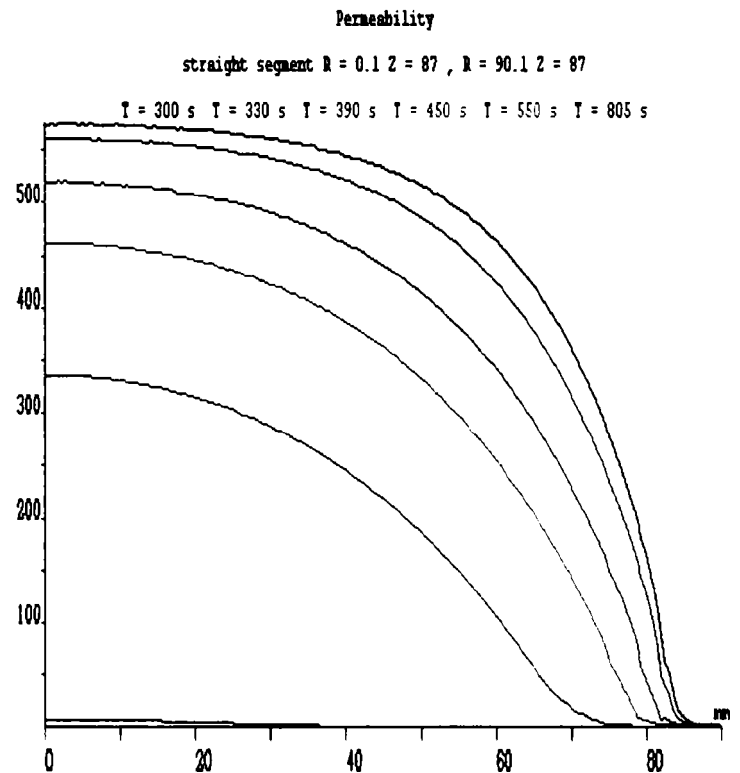


Fig. 2.21

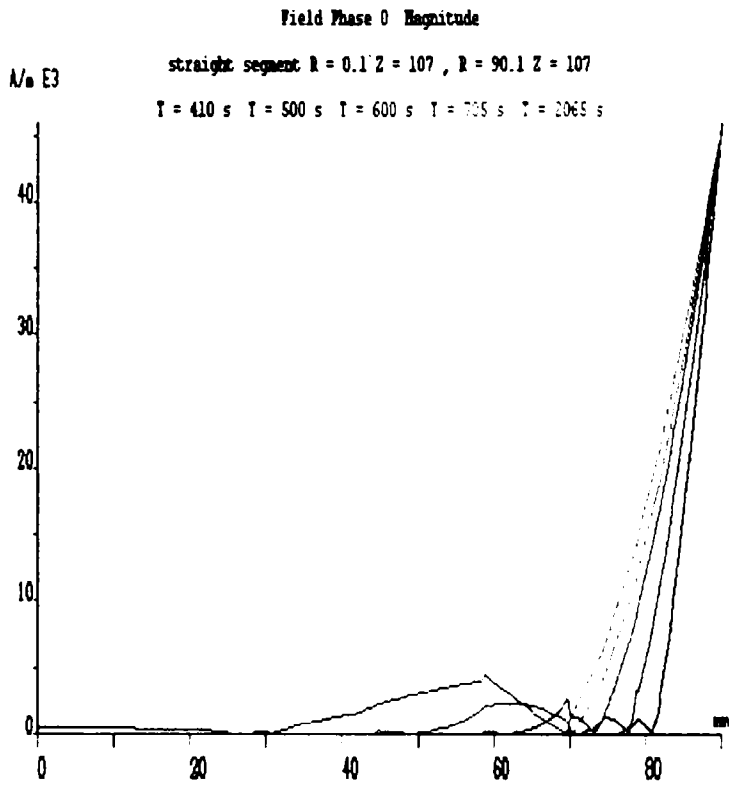


Fig. 2.22

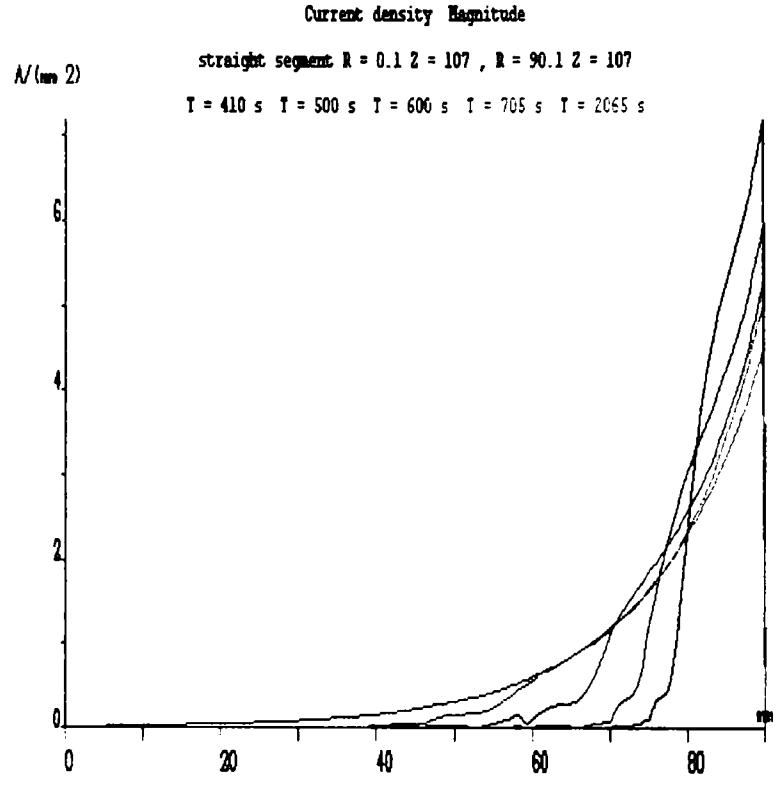


Fig. 2.23

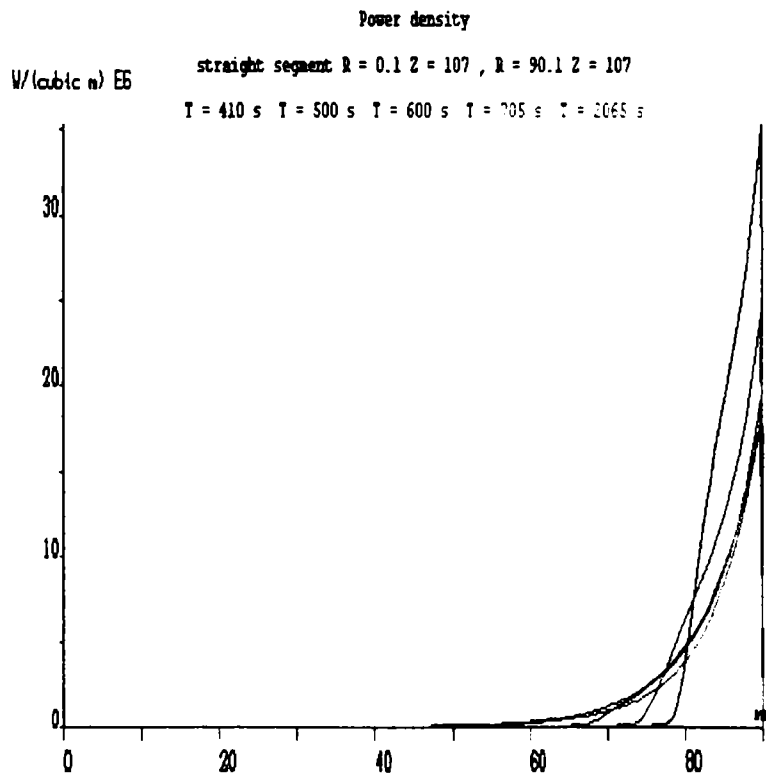


Fig. 2.24

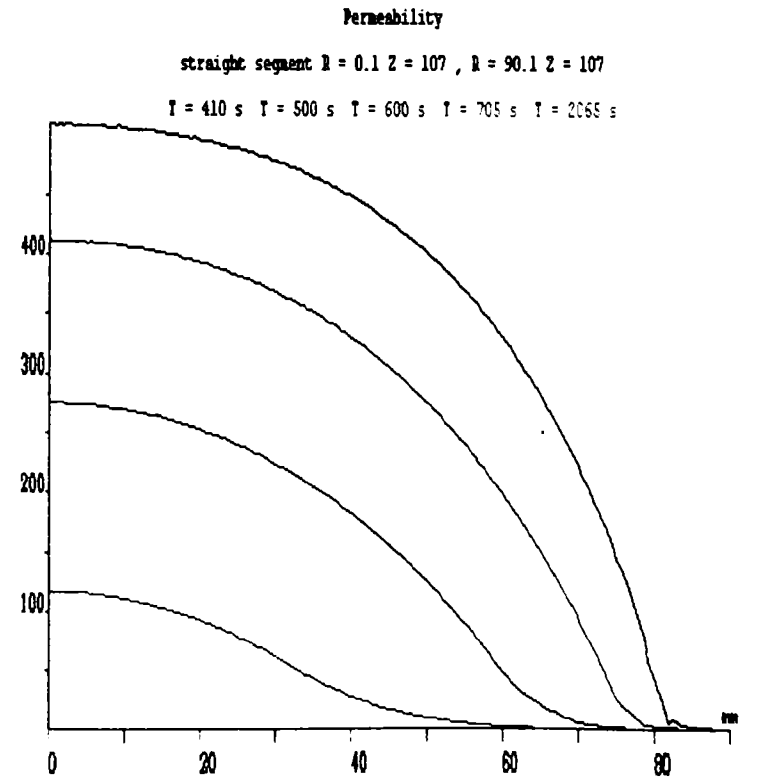


Fig. 2.25

### 2.5.1.6 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR

În figurile 2.26-2.41 se prezintă distribuția temperaturii în șarja de oțel la diverse momente de timp ale încălzirii, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D.

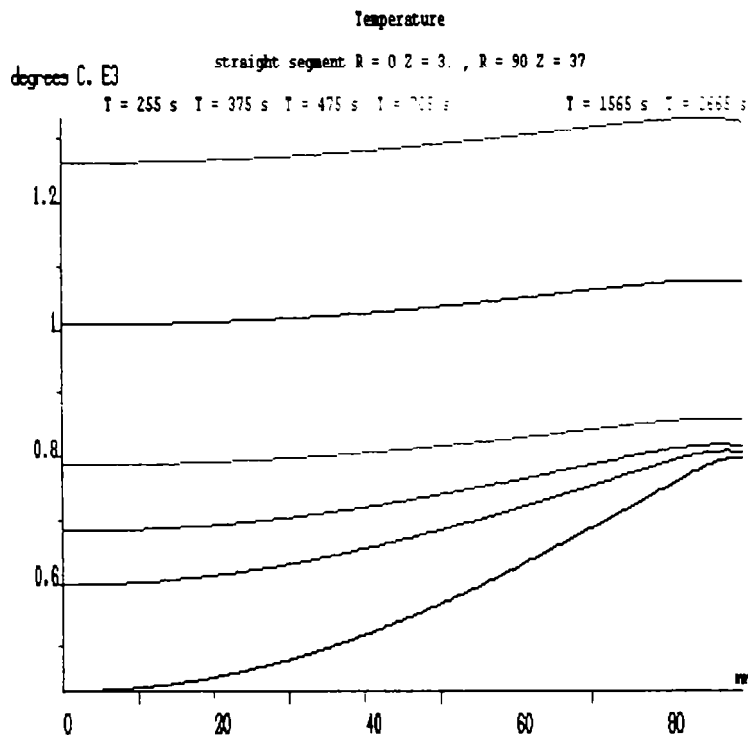


Fig. 2.26

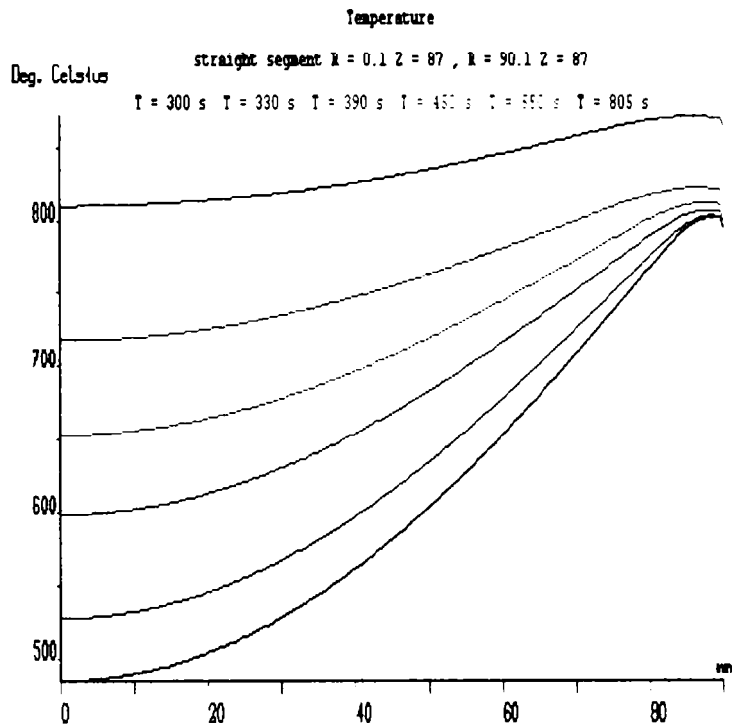


Fig. 2.27

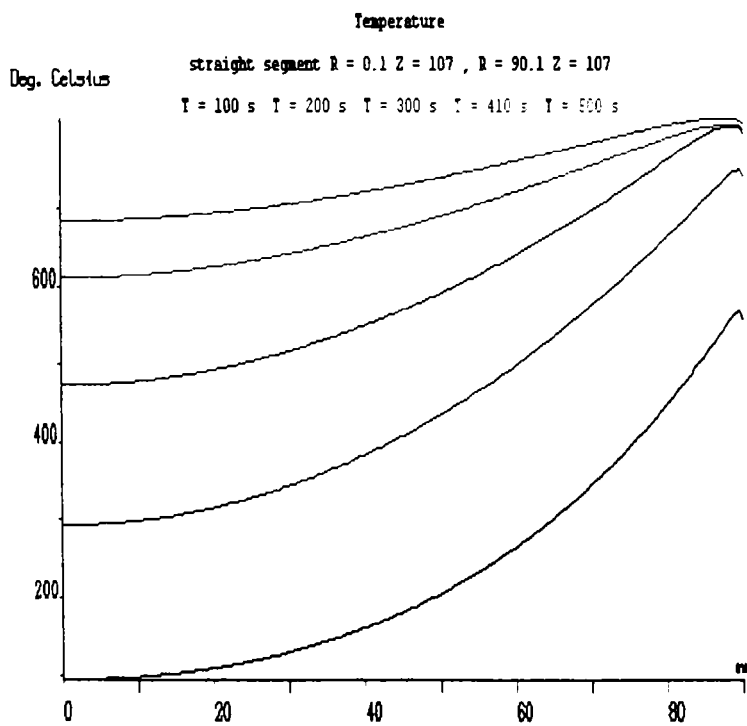


Fig.2.28

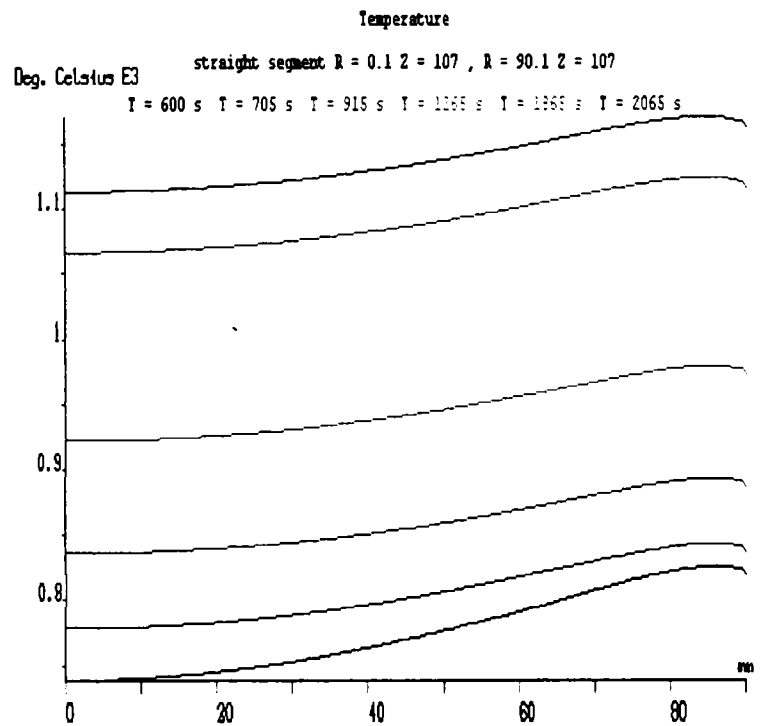


Fig.2.29

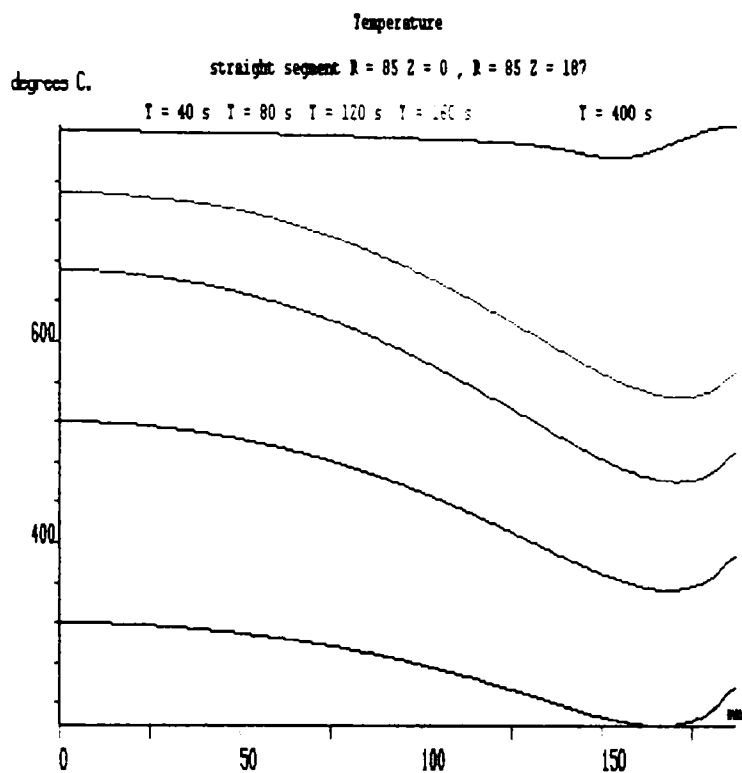


Fig. 2.30

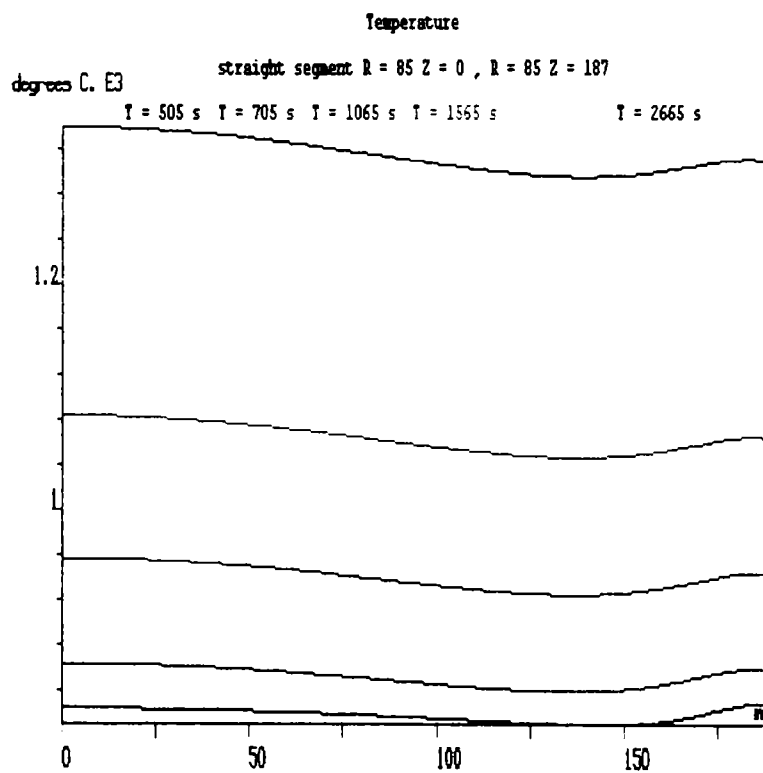


Fig. 2.31

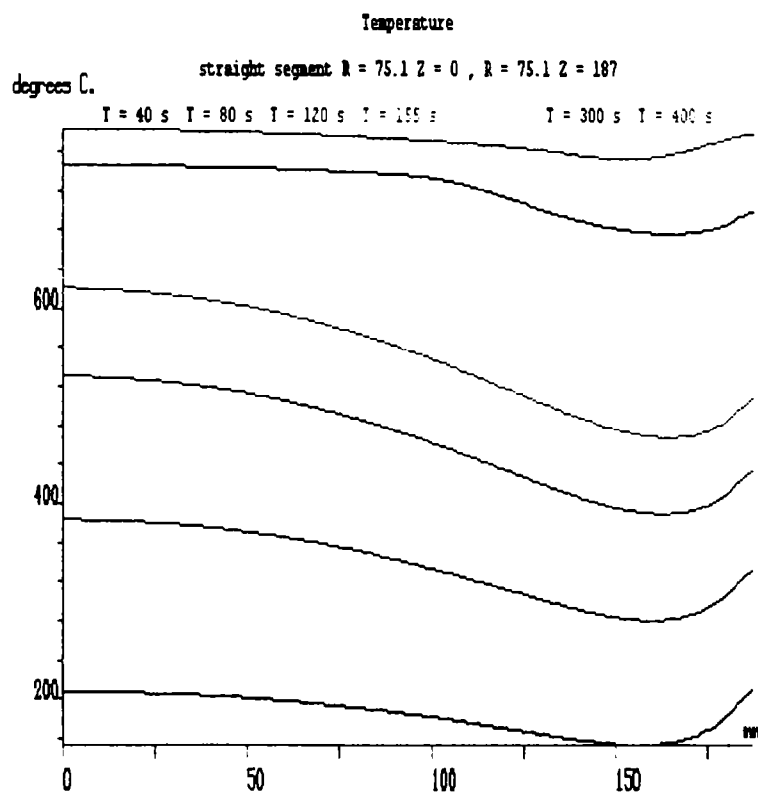


Fig. 2.32

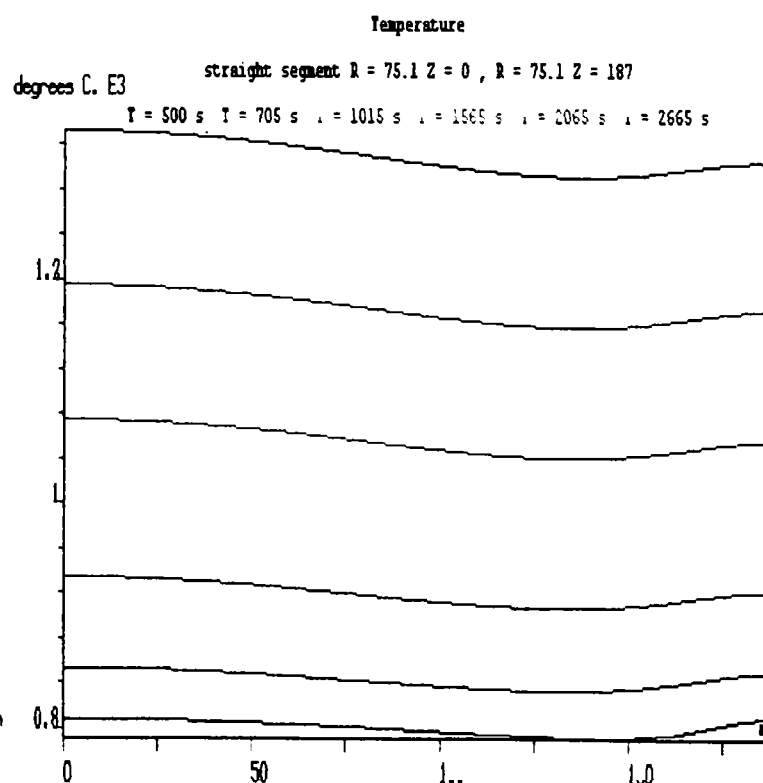


Fig. 2.33

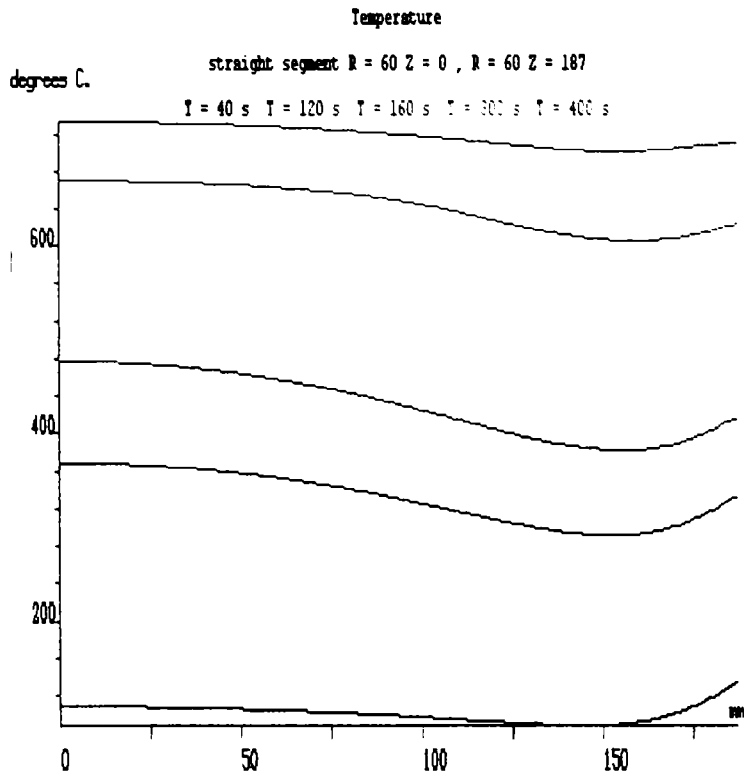


Fig. 2.34

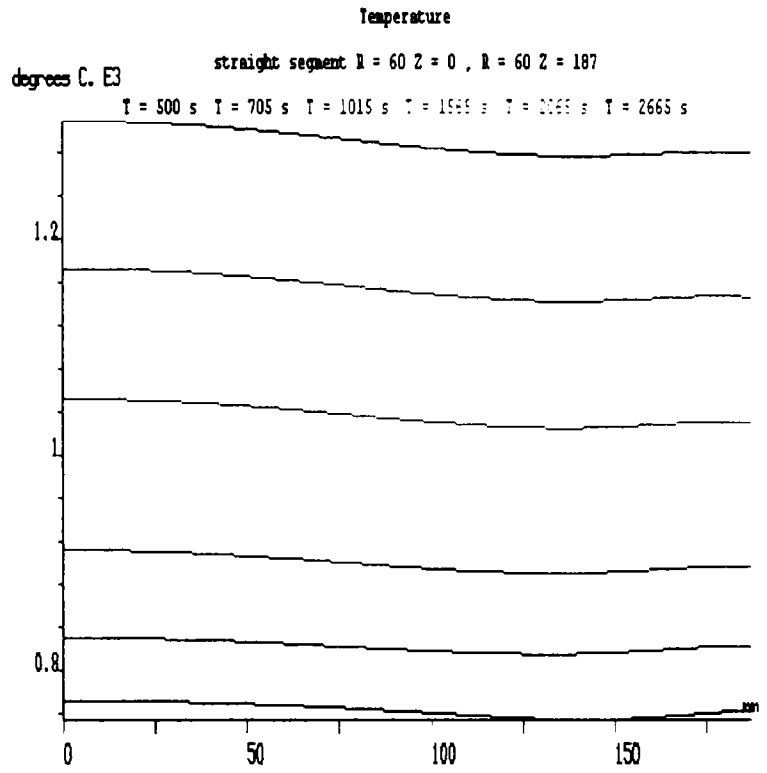


Fig. 2.35

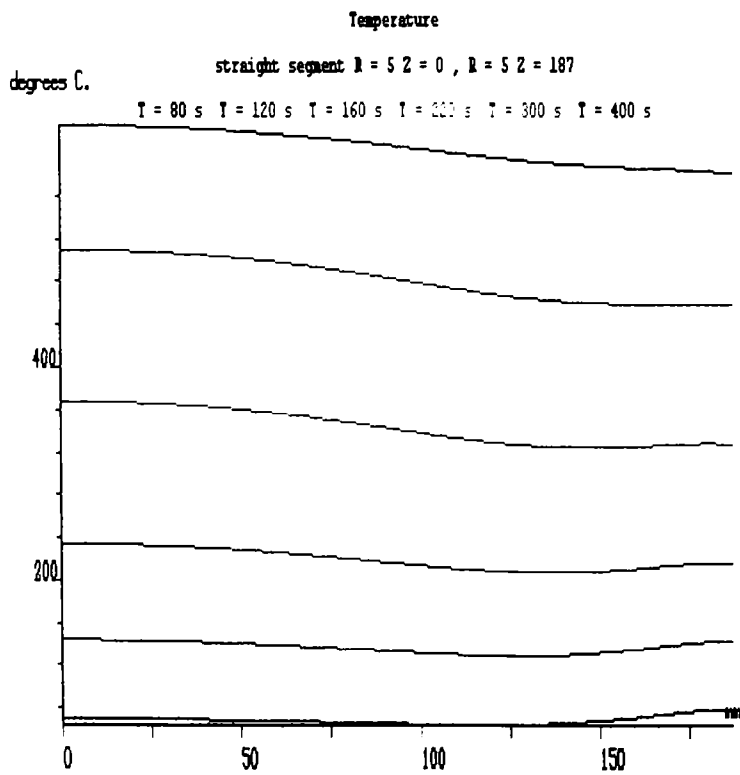


Fig. 2.36

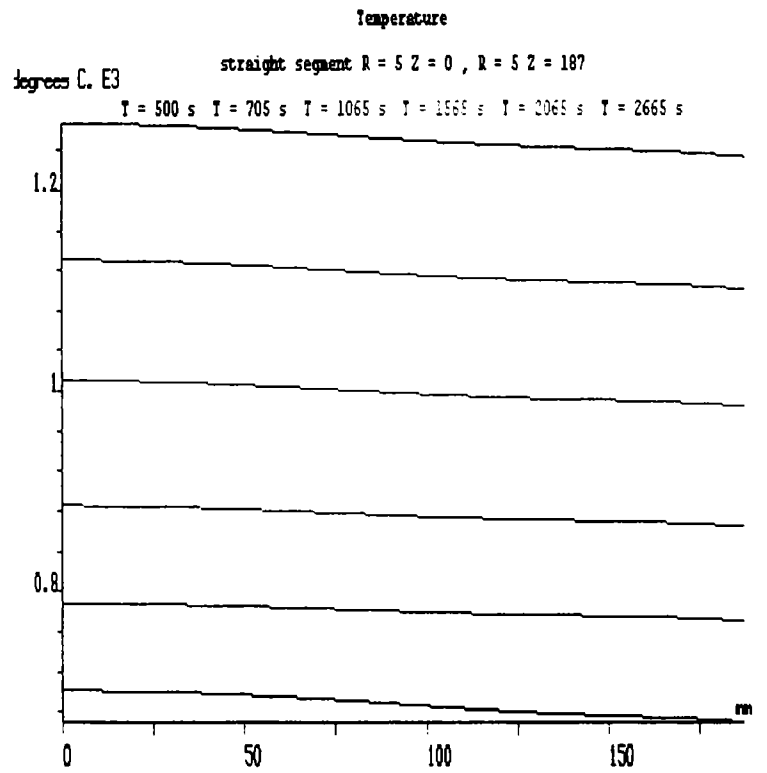


Fig. 2.37

FLUX2D 7.40/4 IND13\_T 05/14/04 16:45 Analysis Display Color shades Temperature T = 255 s

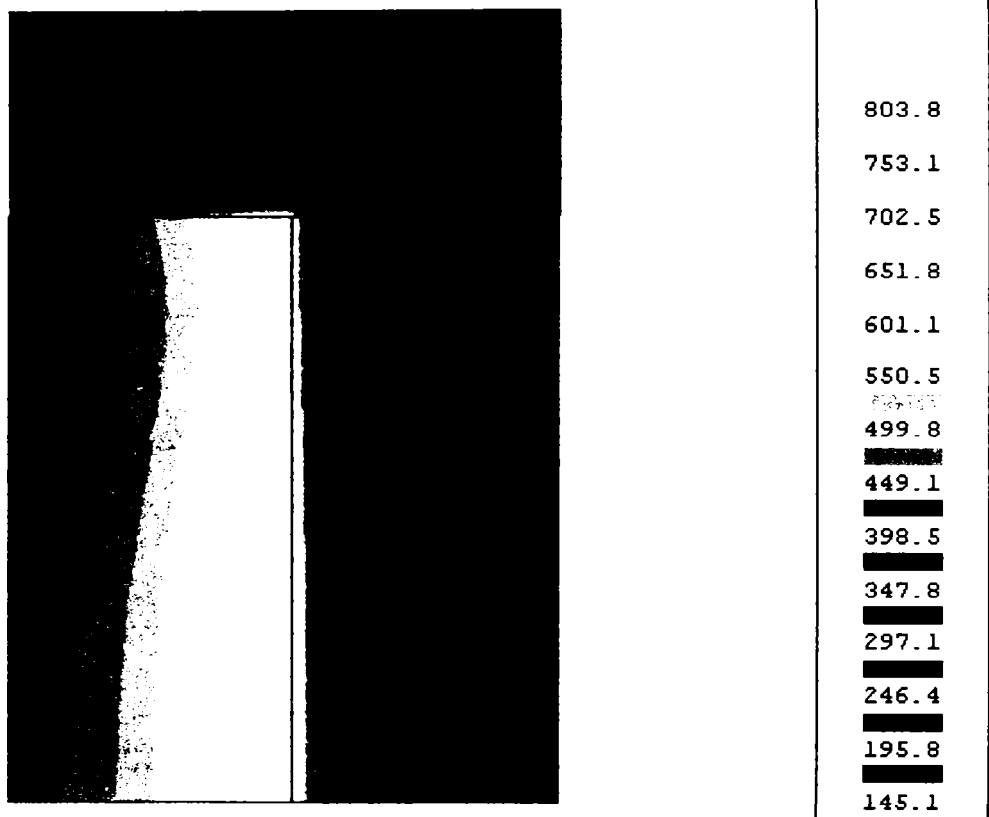


Fig. 2.38

FLUX2D 7.40/4 IND13\_T 05/14/04 16:49 Analysis Display Color shades Temperature T = 500 s

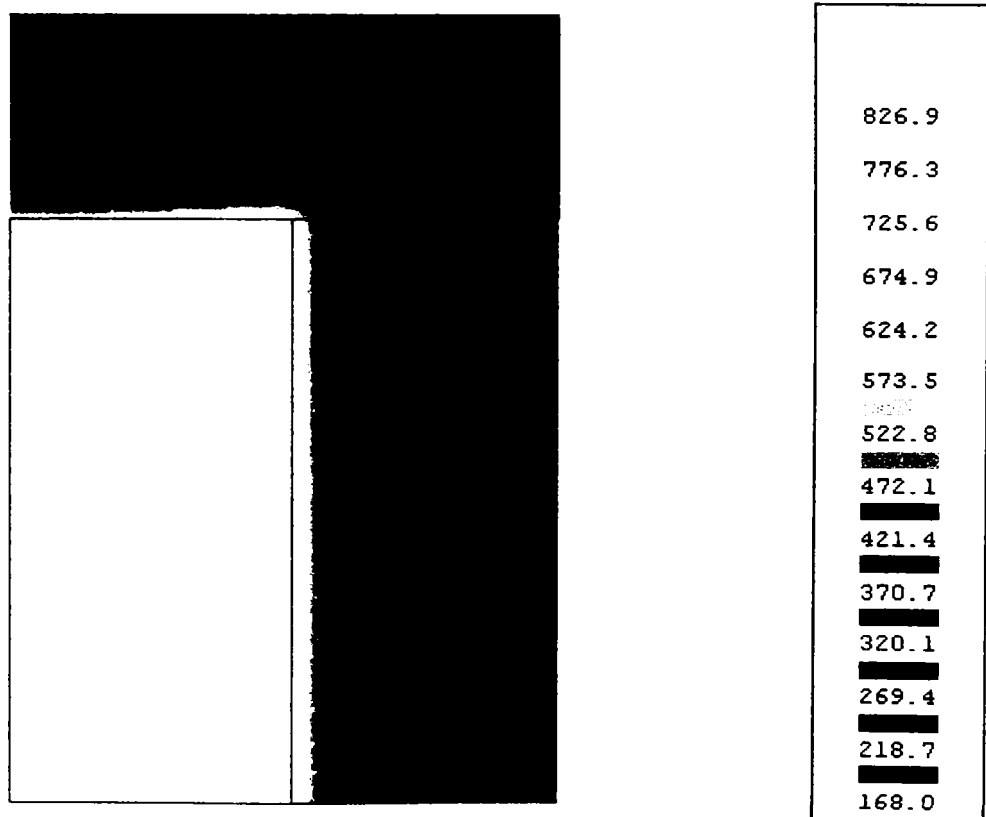


Fig. 2.39

FLUX2D 7.40/4 IND13\_T 06/10/04 12:11 Analysis Display Color shades Temperature T = 1565 s

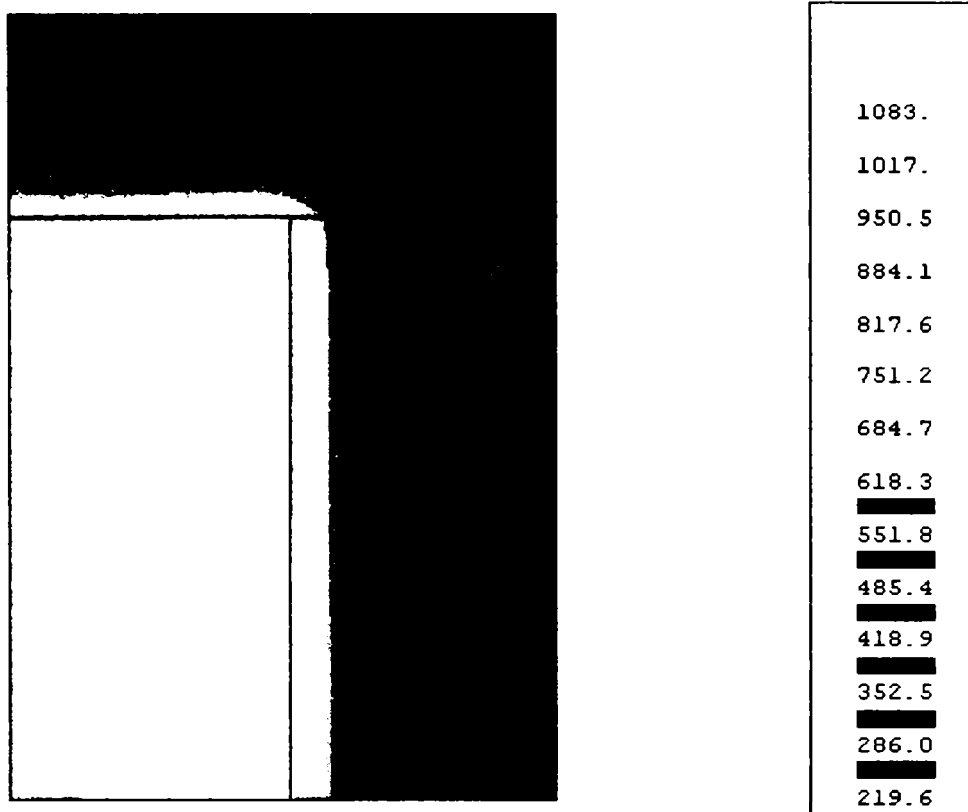


Fig. 2.40

FLUX2D 7.40/4 IND13\_T 05/14/04 16:54 Analysis Display Color shades Temperature T = 2665 s

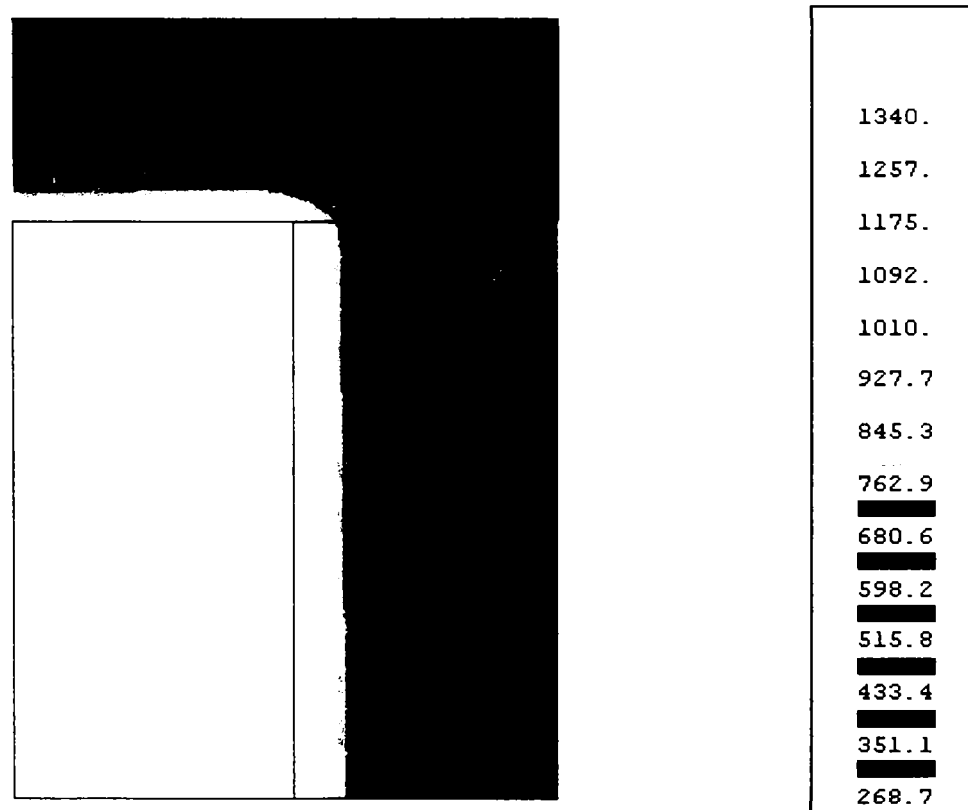


Fig. 2.41



## 2.5.2 Cazul cuptorului cu strat de aer între șarjă și capac

### 2.5.2.1 Modelul fizic de studiu

Modelul fizic de studiu este reprezentat de cuptorul de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR, în creuzetul căruia este plasat semifabricatul de oțel OLC 45 ( $d_2 = 180 \text{ mm}$ ,  $h_2 = 375 \text{ mm}$ ); în acest caz capacul cuptorului este realizat din același material ca și creuzetul (cuarțită) și are o grosime ( $40 \text{ mm}$ ) mai mică decât în situația anterioară ( $65 \text{ mm}$ ). În aceste condiții, între semifabricatul de oțel și capacul cuptorului există un strat de aer, cu grosimea de  $25 \text{ mm}$ . Pentru a reduce pierderile termice, peste capac este prevăzut un strat de azbest cu grosimea de  $5 \text{ mm}$ .

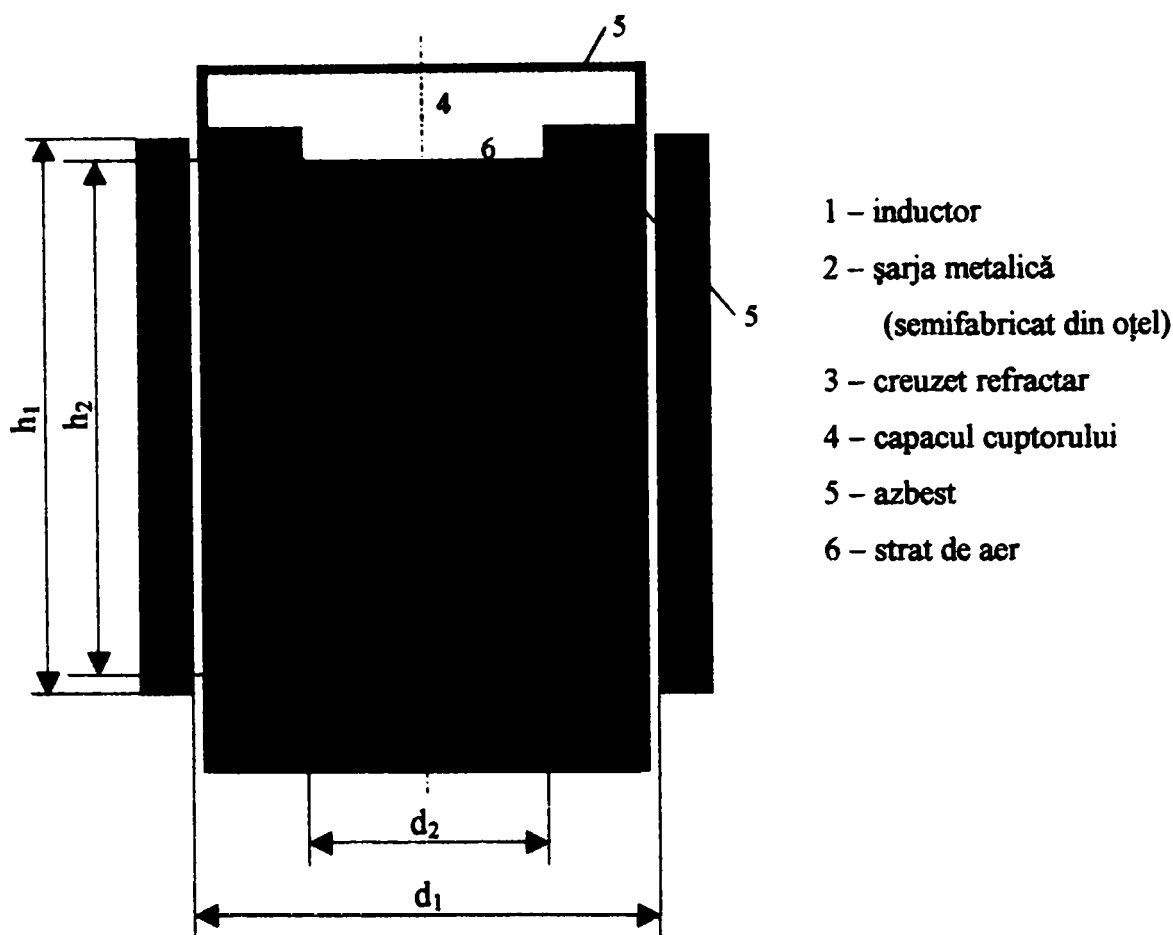


Fig. 2.42 Modelul simplificat de studiu.

Stratul de aer de sub capacul cuptorului de inducție cu creuzet face posibil transferul termic prin radiație (în special la temperaturi peste  $800^\circ\text{C}$ ) de la materialul procesat, spre capac și apoi spre mediul ambiant. Din acest motiv, pierderile termice sunt mai mari în acest caz față de cazul cuptorului fără strat de aer sub capac.

Radiația termică între semifabricatul de oțel supus încălzirii și capac (prin stratul de aer) poate fi modelată (emulată) printr-o conductivitate termică echivalentă a stratului de aer, dependentă pronunțat de temperatură [161].

2.5.2.1.1 Modelarea radiației termice între semifabricatul de oțel și capacul cuptorului [161]

Se consideră două corpuri, A și B ( $T_A > T_B$ ) între care există un transfer termic prin radiație. Fluxul termic transmis prin radiație se poate exprima cu ajutorul relației:

$$\Phi_r = A \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{st} (T_A^4 - T_B^4) [W], \quad (2.52)$$

unde:  $A$  - reprezintă suprafața pe care se face transferul termic prin radiație, [ $m^2$ ];

$\varepsilon$  - este emisivitatea;

$\sigma_{st}$  - este constanta lui Stefan-Boltzmann,  $\sigma_{st} = 5,67 \cdot 10^{-8} W / m^2 \cdot K^4$ ,

$T_A = T_s [K]$  (temperatura suprafeței exterioare a corpului radiant A);

$T_B = T_{rad} [K]$  (temperatura corpului B se consideră temperatura mediului ambiant).

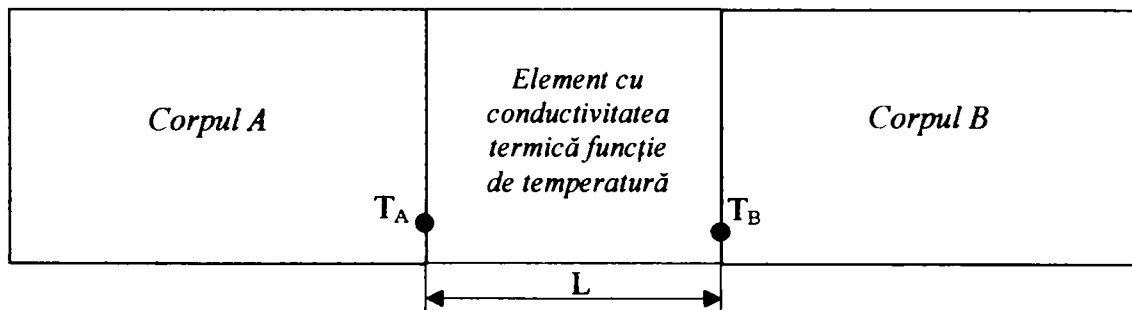


Fig. 2.43 Radiația termică între două corpuri.

În cazul existenței unei conducții termice unidirecționale între cele două corpuri, fluxul termic se poate exprima prin relația:

$$\Phi_c = -A \cdot \lambda \cdot gradT = -A \cdot \lambda \frac{dT}{dx} = A \cdot \lambda \frac{\Delta T}{L} [W], \quad (2.53)$$

unde:  $\lambda$  - reprezintă conductivitatea termică a mediului prin care se face transferul termic de la corpul A spre corpul B, [ $W/m \cdot grad$ ];

$L$  - este distanța dintre cele două corpuri, [ $m$ ];

$$\Delta T = T_A - T_B, [K]. \quad (2.54)$$

Radiația termică între corpurile A și B se poate modela printr-o conducție termică echivalentă impunând ca fluxul termic transmis prin radiație,  $\Phi_r$ , să fie egal cu fluxul termic transmis prin conducție,  $\Phi_c$ :

$$A \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{st} (T_A^4 - T_B^4) = A \cdot \lambda \frac{\Delta T}{L}. \quad (2.55)$$

Ținând cont de relația (2.54) și de faptul că:

$$T_A^4 - T_B^4 = (T_A^2 + T_B^2)(T_A^2 - T_B^2) = (T_A^2 + T_B^2)(T_A + T_B)(T_A - T_B), \quad (2.56)$$

$$\text{respectiv } \Delta T = T_A - T_B = T_s - T_{rad}, \quad (2.57)$$

condiția (2.55) devine:

$$A \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{st} (T_s^2 + T_{rad}^2)(T_s + T_{rad})(T_s - T_{rad}) = A \cdot \lambda \frac{T_s - T_{rad}}{L}. \quad (2.58)$$

Conductivitatea termică echivalentă rezultă din relația (2.58):

$$\lambda = L \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{st} (T_s^2 + T_{rad}^2) (T_s + T_{rad}). \quad (2.59)$$

Introducând temperatura medie:

$$T_{med} = \frac{T_s + T_{rad}}{2}, \quad (2.60)$$

și aproximând  $T_{med}^2 \cong \frac{T_s^2 + T_{rad}^2}{4}$ , (2.61)

se obține pentru conductivitatea termică echivalentă relația:

$$\lambda \cong 8L \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{st} \cdot T_{med}^3. \quad (2.62)$$

Deci, conductivitatea termică prin care se poate modela radiația termică între corpurile A și B depinde pronunțat de temperatură ( $\lambda \approx T^3$ ).

Pornind de la relația (2.62) ușor modificată:

$$\lambda_{e\text{ staer}} = 22 + 56L \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{st} \cdot T^3 \text{ W/m} \cdot \text{grad}, \quad (2.63)$$

cu ajutorul programului MATLAB, pentru  $L = 0,025 \text{ m}$  și  $\varepsilon = 0,76$ , a rezultat variația cu temperatura a conductivității termice echivalente a stratului de aer de sub capacul cuptorului de inducție (care modelează transferul termic prin radiație între materialul procesat și capac) de forma celei prezentate în Fig. 2.44 - 1. O formă asemănătoare pentru variația conductivității termice echivalente a stratului de aer funcție de temperatură (Fig. 2.44 - 2) se poate obține și cu relația:

$$\lambda_{e\text{ staer}} = 15 + 10 \cdot e^{T/405} \text{ W/m} \cdot \text{grad}. \quad (2.64)$$

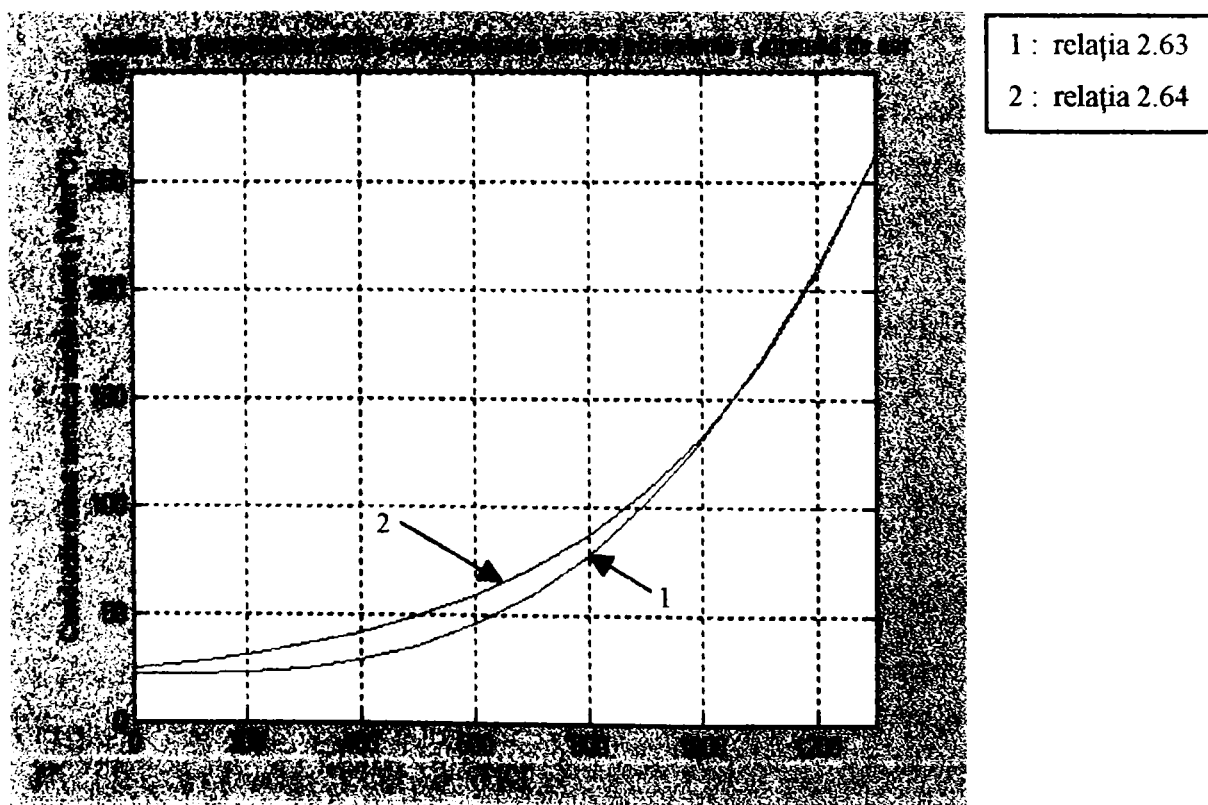
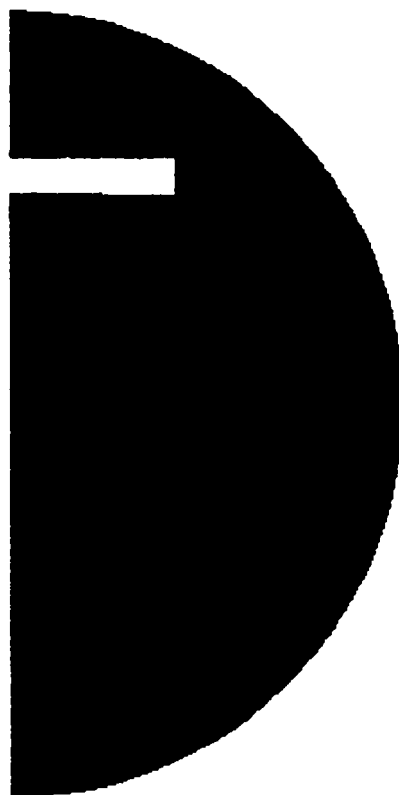


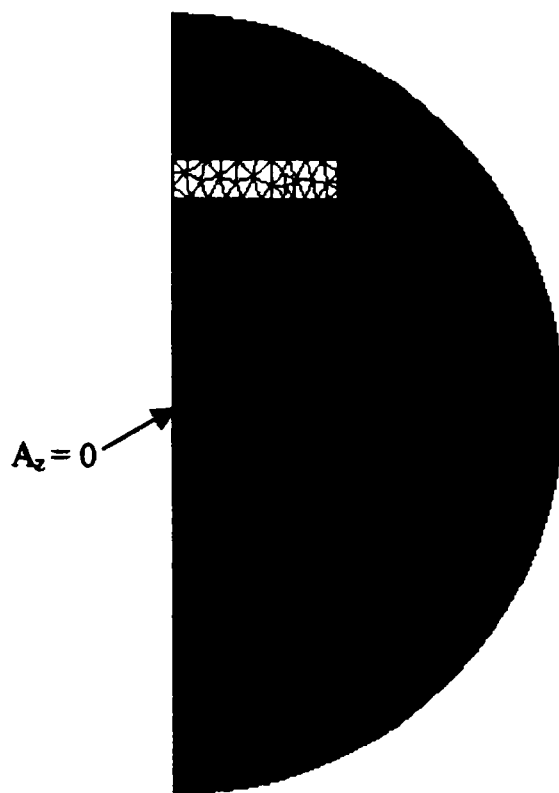
Fig. 2.44 Variația cu temperatura a conductivității termice echivalente a stratului de aer de sub capacul cuptorului de inducție.

### 2.5.2.2 Domeniul de calcul și discretizarea geometrică a acestuia

Având în vedere simetria axială a cuptorului și condițiile diferite de transfer termic spre mediul exterior în partea superioară și cea inferioară a cuptorului (prin capacul cuptorului și prin vatra acestuia), domeniul de calcul al câmpurilor electromagnetice și termice se poate reduce la jumătate din cel prezentat în Fig. 2.42, problema inițială (3D) putând fi analizată într-o variantă (2D).



**Fig. 2.45** Domeniul de calcul al câmpului electromagnetic.



**Fig. 2.46** Discretizarea domeniului de calcul și condițiile de frontieră pentru câmpul electromagnetic.

În figurile 2.46, 2.47 se prezintă rețeaua de discretizare a domeniului de calcul pentru problema electromagnetice și un detaliu privind discretizarea indusului.

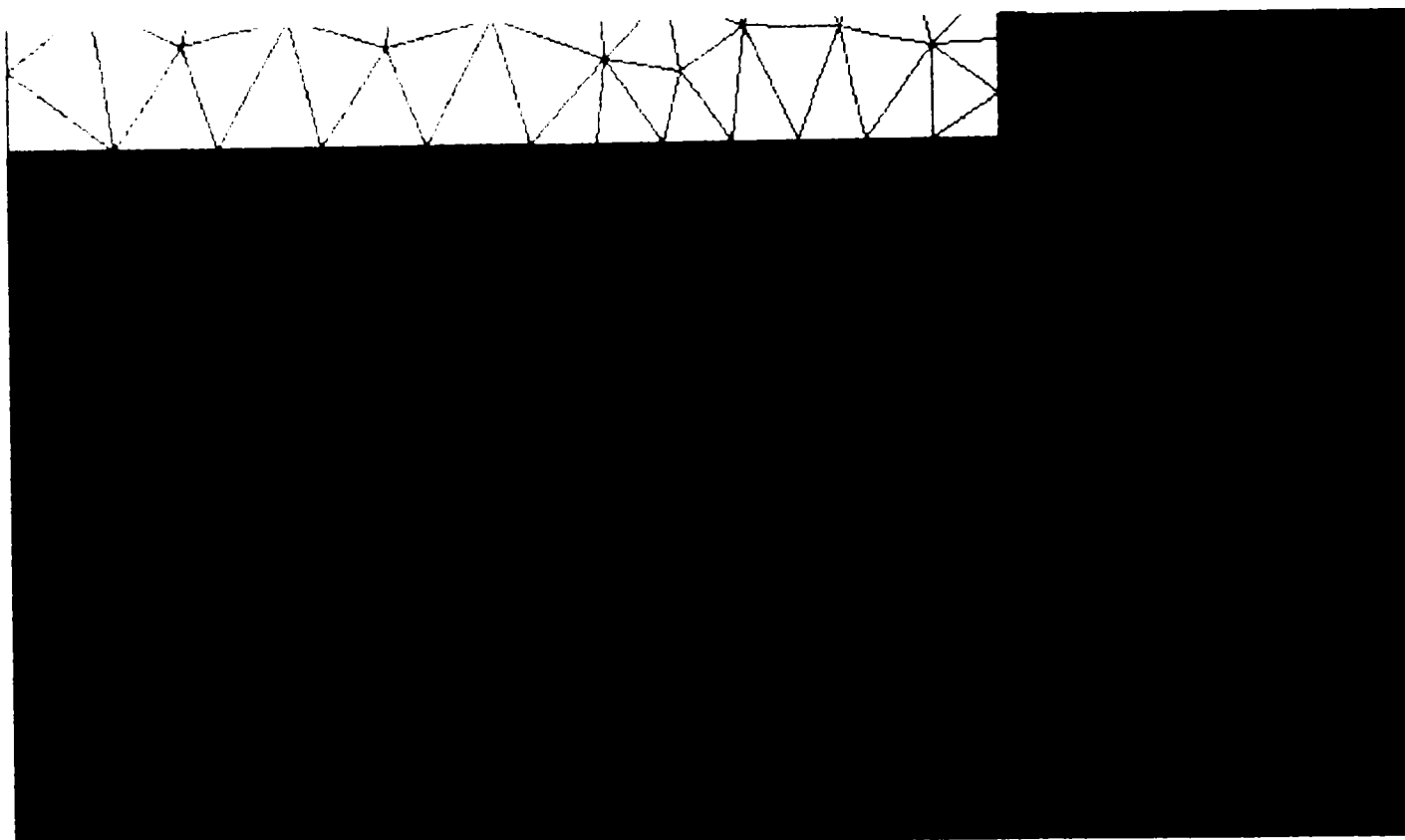


Fig. 2.47 Detaliu privind discretizarea indusului (șarja cuptorului).

În cadrul modelului de studiu au fost definite următoarele regiuni (*surfaces*):

■ inductor ; ■ creuzet; ■ indus;    capac; ■ strat\_aer; ■ azbest; ■ aer (mediul ambiant), regiunea infinită și două suprafețe pe care există schimb termic (*shell regions*):

- *convcapac* , care modelează convecția termică capac-aer;
- *convazb* , care modelează convecția termică azbest-aer.

### 2.5.2.3 Definirea proprietăților fizice ale materialelor utilizate

Regiunilor ■ inductor ; ■ creuzet; ■ indus ; ■ azbest; ■ aer și celor două suprafețe pe care există schimb termic prin convecție cu mediul ambiant li s-au atașat materialele corespunzătoare, împreună cu proprietățile electrice, magnetice și termice definite anterior în paragraful 2.5.1.3. Pentru regiunile    capac și ■ strat\_aer, materialele atașate și proprietățile electrice, magnetice, respectiv termice, se prezintă în continuare [22; 161]:

*capac - cuarțită* : - permeabilitate magnetică relativă  $\mu_r = 1$ ;

- conductivitate termică  $\lambda = 0,362(1 + 3,35 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m \cdot grd$  ;

- căldură specifică volumică  $cp = 0,4 \cdot 10^7 (1 + 0,7 \cdot 10^{-3} \cdot T) J / m^3 \cdot \text{grad} ;$

■ *strat\_aer - staer* : - permeabilitate magnetică relativă  $\mu_r = 1 ;$

- conductivitate termică echivalentă  $\lambda_{e \text{ staer}} = 15 + 10 \cdot e^{T/405} W / m \cdot \text{grad} .$

### 2.5.2.4 Definierea condițiilor de frontieră

Pentru analiza câmpului electromagnetic au fost stabilite **condiții de frontieră** (Fig. 2.46) de tip Dirichlet ( $A_r = 0$ ) în axa de rotație (simetria fiind axială), iar în cazul regiunii infinite condițiile de frontieră au fost generate automat.

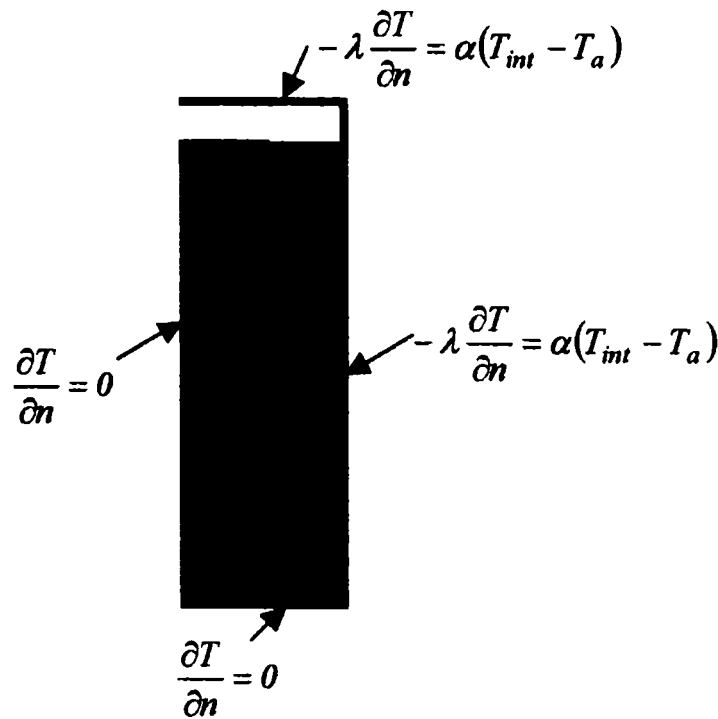
Pentru problema termică, domeniul de calcul este cel prezentat în Fig. 2.48. **Condițiile de frontieră** pentru problema termică sunt de tip Neumann:

- omogene  $\frac{\partial T}{\partial n} = 0 ;$

- neomogene  $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = \alpha(T_{int} - T_a),$

unde  $T_a$  reprezintă temperatura mediului ambiant.

În studiul efectuat s-a analizat cazul alimentării la curent constant a inductorului ( $I = 1810 A$ , valoare efectivă), frecvența tensiunii de alimentare fiind  $f = 2500 Hz$ .

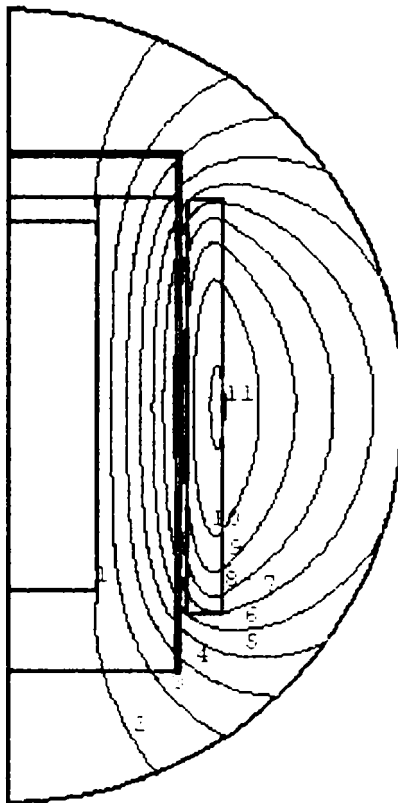


**Fig. 2.48** Domeniul de calcul pentru problema termică și condițiile de frontieră.

### 2.5.2.5 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului electromagnetic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR

În figura 2.49 se prezintă liniile de câmp magnetic la începutul și la sfârșitul procesului de încălzire a semifabricatului de oțel, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D.

FLUX2D 7.40/4 IND20\_H 06/10/04 09:45 Display Isovalues Equi flux T = 0 s, Phase : 0 deg.



FLUX2D 7.40/4 IND20\_H 06/10/04 09:47 Display Isovalues Equi flux T = 2700 s, Phase : 0 deg.

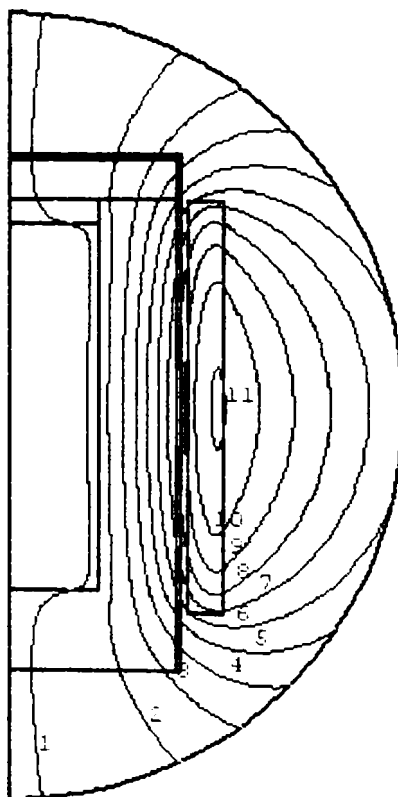


Fig. 2.49 Liniile de câmp magnetic începutul și la finalul încălzirii semifabricatului de oțel.

În figurile 2.50 - 2.73 se prezintă distribuția intensității câmpului magnetic, a densității curenților turbionari și a densității volumice a puterii induse în materialul procesat, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D în cazul cuptorului cu strat de aer între șarjă și capac.

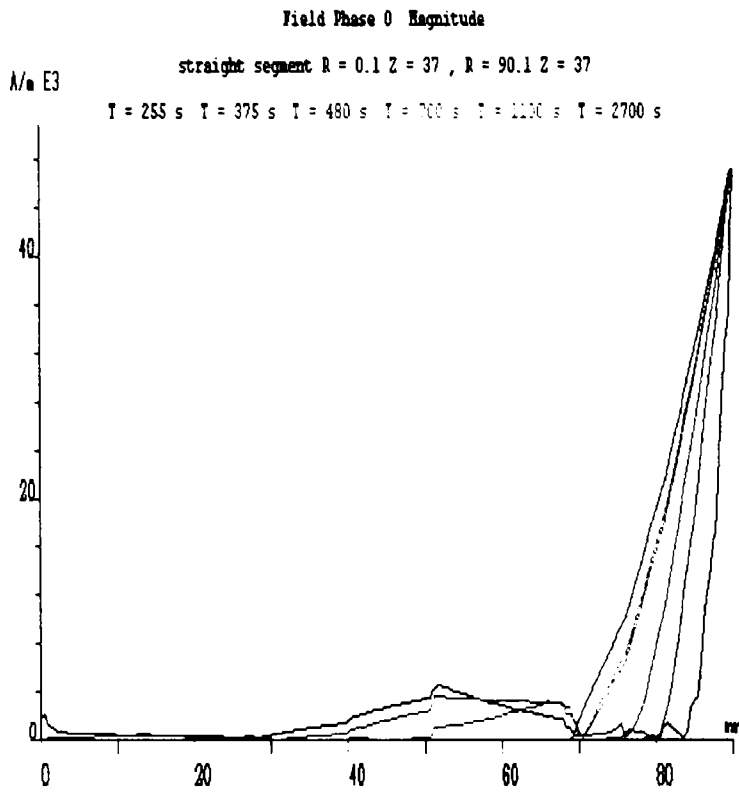


Fig. 2.50

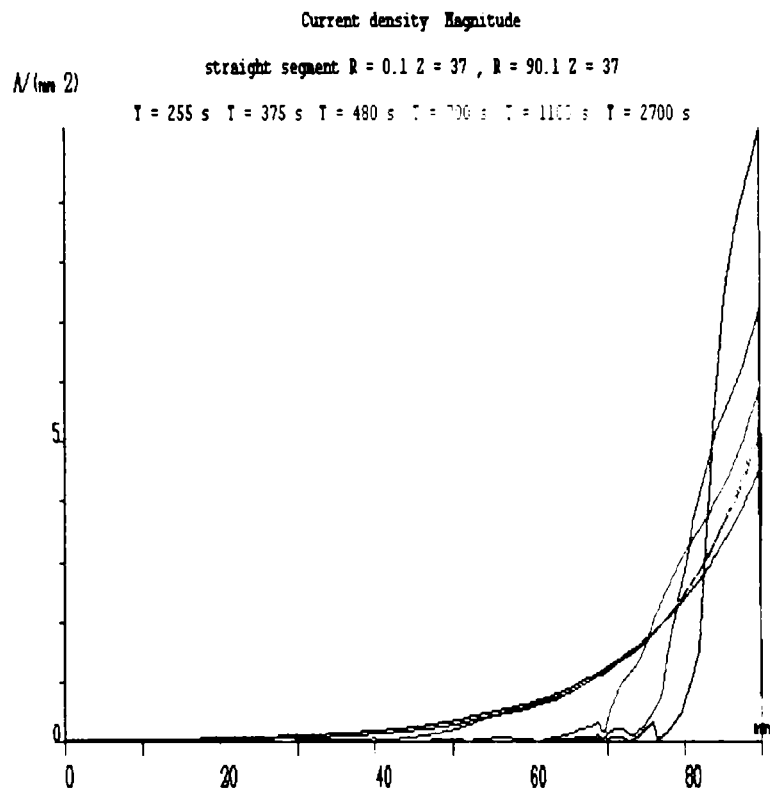


Fig. 2.51

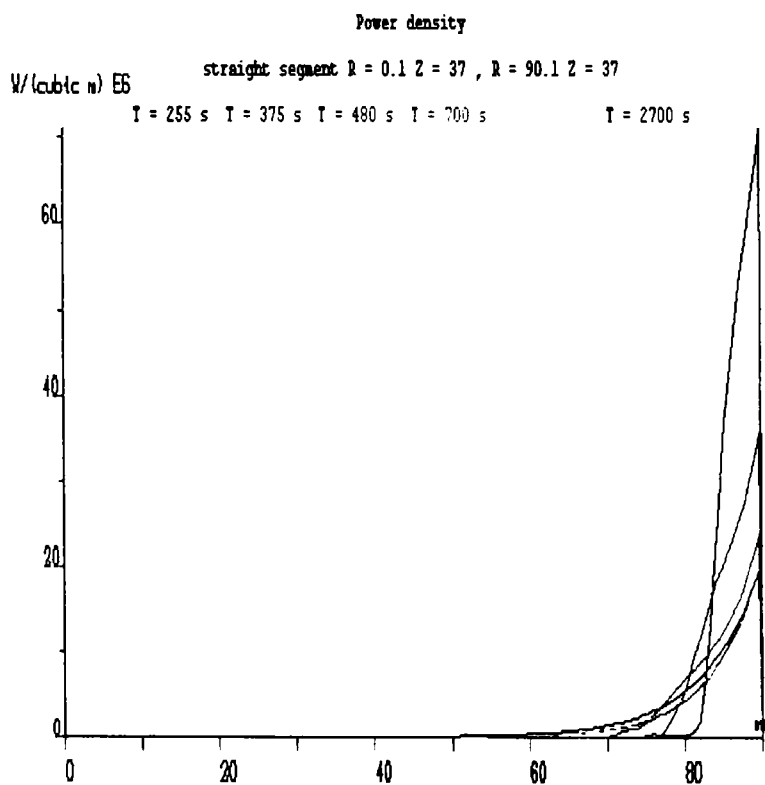


Fig. 2.52

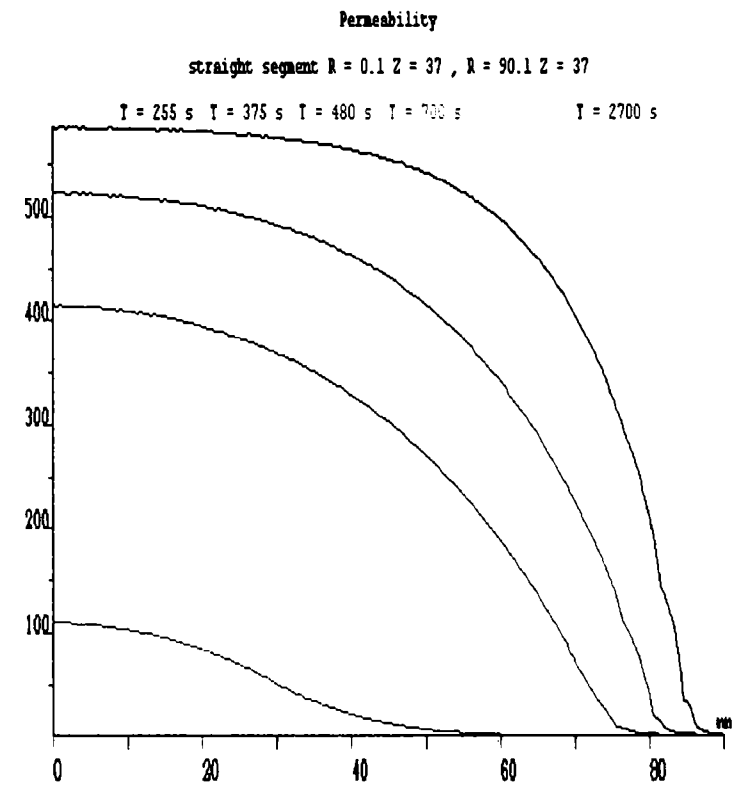


Fig. 2.53



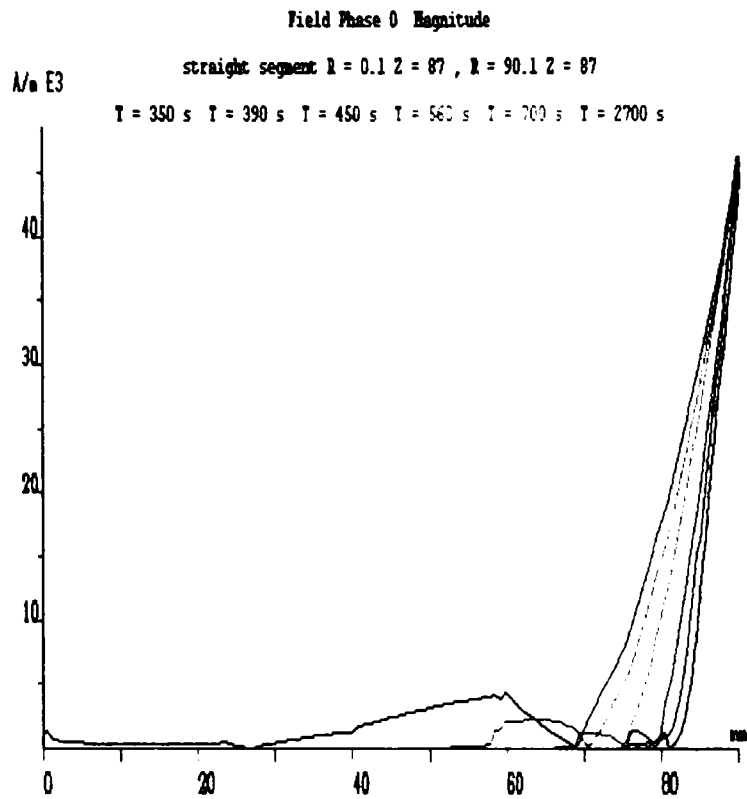


Fig. 2.54

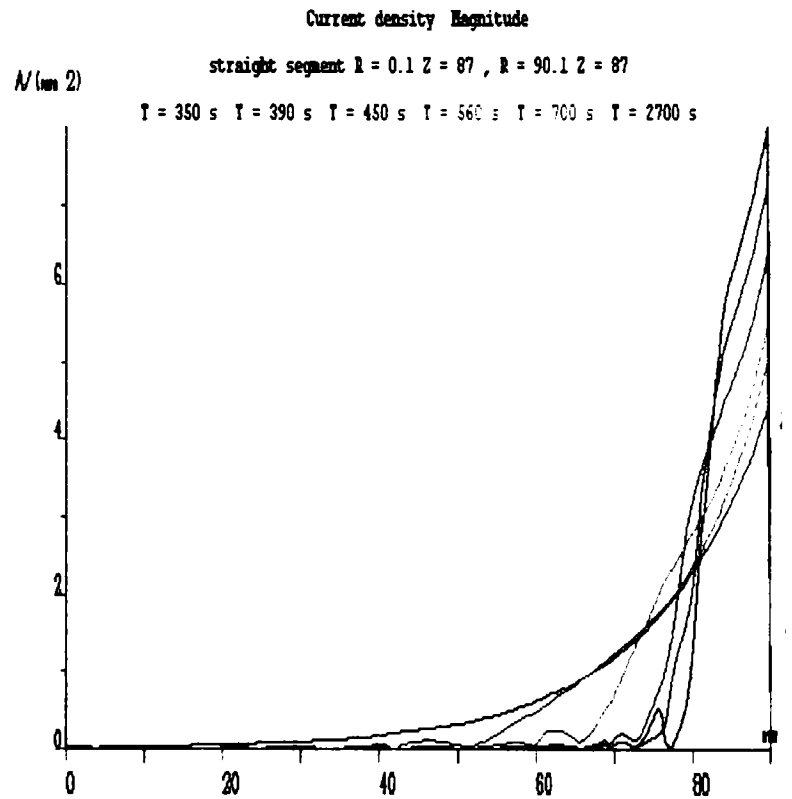


Fig. 2.55

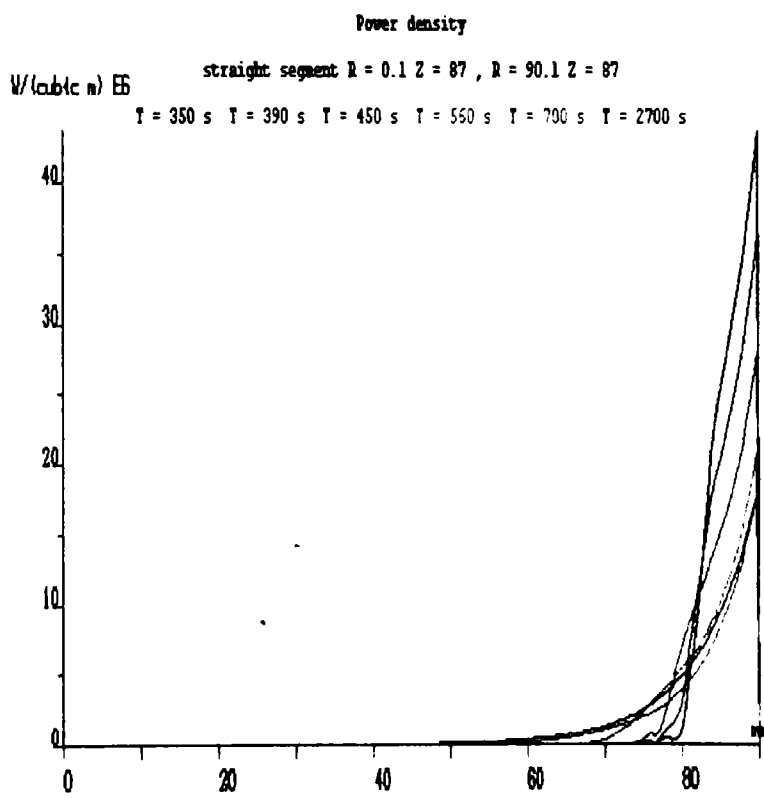


Fig. 2.56

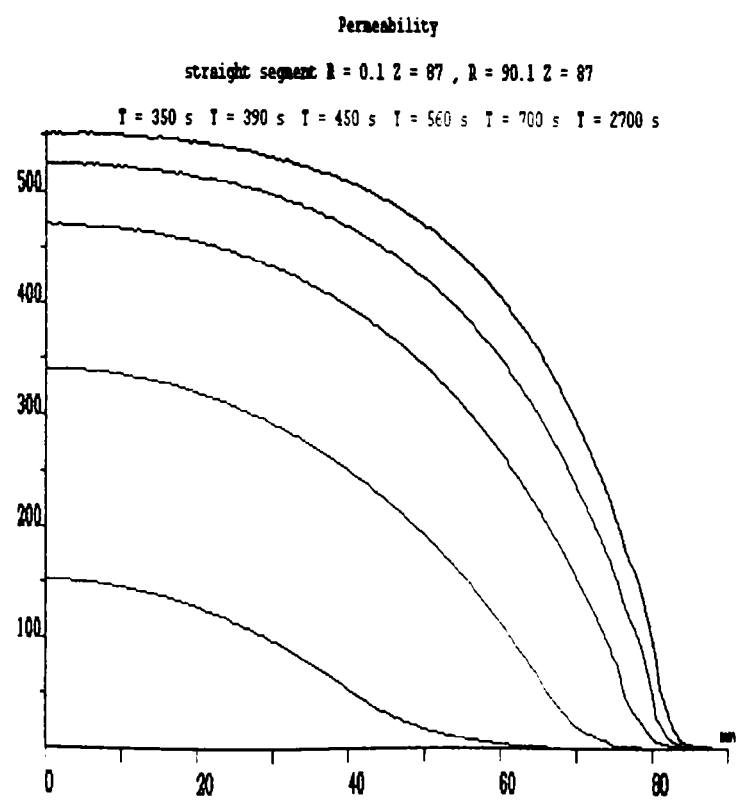


Fig. 2.57

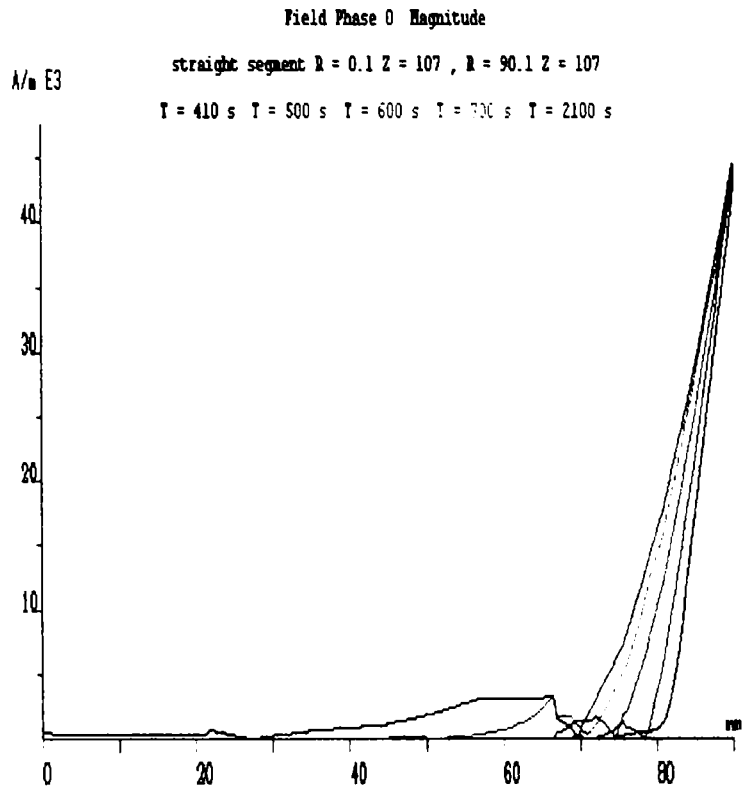


Fig. 2.58

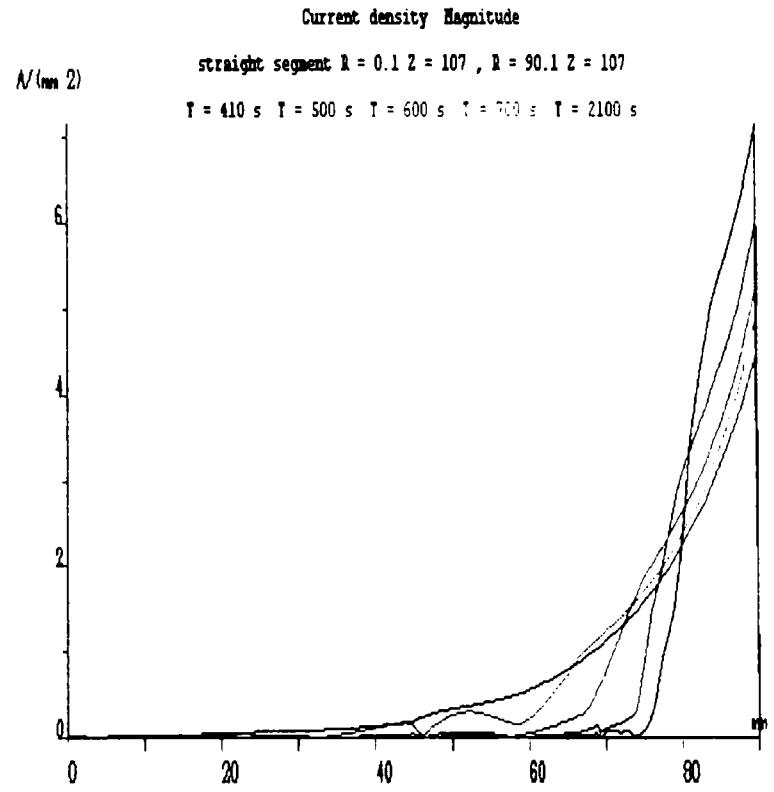


Fig. 2.59

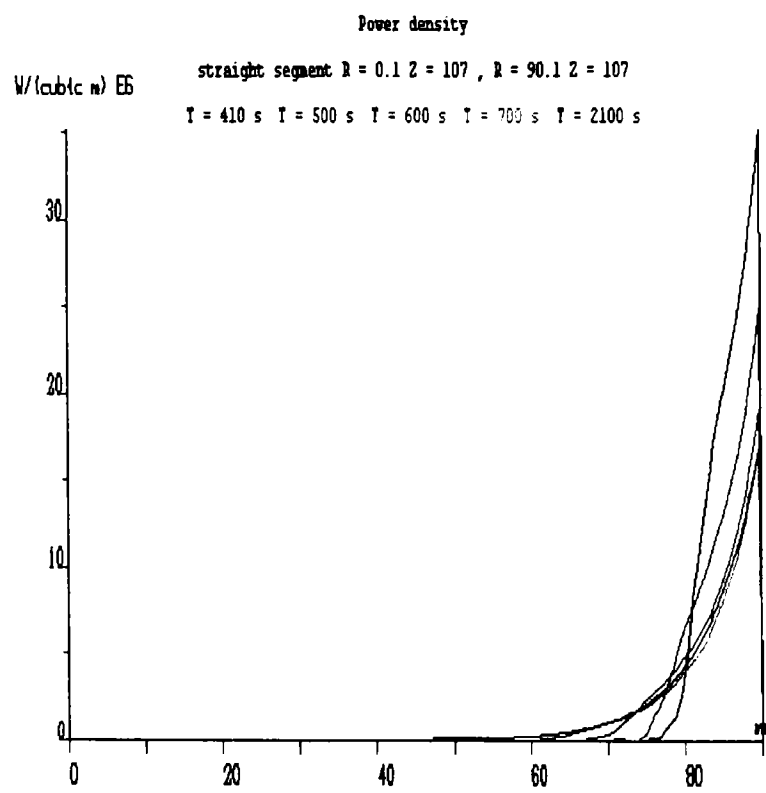


Fig. 2.60

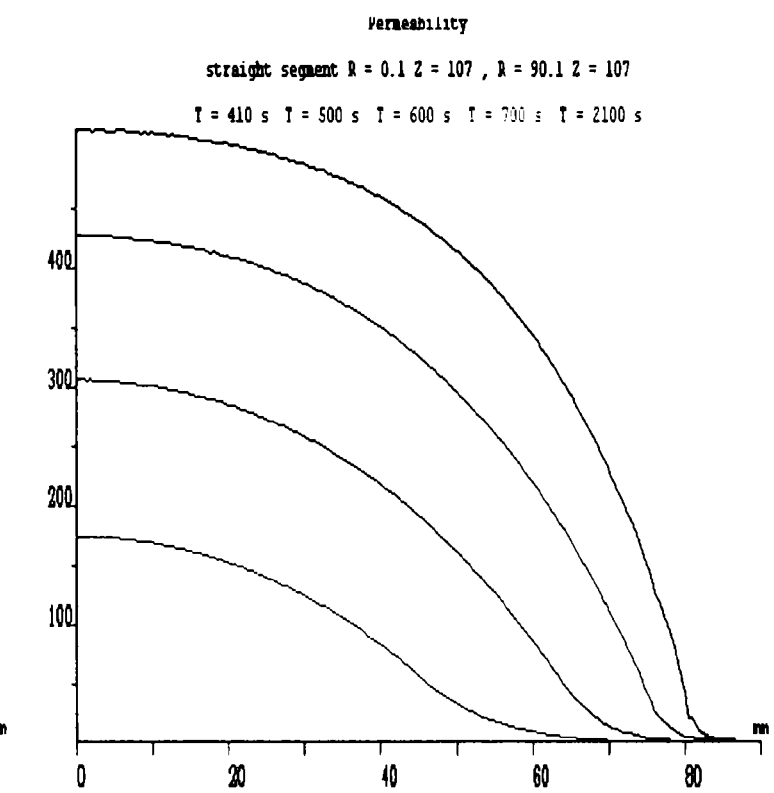


Fig. 2.61

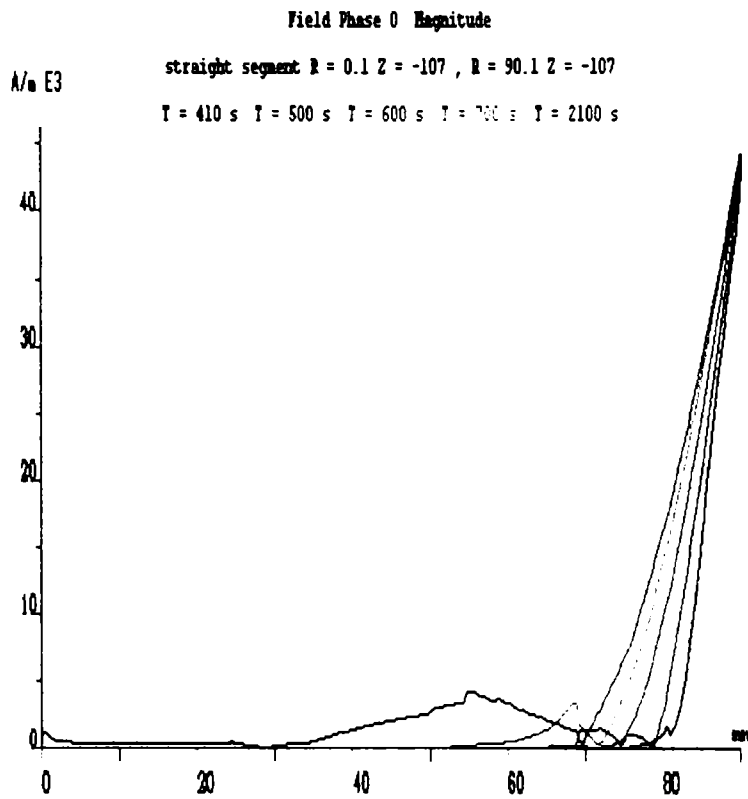


Fig. 2.62

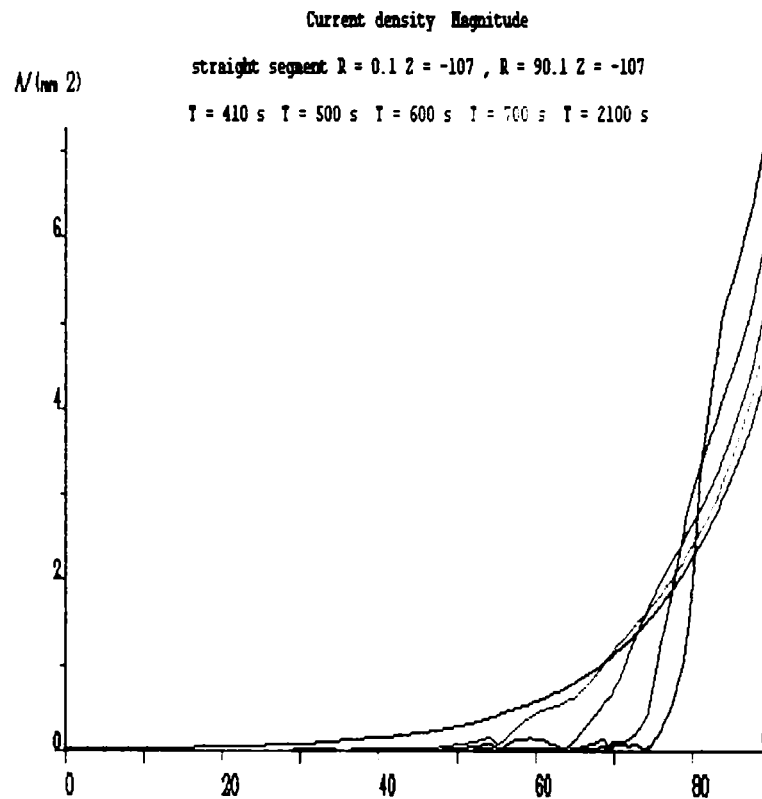


Fig. 2.63

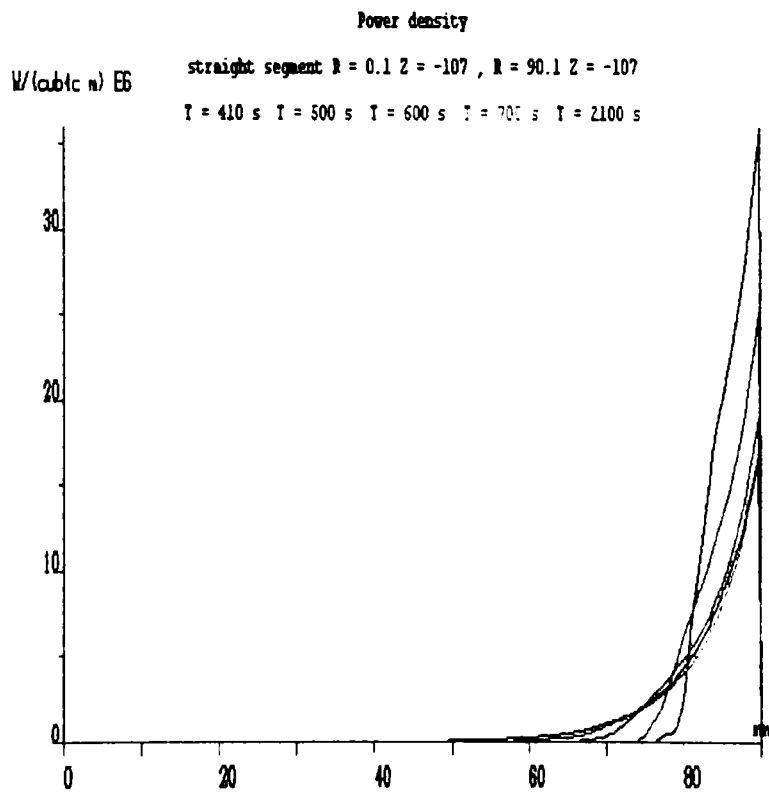


Fig. 2.64

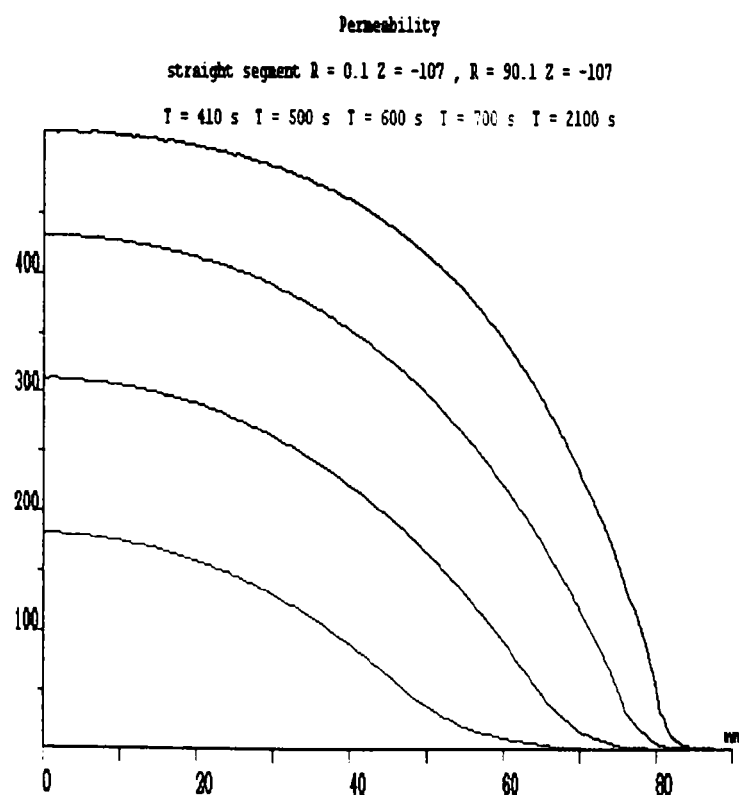
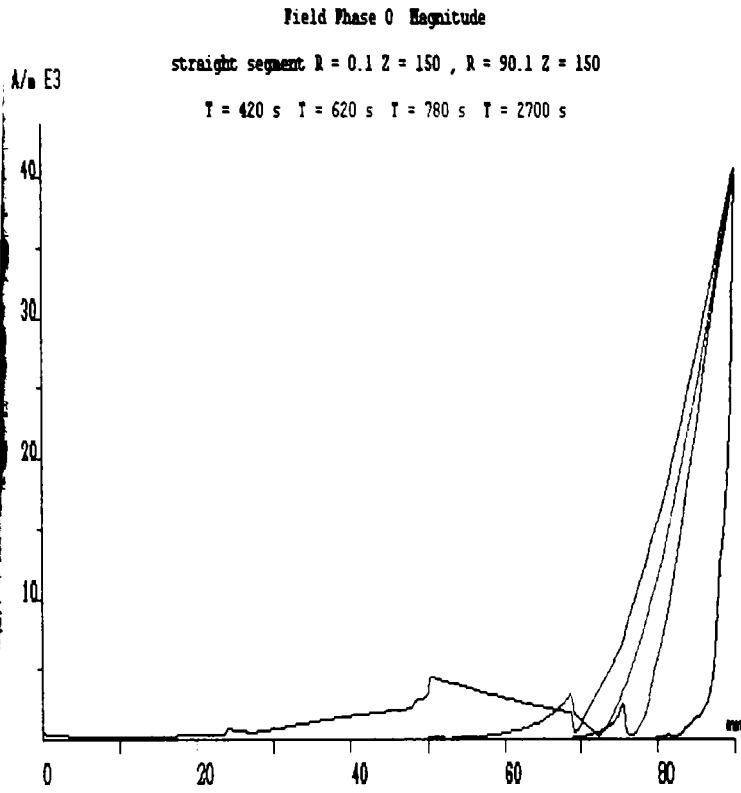
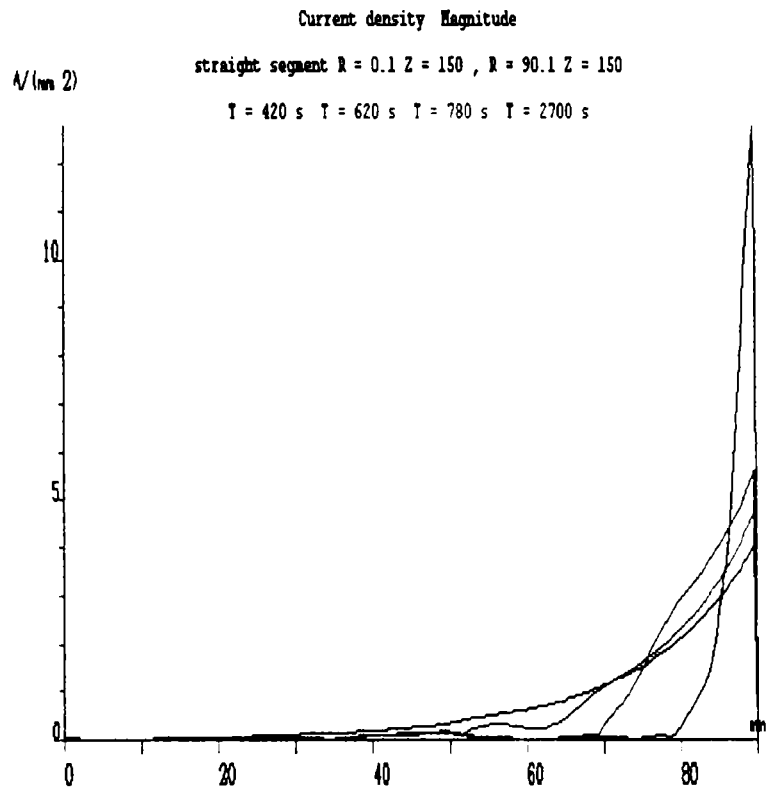


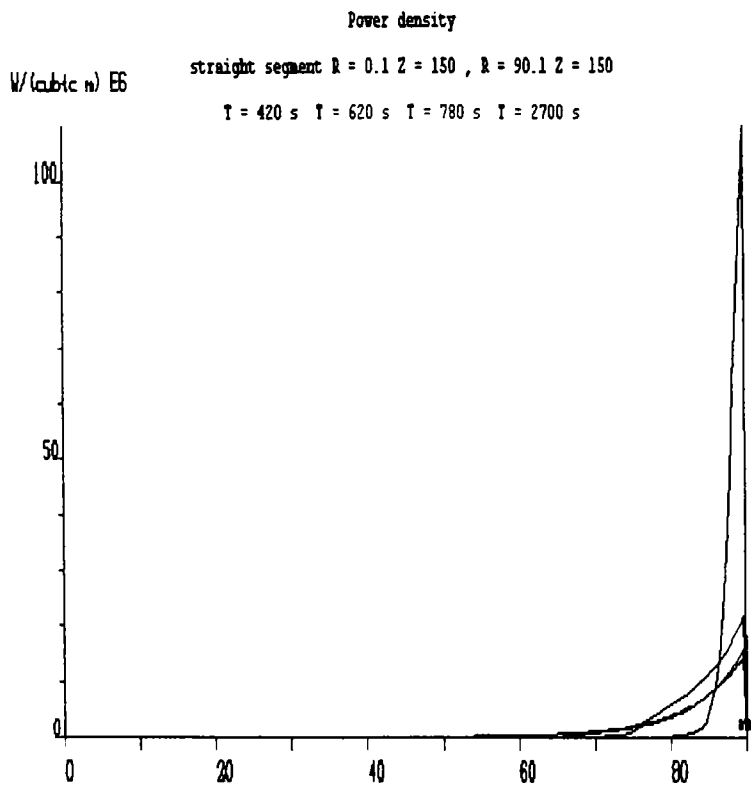
Fig. 2.65



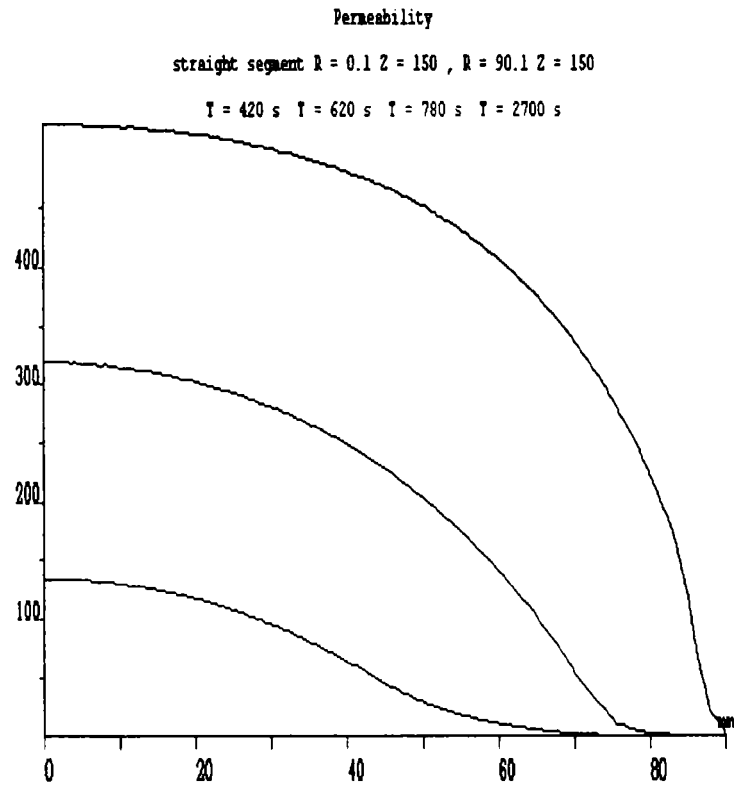
**Fig. 2.66**



**Fig. 2.67**



**Fig. 2.68**



**Fig. 2.69**

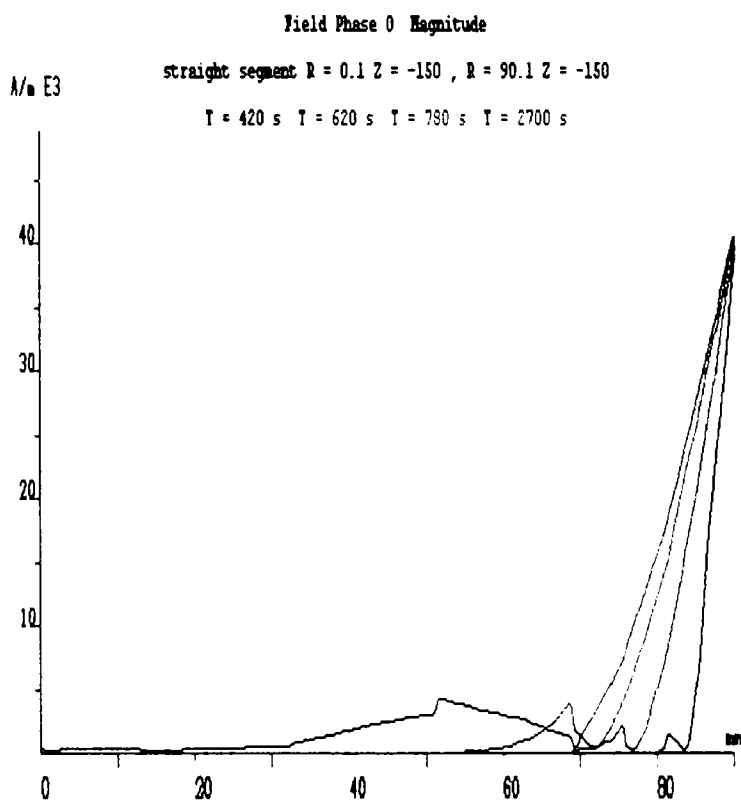


Fig. 2.70

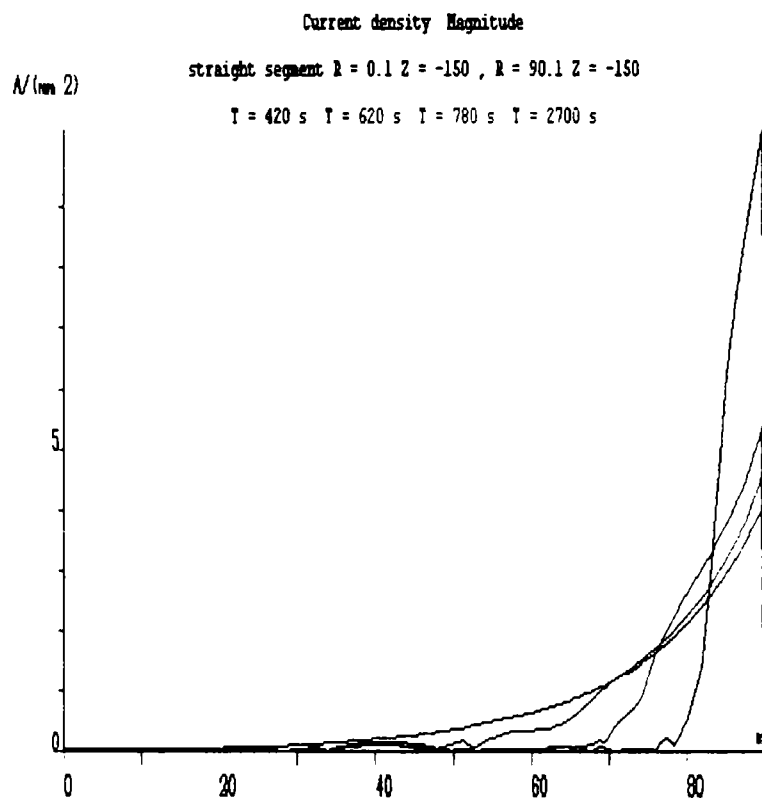


Fig. 2.71

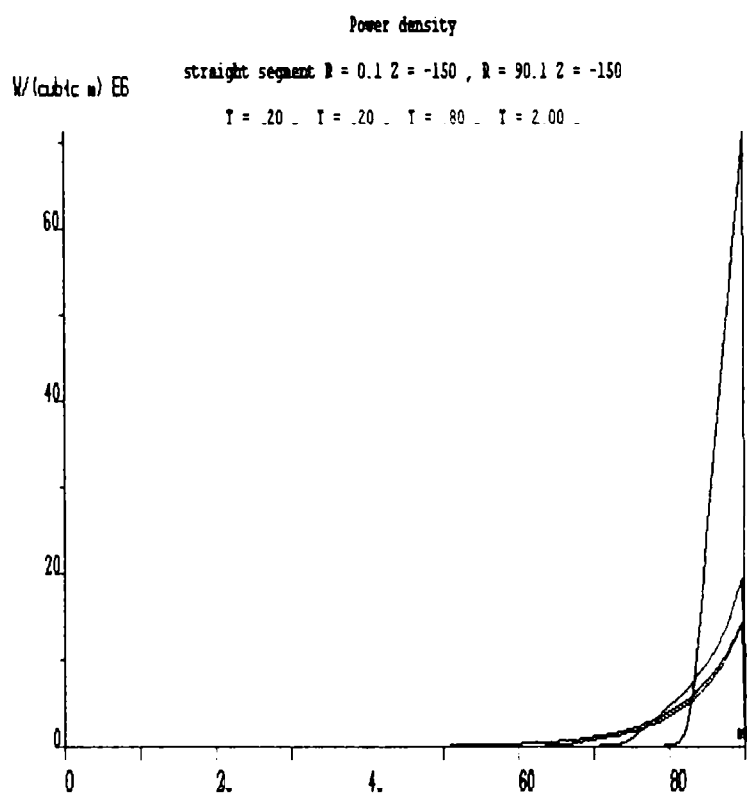


Fig. 2.72

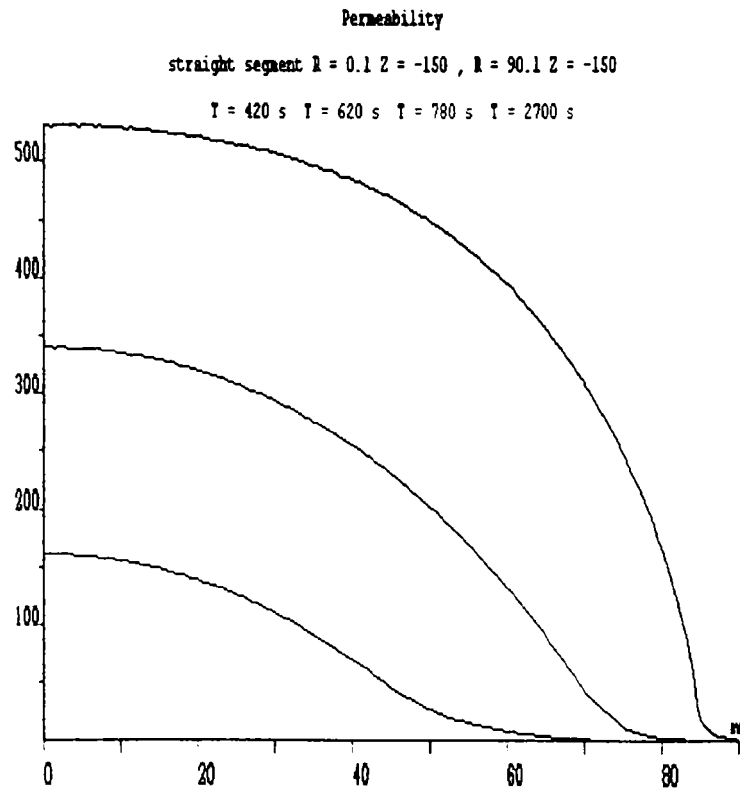


Fig. 2.73

### 2.5.2.6 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR

În figurile 2.74 - 2.93 se prezintă distribuția temperaturii în semifabricatul de oțel la diverse momente de timp ale încălzirii acestuia, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D.

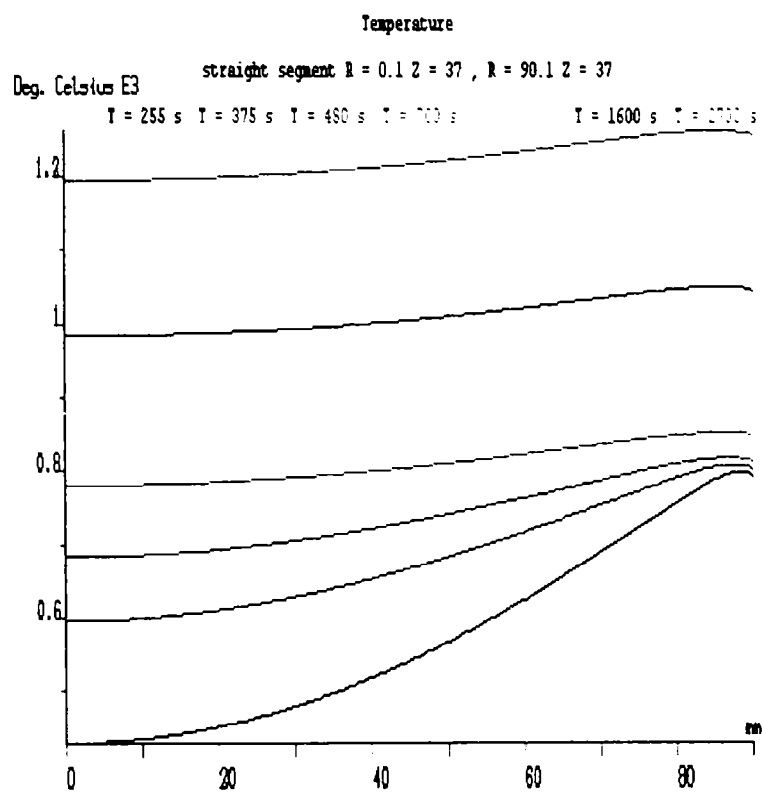


Fig. 2.74

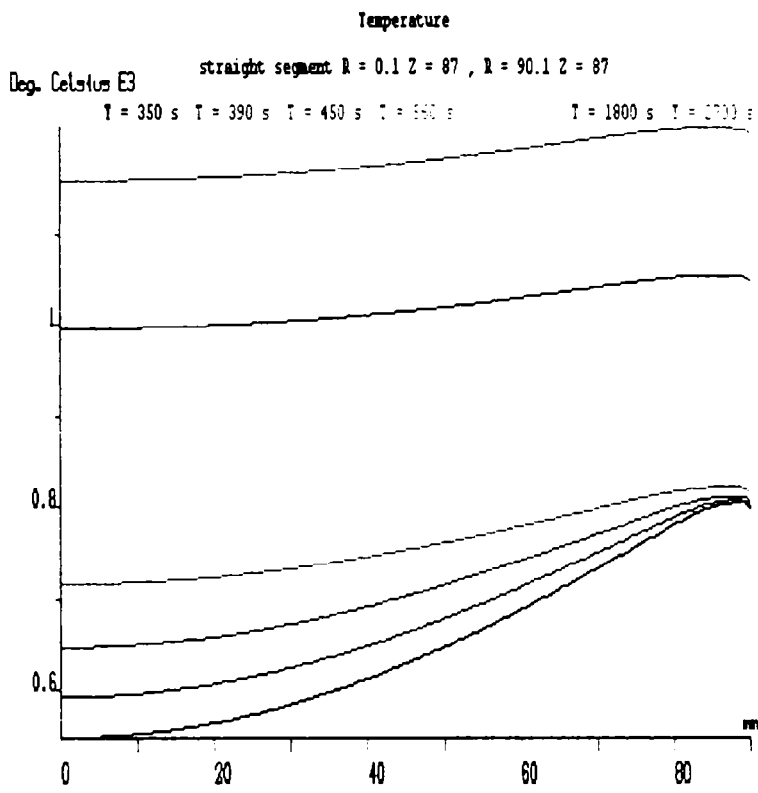


Fig. 2.75

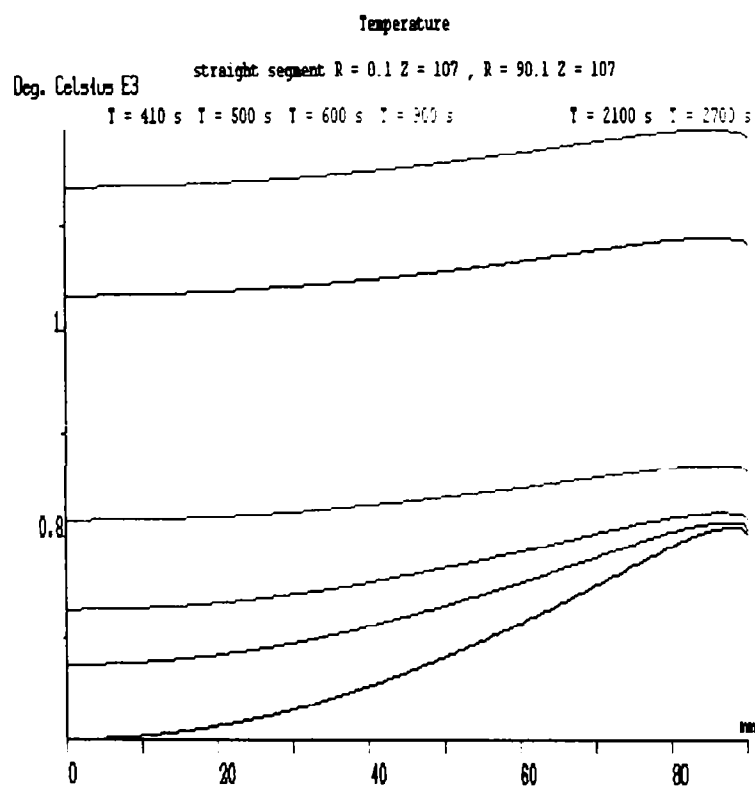


Fig. 2.76

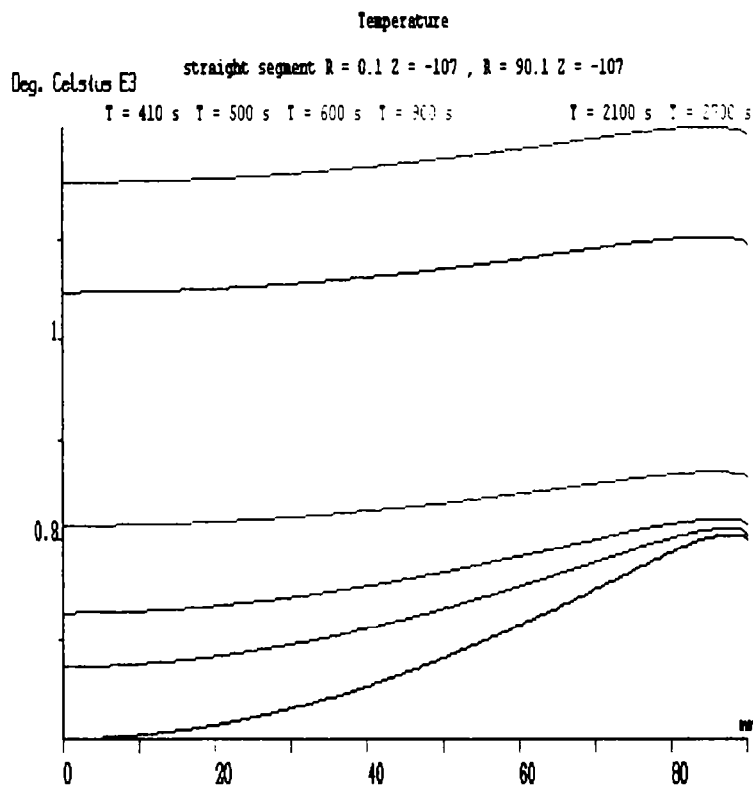


Fig. 2.77

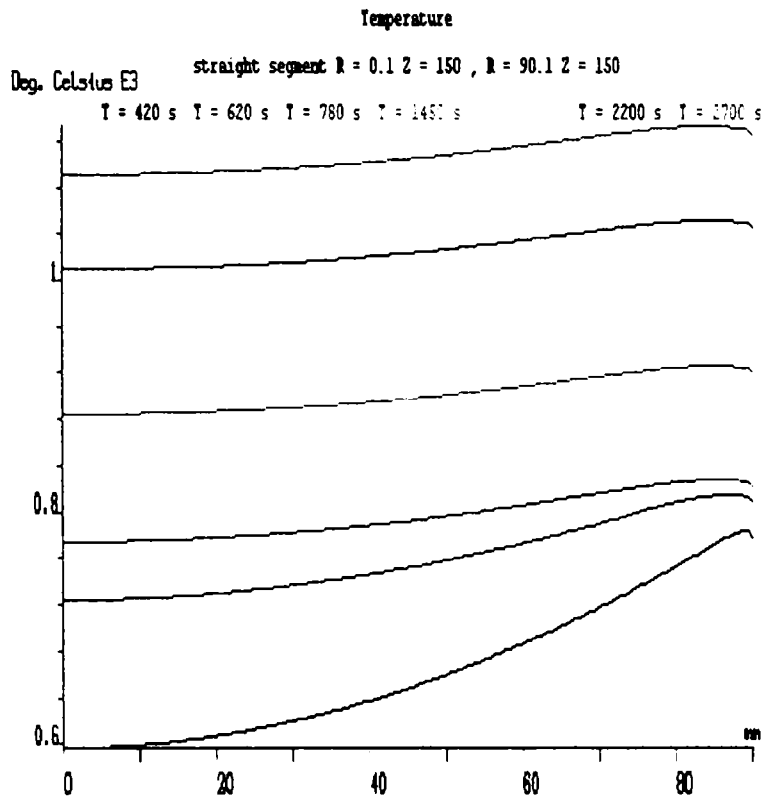


Fig. 2.78

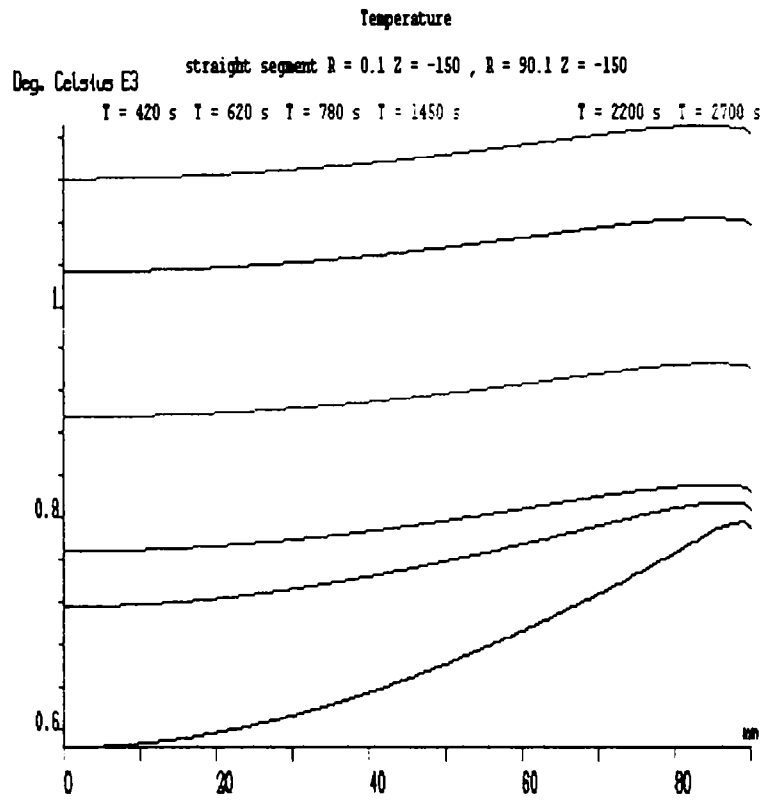


Fig. 2.79

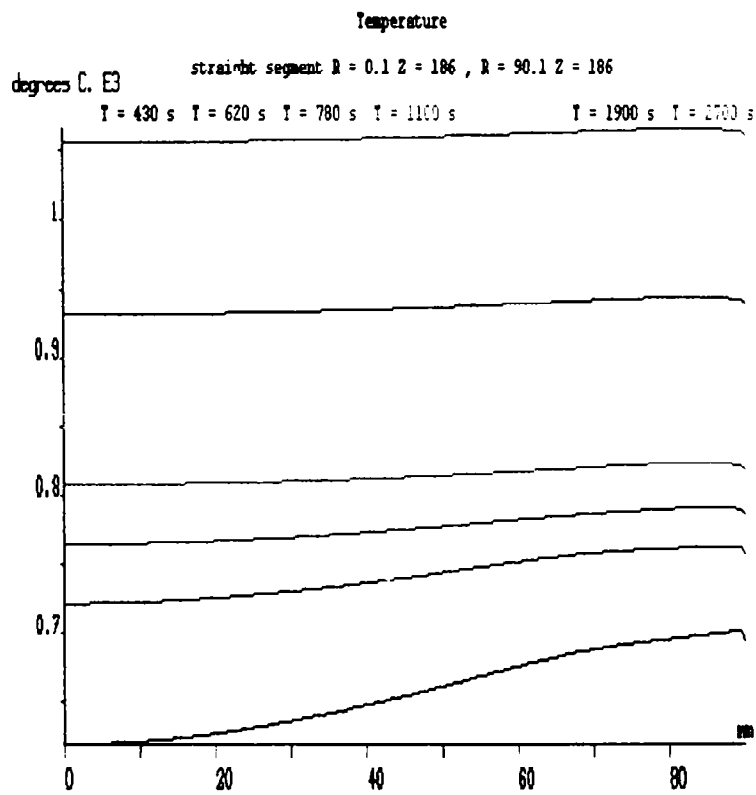


Fig. 2.80

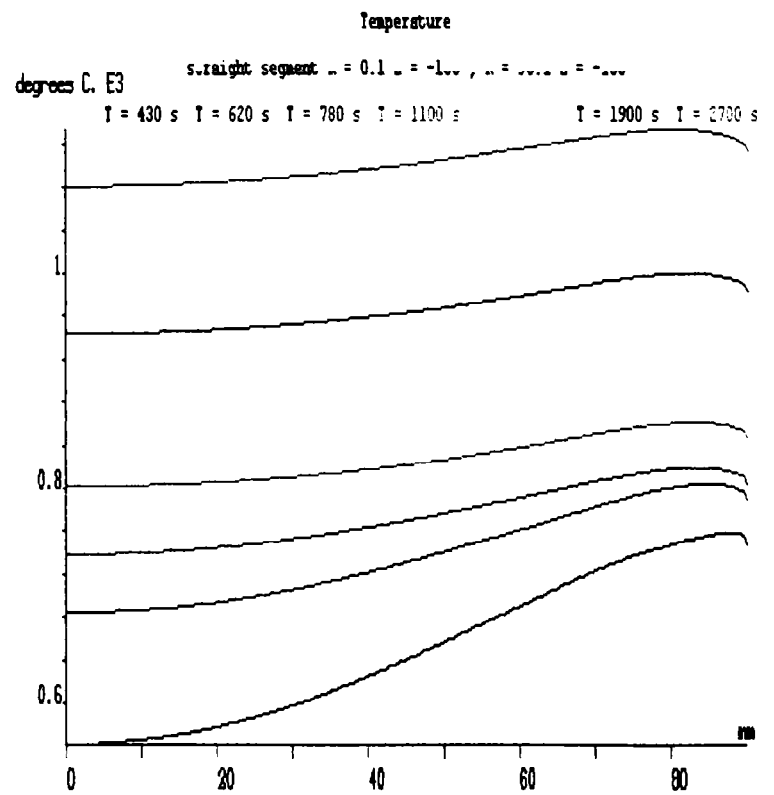


Fig. 2.81

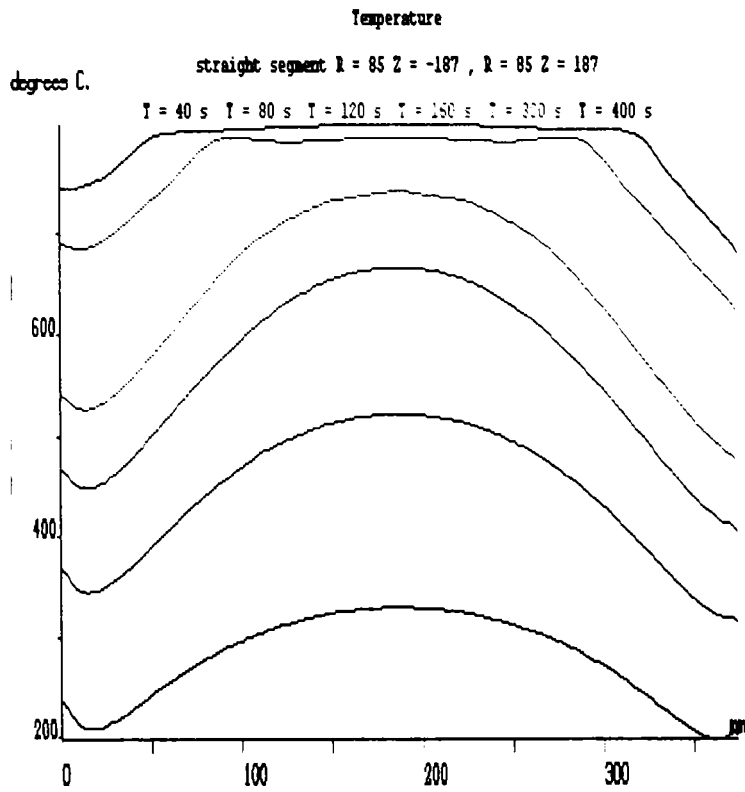


Fig. 2.82

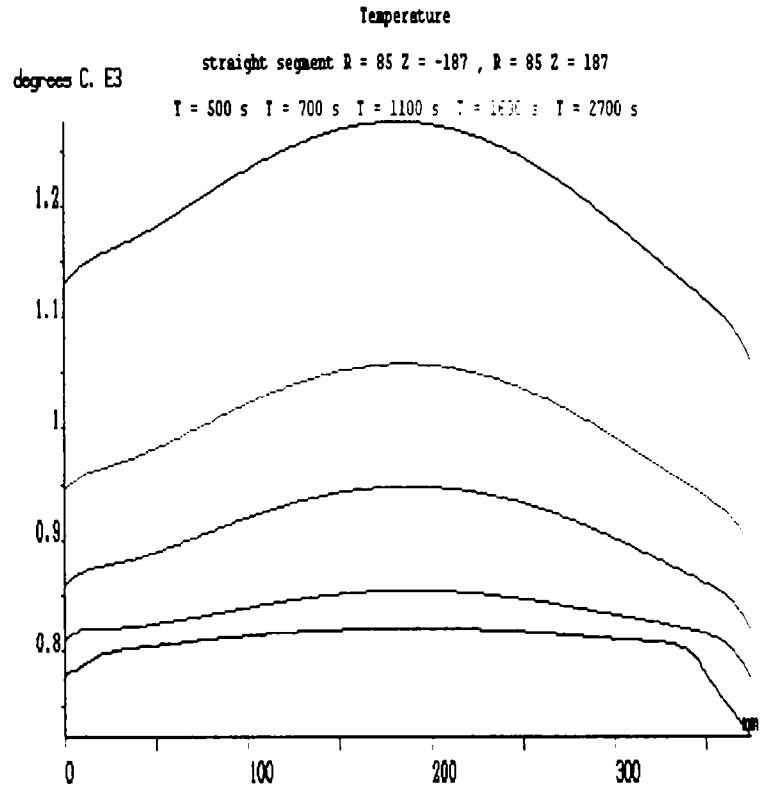


Fig. 2.83

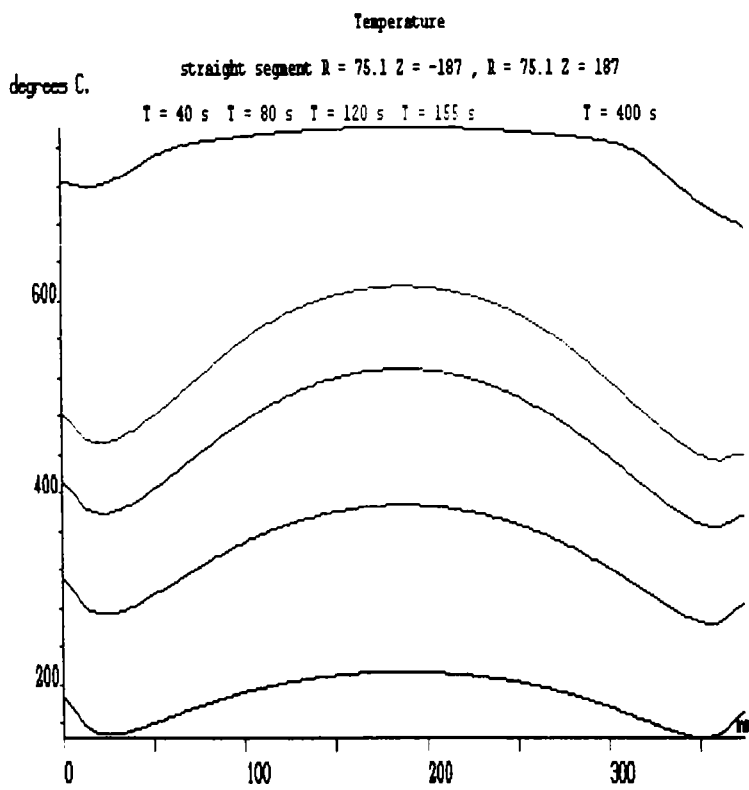


Fig. 2.84

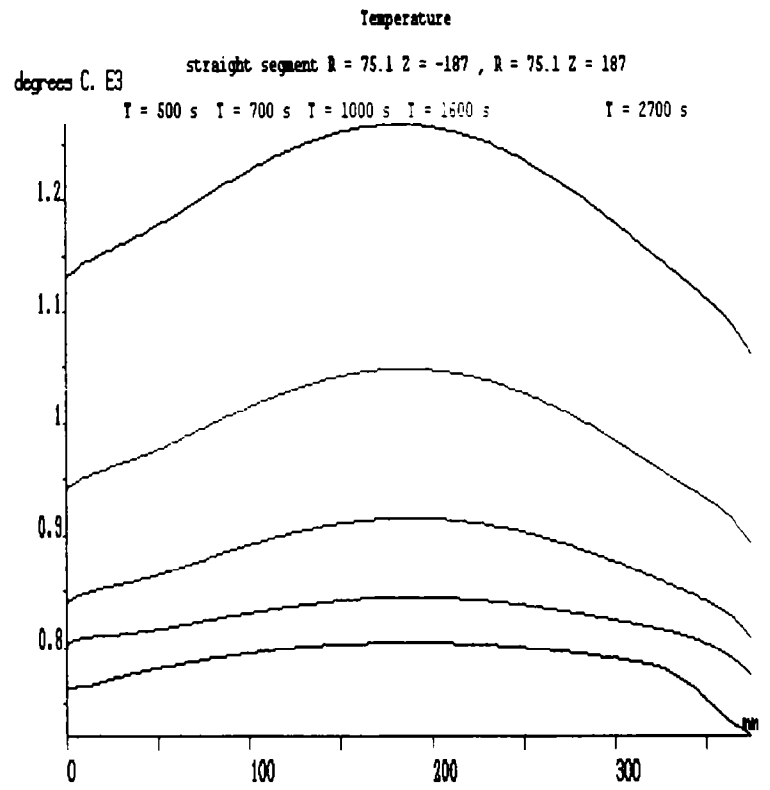


Fig. 2.85



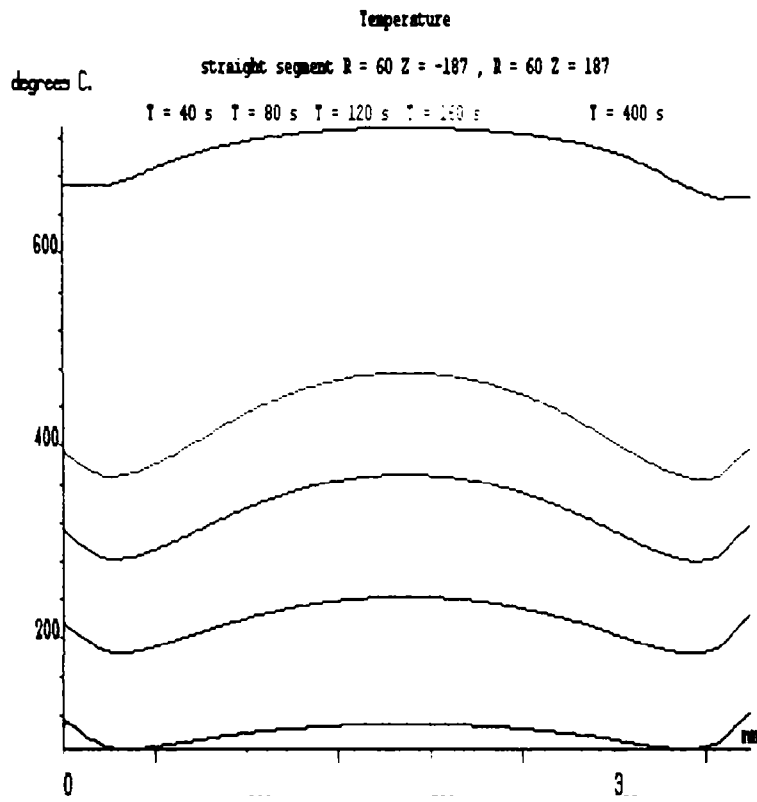


Fig. 2.86

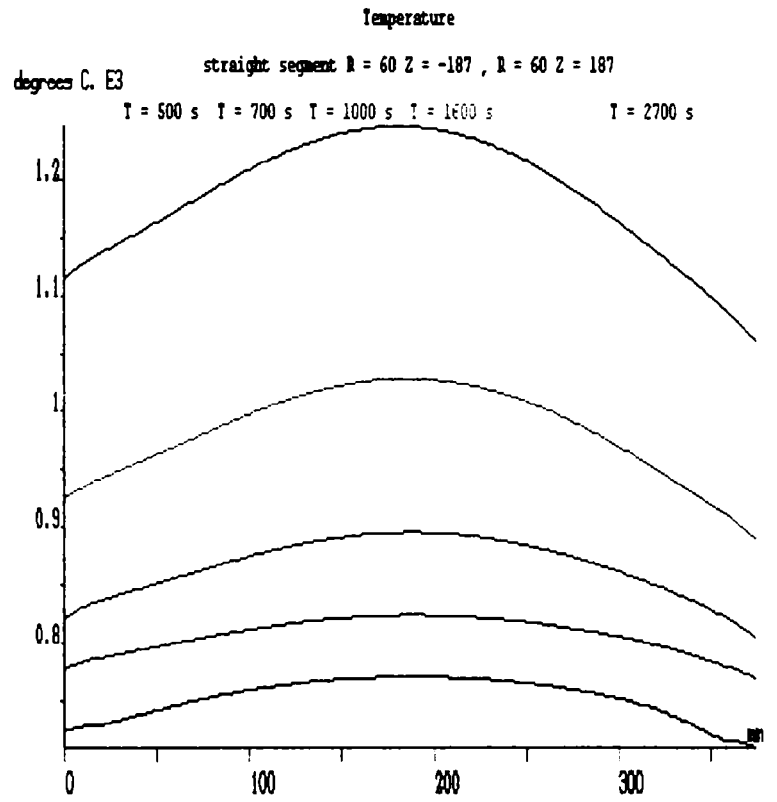


Fig. 2.87

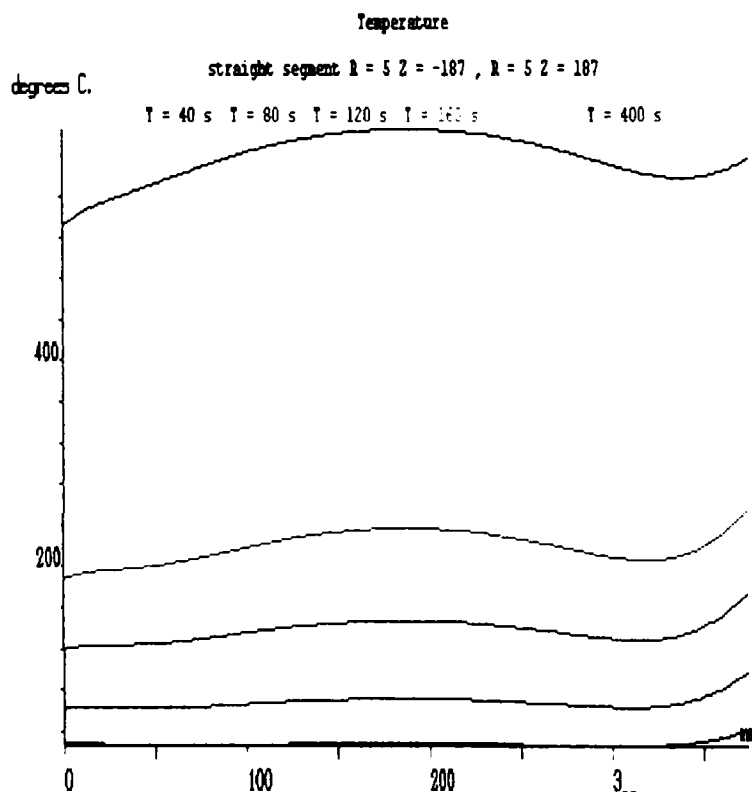


Fig. 2.88

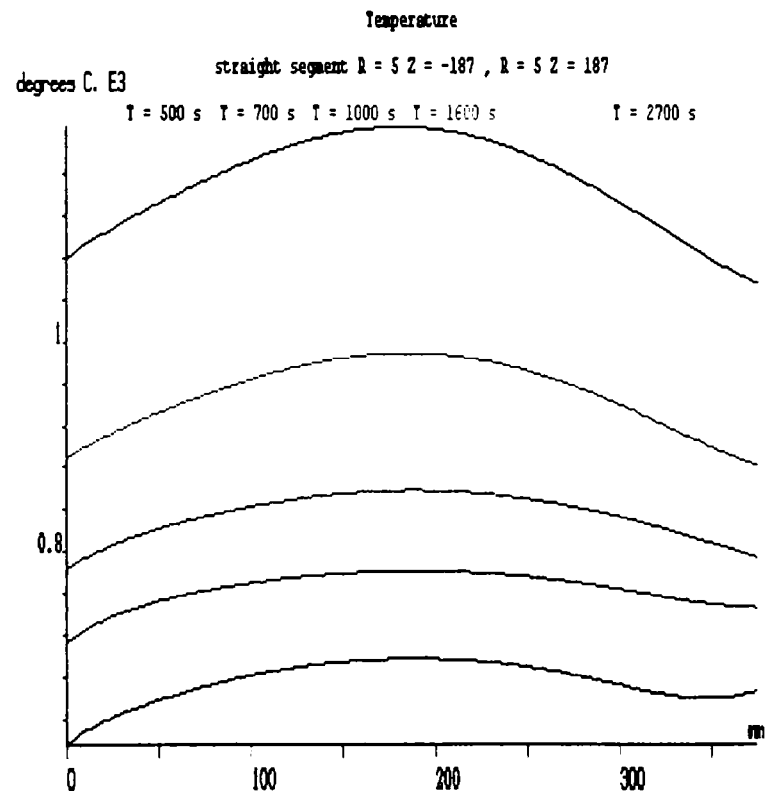


Fig. 2.89

FLUX2D 7.40/4 IND28\_T 06/10/04 11:19 Analysis Display Color shades Temperature T = 255 s

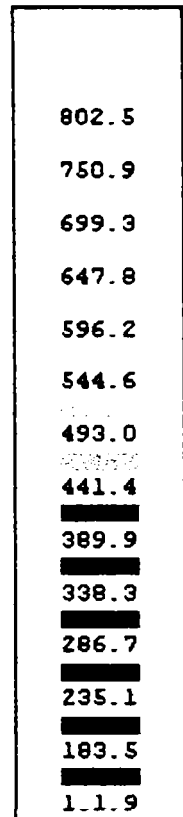
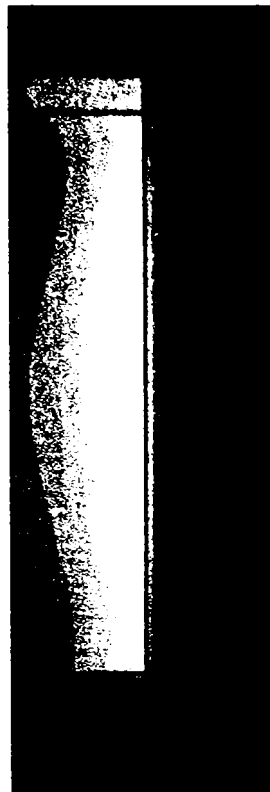


Fig. 2.90

FLUX2D 7.40/4 IND28\_T 06/10/04 11:22 Analysis Display Color shades Temperature T = 500 s

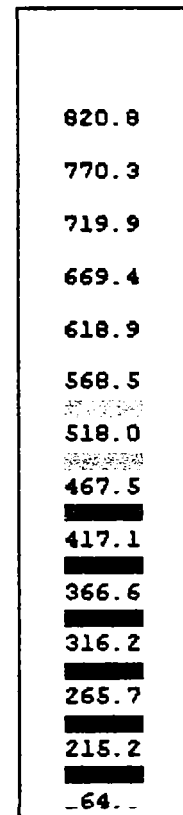
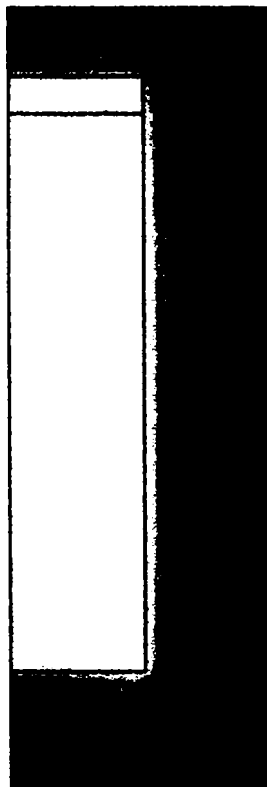


Fig. 2.91

FLUX2D 7.40/4 IND28\_T 06/10/04 11:24 Analysis Display Color shades Temperature T = 1500 s

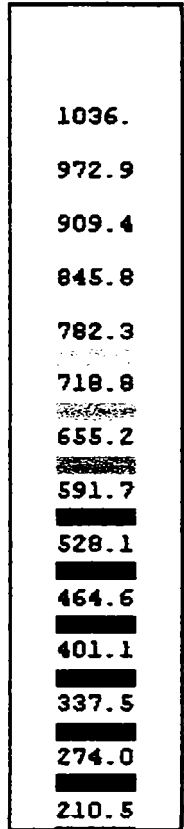
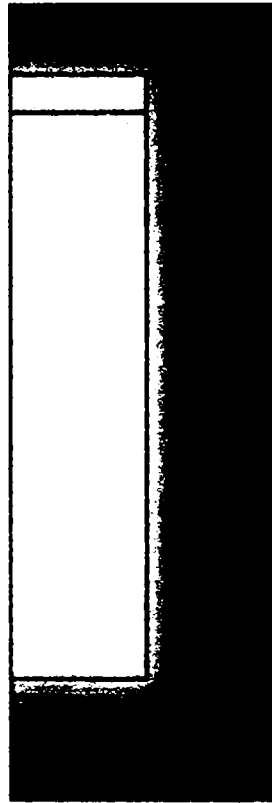


Fig. 2.92

FLUX2D 7.40/4 IND28\_T 06/10/04 11:26 Analysis Display Color shades Temperature T = 2700 s

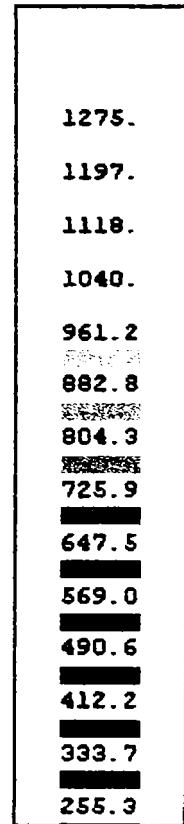
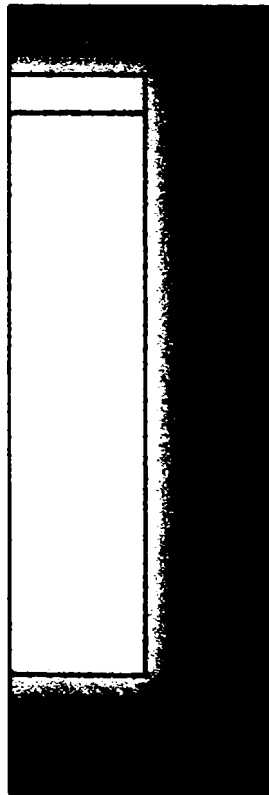


Fig. 2.93

### 2.5.3 Cazul cuptorului fără capac

#### 2.5.3.1 Modelul fizic de studiu

În acest caz, modelul fizic de studiu este reprezentat de cuptorul de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR, fără capac, în creuzetul căruia este încălzit semifabricatul de oțel OLC 45 ( $d_2 = 180$  mm,  $h_2 = 375$  mm).

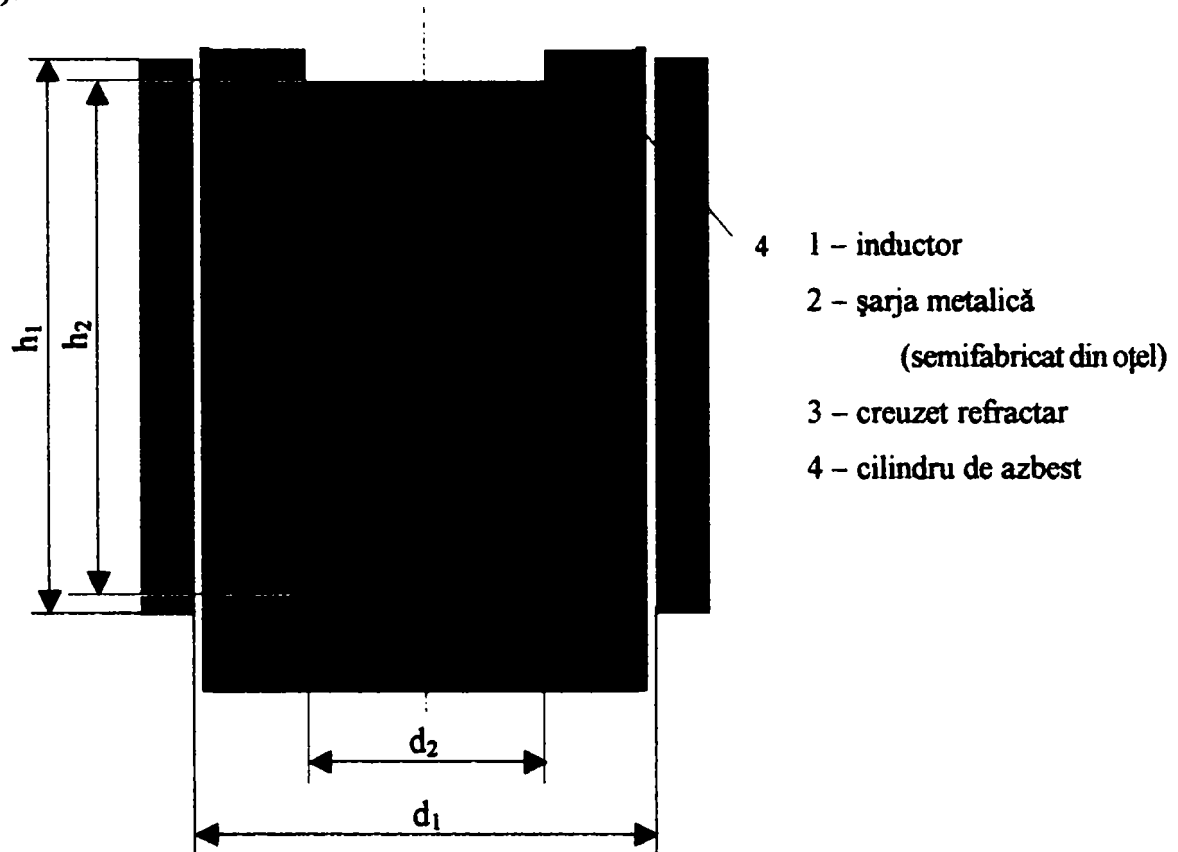


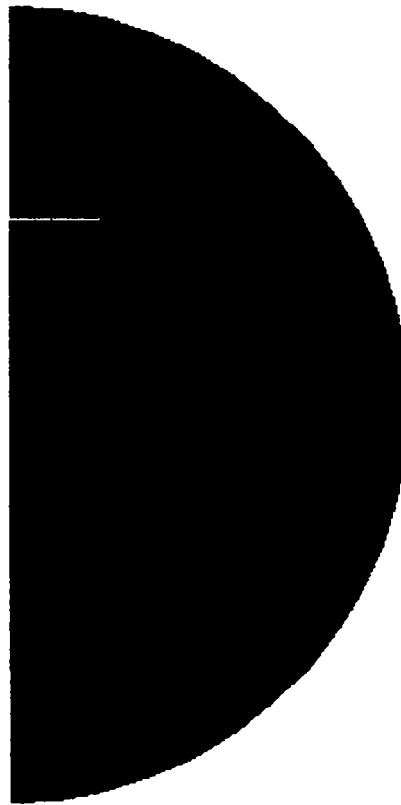
Fig. 2.94 Modelul simplificat de studiu.

Pierderile termice sunt mult mai mari în această situație, comparativ cu cele anterioare, în care cuptorul era prevăzut cu un capac, în special la temperaturi peste 800°C, când radiația termică devine pronunțată.

#### 2.5.3.2 Domeniul de calcul și discretizarea geometrică a acestuia

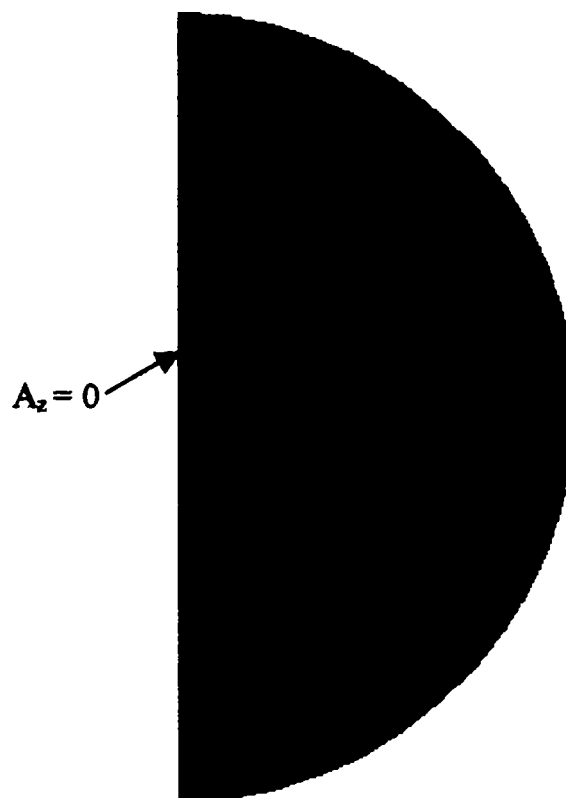
Domeniul de calcul al câmpurilor electromagnetice și termice (Fig. 2.95) se poate reduce la jumătate din cel prezentat în Fig. 2.94, datorită simetriei axiale a cuptorului (condițiile de transfer termic spre mediul exterior în partea superioară și cea inferioară a cuptorului sunt diferite și în această situație).

FLUX2D 7.40/4 IND18\_H 05/14/04 13:40 Analysis Display Regions

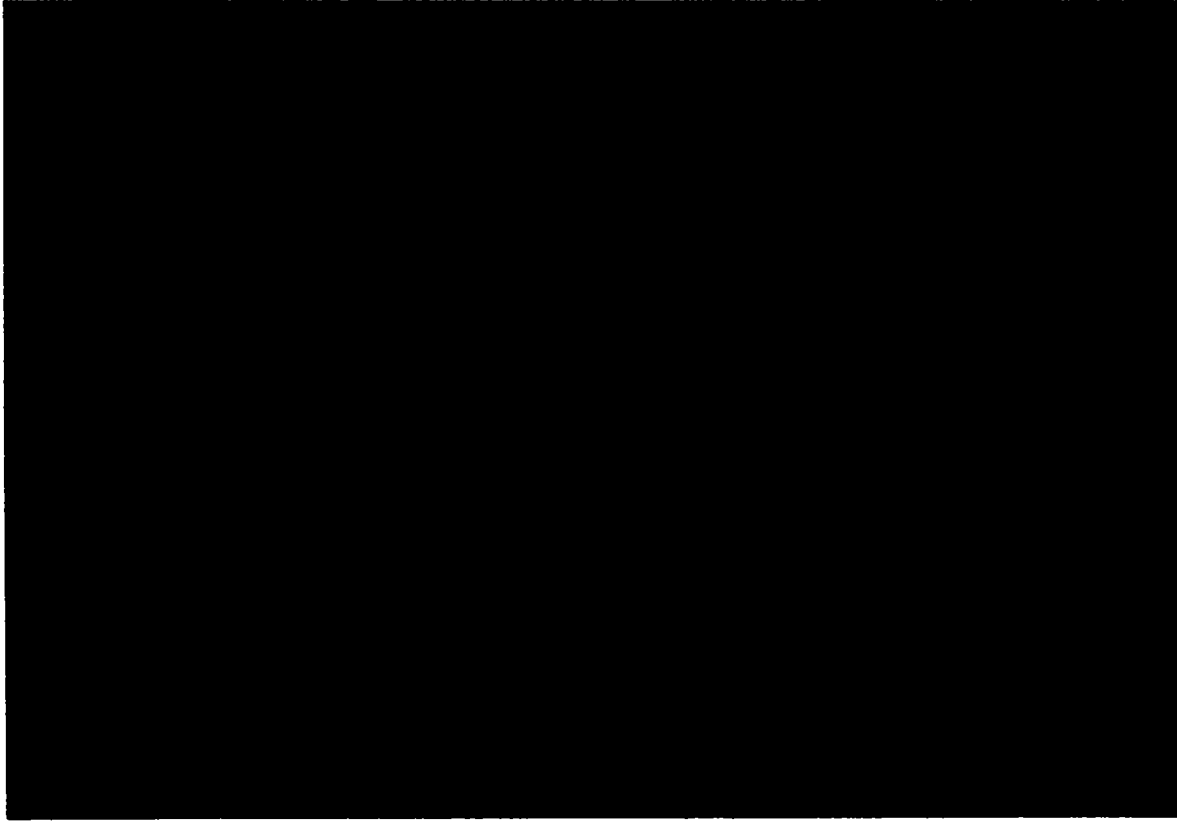


**Fig. 2.95** Domeniul de calcul al câmpului electromagnetic.

În figurile 2.96, 2.97 se prezintă rețeaua de discretizare a domeniului de calcul pentru problema electromagnetică și un detaliu privind discretizarea indusului.



**Fig. 2.96** Discretizarea domeniului de calcul și condițiile de frontieră pentru câmpul electromagnetic.



**Fig. 2.97** Detaliu privind discretizarea indusului (șarja cuptorului).

În cadrul modelului de studiu au fost definite următoarele regiuni (*surfaces*):

■ inductor ; ■ creuzet; ■ indus; ■ azbest; ■ aer (mediul ambiant), regiunea infinită și trei suprafețe pe care există schimb termic (*shell regions*):

- *convcre* , care modelează convecția termică creuzet-aer;
- *convazb* , care modelează convecția termică azbest-aer;
- *convotel* , care modelează transferul termic prin convecție și radiație între semifabricatul de oțel (supus încălzirii) și mediul ambiant (aerul).

### 2.5.3.3 Definirea proprietăților fizice ale materialelor utilizate

Regiunilor ■ inductor ; ■ creuzet; ■ indus ; ■ azbest; ■ aer li s-au atașat materialele corespunzătoare, împreună cu proprietățile electrice, magnetice și termice definite anterior în paragraful 2.5.1.3.

În cazul suprafețelor pe care există schimb termic (prin convecție și radiație) cu mediul ambiant s-a considerat [22; 30; 85]:

- *convcre* (modelează convecția termică între creuzet și mediul ambiant – aerul):
  - transmisivitatea termică :  $\alpha_1 = 15(1 + 7,5 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m^2 \cdot grd$  ;
- *convazb* (modelează convecția termică între azbest și aer):

- transmisivitatea termică :  $\alpha_2 = 8(1 + 7,5 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m^2 \cdot grd$  ;
- *convotel* (modelează transferul termic prin convecție și radiație între oțel și aer):
  - transmisivitatea termică echivalentă :  $\alpha_3 = 5(1 + 37,8 \cdot 10^{-3} \cdot T) W / m^2 \cdot grd$  .

### 2.5.3.4 Definierea condițiilor de frontieră

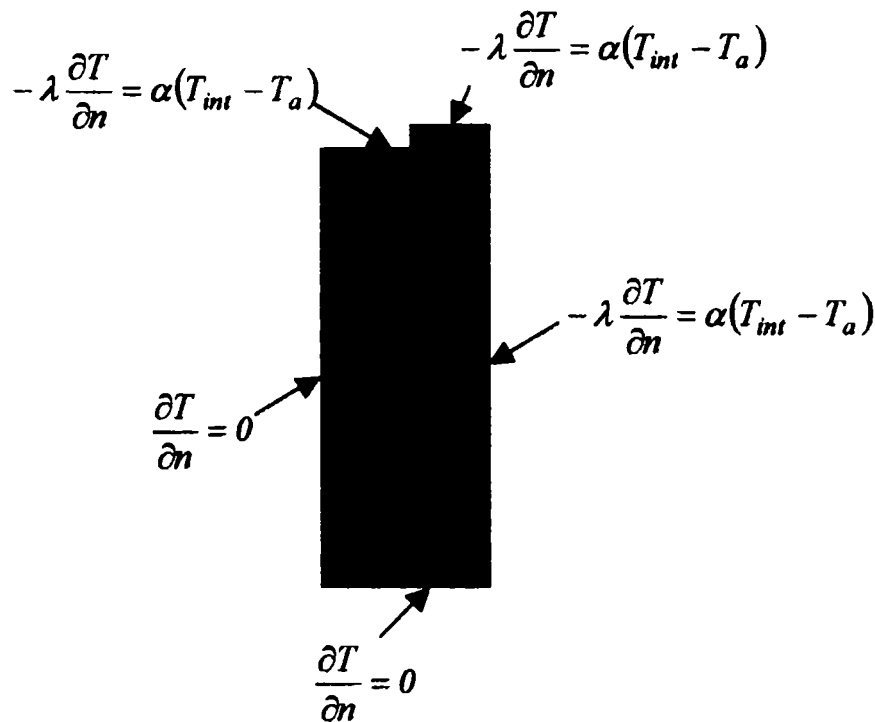
Pentru analiza câmpului electromagnetic au fost stabilite **condiții de frontieră** (Fig. 2.96) de tip Dirichlet ( $A_z = 0$ ) în axa de rotație (simetria fiind axială), iar în cazul regiunii infinite condițiile de frontieră au fost generate automat.

**Condițiile de frontieră** pentru problema termică sunt de tip Neumann:

- omogene  $\frac{\partial T}{\partial n} = 0$  ;
- neomogene  $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = \alpha(T_{int} - T_a)$ ,

unde  $T_a$  reprezintă temperatura mediului ambiant.

Domeniul de calcul pentru problema termică este prezentat în Fig. 2.98.



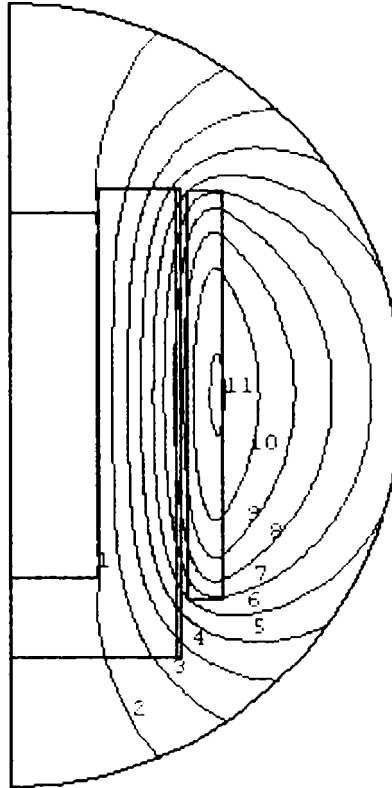
**Fig. 2.98** Domeniul de calcul pentru problema termică și condițiile de frontieră.

În studiul efectuat s-a analizat cazul alimentării la curent constant a inductorului ( $I = 1810$  A, valoare efectivă), frecvența tensiunii de alimentare fiind  $f = 2500$  Hz.

### 2.5.3.5 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului electromagnetic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR

În figura 2.99 se prezintă liniile de câmp magnetic la începutul și la sfârșitul procesului de încălzire a semifabricatului de oțel, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D.

FLUX2D 7.40/4 IND18\_M 06/09/04 16:14 Display Isovalues Equi flux T = 0 s, Phase : 0 deg.



FLUX2D 7.40/4 IND18\_M 06/09/04 16:13 Display Isovalues Equi flux T = 2684 s, Phase : 0 deg.

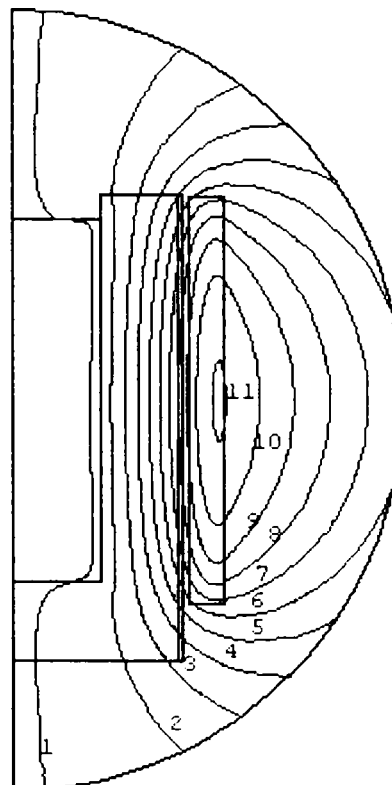


Fig. 2.99 Liniile de câmp magnetic la începutul și la finalul încălzirii semifabricatului de oțel.



În figurile 2.100 - 2.123 se prezintă distribuția intensității câmpului magnetic, a densității curenților turbionari și a densității volumice a puterii induse în materialul procesat, obținute cu ajutorul programului FLUX 2D în cazul cuptorului fără capac.

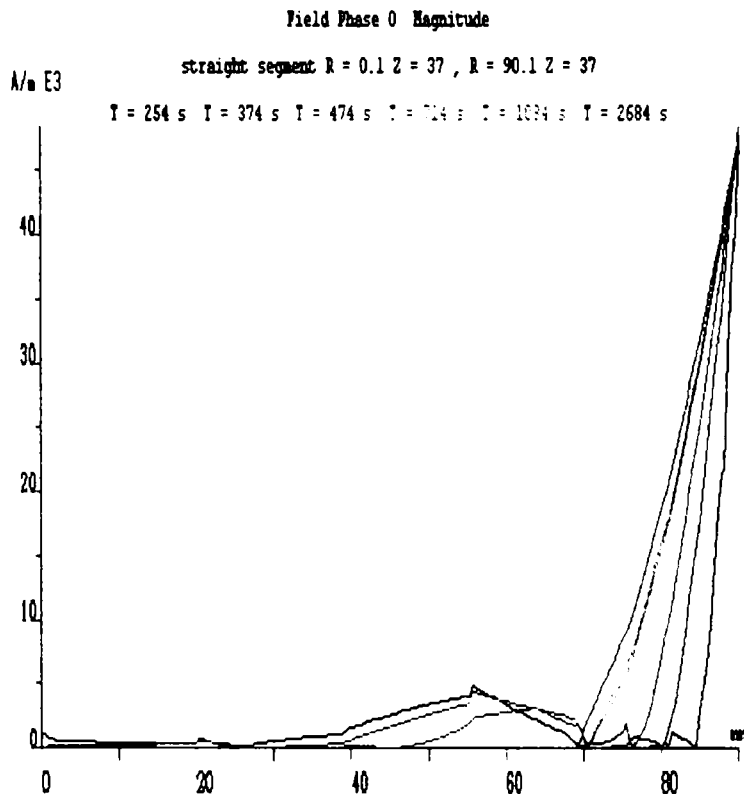


Fig. 2.100

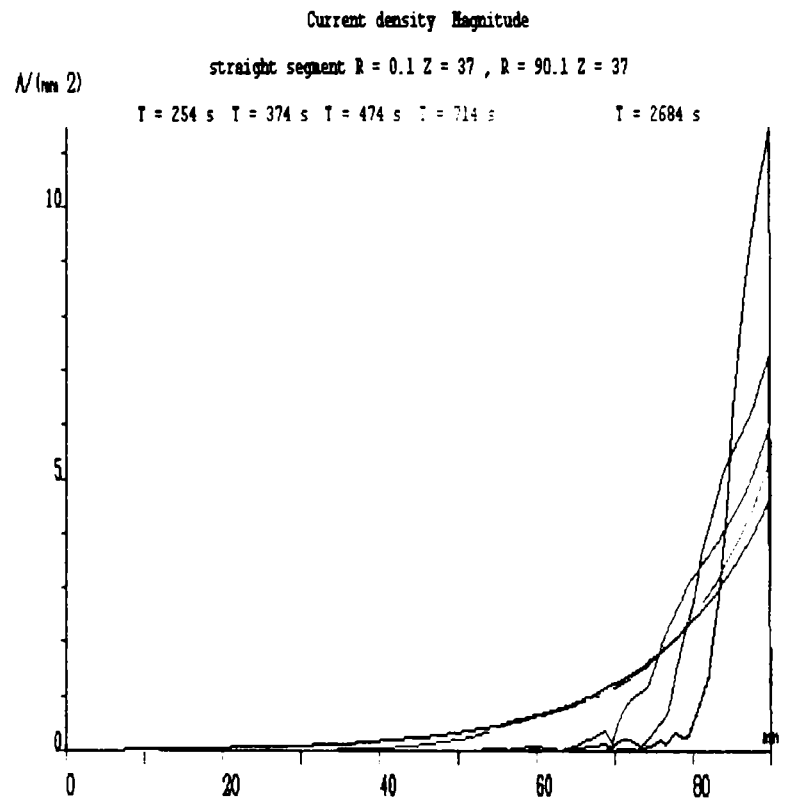


Fig. 2.101

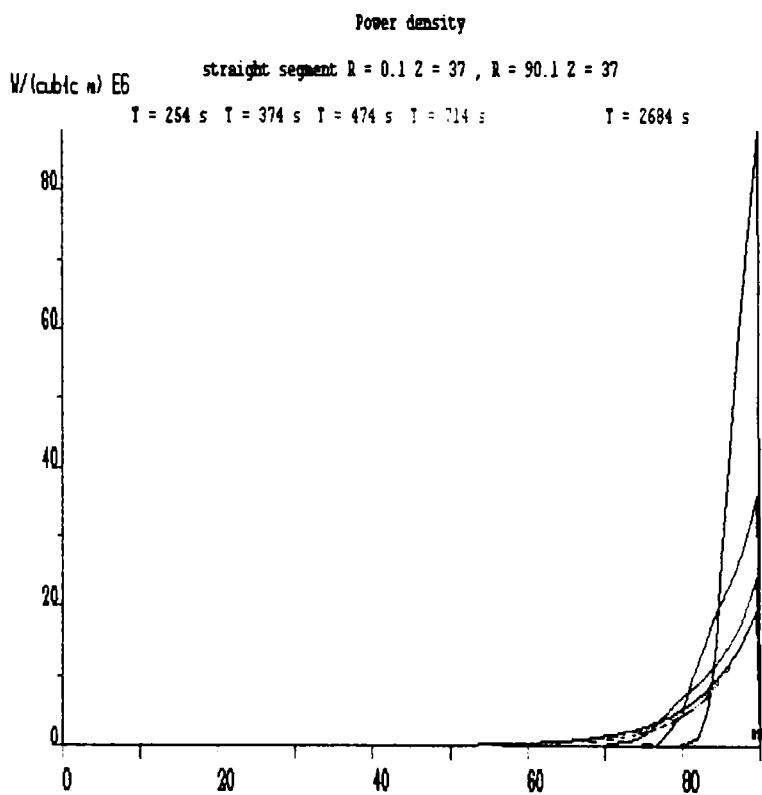


Fig. 2.102

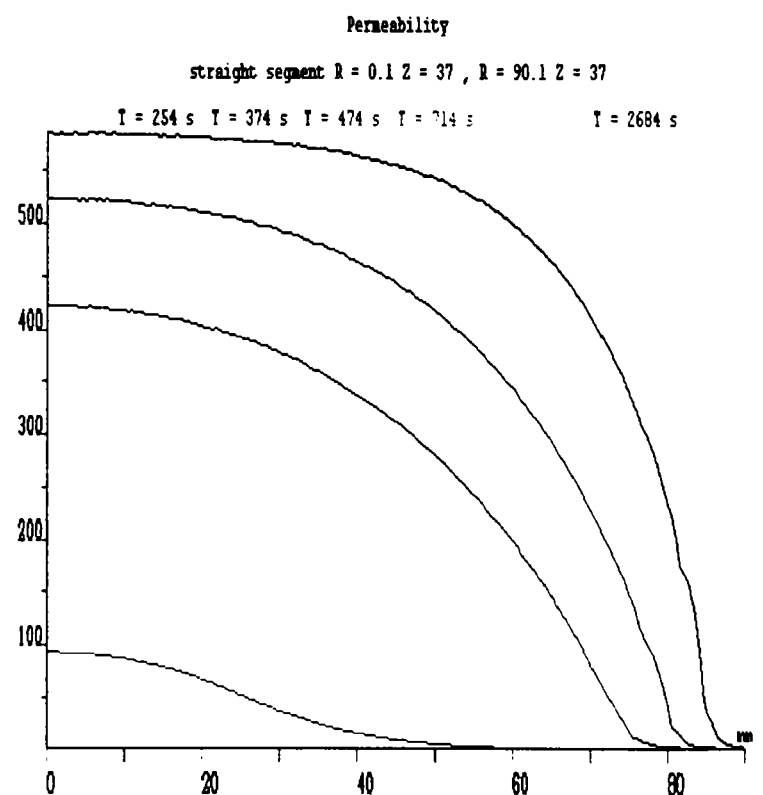


Fig. 2.103

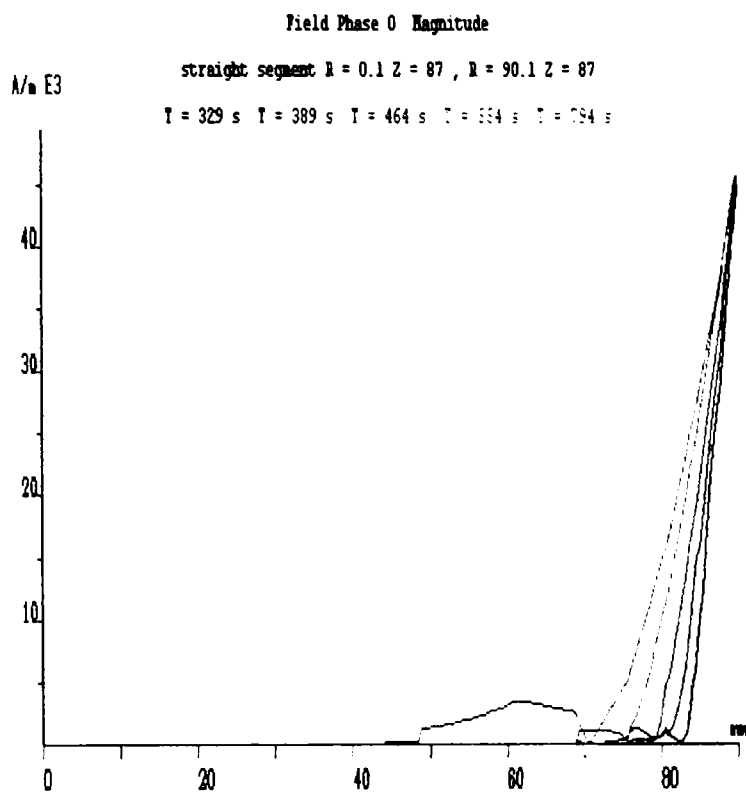


Fig. 2.104

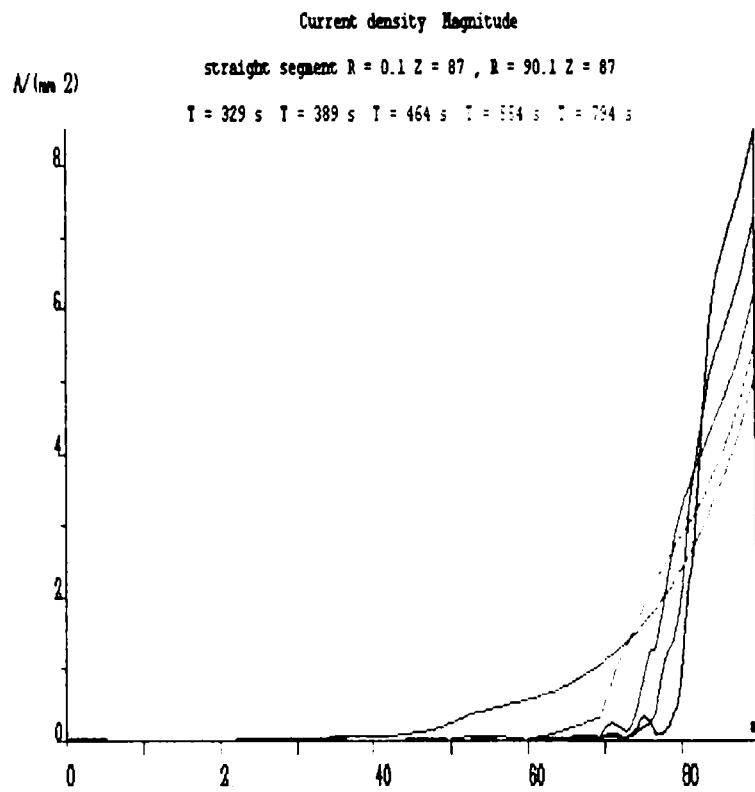


Fig. 2.105

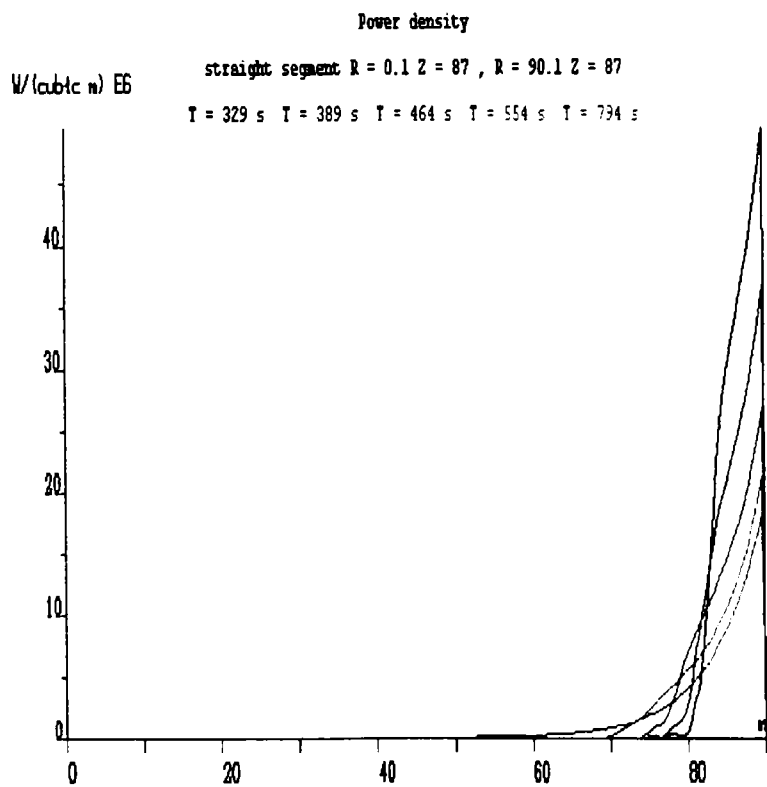


Fig. 2.106

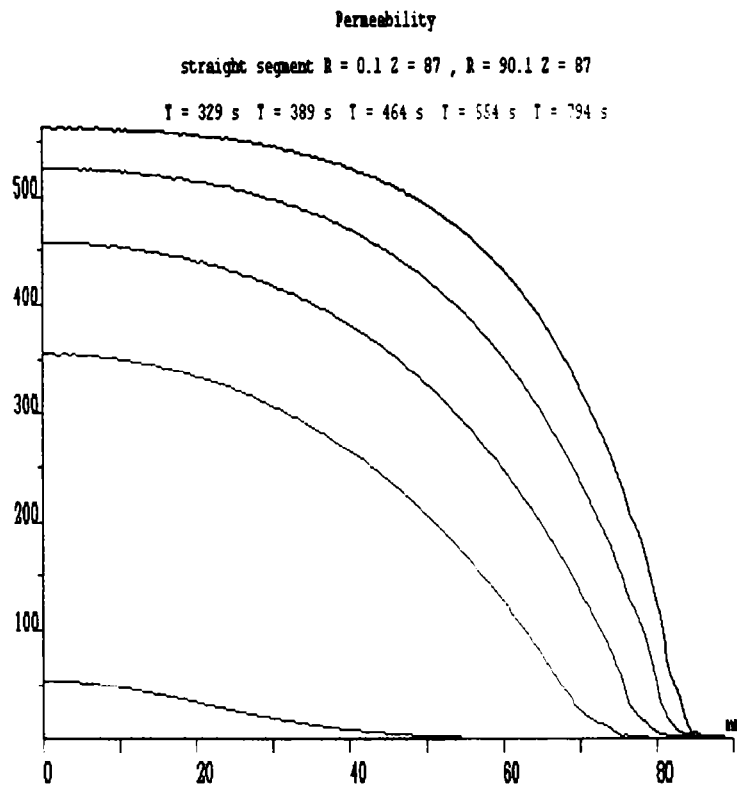


Fig. 2.107

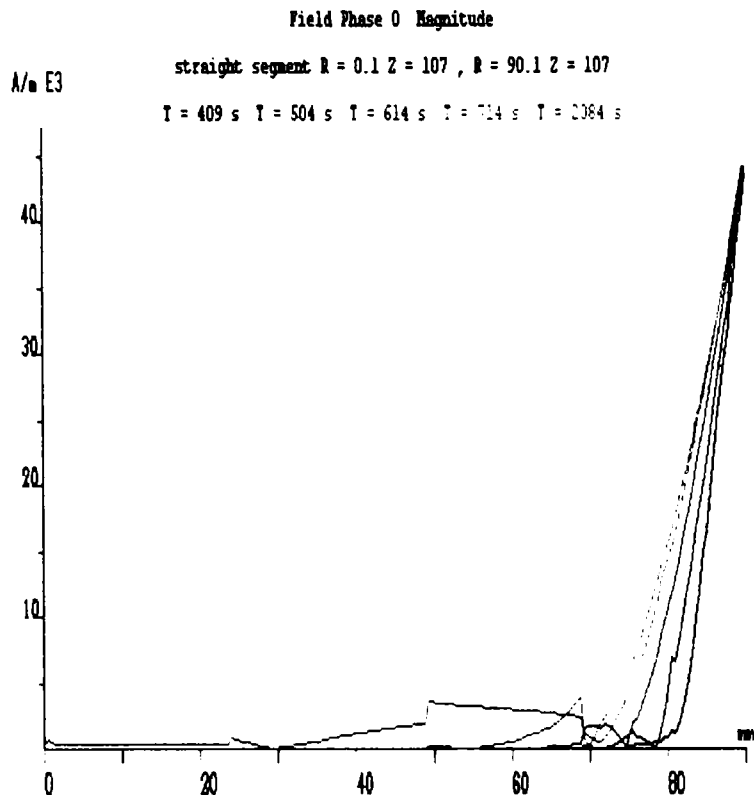


Fig. 2.108

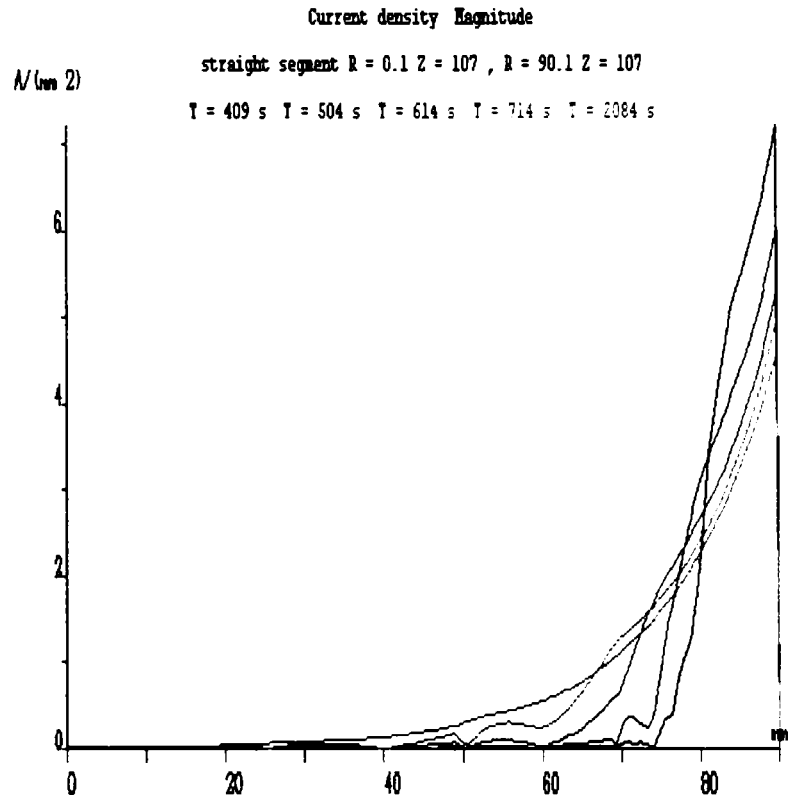


Fig. 2.109

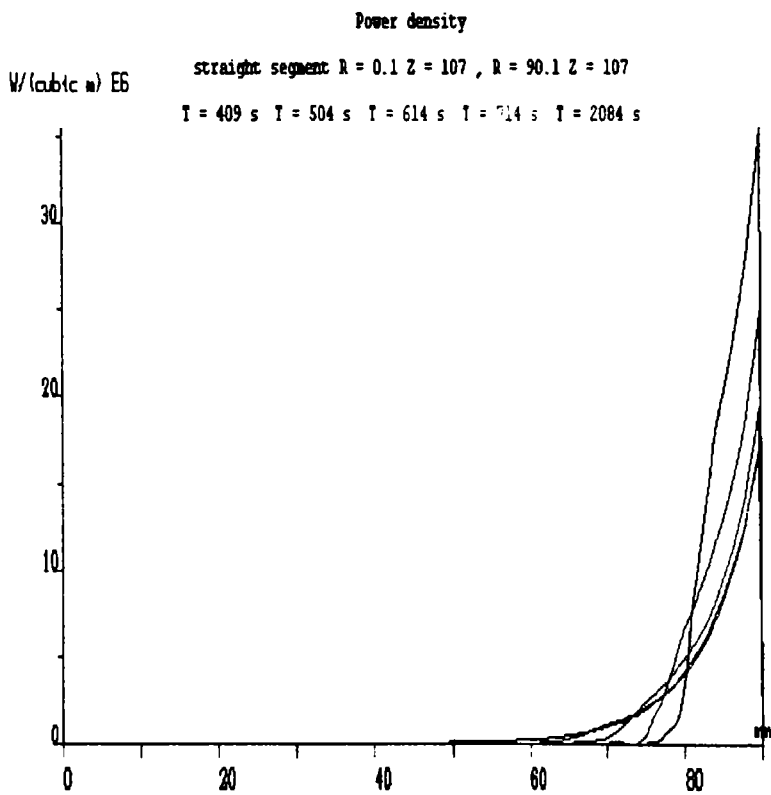


Fig. 2.110

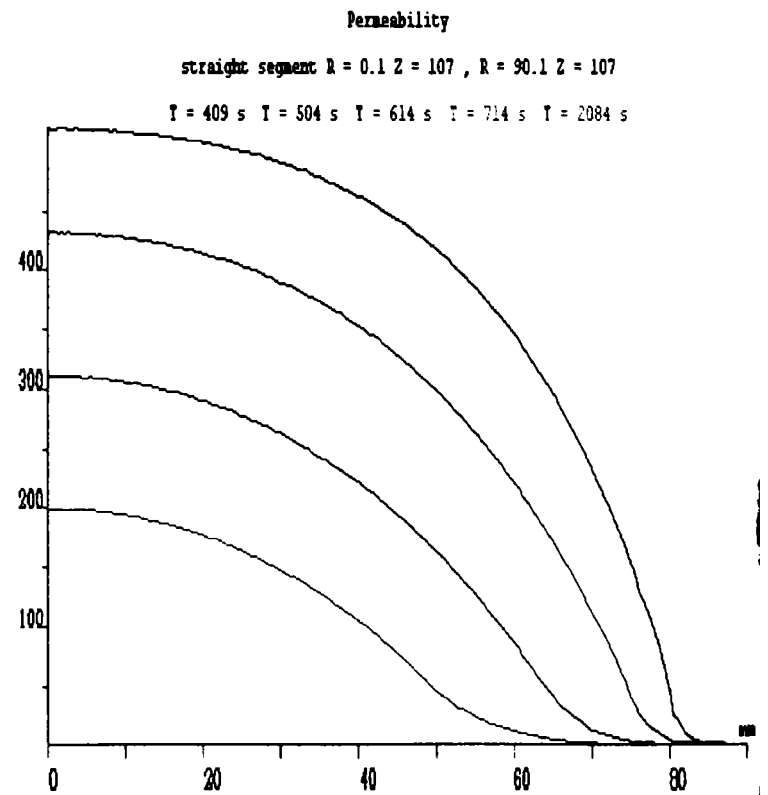


Fig. 2.111

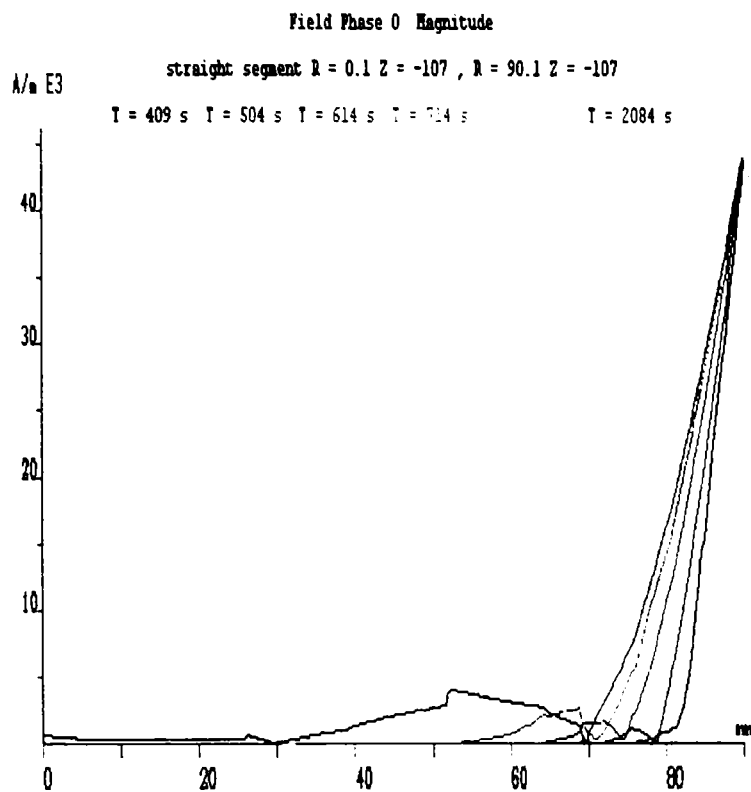


Fig. 2.112

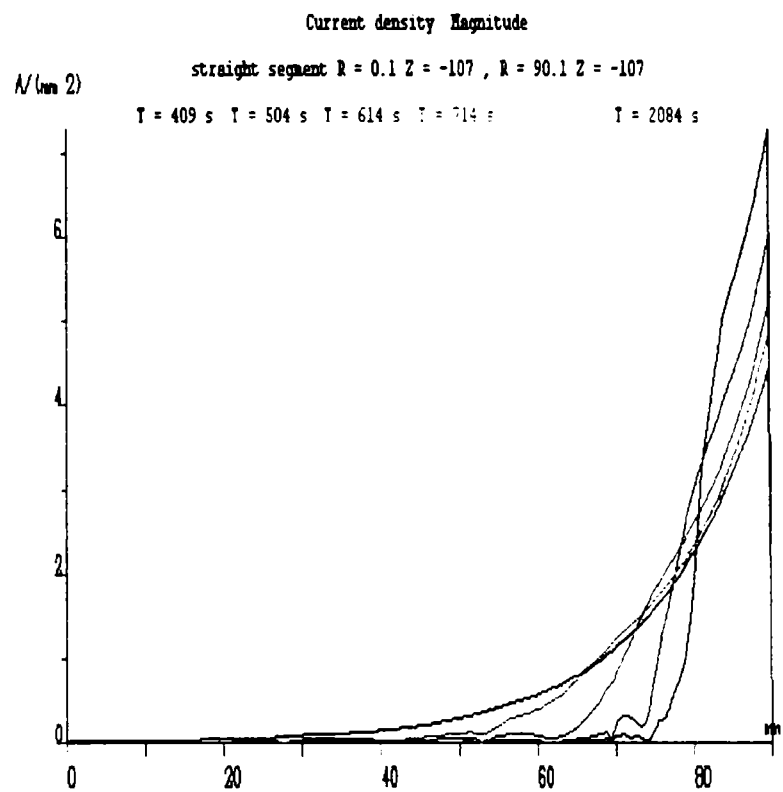


Fig. 2.113

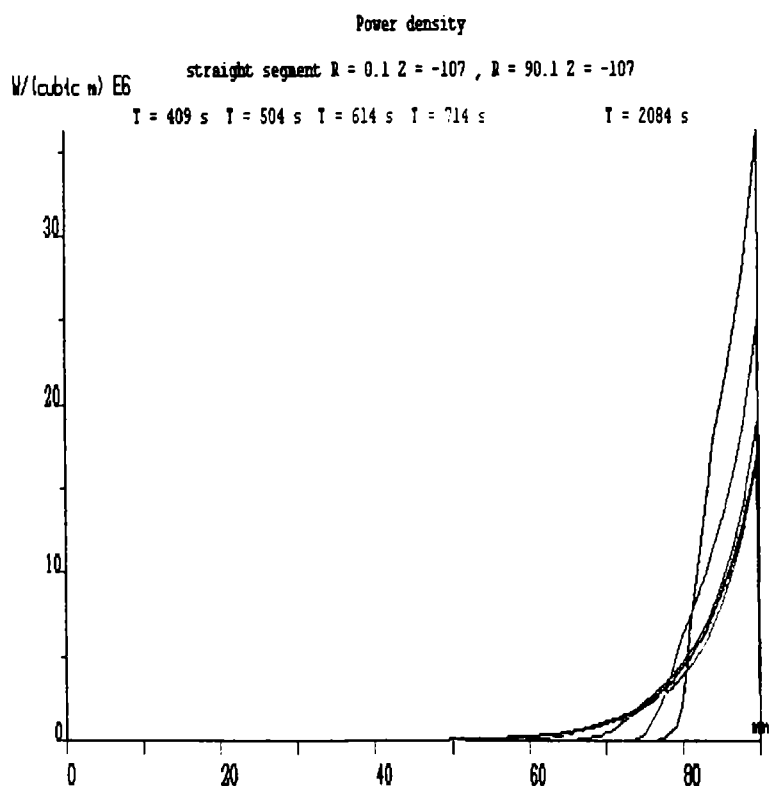


Fig. 2.114

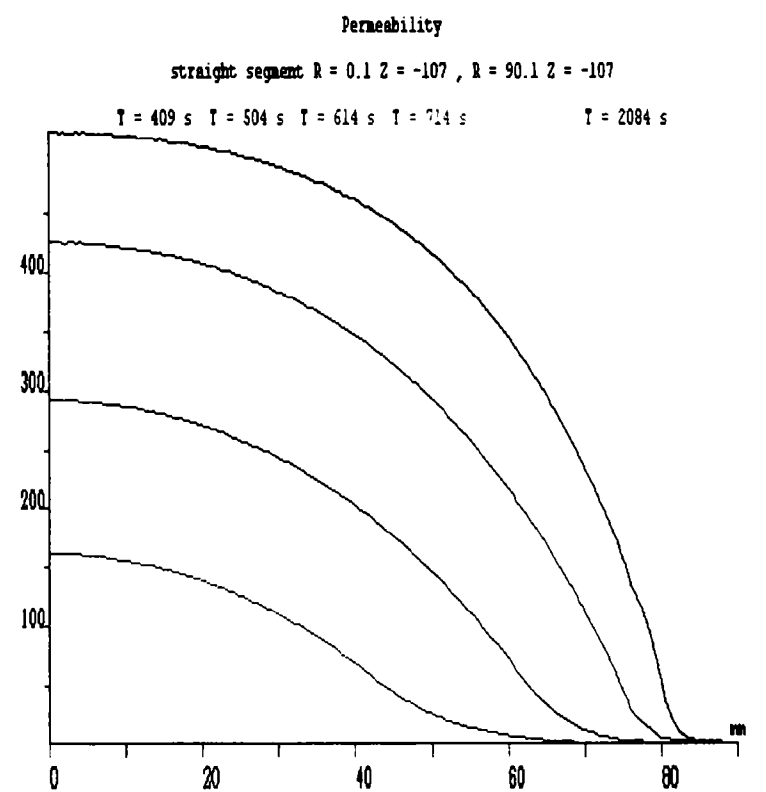


Fig. 2.115

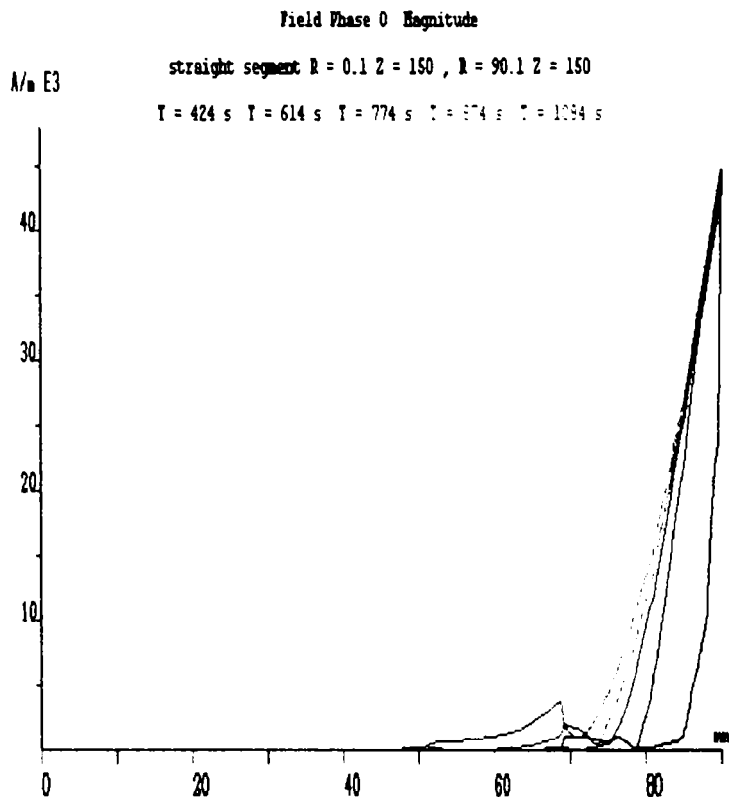


Fig. 2.116

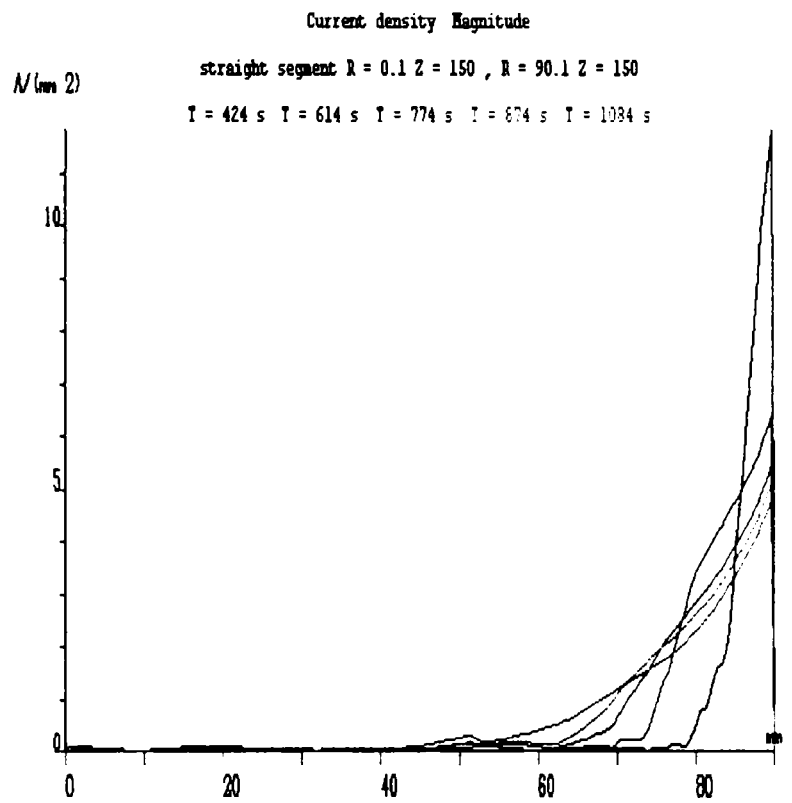


Fig. 2.117

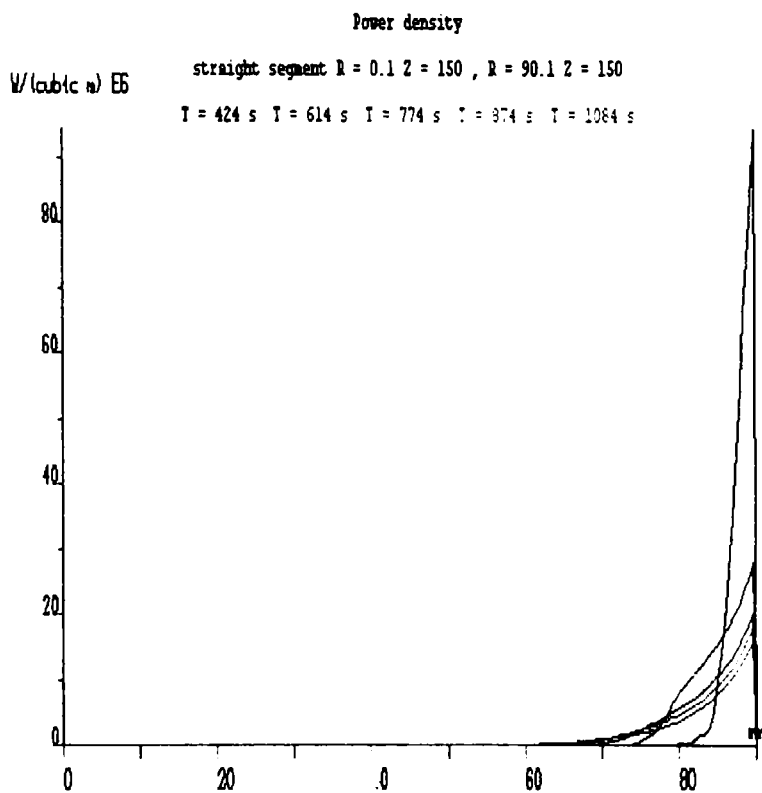


Fig. 2.118

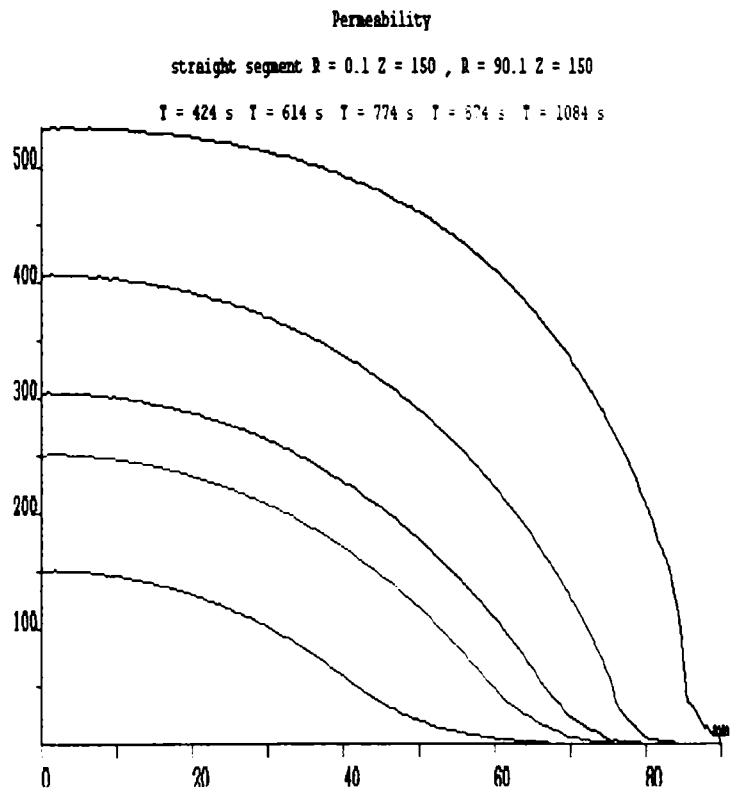


Fig. 2.119

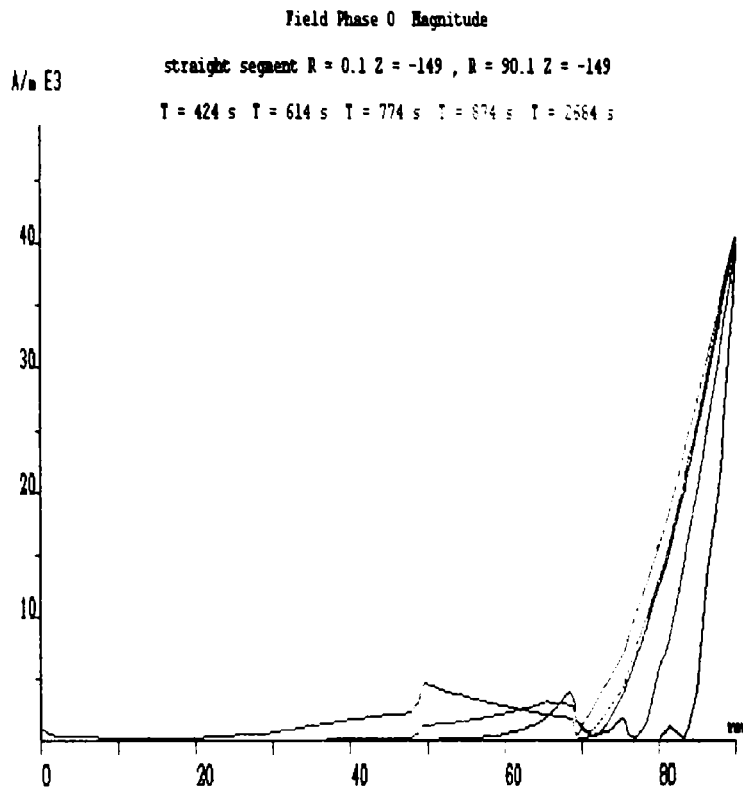


Fig. 2.120

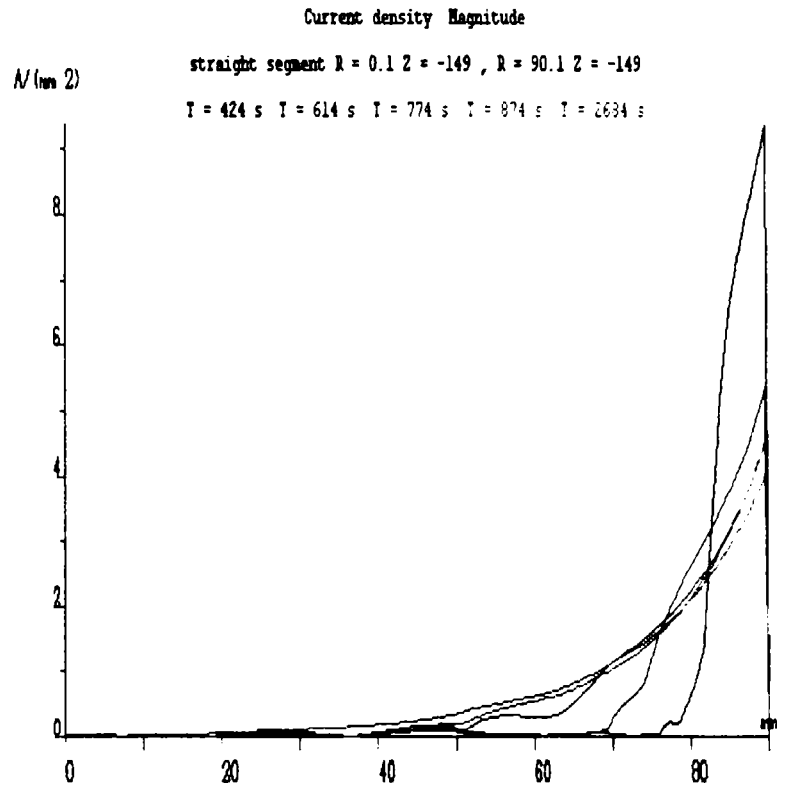


Fig. 2.121

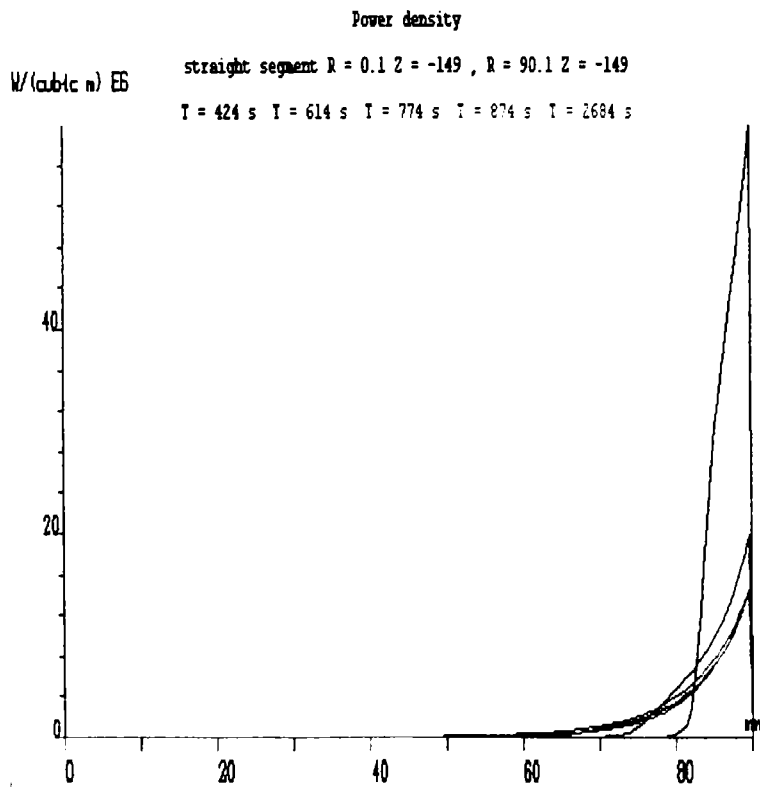


Fig. 2.122

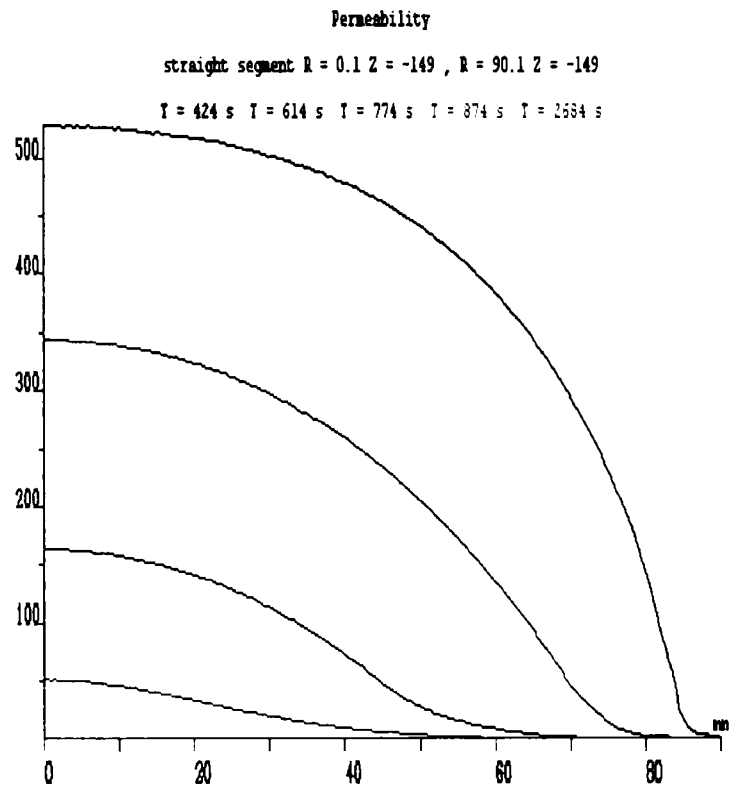


Fig. 2.123

### 2.5.3.6 Rezultatele modelării cu programul FLUX 2D a câmpului termic din șarja de oțel a cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR

În figurile 2.124 - 2.143 se prezintă distribuția temperaturii în semifabricatul de oțel la diverse momente de timp ale încălzirii acestuia.

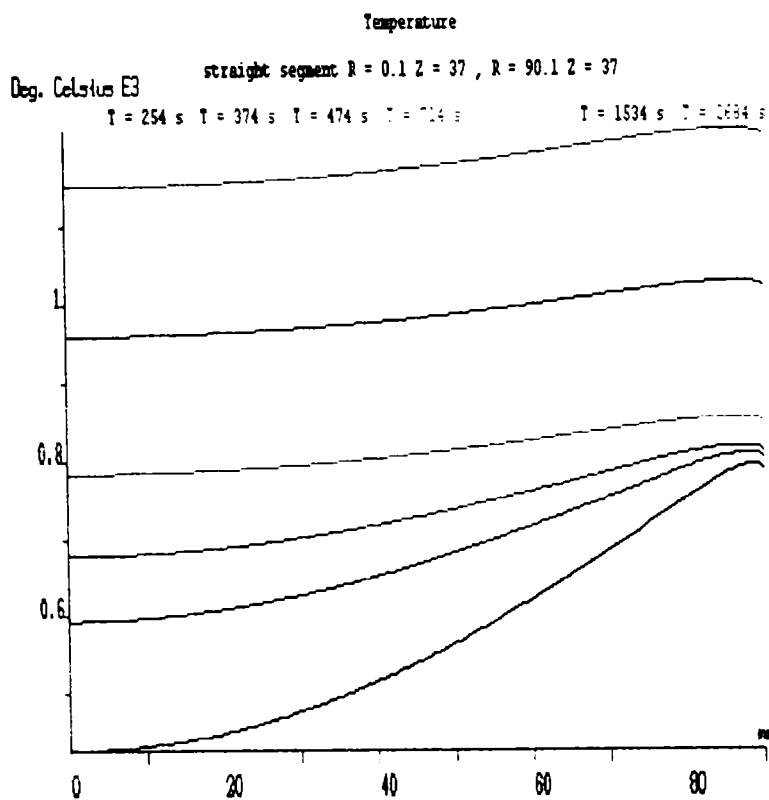


Fig. 2.124

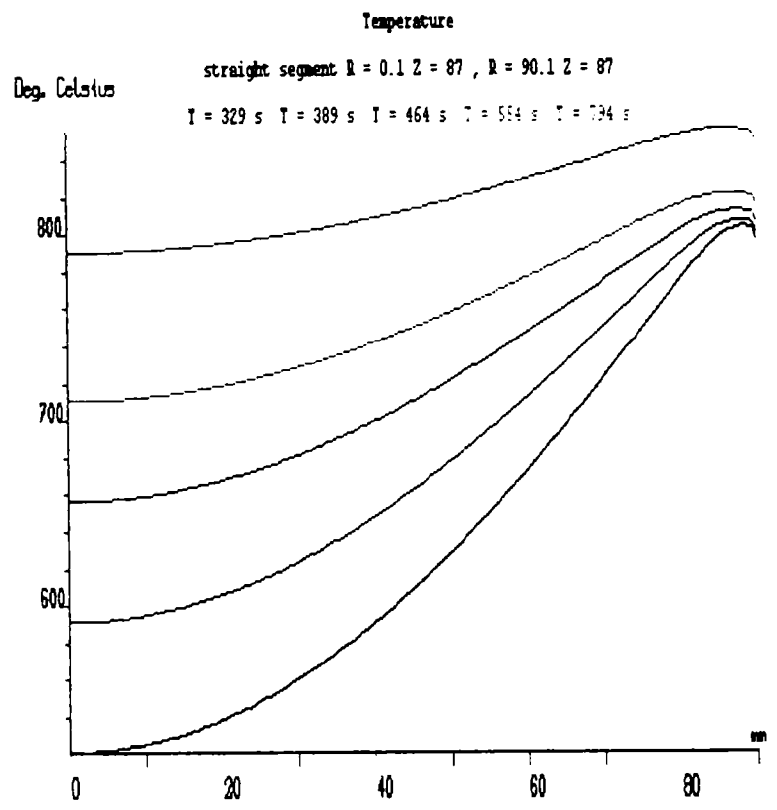


Fig. 2.125

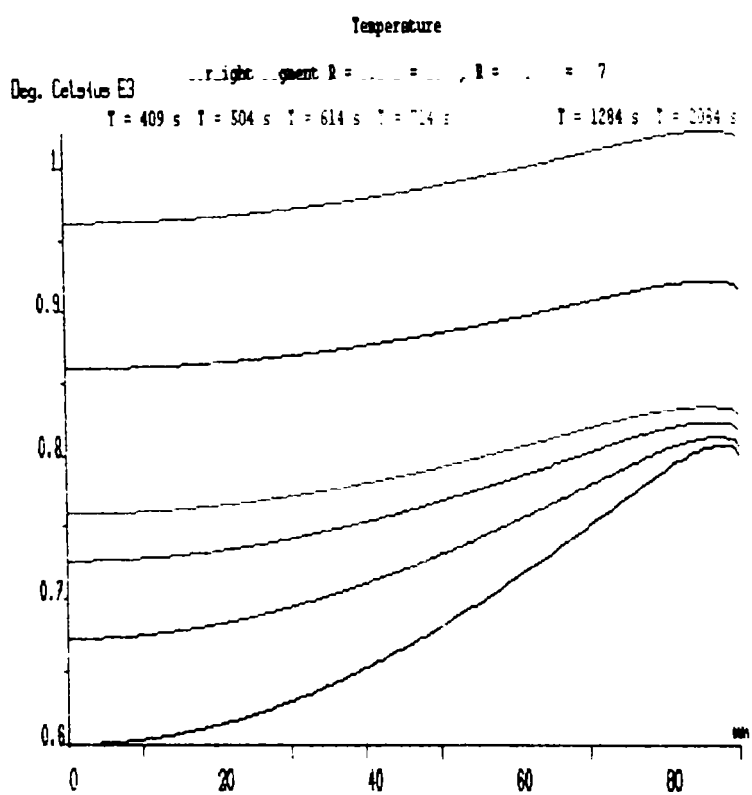


Fig. 2.126

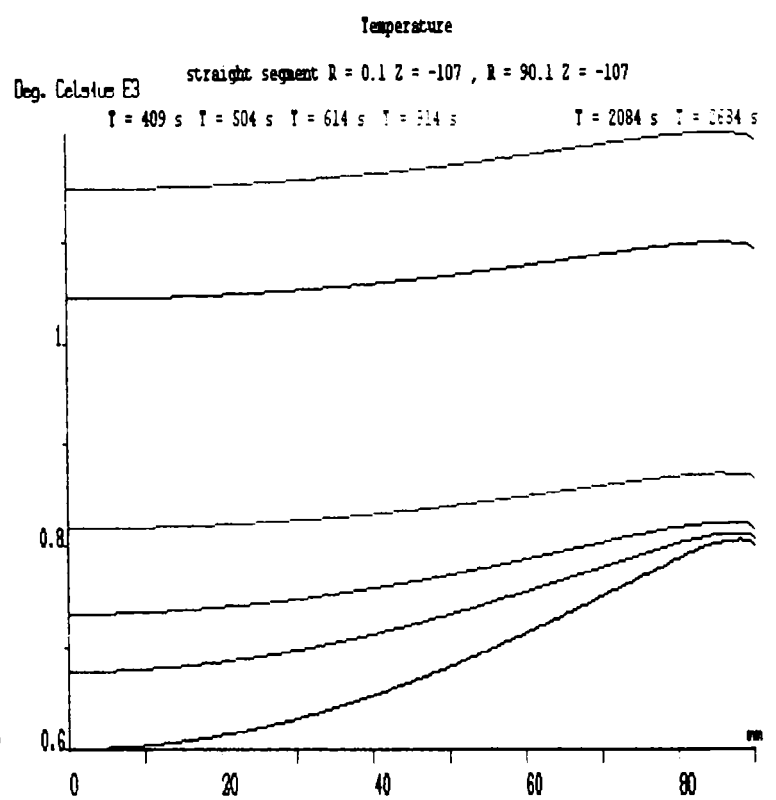


Fig. 2.127

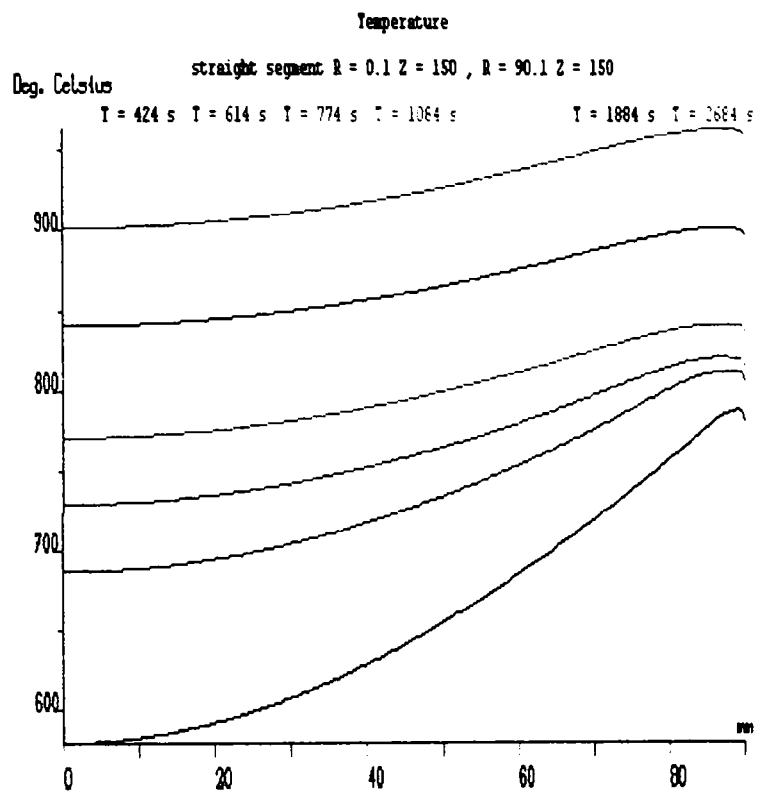


Fig. 2.128

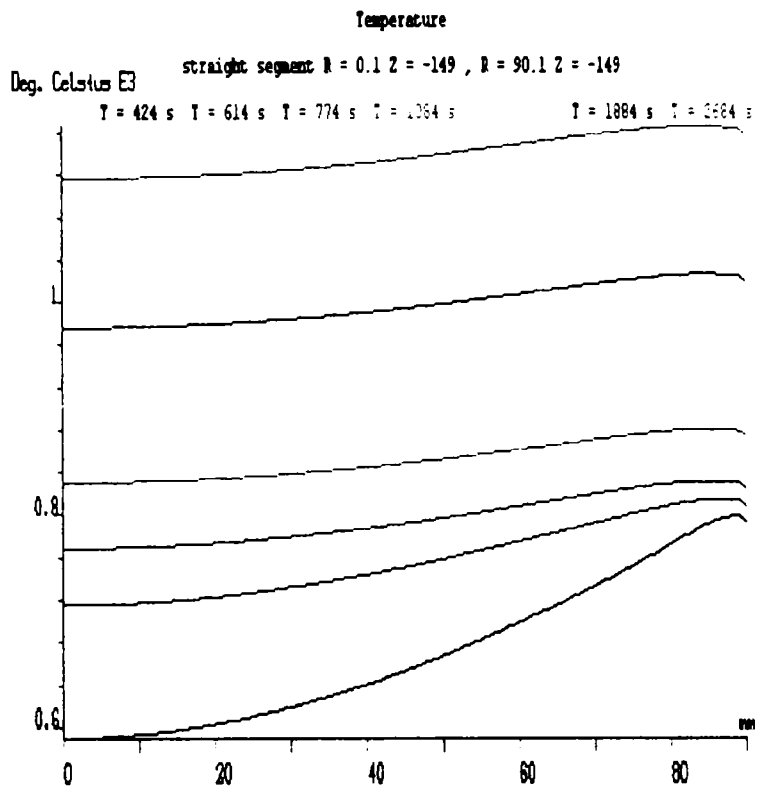


Fig. 2.129

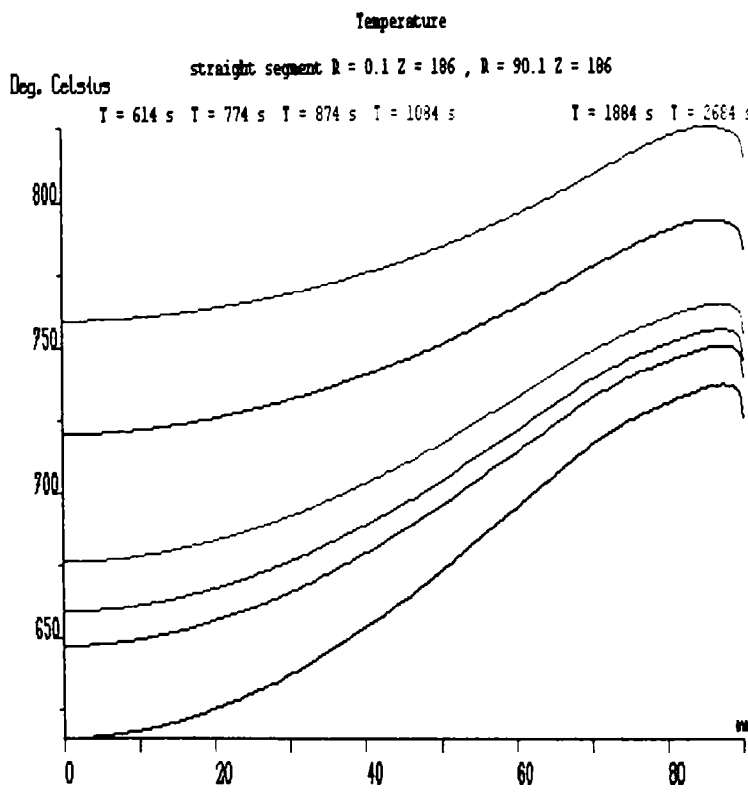


Fig. 2.130

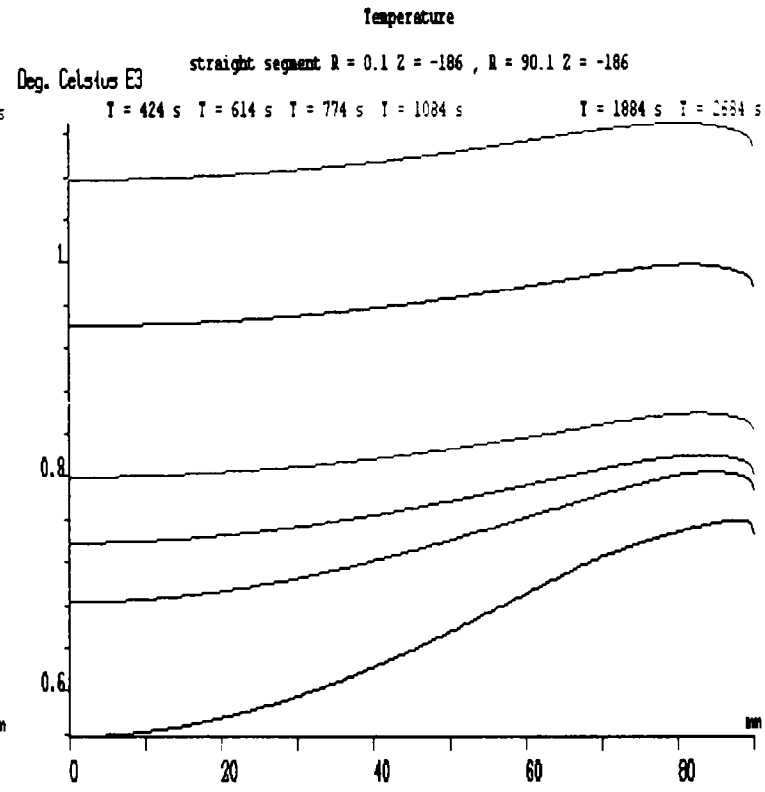


Fig. 2.131



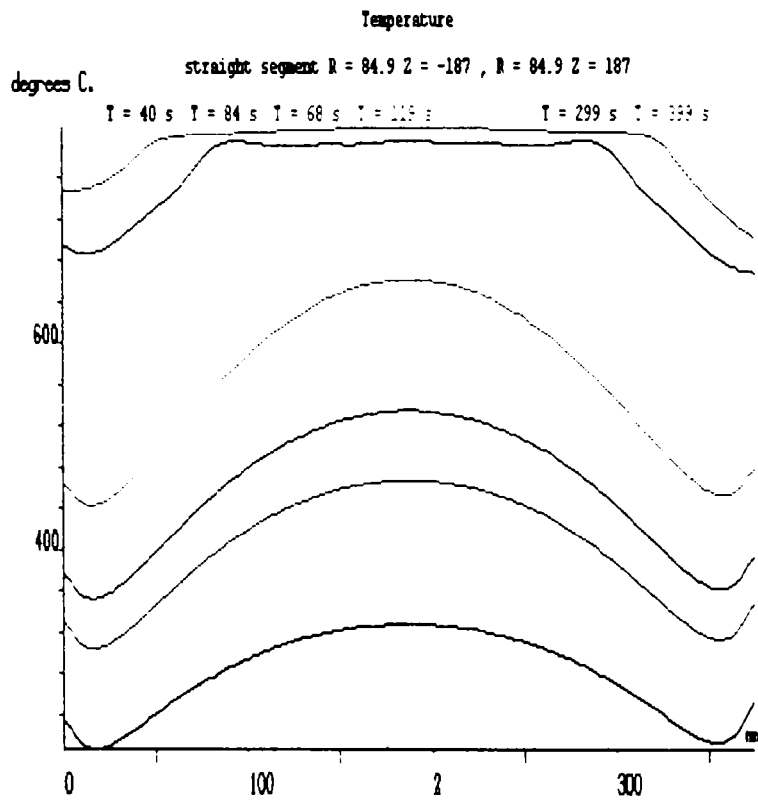


Fig. 2.132

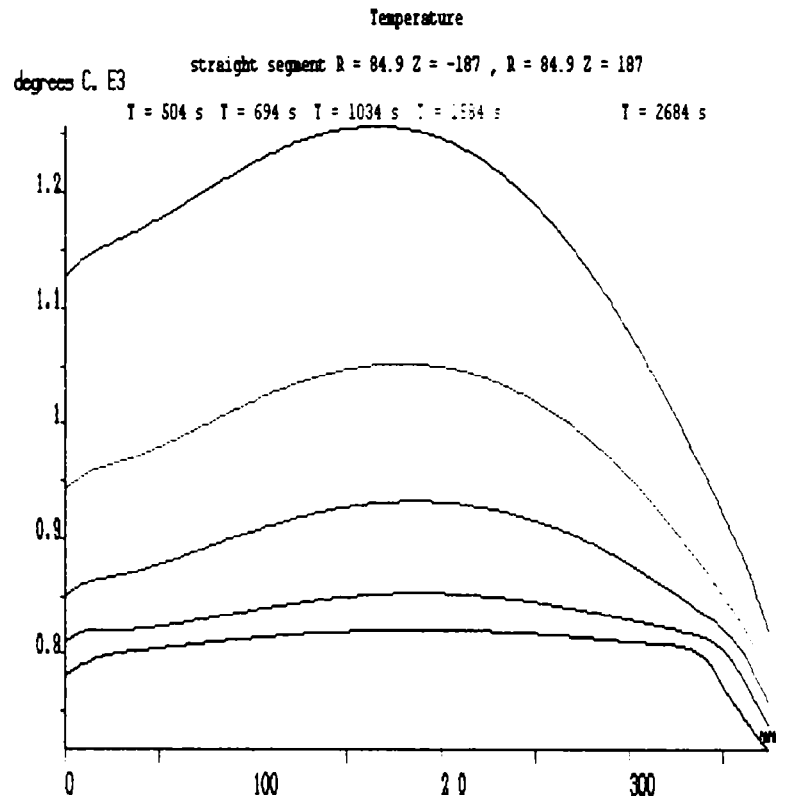


Fig. 2.133

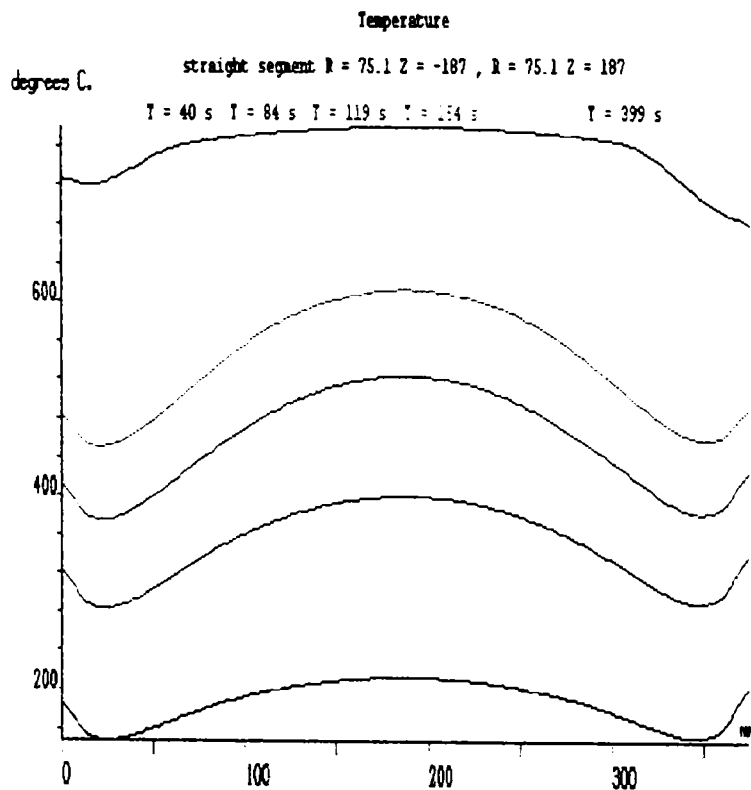


Fig. 2.134

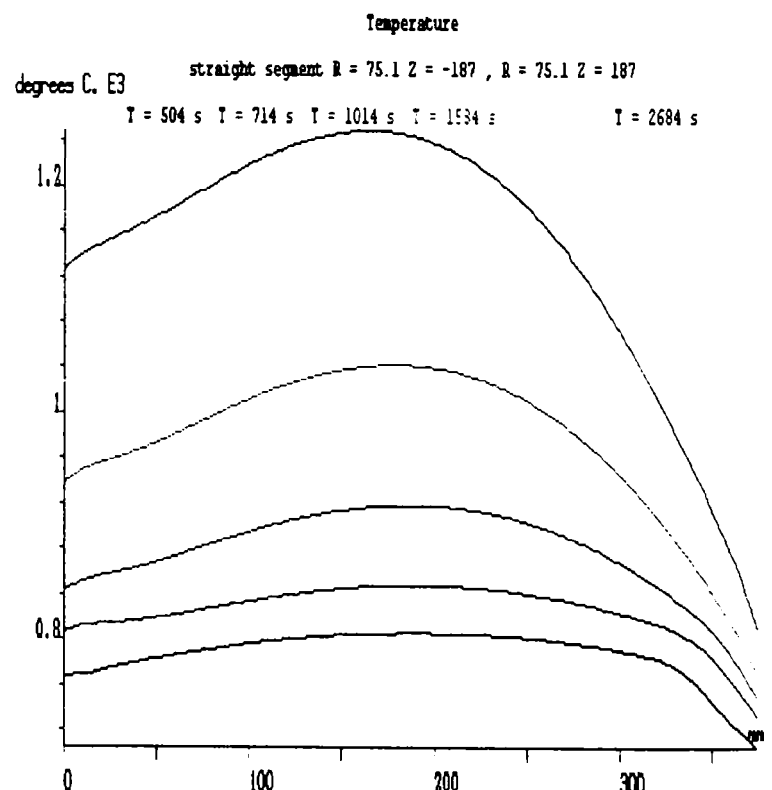


Fig. 2.135

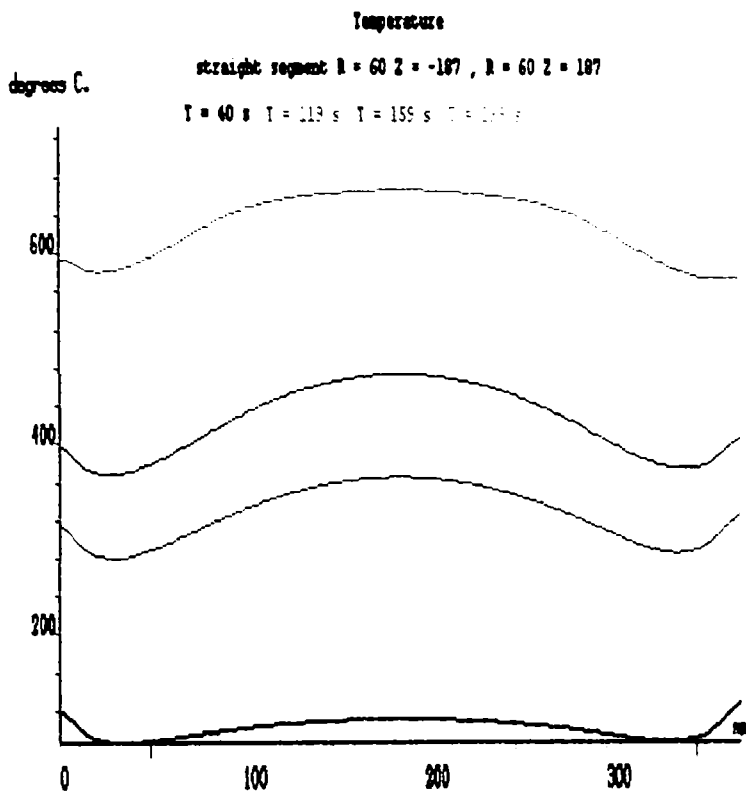


Fig. 2.136

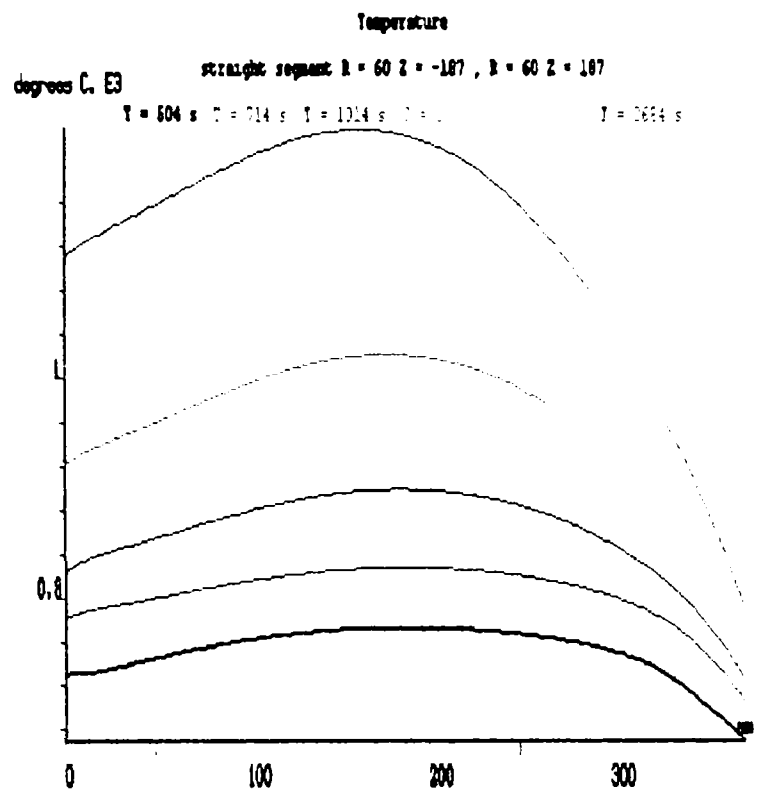


Fig. 2.137

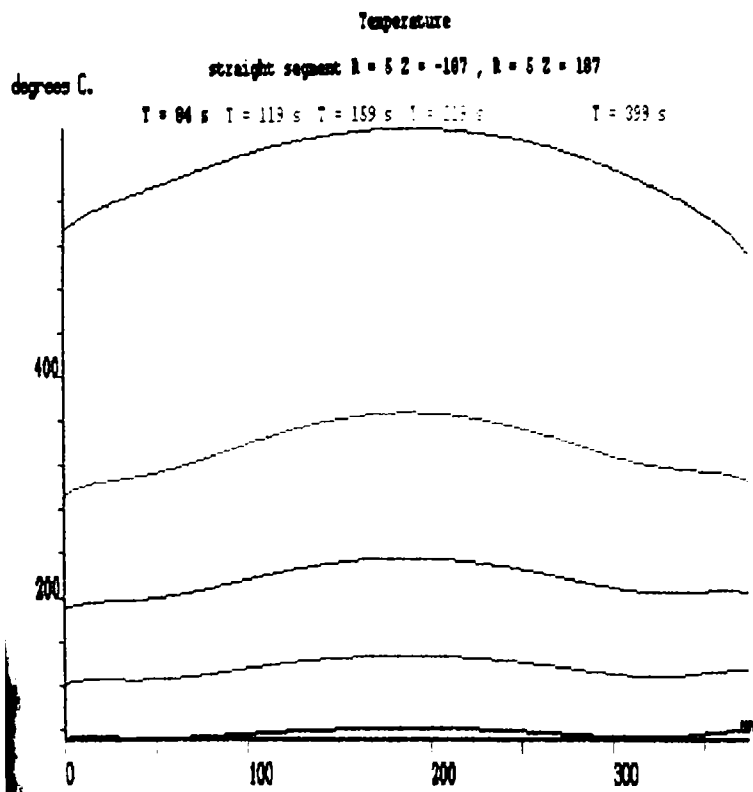


Fig. 2.138

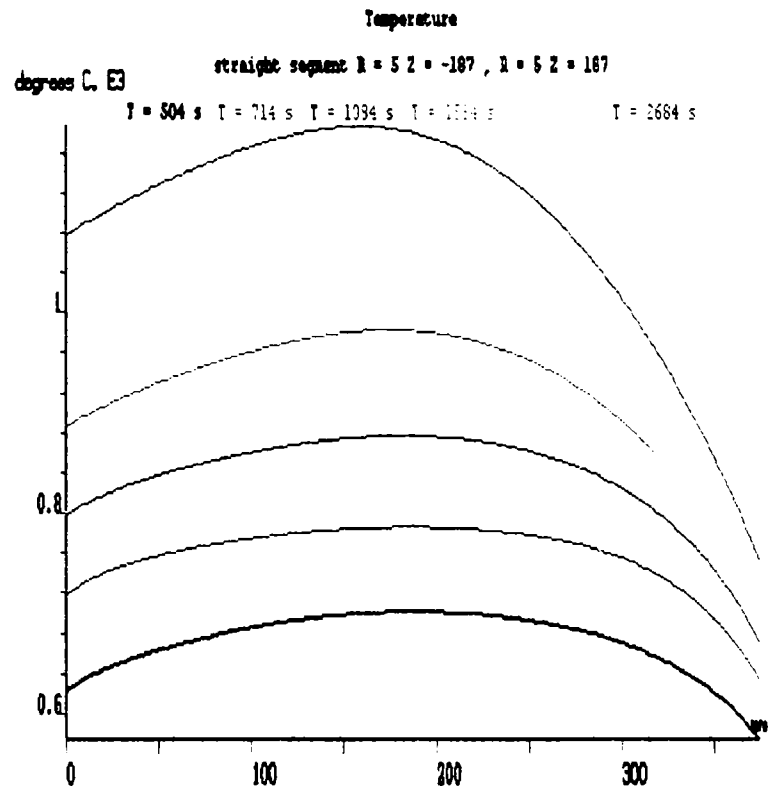


Fig. 2.139

FLUX2D 7.40/4 IND18\_T 06/09/04 18:02 Analysis Display Color shades Temperature T = 259 s

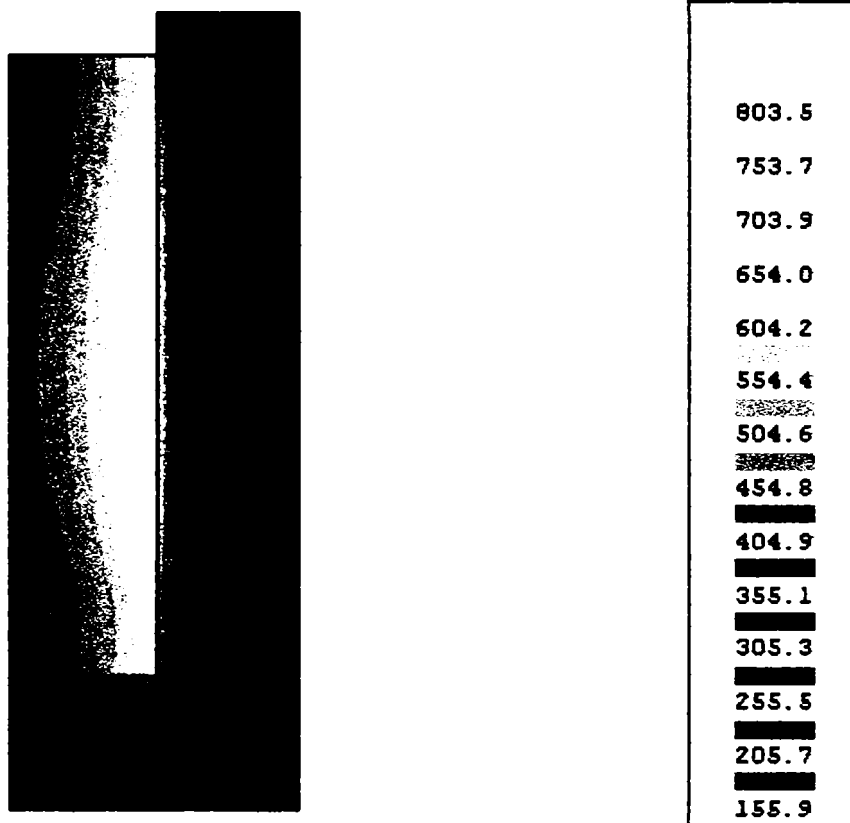
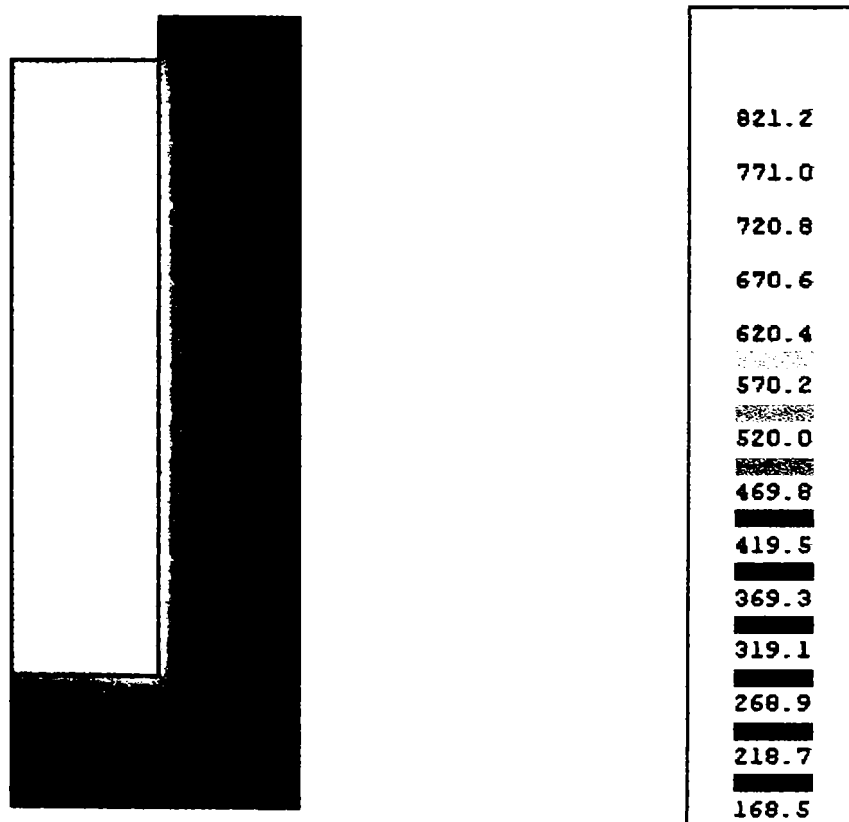


Fig. 2.140

FLUX2D 7.40/4 IND18\_T 06/09/04 18:04 Analysis Display Color shades Temperature T = 504 s



FLUX2D 7.40/4 IND18\_T 06/10/04 12:06 Analysis Display Color shades Temperature T = 1484 s

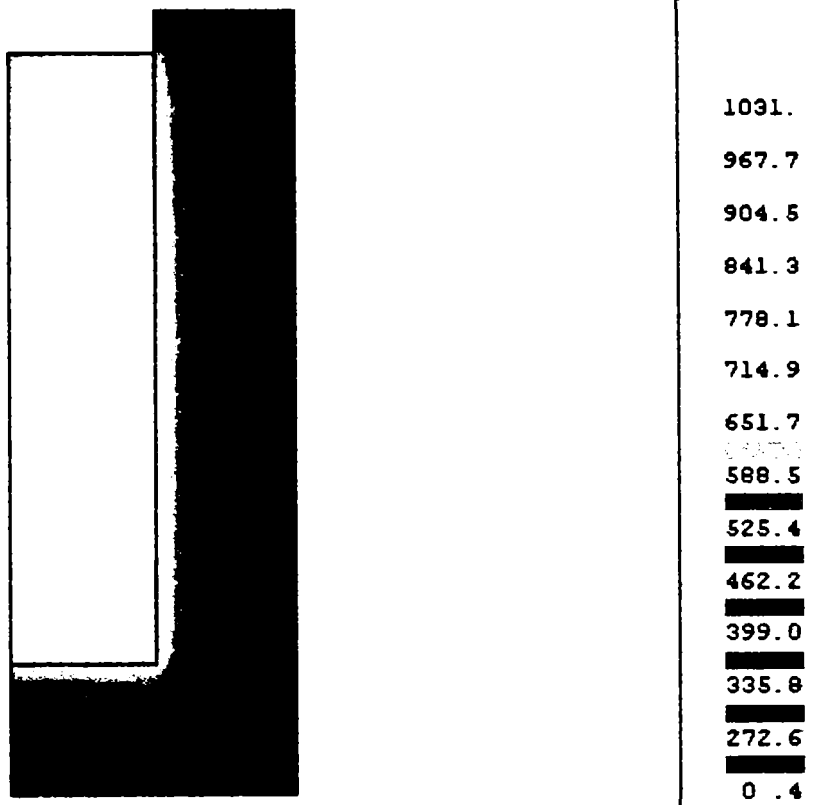


Fig. 2.142

FLUX2D 7.40/4 IND18\_T 06/09/04 18:06 Analysis Display Color shades Temperature T = 2684 s

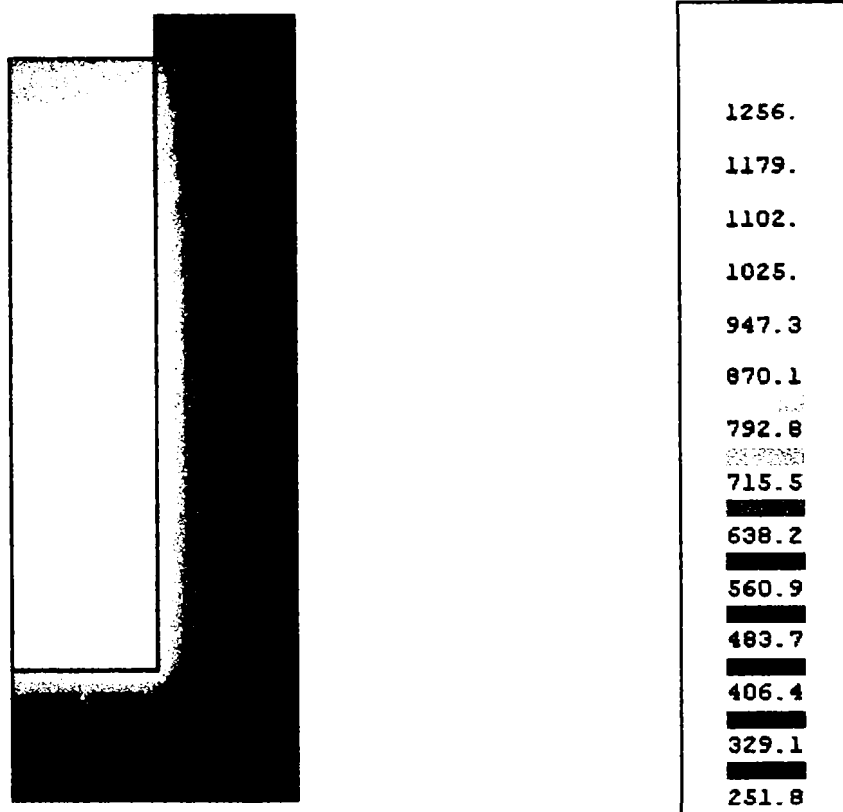


Fig. 2.143

Influența capacului cuptorului asupra procesului de încălzire a semifabricatului de oțel se poate urmări și în figurile 2.144 - 2.155, care prezintă variația în timp a temperaturii în anumite puncte din materialul procesat, pentru cele trei cazuri analizate.

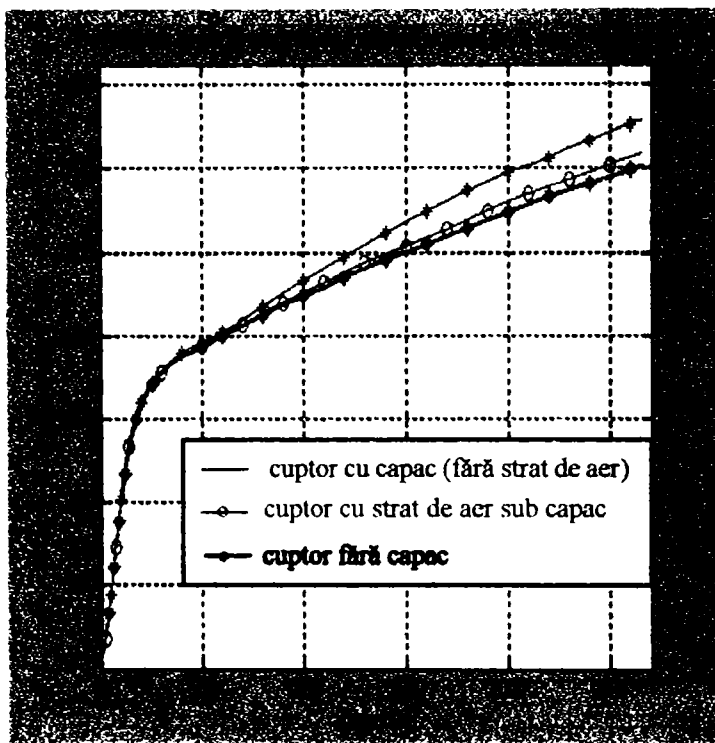


Fig. 2.144

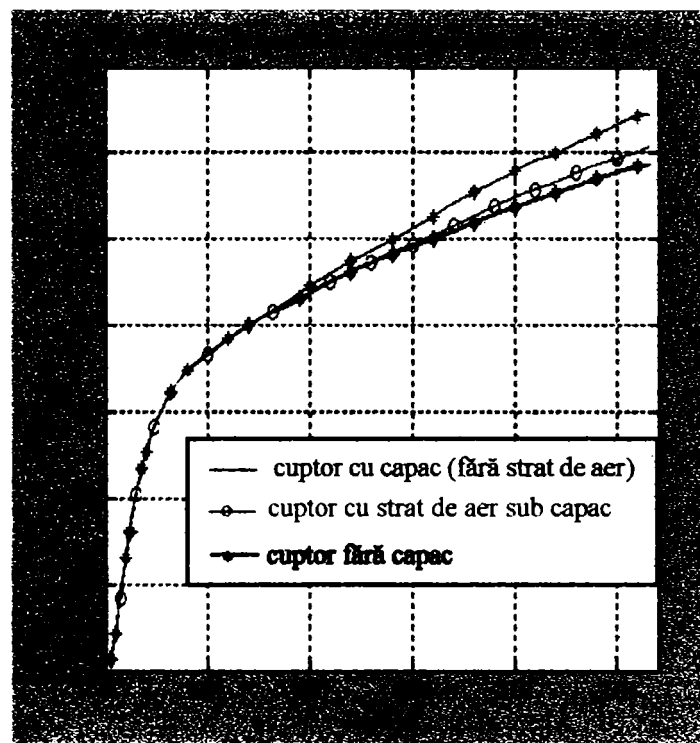


Fig. 2.145

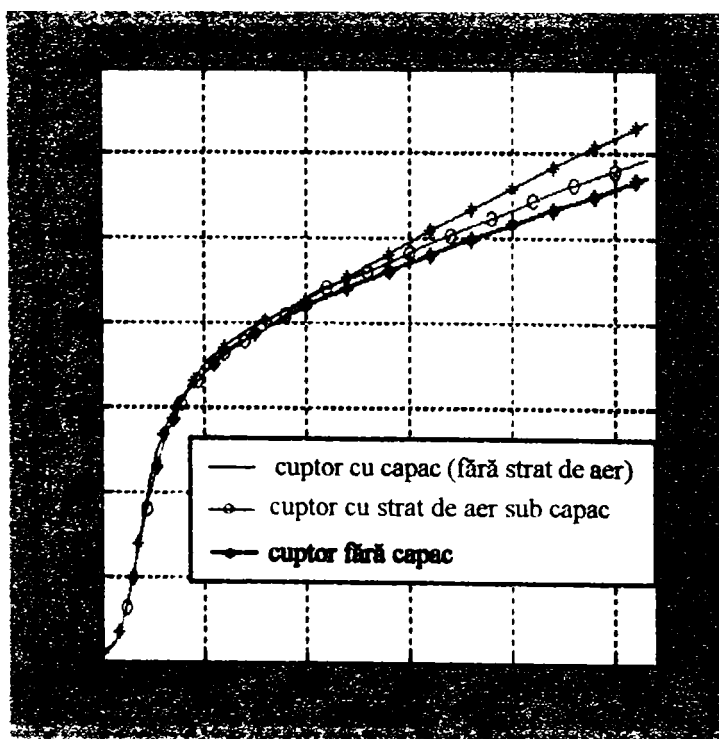


Fig. 2.146

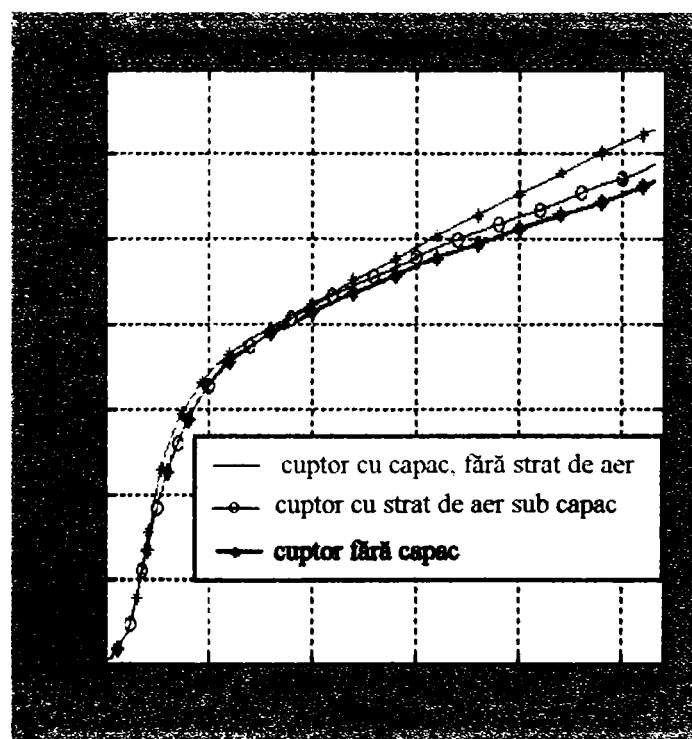


Fig. 2.147

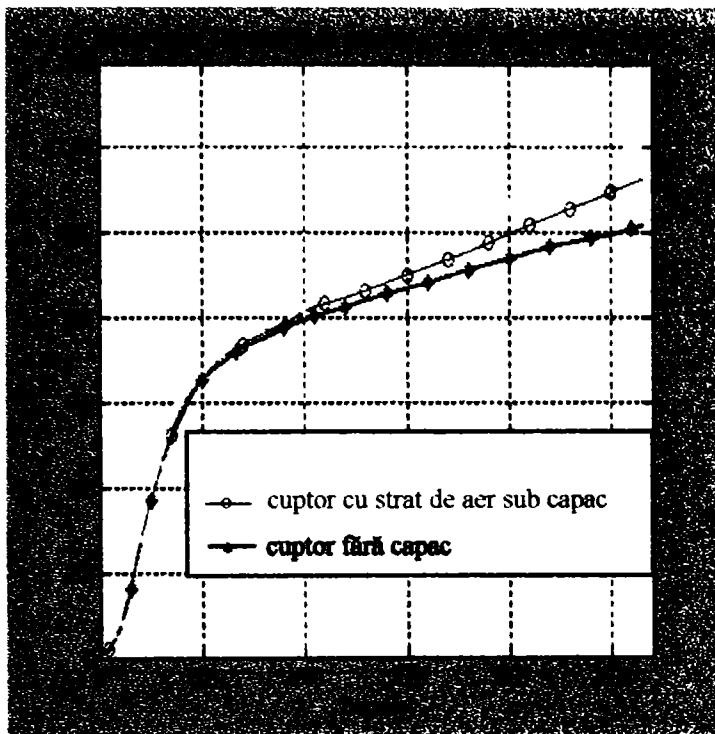


Fig. 2.148

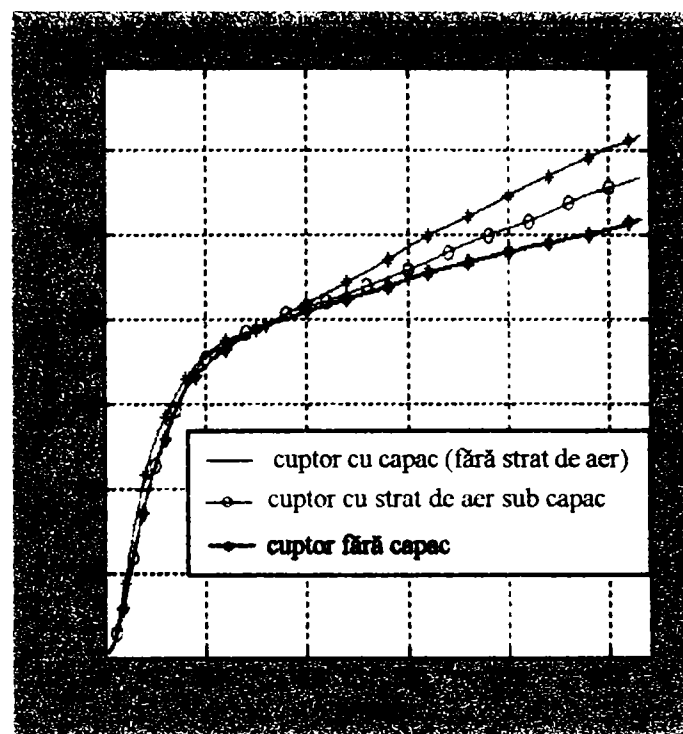


Fig. 2.149

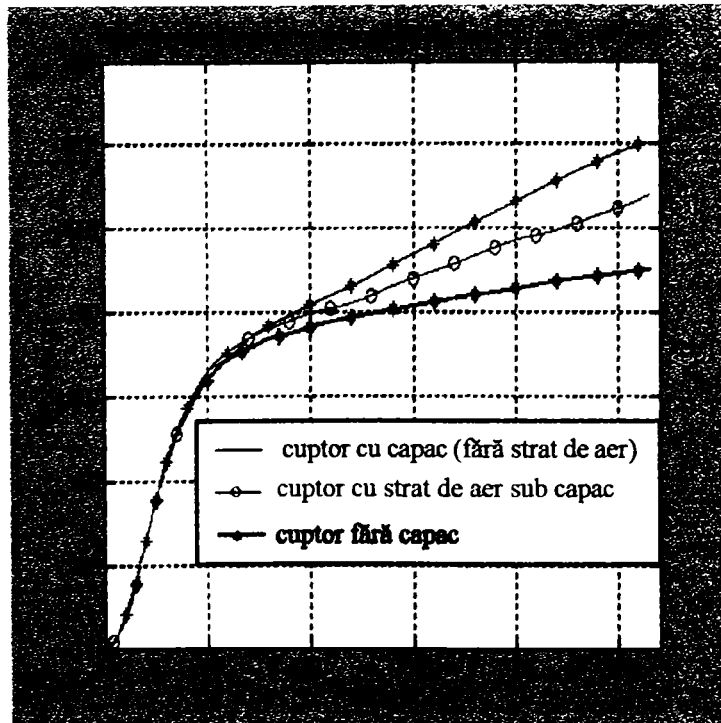


Fig. 2.150

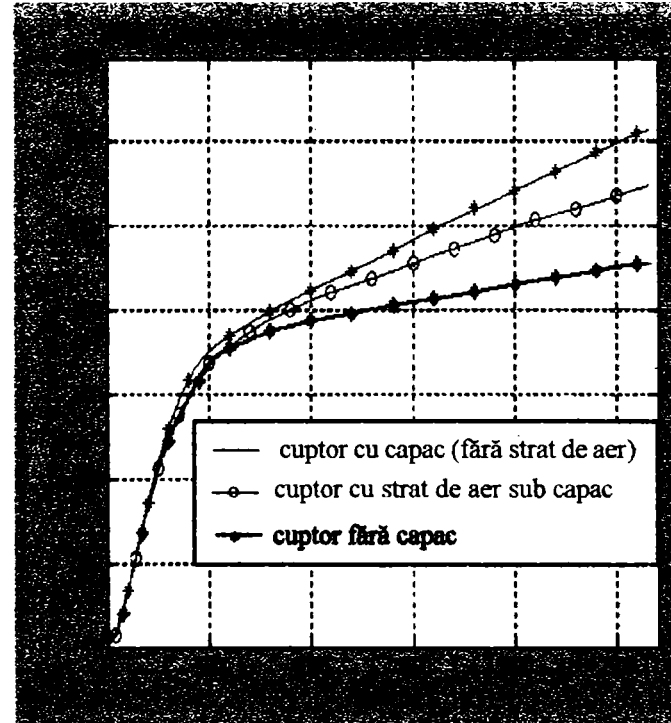


Fig. 2.151

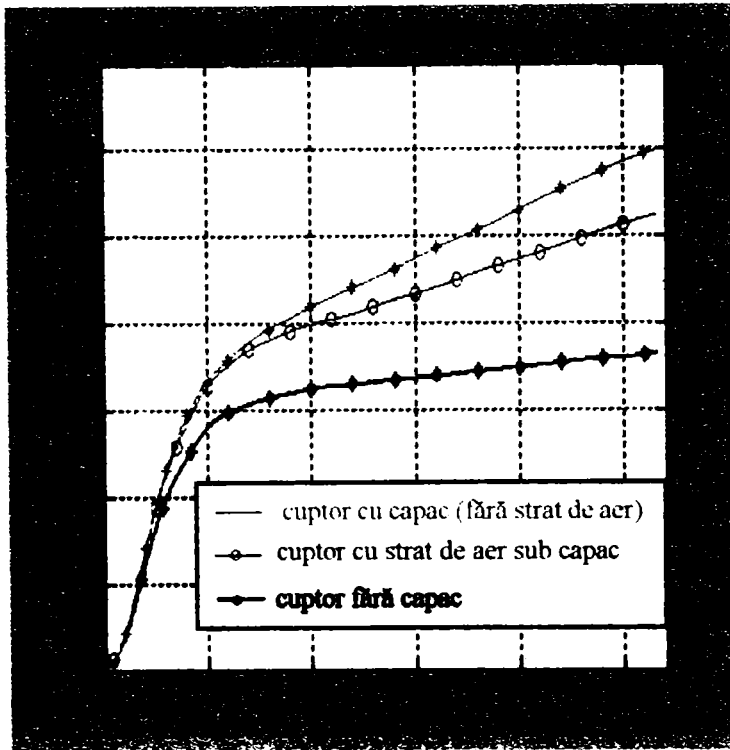


Fig. 2.152

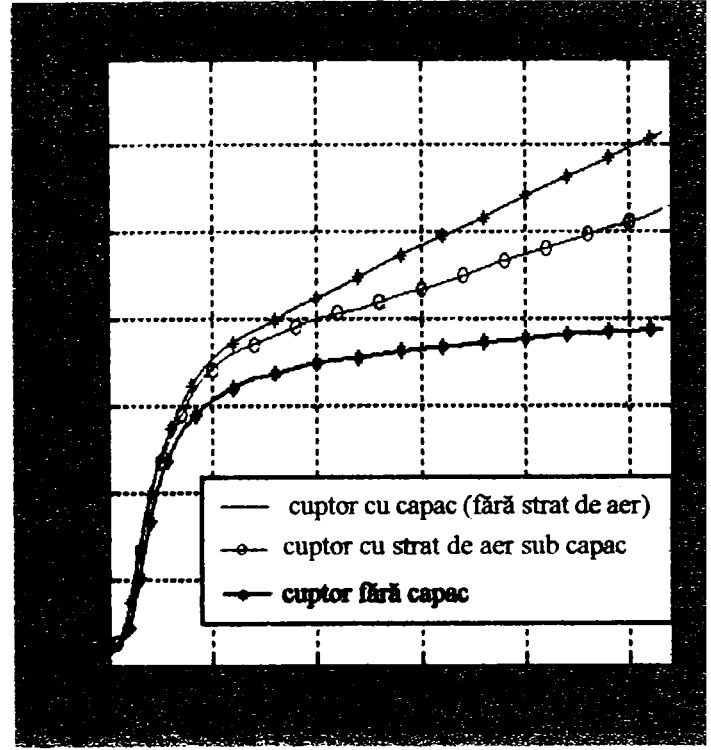


Fig. 2.153

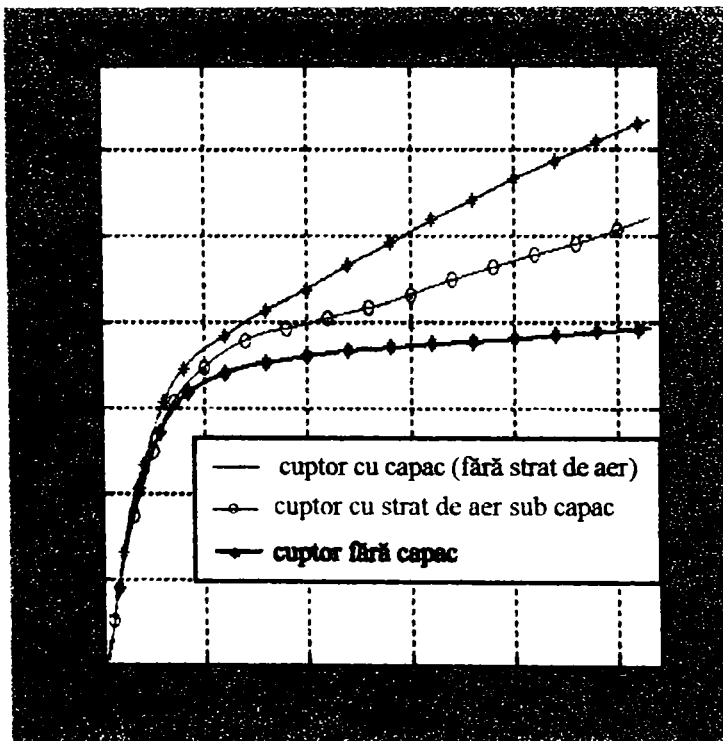


Fig. 2.154

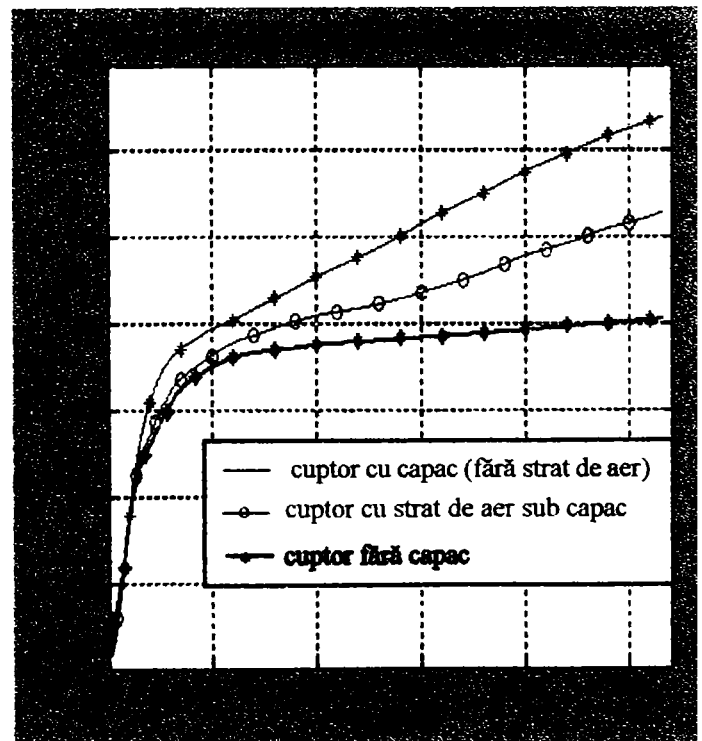


Fig. 2.155

## CONCLUZII

Comparând rezultatele simulărilor, se constată că Metoda Elementelor Finite este capabilă să reflecte mai bine evoluția procesului de încălzire prin inducție, comparativ cu Metoda Diferențelor Finite.

Astfel, simularea prin Metoda Elementelor Finite oferă mai multe informații în legătură cu distribuția câmpurilor electromagnetice și termice în semifabricatul încălzit prin inducție electromagnetică, comparativ cu simularea prin Metoda Diferențelor Finite. În această situație se poate face o analiză a mărimilor caracteristice câmpurilor electromagnetice și termice la diverse momente de timp, atât pe direcția  $r$  (raza semifabricatului), cât și pe direcția  $z$ , care corespunde înălțimii semifabricatului.

În cazul cuptorului cu capac izolant termic, fără strat de aer între șarjă și capac, se constată că distribuția temperaturii la aceeași coordonată radială diferă mai pronunțat după axa  $z$  în primul interval al încălzirii (0...500 s), diferențele de temperatură după axa  $z$  fiind mai mari spre suprafața laterală a semifabricatului ( $r = 85 \text{ mm}$ ) și ne semnificative spre axa de simetrie longitudinală a acestuia ( $r = 5 \text{ mm}$ ). În intervalul de timp (1500...2665 s) câmpul termic este relativ uniform, fapt indicat și de hărțile de temperatură.

În cazul cuptorului cu strat de aer între șarjă și capac, se constată o neniformitate mai accentuată a distribuției câmpului termic, comparativ cu cazul anterior, datorită pierderilor termice prin capac. La finalul procesului de încălzire, valorile extreme (maxime și minime) ale temperaturii materialului procesat sunt mai mici cu aproximativ  $60^\circ\text{C}$  față de cazul anterior, ceea ce indică necesitatea unui timp mai lung de încălzire pentru a se ajunge la aceeași temperatură finală ca și în cazul cuptorului cu capac izolant termic.

Pentru ambele variante ale cuptorului cu capac se constată, la finalul procesului de încălzire, o diferență de aproximativ  $80^\circ\text{C}$  între valoarea maximă și valoarea minimă a temperaturii materialului procesat.

În cazul cuptorului fără capac, pierderile termice sunt mult mai mari, nefiind posibilă practic o încălzire uniformă a semifabricatului de oțel. La finalul procesului de încălzire ( $t = 2684 \text{ s}$ ) pentru  $z = 186 \text{ mm}$  (care corespunde suprafeței superioare a semifabricatului de oțel, în contact cu mediul ambiant – aerul) se ajunge la regim termic stabilizat, temperatura fiind de aproximativ  $800^\circ\text{C}$ , în timp ce temperatura maximă a semifabricatului de oțel (la  $z = 0$ ) este  $1256^\circ\text{C}$ .

În ceea ce privește distribuția câmpului electromagnetic, se constată diferențe mici între cele trei situații analizate, în special la densitatea volumică a puterii induse în materialul procesat, așa cum era de așteptat.

Din analiza rezultatelor simulărilor numerice prin Metoda Elementelor Finite (cazul cuptorului cu capac izolant termic, fără strat de aer între șarjă și capac) și prin Metoda Diferențelor Finite se observă o bună concordanță între diversele rezultate. Astfel, pentru  $z = 37 \text{ mm}$  diferențele relative nu depășesc 15% în cazul intensității câmpului magnetic, a densității de putere activă și a densității curenților induși în semifabricat, respectiv 7% în cazul temperaturii.



### CAPITOLUL III

## VALIDAREA EXPERIMENTALĂ A MODELELOR NUMERICE MDF ȘI MEF PENTRU CÂMPURILE ELECTROMAGNETIC ȘI TERMIC DIN ȘARJA DE OȚEL A CUPTORULUI DE INDUCȚIE CU CREUZET TIP ICI 100/2,5-PR

În acest capitol se prezintă o metodă de măsurare a temperaturii din interiorul unui semifabricat de oțel încălzit într-un cuptor de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR, în vederea testării modelelor numerice MDF și MEF ale câmpurilor electromagnetice și termice din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet, prezentate în capitolele anterioare.

În urma validării experimentale, aceste modelări ar putea fi utilizate pentru realizarea unei conduceri asistate de calculator a procesului de încălzire prin inducție, respectiv pentru proiectarea unor dispozitive de încălzire prin inducție.

### 3.1 Modul de lucru

Pentru determinarea temperaturii din interiorul semifabricatului de oțel OLC 45 (caracterizat prin  $d_2 = 180 \text{ mm}$ ,  $h_2 = 375 \text{ mm}$ , Fig. 1.7), încălzit în cuptorul de inducție tip ICI 100/2,5-PR (în cazul unui curent constant prin inductor,  $I = 1810 \text{ A}$ , valoare efectivă), a fost utilizat un **modul ADAM-4018** [159], alimentat de la rețea prin intermediul unui **convertor ADAM-4520** [159].

Modulul ADAM-4018, specializat pentru măsurarea temperaturii, are 8 canale de intrare, 6 diferențiale, iar 2 cu masa comună. La canalele de intrare se pot conecta termocuple de diverse tipuri: J (0...760°C), K (0...1000°C), T (-100...400°C), E (0...1400°C), R (500...1750°C), S (500...1800°C), B (500...1800°C).

În vederea limitării pierderilor termice de la suprafața cuptorului, în timpul experimentărilor au fost folosite pentru izolare două cartoane de azbest cu grosimea de 5 mm fiecare, prin care au fost introduse termocuplele în interiorul materialului; peste azbest a fost pus un strat din praf de șamotă, de 55 mm grosime.

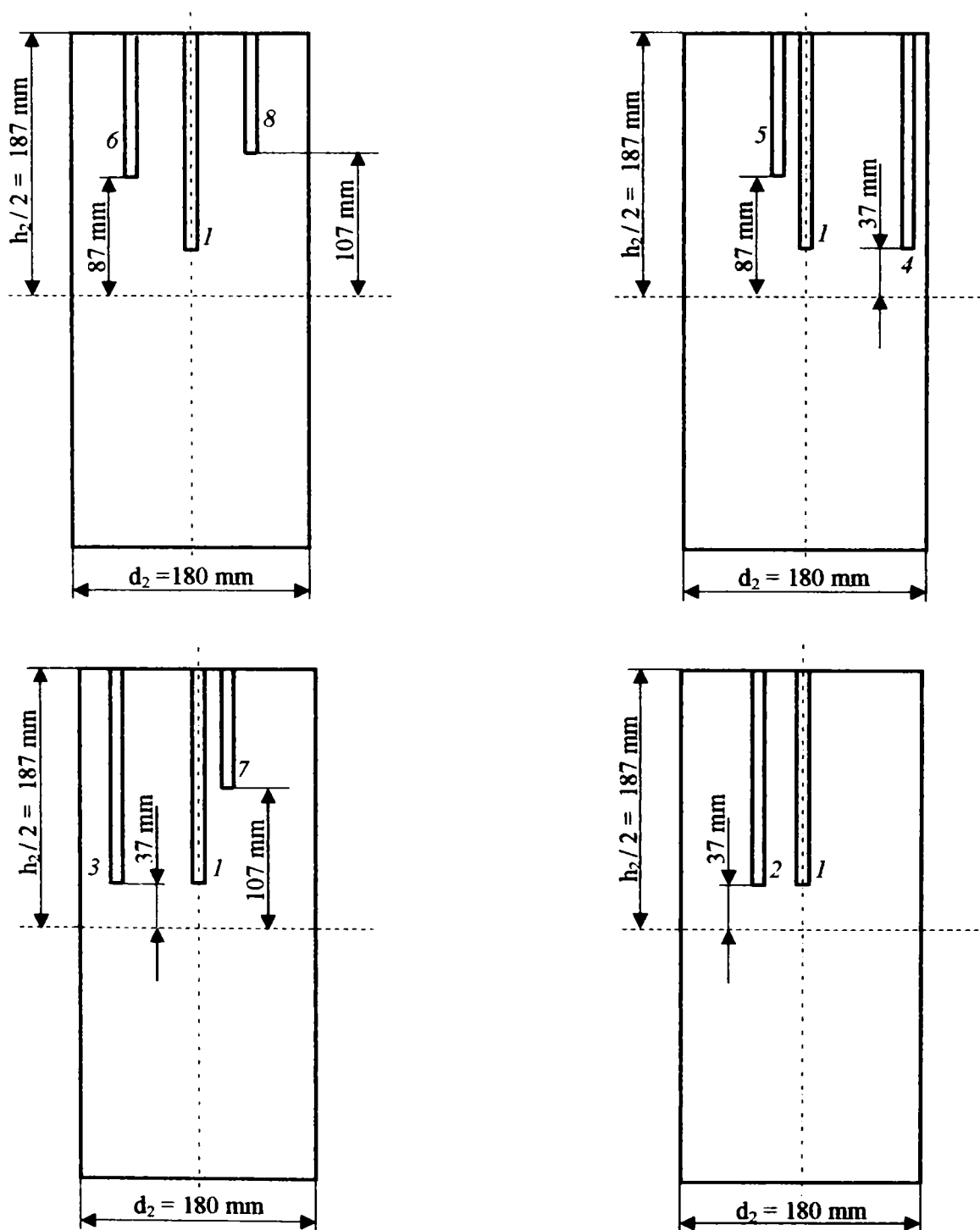
Pentru a nu modifica proprietățile de material și omogenitatea acestuia, au fost practicate 8 găuri longitudinale în interiorul semifabricatului (cu diametrul de 8 mm) în care au fost amplasate

termocuple cromel-alumel (tip K). Spațiul rămas liber între materialul de protecție a termocuplului și peretele interior al găurilor a fost umplut cu pilitură de fier (de la mașinile de polizat laminate).

Detaliile privind amplasarea găurilor pentru introducerea termocuplelor sunt prezentate în Fig. 1.8 și în Fig. 3.1. În tabelul 3.1 sunt prezentate coordonatele cilindrice ( $r$ ,  $\varphi$ ,  $z$ ) ale găurilor, unde  $z = 0$  corespunde la  $h_2/2$ .

**Tabelul 3.1** Coordonatele găurilor din șarjă

Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8
$r$ [mm]	0	30	60	75	18	45	18	45
$\varphi$ [rad]	0	$\pi/2$	$2\pi/3$	$\pi/3$	$4\pi/3$	$\pi$	$5\pi/3$	0
$z$ [mm]	37	37	37	37	87	87	107	107



**Fig. 3.1** Amplasarea găurilor pentru introducerea termocuplelor în șarjă (secțiuni transversale).

Acest mod de amplasare a termocuplelor permite obținerea unei imagini spațiale a câmpului termic din interiorul materialului procesat, dar și evoluția în timp a temperaturii, pentru aceeași coordonată spațială.

În cadrul experimentărilor s-a utilizat un sistem de măsură a curenților și tensiunilor de valori mari compus dintr-un calculator IBM-PC dotat cu o placă de achiziție a datelor ADA-3100 [163] și un bloc de adaptare [106]. Blocul de adaptare face legătura între transformatoarele de curent, respectiv de tensiune, din instalația electrică a cuptorului de inducție și sistemul de achiziție a datelor, permițând achiziționarea simultană a 3 tensiuni și 3 curenți.

Rolul blocului de adaptare este de a realiza o compatibilitate a mărimilor măsurate cu domeniile de tensiune acceptate de placa de achiziție și de a izola galvanic sistemul de achiziție a datelor față de circuitul de forță.

Utilizarea eficientă a blocului de adaptare impune ca erorile introduse de acesta să fie neglijabile în comparație cu erorile introduse de celelalte componente ale sistemului de măsură.

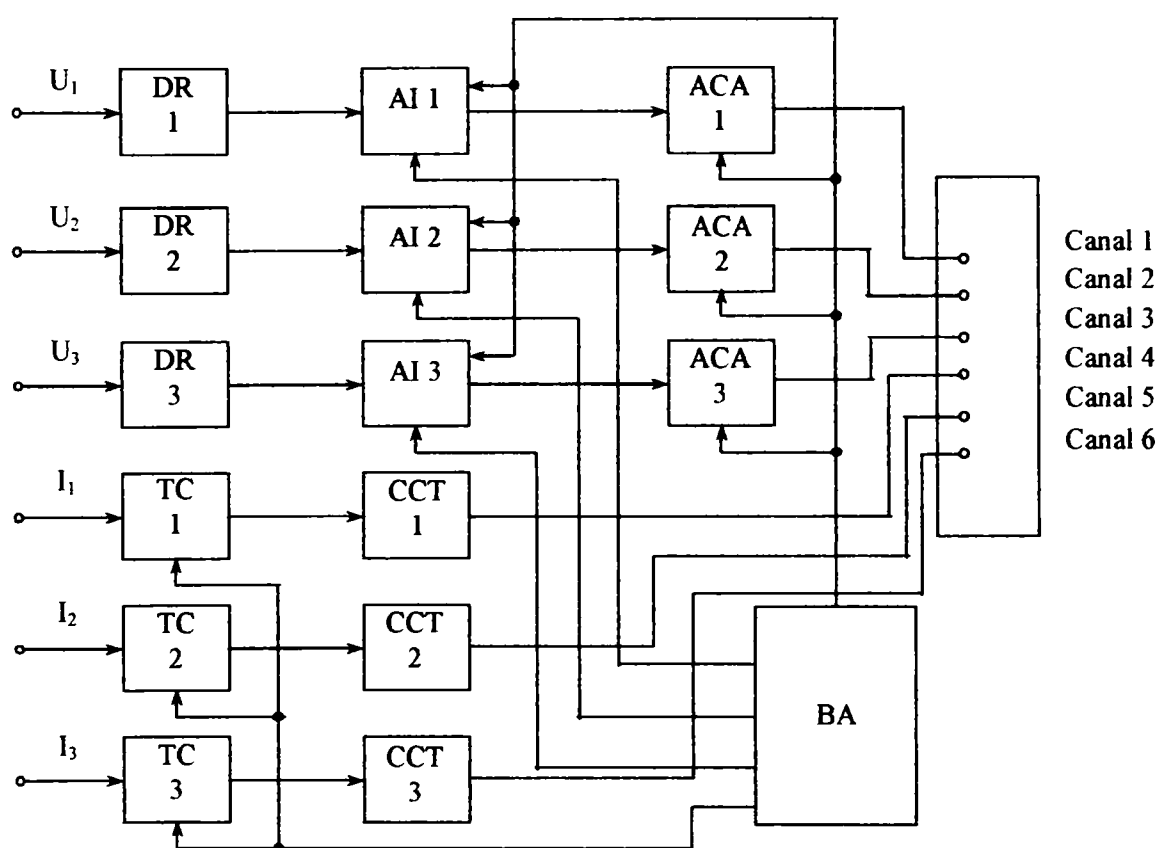


Fig. 3.2 Structura blocului de adaptare.

În structura blocului de adaptare intervin:

- *divizorul rezistiv DR*, cu rolul de a diviza corespunzător tensiunea de la intrare (domeniile alese pentru blocul de adaptare sunt: 1000 V, 500 V, 250 V, 120 V, 50 V și 10 V);

- *amplificatorul de izolare AI*, utilizat în scopul unei izolări galvanice între instalația electrică a cuptorului de inducție și sistemul de achiziție a datelor;

- *amplificatorul de curent alternativ ACA*, cu rolul de a prelua și amplifica semnalele de la ieșirea amplificatorului de izolare; totodată, amplificatorul de curent alternativ rejectează oscilațiile din componența tensiunii de la ieșirea amplificatorului de izolare, jucând rolul unui

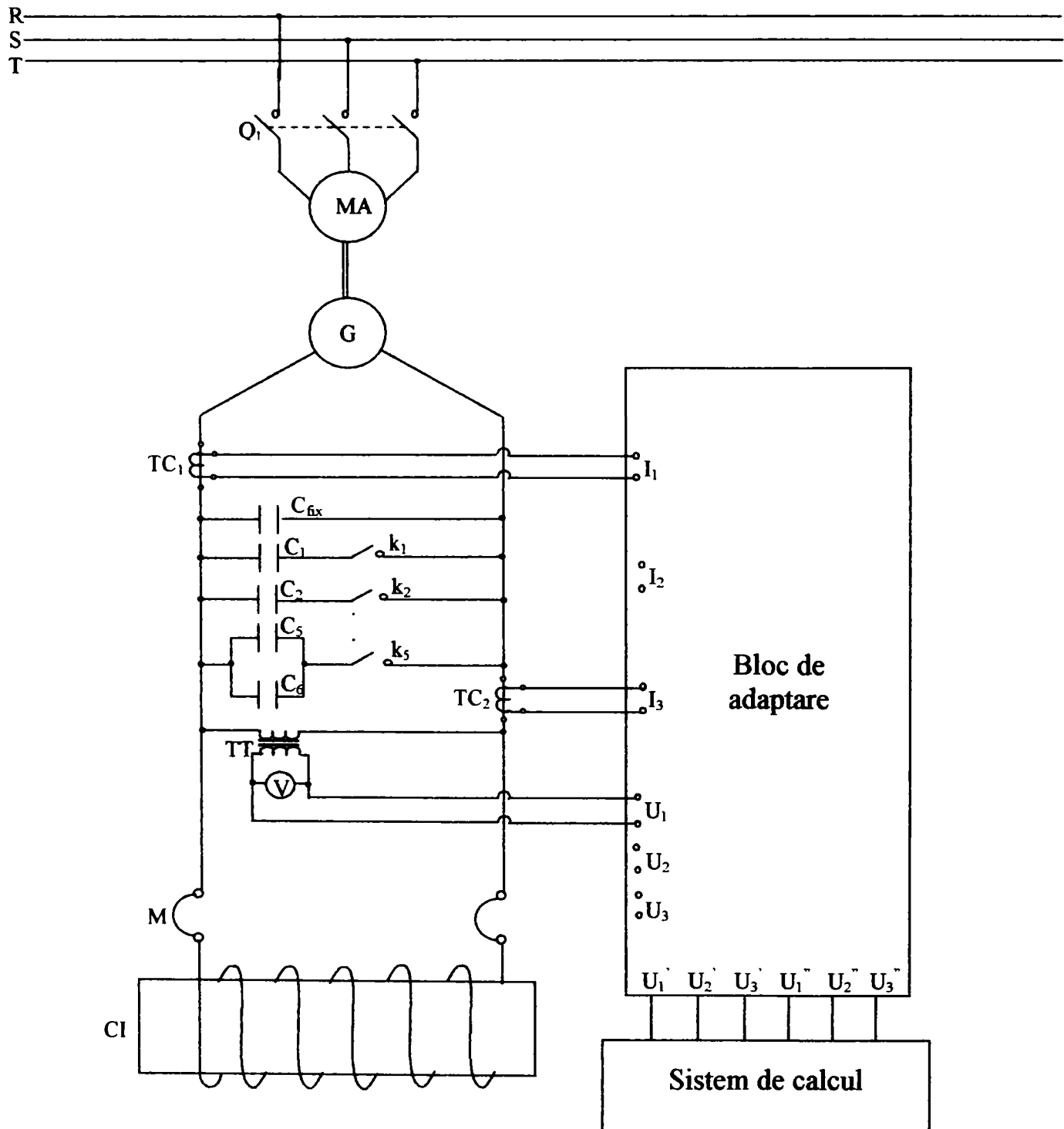
filtru trece jos;

- *traductorul de curent TC*, utilizat în scopul obținerii unui curent proporțional cu curentul de măsurat (asigură însă și o izolare galvanică între circuitul de forță și sistemul de achiziție a datelor);

- *convertorul curent-tensiune CCT*, care transformă curentul de la ieșirea traductorului TC într-o tensiune;

- *blocul de alimentare BA*, având rolul de a obține tensiunile de alimentare necesare funcționării blocurilor schemei.

Deoarece amplificatoarele de izolare sunt alimentate separat în secțiunea de intrare și de ieșire, blocul de alimentare trebuie să asigure și izolarea galvanică între cele două surse de tensiune.



**Fig. 3.3** Schema electrică de măsurare a curentilor și tensiunii de alimentare a cuptorului cu inducție tip ICI 100/2,5-PR.

În Fig. 3.3 se prezintă schema electrică de măsurare a curenților și tensiunii de alimentare a cuptorului cu inducție tip ICI 100/2,5-PR, în care:

- $Q_1$  este întrerupător automat compact, tip ISOL ( $I_n = 500 \text{ A}$ ,  $U_n = 500 \text{ V}$ );
- MA este motor asincron trifazat de antrenare ( $S_n = 167,8 \text{ kVA}$ ,  $U_n = 380 \text{ V}$ ,  $I_n = 255 \text{ A}$ ,  $n = 3000 \text{ rot/min}$ );
- G este un generator sincron de MF tip GEF-AV 125/2500 ( $P_n = 125 \text{ kW}$ ,  $U_n = 750 \text{ V}$ ,  $f = 2500 \text{ Hz}$ );
- $TC_1$ ,  $TC_2$  sunt transformatoare de măsură de curent (200/5 A, respectiv 3000/5 A);
- TT este transformator de tensiune (1000/100 V);
- M este legătura flexibilă a cuptorului de inducție (CI) tip ICI 100/2,5-PR.

Instalația de compensare a factorului de putere conține 6 blocuri de condensatoare conectate permanent, care formează capacitatea fixă ( $C_{\text{fix}} = 186,6 \mu\text{F}$ ) și 6 blocuri de condensatoare care pot fi introduse prin intermediul unor contactoare tripolare, care formează capacitatea variabilă. Capacitatea variabilă necesară compensării factorului de putere se poate modifica între limitele  $3,2 \mu\text{F}$  și  $86,7 \mu\text{F}$ , cu ajutorul unui comutator având 31 de poziții. Valorile capacității variabile formează o progresie aritmetică cu rația  $3,2 \mu\text{F}$ .

Achiziția temperaturilor s-a făcut din secundă în secundă, iar rezultatele experimentale au fost prelucrate cu ajutorul programului MATLAB.

## 3.2 Rezultate experimentale

În Fig. 3.4 se prezintă variația în timp a puterii active absorbite de inductor în timpul experimentării, iar în figurile 3.5 - 3.8 se prezintă variația în timp a temperaturilor măsurate în semifabricat.

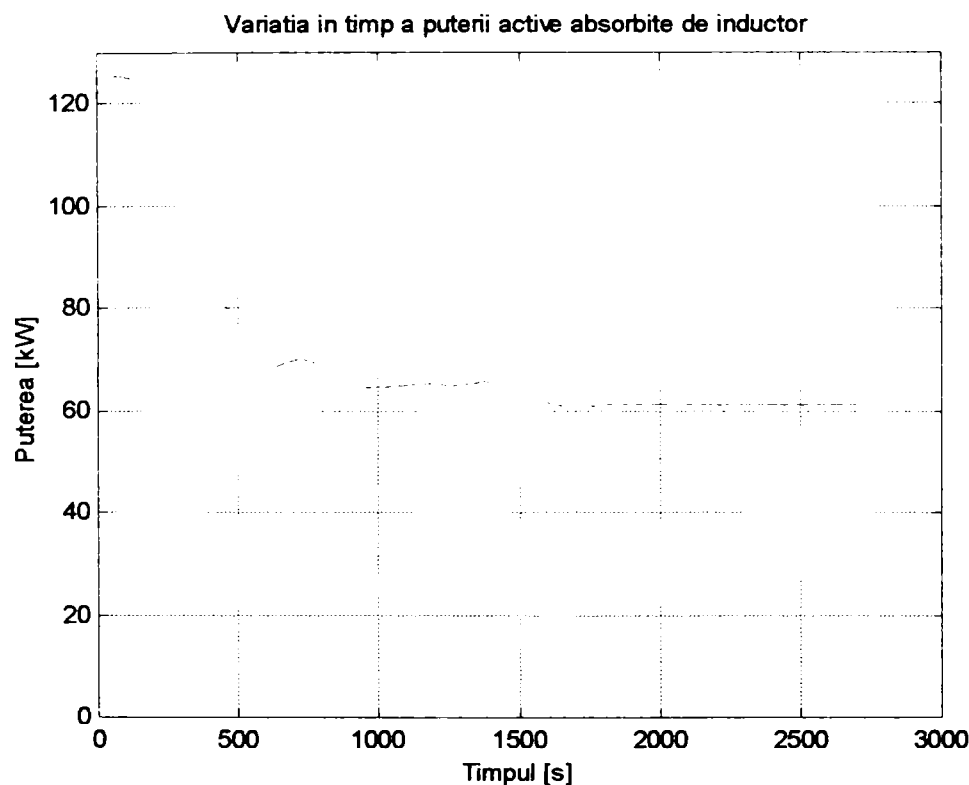


Fig. 3.4 Variația în timp a puterii active absorbite de inductor.

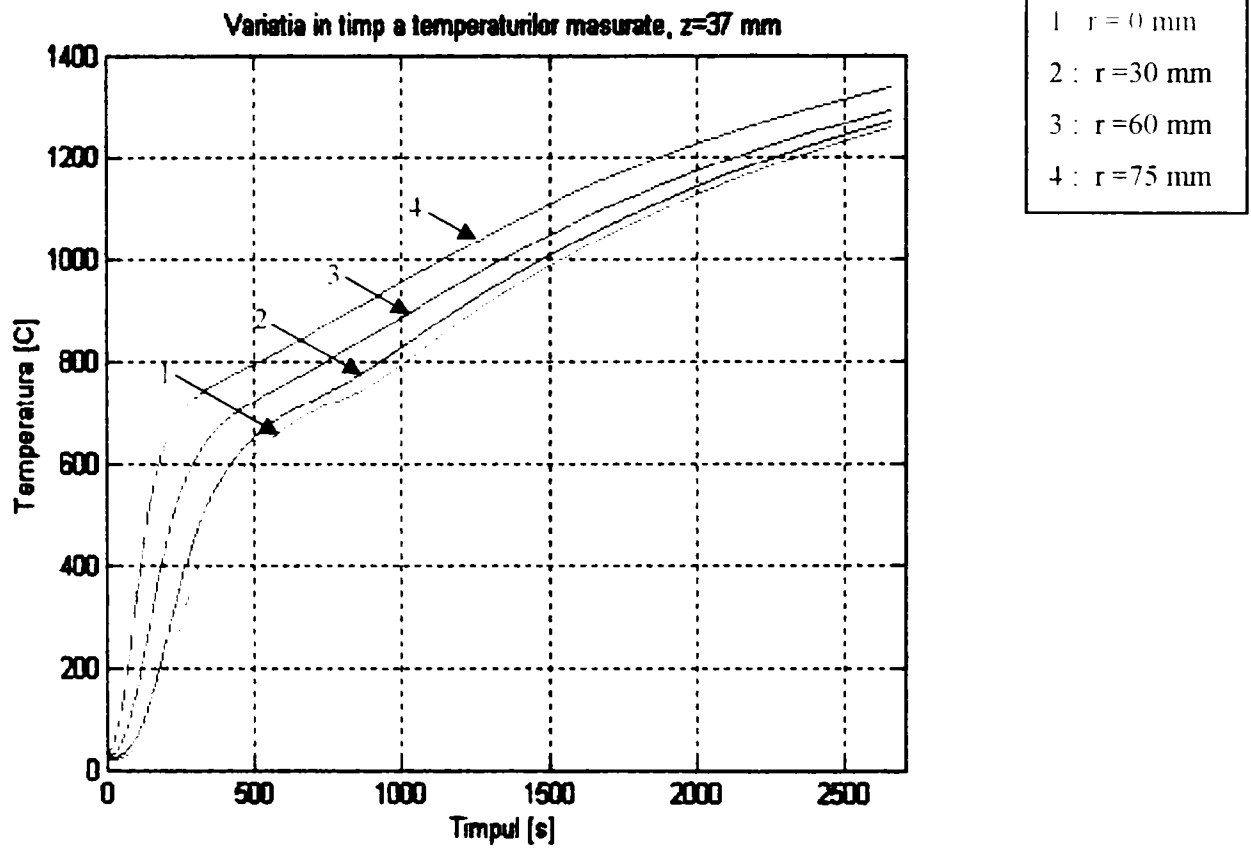


Fig. 3.5 Variația în timp a temperaturilor măsurate la  $z = 37$  mm.

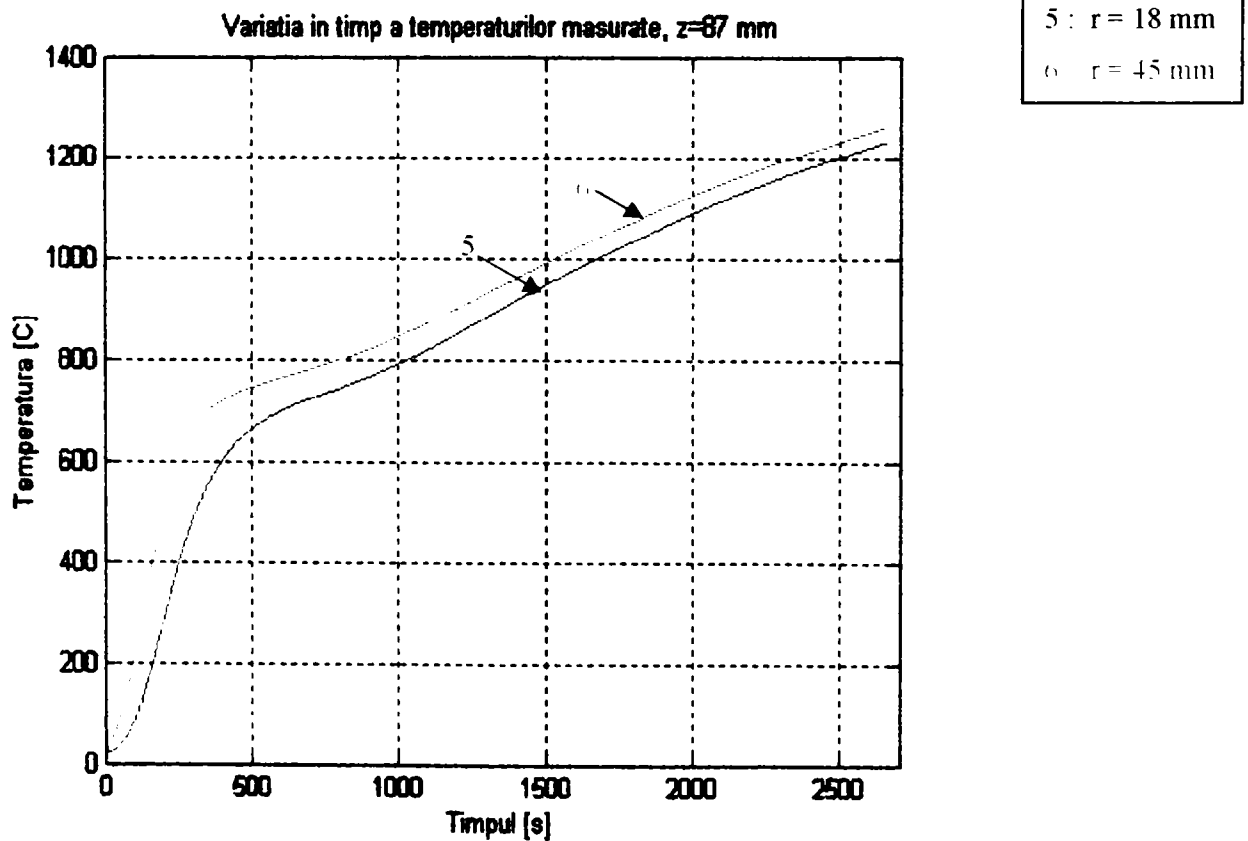


Fig. 3.6 Variația în timp a temperaturilor măsurate la  $z = 87$  mm.

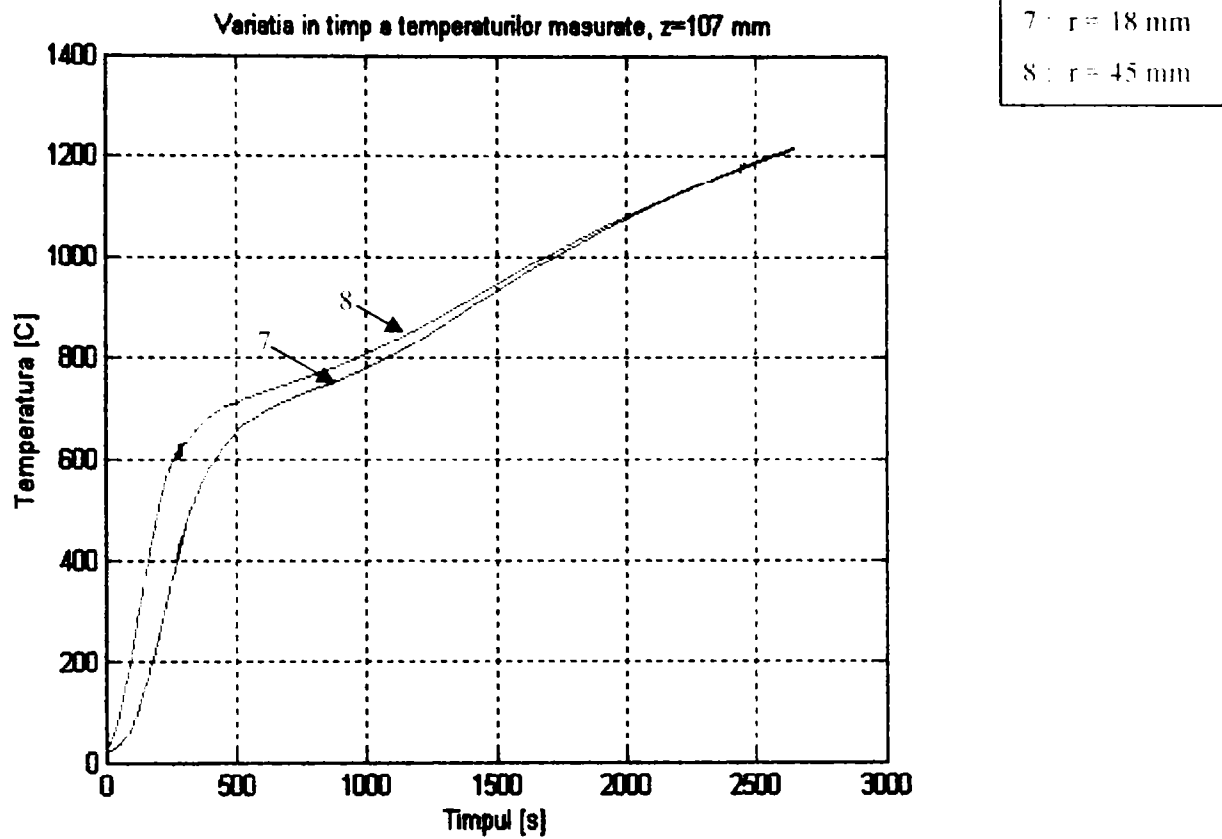


Fig. 3.7 Variația în timp a temperaturilor măsurate la  $z = 107$  mm.

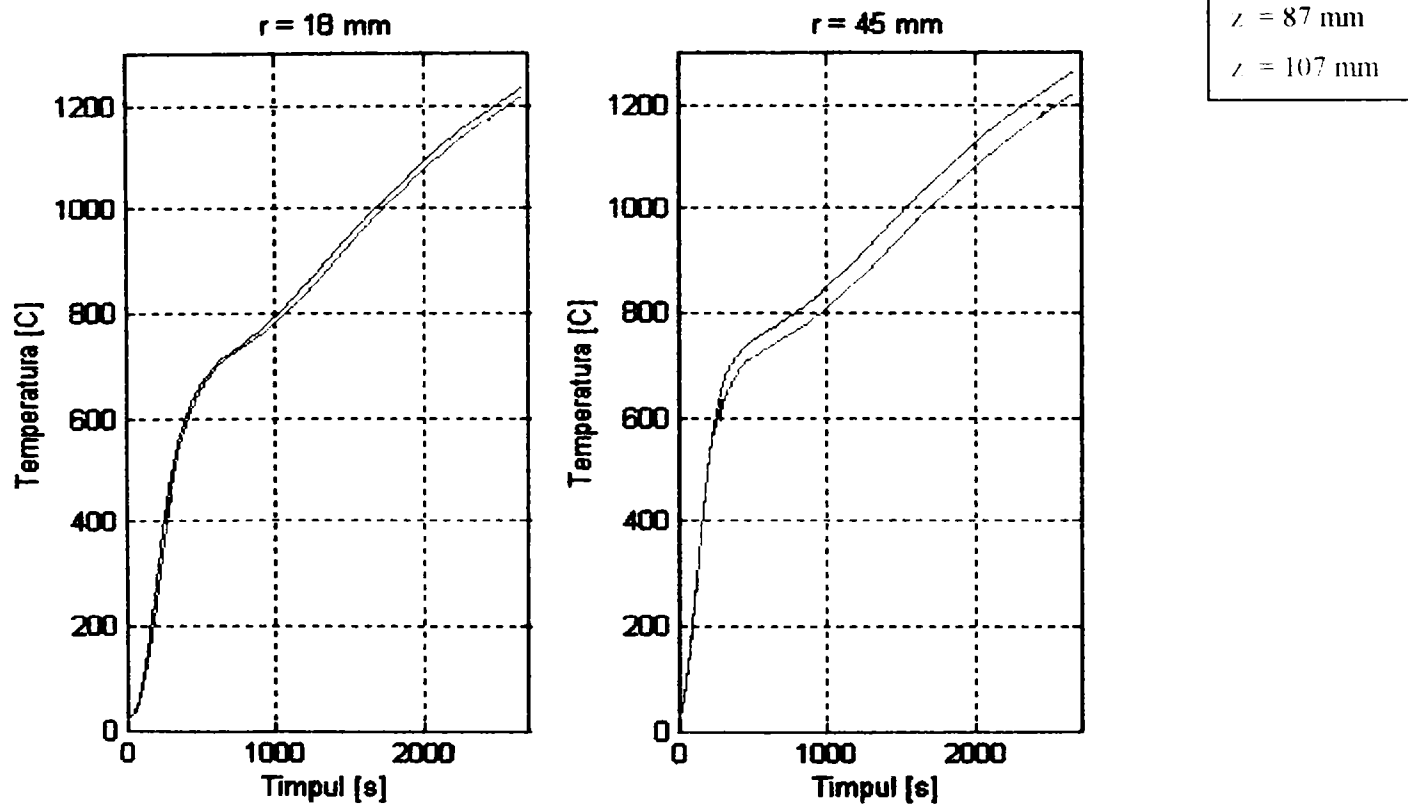


Fig. 3.8 Variația în timp a temperaturilor măsurate la coordonatele  $r = 18$  mm și  $r = 45$  mm.

În figurile 3.9 - 3.16 se prezintă variația în timp a temperaturilor rezultate prin simulare numerică (folosind MDF și MEF) și a temperaturilor măsurate la diverse coordonate cilindrice.

Variația în timp a temperaturii din material, valori măsurate ( $r=75\text{ mm}$ ,  $z=37\text{ mm}$ ) și simulate

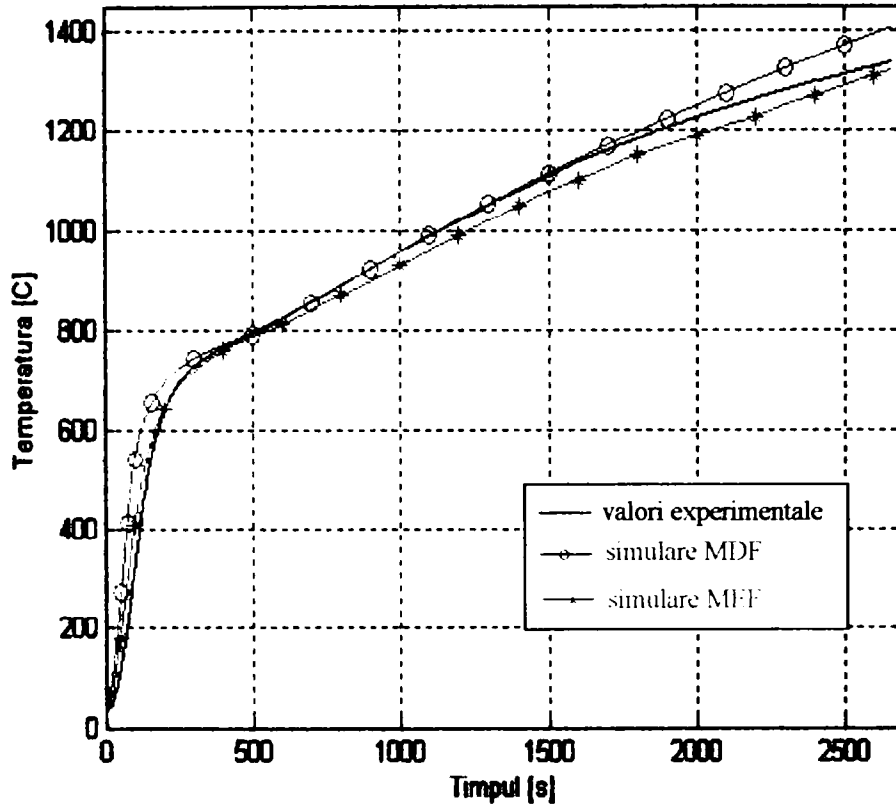


Fig. 3.9

Variația în timp a temperaturii din material, valori măsurate ( $r=60\text{ mm}$ ,  $z=37\text{ mm}$ ) și simulate

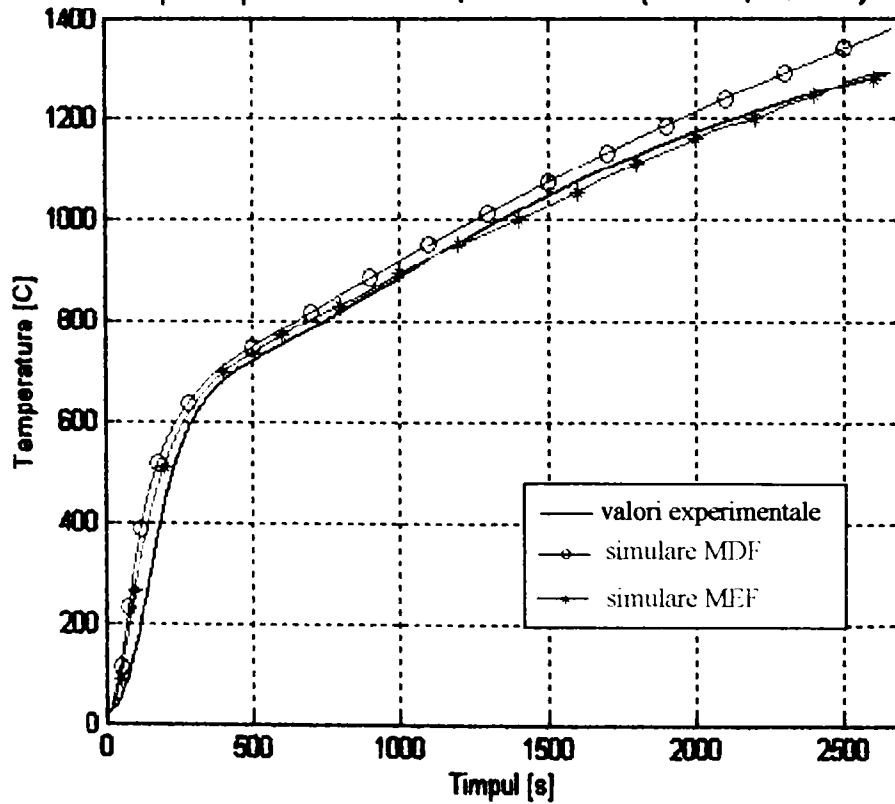


Fig. 3.10



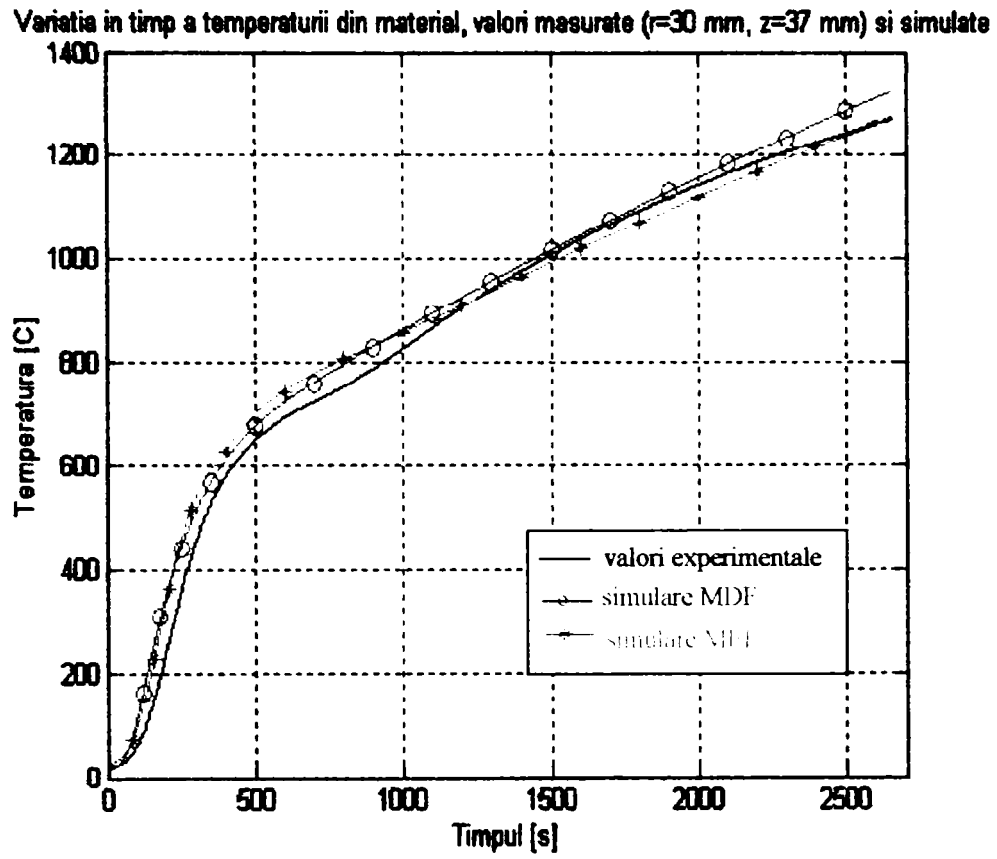


Fig. 3.11

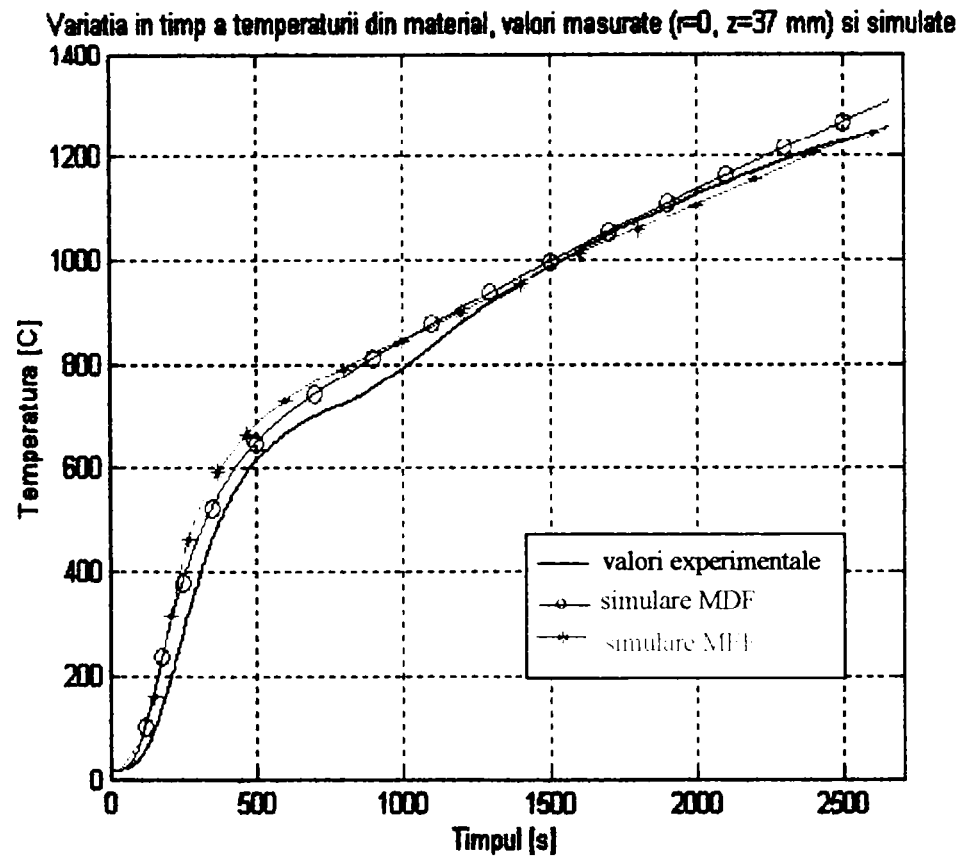


Fig. 3.12

Variația în timp a temperaturii din material, valori măsurate ( $r=16$  mm,  $z=87$  mm) și simulate

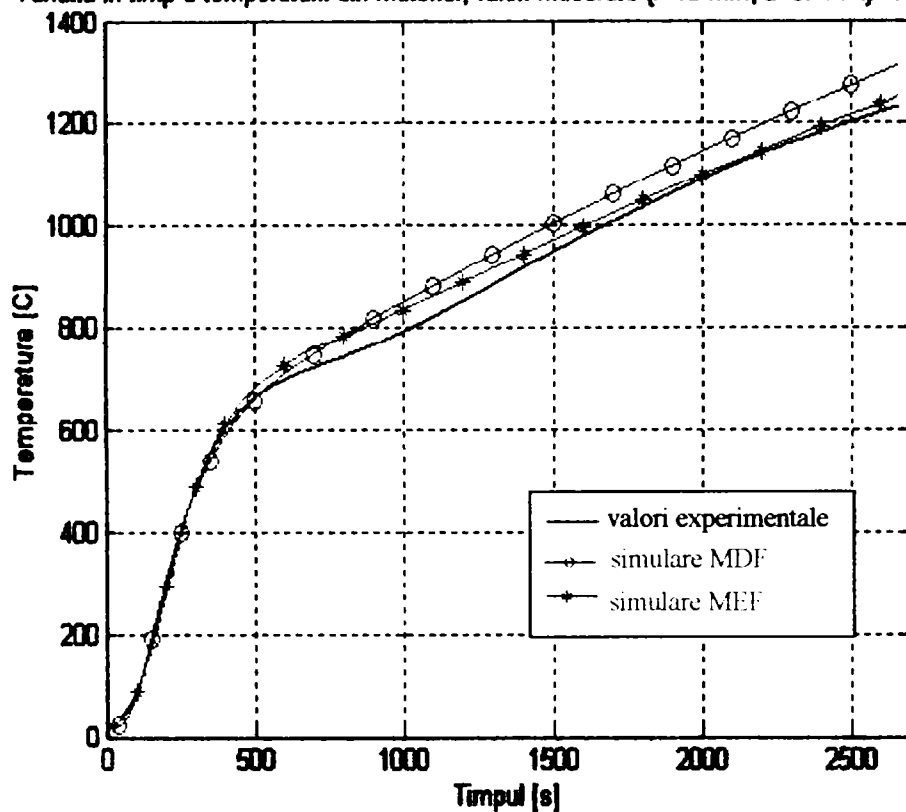


Fig. 3.13

Variația în timp a temperaturii din material, valori măsurate ( $r=45$  mm,  $z=87$  mm) și simulate

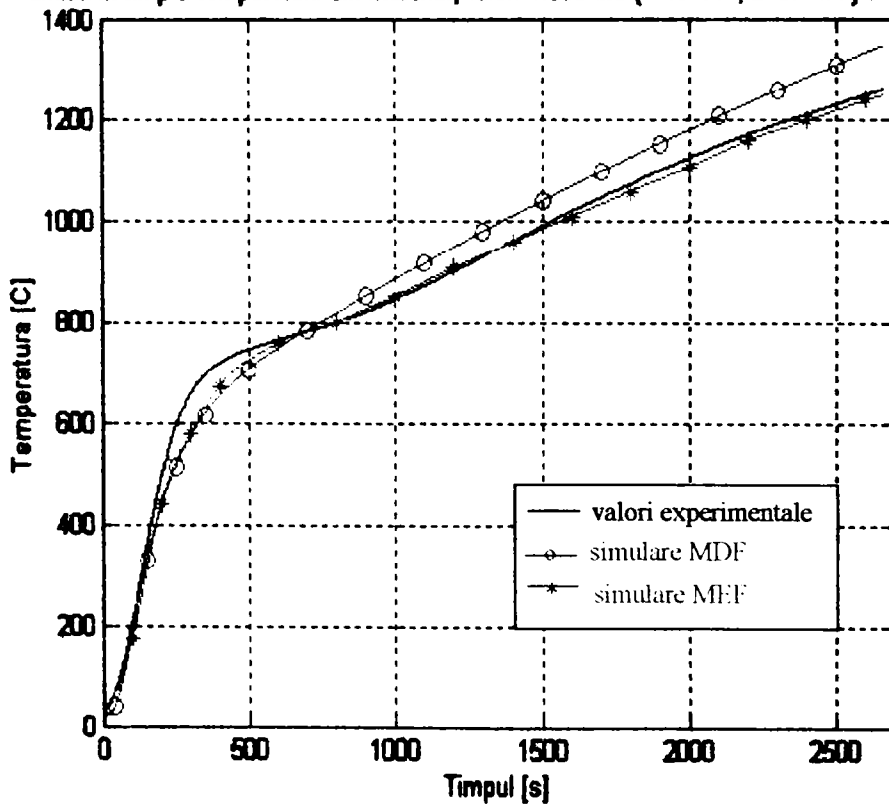


Fig. 3.14

Variația în timp a temperaturii din material, valori măsurate ( $r=18$  mm,  $z=107$  mm) și simulate

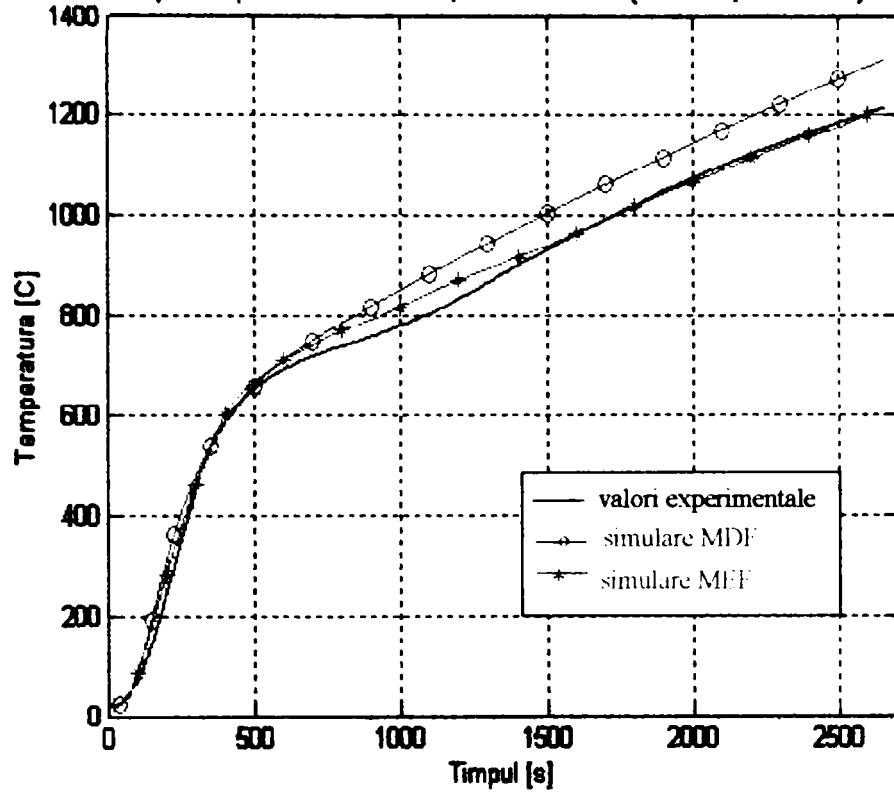


Fig. 3.15

Variația în timp a temperaturii din material, valori măsurate ( $r=45$  mm,  $z=107$  mm) și simulate

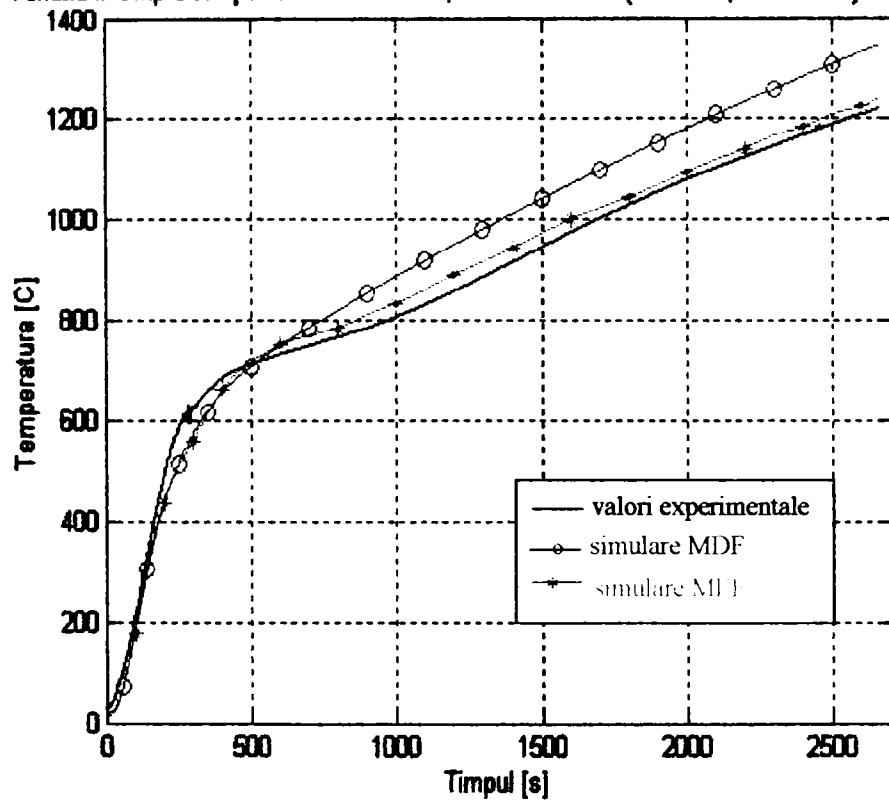


Fig. 3.16

## CONCLUZII

Din analiza rezultatelor experimentale se constată că în intervalul de timp  $t = 0...500$  s gradientul de temperatură este mult mai mare decât în intervalul de timp  $t = 500...2660$  s. Acest fapt se datorează scăderii conductivității termice a oțelului (cu creșterea temperaturii) și trecerii acestuia în stare nemagnetică (peste temperatura Curie).

În cazul temperaturilor măsurate la coordonata radială  $r = 45$  mm ( $z = 87$  mm, respectiv  $z = 107$  mm) se constată diferențe ne semnificative (1,3%), iar în cazul temperaturilor măsurate la coordonata radială  $r = 18$  mm ( $z = 87$  mm, respectiv  $z = 107$  mm) diferențele relative sunt de maxim 4%.

Pentru intervalul de timp  $t = 300...2660$  s de la începerea încălzirii semifabricatului de oțel OLC în cuptorul cu inducție tip ICI 100/2,5-PR, s-au constatat următoarele *diferențe maxime* între valorile simulate ale temperaturii și valorile de temperatură determinate experimental:

- în punctul ( $r = 75$  mm,  $\varphi = \pi/3$ ,  $z = 37$  mm) : 3,4% (simulare MEF) și 5% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 60$  mm,  $\varphi = 2\pi/3$ ,  $z = 37$  mm) : 2,6% (simulare MEF) și 7% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 30$  mm,  $\varphi = \pi/2$ ,  $z = 37$  mm) : 14% (simulare MEF) și 12% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 0$  mm,  $\varphi = 0$ ,  $z = 37$  mm) : în intervalul de timp 300...400s, 20% (simulare MEF și MDF) și în intervalul de timp 400...2660 s, 11% (simulare MEF și MDF);
- în punctul ( $r = 45$  mm,  $\varphi = \pi$ ,  $z = 87$  mm) : 7,6% (simulare MEF) și 10% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 18$  mm,  $\varphi = 4\pi/3$ ,  $z = 87$  mm) : 4,6% (simulare MEF) și 7,6% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 45$  mm,  $\varphi = 0$ ,  $z = 107$  mm) : 3,8% (simulare MEF) și 13,7% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 18$  mm,  $\varphi = 5\pi/3$ ,  $z = 107$  mm) : 4% (simulare MEF) și 8,5% (simulare MDF).

Se constată că simulările cu programul FLUX 2D, bazat pe Metoda Elementelor Finite, reflectă mai bine evoluția procesului de încălzire prin inducție a semifabricatului de oțel, întrucât se folosește un model 2D, în comparație cu simulările cu programul în C++, bazat pe Metoda Diferențelor Finite, care folosește un model simplificat 1D.

Ambele simulări pot fi utilizate pentru realizarea unei conduceri asistate de calculator a procesului de încălzire prin inducție, respectiv pentru proiectarea unor dispozitive de încălzire

prin inducție.

Programul realizat în C++ ar putea fi utilizat în prima etapă a simulării, datorită timpului de rulare relativ scurt. În această etapă se pot estima parametrii inductorului (dimensiuni geometrice, curent, tensiune de alimentare, putere), timpul de încălzire și se poate realiza un studiu al influenței pe care o au diverși factori asupra procesului de încălzire (frecvența, tensiunea de alimentare), în vederea optimizării acestuia.

Programul FLUX 2D (cuplat electromagnetice și termice) ar putea fi utilizat în etapa a doua a simulării, cea de optimizare, deoarece permite o analiză mai amănunțită a fenomenelor.

Atât simularea numerică realizată cu programul în C++, cât și simularea cu programul profesional FLUX 2D nu includ topirea materialului procesat și încălzirea în faza lichidă.

Conducerea eficientă a procesului de încălzire prin inducție presupune un control foarte precis și rapid al temperaturii șarjei prin modificarea puterii electrice absorbite de inductor, astfel încât randamentul electric și factorul de putere al instalației electrotermice să aibă valori optime, în condițiile unui timp minim de încălzire și a unui consum minim de energie electrică.

În cazul alimentării cuptorului de inducție prin convertor static, folosind aceste programe de simulare a procesului de încălzire prin inducție se pot stabili valorile tensiunii de alimentare (sau ale curentului prin inductor) și ale frecvenței acestuia astfel încât să se asigure cerințele impuse procesului tehnologic cu o eficiență maximă.

## CAPITOLUL IV

# INFLUENȚA CUPTOARELOR DE INDUCȚIE CU CREUZET, DE FRECVENȚĂ INDUSTRIALĂ, ASUPRA REȚELEI DE ALIMENTARE

Cuptoarele de inducție alimentate la frecvență industrială sunt de mare capacitate și reprezintă mari consumatori de energie electrică. Funcționarea acestor cuptoare poate produce o serie de perturbații asupra rețelei electrice de alimentare.

Fiind consumatori monofazați, aceste cuptoare introduc regimuri nesimetrice. Nesimetriile provocate de aceste sarcini pot fi însoțite și de alte forme de perturbații, cum ar fi armonicile în curentul absorbit de la rețea.

Dezechilibrele de curenți conduc la creșterea pierderilor de putere și energie activă în rețeaua electrică, iar armonicile de curent se propagă în rețeaua electrică, determinând pierderi suplimentare și micșorarea duratei de viață a echipamentelor (durata de viață a echipamentelor se poate micșora și din cauza supratensiunilor sau supracurenților rezultați din rezonanțe armonice în rețea). În plus, armonicile pot interfera cu echipamentele de control, de comunicații sau de protecție. De aceea, este necesară o evaluare cantitativă cât mai exactă a regimului nesinusoidal și nesimetric determinat de funcționarea cuptoarelor de inducție de frecvență industrială, în vederea stabilirii unor măsuri de atenuare a acestuia.

În acest capitol se determină parametrii energetici ai unui cuptor de inducție cu creuzet de mare capacitate ( $m = 12,5$  t fontă), de la SIDERMET Călan, alimentat la frecvență industrială, utilizând un sistem informatic pentru achiziția și prelucrarea semnalelor.

Măsurătorile au fost efectuate atât în secundarul transformatorului de alimentare al cuptorului, cât și în primarul acestuia. Prelucrarea datelor experimentale s-a realizat cu ajutorul unor programe în limbajul C++, care permit determinarea ponderilor armonicilor din semnalele achiziționate și calculul principalilor indicatori ai regimului nesinusoidal și nesimetric.

În urma analizei armonice a semnalelor achiziționate pe linia de alimentare de medie tensiune, respectiv pe linia de alimentare de joasă tensiune, în instalația electrică a cuptorului de inducție analizat, au fost stabilite unele măsuri de optimizare a funcționării acestuia, astfel încât să fie satisfăcute normele europene de CEM.

#### 4.1 Instalația electrică a cuptorului de inducție cu creuzet alimentat la frecvență industrială ( $m = 12,5$ t fontă) de la SIDERMET Călan

Cuptorul de inducție cu creuzet analizat este alimentat de la rețeaua trifazată de medie tensiune (6 kV) prin intermediul unui transformator cu puterea aparentă nominală  $S_n = 2625$  kVA, în conexiune  $\Delta/Y$ , 3x6/1,2 kV, având tensiunea reglabilă în trepte (4 trepte în primar și 8 trepte în secundar). Treptele de tensiune (valori efective) din secundarul transformatorului care alimentează cuptorul de inducție sunt:

- Treapta 1,  $U = 1200$  V;
- Treapta 2,  $U = 1100$  V;
- Treapta 3,  $U = 1000$  V;
- Treapta 4,  $U = 890$  V;
- Treapta 5,  $U = 720$  V;
- Treapta 6,  $U = 600$  V;
- Treapta 7,  $U = 540$  V;
- Treapta 8,  $U = 350$  V;

Echilibrarea încărcării fazelor rețelei trifazate se realizează printr-o schemă Steinmetz, cu bobină și condensatoare, iar compensarea consumului de energie reactivă se realizează cu ajutorul unor baterii de condensatoare comutabile în trepte.

În Fig. 4.1 se prezintă schema electrică a cuptorului de inducție analizat, în care:

- $Q_1$  este un *separator tripolar de interior*, tip STIm - 10 - 1250 ( $U_n = 10$  kV,  $I_n = 1250$  A);
- $Q_2$  este un *întrerupător automat OROMAX* ( $U_n = 6$  kV,  $I_n = 2500$  A);
- T este *transformatorul cuptorului* ( $S_n = 2625$  kVA; 6/1,2 kV);
- $K_1$  este *contactorul circuitului primar* ( $I_n = 1600$  A);
- (1) reprezintă *instalația de simetrizare* a încărcării fazelor rețelei trifazate (conexiune Steinmetz), cu 6 trepte de simetrizare; bobina de simetrizare are  $S_n = 1575$  kVA,  $U_n = 1200$  V; capacitatea fixă a condensatoarelor din schema de simetrizare este  $C_{\text{fix simetrizare}} = 1980$   $\mu\text{F}$ , iar capacitatea variabilă maximă care se poate introduce este  $C_{\text{var simetrizare}} = 1980$   $\mu\text{F}$ ;
- (2) reprezintă *instalația de compensare a factorului de putere*; capacitatea fixă a bateriilor de condensatoare care asigură compensarea factorului de putere al instalației este  $C_{\text{fix}} = 16\,473$   $\mu\text{F}$ , iar capacitatea variabilă, care poate fi introdusă în 31 de trepte, are o valoare maximă  $C_{\text{var}} = 10\,230$   $\mu\text{F}$ ;
- $TC_{1m}$ ,  $TC_{2m}$ ,  $TC_{3m}$  (300/5 A) și  $TC_1$ ,  $TC_2$ ,  $TC_3$  (1600/5 A) sunt *transformatoare de măsură de curent*;  $TT_{1m}$  (6000/100 V),  $TT_1$  (1320/110 V) sunt *transformatoare de tensiune*;
- M este *legătura flexibilă a cuptorului de inducție CI*.

Măsurarea tensiunilor de alimentare, a curenților absorbiți din rețeaua trifazată, a puterii active și a factorului de putere al cuptorului de inducție se realizează cu instrumente analogice.

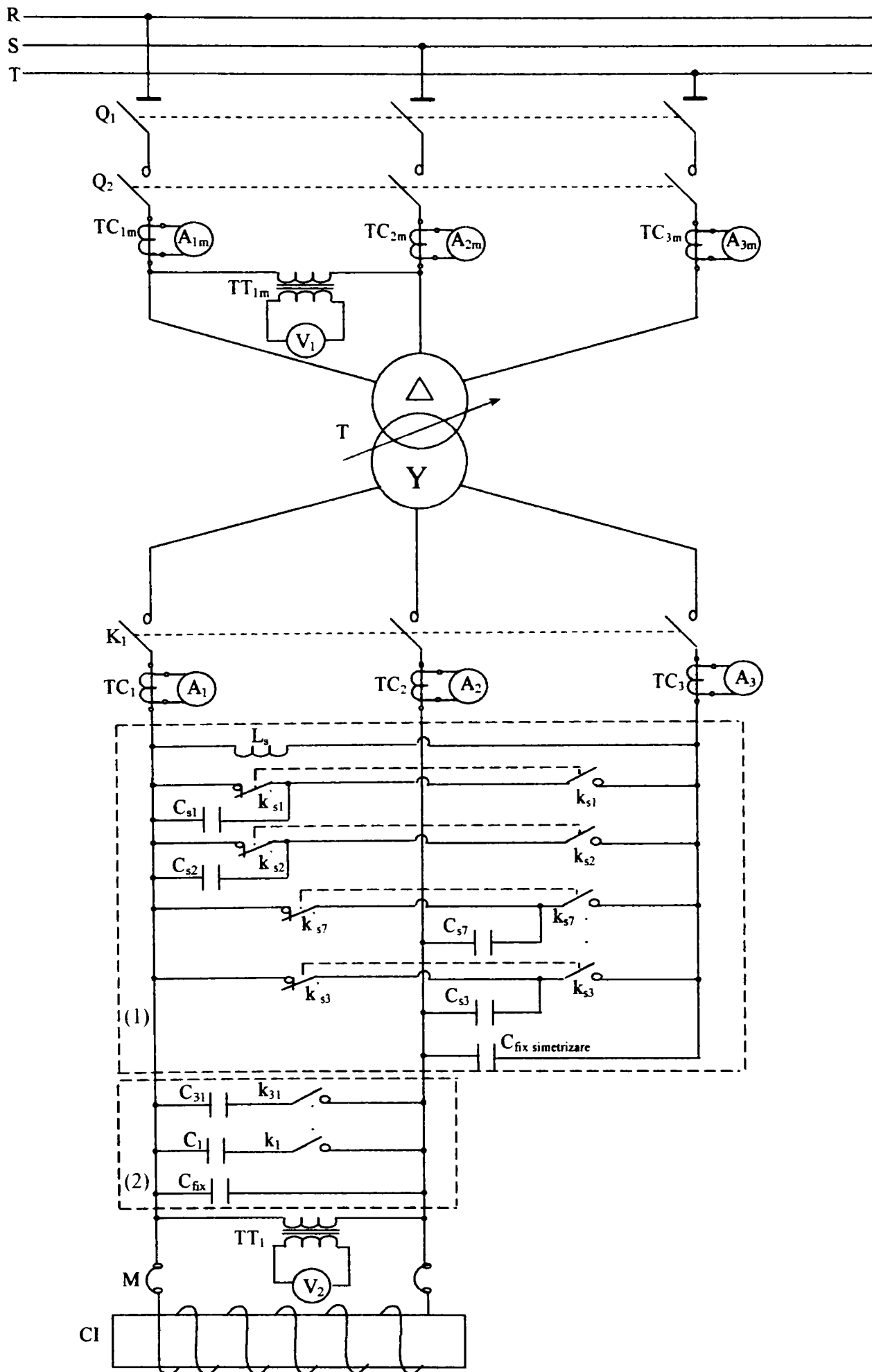


Fig. 4.1 Schema electrică a cuptorului de inducție analizat.



## 4.2 Măsurarea mărimilor electrice din instalația cuptorului de inducție cu creuzet, pe linia de alimentare de joasă tensiune

### 4.2.1 Modul de lucru

Măsurarea mărimilor electrice ale instalației cuptorului de inducție cu creuzet de la SIDERMET Călan s-a efectuat pe linia de alimentare de joasă tensiune conform schemei din Fig. 4.2.

Achiziția datelor s-a realizat pe durata elaborării unei șarje de fontă (aproximativ 7,5 ore), cu următoarea compoziție: C (3,12%), Si (1,78%), Mn (0,48%), P (0,12%), S (0,02%), Cr (0,67%), Ni (1,4%), Mo (0,26%), Fe (92,05%), alte elemente (0,1%).

În cadrul experimentărilor s-a utilizat un sistem de măsură a curenților și tensiunilor de valori mari [106], compus dintr-un calculator IBM-PC dotat cu o placă de achiziție a datelor ADA-3100 [163] și un bloc de adaptare care realizează compatibilitatea între valorile de tensiune măsurate și valorile acceptate de placa de achiziție și asigură conversia curent-tensiune a curenților măsurați.

Datorită faptului că durata de elaborare a unei șarje este relativ mare, s-a realizat achiziționarea și memorarea datelor, urmând ca prelucrarea acestora să se facă ulterior.

Pe baza datelor achiziționate s-a urmărit analiza armonică pentru semnalele de tensiune și curent până la armonica 40 (2 kHz). Conform teoremei eșantionării a lui Shannon, un sistem de achiziție de date trebuie să eșantioneze cu o frecvență de cel puțin două ori mai mare decât frecvența armonicii de rangul cel mai mare care se dorește a fi evidențiată în semnalul de intrare.

În aceste condiții, datele au fost achiziționate simultan pe 7 canale (3 canale pentru măsurarea tensiunilor de linie din secundarul transformatorului cuptorului de inducție, 3 canale pentru măsurarea curenților absorbiți de la rețeaua trifazată de către instalația cuptorului și un canal pentru măsurarea curentului prin inductor) cu o frecvență de achiziție de 5 kHz.

Durata de achiziție fiind de 200 ms, fiecare semnal include 10 de perioade, care se pot selecta apoi prin program. Intervalul de timp dintre două ferestre de date consecutive a fost de 2 s. În acest interval de timp au fost salvate datele achiziționate anterior.

Pentru măsurarea tensiunilor de linie din secundarul transformatorului de alimentare al cuptorului s-au folosit două transformatoare de tensiune cu raportul de transformare 6000/100 V ( $TT_2$  și  $TT_3$ ) cărora li s-au înseriat înfășurările primare, respectiv secundare.

Curentul prin inductor s-a măsurat prin intermediul a două transformatoare de curent ( $TC_i$ ) cu raportul de transformare de 4000/5 A, plasate pe cablurile flexibile care fac legătura între barele de alimentare și inductor. Semnalul furnizat de cele două transformatoare (cu secundarele conectate în paralel) a fost cules prin intermediul unui șunt cu rezistența de 0,75 m $\Omega$ , plasat în secundarul unuia dintre cele două transformatoare și a fost introdus direct în placa de achiziție, fiind compatibil cu condițiile acceptate de aceasta.

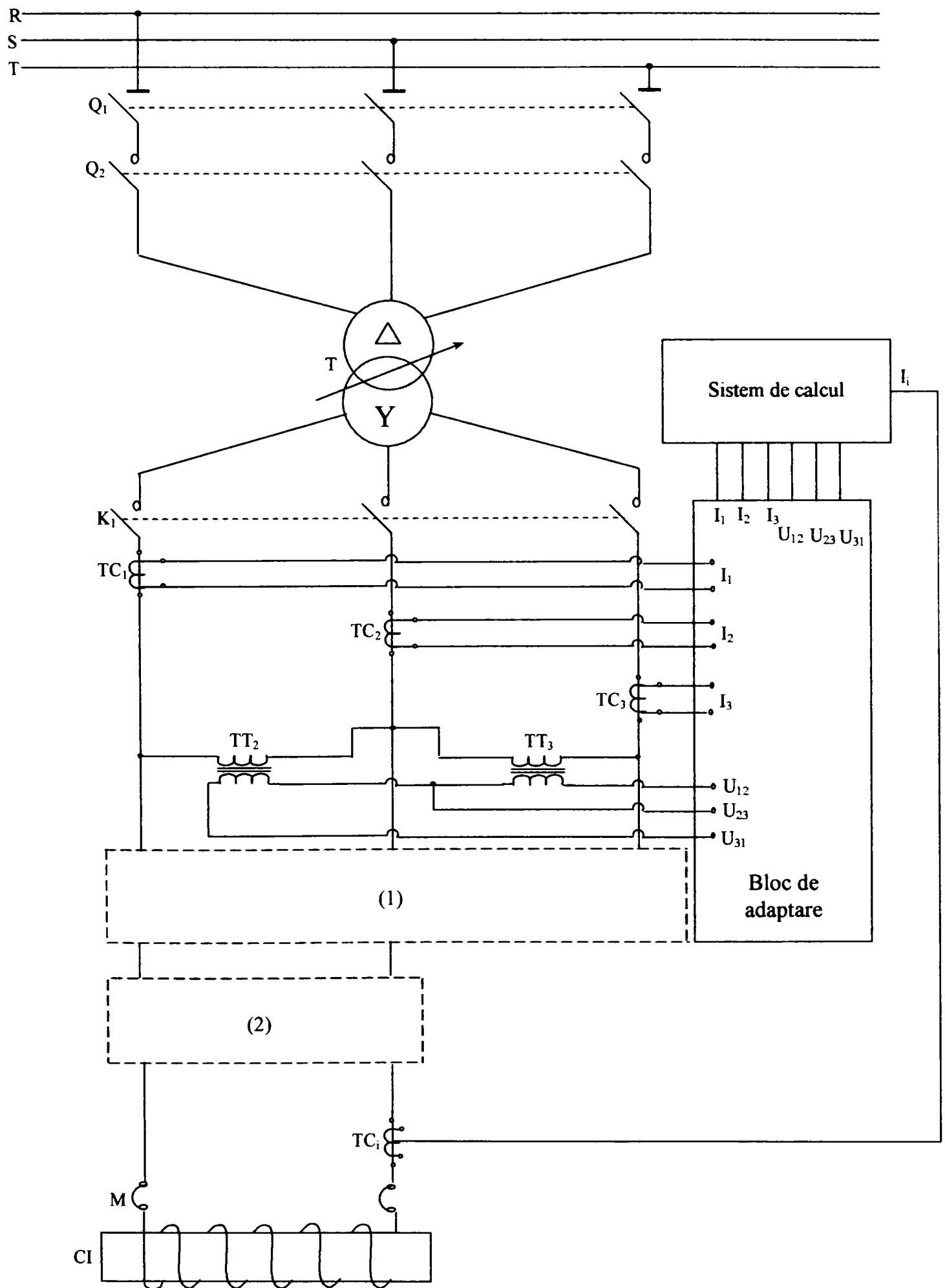


Fig. 4.2 Schema de măsurare a curenților și tensiunilor pe linia de alimentare de joasă tensiune.

Legăturile dintre transformatoarele de măsură și blocul de adaptare, respectiv placa de achiziție s-au realizat cu cabluri ecranate pentru a evita apariția semnalelor de interferență datorate cuplajelor inductive.

#### 4.2.2 Formele de undă ale semnalelor achiziționate pe linia de alimentare de joasă tensiune a cuptorului de inducție de frecvență industrială

În figurile 4.3, 4.4 și 4.5 sunt prezentate mărimile electrice măsurate în secundarul transformatorului de alimentare a cuptorului de inducție analizat.

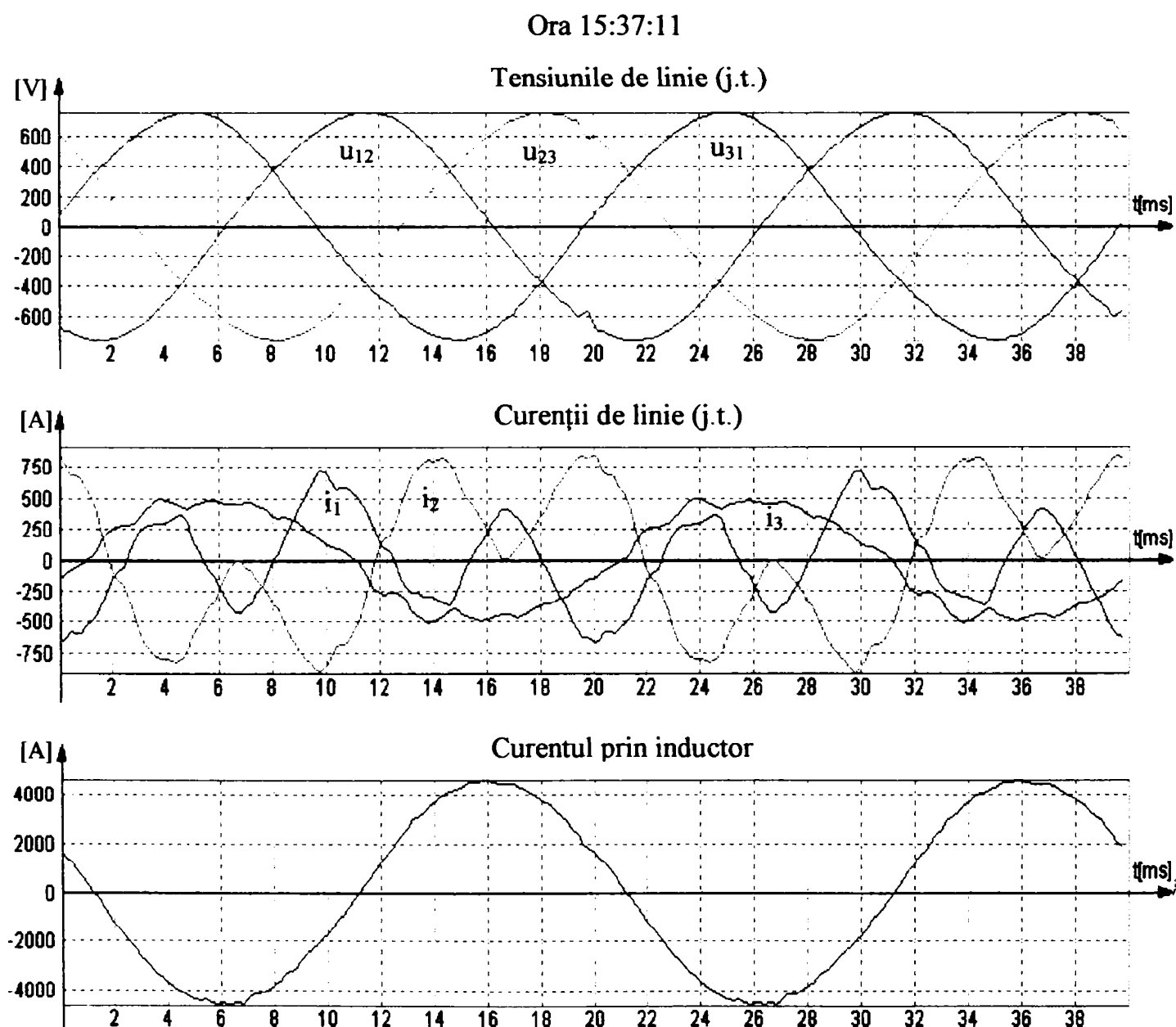


Fig. 4.3 Tensiunile de alimentare, curenții de linie și curentul prin inductor după 5 minute de la începerea procesului de încălzire a fontei în cuptorul de inducție de la SIDERMET Călan.

În timpul experimentărilor s-a urmărit modul în care sunt influențați parametrii energetici ai

instalației de către încărcătura cuptorului (în starea inițială - starea „rece”, încărcătura este neliniară din punct de vedere magnetic, iar pentru temperaturi mai mari decât temperatura Curie, fonta devine nemagnetică), tensiunea de alimentare a acestuia, instalația de simetrizare și cea de compensare a factorului de putere. În acest sens, momentele cele mai semnificative din timpul procesului de topire prin inducție a șarjei de fontă au fost selecționate astfel:

- după 5 minute de la începerea procesului de topire, cu încărcătura cuptorului în stare „rece”, treapta 7 de tensiune (540 V valoare efectivă), treapta 1 de simetrizare, treapta 1 de compensare a factorului de putere ( $C = 16473 \mu\text{F}$ );
- după 4 ore și 38 minute de la începerea procesului de topire, cu încărcătura cuptorului parțial topită, treapta 4 de tensiune (890 V valoare efectivă), treapta 4 de simetrizare, treapta 22 de compensare a factorului de putere ( $C = 23733 \mu\text{F}$ );
- în finalul procesului de topire, cu încărcătura cuptorului topită, treapta 4 de tensiune (890 V) treapta 6 de simetrizare, treapta 23 de compensare a factorului de putere ( $C = 24063 \mu\text{F}$ ).

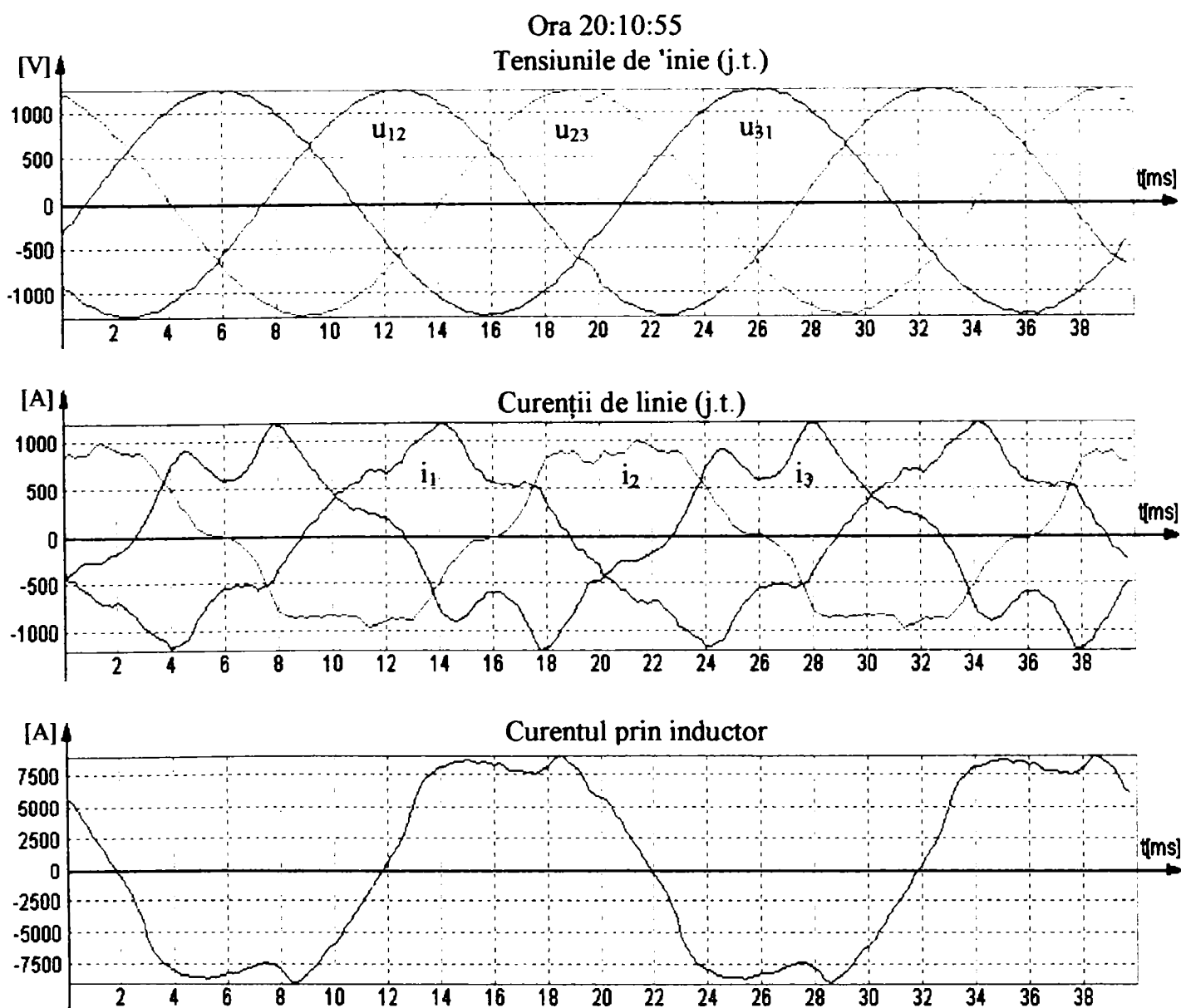
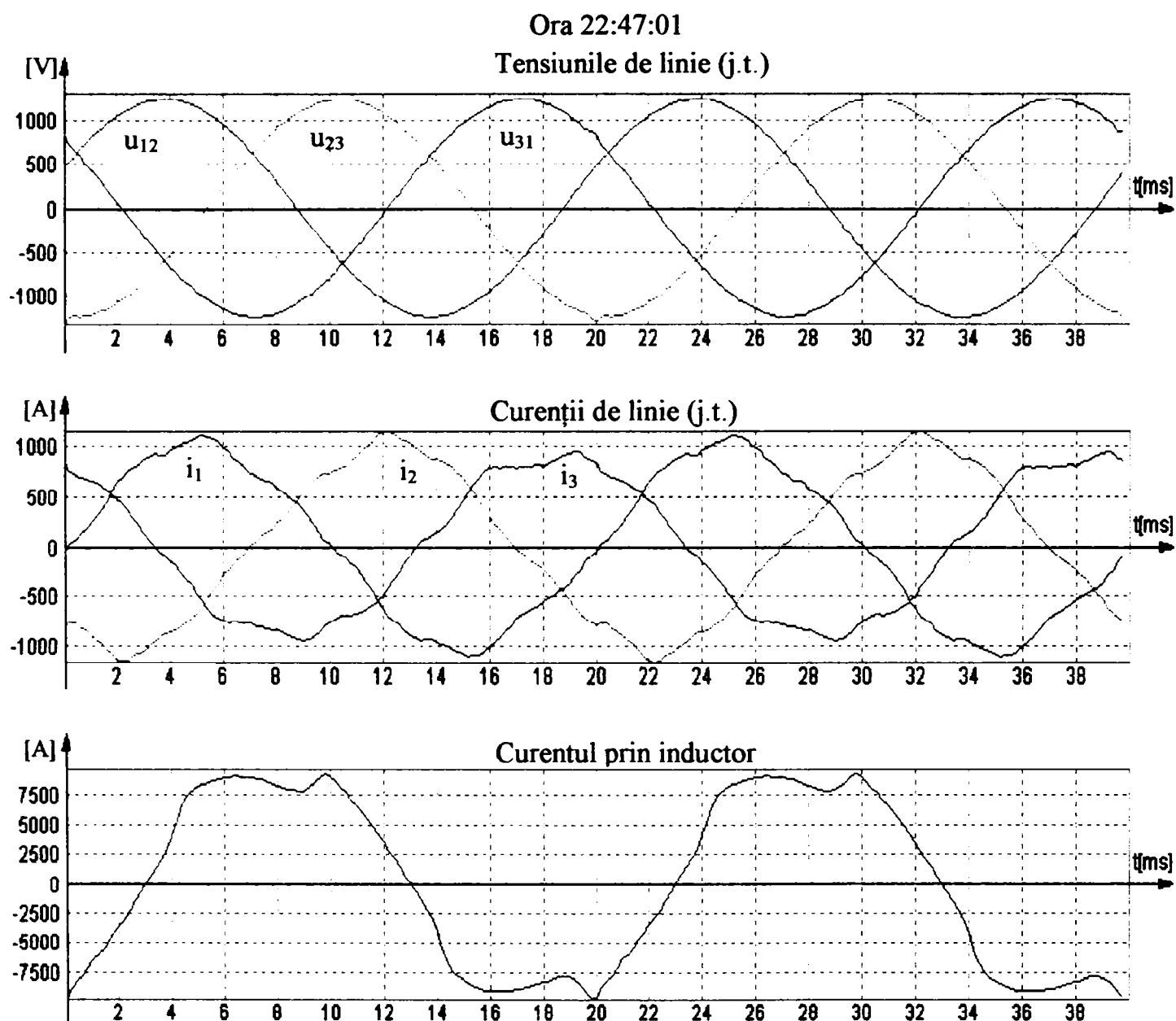


Fig. 4.4 Tensiunile de alimentare, curenții de linie și curentul prin inductor după 4 ore și 38 min de la începerea procesului de încălzire a fontei în cuptorul de inducție de la SIDERMET Călan.



**Fig. 4.5** Tensiunile de alimentare, curenții de linie și curentul prin inductor la finalul procesului de topire a fontei în cuptorul de inducție de la SIDERMET Călan.

Analizând datele experimentale, se constată existența unor perturbații electromagnetice în curenții absorbiți de la rețeaua trifazată de către instalația electrică a cuptorului cu inducție și în curentul prin inductor, în toate situațiile analizate, dar nu și în tensiunile de linie.

Cele mai puternice perturbații ale curenților de linie se înregistrează la începutul procesului de încălzire inductivă, în starea „rece” a încărcăturii, iar la finalul topirii, perturbațiile curenților de linie sunt minime.

Se constată, de asemenea, un puternic dezechilibru al încărcării fazelor rețelei trifazate la începutul procesului de încălzire; la finalul topirii, dezechilibrul curenților de linie este mult mai redus. Instalația de simetrizare existentă, în conexiune Steinmetz, nu asigură echilibrarea încărcării fazelor rețelei trifazate, nici chiar la finalul procesului de topire a șarjei de fontă.

### 4.3 Măsurarea mărimilor electrice din instalația cuptorului de inducție cu creuzet, pe linia de alimentare de medie tensiune

#### 4.3.1 Modul de lucru

Măsurarea mărimilor electrice ale instalației cuptorului de inducție cu creuzet s-a efectuat pe linia de alimentare de medie tensiune conform schemei din Fig. 4.6.

Pentru a se putea face o comparație cu rezultatele măsurătorilor efectuate pe linia de alimentare de joasă tensiune, achiziția datelor pe linia de medie tensiune s-a realizat pe durata elaborării unei șarje de fontă (7,5 ore) având aceeași compoziție cu a șarjei pe care s-a experimentat la joasă tensiune: C (3,14%), Si (1,7%), Mn (0,58%), P (0,116%), S (0,018%), Cr (0,65%), Ni (1,4%), Mo (0,28%), Fe (92,01%), alte elemente (0,106%).

În cadrul experimentărilor s-a utilizat sistemul de măsură a curenților și tensiunilor de valori mari prezentat în paragraful 3.1. Tensiunile de linie din primarul transformatorului care alimentează cuptorul de inducție au fost măsurate prin intermediul a două transformatoare de tensiune cu raportul de transformare 6000/100 V ( $TT_{1m}$  și  $TT_{2m}$ ) cărora li s-au înseriat înfășurările primare, respectiv secundare.

Curenții de linie s-au măsurat prin intermediul transformatoarelor de curent ( $TC_{1m}$ ,  $TC_{2m}$ ,  $TC_{3m}$ ) cu raportul de transformare de 300/5 A. Legăturile dintre transformatoarele de măsură și blocul de adaptare, respectiv placa de achiziție s-au realizat cu cabluri ecranate.

Datele au fost achiziționate simultan pe 6 canale (3 canale pentru măsurarea tensiunilor de linie din primarul transformatorului cuptorului de inducție și 3 canale pentru măsurarea curenților absorbiți de la rețeaua trifazată de medie tensiune de către instalația cuptorului) cu o frecvență de achiziție de 5 kHz. Durata de achiziție fiind de 200 ms, fiecare semnal include 10 de perioade, care se pot selecta apoi prin program. În intervalul de timp dintre două ferestre de date consecutive (2 s) au fost salvate datele achiziționate anterior. Prelucrarea ulterioară a datelor experimentale s-a realizat cu ajutorul unor programe în limbajul C++.

#### 4.3.2 Formele de undă ale semnalelor achiziționate pe linia de alimentare de medie tensiune a cuptorului de inducție de frecvență industrială

În figurile 4.7, 4.8 și 4.9 sunt prezentate mărimile electrice măsurate în primarul transformatorului de alimentare a cuptorului de inducție (cu creuzet, de frecvență industrială) analizat (tensiunile de linie din primarul transformatorului de alimentare -  $u_{12m}$ ,  $u_{23m}$ ,  $u_{31m}$  și curenții de linie absorbiți din rețeaua trifazată de medie tensiune -  $i_{1m}$ ,  $i_{2m}$ ,  $i_{3m}$ ) după 5 minute de la începerea procesului de topire, după 4 ore și 38 minute de la începerea procesului de topire și în finalul acestuia (adică după 7,5 ore de la începerea încălzirii).

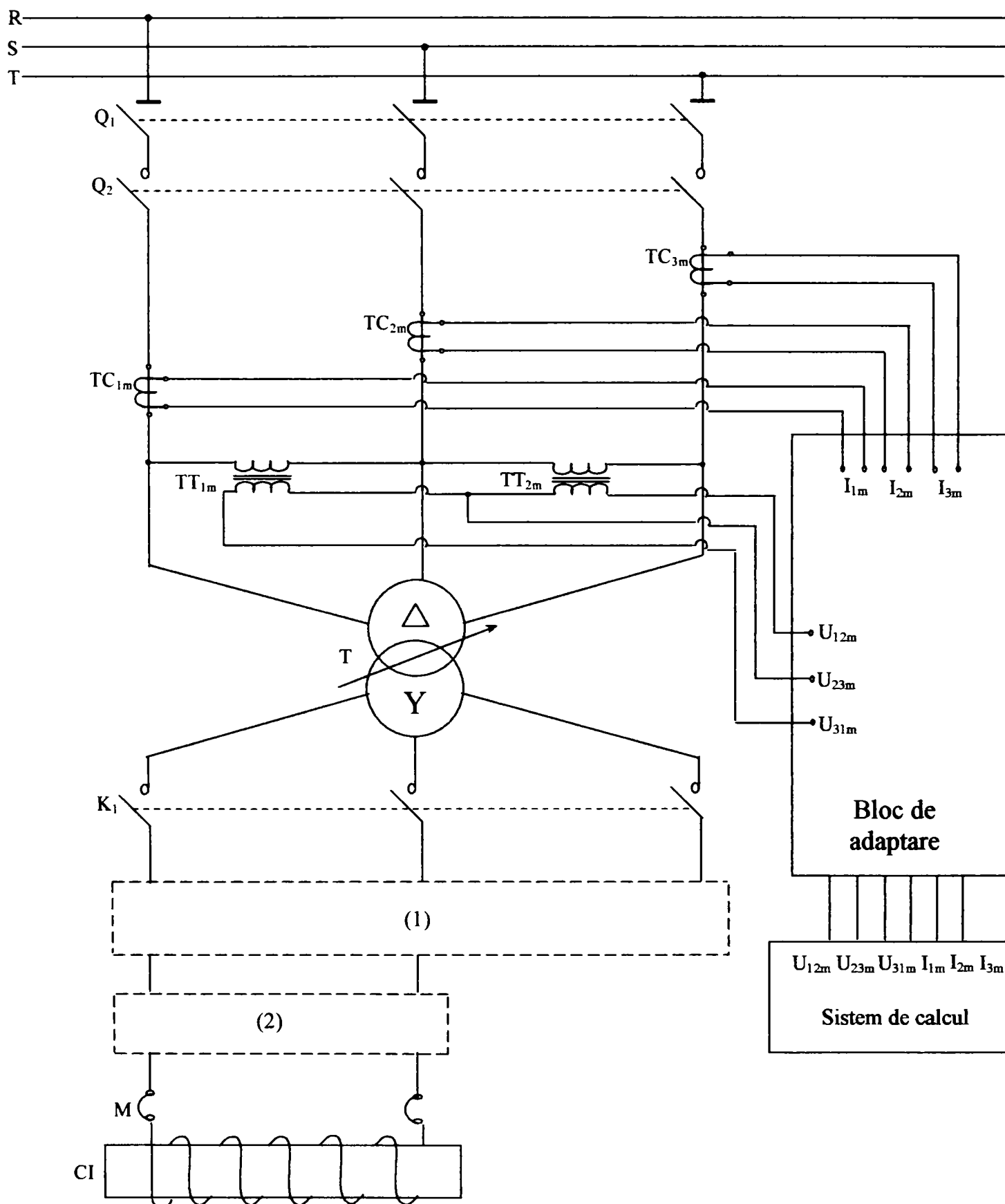


Fig. 4.6 Schema de măsurare a curenților și tensiunilor pe linia de alimentare de medie tensiune.

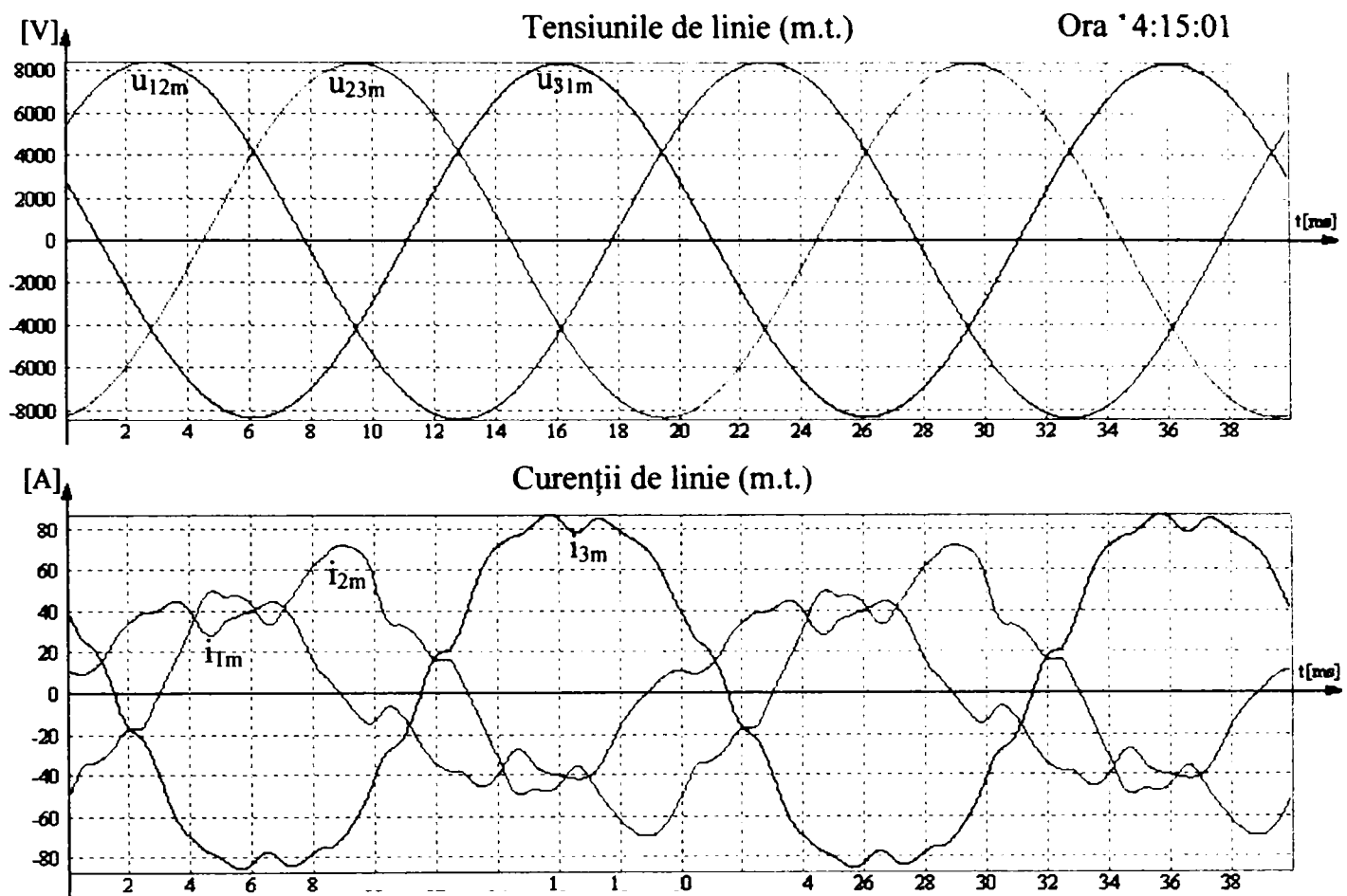


Fig. 4.7 Tensiunile de linie și curenții de linie (pe partea de medie tensiune) după 5 minute de la începerea procesului de încălzire a fontei în cuptorul de inducție de la SIDERMET Călan.

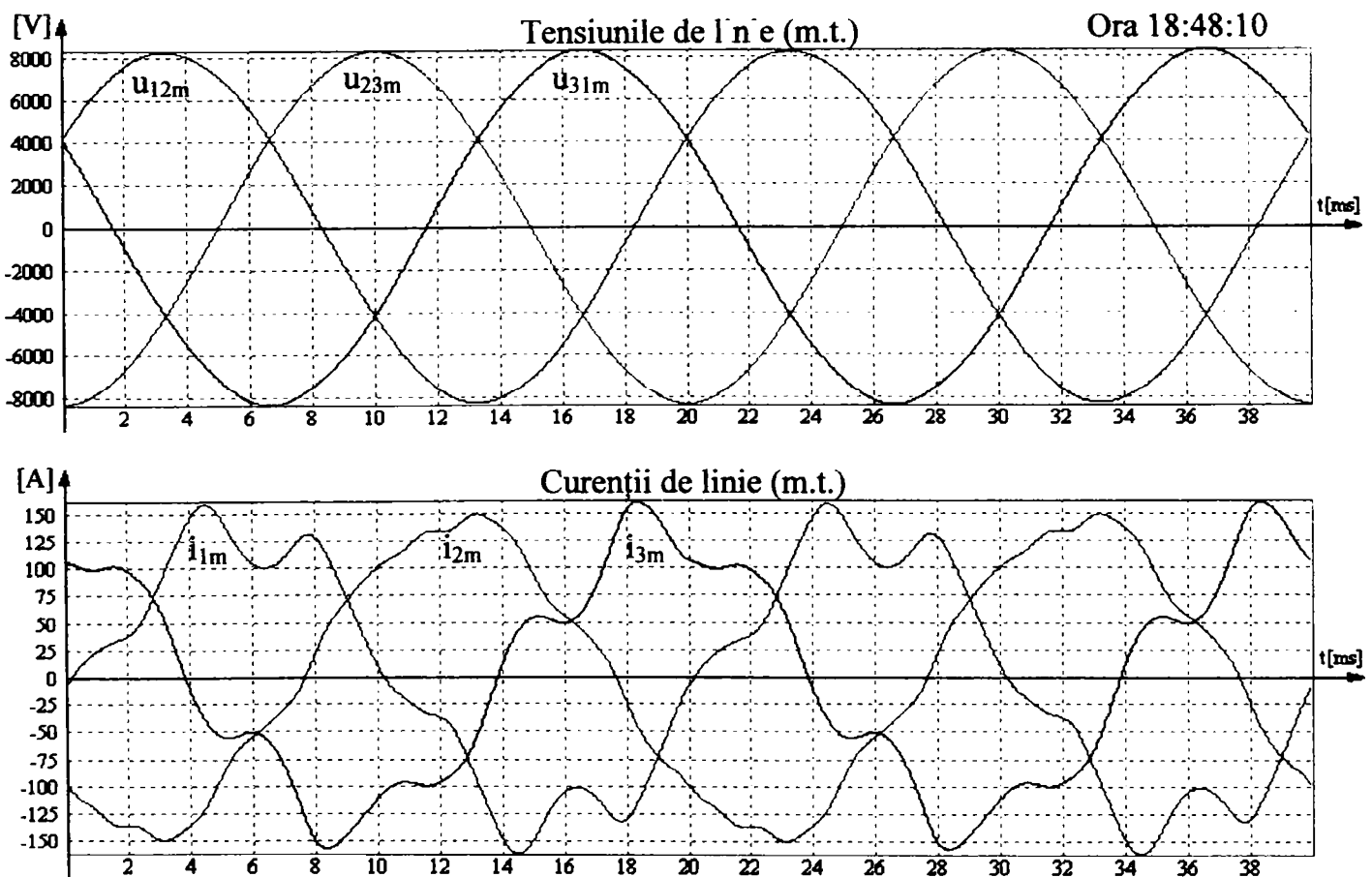


Fig. 4.8 Tensiunile de linie și curenții de linie (pe partea de medie tensiune) după 4 ore și 38 min de la începerea procesului de încălzire a fontei în cuptorul de inducție de la SIDERMET Călan.



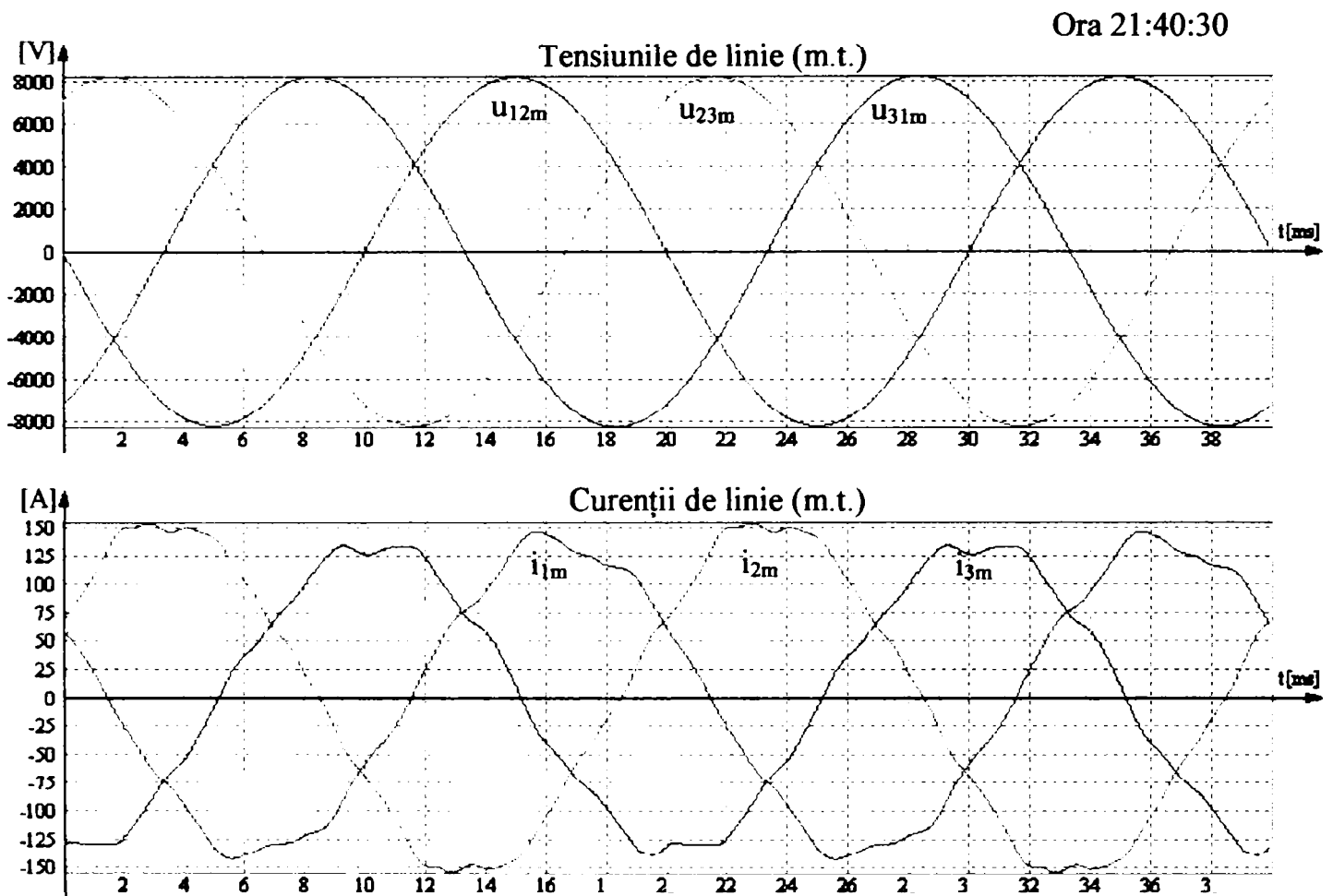


Fig. 4.9 Tensiunile de linie și curenții de linie (pe partea de medie tensiune) la finalul procesului de topire a fontei în cuptorul de inducție de la SIDERMET Călan.

Analizând datele experimentale se constată, ca și în cazul măsurătorilor efectuate pe linia de joasă tensiune, existența unor perturbații electromagnetice în curenții absorbiți de la rețeaua trifazată de către instalația electrică a cuptorului cu inducție în toate situațiile analizate, dar nu și în tensiunile de alimentare a cuptorului. Cele mai puternice perturbații ale curenților de linie apar la începutul procesului de încălzire, iar la finalul topirii perturbațiile sunt minime.

Se constată și o nesimetrie a curenților de linie (dar nu și a tensiunilor de linie), în special la începutul procesului de încălzire, când încărcătura cuptorului este în stare „rece”.

Perturbații electromagnetice, în special în curenții absorbiți de la rețea, au fost sesizate și în cazul cuptoarelor de inducție cu canal [128; 148]. În cazul cuptoarelor de inducție cu canal armonicile din curenții absorbiți pot fi cauzate de saturația circuitului magnetic, ceea ce imprimă un caracter neliniar sarcinii [128].

#### 4.4 Analiza armonică a semnalelor achiziționate în instalația electrică a cuptorului de inducție cu creuzet, de frecvență industrială, de la SIDERMET Călan

În acest paragraf se realizează o analiză armonică a tensiunilor de alimentare, a curenților absorbiți de la rețeaua trifazată și a curentului prin inductorul cuptorului de inducție de frecvență industrială prezentat în paragrafele anterioare, în vederea stabilirii unor măsuri de optimizare a funcționării acestuia, astfel încât să fie satisfăcute normele europene de CEM.

##### 4.4.1 Factori care caracterizează regimul periodic nesinusoidal [13;15;96;100;138-144]

În urma măsurătorilor efectuate în instalația electrică a cuptorului de inducție cu creuzet (cu capacitatea de 12,5 t fontă), de frecvență industrială, de la SIDERMET Călan, prezentate în paragrafele 4.2 și 4.3, se poate concluziona că acest consumator face parte din categoria elementelor deformante.

Armonicile de curent generate de funcționarea cuptorului de inducție analizat se propagă în rețeaua electrică, determinând pierderi suplimentare și micșorarea duratei de viață a echipamentelor; în plus, pot interfera cu echipamentele de control, de comunicații sau de protecție.

Totodată, prezența regimului deformant determină alterarea indicatorilor calitativi de utilizare a energiei electrice de către cuptorul de inducție. Măsurile necesare pentru îmbunătățirea acestor indicatori calitativi se pot stabili în urma analizei armonice a mărimilor (tensiuni și curenți) achiziționate în instalația cuptorului.

Tensiunea și curentul care apar în regim periodic nesinusoidal pot fi descompuse în serii Fourier de forma:

$$u(t) = U_0 + \sqrt{2} \sum_{k \neq 0}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \alpha_k), \quad (4.1)$$

$$i(t) = I_0 + \sqrt{2} \sum_{k \neq 0}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \beta_k), \quad (4.2)$$

unde  $U_0$ ,  $I_0$  reprezintă componentele continue ale tensiunii, respectiv curentului,  $U_k$ ,  $I_k$  reprezintă valorile efective ale armonicii de ordin  $k$  din tensiune și curent,  $\alpha_k$  este faza inițială a armonicii  $k$  din tensiune, iar  $\beta_k$  este faza inițială a armonicii  $k$  din curent.

Valorile efective ale tensiunii și curentului sunt date de relațiile:

$$U = \sqrt{U_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}, \quad [\text{V}] \quad (4.3)$$

$$I = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}, \text{ [A]}. \quad (4.4)$$

Separând componenta fundamentală de celelalte componente armonice, se obține:

$$U^2 = U_I^2 + U_H^2, \quad (4.5)$$

$$I^2 = I_I^2 + I_H^2, \quad (4.6)$$

unde  $U_H$  este *reziduul deformant al tensiunii*, iar  $I_H$  este *reziduul deformant al curentului*:

$$U_H^2 = \sum_{k \neq 1} U_k^2, \quad (4.7)$$

$$I_H^2 = \sum_{k \neq 1} I_k^2. \quad (4.8)$$

Pentru a evalua deformarea unui semnal nesinusoidal  $y(t) = Y_0 + \sqrt{2} \sum_{k \neq 0} Y_k \sin(k\omega t + \gamma_k)$ ,

sunt utilizate următoarele mărimi:

- conținutul de armonică de rang  $k$ :

$$\gamma_k = \frac{Y_k}{Y_1} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (4.9)$$

exprimat în raport cu componenta fundamentală  $Y_1$  (valoare efectivă),  $Y_k$  fiind componenta de rang  $k$  (valoare efectivă).

- factorul de vârf:

$$k_v = \frac{Y_{max}}{Y} = \frac{Y_{max}}{\sqrt{Y_0^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + \dots}}, \quad (4.10)$$

unde  $Y_{max}$  este valoarea de vârf a semnalului, iar  $Y$  este valoarea sa efectivă.

Se spune despre o undă periodică că este turtită dacă are  $k_v < \sqrt{2}$  și că este ascuțită dacă are  $k_v > \sqrt{2}$ ; la mărimile sinusoidale  $k_v = \sqrt{2}$ .

- factorul de formă:

$$k_f = \frac{Y}{\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} y(t) dt}, \quad (4.11)$$

unde  $t_0$  este momentul trecerii prin zero al funcției  $y(t)$  cu valori crescătoare.

- distorsiunea armonică totală:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{40} Y_k^2}}{Y_1} \quad (4.12)$$

un coeficient global, definit pentru primele 40 de armonici .

O mărime periodică se consideră sinusoidală dacă are  $THD \leq 5\%$ .

- distorsiunea armonică parțial ponderată:

$$THD_p = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{40} k \cdot Y_k^2}}{Y_1} \quad (4.13)$$

introdus pentru a se asigura că odată cu creșterea rangului  $k$ , armonicile descresc.

Legislația cu privire la armonici a suferit o serie de modificări în timp, atât în Comunitatea Statelor Europene cât și în SUA. Organismele Europene recomandă nivelurile de compatibilitate pentru regimul deformant prin diferite acte normative, cum ar fi: Standarde Europene (EN), recomandări CEI, UNIPED, precum și ale grupului de lucru Nr. 36 al CIGRE.

Astfel, recomandările CEI cu privire la distorsiunea armonică totală THD sunt date în funcție de caracteristicile mediului electromagnetic, după cum urmează :

**Tabelul 4.1**

Instalații din clasa 1	Instalații din clasa 2	Instalații din clasa 3
$THD < 5\%$	$THD < 8\%$	$THD < 10\%$

CEI definește următoarele clase de mediu electromagnetic:

- **Clasa 1:** se aplică rețelelor de joasă tensiune protejate și cu echipamente sensibile la perturbații; nivelurile de compatibilitate sunt mai mici decât pentru rețelele publice;
- **Clasa 2:** se aplică în general pentru puncte de racordare situate în mediu industrial; nivelurile de compatibilitate sunt identice cu cele corespunzătoare rețelelor publice;
- **Clasa 3:** se aplică numai pentru punctele de racord la joasă și medie tensiune din mediul industrial; pentru anumite tipuri de perturbații, nivelurile de compatibilitate sunt superioare celor din clasa 2.

În România, nivelurile limită admisibile ale distorsiunii tensiunii în punctul de delimitare sunt corelate cu normele CEI pentru instalațiile din clasa 2 de mediu electromagnetic și sunt sintetizate în cadrul normativului PE143/94.

#### 4.4.2 Definițiile puterilor în cazul unui regim nesinusoidal și nesimetric [13; 24-27; 35; 36; 100; 125; 139-142; 144]

##### 4.4.2.1 Puteri monofazate

În regim periodic nesinusoidal se pot defini următoarele puteri corespunzătoare unui receptor monofazat:

- puterea activă  $P$  :

$$P = U_0 \cdot I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k, \text{ [W]} \quad (4.14)$$

unde  $\varphi_k$  reprezintă defazajul dintre armonica  $k$  a tensiunii și armonica  $k$  a curentului:

$$\varphi_k = \alpha_k - \beta_k. \quad (4.15)$$

- puterea aparentă  $S$  :

$$S = U \cdot I, \text{ [VA]} \quad (4.16)$$

$U$  și  $I$  fiind valorile efective ale tensiunii și curentului, date de relațiile (4.3) și (4.4).

Ținând cont de relațiile (4.5) și (4.6), puterea aparentă se poate exprima astfel:

$$S^2 = (U \cdot I)^2 = (U_1 \cdot I_1)^2 + (U_1 \cdot I_H)^2 + (U_H \cdot I_1)^2 + (U_H \cdot I_H)^2 = S_1^2 + S_N^2. \quad (4.17)$$

Conform relației (4.17), puterea aparentă conține două componente:

(1) puterea aparentă fundamentală  $S_1$ :

$$S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2, \quad (4.18)$$

cu componentele sale:

$$- \text{ puterea activă fundamentală, } P_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1, \quad (4.19)$$

$$- \text{ puterea reactivă fundamentală, } Q_1 = U_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1, \quad (4.20)$$

$U_1$ ,  $I_1$  fiind valorile efective ale fundamentalei tensiunii, respectiv curentului electric, iar  $\varphi_1$ , defazajul dintre aceste mărimi (exprimate în funcție de timp).

(2) puterea aparentă nefundamentală  $S_N$  (puterea deformantă), care se poate exprima cu ajutorul a trei componente:

$$S_N^2 = (U_1 \cdot I_H)^2 + (U_H \cdot I_1)^2 + (U_H \cdot I_H)^2, \quad (4.21)$$

$U_H$ ,  $I_H$  fiind date de relațiile (4.7) și (4.8).

- $U_1 \cdot I_H$  este puterea aparentă distorsionată (puterea deformantă) datorată curentului, care reprezintă termenul dominant de obicei; acest termen există chiar dacă tensiunea este perfect sinusoidală iar curentul este deformat;

- $U_H \cdot I_I$  este *puterea aparentă distorsionată (puterea deformantă) datorată tensiunii*, fiind o reflectare a deformării tensiunii la magistrala de alimentare;
- $U_H \cdot I_H$  se numește *putere aparentă armonică*.

Acest termen poate fi divizat în două componente:

$$S_H^2 = (U_H \cdot I_H)^2 = P_H^2 + N_H^2, \quad (4.22)$$

unde  $P_H$  reprezintă *puterea activă armonică totală*, iar  $N_H$  reprezintă *puterea neactivă armonică totală* (în conformitate cu concepțiile clasice,  $N_H$  conține atât puterea reactivă armonică totală cât și puterea deformantă).

$$P_H = \sum_{k \neq 1} U_k \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k, \quad (4.23)$$

$U_k$  și  $I_k$  fiind valorile efective ale armonicilor de ordin  $k$  din tensiune și curent, iar  $\varphi_k$  defazajul dintre aceste armonici.

- **Puterea neactivă totală** (sau complementară)  $N$  este:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2}. \quad (4.24)$$

Sensul de circulație al puterilor fundamentale (activă,  $P_I$  și reactivă,  $Q_I$ ) este cunoscut, însă nu se poate preciza nici o circulație a fluxului de putere datorat celor trei componente ale lui  $S_N$  (cele trei componente ale lui  $S_N$  nu au sens fizic). Totuși, aceste componente pot servi ca și indicatori în funcționarea unei rețele.

Astfel, se poate defini **puterea aparentă nefundamentală (deformantă) normalizată**:

$$\left(\frac{S_N}{S_I}\right)^2 = \left(\frac{I_H}{I_I}\right)^2 + \left(\frac{U_H}{U_I}\right)^2 + \left(\frac{U_H \cdot I_H}{U_I \cdot I_I}\right)^2 = ITHD^2 + UTHD^2 + (ITHD \cdot UTHD)^2, \quad (4.25)$$

$$\frac{S_N}{S_I} = \sqrt{ITHD^2 + UTHD^2 + (ITHD \cdot UTHD)^2} \quad (4.26)$$

și **puterea aparentă armonică normalizată**:

$$\frac{S_H}{S_I} = \frac{U_H \cdot I_H}{U_I \cdot I_I} = ITHD \cdot UTHD, \quad (4.27)$$

unde  $UTHD$ ,  $ITHD$  reprezintă distorsiunea armonică totală a tensiunii, respectiv a curentului.

Fiecare componentă neactivă a lui  $S$  (inclusiv puterea reactivă pe armonica fundamentală) are două atribute fundamentale:

- cauzează pierderi de putere în sistemul de transport al energiei electrice;
- reprezintă amplitudinea oscilațiilor puterii care nu contribuie la un transfer continuu unidirecțional de energie.

#### 4.4.2.2 Puteri trifazate

În cazul unui receptor deformant trifazat intervin următoarele puteri:

- puterea aparentă echivalentă  $S_e$  :

$$S_e = 3U_e \cdot I_e, \text{ [VA]} \quad (4.28)$$

$$\text{unde: } U_e = \sqrt{\frac{U_R^2 + U_S^2 + U_T^2}{3}} \quad I_e = \sqrt{\frac{I_R^2 + I_S^2 + I_T^2}{3}}, \quad (4.29)$$

pentru rețelele cu patru conductoare, iar pentru cele cu trei conductoare:

$$U_e = \sqrt{\frac{U_{RS}^2 + U_{ST}^2 + U_{TR}^2}{9}} \quad I_e = \sqrt{\frac{I_R^2 + I_S^2 + I_T^2}{3}}. \quad (4.30)$$

Similar cazului monofazat, mărimile echivalente – tensiunea  $U_e$  și curentul  $I_e$ , ca valori efective – prezintă câte două componente: una corespunzătoare fundamentalei și alta nefundamentalei:

$$U_e^2 = U_{e1}^2 + U_{ek}^2, \quad I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{ek}^2 \quad (4.31)$$

unde:

$$U_{e1}^2 = \frac{U_{R1}^2 + U_{S1}^2 + U_{T1}^2}{3} \quad I_{e1}^2 = \frac{I_{R1}^2 + I_{S1}^2 + I_{T1}^2}{3}, \quad (4.32)$$

$$U_{ek}^2 = \sum_{k \neq 1} \left[ \frac{U_{Rk}^2 + U_{Sk}^2 + U_{Tk}^2}{3} \right] \quad I_{ek}^2 = \sum_{k \neq 1} \left[ \frac{I_{Rk}^2 + I_{Sk}^2 + I_{Tk}^2}{3} \right]. \quad (4.33)$$

În consecință, *puterea aparentă* are două componente:

- puterea aparentă echivalentă *fundamentală*,  $S_{e1}$
- puterea aparentă echivalentă *nefundamentală*,  $S_{eN}$  :

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2. \quad (4.34)$$

Se definește *distorsiunea armonică totală pentru tensiune, respectiv curent*:

$$UTHD_e = \frac{U_{ek}}{U_{e1}}, \quad (4.35)$$

$$ITHD_e = \frac{I_{ek}}{I_{e1}}, \quad (4.36)$$

și *puterea aparentă nefundamentală normalizată*:

$$\left[ \frac{S_{eN}}{S_{e1}} \right]^2 = (UTHD_e)^2 + (ITHD_e)^2 + (UTHD_e \cdot ITHD_e)^2. \quad (4.37)$$

Dacă **receptorul trifazat este dezechilibrat**, chiar în regim sinusoidal el primește puterea de la generatoare numai pe secvența directă și debitează putere activă în rețea pe celelalte secvențe, indirectă și homopolară. Dacă consumatorul este și deformant, o parte din puterea primită o degradează transformând-o în **reziduu deformant al puterii active ( $P_d$ )** și o redebitează în rețea.

Puterea aparentă fundamentală  $S_{e1}$  poate fi divizată în doi termeni:

- un termen corespunzător secvenței directe fundamentale,  $S_{d1}$ ;
- un termen corespunzător puterii aparente dezechilibrate fundamentale (puterii aparente de nesimetrie pe fundamentală)  $S_{n1}$  :

$$S_{e1}^2 = S_{d1}^2 + S_{n1}^2. \quad (4.38)$$

Puterea aparentă fundamentală se poate de asemenea descompune în componentele activă, respectiv reactivă. Gradul de poluare armonică se apreciază după mărimea raportului

$$\frac{S_{n1}}{S_{e1}}.$$

#### 4.4.3 Factorul de putere în cazul unui regim nesinusoidal și nesimetric [13; 36; 100; 138; 139]

Un parametru care permite aprecierea calității energiei electrice recepționate de către un consumator este factorul de putere, sau o sumă de factori derivați din acesta.

În cazul unui **consumator monofazat neliniar**, **factorul de putere** în regim deformant se definește astfel:

$$k_p = \frac{P}{S_1} = \frac{P_1 + \sum_{k \neq 1} U_k \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k}{U_1 \cdot I_1} = \cos \varphi_1 + \sum_{k \neq 1} \gamma_{kU} \cdot \gamma_{kI} \cdot \cos \varphi_k, \quad (4.39)$$

unde  $\gamma_{kU} = \frac{U_k}{U_1}$  și  $\gamma_{kI} = \frac{I_k}{I_1}$  reprezintă ponderile armonicilor nefundamentale de tensiune și curent față de armonicile lor fundamentale.

În aceste condiții, se poate scrie:

$$k_p = k_p^1 + k_p^d, \quad (4.40)$$

$k_p^1$  fiind **factorul de putere fundamental**, iar  $k_p^d$ , **factorul de putere deformant**.

Definiția factorului de putere trebuie să conțină informații referitoare la caracteristicile regimului nesimetric și nesinusoidal; acestea sunt reflectate de obicei prin coeficienții de nesimetrie și prin nivelul armonicilor.

Ținând cont de gradul de utilizare al puterii active disponibile și de circulația puterilor (de secvență directă, inversă și homopolară, cât și a celor armonice) în rețea, în cazul unui **receptor trifazat nesimetric și deformant**, factorul de putere se poate defini astfel:



$$k_p = \frac{P}{P_{\max}} = \frac{P}{S_{d1}}, \quad (4.41)$$

unde:

$$P = P_1 + P_d = P_{d1} + P_{i1} + P_{h1} + P_d = 3U_{d1} \cdot I_{d1} \cdot \cos \varphi_{d1} + 3U_{i1} \cdot I_{i1} \cdot \cos \varphi_{i1} + 3U_{h1} \cdot I_{h1} \cdot \cos \varphi_{h1} + \sum_{f=R,S,T} \sum_{k \neq 1} (U_{kf} \cdot I_{kf} \cdot \cos \varphi_{kf}) \quad (4.42)$$

$$S_{d1} = 3U_{d1} \cdot I_{d1}. \quad (4.43)$$

În relațiile (4.42) și (4.43) indicele  $d$  desemnează mărimile caracteristice *secvenței directe*, indicele  $i$  desemnează mărimile caracteristice *secvenței indirecte*, iar indicele  $h$  desemnează mărimile caracteristice *secvenței homopolare*.

Ținând cont de relațiile (4.42, 4.43) *expresia factorului de putere* devine:

$$k_p = \cos \varphi_{d1} + k_{nu1} \cdot k_{ni1} \cdot \cos \varphi_{i1} + k_{nau1} \cdot k_{nai1} \cdot \cos \varphi_{h1} + \sum_{f=R,S,T} \sum_{k \neq 1} (\gamma_{Ukf} \cdot \gamma_{Ikf} \cdot \cos \varphi_{kf}), \quad (4.44)$$

$$\text{sau: } k_p = \cos \varphi_{d1} + \gamma_{Si} \cdot \cos \varphi_{i1} + \gamma_{Sh} \cdot \cos \varphi_{h1} + \sum_{f=R,S,T} \sum_{k \neq 1} (\gamma_{Skf} \cos \varphi_{kf}). \quad (4.45)$$

În relațiile (4.44, 4.45)  $k_{nu1}$ ,  $k_{ni1}$ ,  $k_{nau1}$ ,  $k_{nai1}$  sunt *coeficienții de disimetrică*, respectiv de *asimetrică pe fundamentală*, pentru tensiuni și curenți:

$$k_{nu1} = \frac{U_{i1}}{U_{d1}} \quad ; \quad k_{ni1} = \frac{I_{i1}}{I_{d1}} \quad ; \quad k_{nau1} = \frac{U_{h1}}{U_{d1}} \quad ; \quad k_{nai1} = \frac{I_{h1}}{I_{d1}}, \quad (4.46)$$

$\gamma_{Ukf}$ ,  $\gamma_{Ikf}$  - *nivelul armonicii  $k$  de tensiune*, respectiv *curent*, *pe faza  $f$* :

$$\gamma_{Ukf} = \frac{U_{kf}}{U_{d1f}} \quad ; \quad \gamma_{Ikf} = \frac{I_{kf}}{I_{d1f}}, \quad (4.47)$$

$\gamma_{Si}$ ,  $\gamma_{Sh}$ ,  $\gamma_{Skf}$  - *ponderile relative ale puterilor aparente inversă, homopolară și armonică față de puterea aparentă directă pe fundamentală*:

$$\gamma_{Si} = \frac{S_{i1}}{S_{d1}} \quad ; \quad \gamma_{Sh} = \frac{S_{h1}}{S_{d1}} \quad ; \quad \gamma_{Skf} = \frac{S_{kf}}{S_{d1f}}. \quad (4.48)$$

Notând:

$$k_p^s = \cos \varphi_{d1}, \quad (4.49)$$

$$k_p^n = \gamma_{Si} \cdot \cos \varphi_{i1} + \gamma_{Sh} \cdot \cos \varphi_{h1}, \quad (4.50)$$

$$k_p^d = \sum_{f=R,S,T} \sum_{k \neq 1} (\gamma_{Skf} \cos \varphi_{kf}), \quad (4.51)$$

se obține pentru *factorul de putere* expresia:

$$k_p = k_p^s + k_p^n + k_p^d. \quad (4.52)$$

În aceste relații:

- $k_p^s$  se numește **factor de putere fundamental sau de simetrie**, care ține cont de consumul de putere reactivă pe secvența directă a armonicii fundamentale;
- $k_p^n$  este **factorul de putere nesimetric**, care ține cont de nesimetria regimului fundamentalei;
- $k_p^d$  este **factorul de putere deformant**, care ține seama de circulația puterilor active armonice pe toate cele trei faze.

În regimurile reale, necompensate,  $k_p < \cos \varphi_{d1}$  deoarece  $k_p^n < 0$ ,  $k_p^d < 0$ . Valoarea maximă  $k_p = k_p^s = 1$  se realizează atunci când  $k_p^n = 0$ ,  $k_p^d = 0$ .

Deci, **optimizarea factorului de putere** se poate realiza prin adoptarea simultană a trei măsuri:

- **compensarea puterii reactive;**
- **echilibrarea sarcinii;**
- **filtrarea armonicilor.**

#### **4.4.4 Analiza armonică a semnalelor achiziționate în instalația electrică a cuptorului de inducție, pe partea de joasă tensiune**

Pentru a evalua ponderea armonicilor și distorsiunea semnalelor achiziționate (tensiunile de linie, curenții de linie și curentul prin inductor) în secundarul transformatorului care alimentează cuptorul de inducție cu creuzet, de frecvență industrială, de la SIDERMET Călan, a fost realizat un program în C++, care determină spectrele de armonici ale semnalelor (cu ajutorul transformatei Fourier discrete), coeficienții  $\gamma_k$ , THD,  $THD_p$  și factorul de putere.

Figurile 4.10 – 4.12 prezintă spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare, curenții absorbiți din rețea și curentul prin inductor în situațiile prezentate în paragraful 4.2.2:

- **după 5 minute de la începerea procesului de încălzire**, cu încărcătura cuptorului în stare „rece” (Fig. 4.3), treapta 7 de tensiune (540 V valoare efectivă), treapta 1 de simetrizare, treapta 1 de compensare a factorului de putere ( $C = 16473 \mu\text{F}$ );
- **după 4 ore și 38 minute de la începerea procesului de încălzire**, cu încărcătura cuptorului parțial topită (Fig. 4.4), treapta 4 de tensiune (890 V valoare efectivă), treapta 4 de simetrizare, treapta 22 de compensare a factorului de putere ( $C = 23733 \mu\text{F}$ );
- **în finalul procesului de topire**, cu încărcătura cuptorului topită (Fig. 4.5), treapta 4 de tensiune (890 V valoare efectivă), treapta 6 de simetrizare, treapta 23 de compensare a factorului de putere ( $C = 24063 \mu\text{F}$ ).

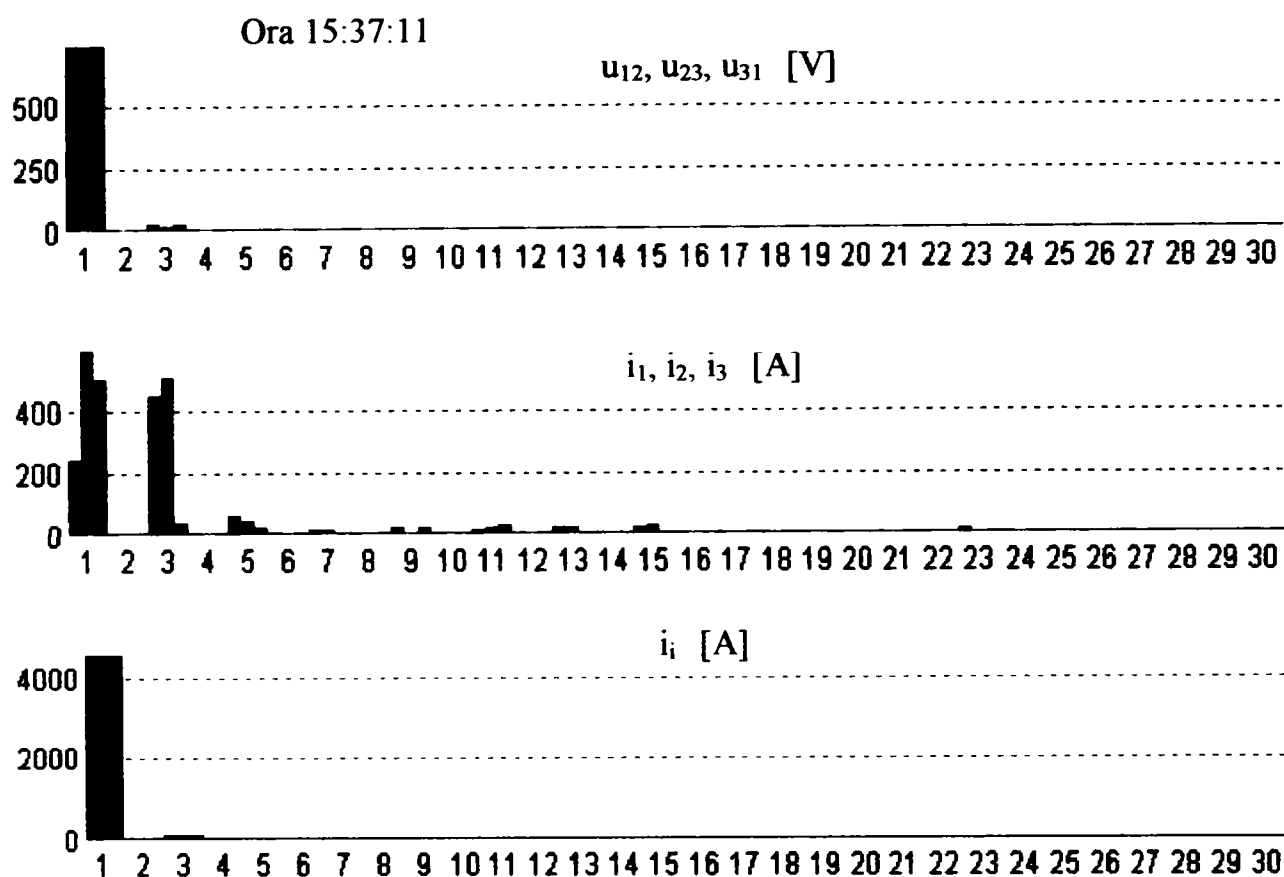


Fig. 4.10 Spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare, curenții absorbiți din rețea și curentul prin inductor după 5 minute de la începerea procesului de încălzire.

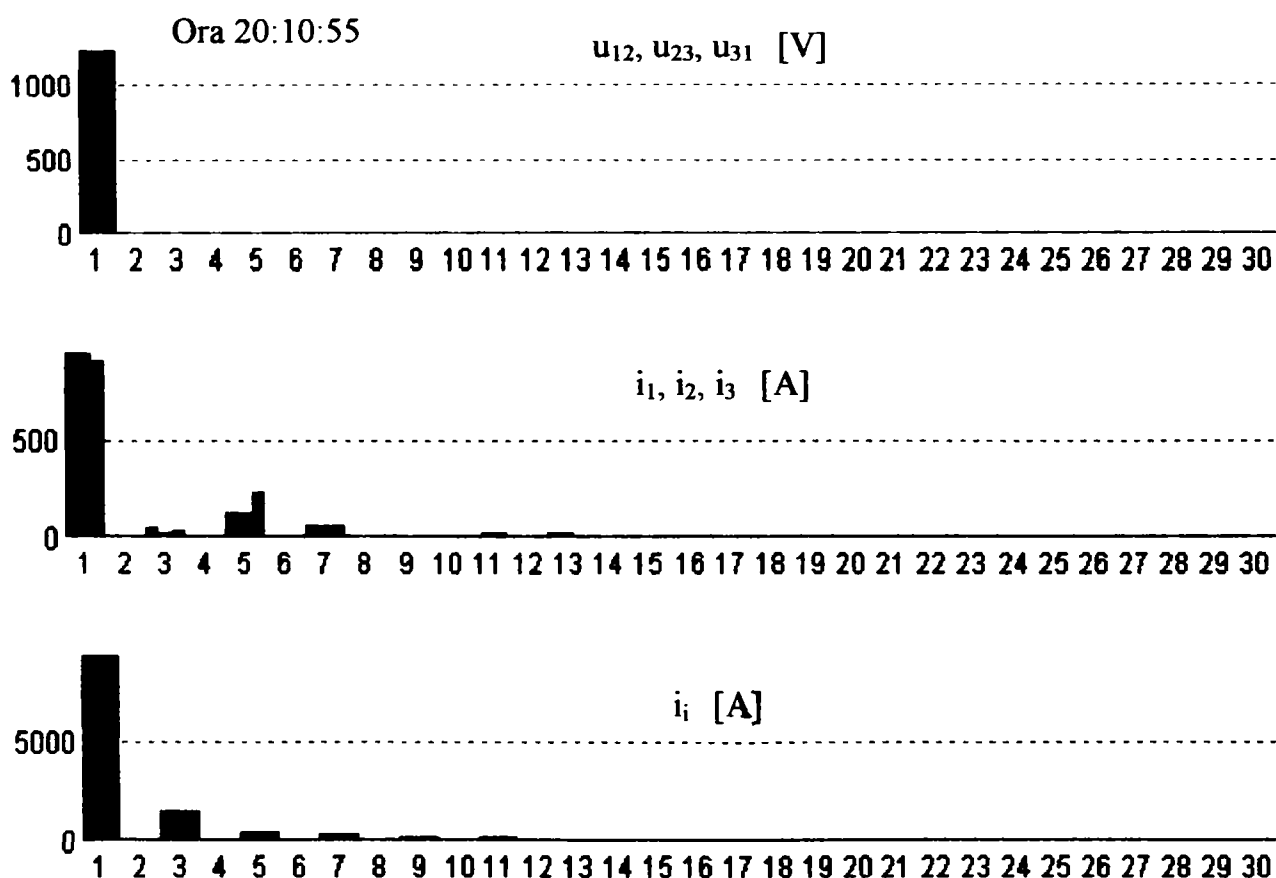


Fig. 4.11 Spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare, curenții absorbiți din rețea și curentul prin inductor după 4 ore și 38 min de la începerea procesului de încălzire.

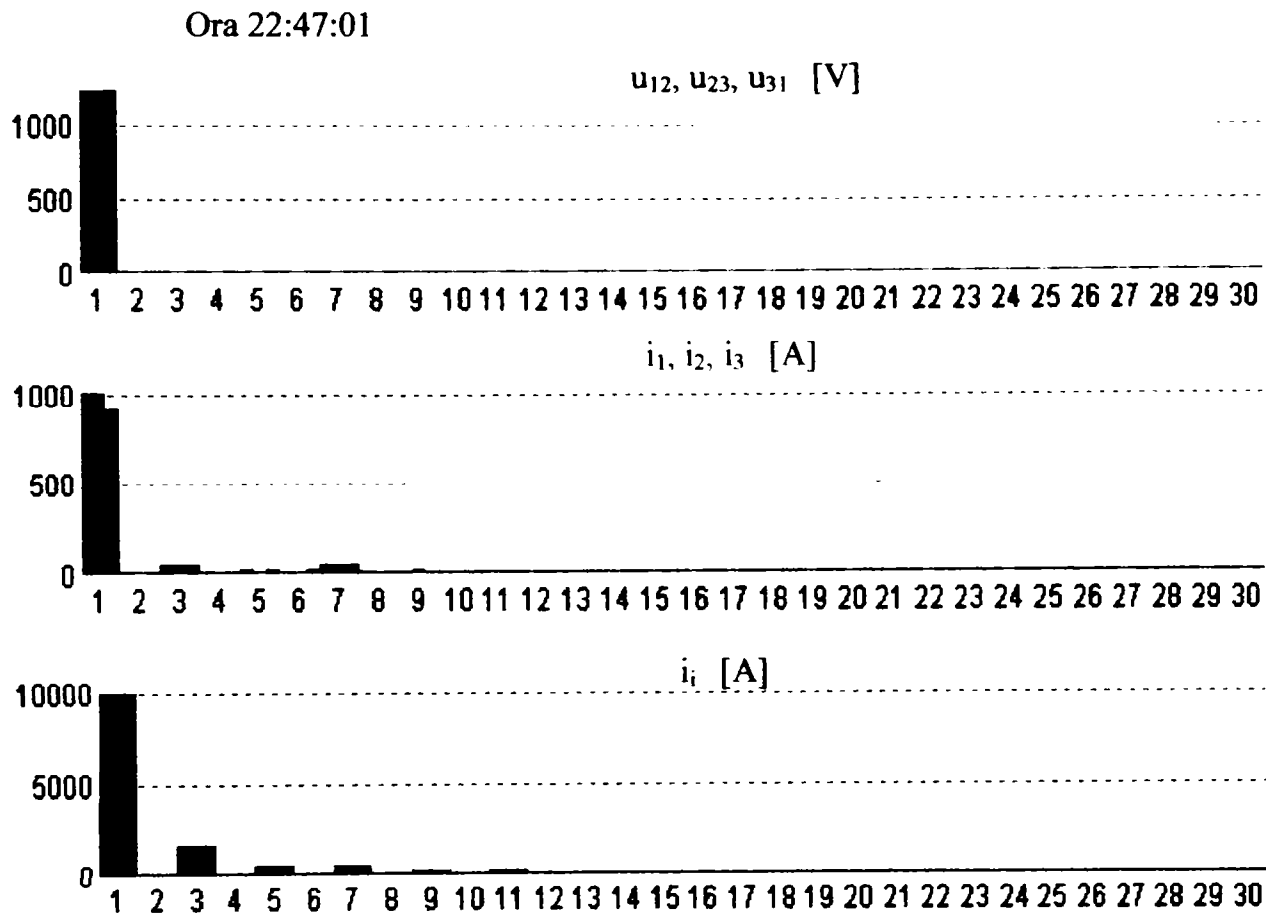


Fig. 4.12 Spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare, curenții absorbiți din rețea și curentul prin inductor la finalul procesului topire prin inducție a șarjei de fontă.

În tabelele 4.2 - 4.4 se prezintă **ponderea armonicilor** în semnalele achiziționate **pe linia de alimentare de joasă tensiune** (tensiunile de alimentare, curenții absorbiți din rețea și curentul prin inductor) pentru momentele de timp considerate mai semnificative.

Distorsiunea armonică totală și distorsiunea armonică parțial ponderată pentru semnalele achiziționate pe linia de alimentare de joasă tensiune (tensiunile de alimentare, curenții absorbiți din rețea și curentul prin inductor), pentru momentele de timp considerate mai semnificative, se prezintă în tabelul 4.5.

Tabelul 4.2 Ponderea armonicilor în semnalele achiziționate (j.t.) - Ora 15:37:11

Ponderea armonicii [%]	$u_{12}$	$u_{23}$	$u_{31}$	$i_1$	$i_2$	$i_3$	$i_i$
3	3,17	2,64	2,97	190,6	83,93	7,45	1,81
5	0,21	0,37	0,16	24,73	7,59	3,7	0,64
7	0,21	0,19	0,04	5,97	1,53	1,36	0,37
9	0,306	0,267	0,149	7,75	0,19	4,06	0,28
11	0,14	0,11	0,19	6,2	3,93	5,83	0,29
13	0,24	0,22	0,037	8,37	2,89	1,48	0,128
15	0,32	0,21	0,03	9,58	4,99	1,35	0,1
23	0,28	0,18	0,09	3,8	1,25	0,62	0,049

**Tabelul 4.3** Ponderea armonicilor în semnalele achiziționate (j.t.) - Ora 20:10:55

Ponderea armonicii [%]	$u_{12}$	$u_{23}$	$u_{31}$	$i_1$	$i_2$	$i_3$	$i_i$
3	0,52	0,63	0,36	4,3	1,49	3,37	15,77
5	0,368	0,642	0,344	13,15	12,49	24,84	4,68
7	0,37	0,35	0,06	6,06	6,29	6,93	3,38
9	0,333	0,592	0,178	0,623	0,892	1,139	2,08
11	0,349	0,479	0,204	0,673	1,585	2,299	2,298
13	0,27	0,489	0,22	1,957	1,52	0,73	0,306
15	0,28	0,35	0,13	0,65	1,31	0,7	0,94
17	0,263	0,421	0,21	1,16	1,17	0,808	0,41
19	0,19	0,32	0,12	0,4	0,46	0,25	0,5

**Tabelul 4.4** Ponderea armonicilor în semnalele achiziționate (j.t.) - Ora 22:47:01

Ponderea armonicii [%]	$u_{12}$	$u_{23}$	$u_{31}$	$i_1$	$i_2$	$i_3$	$i_i$
3	0,26	0,35	0,38	4,9	5,31	5,14	15,43
5	0,1	0,18	0,06	2,68	0,69	2,49	4,3
6	0,09	0,14	0,12	1	0,61	1,9	0,12
7	0,03	0,16	0,12	4,12	4,85	5,42	4,21
9	0,03	0,24	0,09	0,605	1,508	1,35	1,59
11	0,05	0,18	0,11	0,76	0,54	1,27	2,08
15	0,05	0,18	0,11	0,29	0,3	0,19	1,19

**Tabelul 4.5** Distorsiunea armonică totală și distorsiunea armonică parțial ponderată pentru semnalele achiziționate pe linia de alimentare de joasă tensiune

Ora	THD, THD <sub>p</sub>	$u_{12}$	$u_{23}$	$u_{31}$	$i_1$	$i_2$	$i_3$	$i_i$
15:37:11	THD [%]	3,52	3,01	3,02	193,2	84,65	11,40	2,44
	THD <sub>p</sub> [%]	8,55	7,84	5,59	342,20	149,50	30,30	7,46
20:10:55	THD [%]	1,70	2,40	1,35	15,48	14,55	26,25	17,19
	THD <sub>p</sub> [%]	6,20	8,15	5,06	37,69	35,72	60,23	33,04
22:47:01	THD [%]	0,51	1,21	0,87	7,24	7,56	8,40	16,87
	THD <sub>p</sub> [%]	2,01	5,46	3,66	16,83	17,65	20,04	32,57

Din analiza datelor experimentale achizionate pe linia de alimentare de joasă tensiune **se pot concluziona** următoarele:

- ❖ în cazul **curenților de linie**, la începutul încălzirii șarjei de fontă, armonicile **3, 5, 7, 9, 11, 13, 15** depășesc nivelurile limită de compatibilitate (4% pentru  $k < 11$  și 2% pentru  $11 < k < 17$ ,  $k$  fiind rangul armonicii de curent), în regimul intermediar (după 4 ore și 38 minute de la începerea încălzirii șarjei de fontă) armonicile **3, 5, 7** nu se încadrează în limitele admise de norme, iar la finalul încălzirii, armonicile **3 și 7** depășesc limitele admise de norme;
- ❖ coeficienții de distorsiune ai **curenților de linie depășesc limitele admise de norme (5%)** în toate situațiile analizate;
- ❖ în cazul **curentului prin inductor**, nivelurile armonicilor **3, 5, 11** nu se încadrează în limitele admise de norme în regimul intermediar, iar la finalul încălzirii, nivelurile armonicilor **3, 5, 7, 11** depășesc limitele admise de norme;
- ❖ distorsiunea **curentului prin inductor este peste limita admisă de norme (5%)**;
- ❖ **tensiunile de linie** au distorsiune mică, respectându-se valorile limită de compatibilitate pentru nivelul armonicilor, iar valorile **THD** sunt în limitele prescrise de norme, în toate situațiile analizate.

#### **4.4.5 Analiza armonică a semnalelor achiziționate în instalația electrică a cuptorului de inducție, pe partea de medie tensiune**

Pentru a evalua ponderea armonicilor și distorsiunea semnalelor (tensiunile de linie și curenții de linie) achiziționate în primarul transformatorului care alimentează cuptorul de inducție cu creuzet, de frecvență industrială, de la SIDERMET Călan, a fost realizat un program în C++, care determină spectrele de armonici ale semnalelor (cu ajutorul transformatei Fourier discrete), coeficienții  $\gamma_k$ , **THD**, **THD<sub>p</sub>**, puterile specifice regimului deformant și factorul de putere.

Figurile 4.13 – 4.15 prezintă spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare, curenții absorbiți din rețea și curentul prin inductor în situațiile prezentate în paragraful 4.3.2.

În tabelele 4.6 - 4.8 se prezintă **ponderea armonicilor** în semnalele achiziționate **pe linia de alimentare de medie tensiune** (tensiunile de linie și curenții de linie) pentru momentele de timp considerate mai semnificative.

În tabelul 4.9 se prezintă **distorsiunea armonică totală și distorsiunea armonică parțial ponderată** pentru semnalele achiziționate pe linia de alimentare de medie tensiune (tensiunile de linie și curenții de linie) la momentele de timp considerate mai semnificative.

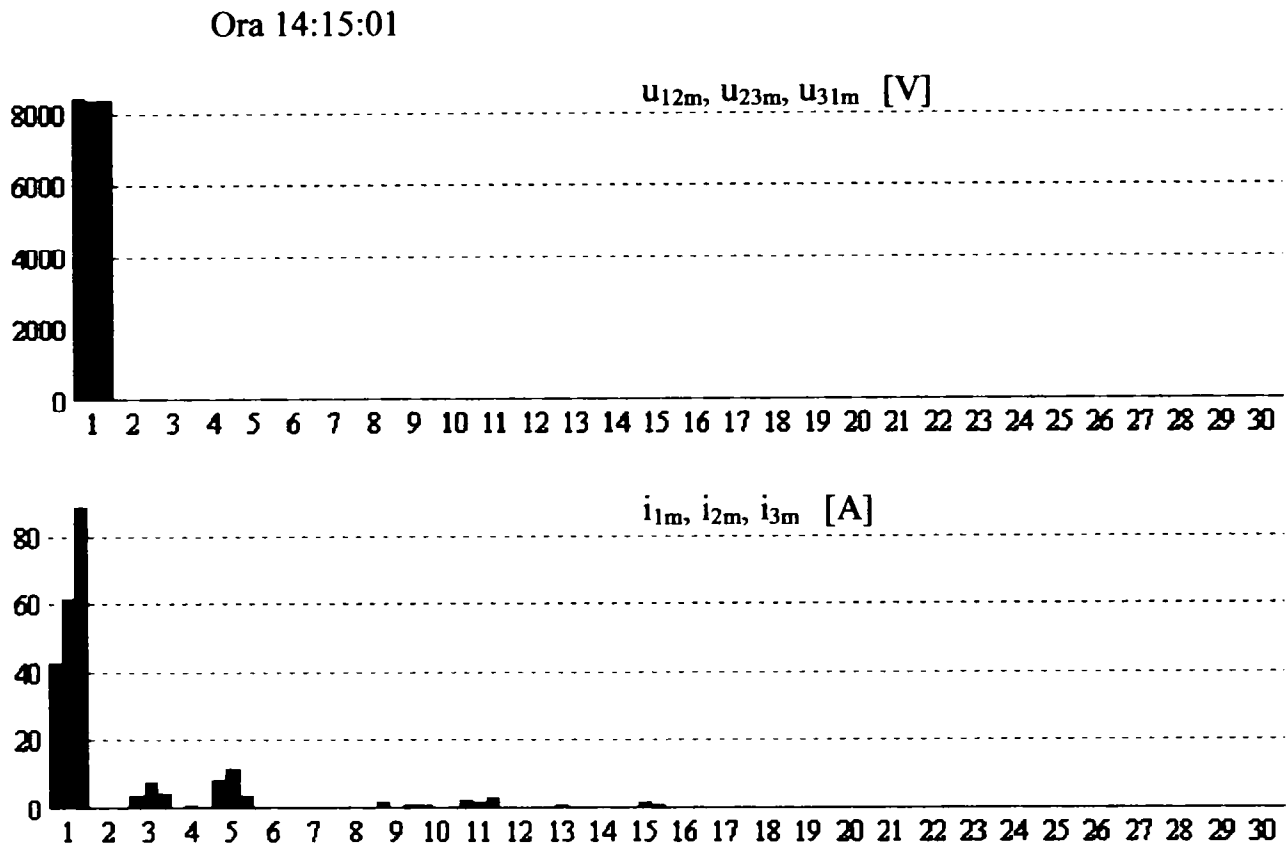


Fig. 4.13 Spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare și curenții absorbiți din rețea pe partea de medie tensiune, după 5 minute de la începerea procesului de încălzire.

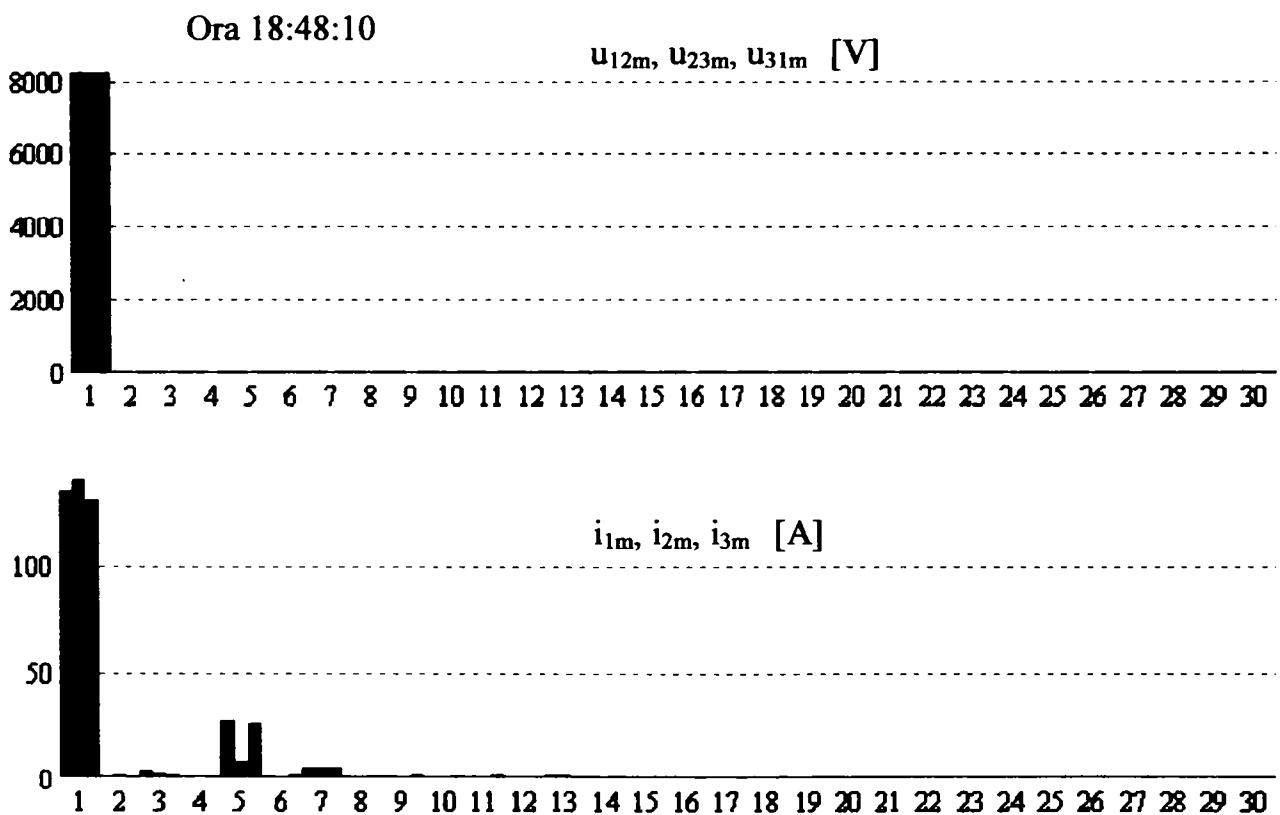


Fig. 4.14 Spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare și curenții absorbiți din rețea pe partea de medie tensiune, după 4 ore și 38 min de la începerea procesului de încălzire.

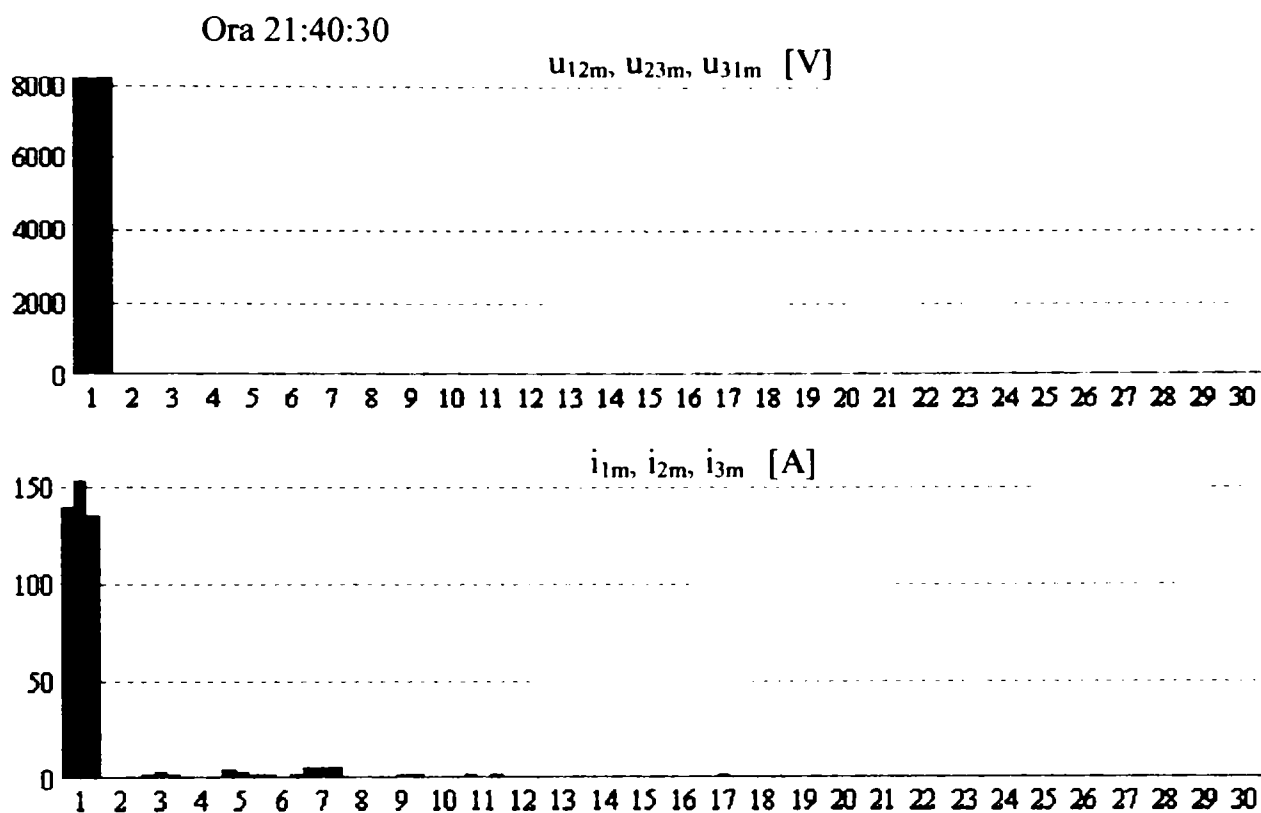


Fig. 4.15 Spectrele armonicilor pentru tensiunile de alimentare și curenții absorbiți din rețea pe partea de medie tensiune la finalul procesului topire prin inducție a șarjei de fontă.

Tabelul 4.6 Ponderea armonicilor în semnalele achiziționate (m.t.) - Ora 14:15:01

Ponderea armonicii [%]	$U_{12m}$	$U_{23m}$	$U_{31m}$	$i_{1m}$	$i_{2m}$	$i_{3m}$
3	0,134	0,146	0,013	8,17	12,75	4,934
5	0,232	0,17	0,074	19,95	18,35	3,774
7	0,004	0,003	0,002	0,43	0,33	0,06
9	0,023	0,003	0,025	3,183	0,983	0,838
11	0,035	0,052	0,066	6,031	2,788	3,644
13	0,017	0,015	0,006	1,418	1,477	0,473
15	0,029	0,038	0,009	1,412	2,985	1,415
19	0,007	0,006	0,002	0,543	0,422	0,094
23	0,008	0,007	0,002	0,628	0,61	0,165

Tabelul 4.7 Ponderea armonicilor în semnalele achiziționate (m.t.) - Ora 18:48:10

Ponderea armonicii [%]	$U_{12m}$	$U_{23m}$	$U_{31m}$	$i_{1m}$	$i_{2m}$	$i_{3m}$
3	0,028	0,019	0,01	2,611	1,782	0,875
5	0,364	0,331	0,628	19,57	5,773	19,56
7	0,1	0,103	0,107	3,632	3,393	3,881
9	0,011	0,019	0,022	0,578	0,476	0,81
11	0,006	0,018	0,024	0,597	0,232	0,833
13	0,041	0,031	0,013	1,04	1,31	0,469
15	0,007	0,013	0,008	0,141	0,396	0,456



**Tabelul 4.8** Ponderea armonicilor în semnalele achiziționate (m.t.) - Ora 21:40:30

Ponderea armonicii [%]	$u_{12m}$	$u_{23m}$	$u_{31m}$	$i_{1m}$	$i_{2m}$	$i_{3m}$
3	0,046	0,048	0,042	1,467	1,518	1,592
5	0,083	0,019	0,069	2,98	1,78	1,17
7	0,1	0,114	0,112	3,566	3,231	4,156
9	0,017	0,043	0,033	0,644	0,977	1,496
11	0,021	0,013	0,028	0,976	0,36	0,856
13	0,012	0,004	0,010	0,455	0,221	0,235
19	0,007	0,011	0,005	0,15	0,289	0,288

**Tabelul 4.9** Distorsiunea armonică totală și distorsiunea armonică parțial ponderată pentru semnalele achiziționate pe linia de alimentare de medie tensiune

Ora	THD, THDp	$u_{12m}$	$u_{23m}$	$u_{31m}$	$i_{1m}$	$i_{2m}$	$i_{3m}$
14:15:01	THD [%]	0,274	0,235	0,105	22,84	22,93	7,84
	THDp [%]	0,605	0,522	0,294	52,98	49,87	18,48
18:48:10	THD [%]	0,389	0,352	0,641	20,15	7,188	20,05
	THDp [%]	0,883	0,811	1,443	45,34	17,1	45,31
21:40:30	THD [%]	0,148	0,14	0,155	5,32	4,34	5,21
	THDp [%]	0,376	0,375	0,397	13,33	11,39	13,75

Din analiza datelor experimentale achiziționate pe linia de alimentare de medie tensiune se pot concluziona următoarele:

- ❖ la începutul încălzirii șarjei de fontă, *nivelurile armonicilor 3, 5, 11, 15 din curenții de linie nu se încadrează în limitele admise de norme* (4% pentru  $k < 11$  și 2% pentru  $11 < k < 17$ ,  $k$  fiind rangul armonicii de curent);
- ❖ în regimul intermediar, după 4 ore și 38 min de la începerea încălzirii șarjei de fontă, *nivelul armonicii 5 din curenții de linie nu se încadrează în limitele admise de norme* (4%);
- ❖ la finalul topirii șarjei de fontă, *nivelul armonicii 7 din curenții de linie nu se încadrează în limitele admise de norme* (4%);
- ❖ *coeficienții de distorsiune ai curenților de linie depășesc limitele admise de norme* (5%) în toate situațiile analizate;
- ❖ *tensiunile de linie au distorsiune mică*, respectându-se valorile limită de compatibilitate pentru nivelul armonicilor, iar valorile *THD* sunt în limitele prescrise de norme în toate situațiile analizate.

Se constată o pondere mult mai redusă a armonicilor de rang multiplu de 3 în curenții absorbiți de la rețeaua de medie tensiune comparativ cu ponderea armonicilor de rang multiplu de 3 din curenții de linie de pe partea de joasă tensiune. Acest fapt se datorează conexiunii  $\Delta/Y$  (Dy-11) a transformatorului care alimentează cuptorul de inducție analizat.

În tabelele 4.10 și 4.11 se prezintă coeficienții de disimetrie, respectiv de asimetrie, pe fundamentală (pentru tensiuni și curenți) și factorul de putere, la momentele de timp considerate mai semnificative.

**Tabelul 4.10** Coeficienții de disimetrie și de asimetrie, pe fundamentală (pentru tensiuni și curenți) și factorul de putere pe linia de joasă tensiune

Ora	$k_{nu1}$ [%]	$k_{nau1}$ [%]	$k_{ni1}$ [%]	$k_{nai1}$ [%]	$k_p$
15:37:11	1,244	1,208	49,29	0,937	0,82
20:10:55	1,15	1,21	4,22	1,9	0,997
22:47:01	1,2	1,21	8	1,9	0,997

**Tabelul 4.11** Coeficienții de disimetrie și de asimetrie, pe fundamentală (pentru tensiuni și curenți) și factorul de putere pe linia de medie tensiune

Ora	$k_{nu1}$ [%]	$k_{nau1}$ [%]	$k_{ni1}$ [%]	$k_{nai1}$ [%]	$k_p$
14:15:01	0,623	0	50,48	0	0,869
18:48:10	0,121	0	4,2	0	0,99
21:40:30	0,24	0	8	0,001	0,998

Publicația Nr. 34-1-1983 a CEI specifică că o rețea electrică este echilibrată dacă nici componenta inversă de tensiune, nici componenta homopolară, nu depășesc valoarea de 1%. UNPEDE, în raportul său, „Caracteristicile tensiunii de alimentare cu energie electrică a consumatorilor racordați la JT”, precizează că distribuitorii de electricitate trebuie să corecteze dezechilibrul de tensiune când depășește 2% (peste această valoare dezechilibrul de tensiuni devine supărător) [75]. În Norma CIGRE, grupul de lucru Nr. 36-1992, valorile indicate pentru dezechilibrul de tensiune în rețelele electrice de transport de înaltă tensiune (i.t) și de distribuție de medie și joasă tensiune sunt [75]:

- 1% pentru rețelele electrice de i.t.;
- 2% pentru rețelele electrice de m.t. și j.t.

În normativul românesc PE 143/94 [75] se dau valorile limită admise pentru coeficientul de disimetrie (pentru tensiuni și curenți):

- 2% pentru rețelele electrice de m.t. și j.t.;
- 1% pentru rețelele electrice de i.t.,

însă nu se indică valorile limită admise pentru coeficientul de asimetrie.

Analizând datele din tabelele 4.10 și 4.11 se constată că factorul de putere are o valoare mică la începutul procesului de încălzire a șarjei de fontă, însă în celelalte situații este satisfăcător; coeficientul de disimetrie pentru tensiuni se încadrează, în toate cazurile analizate, în limitele admise de normativul PE 143/94; coeficienții de disimetrie pentru curenți depășesc limitele indicate de normativul PE 143/94 în toate situațiile analizate.

## 4.5 Proiectarea filtrelor electrice pentru atenuarea regimului deformant introdus de funcționarea cuptorului de inducție analizat

Pentru anularea sau diminuarea regimurilor deformante și/sau nesimetrice dintr-o instalație electrică în care se dorește o funcționare cu unde de tensiune și curent sinusoidale și sincrone se impune:

- echilibrarea sarcinilor trifazate;
- eliminarea armonicilor superioare din curbele tensoiunii și curentului;
- compensarea puterii reactive pe fundamentala sarcinii, în vederea obținerii defazajului nul între tensiune și curent.

**Filtrele absorbante de armonici** sunt circuite serie rezonante L-C; fiecare dintre aceste circuite este dimensionat astfel încât frecvența de rezonanță să coincidă cu frecvența armonicii de curent care se dorește a fi eliminată din curentul de sarcină.

Neglijând rezistențele echivalente ale bobinei, condensatoarelor și elementelor de legătură electrică, impedanța echivalentă a circuitului rezonant pentru armonica de ordinul  $k$  va fi [13; 19; 128]:

$$Z_k = k \cdot \omega_1 \cdot L - \frac{1}{k \cdot \omega_1 \cdot C}, \quad (4.53)$$

unde:  $\omega_1$  - este pulsația fundamentală de curent.

$$\text{Pulsația: } \omega_k = k\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.54)$$

este pulsația de rezonanță a circuitului LC.

Pentru pulsații mai mici decât cea de rezonanță,  $\omega < \omega_k$  rezultă  $Z_k < 0$ , iar circuitul L-C are caracter *capacitiv*; pentru pulsații mai mari decât cea de rezonanță,  $\omega > \omega_k$ , rezultă  $Z_k > 0$ , iar circuitul L-C are un caracter *inductiv*.

Circuitul rezonant este parcurs de:

- curentul corespunzător fundamentalei, față de care prezintă caracter *capacitiv*;
- curentul corespunzător armonicii pe care are loc rezonanța (scurtcircuitat), față de care prezintă o impedanță practic nulă;
- curenții corespunzători armonicilor care există în rețea, dar pentru care nu sunt prevăzute circuite rezonante, față de care caracterul impedanței depinde de ordinul armonicii.

În situațiile când regimul deformant în curent este pronunțat, **criteriul de dimensionare a filtrului** (a capacității din componența sa) este **minimizarea puterii reactive capacitive instalate**, rezultând astfel un cost minim al bateriei de condensatoare și o influență minimă asupra circulației puterii reactive din rețea:

$$Q_c = \min. \quad (4.55)$$

Puterea reactivă va avea două componente, datorate curentului corespunzător fundamentalei și curentului corespunzător armonicii  $k$  pe care are loc rezonanța:

$$Q_c = Q_{cl} + Q_{ck} = U_c^2 \cdot \omega_l \cdot C + \frac{I_k^2}{k \cdot \omega_l \cdot C} \quad (4.56)$$

unde:  $Q_{cl}$  – reprezintă puterea reactivă furnizată de condensatorul filtrului pe fundamentală;

$Q_{ck}$  – este puterea reactivă furnizată de condensatorul filtrului pe armonica k;

$U_c$  – este tensiunea la bornele condensatorului;

$I_k$  – este curentul armonic (valoare efectivă) ce urmează a fi filtrat.

Tensiunea la bornele condensatorului este mai mare decât tensiunea de fază a rețelei:

$$U_c = U_f \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} \quad (4.57)$$

Efectuând derivata parțială în funcție de capacitate a expresiei puterii reactive capacitive instalate (relația 4.56) și anulând-o, se obține *expresia capacității condensatorului filtrului*:

$$C = \sqrt{\frac{I}{k}} \cdot \frac{I_k (k^2 - 1)}{U_f \cdot \omega_l \cdot k^2} \quad (4.58)$$

*Inductivitatea bobinei filtrului, L*, se determină din condiția de rezonanță a circuitului serie L-C al filtrului:

$$L = \frac{I}{\omega_k^2 \cdot C} = \frac{I}{k^2 \cdot \omega_l^2 \cdot C} \quad (4.59)$$

Deoarece ponderile **armonicilor 3, 5, 7, 11 și 15** în curenții absorbiți de la rețeaua de medie tensiune ( $U_l = 6000 \text{ V}$ ) de către instalația cuptorului de inducție analizat depășesc limitele impuse de norme, se vor proiecta filtre absorbante pentru acestea.

Tensiunea de fază la care se instalează filtrele electrice va fi [19]:

$$U_f = \frac{U_l}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} \cong 3464 \text{ V.}$$

În tabelul 4.12 se prezintă parametrii filtrelor de absorbție pentru armonicile 3, 5, 7, 11, 15, calculați cu relațiile (4.58) și (4.59).

**Tabelul 4.12** Parametrii filtrelor de absorbție pentru armonicile 3, 5, 7, 11, 15

Parametrii filtrului	Armonica 3	Armonica 5	Armonica 7	Armonica 11	Armonica 15
$C [\mu F]$	4,71	15,78	3,4	1,37	1,18
$L [mH]$	239	25,68	60,8	61,12	38,16

Prin montarea de filtre se atenuează regimul deformant din rețea, însă gradul de nesimetrie a curenților se accentuează. Datorită faptului că pe fundamentală filtrele electrice devin surse de putere reactivă, ele realizează și o îmbunătățire a factorului de putere al ansamblului consumator-filtru.

## 4.6 Proiectarea instalației de echilibrare a rețelei electrice de distribuție

Din analiza rezultatelor măsurătorilor pe liniile de joasă și medie tensiune se constată că funcționarea cuptorului de inducție analizat determină un regim nesinusoidal și nesimetric. Nesimetria încărcării rețelei trifazate este foarte pronunțată în prima fază a procesului de încălzire a șarjei de fontă („starea rece”) și scade pe măsură ce aceasta se topește.

În continuare se propune o echilibrare artificială a încărcării rețelei trifazate prin adăugarea în punctul de racord a cuptorului la rețea, a unei noi scheme de compensare, care să conțină numai elemente reactive de circuit [13; 106].

Datorită conexiunii  $\Delta/Y$  a transformatorului care alimentează cuptorul de inducție, componentele homopolare ale tensiunilor și curenților sunt mult atenuate pe linia de medie tensiune, comparativ cu componentele de succesiune inversă ale curenților.

Principiul echilibrării sarcinii constă în utilizarea unui compensator în conexiune  $\Delta$ , ce prezintă curenții  $\underline{I}_{RS}^C, \underline{I}_{ST}^C, \underline{I}_{TR}^C$  stabiliți din condiția anulării componentei de secvență inversă a curentului de linie [13; 106]:

$$\underline{I}_i = \underline{I}_{i\Delta}^C + \underline{I}_i^S = 0, \quad (4.60)$$

unde:  $\underline{I}_i$  - reprezintă curentul de secvență inversă pe linie;

$\underline{I}_{i\Delta}^C$  - reprezintă componenta de secvență inversă a curentului furnizat de compensator;

$\underline{I}_i^S$  - reprezintă componenta de secvență inversă a curentului de sarcină în planul fundamentalei.

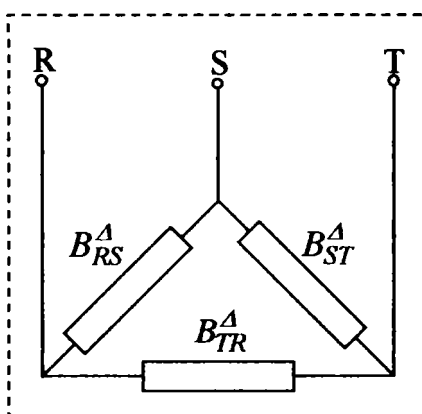


Fig. 4.16 Elementele compensatorului care asigură echilibrarea rețelei electrice de distribuție.

Ecuția complexă (4.60) este echivalentă cu două ecuații scalare:

$$\operatorname{Re}(\underline{I}_i) = 0, \quad (4.61)$$

$$\operatorname{Im}(\underline{I}_i) = 0. \quad (4.62)$$

Determinarea susceptanțelor compensatorului (Fig. 4.16) necesită încă o ecuație, care se poate obține pe baza uneia dintre condițiile:

- ✓ suma algebrică a celor trei curenți reactivi pe laturile instalației de compensare să fie nulă;
- ✓ minimizarea pierderilor sau a puterilor capacitive instalate în bateriile de condensatoare.

Prima condiție asigură ca puterea reactivă absorbită de la rețea să fie nulă (deci compensatorul în conexiune  $\Delta$  realizează numai funcția de echilibrare):

$$\underline{I}_{RS}^C + \underline{I}_{ST}^C + \underline{I}_{TR}^C = 0. \quad (4.63)$$

Echilibrarea on-line a sarcinii impune utilizarea unor susceptanțe variabile, a căror valoare și caracter (inductiv sau capacitiv) se determină în fiecare moment prin rezolvarea sistemului dat de ecuațiile (4.61) – (4.63). Instalația de echilibrare on-line a sarcinii trebuie să permită un reglaj continuu și la o viteză foarte mare a valorilor susceptanțelor, pentru a putea urmări variațiile sarcinii.

În prezent, în sistemele electroenergetice ale țărilor industrializate se folosește pe scară largă, în special în cadrul compensatoarelor transversale (șunt) de putere reactivă, următoarea structură de susceptanță variabilă [13; 106]:

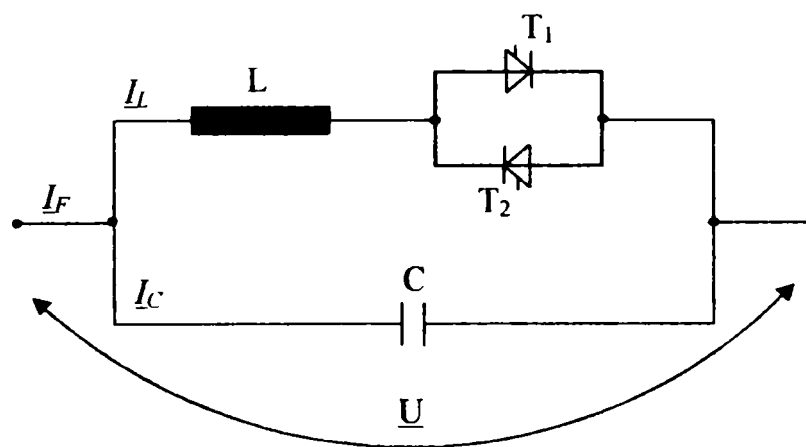


Fig. 4.17 Structura monofazată a unei susceptanțe variabile cu dublu caracter.

Tensiunea de alimentare a elementului monofazat este dată de relația:

$$u(t) = U_m \cdot \cos(\omega t). \quad (4.64)$$

Prin reglarea unghiului de comandă al tiristoarelor ( $T_1, T_2$ ) se modifică curentul care le parcurge și, implicit, curentul prin bobină:

$$i_L(t) = \frac{U_m}{\omega \cdot L} [\sin(\omega t) - \sin \delta] = \frac{U_m}{\omega \cdot L} [\sin(\omega t) - \cos \varphi], \quad (4.65)$$

unde  $\varphi$  este defazajul dintre  $u(t)$  și  $i_L(t)$ , iar  $\delta = \frac{\pi}{2} - \varphi$ .

Condiția de comandă a tiristorului este:

$$0 \leq \delta \leq \frac{\pi}{2}, \text{ sau } 0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2}. \quad (4.66)$$

Expresiile valorilor medii și efective a curentului care străbate bobina sunt [13]:

$$I_{Lmed} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{U_m}{\omega \cdot L} (\sin \varphi - \varphi \cdot \cos \varphi), \quad (4.67)$$

$$I_L = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{U_m}{\omega \cdot L} \sqrt{-\frac{3}{2} \cdot \sin \varphi - 2\varphi \left( \frac{1}{2} - \cos^2 \varphi \right)}. \quad (4.68)$$

Curentul care străbate condensatorul este constant, valoarea efectivă a acestuia fiind dată de relația:

$$I_C = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \omega \cdot C. \quad (4.69)$$

Valoarea susceptanței echivalente structurii din Fig. 4.17 se determină funcție de curentul total:

$$I_F = I_L - I_C, \quad (4.70)$$

$$B = \frac{I_F \cdot \sqrt{2}}{U_m}, [\Omega^{-1}]. \quad (4.71)$$

Din relațiile (4.70) și (4.71) se constată că:

- susceptanța are caracter inductiv ( $B > 0$ ), dacă  $I_F > 0$  ( $I_L > I_C$ );
- susceptanța are caracter capacitiv ( $B < 0$ ), dacă  $I_F < 0$  ( $I_L < I_C$ ).

Reglarea valorii susceptanței se face prin modificarea unghiului de comandă a tiristoarelor. Când  $\delta = 0$  ( $\varphi = 90^\circ$ ), se va obține curentul inductiv de valoare efectivă maximă. Crescând unghiul de comandă al tiristoarelor ( $\delta$ ), curentul prin bobină scade; pentru  $\delta = \pi / 2$ , curentul prin bobină se anulează, curentul total fiind dat de curentul care circulă prin capacitatea  $C$ .

În continuare se prezintă calculul instalației de echilibrare a rețelei de distribuție în cazul secvenței de date achiziționate pe linia de joasă tensiune, la ora 22:03:48. Pentru această situație, coeficienții de disimetrie și de asimetrie pe fundamentală (pentru tensiuni și curenți) și factorul de putere au valorile:  $k_{nu1} = 1,208\%$ ;  $k_{nu2} = 1,214\%$ ;  $k_{ni1} = 10,77\%$ ;  $k_{ni2} = 1,992\%$ ;  $k_p = 0,998$ .

Considerând tensiunea de linie  $\underline{U}_{12}$  ca și fazor de referință, s-au obținut următoarele expresii complexe pentru curenții și tensiunile de fază:

$$\underline{I}_1^S = 749,533188 \cdot e^{j333,4^\circ} A; \quad \underline{I}_2^S = 694,944544 \cdot e^{j204^\circ} A; \quad \underline{I}_3^S = 644,527831 \cdot e^{j96,17^\circ} A \quad (4.72)$$

$$\underline{U}_{10}^S = 502,5 \cdot e^{j330^\circ} V; \quad \underline{U}_{20}^S = 502,5 \cdot e^{j211,2^\circ} V; \quad \underline{U}_{30}^S = 502,6 \cdot e^{j88,88,82^\circ} V; \quad (4.73)$$

Admitanțele echivalente (în conexiune Y) ale sarcinii vor fi:

$$\underline{Y}_R^S = \frac{\underline{I}_1^S}{\underline{U}_{10}^S} = \frac{749,533188 \cdot e^{j333,4^\circ}}{502,5 \cdot e^{j330^\circ}} = 1,491608 \cdot e^{j3,4^\circ} \Omega^{-1}, \quad (4.74)$$

$$\underline{Y}_S^S = \frac{\underline{I}_2^S}{\underline{U}_{20}^S} = \frac{694,944544 \cdot e^{j204^\circ}}{502,5 \cdot e^{j211,2^\circ}} = 1,382974 \cdot e^{-j7,2^\circ} \Omega^{-1}, \quad (4.75)$$

$$\underline{Y}_T^S = \frac{\underline{I}_3^S}{\underline{U}_{30}^S} = \frac{644,527831 \cdot e^{j96,17^\circ}}{502,6 \cdot e^{j88,82^\circ}} = 1,282387 \cdot e^{j7,35^\circ} \Omega^{-1}, \quad (4.76)$$

$$\text{sau: } \underline{Y}_R^S = G_R - jB_R = 1,488982 + j \cdot 0,088461 \Omega^{-1}, \quad (4.77)$$

$$\underline{Y}_S^S = G_S - jB_S = 1,372068 - j \cdot 0,173332 \Omega^{-1}, \quad (4.78)$$

$$\underline{Y}_T^S = G_T - jB_T = 1,271849 + j \cdot 0,164055 \Omega^{-1}. \quad (4.79)$$

Se constată un dezechilibru în ceea ce privește modulele celor trei admitanțe  $\underline{Y}_R^S$ ,  $\underline{Y}_S^S$ ,  $\underline{Y}_T^S$ , însă fazele lor sunt foarte mici (relațiile 4.74 – 4.76), ceea ce indică o compensare satisfăcătoare a

puterii reactive. Din relațiile (4.77) – (4.79) rezultă:

$$G_R = 1,488982 \Omega^{-1}; \quad B_R = -0,088461 \Omega^{-1}; \quad (4.80)$$

$$G_S = 1,372068 \Omega^{-1}; \quad B_S = 0,173332 \Omega^{-1}; \quad (4.81)$$

$$G_T = 1,271849 \Omega^{-1}; \quad B_T = -0,164055 \Omega^{-1}. \quad (4.82)$$

Pe baza valorilor admitanțelor sarcinii în conexiune Y se pot determina valorile admitanțelor sarcinii în conexiune Δ, cu relațiile prezentate în [13; 106]:

$$G_{RS}^S = \frac{1}{6} \left[ G_R + G_S + \frac{1}{\sqrt{3}} (B_S - B_R) \right] = 0,50203270 \Omega^{-1}, \quad (4.83)$$

$$B_{RS}^S = \frac{1}{6} \left[ B_R + B_S + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_R - G_S) \right] = 0,02539522 \Omega^{-1}, \quad (4.84)$$

$$G_{TR}^S = \frac{1}{3} \left[ G_R + \frac{1}{\sqrt{3}} (B_R - B_S) \right] = 0,44594524 \Omega^{-1}, \quad (4.85)$$

$$B_{TR}^S = \frac{1}{3} \left[ B_R + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_S - G_R) \right] = -0,05198710 \Omega^{-1}, \quad (4.86)$$

$$G_{ST}^S = \frac{1}{3} \left[ G_S + \frac{1}{\sqrt{3}} (B_R - B_S) \right] = 0,40697391 \Omega^{-1}, \quad (4.87)$$

$$B_{ST}^S = \frac{1}{3} \left[ B_S + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_S - G_R) \right] = 0,03527722 \Omega^{-1}. \quad (4.88)$$

Dimensionarea compensatorului în conexiune Δ se face pe baza condițiilor de anulare a secvenței inverse din curenții de sarcină (relațiile 4.61, 4.62) și de anulare a puterii reactive absorbite din rețea (relația 4.63). Impunerea acestor condiții determină sistemul de ecuații [13; 106]:

$$\begin{cases} -G_{RS} + 2G_{ST} - G_{TR} + \sqrt{3}(B_{TR} - B_{RS}) = 0 \\ \sqrt{3}(G_{TR} - G_{RS}) + B_{RS} - 2B_{ST} + B_{TR} = 0 \\ G_{RS} - G_{TR} - \sqrt{3}(B_{RS} + B_{TR}) = 0 \end{cases} \quad (4.89)$$

în care s-au utilizat notațiile:

$$G_{RS} = G_{RS}^S, \quad G_{ST} = G_{ST}^S, \quad G_{TR} = G_{TR}^S, \quad (4.90)$$

$$B_{RS} = B_{RS}^S + B_{RS}^A, \quad B_{ST} = B_{ST}^S + B_{ST}^A, \quad B_{TR} = B_{TR}^S + B_{TR}^A. \quad (4.91)$$

Exponentul <sup>S</sup> definește *elementele sarcinii*, iar exponentul <sup>A</sup> definește *elementele compensatorului*, în relațiile anterioare.

Rezolvând sistemul de ecuații (4.89) în raport cu susceptanțele compensatorului, se obțin valorile:

$$B_{RS}^A = -B_{RS}^S + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_{ST}^S - G_{TR}^S) = -0,04789532 \Omega^{-1}, \quad (4.92)$$

$$B_{ST}^A = -B_{ST}^S + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_{TR}^S - G_{RS}^S) = -0,06765933 \Omega^{-1}, \quad (4.93)$$

$$B_{TR}^A = -B_{TR}^S + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_{RS}^S - G_{ST}^S) = 0,10686931 \Omega^{-1}. \quad (4.94)$$



Elementele compensatorului în conexiune  $\Delta$  vor fi :

$$C_{RS} = \frac{|B_{RS}^{\Delta}|}{\omega} = \frac{0,04789532}{2\pi \cdot 50} = 152,455538 \mu F, \quad (4.95)$$

$$L_{TR} = \frac{I}{\omega \cdot B_{TR}^{\Delta}} = \frac{I}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,10686931} = 0,02978496 H, \quad (4.96)$$

$$C_{ST} = \frac{|B_{ST}^{\Delta}|}{\omega} = \frac{0,06765933}{2\pi \cdot 50} = 215,366336 \mu F. \quad (4.97)$$

Pentru a verifica eficiența instalației de simetrizare a sarcinii cuptorului de inducție a fost realizată o simulare cu programul PSCAD-EMTDC [162].

PSCAD-EMTDC este un mediu integrat de simulare a sistemelor electrice de putere, de c.c. și de c.a. EMTDC (Electro-Magnetic Transients in DC Systems) este un program care permite simularea și controlul funcționării sistemelor de putere în domeniul timp, iar PSCAD (Power System Computer Aided Design) este o interfață grafică.

PSCAD-EMTDC Version 3 a fost dezvoltată de către cercetătorii de la Manitoba HVDC și are trei variante: *varianta profesională*, *varianta educativă* (disponibilă pentru universități) și *varianta personală* (disponibilă pe Internet); ultimele două variante au limitări ale numărului de noduri. În lucrare s-a utilizat varianta personală PSCAD-EMTDC Version 3.

În Fig. 4.18 se prezintă schema electrică care modelează instalația cuptorului de inducție prevăzută cu compensatorul care asigură echilibrarea sarcinii.

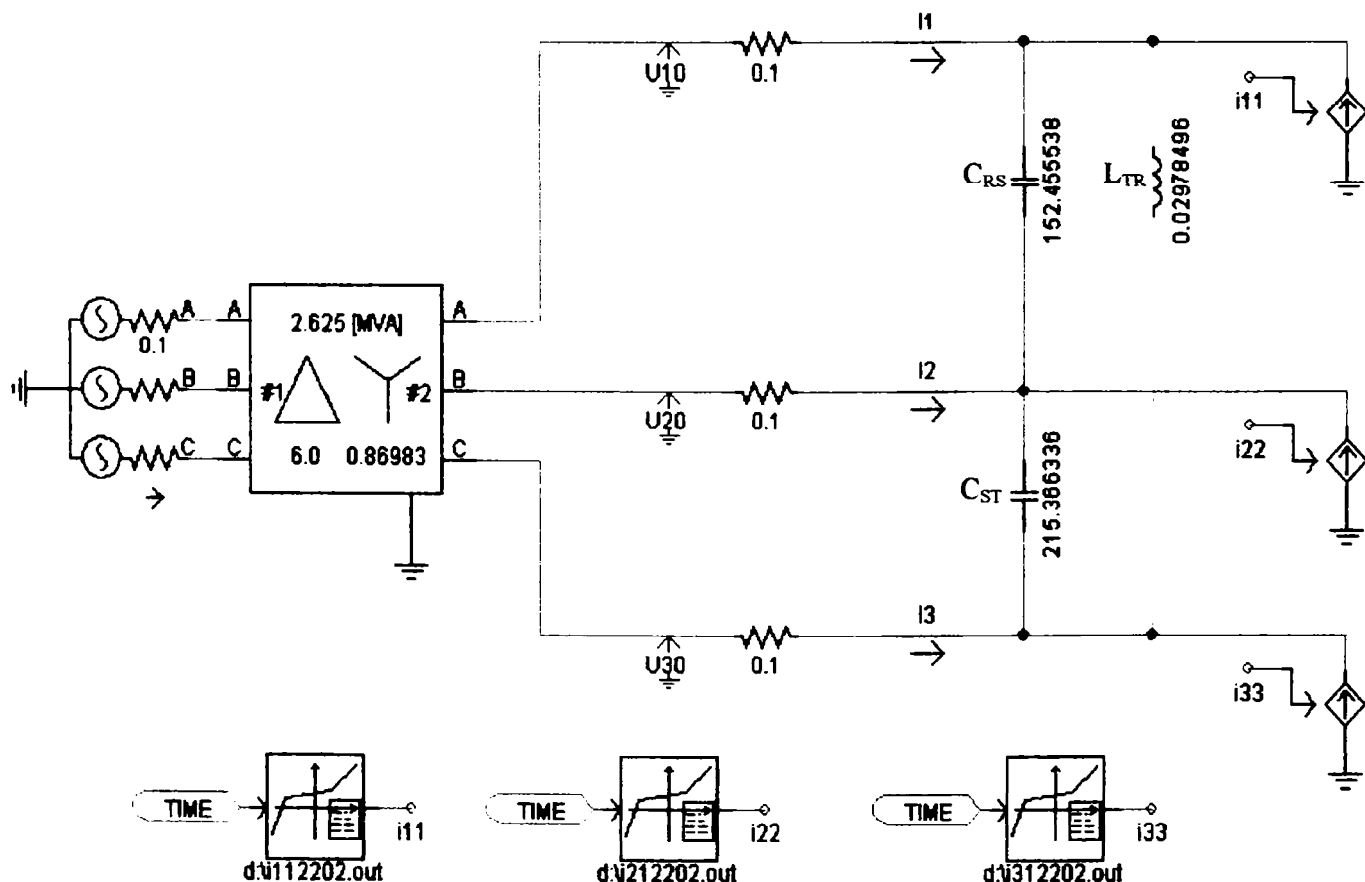
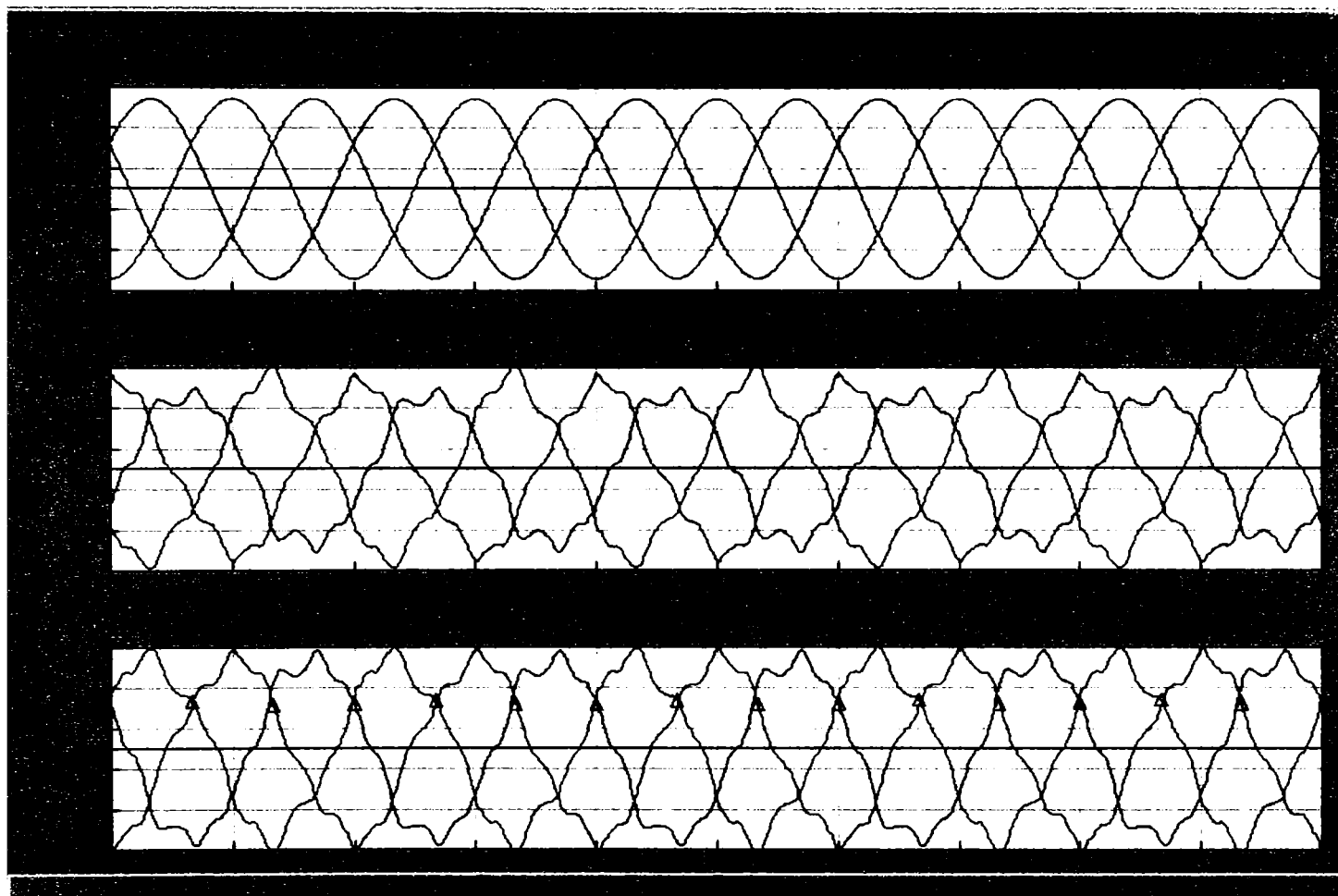


Fig. 4.18 Schema electrică care modelează instalația cuptorului de inducție analizat.

Schema din Fig. 4.18 conține transformatorul cuptorului de inducție (prin care se face alimentarea acestuia de la rețeaua de medie tensiune), elementele compensatorului și trei surse de curent comandate extern, prin intermediul cărora au fost injectați curenții achiziționați pe linia de joasă tensiune ( $i_{11}$ ,  $i_{22}$ ,  $i_{33}$ ).

În Fig. 4.19 se prezintă rezultatele simulării cu programul PSCAD-EMTDC. Prezența compensatorului în instalația electrică a cuptorului a determinat o scădere a coeficientului de disimetrie pe fundamentală pentru curenți, de la valoarea  $k_{nil} = 10,77\%$ , la valoarea  $k_{nil} = 1,77\%$ .



**Fig. 4.19** Rezultatele simulării cu programul PSCAD-EMTDC.

## CONCLUZII

Din analiza rezultatelor măsurătorilor pe liniile de joasă și medie tensiune se constată că funcționarea cuptorului de inducție de la SIDERMET Călan determină un regim nesinusoidal și nesimetric.

Pentru eliminarea regimului nesinusoidal introdus de funcționarea cuptorului de inducție analizat au fost proiectate filtre pasive (pentru armonicile 3, 5, 7, 11, 15) care urmează a fi introduse în primarul transformatorului prin care se face alimentarea de la rețeaua de medie tensiune.

Nesimetria încărcării rețelei trifazate este foarte pronunțată în prima fază a procesului de încălzire a șarjei de fontă („starea rece”) și scade pe măsură ce aceasta se topește.

S-a propus o echilibrare artificială a încărcării rețelei trifazate prin adăugarea în punctul de racord a cuptorului la rețea, a unei noi scheme de compensare, care să conțină numai elemente reactive de circuit.

Eficiența instalației de simetrizare propuse a fost testată cu programul PSCAD-EMTDC. Prezența compesatorului în instalația electrică a cuptorului a determinat o scădere a coeficientului de disimetrie pe fundamentală pentru curenți, de la valoarea  $k_{nil} = 10,77\%$ , la valoarea  $k_{nil} = 1,77\%$  (în cazul secvenței de date achiziționate pe linia de joasă tensiune la ora 22:03:48).

## CAPITOLUL V

# CONDUCEREA PROCESULUI DE ÎNCĂLZIRE ÎN VOLUM A SEMIFABRICATELOR DE OȚEL ÎN CUPTOARELE DE INDUCȚIE CU CREUZET

Avantajele cele mai importante ale încălzirii prin inducție electromagnetică sunt legate de viteza mare de încălzire și de posibilitatea automatizării și a conducerii asistate de calculator a proceselor tehnologice.

În acest capitol se propune un sistem de control numeric al procesului de încălzire inductivă în volum a unor semifabricate de oțel, în vederea prelucrării la cald.

### **5.1 Stadiul actual în tehnica încălzirii prin inducție și perspective de modernizare**

În industria modernă, îmbunătățirea activității de producție presupune pe de-o parte dezvoltarea unor sisteme autoadaptabile (self-adjusting), capabile să realizeze produse variate cu o minimă supervizare și asistență din partea operatorului uman, iar pe de altă parte, creșterea calității produselor și reducerea costurilor de producție. Pentru obținerea acestor scopuri este necesar un control computerizat al procesului tehnologic.

În ultimele trei decenii utilizarea calculatoarelor în reglarea proceselor tehnologice a înregistrat o dezvoltare fără precedent, datorită creșterii performanțelor hardware și software.

Perfecționarea într-un ritm intens a microprocesoarelor a permis implementarea unor echipamente de reglare numerică, cu certe avantaje în raport cu cele analogice; în mod special se evidențiază flexibilitatea echipamentelor de reglare numerică, în sensul că modificarea algoritmului implementat se poate realiza numai prin resursele software, fără a necesita schimbări ale hardware-ului.

Apariția și perfecționarea continuă a convertoarelor statice (în special a celor cu circuit intermediar de curent continuu) în sensul realizării unor puteri și limite ale frecvenței de lucru tot mai mari, permit exploatarea cuptoarelor de inducție într-un mod tot mai eficient.

Se remarcă în special posibilitățile comode și rapide de reglare a puterii absorbite de cuptoarele cu inducție în situația alimentării acestora prin convertoare statice cu circuit intermediar de curent continuu și sarcină compensată paralel. Reglarea numerică a acestor convertoare statice utilizând automate programabile cu microprocesor a condus la rezultate remarcabile [16-18; 128]. În această situație se elimină dezavantajul legat de complexitatea circuitului de comandă al convertoarelor statice, permițând optimizarea funcționării acestora din punctul de vedere al mai multor parametri.

În *industria metalurgică autohtonă*, eficiența conducerii procesului de încălzire inductivă în volum a semifabricatelor de oțel în vederea prelucrării la cald este limitată în prezent de sistemele neperformante existente, caracterizate prin viteză de răspuns scăzută și de necesitatea unor modele matematice deterministe utilizate în analiza fenomenelor.

Modalitățile moderne de conducere presupun simularea pe calculator a procesului de încălzire prin inducție, utilizând metode numerice de modelare a câmpurilor electromagnetice, respectiv termice. În prezent, conceptul de „**experimentare numerică**” („Numerical Experimentation”) se vehiculează din ce în ce mai mult atât în activitatea de proiectare și optimizare a echipamentelor de încălzire prin inducție (permite modificarea proiectării echipamentelor fără a fi necesare testările experimentale), cât și în controlul proceselor (permite analiza răspunsului sistemului la variația parametrilor) [40; 46].

## **5.2 Probleme generale ale încălzirii inductive în volum a semifabricatelor de oțel în vederea prelucrării la cald**

Regimul de încălzire în volum a semifabricatelor (lingourilor) din oțel în vederea prelucrării la cald este influențat de o serie de factori:

- compoziția chimică a materialului procesat;
- dimensiunile geometrice ale semifabricatelor;
- temperatura inițială a semifabricatelor;
- durata încălzirii;
- oxidarea și tensiunile termice la încălzire, etc.

Procesul de încălzire în volum a semifabricatelor din oțel în vederea prelucrării la cald trebuie să asigure obținerea unei temperaturi cât mai uniforme pe întreaga secțiune a acestora, într-un timp minim, fără să cauzeze tensiuni termice interne.

Scurtarea duratei de încălzire duce pe de o parte la reducerea consumului de energie electrică, iar pe de altă parte, la micșorarea oxidării și decarburării materialului supus încălzirii. Reducerea exagerată a duratei de încălzire poate cauza însă o diferență prea mare de temperatură între centrul și suprafața lingourilor, ceea ce are ca urmare apariția unor tensiuni termice interne. Când valoarea tensiunilor termice interne devine comparabilă cu limita de rezistență a materialului procesat înainte ca temperatura în centrul lingoului să depășească (datorită inerției termice) limita

de elasticitate, apare pericolul fisurării lingoului în timpul prelucrărilor mecanice ulterioare. Se constată că pentru temperaturi mai mari de 550°C oțelul are o plasticitate ridicată, iar tensiunile termice dispar.

Având în vedere aceste aspecte, pentru evitarea apariției fisurilor sau crăpăturilor lingourilor de oțel încălzite în volum, trebuie limitată viteza de încălzire în intervalul 0 ... 550°C astfel încât tensiunile termice interne să fie sub valoarea rezistenței la rupere a materialului respectiv [72]. Aceasta impune următoarele restricții din punct de vedere tehnologic:

- variația în timp a temperaturii din centrul lingoului trebuie să urmeze o curbă prescrisă, funcție de compoziția chimică a oțelului respectiv și de dimensiunile geometrice ale lingoului;
- diferența de temperatură dintre suprafața laterală a lingoului și centrul acestuia trebuie să nu depășească o anumită valoare maximă (specificată de către tehnologi pentru fiecare tip de oțel), pe toată durata încălzirii.

În aceste condiții, „**experimentarea numerică**” permite determinarea *valorilor optime* ale *frecvenței și intensității curentului electric din inductor*, care să satisfacă **cerințele procesului tehnologic**:

- (1) *valoarea temperaturii în orice moment al încălzirii trebuie să fie mai mică decât o valoare maximă acceptabilă ( $T_{max}$ )* ;
- (2) *diferența de temperatură dintre suprafața laterală și centrul lingoului trebuie să nu depășească o anumită valoare maximă ( $\Delta T_{max}$ )*;
- (3) *la finalul încălzirii, câmpul termic din materialul procesat trebuie să fie cât mai uniform posibil*;
- (4) *valoarea maximă a temperaturii la finalul încălzirii trebuie să fie egală cu valoarea impusă ( $T_{\rho}$ )*.

în condițiile unui **consum minim de energie electrică** și a unui **timp minim de încălzire**.

O atenție specială necesită oțelurile cu conținut ridicat de carbon și oțelurile aliate. Acestea prezintă o serie de particularități care complică și întârzie procesele de încălzire:

- au conductivitatea termică mai scăzută;
- sunt mai sensibile la factorii care provoacă apariția defectelor (supraîncălzire, formarea tensiunilor termice și a fisurilor, etc.);
- în timpul prelucrării sunt mai rezistente la deformare și au limitele temperaturilor de prelucrare la cald mai strânse, necesitând o uniformitate mai mare a încălzirii.

În cazul unor oțeluri cu conținut scăzut de carbon, care nu ridică probleme tehnologice speciale, se poate practica o „încălzire rapidă”. La încălzirea rapidă se utilizează o putere specifică ridicată (maxim 5 kW/cm<sup>2</sup>) în prima parte a procesului, până când temperatura la suprafața laterală a lingoului atinge valoarea maximă impusă; în a doua parte a încălzirii se utilizează o putere specifică mai mică, astfel încât temperatura pe suprafața laterală să fie menținută constantă în timp ce are loc uniformizarea temperaturii în secțiune.

Studiile preliminare au arătat că controlul convențional al temperaturii (on/off sau autoacordare PID) nu poate realiza un timp de încălzire satisfăcător și conduce la supraîncălziri și pierderi de material. Din acest motiv s-a propus o altă metodă de control numeric al procesului de

încălzire inductivă în volum a lingourilor de oțel, care să satisfacă cerințele prezentate anterior, în ipoteza alimentării cuptorului de inducție cu creuzet prin convertor static de frecvență.

Conducerea procesului de încălzire inductivă în volum a lingourilor de oțel se va face funcție de temperatura la suprafața laterală a acestora, care poate fi măsurată cu ajutorul unor termocuple.

Programul (în C++) bazat pe Metoda Diferențelor Finite, prezentat în paragrafele 1.4, 1.5, a fost prevăzut cu un modul special dedicat încălzirii inductive în volum a lingourilor de oțel. În figurile 5.1 și 5.2 se prezintă fereastra principală și cea de introducere a datelor pentru modulul dedicat încălzirii inductive în volum a lingourilor de oțel.

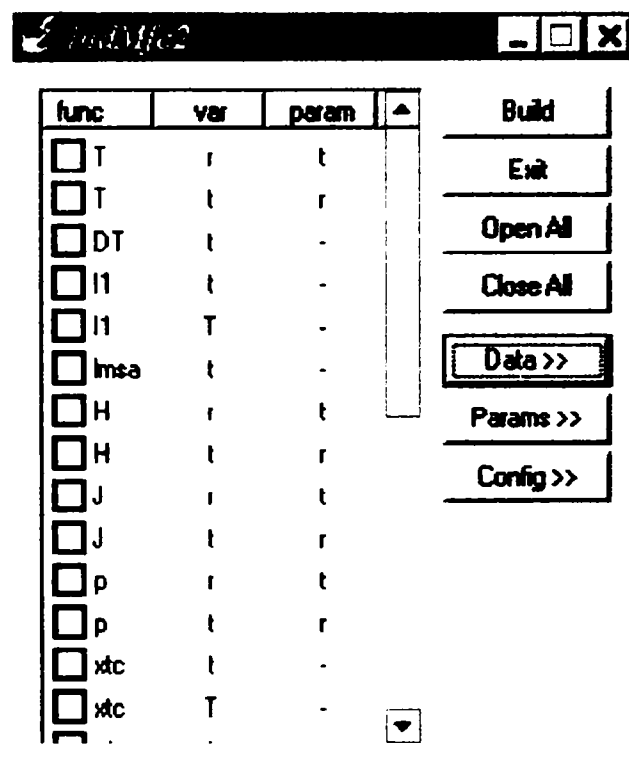


Fig. 5.1 Fereastra principală a modulului dedicat încălzirii inductive în volum a lingourilor de oțel.

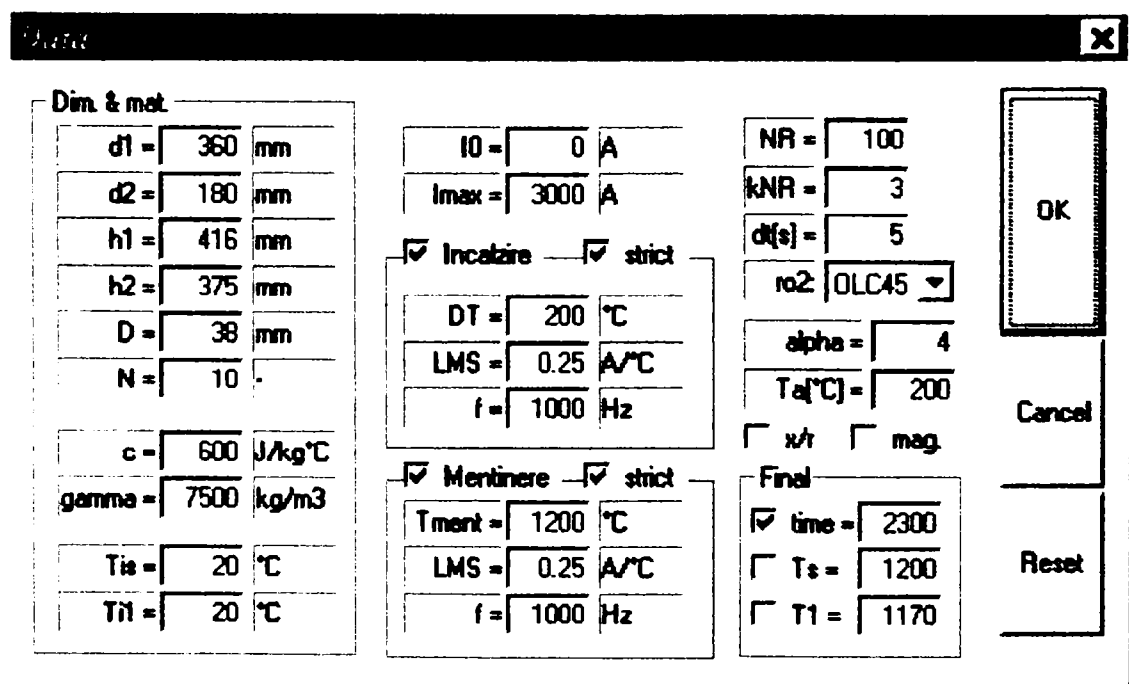


Fig. 5.2 Fereastra de introducere a datelor.

Având ca și date inițiale:

- tipul materialului procesat;
- dimensiunile geometrice ale materialului procesat și ale inductorului;
- temperatura finală a materialului procesat;
- diferența maximă de temperatură (admisibilă din punct de vedere tehnologic) între suprafața laterală și centrul lingoului,

acest modul permite determinarea valorilor intensității curentului electric prin inductor și ale frecvenței care să asigure încălzirea într-un timp minim a lingoului de oțel, în condițiile tehnologice impuse.

Pentru determinarea valorilor intensității curentului electric prin inductor au fost prevăzute două variante:

**(I) algoritmul LMS (Least Mean Square)** [1; 62; 106]

În această situație *butoanele* marcate „strict” în Fig. 5.2 sunt *nebifate*. Curentul prin inductor ( $I_k$ ) la iterația  $k$  este stabilit conform relației:

$$I_k = I_{k-1} + \beta(T_{k-1}^d - T_{k-1}), \quad (5.1)$$

unde:  $I_{k-1}$  – este curentul prin inductor la iterația anterioară,  $k-1$ ;

$T_{k-1}$  – este temperatura pe suprafața laterală a lingoului (semifabricatului) la iterația  $k-1$ ;

$T_{k-1}^d$  - este temperatura dorită („temperatura țintă”) pe suprafața laterală a lingoului la iterația  $k-1$ ;

$\beta$  - este o constantă de adaptare (notată *LMS* în interfața programului), [A/grd].

*Temperatura dorită la suprafață* ( $T_{k-1}^d$ ) în faza de încălzire se determină funcție de temperatura în centru la iterația anterioară,  $T_{k-2}(0)$  și de diferența maximă de temperatură admisă între suprafață și centru,  $\Delta T_{max}$ :

$$T_{k-1}^d = T_{k-1}^d(r_2) = T_{k-2}(0) + \Delta T_{max}, \quad (5.2)$$

având în vedere faptul că variația temperaturii la centru între două iterații succesive este neglijabilă, pasul de timp la discretizarea temporală fiind mic (1...5 s).

În **faza de menținere**, temperatura la suprafață trebuie să fie cât mai apropiată de cea finală:

$$T_{k-1}^d = T_{k-1}^d(r_2) \cong T_f. \quad (5.3)$$

Acest algoritm are dezavantajul că imediat după momentul inițial al încălzirii se obține o suprareglare ce conduce la depășirea diferenței de temperatură admisibilă. Desigur, se poate reduce această diferență de temperatură, dar se va mări timpul de încălzire. De asemenea, în calcule se folosește temperatura la centru din pasul anterior, ceea ce conduce la erori semnificative dacă intervalul de timp la discretizarea temporală este mare.

**(II)** Pentru a evita aceste neajunsuri se poate folosi o *variantă modificată a algoritmului LMS*.

În cazul în care opțiunea „strict” este *activată*, se va căuta o valoare optimă a curentului prin inductor după aplicarea formulei (5.1).

Se observă că dependența între creșterea temperaturii la suprafață și curentul prin inductor este strict crescătoare, dar nu poate fi exprimată analitic. Deci și dependența între



eroarea de temperatură  $\varepsilon_k = T_{k-1}^d(r_2) - T_{k-1}(r_2)$  și curentul prin inductor are aceeași natură.

În aceste condiții, se va căuta aducerea erorii  $\varepsilon_k$  la o valoare cât mai apropiată de zero. Pentru aceasta se corectează valoarea curentului prin inductor calculat cu relația (5.1),  $I_k$ :

$$I_k' = I_k + \Delta I. \quad (5.4)$$

$\Delta I$  are valoarea inițială  $\Delta I^{(1)} = I_k / 8$ , iar semnul este opus față de semnul erorii  $\varepsilon_k$ . Se recalculază temperatura la suprafața laterală a materialului procesat cu acest curent și se continuă astfel până la obținerea unei erori de temperatură  $\varepsilon_k$  de semn contrar față de cea inițială.

În continuare se face o corecție mai fină a valorii curentului prin inductor:

$$I_k^{(q)} = I_k^{(q-1)} - \Delta I^{(q)} = I_k^{(q-1)} - \frac{\Delta I^{(q-1)}}{2}. \quad (5.5)$$

până când corecția  $\Delta I^{(q)}$  are o valoare suficient de mică (de exemplu  $1\% \circ I_{max}$ ).

În acest mod se determină curentul prin inductor necesar pentru a obține la fiecare pas de timp o valoare impusă a diferenței de temperatură între suprafața laterală și centru, respectiv temperatura de menținere admisă. Dezavantajul acestei metode este timpul de calcul mult mai mare (de 10 ...15 ori mai mare) comparativ cu prima variantă.

Frecvența curentului prin inductor în perioada de încălzire și în perioada de menținere la temperatură constantă a suprafeței laterale a lingoului (necesară omogenizării câmpului termic din interiorul acestuia) se pot alege de către utilizator. De asemenea, utilizatorul poate impune valoarea inițială ( $I_0$ ) a curentului electric prin inductor și o valoare maximă a acestuia ( $I_{max}$ ), pe durata încălzirii.

Variația temperaturii la suprafața laterală a lingoului, obținută prin simularea numerică, va furniza **valorile prescrise ale temperaturii**, pentru fiecare moment de timp al încălzirii.

Valorile prescrise (sau de referință) ale temperaturii la suprafața lingoului vor fi stocate apoi în baza de date a sistemului de calcul, pentru mai multe tipuri de oțeluri; de asemenea, în baza de date a sistemului de calcul vor fi stocate și **valorile frecvenței și ale intensității curentului electric din inductor**, pentru care se obțin valorile prescrise ale temperaturii, funcție de tipul materialului procesat și de dimensiunile geometrice ale acestuia.

În timpul procesului tehnologic, la intervale de timp  $dt = 10$  s, comparând valorile reale ale temperaturii la suprafața laterală a semifabricatului (furnizate de sistemul de măsurare a temperaturii compus din termocuple și modulele specializate ADAM-4018 și ADAM-4520) cu valorile de referință, sistemul de calcul numeric va determina valorile optime ale tensiunii de alimentare, respectiv ale intensității curentului electric prin inductor, care să asigure evoluția procesului de încălzire conform cerințelor expuse anterior.

În continuare se prezintă rezultatele simulării numerice pentru încălzirea în volum a unui lingou din oțel OLC 45 (caracterizat prin diametrul  $d_2 = 180$  mm și înălțimea  $h_2 = 375$  mm, Fig. 1.7), de la temperatura inițială  $T_i = 20^\circ\text{C}$  la temperatura finală  $T_f = 1200^\circ\text{C}$ , în condițiile unei diferențe maxime de temperatură între suprafața laterală și centru  $\Delta T_{max} = 200^\circ\text{C}$ .

Au fost analizate două variante de alimentare a inductorului:

- ❖  $I_0 = 0, I_{max} = 1450 A, f = 2500 Hz;$
- ❖  $I_0 = 0, I_{max} = 3000 A, f = 1000 Hz,$

pentru a studia influența pe care o exercită frecvența tensiunii de alimentare asupra procesului de încălzire inductivă în volum a lingoului de oțel.

La frecvența de 1000 Hz, valoarea impedanței echivalente a sistemului inductor-indus scade aproximativ la jumătate față de valoarea corespunzătoare frecvenței de 2500 Hz (impedanța echivalentă a sistemului inductor-indus este direct proporțională cu frecvența tensiunii de alimentare [22; 30; 38; 128]). În aceste condiții, pentru aceeași valoare a tensiunii de alimentare, curentul prin inductor va fi mai mare (aproximativ dublu) la frecvența de 1000 Hz comparativ cu situația în care frecvența este de 2500 Hz.

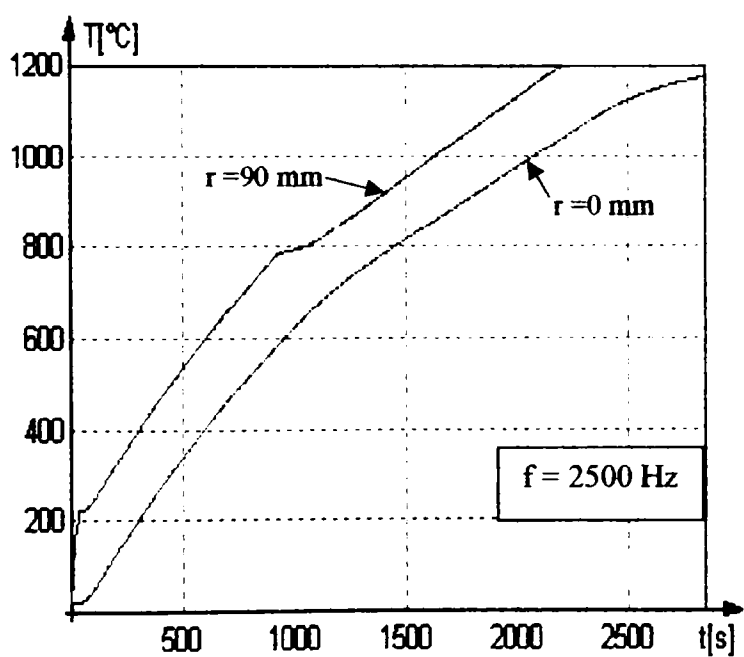


Fig. 5.3

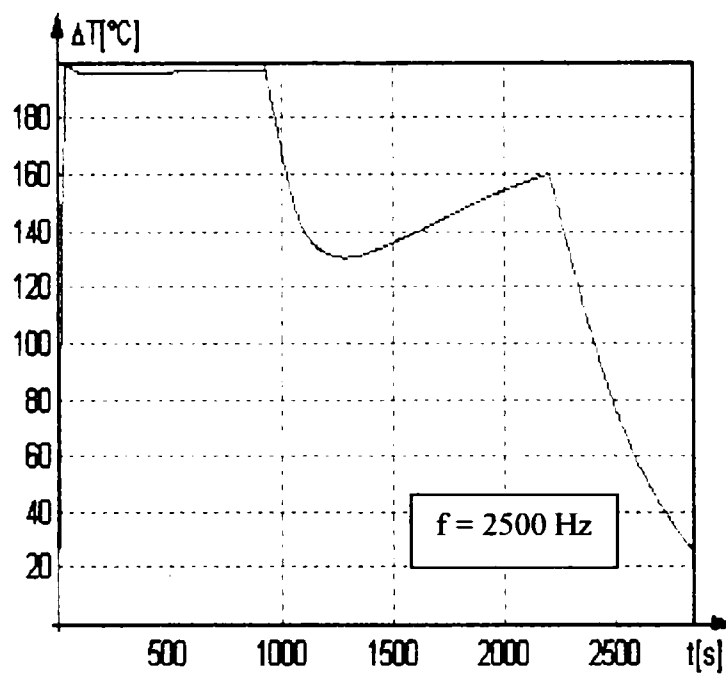


Fig. 5.4

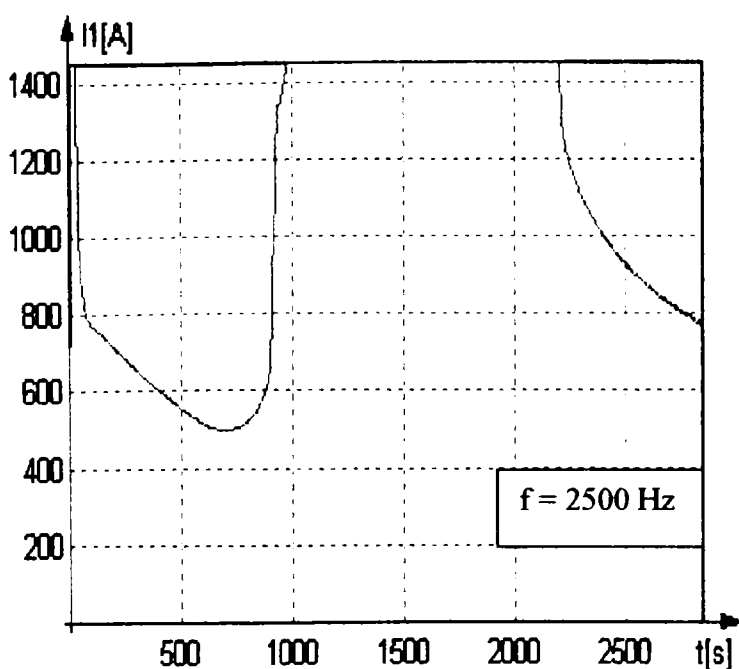


Fig. 5.5

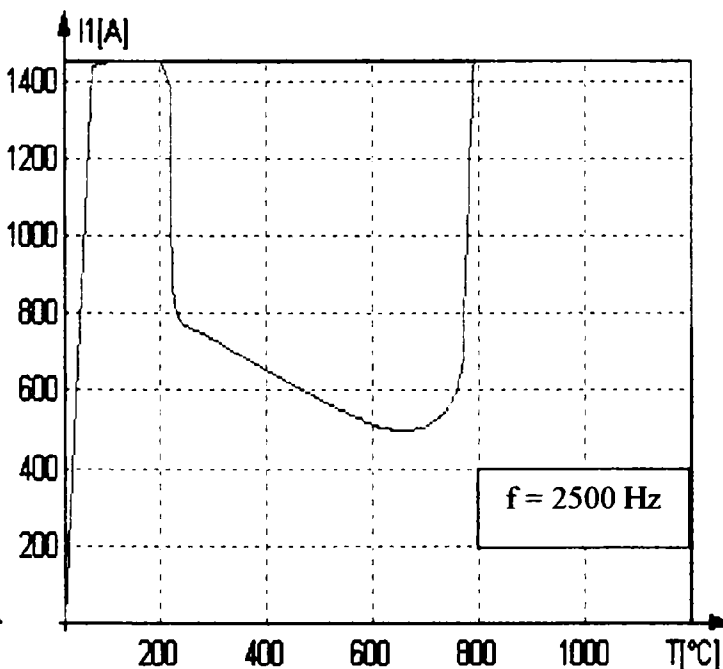


Fig. 5.6

Variația temperaturii în centrul semifabricatului de oțel și pe suprafața laterală a acestuia, în timpul procesului de încălzire, se prezintă în figurile 5.3 ( $f = 2500$  Hz) și 5.7 ( $f = 1000$  Hz).

Diferența de temperatură dintre centru și suprafață pe durata încălzirii se prezintă în figurile 5.4 ( $f = 2500$  Hz) și 5.8 ( $f = 1000$  Hz); variația în timp a curentului prin inductor, respectiv variația curentului prin inductor funcție de temperatura la suprafață se prezintă în figurile 5.5 și 5.6 ( $f = 2500$  Hz), respectiv 5.9 și 5.10 ( $f = 1000$  Hz).

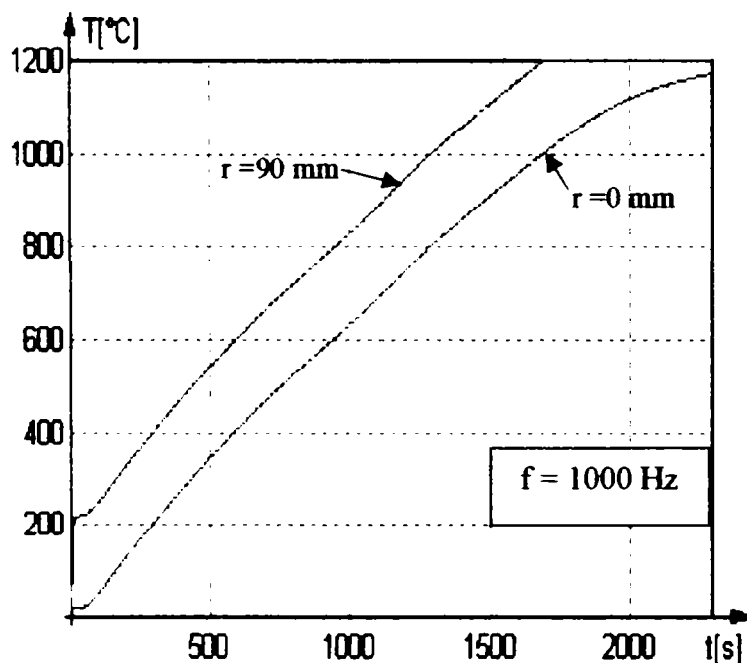


Fig. 5.7

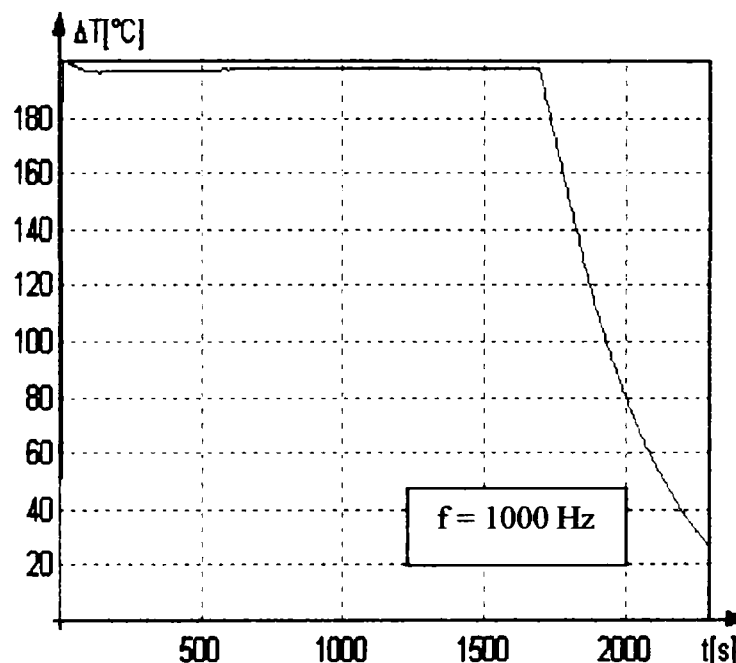


Fig. 5.8

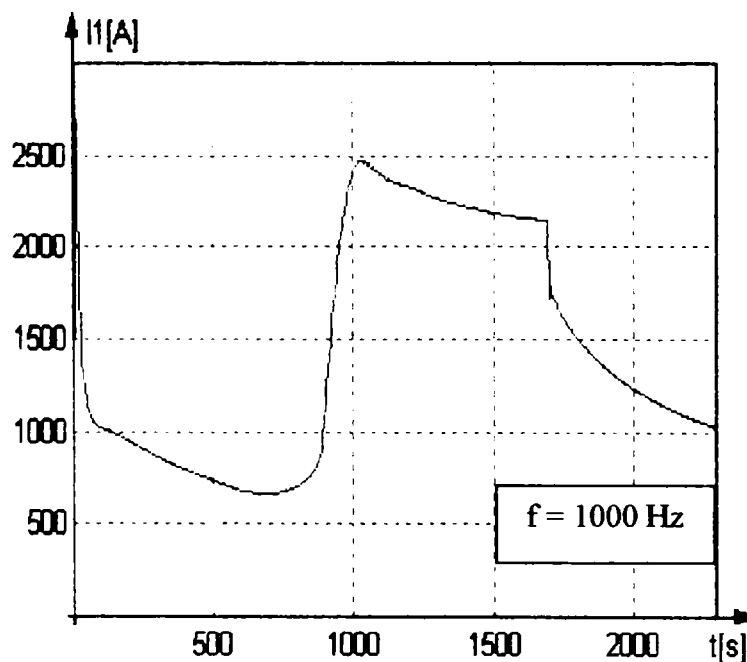


Fig. 5.9

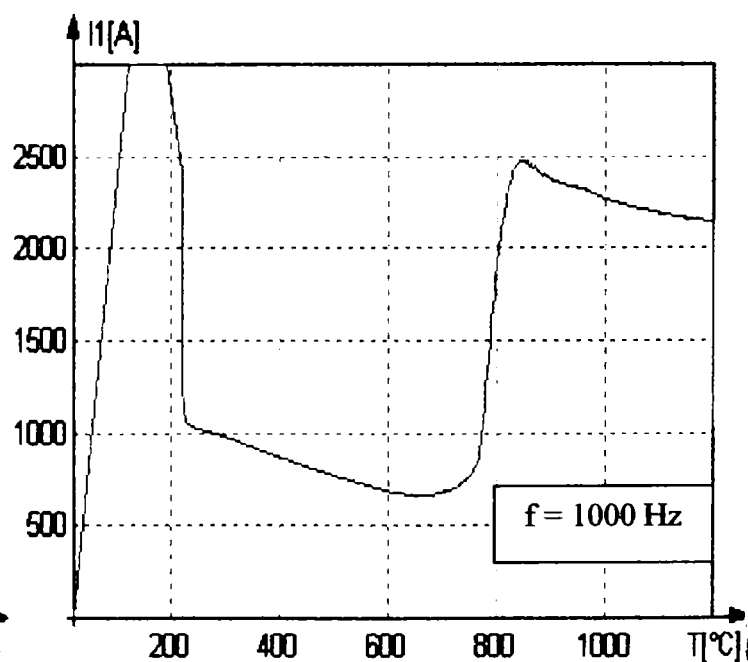


Fig. 5.10

Analizând rezultatele simulărilor se pot concluziona următoarele:

- (1) **timpul** necesar încălzirii în volum a semifabricatului de oțel este mai mic cu 550 s (9,16 minute) în cazul alimentării la frecvența de 1000 Hz față de cazul alimentării la frecvența de 2500 Hz);

(2) viteza de creștere a temperaturii este **aproximativ constantă** în cazul alimentării la frecvența de 1000 Hz;

(3) la finalul procesului de încălzire **câmpul termic** din materialul procesat este **uniform**, diferența de temperatură între suprafața laterală și centru fiind de  $30^{\circ}\text{C}$  în ambele situații.

Varianta de alimentare a inductorului la frecvența de 1000 Hz este, așadar, mai convenabilă, deoarece scăderea timpului de încălzire are consecințe benefice asupra pierderilor termice și a randamentului încălzirii. De asemenea, productivitatea procesului crește, în condițiile scăderii consumului specific de energie electrică și a unui cost de producție mai mic.

În cazul alimentării la frecvența de 1000 Hz, viteza de creștere a temperaturii fiind aproximativ constantă, scade probabilitatea apariției tensiunilor termice în materialul procesat.

### 5.3 Structura sistemului de conducere a procesului de încălzire inductivă în volum a semifabricatelor de oțel

Schema de principiu a sistemului propus pentru conducerea procesului de încălzire inductivă în volum a semifabricatelor de oțel în vederea prelucrării la cald se prezintă în Fig. 5.11.

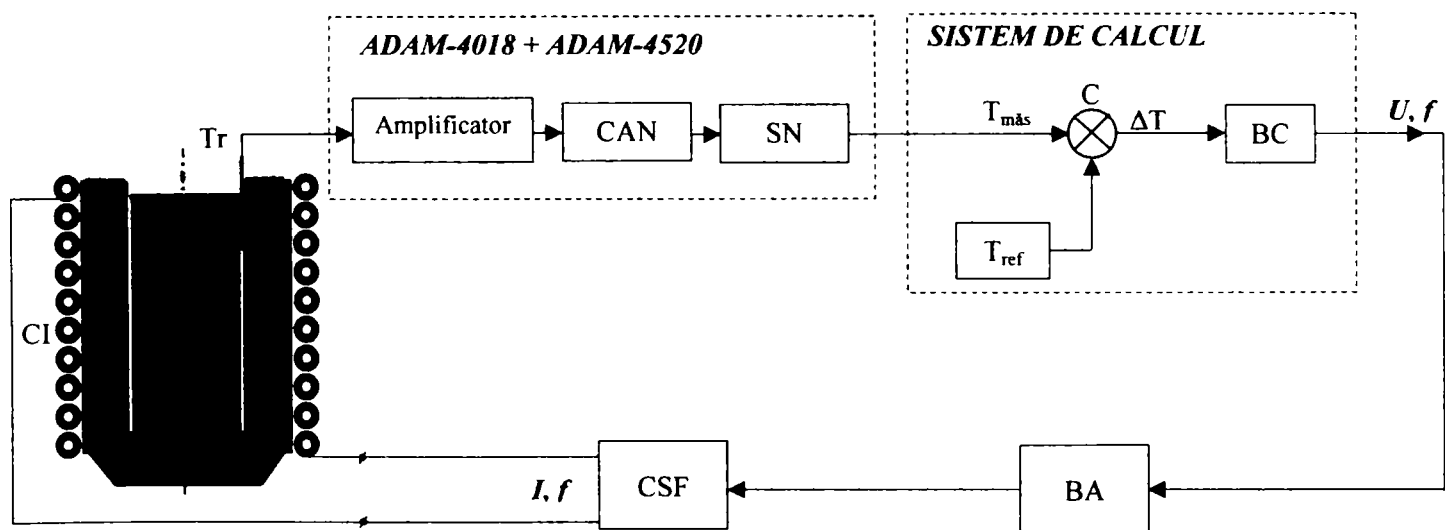


Fig. 5.11 Schema de principiu a sistemului de conducere propus.

Elementele schemei din Fig. 5.11 au următoarele semnificații:

CI – cuptorul de inducție în care este încălzit semifabricatul de oțel;

Tr – traductor de temperatură (termocuplu);

CAN – convertor analog-numeric;

SN – sistem numeric;

C – comparator;

BC – bloc de calcul;

CSF – convertor static de frecvență;

BA – este blocul care face o adaptare de semnal între ieșirea blocului de calcul și intrarea în convertorul static de frecvență.

Traductorul de temperatură transmite informațiile în legătură cu temperatura pe suprafața laterală a semifabricatului de oțel, către sistemul de calcul (PC), prin intermediul modulelor ADAM-4018 și ADAM-4520 (specializate pentru măsurarea temperaturii). Caracteristicile modulului ADAM-4018 sunt prezentate în paragraful 3.1; modulul ADAM-4018 amplifică semnalul preluat de la termocuplu, realizând totodată și conversia analog-numerică, astfel încât acesta să poată fi prelucrat în continuare de către sistemul numeric de calcul.

În sistemul de calcul se compară valoarea măsurată ( $T_{m\grave{a}s}$ ) a temperaturii la suprafața laterală a semifabricatului, cu valoarea de referință a acesteia, rezultată prin simulare numerică ( $T_{ref}$ ). Funcție de diferența  $\Delta T = T_{ref} - T_{m\grave{a}s}$ , blocul de calcul va determina valorile frecvenței și ale intensității curentului electric prin inductor (sau ale tensiunii de alimentare) astfel încât temperatura măsurată să urmărească curba de referință.

Dacă în timpul procesului tehnologic se constată abateri de  $\pm 1\%$  ale temperaturii măsurate față de valorile de referință, valorile frecvenței și ale intensității curentului electric prin inductor se vor alocă conform bazei de date a sistemului de calcul.

Dacă abaterile temperaturii măsurate față de valorile de referință, la momentul  $n-1$ , sunt în limitele  $\pm 5\%$ , valoarea intensității curentului electric prin inductor la momentul de timp  $n$  se va determina astfel:

$$I(n) = I_{ref}(n) \pm \xi \cdot I_{ref}(n), \quad (5.6)$$

unde:  $I_{ref}(n)$  - reprezintă valoarea de referință a curentului prin inductor, prevăzută în baza de date la momentul de timp  $n$ ;

$\xi$  - este un coeficient de corecție, a cărui valoare exactă se determină la punerea în funcțiune a instalației.

Valorile frecvenței se vor alocă conform bazei de date a sistemului de calcul.

Pentru a ilustra modul în care se pot ajusta valorile curentului prin inductor funcție de abaterile temperaturii măsurate față de valorile de referință, a fost realizat un program în C++, care implementează relația (5.6). Fereastra principală a programului se prezintă în Fig. 5.12.

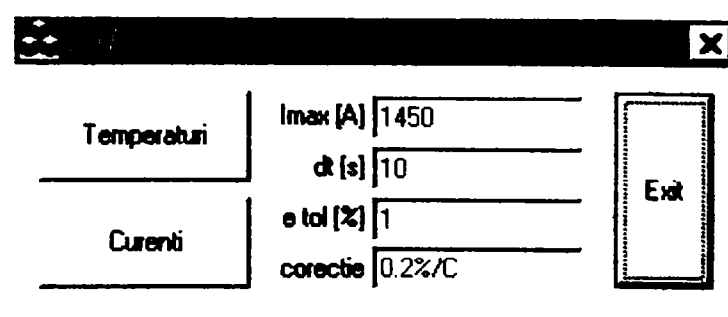


Fig. 5.12 Fereastra principală a programului care permite ajustarea valorilor curentului prin inductor funcție de abaterile temperaturii măsurate față de valorile de referință.

Utilizatorul poate impune următoarele date:

- valoarea maximă a curentului prin inductor ( $I_{max}$  [A]);
- intervalul de timp ( $dt$  [s]) la care să se compare valorile măsurate și cele de referință ale temperaturii;
- eroarea tolerată ( $e_{tol}$  [%]);
- coeficientul de corecție pentru curentul prin inductor (*corectie*).

Dacă se constată că abaterile temperaturii măsurate față de valorile de referință sunt mai mici decât eroarea tolerată, programul alocă pentru curentul prin inductor valorile de referință prevăzute pentru acesta în baza de date. În caz contrar, valorile curentului prin inductor pot fi corectate astfel:

- ❖ dacă *corectie* =  $x$ ,  $I = I_{ref} + x[A]$  pentru situațiile în care  $T_{ref} - T_{m\grave{a}s} > 0$ , respectiv  $I = I_{ref} - x[A]$  pentru situațiile în care  $T_{ref} - T_{m\grave{a}s} < 0$ ;
- ❖ dacă *corectie* =  $x\%$ ,  $I = I_{ref} + I_{ref} \cdot x$  pentru situațiile în care  $T_{ref} - T_{m\grave{a}s} > 0$ , respectiv  $I = I_{ref} - I_{ref} \cdot x$  pentru situațiile în care  $T_{ref} - T_{m\grave{a}s} < 0$ ;
- ❖ dacă *corectie* =  $x\%/C$ ,  $I = I_{ref} + I_{ref} \cdot x(T_{ref} - T_{mas})$  ;
- ❖ dacă *corectie* =  $x/C$ ,  $I = I_{ref} + x(T_{ref} - T_{mas})$  ,

$x$  fiind un număr real pozitiv.

În continuare se prezintă un exemplu de aplicare a acestui program pentru datele prezentate în Fig. 5.12. Variațiile în timp pentru temperatura de referință și temperatura „măsurată” virtual la suprafața semifabricatului de oțel sunt prezentate în Fig. 5.13, iar Fig. 5.14 prezintă valorile de referință ale curentului prin inductor și valorile corectate ale acestuia.

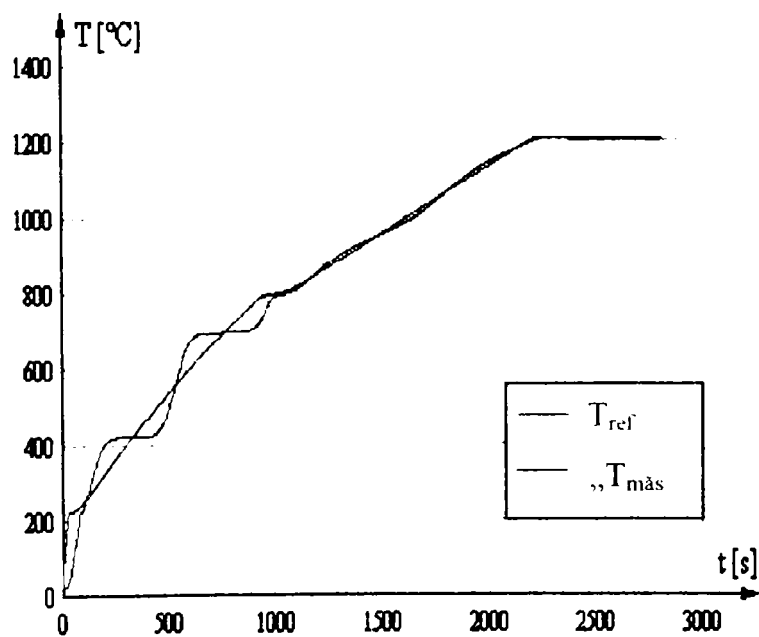


Fig. 5.13

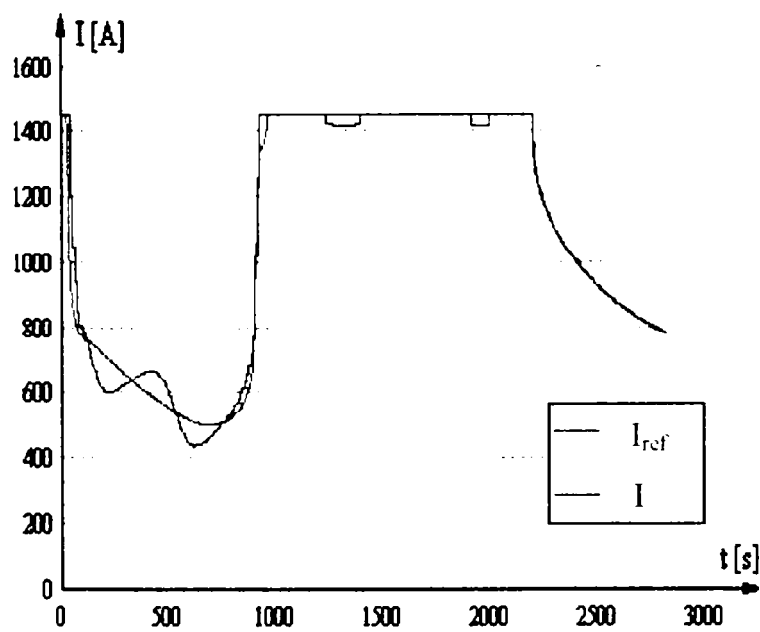


Fig. 5.14

## 5.4 Simularea cu programul PSCAD-EMTDC a funcționării sistemului de conducere propus

Pentru a pune în evidență funcționalitatea sistemului de conducere propus în paragraful 5.3 a fost utilizat programul PSCAD-EMTDC [162]. Acest program permite obținerea mărimii de reacție, reprezentată prin „temperatura reală” a semifabricatului de oțel supus încălzirii inductive în volum.

Utilizarea programului PSCAD-EMTDC poate conduce la valori eronate ale „temperaturii reale” a semifabricatului de oțel deoarece fenomenele din cuptorul de inducție fiind mai complexe, ele nu pot fi modelate decât prin metodele expuse în teză (MDF, MEF). Însă acest fapt nu are implicații asupra funcționării reale a sistemului de conducere propus, deoarece acesta trebuie să poată lua decizii pentru orice combinație valoare impusă-valoare reală, iar la funcționarea reală, temperatura exterioară a semifabricatului de oțel nu va mai fi calculată, ci măsurată direct.

Schema electrică a cuptorului de inducție în care este încălzit semifabricatul de oțel se prezintă în Fig. 5.15.

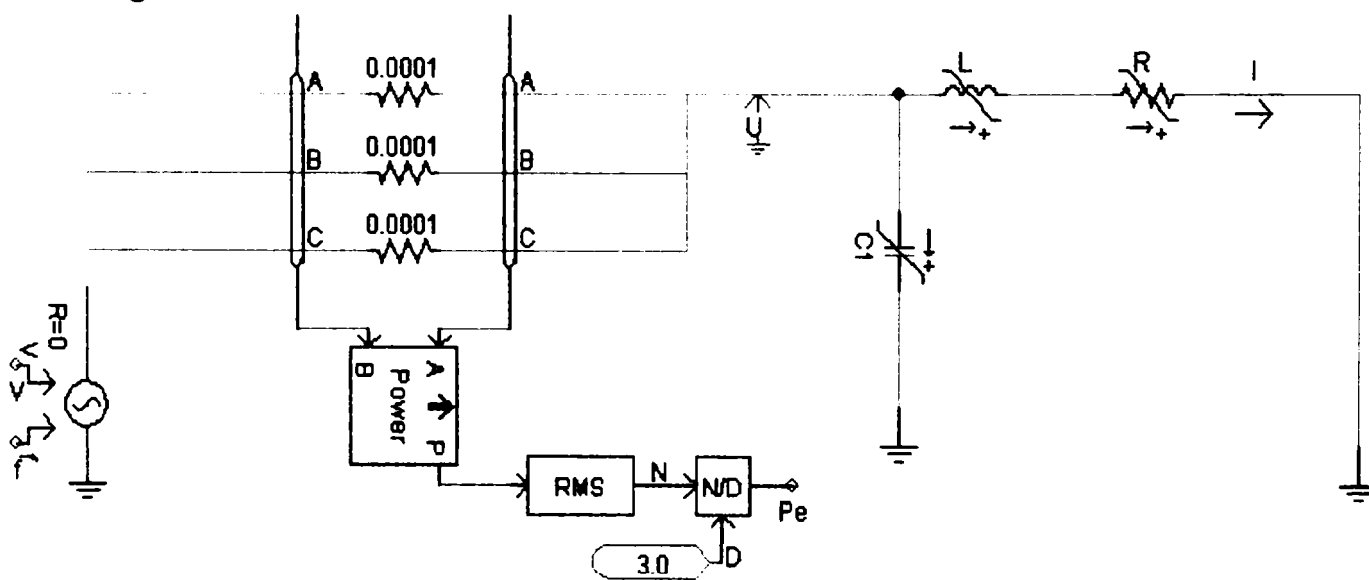


Fig. 5.15 Schema electrică a cuptorului de inducție în care este încălzit semifabricatul de oțel.

În schema electrică din Fig. 5.15 convertorul static cu tiristoare care alimentează cuptorul de inducție este modelat printr-o sursă de tensiune comandată în tensiune și frecvență, iar sistemul inductor-indus (semifabricatul de oțel) este reprezentat prin parametrii săi echivalenți,  $R$  și  $L$  [22; 30; 38; 128]:

$$R = R_1 + R_2', [\Omega] \quad (5.7)$$

$$L = \frac{X}{\omega} = \frac{X_1 + X_2' + X_a'}{2 \cdot \pi \cdot f}, [\text{H}]. \quad (5.8)$$

În relațiile (5.7) și (5.8):

$R$  - reprezintă rezistența electrică echivalentă a sistemului inductor-indus;

$R_1$  - este rezistența electrică a inductorului;

$R_2$  - este rezistența electrică a semifabricatului de oțel, raportată la inductor;

$X$  - reprezintă reactanța echivalentă a sistemului inductor-indus;

$X_1$  - este reactanța internă a inductorului;

$X_2$  - este reactanța internă a semifabricatului de oțel, raportată la inductor;

$X_a$  - este reactanța spațiului dintre inductor și semifabricatul de oțel, raportată la inductor.

Parametrii inductorului sunt exprimați prin relațiile [22; 30; 38; 128]:

$$R_1 = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot d_1 \cdot N^2}{h_1 \cdot \delta_1 \cdot g} \cdot F_1, [\Omega] \quad (5.9)$$

$$X_1 = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot d_1 \cdot N^2}{h_1 \cdot \delta_1 \cdot g} \cdot G_1, [\Omega] \quad (5.10)$$

unde:  $\rho_1$  - este rezistivitatea materialului din care este confecționat inductorul (cupru);

datorită faptului că inductorul este răcit cu apă, valoarea rezistivității se consideră la 60°C ( $\rho_1 = 1,9 \cdot 10^{-8} \Omega m$ );

$\delta_1$  - este adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în inductor ( $\mu_{r1} = 1$  pentru cupru),

$$\delta_1 = 503 \sqrt{\frac{\rho_1}{\mu_{r1} \cdot f}} = 503 \sqrt{\frac{\rho_1}{f}}, [m]. \quad (5.11)$$

Pentru spire din țevă de formă circulară, coeficientul de umplere axială este:

$$g = \frac{\pi \cdot D \cdot N}{4h_1} < 1, \quad (5.12)$$

$D$  fiind diametrul țevii inductorului;

$d_1$  - diametrul interior al inductorului;

$h_1$  - înălțimea inductorului;

$N$  - numărul de spire ale inductorului;

Parametrii corespunzători semifabricatului de oțel, raportați la inductor, sunt [22; 30; 38; 128]:

$$R_2' = p^2 \cdot \frac{\rho_2 \cdot \pi \cdot d_2}{h_2 \cdot \delta_2} \cdot F_2, [\Omega] \quad (5.13)$$

$$X_2' = p^2 \cdot \frac{\rho_2 \cdot \pi \cdot d_2}{h_2 \cdot \delta_2} \cdot G_2, [\Omega] \quad (5.14)$$

unde:  $\rho_2$  - este rezistivitatea materialului procesat (oțel);

$\delta_2$  - este adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în materialul procesat,

$$\delta_2 = 503 \sqrt{\frac{\rho_2}{\mu_{r2} \cdot f}}, [m]. \quad (5.15)$$

$d_2$  - diametrul semifabricatului de oțel;

$h_2$  - înălțimea semifabricatului de oțel;

$p^2 \cong N^2 \cdot \left( \frac{\alpha_M}{\alpha_2} \right)^2$  este pătratul raportului de transformare al sistemului inductor-indus.



În cazul inductoarelor lungi,  $p^2 \cong N^2$ ,  $\alpha_M = \alpha_2 \cong 1$ ;  $\alpha_2$  și  $\alpha_M$  sunt coeficienți ce țin cont de lungimile finite ale inductorului și ale indusului (materialul procesat),  $\alpha_2 = \alpha_2(d_{2m}/h_2)$ ,  $\alpha_M = \alpha_M(d_{1m}/h_1; h_1/h_2)$ , iar  $d_{1m} = d_1 + \delta_1$  și  $d_{2m} = d_2 - \delta_2$ .

$F_1(a/\delta_1)$ ,  $G_1(a/\delta_1)$  și  $F_2(d_2/\sqrt{2}\delta_2)$ ,  $G_2(d_2/\sqrt{2}\delta_2)$  sunt funcții de transfer ale puterii, care evidențiază efectul pelicular ( $a$  reprezintă grosimea spirei inductorului);  $F_1 = G_1 \cong 1$  (pentru o încălzire redusă a inductorului), iar  $F_2 \cong 0,92$ ,  $G_2 \cong 1$  (pentru  $d_2/\sqrt{2}\delta_2 > 10$ ).

$$X'_a = 2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi(d_1^2 - d_2^2)}{4h_2} \cdot N^2, [\Omega] \quad (5.16)$$

$\mu_0$  fiind permeabilitatea magnetică a vidului.

Relațiile (5.7) – (5.16) arată că parametrii echivalenți ai sistemului inductor-indus depind de temperatură și de frecvența tensiunii de alimentare, prin intermediul rezistivității materialului procesat,  $\rho_2(T)$  și a adâncimii de pătrundere a câmpului electromagnetic în materialul procesat  $\delta_2(T, f)$ .

Inductorul cuptorului de inducție tip ICI 100/2,5-PR se caracterizează prin  $D = 38 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 360 \text{ mm}$ ,  $h_1 = 416 \text{ mm}$ ,  $N = 10$  și  $g = 0,71$ .

Valorile pentru rezistența electrică a inductorului și reactanța spațiului dintre inductor și semifabricatul de oțel (raportată la inductor), la frecvența de 2500 Hz sunt:  $R_l = 0,00527 \Omega$ ,  $X'_a = 0,40184 \Omega$ , iar la frecvența de 1000 Hz sunt:  $R_l = 0,00331 \Omega$ ,  $X'_a = 0,16073 \Omega$ .

Programul în C++ furnizează dependența de temperatură a rezistivității electrice a materialului procesat  $\rho_2(T)$ , adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în materialul procesat funcție de temperatura la suprafață și frecvență,  $\delta_2(T_s, f)$ , variația în timp a temperaturii de referință,  $T_{ref}(t)$  și valorile de referință pentru frecvență și intensitatea curentului electric prin inductor. În simularea realizată cu programul PSCAD-EMTDC, pentru pătratul raportului de transformare al sistemului inductor-indus s-a folosit o valoare medie ( $p^2 \cong 54,54$  la 2500 Hz și  $p^2 \cong 54,66$  la 1000 Hz).

În schema din Fig. 5.15  $C_l$  reprezintă capacitatea bateriei de condensatoare necesară pentru compensarea totală a factorului de putere:

$$C_l = \frac{L}{R^2 + X^2}, [F]. \quad (5.17)$$

Pentru a obține informații în legătură cu temperatura pe suprafața laterală a materialului procesat ( $T_s$ ), în simularea cu PSCAD-EMTDC s-a folosit dependența  $W(T_s)$ , rezultată din simularea cu programul în C++.

$W(T_s)$  reprezintă dependența dintre energia electrică utilă (consumată până la un anumit moment de timp pentru încălzirea semifabricatului de oțel) și temperatura pe suprafața laterală a semifabricatului de oțel la momentul respectiv de timp. Energia utilă este obținută prin integrarea puterii dezvoltate în semifabricatul de oțel datorită curenților turbionari și corelarea dependențelor  $W(t)$  și  $T_s(t)$ ,  $t$  fiind timpul.

Folosind un bloc de măsură a puterii active, se determină puterea activă furnizată de convertorul static de frecvență ( $P_{m\grave{a}s}$ ), din care se scade apoi puterea activă corespunzătoare inductorului ( $P_l$ ), rezultând puterea activă care se dezvoltă în materialul procesat ( $P_u$ ):

$$P_u = P_{mas} - P_l, [W] \tag{5.18}$$

$$P_l = I^2 \cdot R_l, [W] \tag{5.19}$$

în ipoteza că se neglijează pierderile de energie spre mediul ambiant.

Energia electrică utilă (consumată până la un anumit moment de timp pentru încălzirea semifabricatului de oțel) se obține integrând puterea  $P_u$ .

Sursa de alimentare se va comanda în tensiune și frecvență funcție de diferența dintre temperatura „măsurată” și temperatura de referință. Pentru reglarea tensiunii de alimentare a inductorului s-a utilizat algoritmul LMS (Least Mean Square), conform relației:

$$U(n) = U(n-1) + \alpha \cdot \Delta T, \tag{5.20}$$

în care:  $U(n)$  – reprezintă tensiunea de alimentare a inductorului, la iterația  $n$ ;

$U(n-1)$  – reprezintă tensiunea de alimentare a inductorului, la iterația  $n-1$ ;

$$\Delta T = T_{ref} - T_{m\grave{a}s};$$

$\alpha$  - este un factor de adaptare, [V/grd].

Din relația (5.20) se observă că dacă temperatura măsurată la iterația  $n-1$  este mai mică decât temperatura de referință ( $\Delta T > 0$ ), se va comanda o creștere a tensiunii de alimentare a inductorului la iterația  $n$ , față de valoarea acesteia la iterația  $n-1$ ; în caz contrar ( $\Delta T < 0$ ), se va comanda o scădere a tensiunii de alimentare a inductorului, comparativ cu iterația anterioară. Valorile frecvenței se alocă conform bazei de date a sistemului de calcul.

Alegerea valorilor factorului de adaptare se face ținând cont de influența acestuia asupra vitezei de convergență a algoritmului și asupra erorii de ajustare. Au fost analizate două situații:

- ✓ factor de adaptare constant;
- ✓ factor de adaptare variabil, dependent de diferența de temperatură  $|\Delta T| = |T_{ref} - T_{mas}|$  (a se vedea Tabelul 5.1).

**Tabelul 5.1** Dependența factorului de adaptare de diferența de temperatură ( $f = 2500$  Hz)

$ \Delta T $ [ $^{\circ}C$ ]	$\alpha$	$ \Delta T $ [ $^{\circ}C$ ]	$\alpha$
0	$5 \cdot 10^{-9}$	60	$35 \cdot 10^{-9}$
9,99999999	$5 \cdot 10^{-9}$	69,99999999	$35 \cdot 10^{-9}$
10	$10 \cdot 10^{-9}$	70	$40 \cdot 10^{-9}$
19,99999999	$10 \cdot 10^{-9}$	79,99999999	$40 \cdot 10^{-9}$
20	$15 \cdot 10^{-9}$	80	$45 \cdot 10^{-9}$
29,99999999	$15 \cdot 10^{-9}$	89,99999999	$45 \cdot 10^{-9}$
30	$20 \cdot 10^{-9}$	90	$50 \cdot 10^{-9}$
39,99999999	$20 \cdot 10^{-9}$	99,99999999	$50 \cdot 10^{-9}$
40	$25 \cdot 10^{-9}$	100	$55 \cdot 10^{-9}$
49,99999999	$25 \cdot 10^{-9}$	299,99999999	$55 \cdot 10^{-9}$
50	$30 \cdot 10^{-9}$	300	$55 \cdot 10^{-9}$
59,99999999	$30 \cdot 10^{-9}$		

În continuare se prezintă modul în care au fost implementate relațiile (5.7) - (5.19) în simularea cu programul PSCAD-EMTDC și rezultatele simulării pentru încălzirea unui semifabricat din oțel OLC 45 ( $d_2 = 180 \text{ mm}$ ,  $h_2 = 375 \text{ mm}$ ), de la temperatura inițială  $T_i = 20^\circ\text{C}$  la temperatura finală  $T_f = 1200^\circ\text{C}$  ( $\Delta T_{\max} = 200^\circ\text{C}$ ), pentru cazurile:

- ❖  $\alpha = 5 \cdot 10^9$  (în urma simulării mai multor variante cu factor de adaptare constant:  $\alpha = 10^6$ ,  $\alpha = 10^7$ ,  $\alpha = 5 \cdot 10^7$ ,  $\alpha = 10^8$ ,  $\alpha = 5 \cdot 10^9$ ,  $\alpha = 10^9$ , pentru parametrul  $\alpha$  s-a ales valoarea de  $5 \cdot 10^9$ , considerată ca fiind optimă),  $f = 2500 \text{ Hz}$ ;
- ❖  $\alpha = 6 \cdot 10^9$  (în urma simulării mai multor variante cu factor de adaptare constant:  $\alpha = 5 \cdot 10^9$ ,  $\alpha = 6 \cdot 10^9$ ,  $\alpha = 7 \cdot 10^9$ ,  $\alpha = 8 \cdot 10^9$ ,  $\alpha = 10^8$ , pentru parametrul  $\alpha$  s-a ales valoarea de  $6 \cdot 10^9$ , considerată ca fiind optimă),  $f = 1000 \text{ Hz}$ ;
- ❖  $\alpha$  dependent de diferența de temperatură  $|\Delta T| = |T_{ref} - T_{mas}|$ ,  $f = 2500 \text{ Hz}$ .

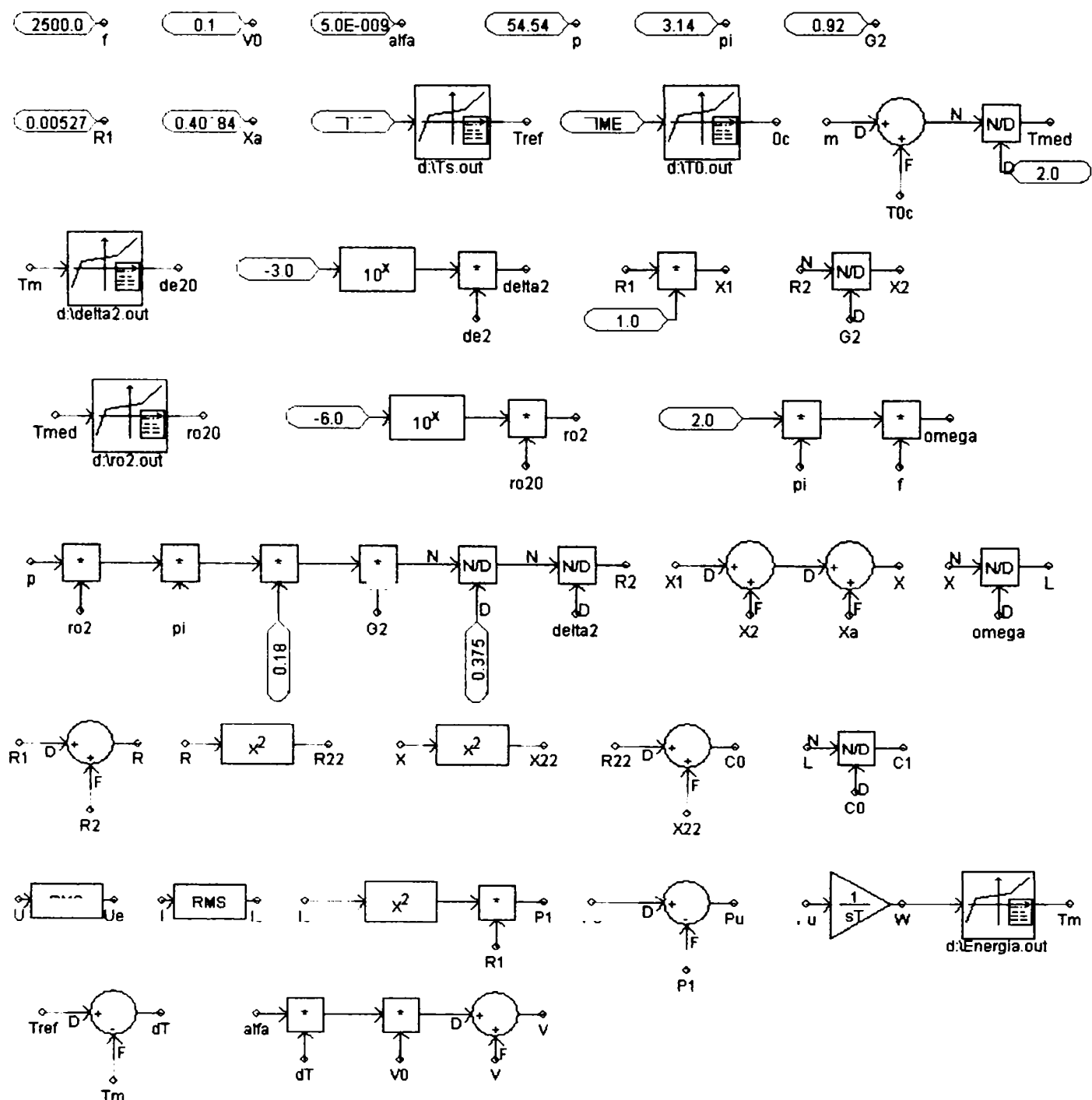
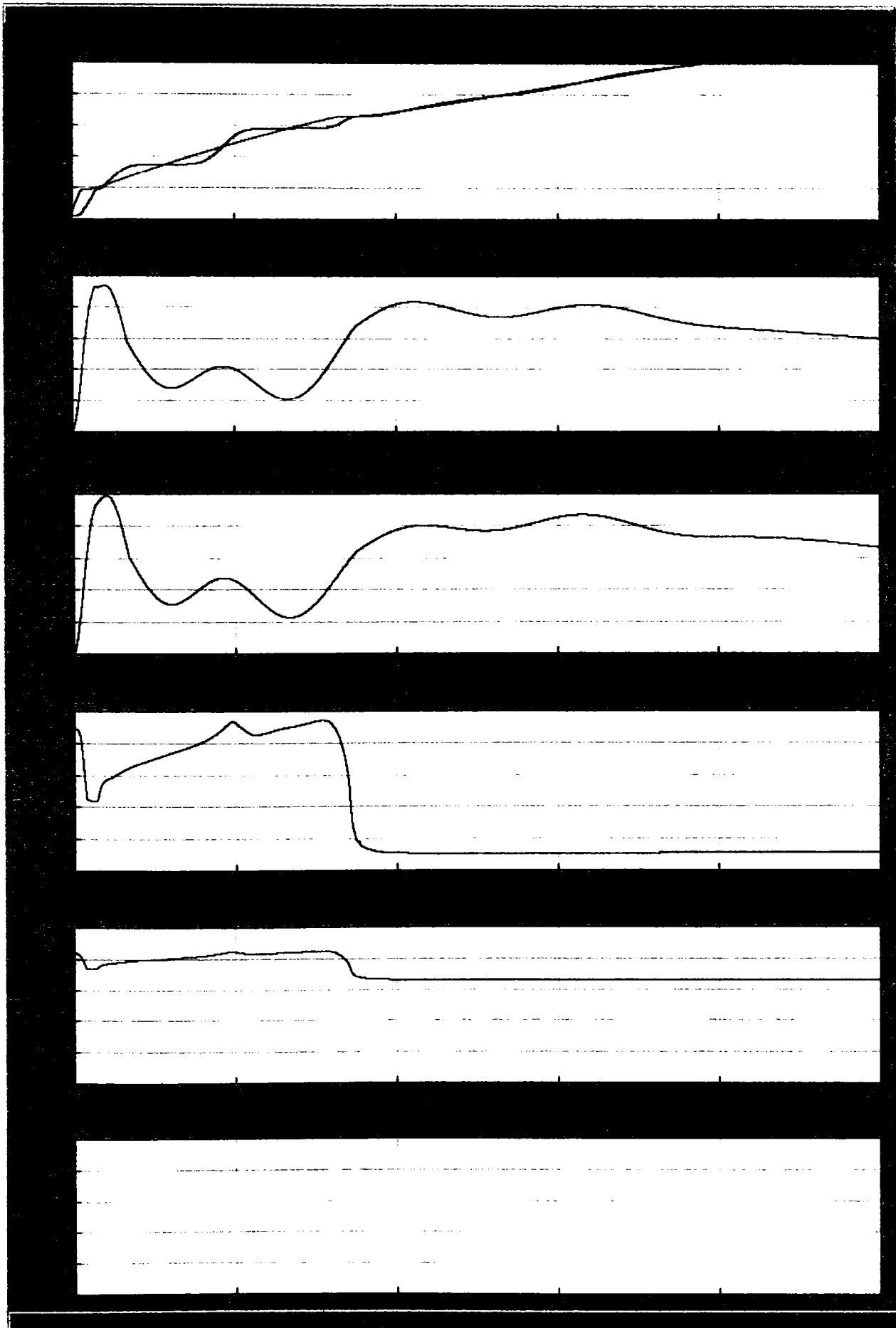
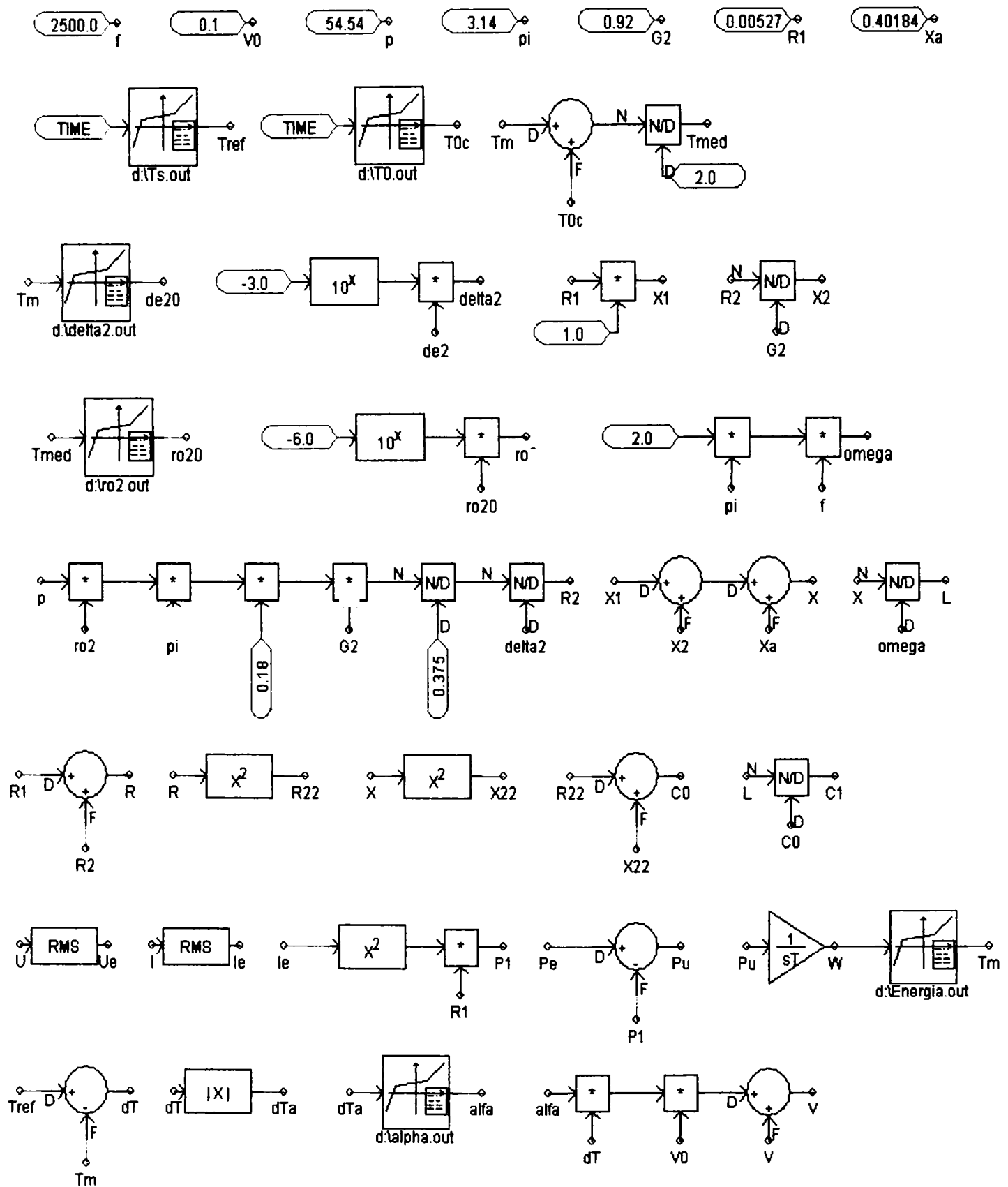


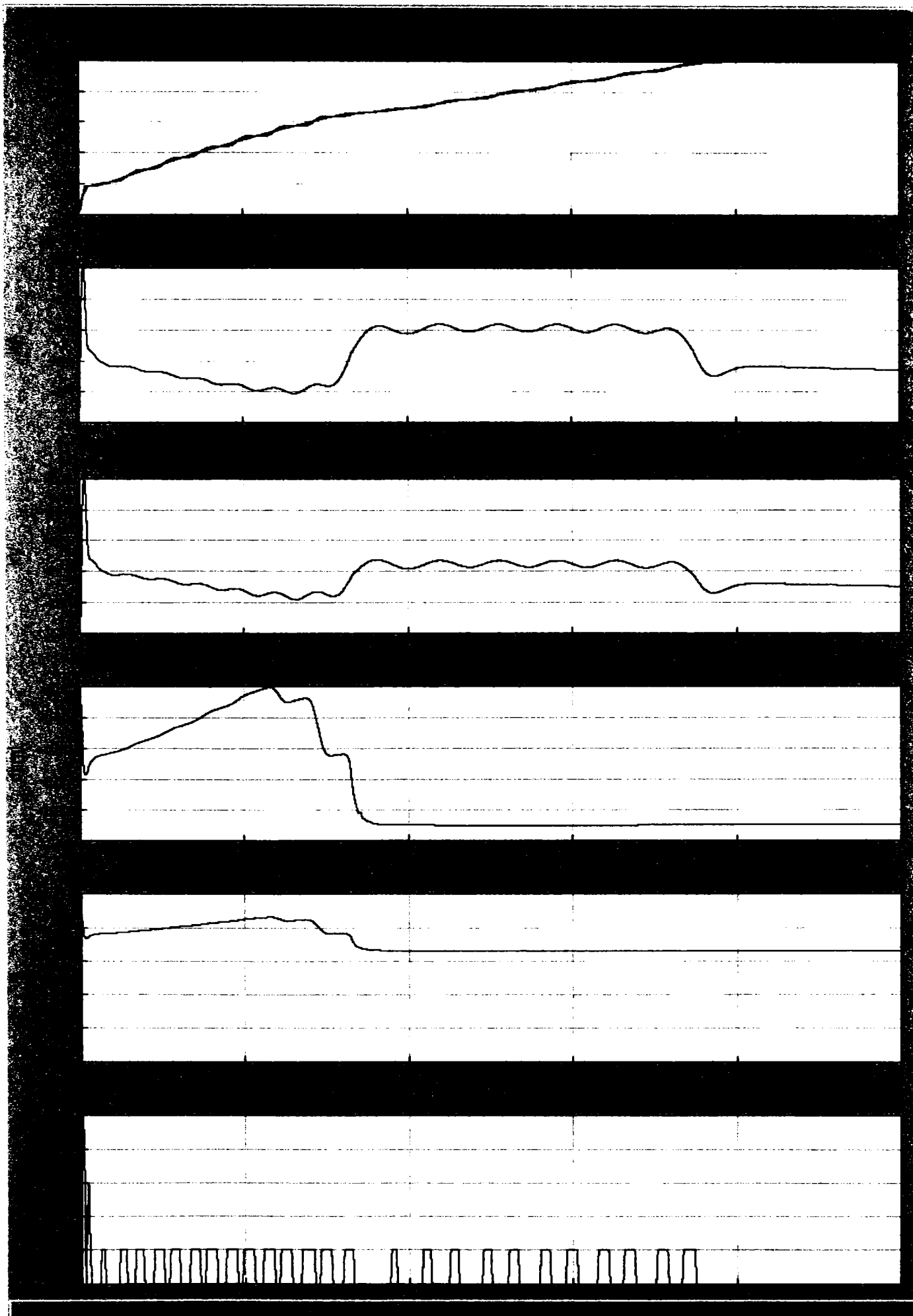
Fig. 5.16 Implementarea relațiilor (5.7) – (5.19) în simularea cu programul PSCAD-EMTDC ( $\alpha = 5 \cdot 10^9$ ,  $f = 2500 \text{ Hz}$ ).



**Fig. 5.17** Rezultatele simulării cu programul PSCAD-EMTDC ( $\alpha = 5 \cdot 10^{-9}$ ).



**Fig. 5.18** Implementarea relațiilor (5.7) – (5.19) în simularea cu programul PSCAD-EMTDC  
 ( $\alpha$  dependent de diferența de temperatură  $|\Delta T| = |T_{ref} - T_{mas}|$ ,  $f = 2500$  Hz).



**Fig. 5.19** Rezultatele simulării cu programul PSCAD-EMTDC ( $\alpha$  variabil,  $f = 2500$  Hz).

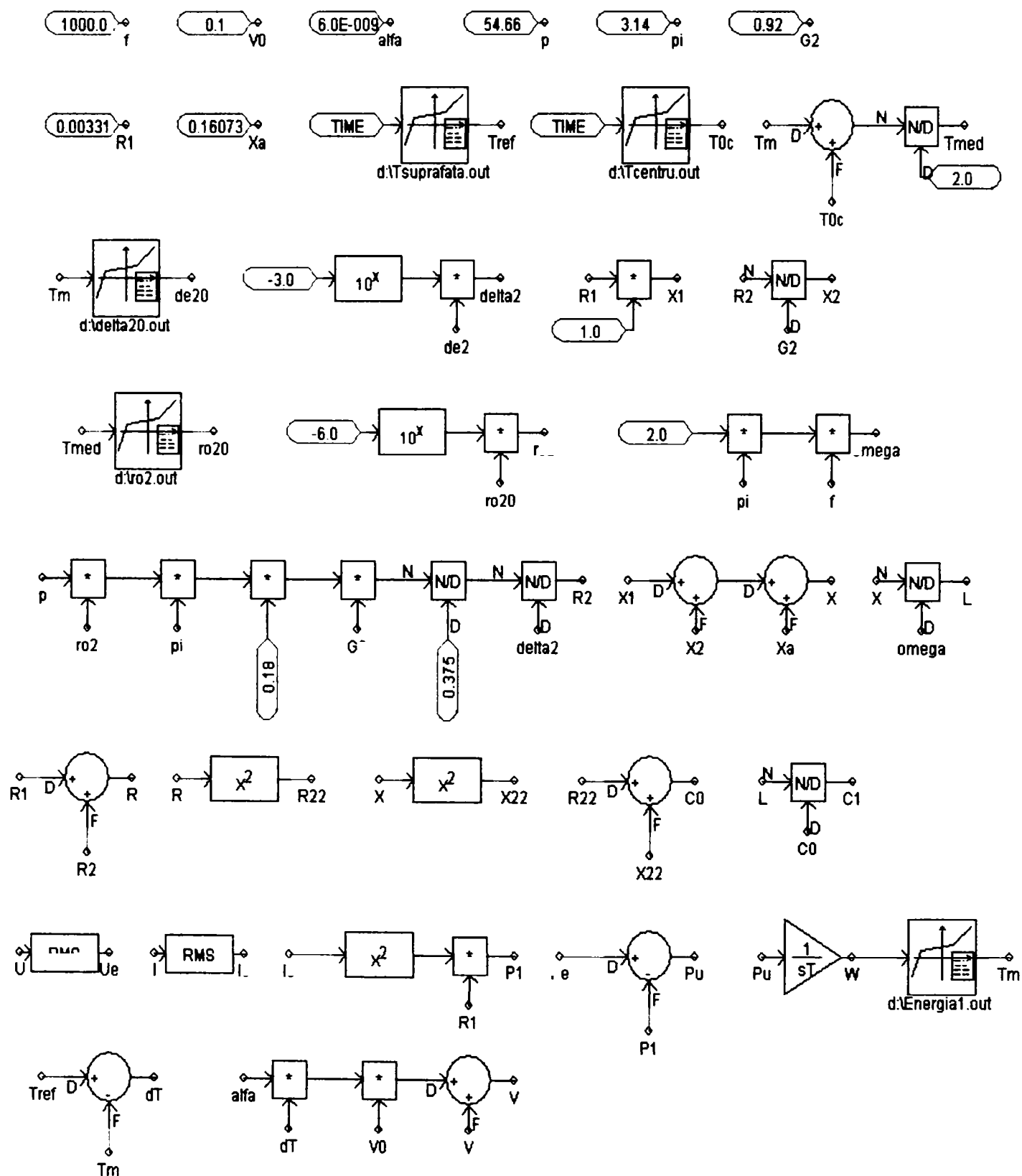
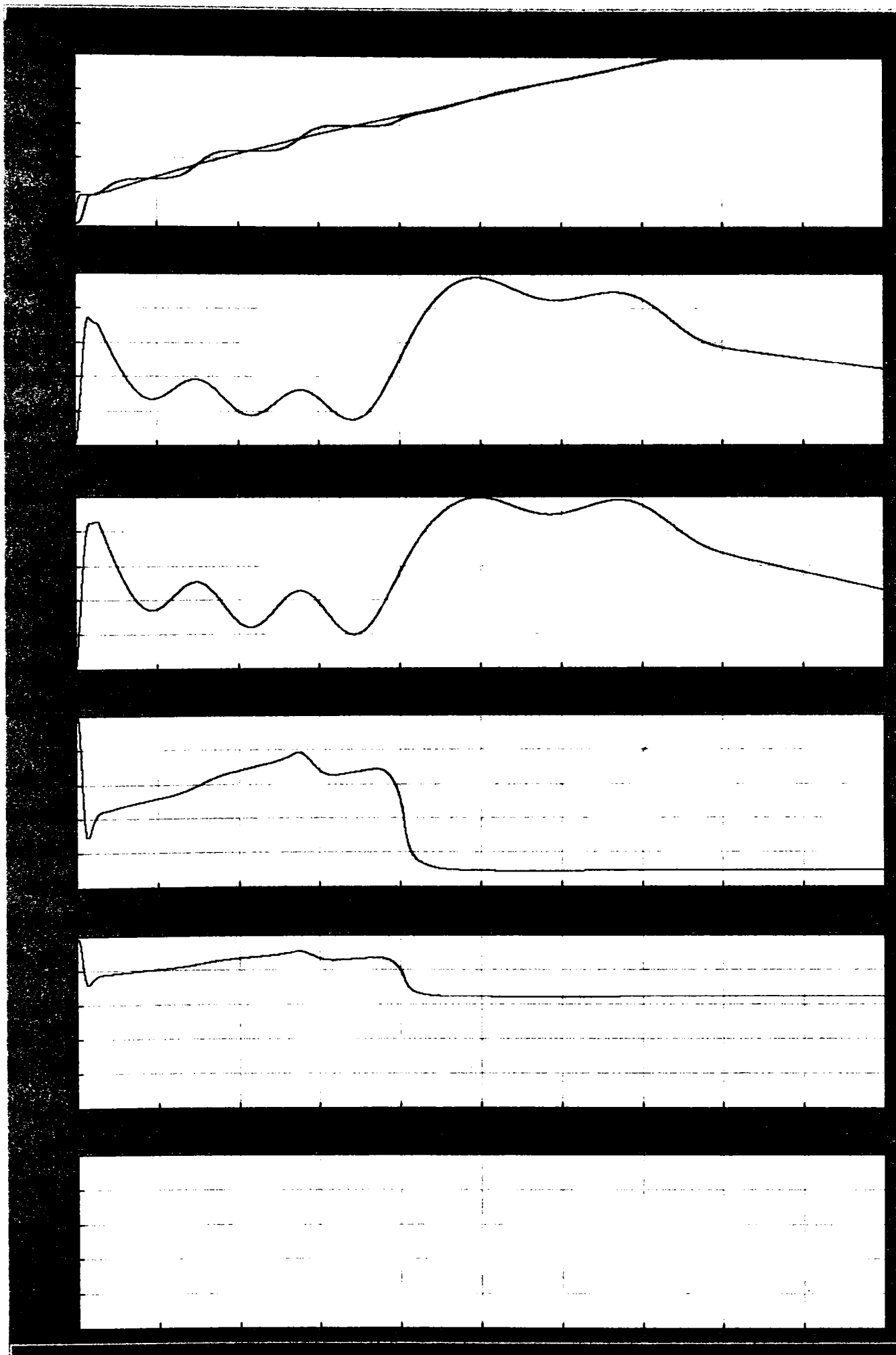


Fig. 5.20 Implementarea relațiilor (5.7) – (5.19) în simularea cu programul PSCAD-EMTDC ( $\alpha = 6 \cdot 10^{-9}$ ).



**Fig. 5.21** Rezultatele simulării cu programul PSCAD-EMTDC ( $\alpha = 6 \cdot 10^9$ ).



## CONCLUZII

În acest capitol s-a propus un sistem de control numeric al procesului de încălzire inductivă în volum pentru semifabricatele de oțel, în vederea prelucrării la cald.

Pentru a determina valorile optime ale intensității curentului electric prin inductor și ale frecvenței acestuia astfel încât să fie satisfăcute cerințele procesului tehnologic în condițiile unui consum minim de energie electrică și a unui timp minim de încălzire, a fost realizat un program (în limbajul C++) bazat pe MDF. Acest program furnizează și valorile de referință ale temperaturii la suprafața laterală a semifabricatului de oțel (necesare conducerii procesului de încălzire) pentru fiecare moment de timp.

Valorile de referință ale temperaturii la suprafața semifabricatului, respectiv valorile frecvenței și ale intensității curentului electric din inductor pentru care se obțin valorile prescrise ale temperaturii, sunt stocate în baza de date a sistemului de calcul, funcție de tipul materialului procesat și de dimensiunile geometrice ale acestuia.

Conducerea procesului de încălzire inductivă în volum a semifabricatelor de oțel se va face funcție de temperatura la suprafața laterală a acestora. În timpul procesului tehnologic blocul de calcul din structura sistemului de conducere va determina valorile necesare pentru frecvență și intensitatea curentului electric prin inductor (sau tensiunea de alimentare) și va comanda (prin intermediul unui bloc de adaptare) convertorul static de frecvență care alimentează cuptorul de inducție, astfel încât temperatura măsurată să urmărească curba de referință.

Dacă în timpul procesului tehnologic se constată abateri de  $\pm 1\%$  ale temperaturii măsurate față de valorile de referință, valorile frecvenței și ale intensității curentului electric prin inductor se vor aloca conform bazei de date a sistemului de calcul. Dacă abaterile temperaturii măsurate față de valorile de referință sunt în limitele  $\pm 5\%$ , valoarea efectivă a intensității curentului electric prin inductor se va corecta (valoarea exactă a coeficientului de corecție urmează a fi determinată la punerea în funcțiune a instalației). Valorile frecvenței se vor aloca conform bazei de date a sistemului de calcul.

Pentru a studia influența pe care o exercită frecvența tensiunii de alimentare asupra procesului de încălzire inductivă în volum a lingourilor de oțel, în simulările cu programul realizat în C++ (bazat pe MDF) au fost considerate două variante de alimentare a inductorului:

- ❖  $I_0 = 0, I_{max} = 1450 A, f = 2500 Hz,$
- ❖  $I_0 = 0, I_{max} = 3000 A, f = 1000 Hz.$

Rezultatele simulărilor cu programul bazat pe MDF au evidențiat următoarele:

- (1) **timpul** necesar încălzirii în volum a semifabricatului de oțel este mai mic cu 550 s (9,16 minute) în cazul alimentării la frecvența de 1000 Hz față de cazul alimentării la frecvența de 2500 Hz;
- (2) **viteza de creștere a temperaturii este aproximativ constantă** în cazul alimentării la frecvența de 1000 Hz;

(3) la finalul procesului de încălzire câmpul termic din materialul procesat este **uniform**, diferența de temperatură între suprafața laterală și centru fiind de  $30^{\circ}\text{C}$  în ambele situații.

Se constată că varianta de alimentare a inductorului la frecvența de 1000 Hz este mai convenabilă, deoarece scăderea timpului de încălzire are consecințe benefice asupra pierderilor termice și a randamentului încălzirii. De asemenea, productivitatea procesului crește, în condițiile scăderii consumului specific de energie electrică și a unui cost de producție mai mic. În cazul alimentării la frecvența de 1000 Hz, viteza de creștere a temperaturii fiind aproximativ constantă, scade pericolul apariției tensiunilor termice în materialul procesat.

Verificarea prin simulare a funcționalității sistemului de conducere propus necesită mărirea de reacție, reprezentată prin „temperatura reală” a semifabricatului de oțel supus încălzirii inductive în volum. Pentru obținerea mărimii de reacție virtuale s-a apelat la programul PSCAD-EMTDC.

În simularea cu programul PSCAD-EMTDC convertorul static cu tiristoare care alimentează cuptorul de inducție a fost modelat printr-o sursă de tensiune comandată în tensiune și frecvență (funcție de diferența dintre temperatura „măsurată” și temperatura de referință), iar sistemul inductor-indus (semifabricatul de oțel) a fost reprezentat prin parametrii săi echivalenți, R și L.

Pentru reglarea tensiunii de alimentare a inductorului s-a utilizat algoritmul LMS (Least Mean Square), conform relației:

$$U(n) = U(n-1) + \alpha \cdot \Delta T,$$

în care:  $U(n)$  – reprezintă tensiunea de alimentare a inductorului, la iterația  $n$ ;

$U(n-1)$  – reprezintă tensiunea de alimentare a inductorului, la iterația  $n-1$ ;

$$\Delta T = T_{ref} - T_{m\acute{a}s};$$

$\alpha$  - este un factor de adaptare, [V/grd].

Au fost analizate două situații:

- ✓ factor de adaptare constant ( $\alpha = 5 \cdot 10^9$ ,  $f = 2500 \text{ Hz}$  și  $\alpha = 6 \cdot 10^9$ ,  $f = 1000 \text{ Hz}$ );
- ✓ factor de adaptare variabil, dependent de diferența de temperatură  $|\Delta T| = |T_{ref} - T_{mas}|$  ( $f = 2500 \text{ Hz}$ ).

Comparând rezultatele simulărilor cu programul bazat pe MDF (realizat în limbajul C++) și cu programul PSCAD-EMTDC se constată unele diferențe între valorile efective ale curentului electric prin inductor. Aceste diferențe sunt mai pronunțate (maxim 25%) în prima perioadă a încălzirii (0...900 s), când materialul procesat este neliniar din punct de vedere magnetic, iar după trecerea acestuia în stare nemagnetică, se încadrează în limitele 5%...18%.

Se constată că simularea cu factor de adaptare variabil, dependent de diferența de temperatură  $|\Delta T| = |T_{ref} - T_{mas}|$ , permite o urmărire mai bună a valorilor prescrise pentru curentul prin inductor și temperatura la suprafața laterală a semifabricatului de oțel, comparativ cu varianta în care factorul de adaptare este constant.

Diferențele dintre valorile curentului prin inductor rezultate prin cele două metode se explică prin faptul că fenomenele complexe care apar la încălzirea prin inducție a oțelului nu pot fi bine modelate cu ajutorul metodei analitice de estimare a parametrilor echivalenți ai sistemului

inductor-indus, care intervin în simularea cu programul PSCAD-EMTDC.

Acest fapt, însă, nu are implicații asupra funcționării reale a sistemului de conducere propus, deoarece acesta trebuie să poată lua decizii pentru orice combinație valoare impusă-valoare reală, iar la funcționarea reală, temperatura exterioară a semifabricatului de oțel nu va mai fi calculată ci măsurată direct.

Sistemul de conducere propus permite o reglare precisă a temperaturii, fiind posibilă și monitorizarea indicatorilor energetici principali ai cuptorului de inducție (factor de putere, randament, consum de energie, productivitate), uzura căptușelii refractare și afișarea temperaturilor circuitului de răcire, a mesajelor de avarie, diverse statistici.

## CAPITOLUL VI

## CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE

În prezent, modelarea numerică este utilizată din ce în ce mai mult atât în activitatea de proiectare și optimizare a echipamentelor de încălzire prin inducție cât și în controlul proceselor.

Metodele numerice de modelare trebuie să realizeze analiza câmpului electromagnetic cuplat cu cel termic în materialul procesat, având în vedere faptul că încălzirea prin inducție și topirea materialelor feromagnetice implică fenomene complexe și puternic cuplate: generarea curenților turbionari, transferul termic, solicitări mecanice și transformări de fază ale materialului procesat.

Pentru modelarea câmpurilor cuplate, electromagnetic și termic, din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet a fost elaborat un program în limbajul C++ (capitolul I), bazat pe Metoda Diferențelor Finite (MDF). Modelarea numerică prin Metoda Elementelor Finite (MEF) s-a realizat cu ajutorul programului profesional FLUX 2D (capitolul II); ambele modelări nu includ topirea și încălzirea în fază lichidă a materialului procesat.

Din analiza rezultatelor simulărilor numerice prin Metoda Elementelor Finite (*cazul cuptorului cu capac izolant termic, fără strat de aer între șarjă și capac*) și prin Metoda Diferențelor Finite se observă o bună concordanță între diversele rezultate. În cazul intensității câmpului magnetic, a densității de putere activă și a densității curenților induși în semifabricat, diferențele relative nu depășesc 15%, iar în cazul temperaturii se înregistrează diferențe de maxim 10%.

Testarea modelelor numerice MDF și MEF ale câmpurilor electromagnetic și termic (capitolul III) s-a realizat în cazul unui semifabricat de oțel (OLC 45) încălzit într-un cuptor de inducție cu creuzet de mică putere (tip ICI 100/2,5 PR). Pentru intervalul de timp  $t = 300...2660$  s de la începerea încălzirii semifabricatului de oțel, s-au constatat următoarele *diferențe maxime* între valorile simulate ale temperaturii și valorile de temperatură determinate experimental:

- în punctul ( $r = 75$  mm,  $\varphi = \pi/3$ ,  $z = 37$  mm) : 3,4% (simulare MEF) și 5% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 60$  mm,  $\varphi = 2\pi/3$ ,  $z = 37$  mm) : 2,6% (simulare MEF) și 7% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 30$  mm,  $\varphi = \pi/2$ ,  $z = 37$  mm) : 14% (simulare MEF) și 12% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 0$  mm,  $\varphi = 0$ ,  $z = 37$  mm) : în intervalul de timp 300...400s, 20% (simulare MEF și MDF) și în intervalul de timp 400...2660 s, 11% (simulare MEF și MDF);
- în punctul ( $r = 45$  mm,  $\varphi = \pi$ ,  $z = 87$  mm) : 7,6% (simulare MEF) și 10% (simulare MDF);
- în punctul ( $r = 18$  mm,  $\varphi = 4\pi/3$ ,  $z = 87$  mm) : 4,6% (simulare MEF) și 7,6% (simulare,

MDF);

- în punctul ( $r = 45 \text{ mm}$ ,  $\varphi = 0$ ,  $z = 107 \text{ mm}$ ) : 3,8% (simulare MEF) și 13,7% (simulare MDF);
  - în punctul ( $r = 18 \text{ mm}$ ,  $\varphi = 5\pi/3$ ,  $z = 107 \text{ mm}$ ) : 4% (simulare MEF) și 8,5% (simulare MDF),
- ceea ce reflectă o bună concordanță între rezultatele simulărilor numerice și datele experimentale.

Simulările cu programul FLUX 2D, bazat pe MEF, reflectă mai bine evoluția procesului de încălzire prin inducție a semifabricatului de oțel, întrucât se folosește un model 2D, în comparație cu simulările cu programul în C++, bazat pe MDF, care folosește un model simplificat 1D. Ambele simulări pot fi utilizate pentru proiectarea unor dispozitive de încălzire prin inducție, respectiv pentru realizarea unei conduceri asistate de calculator a procesului de încălzire prin inducție. Programul realizat în C++ ar putea fi utilizat în prima etapă a simulării, datorită timpului de rulare relativ scurt. În această etapă se pot estima parametrii inductorului (dimensiuni geometrice, curent, tensiune de alimentare, putere), timpul de încălzire și se poate realiza un studiu al influenței pe care o au diverși factori asupra procesului de încălzire (frecvența, tensiunea de alimentare), în vederea optimizării acestuia. Programul FLUX 2D (cuplat electromagnetic și termic) ar putea fi utilizat în etapa a doua a simulării, cea de optimizare, deoarece permite o analiză mai amănunțită a fenomenelor.

În capitolul IV al lucrării au fost determinați parametrii energetici ai unui cuptor de inducție cu creuzet de mare capacitate ( $m = 12,5 \text{ t}$  fontă), alimentat la frecvență industrială, utilizând un sistem informatic pentru achiziția și prelucrarea semnalelor.

Din analiza rezultatelor măsurătorilor pe liniile de joasă și medie tensiune se constată că funcționarea cuptorului de inducție analizat determină un regim nesinusoidal și nesimetric.

Pe linia de alimentare de joasă tensiune:

- ❖ în cazul **curenților de linie**, la începutul încălzirii șarjei de fontă, armonicile 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 depășesc nivelurile limită de compatibilitate (4% pentru  $k < 11$  și 2% pentru  $11 < k < 17$ ,  $k$  fiind rangul armonicii de curent), în regimul intermediar (după 4 ore și 38 minute de la începerea încălzirii șarjei de fontă) armonicile 3, 5, 7 nu se încadrează în limitele admise de norme, iar la finalul încălzirii, armonicile 3 și 7 depășesc limitele admise de norme;
- ❖ coeficienții de distorsiune ai **curenților de linie** depășesc limitele admise de norme în toate situațiile analizate;
- ❖ în cazul **curentului prin inductor**, nivelurile armonicilor 3, 5, 11 nu se încadrează în limitele admise de norme în regimul intermediar, iar la finalul încălzirii, nivelurile armonicilor 3, 5, 7, 11 nu se încadrează în limitele admise de norme;
- ❖ distorsiunea **curentului prin inductor** este peste limita admisă de norme;
- ❖ **tensiunile de linie** au distorsiune mică, respectându-se valorile limită de compatibilitate pentru nivelul armonicilor, iar valorile *THD* sunt în limitele prescrise de norme, în toate situațiile analizate.

Pe linia de alimentare de medie tensiune:

- ❖ *la începutul încălzirii șarjei de fontă, nivelurile armonicilor 3, 5, 11, 15 din curenții de linie nu se încadrează în limitele admise de norme;*
- ❖ *în regimul intermediar, după 4 ore și 38 min de la începerea încălzirii șarjei de fontă, nivelul armonicii 5 din curenții de linie nu se încadrează în limitele admise de norme;*
- ❖ *la finalul topirii șarjei de fontă, nivelul armonicii 7 din curenții de linie nu se încadrează în limitele admise de norme;*
- ❖ *coeficienții de distorsiune ai curenților de linie depășesc limitele admise de norme în toate situațiile analizate;*
- ❖ *tensiunile de linie au distorsiune mică, respectându-se valorile limită de compatibilitate pentru nivelul armonicilor, iar valorile THD sunt în limitele prescrise de norme în toate situațiile analizate.*

Se constată o pondere mult mai redusă a armonicilor de rang multiplu de 3 în curenții absorbiți de la rețeaua de medie tensiune comparativ cu ponderea armonicilor de rang multiplu de 3 din curenții de linie de pe partea de joasă tensiune, datorită conexiunii  $\Delta/Y$  (Dy-11) a transformatorului care alimentează cuptorul de inducție analizat.

Pentru eliminarea regimului nesinusoidal introdus de funcționarea cuptorului de inducție analizat au fost proiectate filtre pasive (pentru armonicile 3, 5, 7, 11, 15) care urmează a fi introduse în primarul transformatorului prin care se face alimentarea de la rețeaua de medie tensiune.

Nesimetria încărcării rețelei trifazate este foarte pronunțată în prima fază a procesului de încălzire a șarjei de fontă („starea rece”) și scade pe măsură ce aceasta se topește (la finalul procesului de topire, pe linia de medie tensiune, coeficienții de disimetrie și de asimetrie pe fundamentală pentru tensiuni și curenți aveau valorile:  $k_{nu1} = 0,24\%$ ,  $k_{nau1} = 0\%$ ,  $k_{ni1} = 8\%$ ,  $k_{nai1} = 0,001\%$ ).

S-a propus o echilibrare artificială a încărcării rețelei trifazate prin adăugarea în punctul de racord a cuptorului la rețea, a unei noi scheme de compensare, care să conțină numai elemente reactive de circuit.

Eficiența instalației de simetrizare propuse a fost testată cu programul PSCAD-EMTDC. Prezența compesatorului în instalația electrică a cuptorului a determinat o scădere a coeficientului de disimetrie pe fundamentală pentru curenți, de la valoarea  $k_{ni1} = 10,77\%$ , la valoarea  $k_{ni1} = 1,77\%$  (în cazul secvenței de date achiziționate pe linia de joasă tensiune la ora 22:03:48).

Studiile preliminare au arătat că controlul convențional al temperaturii (on/off sau autoacordare PID) nu poate realiza un timp de încălzire satisfăcător și conduce la supraîncălziri și pierderi de material. Din acest motiv, (în capitolul V al lucrării) s-a propus o altă metodă de control numeric a procesului de încălzire inductivă în volum a lingourilor de oțel (bazată pe modelarea cu MDF), care să satisfacă cerințele procesului tehnologic, în ipoteza alimentării cuptorului de inducție cu creuzet prin convertor static de frecvență.

Programului (în limbajul C++) bazat pe MDF i s-a atașat un modul special, dedicat încălzirii inductive în volum a semifabricatelor de oțel. Acesta permite determinarea valorilor optime ale intensității curentului electric prin inductor și ale frecvenței, astfel încât să fie satisfăcute cerințele

procesului tehnologic în condițiile unui consum minim de energie electrică și a unui timp minim de încălzire. Programul furnizează și valorile de referință ale temperaturii la suprafața laterală a semifabricatului de oțel (necesare conducerii procesului de încălzire) pentru fiecare moment de timp.

Valorile de referință ale temperaturii la suprafața semifabricatului, respectiv valorile frecvenței și ale intensității curentului electric din inductor pentru care se obțin valorile prescrise ale temperaturii, sunt stocate în baza de date a sistemului de calcul, funcție de tipul materialului procesat și de dimensiunile geometrice ale acestuia.

Conducerea procesului de încălzire inductivă în volum a semifabricatelor de oțel se va face funcție de temperatura la suprafața laterală a acestora. În timpul procesului tehnologic blocul de calcul din structura sistemului de conducere va determina valorile necesare pentru frecvență și intensitatea curentului electric prin inductor (sau tensiunea de alimentare) și va comanda (prin intermediul unui bloc de adaptare) convertorul static de frecvență care alimentează cuptorul de inducție, astfel încât temperatura măsurată să urmărească curba de referință.

Verificarea prin simulare a funcționalității sistemului de conducere propus necesită mărirea de reacție, reprezentată prin „temperatura reală” a semifabricatului de oțel supus încălzirii inductive în volum. Pentru obținerea mărimii de reacție virtuale s-a apelat la programul PSCAD-EMTDC.

Comparând rezultatele simulărilor cu programul bazat pe MDF (realizat în limbajul C++) și cu programul PSCAD-EMTDC se constată unele diferențe între valorile efective ale curentului electric prin inductor. Aceste diferențe sunt mai pronunțate (maxim 25%) în prima perioadă a încălzirii (0...900s), când materialul procesat este neliniar din punct de vedere magnetic, iar după trecerea acestuia în stare nemagnetică, se încadrează în limitele 5%...18%.

Diferențele dintre valorile curentului prin inductor rezultate prin cele două metode se explică prin faptul că fenomenele complexe care apar la încălzirea prin inducție a oțelului nu pot fi bine modelate cu ajutorul metodei analitice de estimare a parametrilor echivalenți ai sistemului inductor-indus, care intervin în simularea cu programul PSCAD-EMTDC.

Acest fapt, însă, nu are implicații asupra funcționării reale a sistemului de conducere propus, deoarece acesta trebuie să poată lua decizii pentru orice combinație valoare impusă-valoare reală, iar la funcționarea reală, temperatura exterioară a semifabricatului de oțel nu va mai fi calculată ci măsurată direct.

Sistemul de conducere propus permite atât reglarea temperaturii, cât și monitorizarea indicatorilor energetici principali ai cuptorului de inducție (factor de putere, randament, consum de energie, productivitate), uzura căptușelii refractare și afișarea temperaturilor circuitului de răcire, a mesajelor de avarie, diverse statistici.

Principalele *contribuții personale* aduse în cadrul tematicii abordate se consideră a fi următoarele:

1. Sintetizarea materialului bibliografic existent în literatura de specialitate și a unor informații culese din rețeaua Internet, în ceea ce privește problematica încălzirii prin inducție electromagnetică.

- 2.** Conceperea și dezvoltarea, în mediul de programare C++, a unui model de simulare numerică, cu Metoda Diferențelor Finite (MDF), a câmpurilor cuplate, electromagnetic și termic, din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet.
- 3.** Modelarea câmpurilor electromagnetic și termic din șarja de oțel a unui cuptor de inducție cu creuzet folosind programul profesional FLUX 2D (Cedrat), bazat pe Metoda Elementelor Finite (MEF).
- 4.** Validarea experimentală a modelelor numerice MDF și MEF pentru câmpurile electromagnetic și termic, din șarja de oțel a cuptorului de inducție cu creuzet tip ICI 100/2,5-PR.
- 5.** Măsurarea parametrilor energetici ai instalației electrice aferente unui cuptor de inducție cu creuzet, de mare capacitate, alimentat la frecvența de 50 Hz.
- 6.** Proiectarea filtrelor electrice pasive pentru atenuarea regimului deformant introdus de funcționarea cuptorului de inducție analizat (alimentat la frecvența de 50 Hz).
- 7.** Proiectarea instalației de echilibrare a rețelei electrice de distribuție în cazul cuptorului de inducție analizat (alimentat la frecvența de 50 Hz).
- 8.** Conceperea unui sistem de control numeric al procesului de încălzire inductivă în volum a unor semifabricate de oțel în vederea prelucrării la cald.
- 9.** Verificarea prin simulare, folosind programul PSCAD-EMTDC, a funcționalității sistemului de control propus.

Rezultatele cercetărilor au fost prezentate la diverse sesiuni de comunicări științifice și publicații, conform bibliografiei anexate.



## BIBLIOGRAFIE

1. Alexander S.T. – *Adaptive Signal Processing*, Springer Verlag New York Inc., 1986.
2. Alexandrova T. D., Alonso A. A., Gurevich S. G., Iokhina I. I. – *Numerical simulation of the induction heating systems*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 407-411.
3. Aniserowicz K., Skorek A., Cossette Ch., Zaremba M. – *A New Concept for Finite Element Simulation of Induction Heating of Steel Cylinders*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 4, 1997, p. 893-897.
4. Azeau M., Rasolonjanahary J. L. – *Automatic optimisation of induction heating system using FLUX2D*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 437-442.
5. Balasz Erzsebet, Keresztesi D. – *About thermal process from the interior of the cylinders with the Finite Element Method*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 171-178.
6. Barglik J. – *Electromagnetic and temperature fields in induction heaters for thin strips*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 95-102.
7. Bianchi N., Dughiero F., Lupi S. – *Design of induction heating systems by optimisation of field shape*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 413-423.
8. Blinov Yu., Kachanov B., Ishin V., Brawn E. – *Numerical simulation of solid-state power supplies for induction heat and feeding network*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 17-24.
9. Bouzakis K. D., Maliaris G., Tsouknidas A. – *FEM simulation of induction heating of aluminum specimens for thixoforming processes*, Austrian Research Centers, ICMEN2002 – 1st International Conference on Manufacturing Engineering.
10. Buddy D. E., Lasday S. B. - *Metallurgical physical simulation system and examples of practical applications*, Industrial Heating, vol. 63, nr. 1, 1996, p. 23-29.
11. Bukanin V., Nemkov V., Koutchmassov D., Zenkov A., Smolnikov L. – *Software complex for teaching and design of induction crucible furnaces*, UIE XIII Congress on Electricity Applications, 1996, p. 17-24.
12. Bucur C. M. – *Metode numerice*, Ed. Facla, Timișoara, 1973.
13. Buta A., Pană A. – *Simetrizarea sarcinii rețelelor electrice de distribuție*, Ed. Orizonturi universitare, Timișoara, 2000.
14. Carullo A., Parvis M. – *Power Meter for Highly Distorted Three-Phase Systems*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 46, no. 6, December 1997, p. 1262-1267.
15. Cesano M., Stra M. – *Resonant loading converter using adaptive controller optimised for thermal treatments having large range of working frequencies*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 11-16.

16. Chindriș M. – *On the comutation of a parallel resonant circuit inverter for induction heating*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 161-166.
17. Chindriș M., Ștefănescu S., Sudria A., Vadan I. – *Series-resonant inverter structure suitable for induction heating applications*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 47-52.
18. Chindris M., Ștefănescu S. - *On the numerical modeling and simulation of a medium frequency static converter cascade control system*, Industrial Applications in Power Systems, Computer Science and Telecommunications Proceedings of the Mediterranean Electrotechnical Conference – MELECON, vol. 2, 1996, p. 1168-1171.
19. Chiuță I., Conecini I. – *Compensarea regimului energetic deformant*, Ed.Tehnică, București, 1989.
20. Cignetti N. P., Heine H.G. - *Induction furnace having a modular induction coil assembly*, United States Patent, 1993.
21. Curguchev Yu. O., Ladozhskij V. G., Politkovskij S. S. - *Improvement of crucible induction furnace control*, Liteinoe Proizvodstvo, nr. 10, 1991, p. 4.
22. Comșa D. – *Instalații electrotermice industriale, vol. I și II*, Ed. Tehnică București, 1986.
23. Czarnecki L.S. – *Reactive and Unbalanced Currents Compensation in Three-Phase Asymmetrical Circuits Under Nonsinusoidal Conditions*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 38, no. 3, June 1989, p. 754-759.
24. Czarnecki L. S. , Świetlicki T. – *Powers in Nonsinusoidal Networks: Their Interpretation, Analysis and Measurement*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 39, no. 2, April 1990, p. 340-345.
25. Czarnecki L.S. – *Distortion power in systems with nonsinusoidal voltage*, IEE Proceedings – B, vol. 139, no. 3, May 1992, p. 276-280.
26. Czarnecki L.S.– *Power related phenomena in three-phase unbalanced systems*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 10, no. 3, July 1995, p. 1168-1173.
27. Czarnecki L.S.– *Comments on Active Power Flow and Energy Accounts in Electrical Systems with Nonsinusoidal waveform and Asymmetry*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, no. 3, July 1996, p. 1244-1250.
28. Dawson F. P., Praveen Jain – *Systems for induction heating and melting applications. A comparison of load commutated inverter*, 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC '90 Part 1 (of 2), San Antonio, TX, USA, 1990. (IEEE Power Electronics Specialists Conference, p. 281-290)
29. Dede E., González J., Esteve V., Jordan J. – *State of the art and future trends of solid state power supplies for induction heating*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 3-10.
30. Dinculescu P., Comșa D., Șora I. – *Utilizări ale energiei electrice și instalații electrice*, E.D.P. București, 1983.
31. Emanuel A. E. – *On the Definition of Power Factor and Apparent Power in Unbalanced*

- Polyphase Circuits with Sinusoidal Voltage and Currents*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, no. 3, July 1993, p. 841-852.
32. Emanuel A. E. – *Powers in Nonsinusoidal Situations. A Review of Definitions and Physical Meaning*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 5, no. 3, July 1990, p. 1377-1389.
33. Emanuel A. E. – *The Buchholz-Goodhue Apparent Power Definition. The Practical Approach for Nonsinusoidal and Unbalanced Systems*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 13, no. 2, April 1998, p. 344-350.
34. Ferenc M. – *Introducere practică în analiza numerică a câmpului electromagnetic-PE 2D*, Universitatea „Politehnica” București, 1993.
35. Ferrero A., Superti-Furga G. – *A New Approach to the Definition of Power Components in Three-Phase Systems Under Nonsinusoidal Conditions*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 40, no. 3, June 1991, p. 568-576.
36. Filipski P. S. – *Polyphase Apparent Power and Power Factor Under Distorted Waveform Conditions*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 6, no. 3, July 1991, p. 1161-1165.
37. Firețeanu V., Gheysens R. – *Numerical modeling of the traveling field diffusion. Induction heating and electromagnetic stirring*, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 28, no. 2, 1992, p. 1489-1492.
38. Firețeanu V., Leuca T. – *Inducția electromagnetică și tehnologii specifice*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1997.
39. Firețeanu V., Tudorache T. – *Numerical Modeling of the Induction Hardening of Inner Cylindrical Surfaces*, IGTE'96 Symposium, Graz, Austria.
40. Firețeanu V., Tudorache T. – *Numerical Modelling and Optimisation of Induction Heating Processes*, OPTIM'98 Conference, Brasov, Romania.
41. Firețeanu V., Tudorache T. – *Single-Shot Induction Hardening and Scanning Induction Heating*, ATEE 2000 Conference, Bucharest, Romania.
42. Firețeanu V., Paya B., Nuns J., Tudorache T. – *Numerical Evaluation of Eddy Currents in Thin Conducting Regions Modeled as Surface Regions*, TEAM Workshop and Applications Forum, Evian, France, 2001.
43. Firețeanu V., Tudorache T. – *Numerical simulations of Continuous Induction Heating of Magnetic Billets and Sheets Taking into Account the Temperature Dependence of Physical Properties*, HIS-01, Padua, Italy, 2001.
44. Firețeanu V., Frandoș S., Tudorache T., Sorea D. – *Numerical Evaluation of Flow Rate Regulation by Induction Valves*, 13th COMPUMAG Conference on the Computation of Electromagnetic Fields, Evian, France, 2001.
45. Firețeanu V., Paya B., Popa D., Tudorache T. – *Optimization of Transversal Flux Inductors Using Simplex, Powell and Random Search Algorithms*, ATEE 2002, Bucharest, Romania, 2002.
46. Firețeanu V., Tudorache T., Popa M., Vladu E. – *Numerical Analysis of Induction through Heating*

- Process and Optimal Parameters Evaluation*, EMF 2003, Aachen, Germany, 2003.
47. Fireșteanu V., Spahiu A., Popa M. – *Induction through Heating Optimal Design, Based on Finite Element Process Analysis*, EPM Symposium 2003, Lyon, France, 2003.
48. Fireșteanu V., Paya B., Popa M., Tudorache T. – *Optimal Parameters of Transversal Flux Inductors* COMPUMAG Symposium, Saratoga Springs, SUA, 2003.
49. Fishman O. S. - *Power Supplies in Induction Melting Systems, Keys to Understanding this Fundamental Melting Technology*, Inductotherm, 1992.
50. Fishman O. S., Mortimer J. H. – *L'automatisation de la fusion est déterminante pour une fonderie totalement informatisée*, Hommes&Fonderie, 2004, p. 28-32.
51. Fluerașu C. – *Problemes couples en electrothermie*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 1-6.
52. Fuhrmann J., Hömberg D., Uhle M. – *Numerical simulation of induction hardening of steel*, 8<sup>th</sup> International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation, Graz 1998, p. 426-431.
53. Ganschow S., Reiche P., Ziem M., Uecker R. – *Controlling the axial temperature gradient in inductively heated Czochralski systems*, Cryst. Res. Technol. 38, no. 1, 2003, p. 42-46.
54. Gârbea D. – *Analiză cu elemente finite*, Ed. Tehnică București, 1990.
55. Ghinea M., Fireșteanu V. – *MATLAB, Calcul numeric. Grafică asistată. Aplicații*, Ed. Teora, 1997.
56. Glazman B.S. - *Upgrading of induction furnace*, Liteinoe Proizvodstvo, nr. 2, 1995, p. 19.
57. Grum J. – *Quality control of steel for surface induction hardening*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 247-253.
58. Hameyer K., Driesen J., De Gersem H., Belmans R. – *Computation of quasi-static electromagnetic fields with respect to coupled problems*, 8<sup>th</sup> International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation, Graz 1998, p. 432-437.
59. Hashida H. ș.a. – *Method and apparatus for continuously melting material by induction heating*, United States Patent, 1989.
60. Haskew T.A., Ray J., Horn B. - *Harmonic filter design and installation: a case study with resonance*, Electric Power Systems Research, vol. 40, nr. 2, 1997, p. 121-125.
61. Haye R. - *Development trends in induction furnace technology*, ABB Review, nr. 6, 1990, p. 25-33.
62. Haykin S. – *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
63. Hăntilă I. F. – *Calculul câmpului electromagnetic cu ajutorul calculatorului*, Universitatea „Politehnica” București, 1993.
64. Iagăr A., Șora I. - *Simularea numerică a procesului de topire prin inducție a oțelului*, Lucrările științifice ale simpozionului internațional "Universitaria ROPET 2000" Petroșani, 2000, p. 255-260.
65. Iagăr A. - *Considerații privind conducerea procesului de topire prin inducție a metalelor*, Analele Facultății de Inginerie Hunedoara, tom II, Fasc.3, ISSN 1454 – 6531, 2000,

p. 114-119.

66. Iagăr A., Abrudean C.- *Simularea numerică a procesului de topire prin inducție a aluminiului*, Lucrările Sesiunii de Comunicări Științifice a Universității „Petru Maior” Tg. Mureș, 2000, vol. VII, Electroenergetică, ISBN – 973 – 8084 – 19 – 9, p. 167-174.
67. Iagăr A., Abrudean C., Lako L. - *Analiza regimului termic din interiorul unui semifabricat încălzit prin inducție*, Analele Facultății de Inginerie Hunedoara, tom III, Fasc.3, ISSN 1454 – 6531, 2001, p. 31-36.
68. Iagăr A., Pănoiu C., Lako L., Abrudean C. - *Măsurarea parametrilor energetici ai instalației electrice la un cuptor de inducție alimentat la 50 Hz*, Lucrările științifice ale Simpozionului Internațional "Universitaria ROPET 2001", Petroșani, vol. Inginerie Electrică, 2001, p. 151-156.
69. Iagăr A., Pănoiu C., Abrudean C., Lako L. - *Cuptorul de inducție alimentat la frecvență industrială, ca generator de armonici*, Lucrările științifice ale Simpozionului Internațional "Universitaria ROPET 2001", Petroșani, vol. Inginerie Electrică, 2001, p. 157-162.
70. Iagăr A. - *Modelarea matematică a câmpului termic din șarja metalică a unui cuptor de inducție cu creuzet folosind Metoda Elementelor Finite*, Analele Facultății de Inginerie Hunedoara, tom IV, Fasc.1, ISSN 1454 – 6531, 2002.
71. Iagăr A., Pănoiu C., Abrudean C. - *The functioning simulation of an electrical installation afferent to a crucible induction furnace, by using the PSCAD-EMTDC program*, The VIIth International Symposium of Interdisciplinary Regional Research I.S.I.R. Hunedoara, Romania, 2003.
72. Ilca I., Makşay Şt., Mânea L. – *Contribuții la studiul încălzirii lingourilor în cuptoare industriale*, Revista METALURGIA, nr. 10, 1982, p. 521-524.
73. Ioan D. ș.a. - *Metode numerice în ingineria electrică*, Ed. Matrix, București, 1998.
74. Ionescu Cornelia, Amuzescu Ana, Ionescu I., Niculescu M. – *Induction heating of a cylindrical tube shaped conductor placed in a quasistationary electromagnetic field*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 237-251.
75. Ionescu T. G., Pop Olga - *Ingineria sistemelor de distribuție a energiei electrice*, Ed. Tehnică, București, 1998.
76. Ioniță V. – *Analiza numerică a dispozitivelor electromagnetice. Modelarea materialelor cu histerezis*, Ed. Matrix, București, 1998.
77. Iguchi A. – *Low-frequency electromagnetic induction heater*, United States Patent, 1990.
78. Kapranos P., Gibson R. C., Kirkwood D. H., Sellars C. M. – *Induction heating and partial melting of high melting point thixoformable alloys*, Proceedings of the 4th International Conference on Semi-Solid Processing of Alloys and Composites, Sheffield, 1996, p. 148-152.
79. Kandev N., Nemkov V. S. – *Computer Simulation and Optimization of Local Induction Heating of Flat Metal*, FLUXTROL&CIT, 1998, p. 1-4.

80. Khan S., Ahamed M. – *Innovative applications of induction heating for selective heat-treatment*, Quarterly SCIENCE VISION, vol. 5(4), 2000, p. 14-19.
81. Klimpke B., Rebizant C. – *Two and Three Dimensional Coupled Electromagnetic/Thermal Analysis for Induction Heating Application using the Boundary Element Method*, Integrated Engineering Software, 1997, p. 2-6 (7th International Induction Heating Seminar).
82. Knorr B. – *SIMPLOER Analyzes and Optimizes Induction Heating Power Supplies*, Magsoft Update, vol. 6, nr. 1, 2000, p. 6.
83. Koller L., Tevan G. – *Electrical dimensioning of inverter-inductor-load system in induction heating of ferromagnetic plates as load*, PERIODICA POLYTECHNICA SER. EL. ENG., vol. 43, no. 2, 1999, p. 91-100.
84. Larson H., Tallbach G., Widell B. – *Inductive heating unit*, United States Patent, 1989.
85. Leuca T. – *Câmpul electromagnetic și termic cuplat. Curenți turbionari*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1996.
86. Leuca T. – *The numerical analysis of the electromagnetic field coupled with the thermal one in conducting cylindrical units*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 31-36.
87. Leuca T. ș.a – *Numerical simulation of the coupled electromagnetic and thermal fields in the inductive heating process of moving tubular parts*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998.
88. Leuca T., Spoială D., Roman Șt. – *The Electromagnetic Field Distribution in a Radio Frequency Applicator Used for Poliester Bands Heating*, HIS-01, Padua, Italy, 2001.
89. Livshits M. Yu. – *Optimal control of coupled temperature, electromagnetic and concentration fields in electroheating processes*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 373-379.
90. Longeot O., Chevre P., Criqui B., Bonzano G. – *Computed aided design for induction heat treatment application to the contour hardening for spur and helicoil gears*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 141-156.
91. Maghiar T., Leuca T. – *Some implications of the numerical analysis of the electromagnetic field coupled with the thermal one in the design and exploitation of induction heating equipments*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 97-99.
92. Mîndru Gh., Rădulescu M. – *Analiza numerică a câmpului electromagnetic*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1986.
93. Mogan Gh. – *Metoda elementelor finite în inginerie*, Universitatea Transilvania Brașov, 1996.
94. Mortimer J. H. – *Batch Induction Melting*, Inductotherm, 1997.
95. Mühlbauer A., Muiznieks A., Raming G., Panschow R. – *Numerical simulation of coupled nonlinear transient induction heating processes with automatic power supply*

- regulation*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 325-332.
96. Nabae A., Tanaka T. – *A New Definition of Instantaneous Active-Reactive Current and Power Based on Instantaneous Space Vectors on Polar Coordinates in Three-Phase Circuits*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, no. 3, July 1996, p. 1238-1243.
97. Nemkov V. S., Goldstein R., Bukanin V., Zenkov A., Koutchmassov D. – *Computer Simulation of Induction Heating and Quenching Processes*, FLUXTROL&CIT, 1998, p. 11-22.
98. Nemkov V. S. – *Role of computer simulation in induction heating technique*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 301-308.
99. Nemkov V., Goldstein R. – *Computer Simulation for Fundamental Study and Practical Solutions to Induction Heating Problems*, HIS-01, Padua, Italy, 2001, p. 435-442.
100. Nicolae P.M. – *Calitatea energiei electrice în sisteme electroenergetice de putere limitată*, Ed. Tehnică, București, 1998.
101. Nikofova, N. V.; Pavlov, S. I.; Tir, L. L.; Yakovich, A. T. – *Numerical determination of melt circulation in an induction furnace with segmented conducting crucible involving the utilization of a meridional section model*, Magnetohydrodynamics (English translation of Magnitaya Gidrodinamika), vol. 26, nr. 2, 1990, p. 215-221
102. Olariu V., Brătianu C. – *Modelare numerică cu elemente finite*, Ed. Tehnică București 1986.
103. Pașca S., Fireșteanu V. – *Numerical Modeling of the Electric cooking Plates. Comparison Between the Resistance Plate and Induction Plate*, International Induction Heating Seminar, Padua, Italy, 1998.
104. Pașca S. – *Numerical Modeling of the Electrothermal process within Induction Furnaces. Considerations about Optimal Design*, 2000, p. 1-5.
105. Paya B., Fireșteanu V., Spahiu A., Guerin Ch. – *3D Magneto-Thermal Computations in Induction Heating. Models and Experimental Validations*, Cedrat, 2002.
106. Pănoiu M. – *Simularea unor procese pe baza modelării instalației cuptorului trifazat cu arc electric și acțiune directă*, Teză de doctorat, Universitatea „Politehnica” Timișoara, Facultatea de Electrotehnică, 2001.
107. Pesteanu O., Popescu I., Terza L. – *Induktionsförderrinnen für flüssige metalle*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 211-220.
108. Powell, J. – *The effective control of electricity use in the melting and holding furnaces*, Foundryman, vol. 83, nr. 7, 1990, p. 314-326.
109. Przylucki R., Sajdak C. – *Formation of temperature distribution at the induction heating of flat charges*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 71-78.
110. Răduleț R., Mocanu C. – *Beitrag zur Theorie der Eisenlosen Induktionsöfen*, Revue d'électrotechnique et énergétique, série A, tome VII, no.2, 1962, p. 295-319.
111. Ruffini R. S., Nemkov V. S. – *Induction heating systems improvement by application of magnetic flux controllers*, International Induction Heating Seminar,

- Padua, 1998, p. 133-139.
112. Ruffini R. S., Ruffini R. T., Nemkov V. S., Goldstein R. – *Power Inductor<sup>TM</sup> Technology for Induction Heat Treating of Automotive Parts*, 8<sup>th</sup> Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Graz 1998, p. 2-9.
113. Ruffini R. S., Ruffini R. T., Nemkov V. S., Goldstein R. – *Computer Simulation of Induction Heating*, MAGSOFTUPDATE, vol. 6, no. 1, 2000, p. 3-5.
114. Saimac A., Rusu N., Andreescu E., Popa I. – *Automatizări în metalurgie*, E.D.P. București, 1978.
115. Saimac A., Iagăr A. - *Volume Inductive Heating of Massive Blocks*, Buletinul U.P.T., Seria EEC, Tom 42(56), 1997, p. 1-10.
116. Schiavon M., Forzan M. – *Induction heating of different shaped tubes. Design of an inductor for stress relieving applications*, Flux Magazine, Cedrat, nr. 35, 2001, p. 6-7.
117. Schiefer Ch., Rubenzucker Fr. X., Jörgl H. P., Aberl H. – *A Neural Network Controls the Galvannealing Process*, IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting, New Orleans, 1997.
118. Schwab A. – *Compatibilitate electromagnetică*, Editura Tehnică, București, 1996.
119. Simcock J. H. – *Induction melting*, United States Patent, 1989.
120. Simionescu I. ș.a. - *Metode numerice în tehnică*, Ed. Tehnică, București, 1995.
121. Sluhoțkii, A.E., S.E. Rîskin – *Inductoare pentru încălzirea electrică*, Ed. Tehnică București, 1982.
122. Spahiu A., Firețeanu V., Asperheim J.I., Hagen S.T. – *Numerical Simulations of Scanning Induction Hardening*, 3rd Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering, ATEE 2002, Bucharest, Romania, 2002.
123. Spahiu A., Firețeanu V. – *Austenized Depth and Hardened Depth-Two Criteria for Induction Hardening Characterization*, IWK 2003, Ilmenau, Germany, 2003.
124. Stich T. J., Spoerre J. K., Velasco T. – *The Application of Artificial Neural Networks to Monitoring and Control of an Induction Hardening Process*, Journal of Industrial Technology, vol. 16, nr. 1, 2000, p. 2-11.
125. Sun S. Q., Kiyokawa H. – *Decomposition of Voltage, Current and Power*, IEE Proceedings, vol. 138., no.1, January 1991, p. 35-39.
126. Székely I. – *Electric power equalization between medium frequency induction heaters supplied from solid state converters*, Lucrările primei Conferințe Internaționale asupra tehnicii de încălzire electrică, Sibiu, 1991, p. 155-159.
127. Swierkosz M., Greim, O. – *Numerical simulation of induction heating and thermal treatment*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 309-316.
128. Șora I., Golovanov N. ș.a – *Electrotermie și electrotehnologii, vol. I*, Ed. Tehnică București, 1997.
129. Șora I., Iagăr A., Rusu N. - *Cercetări privind modelarea și conducerea electrotehnologiei de încălzire prin inducție*, Seminarul științific național „Electrotehnologii și mediul ambiant”, Sibiu, 5, 6 nov. 2004.



130. Şora I., Iagăr A., Radu D. - *Numerical Modeling of the Induction Heating Process*, 7th International Conference on Engineering of Modern Electrical Systems, Oradea, Romania, 2003.
131. Şora C. – *Bazele electrotehnicii*, E.D.P. Bucureşti, 1982.
132. Todorov T., Madjarov N. – *New type of inverter power supplies for induction heating*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 55-61.
133. Tudorache T., Fireteanu V. – *3D numerical modelling of new structures for transverse flux heating of metallic sheets*, International Induction Heating Seminar, Padua, 1998, p. 117-123.
134. Tudorache T., Fireteanu V. – *Numerical Modelling and Optimization by Magnetic Shielding of Transverse Flux Induction Heating*, 8<sup>th</sup> Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, Graz 1998, p. 49-53.
135. Tudorache T. – *Contribuţii la modelarea fenomenelor electromagnetice şi termice în echipamentele de procesare prin inducţie electromagnetică*, Teză de doctorat, Universitatea „Politehnica” Bucureşti, 2001.
136. Tudorache T., Fireteanu V. – *Electromagnetic Forces in Induction Heating*, Flux Magazine, Cedrat, nr. 34, 2001.
137. Tudorache T., Fireteanu V. – *Optimization of Magnetic Screening in Transverse Flux Induction Heating*, IWK 2003, Ilmenau, Germany, 2003.
138. Ţugulea A. – *Factorul de putere în regim deformant*, Energetica, vol. 34, nr. 9, 1986, p. 407-413.
139. Ţugulea A. – *Consideraţii referitoare la definirea factorului de putere pentru sistemele trifazate dezechilibrate*, Energetica, vol. 34, nr. 4, 1986, p. 164-167.
140. Ţugulea A. – *Consideraţii privind efectele energetice ale regimului deformant*, Energetica, vol. 34, nr. 1, 1986, p. 27-31.
141. Ţugulea A. – *Criteria for the Definition of the Electric Power Quality and its Measurement System*, ETEP, vol. 6, no. 5 September/October, 1996.
142. Ţugulea A. – *Consideraţii privind efectele energetice ale regimurilor armonice nesimetrice ale sistemelor trifazate*, Energetica, vol. 34, nr. 3, 1986, p. 121-129.
143. Ungureanu Marilena, Chindriş M., Lungu I. - *Utilizări ale energiei electrice*, E.D.P. R.A. Bucureşti, 1999.
144. Watanabe E. H., Stephan R. M., Aredes M. – *New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, no. 2, April 1993, p. 697-703.
145. Williams D. J., Traverse G.J. - *Fundamentals of specifying induction power supplies for wire and rod heating*, Wire Journal International, vol. 30, nr. 6, 1997, p. 92-99.
146. Wrona E., Nacke B. – *3D-Modelling for the Solution of Sophisticated Induction Hardening Tasks*, International Workshop, Simulation of Manufacturing Processes for Product Development, Gothenburg, 2003, p. 1-6.
147. Yamada Katsuhito ş.a. - *Precise temperature control for molten ferrous alloy in induction*

- furnace*, Automotive Concurrent/Simultaneous Engineering SAE Special Publications, vol. 1233, 1997, p. 123-132.
148. Yang X., Nuns J. – *Etude des perturbations harmoniques generees par la instalations de chauffage par induction*, EdF, Collection de notes interne de la DER, 95NR 0037.
149. Zgraja J., Bereza J. – *Computer Simulation of Induction Heating System with Tranzistor Inverter*, HIS-01, Padua, Italy, 2001.
150. \*\*\* *Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveform and Unbalanced Loads: A Discussion*, IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: Effects on Meter Performance and Definitions of Power, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, no. 1, January 1996, p. 79-87.
151. \*\*\* *New developments in the field of induction melting*, Elektron, vol. 13, nr. 1, 1996, p. 64-66.
152. \*\*\* *Quiet MF coreless furnaces for high outputs*, Foundry International, vol. 18, nr. 3, 1995.
- 153.\*\*\* *Induction furnaces from inductotherm*, Foundryman, vol. 89, nr. 11, 1996, p. 386-387.
154. \*\*\* *Corelles melting furnaces*, AJAX MAGNETHERMIC, Europe, 1997.
155. \*\*\* *Mittel-Frequenz Induktions Schmelzofenanlagen*, Inductotherm Deutschland GMBH, 1997.
156. \*\*\* *Medium-Frequency Coreless Induction Furnaces*, JUNKER, 2004.
157. \*\*\* *Schneller Produzieren Mit JOKS<sup>2</sup>*, JUNKER, 2004.
158. \*\*\* *Induction Heating Equipment* from CHELTENHAM INDUCTION HEATING LIMITED, ISM, 2004.
159. \*\*\* *Catalog de produse*, ARC Braşov, 2002.
160. \*\*\* *Flux 2D Version 7.40 – User’s guide*, Cedrat, 1999.
161. \*\*\* *ALGOR - User’s guide*, 2004.
162. \*\*\* *PSCAD-EMTCD – User’s Manual*, Manitoba HVDC Research Centre, USA, 1999.
163. \*\*\* *ADA 3100/ADA 3100A – User’s Manual*, Real Time Devices Inc., USA, 1991.
164. [http://www.energy.ca.gov/process\\_pubs\\_pq\\_inductn\\_melting\\_tc114625.pdf](http://www.energy.ca.gov/process_pubs_pq_inductn_melting_tc114625.pdf)  
*Power Quality for Induction Melting in Metals Production*
165. [http://www.energy.ca.gov/process\\_pubs\\_san\\_spr96\\_v6n2\\_nl106615.pdf](http://www.energy.ca.gov/process_pubs_san_spr96_v6n2_nl106615.pdf)  
Mark McGranaghan – *Controlling Induction Furnace Harmonics*, Spring, vol. 6, no. 2, 1996.
166. <http://www.burbankwaterandpower.com/rrapxa.htm> - *Harmonics*
167. <http://www.samsung.com/AboutSAMSUNG/SocialCommitment/HumantechThesis/downloads/8th/h18.pdf/> *Design Method of the Induction Heating Coil for Maximum Power Dissipation under Voltage Constraint*
168. <http://www.emoptise.com/docs/semisolid.pdf/>  
Zheng Chang-Quing, Beaulieu Alexandre, Blender Alexandre, Loong Chee-Ang, Galopin Michel – *Optimisation of Semisolid –State Induction Heating of Rheocast Billet*, National Research Council Canada, 2000.

**CONTRIBUTIONS REGARDING THE MODELING AND  
MANAGEMENT OF INDUCTION HEATING  
ELECTROTECHNOLOGY**

**AUTHOR: Dipl. Eng. IAGĂR ANGELA**

**SCIENTIFIC COORDINATOR: Prof. Ph.D. Eng. ȘORA IOAN**

**• CONTENT**

<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>1</b>
<b>1. THE NUMERICAL MODELING OF THE ELECTROMAGNETIC AND THERMAL FIELDS AT INDUCTION HEATING, BY USING THE FINITE DIFFERENCE METHOD.....</b>	<b>6</b>
1.1 General hypothesis for the study of electromagnetic and thermal fields.....	6
1.2 The mathematical model of the electromagnetic field coupled with the thermal field.....	7
1.3 Numerical solution of thermal and electromagnetic fields models from the charge of a crucible induction furnace, by using the Finite Differences Method.....	9
1.3.1 The general structure of an algorithm for solving the coupled problems of electromagnetic and thermal fields..	9
1.3.2 Discretization of the calculation domain.....	11
1.3.3 The form, in finite differences, of the coupled electromagnetic and thermal fields model.....	12
1.3.4 The numerical solution of the electromagnetic field, considering the non-linearity of the charge material.....	14
1.3.5 The numerical solution of the thermal field from the charge .....	15
1.4 The calculation algorithm for the electromagnetic field coupled with the thermal field in the charge of a crucible induction furnace.....	16
1.5 The results of the numerical modeling, by using FDM, of the electromagnetic and thermal fields in the charge of the ICI 100/2,5-PR crucible induction furnace.....	20
1.5.1 The physical model for study.....	20
1.5.2 The results of the numerical modeling of the electromagnetic and thermal fields in the semi-finished steel product heated in the ICI 100/2,5-PR induction furnace.....	23
Conclusions.....	25
<b>2. THE NUMERICAL MODELING OF THE ELECTROMAGNETIC AND THERMAL FIELDS AT INDUCTION HEATING, BY USING THE FINITE ELEMENTS METHOD.....</b>	<b>27</b>
2.1 Differential models of the quasistationary electromagnetic field which corresponds to the inductor-charge system.....	27
2.1.1 General hypothesis for the study of the quasistationary electromagnetic field.....	29
2.1.2 The selection of variables for the quasistationary electromagnetic field.....	29
2.1.3 Drawing-up of the mathematical model for the quasistationary electromagnetic field by means of the magnetic vector potential associated with the electric potential.....	30
2.1.4 Drawing-up of the mathematical model for the quasistationary electromagnetic field by means of the electric vector potential associated with the magnetic potential.....	32
2.2 Variational models of the quasistationary electromagnetic field which corresponds to the inductor-charge system.....	34
2.3 Analytic mathematical models for the thermal field.....	36
2.3.1 Thermal field's differential analytic model .....	36
2.3.2 Thermal field's variational mathematical model .....	37
2.4 The principle of the Finite Elements Method .....	38
2.5 The results of the numerical modeling of the electromagnetic and thermal fields in the charge of the ICI 100/2,5-PR crucible induction furnace, by using the program FLUX 2D.....	44

2.5.1	The case of the furnace with thermal insulating cover (without air layer between the charge and the cover).....	44
2.5.1.1	The physical model for study.....	44
2.5.1.2	The calculation domain and its geometric discretization .....	45
2.5.1.3	The defining of the physical properties of the used materials.....	48
2.5.1.4	The defining of the boundary conditions.....	50
2.5.1.5	The results of the FLUX 2D modeling of the electromagnetic field in the steel charge of the ICI 100/2,5-PR induction furnace.....	51
2.5.1.6	The results of the FLUX 2D modeling of the thermal field in the steel charge of the ICI 100/2,5-PR induction furnace.....	54
2.5.2	The case of the furnace with air layer between the charge and the cover.....	60
2.5.2.1	The physical model for study.....	60
2.5.2.1.1	The modeling of the thermal radiation between the steel semi-finished product and the cover of the furnace.....	61
2.5.2.2	The calculation domain and its geometric discretization .....	63
2.5.2.3	The defining of the physical properties of the used materials.....	64
2.5.2.4	The defining of the boundary conditions.....	65
2.5.2.5	The results of the FLUX 2D modeling of the electromagnetic field in the steel charge of the ICI 100/2,5-PR induction furnace.....	66
2.5.2.6	The results of the FLUX 2D modeling of the thermal field in the steel charge of the ICI 100/2,5-PR induction furnace.....	73
2.5.3	The case of the furnace without cover.....	79
2.5.3.1	The physical model for study.....	79
2.5.3.2	The calculation domain and its geometric discretization .....	79
2.5.3.3	The defining of the physical properties of the used materials.....	81
2.5.3.4	The defining of the boundary conditions.....	82
2.5.3.5	The results of the FLUX 2D modeling of the electromagnetic field in the steel charge of the ICI 100/2,5-PR induction furnace.....	83
2.5.3.6	The results of the FLUX 2D modeling of the thermal field in the steel charge of the ICI 100/2,5-PR induction furnace.....	90
	Conclusions.....	99
<b>3.</b>	<b>EXPERIMENTAL VALIDATION OF THE NUMERICAL FDM AND FEM METHODS FOR THE ELECTROMAGNETIC AND THERMAL FIELDS IN THE STEEL CHARGE OF THE ICI 100/2,5-PR CRUCIBLE INDUCTION FURNACE.....</b>	<b>100</b>
3.1	Working method.....	100
3.2	Experimental results.....	104
	Conclusions.....	111
<b>4.</b>	<b>THE INFLUENCE OF THE CRUCIBLE INDUCTION FURNACES, OF INDUSTRIAL FREQUENCY, UPON THE POWER SUPPLY .....</b>	<b>113</b>
4.1	The electrical installation of the crucible induction furnace supplied at industrial frequency (m = 12,5 t cast iron) located in SIDERMET Călan.....	114
4.2	The measuring, on the low voltage supply line, of the electrical quantities in the electrical installation of the crucible induction furnace.....	116
4.2.1	Working method.....	116
4.2.2	The waveforms of the signals acquired on the low voltage supply line of the induction furnace with industrial frequency.....	118
4.3	The measuring, on the medium voltage supply line, of the electrical quantities in the electrical installation induction of the crucible furnace.....	121
4.3.1	Working method.....	121
4.3.2	The waveforms of the signals acquired on the medium voltage supply line of the induction furnace with industrial frequency.....	121
4.4	Harmonic analysis of the signals acquired in the electrical installation of the crucible induction furnace with industrial frequency located in SIDERMET Călan .....	125
4.4.1	Factors which characterize the nonsinusoidal periodical state.....	125
4.4.2	The power definitions in the case of an unbalanced and nonsinusoidal state.....	128
4.4.2.1	Single-phased powers.....	128
4.4.2.2	Three-phased powers.....	130

4.4.3	Power factor in the case of an unbalanced and nonsinusoidal state.....	131
4.4.4	Harmonic analysis of the signals acquired in the low voltage part of the electrical installation of the crucible induction furnace.....	133
4.4.5	Harmonic analysis of the signals acquired in the medium voltage part of the electrical installation of the crucible induction furnace.....	137
4.5	Designing of electrical filters for the attenuation of the nonsinusoidal state introduced by the operation of the analyzed induction furnace.....	142
4.6	Designing of balancing installation for the distribution system.....	144
	Conclusions.....	150
<b>5.</b>	<b>THE MANAGEMENT OF THE VOLUME INDUCTION HEATING OF THE STEEL SEMI-FINISHED PRODUCTS IN THE CRUCIBLE INDUCTION FURNACES.....</b>	<b>151</b>
5.1	Current stage of the induction heating technique and modernizing perspectives.....	151
5.2	General problems concerning the volume induction heating of the steel semi-finished products regarding the further hot processing.....	152
5.3	The structure of the control system for the volume induction heating process of the steel semi-finished products.....	159
5.4	Simulation by means of the PSCAD-EMTDC soft the functioning process of the proposed management system.....	162
	Conclusions.....	172
<b>6.</b>	<b>PERSONAL CONTRIBUTIONS AND CONCLUSIONS.....</b>	<b>175</b>
	<b>BIBLIOGRAPHY.....</b>	<b>180</b>
	<b>SUMMARY OF THE THESIS .....</b>	<b>190</b>

• **KEYWORDS :**

induction heating, numerical modeling, electromagnetic disturbances, electromagnetic compatibility, numerical control.

The thesis entitled “CONTRIBUTIONS REGARDING THE MODELING AND THE MANAGEMENT OF INDUCTION HEATING ELECTROTECHONOLGY ” contains 189 pages, 168 references and it’s structured in 6 chapters.

Using the Finite Difference Method (FDM) and Finite Elements Method (FEM), the work presents the numerical modeling of the electromagnetic and thermal fields in the steel charge of a crucible induction furnace and proposes a performant system for numerical control of the volume induction heating, this system being based on the Finite Difference Method.

It also analyzes the influence that crucible induction furnaces with industrial frequencies have upon the power supply and propose some functioning optimizations measures in order that the CEM European requirements to be satisfied.

In the 1<sup>st</sup> chapter, by using the FDM, is presented the numerical modeling of the electromagnetic and thermal fields in the steel charge of ICI 100/2,5-PR crucible induction furnace with a capacity of 100 kg steel.

Starting with numerical modeling by FDM, a C++ program has been elaborated which has a user-friendly interface and which determines, by taking into account the variation of the electrical properties with the temperature and the magnetical non-linearity of the processed material, the

---

characteristic quantities of the electromagnetic and thermal fields in the charge of the furnace. This program allows the analysis of the heating process of the material up to the melting point of the processed material.

The simulation process by using the FDM offers important advantages:

- the numerical transposition of the equations that describe the electromagnetic and thermal fields from the steel charge of the induction furnace is easily accomplished;
- simple structure for the simulation program;
- the memory space used for the simulation program is reduced;
- calculation time is relatively small.

Due to the 1D model used in this study, the analysis of the electromagnetic and thermal fields deals only with the case when the variation of the measures by z axis (the height of the semi-finished product) are disregarded (this corresponds to the case when we can neglect the end-effect and the thermal losses are reduced).

On the other hand, because of the relatively small calculation time, this program can be successfully used in the designing activity of the induction heating equipments (first stage of the study) and in controlling the technological processes.

Thus, the program allows the estimation of the inductor parameters (geometric dimensions, current supply, voltage, power) and the heating time. It allows, as well, the analysis of the influence that different factors (frequency, voltage) have upon the heating process, aiming its optimization.

The 2<sup>nd</sup> chapter is reserved to the numerical modeling of the thermal and electromagnetic fields from the steel charge of the ICI 100/2.5-PR crucible induction furnace, modeling done by using the Finite Elements Method.

In the first part of the 2<sup>nd</sup> chapter are reviewed the most important differential models of the quasistationary electromagnetic field and of thermal field that correspond to the inductor-charge system used in the numerical calculus.

Further, the influence that the furnace cover has upon the heating of the charge has been studied by means of the FLUX 2D software. For this reason, there have been analyzed the following situations:

- furnace without air layer under the cover;
- furnace with air layer under the cover,
- furnace without cover,

which have emphasized the fact that in the absence of the cover we can not obtain a uniform heating of the processed material and that the thermal field is far more uniform if the cover is a better insulant.

Simulations by FEM-based FLUX 2D program reflect better the evolution of the induction heating process than the numerical modeling based on FDM, as the FEM-based soft uses a 2D model (allowing, therefore, a more detailed analysis of the phenomenon).

By comparing the results of the numerical simulations made either by using the FDM or FEM (case of the furnace with thermal insulant cover), a good concordance between the diversity of

---

results has been noticed. In the case of the magnetic field intensity, active power density and density of the current induced in the semi-finished product, the relative difference does not exceed 15% and in the case of the temperature there are differences of at most 10%.

Because the numerical modeling based on FDM is valid for a furnace with air layer under the cover (being accomplished with some unimportant thermal losses through the cover and the hearth of the furnace), the experimental testing of the FDM and FEM numerical modeling has been acquired for this case and it is presented in the third chapter of the thesis.

The steel semi-finished product has been heated in a low power crucible induction furnace (type ICI 100/2,5-PR) having 100 kg steel capacity and being supplied by a medium frequency rotative generator ( $f = 2500$  Hz). The inductor of the furnace has been supplied at constant current ( $I = 1810$ A, RMS).

The temperature inside the semi-finished product has been determined with the help of a module ADAM-4018, supplied by the mains with a convertor module ADAM-4520. In order to preserve the properties and the homogeneous qualities of the material, 8 longitudinal holes have been executed inside the OLC 45 steel semi-finished product, holes in which have been placed chromel-alumel thermocouples.

During the experiments it was used a system to measure currents and voltages of high values. This system is composed of an IBM-PC having an ADA-3100 data acquisition board and an adapting block. The experimental data processing was done using MATLAB.

For the time interval  $t = 400 \dots 2660$  s starting from the point when the steel semi-finished product heating began, the differences between the simulated values of temperature and the experimental values did not exceed 11% in the FEM case and 13,7% in the FDM case.

The experimental tests have confirmed that both numerical modelings can be used either for designing some induction heating devices or for computer-assisted controlling of the induction heating process.

In the case when the induction furnace is supplied by a static converter, using these simulation programs, the values of the supply voltage (or the value of the current in the inductor) and the values of its frequency can be established in such a way to ensure with maximum efficiency the requirements imposed by the technological process.

In the 4<sup>th</sup> chapter it is being analyzed the influence that the crucible induction furnaces of industrial frequency has upon the power supply. As a result of the measurements executed in the installation of a crucible induction furnace that has a capacity of 12,5 t cast iron, there have been noticed some disturbances, both in the low voltage part and in the medium voltage part, in the currents absorbed from the mains, these disturbances being of unbalanced and harmonic forms.

During experiments it was used a system for measuring the high values of the currents and voltages, system composed of an IBM-PC having an ADA-3100 data acquisition board and an adapting block.

Due to the harmonic analysis of the signals acquired in the installation of the furnace, some optimizations have been established for the operation process of the furnace such that the CEM

---

European norms are satisfied.

In order to eliminate the nonsinusoidal state introduced by the operation process of the analyzed furnace, there have been designed passive filters (for the 3<sup>rd</sup>, 5<sup>th</sup>, 7<sup>th</sup>, 11<sup>th</sup>, 15<sup>th</sup> harmonics) which are going to be introduced in the primary of the transformer through which the supply from the medium voltage line is made.

An artificial balancing for loading of the three-phased power supply has been set as a goal, as well, by adding, to the connection point of the furnace to the power supply, a new compensational schema which contains only reactive circuit elements.

The efficiency of the proposed balancing installation was tested with PSCAD-EMTDC program. The existence of the compensator in the electric installation of the furnace has determined a decrease in the disymmetry for currents on the fundamental component, from  $k_{nil} = 10,77\%$  to  $k_{nil} = 1,77\%$  (in the case of the sequence of data acquired on the low voltage line at 22:03:48).

The 5<sup>th</sup> chapter proposes, having as a hypothesis the supplying of the furnace through a static converter, a modern method for numerical control of the inductive heating process (volume heating) of the steel ingots, based on the FDM modeling.

To the C++ program (based on FDM) has been attached a special module, configured for the volume inductive heating of the steel semi-finished products. This module allows determining the optimal values of the current supply (from the inductor) and of the frequency, in such a way that under the conditions of a minimal electric energy consumption and minimal heating time, the requirements of the technological process are satisfied. The program provides, as well, for each time moment, the reference values of the temperature at the side surface of the steel semi-finished product (values necessary for managing the heating process).

Both the reference values of the temperature at the side surface of the semi-finished product and the values of the frequency and current supply (from the inductor), for which the prescribed values of the temperature are obtained, are stored-by in the database of the calculation system depending on the type of the processed material and its geometric dimensions.

During the technological process, the calculation block from the management system structure will determine the values necessary for the frequency and for the current supply (in the inductor), or the voltage supply, and will control (by means of an adapting block) the static frequency converter which supplies the furnace in such a way that the temperature measured at the side surface of the semi-finished product will follow the reference curve.

The functionality of the proposed management system has been verified through simulation, using PSCAD-EMTDC program.

This system allows, both the precise adjustment of the temperature and the monitoring of the main energetic indicators of the induction furnace (power factor, efficiency, energy consumption, productivity), the wear of the refractory lining and the displaying of the cooling circuit temperatures, of the failure messages and of the various statistics.

The 6<sup>th</sup> chapter presents the general conclusions of the thesis as well as the personal contributions of the author.



---

The main personal contributions brought within the approached theme are considered to be the following:

1. The synthesis of the bibliographic material existent in the specialized literature and of some information found on the Internet concerning the heating process through electromagnetic induction.
2. Conceiving and development, in C++ programming environment, of a Finite Difference Method (FDM) numerical model which simulates the coupled electromagnetic and thermal fields from the steel charge of a crucible induction furnace.
3. Modeling, using FEM-based professional soft package FLUX 2D (Cedrat), of the electromagnetic and thermal fields from the steel charge of a crucible induction furnace.
4. The experimental validation of the FEM and FDM numerical models for the electromagnetic and thermal fields from the steel charge of a ICI 100/2,5-PR crucible induction furnace.
5. The measuring of the energetic parameters which characterize the electric installation of crucible induction furnace, of high capacity, supplied at a 50 Hz frequency.
6. Designing of passive electric filters for the attenuation of the nonsinusoidal state introduced by the operation of the analyzed furnace (supplied at 50 Hz frequency).
7. Designing the balancing installation for the power distribution network, in the case of the studied furnace (supplied at 50 Hz frequency).
8. Conceiving of a numerically control system of the inductive heating process (in volume) of some steel semi-finished products, aiming their hot processing.
9. Verifying by simulation, by using PSCAD-EMTDC program, the functionality of the proposed management system.

The research results were presented, between 1999-2004, at different scientific communication sessions and in different publication.

---

# CURRICULUM VITAE

- SURNAME and NAME: **IAGĂR ANGELA**
- BIRTHDATE: *27/01/1970*
- PLACE OF BIRTH: *Tinca, Bihor*
- CURRENT ADDRESS: *Str.MUNTENIA D2, App.6, HUNEDOARA*
- TELEPHONE: *0254-740884*
- CIVIL STATE: *Single*
  
- STUDIES:
  - 1984-1988 Mathematics-Physics Highschool, Mathematics-Physics class
  - 1989-1994 The Technical University of Timisoara, Faculty of Electrotechnics, Department of "Utilization of Electrical Energy and Electric Apparatus"
  - 1994-1995 "Politehnica" University of Timisoara, Faculty of Electrotechnics, post graduate studies, Speciality: "Equipment for Electrotechnologies and Electric Apparatus".
  
- DIDACTIC ACTIVITY:
  - 1995-1998 - assistant, "Politehnica" University of Timisoara, Faculty of Engineerig Hunedoara.
  - 1998-2001 - assistant, "Politehnica" University of Timisoara, Faculty of Engineerig Hunedoara.
  - 2001-up to the present - lecturer, "Politehnica" University of Timisoara, Faculty of Engineerig Hunedoara.
  
- SCIENTIFIC ACTIVITY:
  - Didactic publications: 12
    - Laboratory guides : 5
    - Problems collection books: 7
  - Scientific works:
    - Single author: 2
    - Prime author: 15
    - Co-author: 7
  
- MEMBER IN THE FOLLOWING SCIENTIFIC ASSOCIATIONS:
  - The General Association of Engineers from Romania (AGIR)
  - The Multidisciplinary Research Association from Western Romania (ACM-V)
  
- FOREIGN LANGUAGES:
  - English-medium level
  - French- medium level

Timisoara, 22.12.2004

Lecturer Eng. Iagăr Angela