

615.062
114 G

UNIVERSITATEA TEHNICA TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

ing.ALIN MARIUS ARGESSEANU

ECHILIBRAREA ROTOARELOR
MASINILOR ELECTRICE DE
PUTERE MICA SI MEDIE

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

Conducator stiintific:prof.dr.ing. IOAN NOVAC

-1995-

CUPRINS

CAP. I.

VIBRATII SI ZGOMOTE IN FUNCTIONAREA MASINII PE INDUCTIE. . . 5

1.1. Notiuni introductive.	.. 5
1.2. Sursele de vibratii si zgomot la M.E.R. Cupluri parazite si forte radiale la M.I.	.. 14
1.3. Modelul matematic al undei permeantei folosit pentru estimarea fortelor radiale din M.I.	.. 26
1.4. Influenta alimentarii M.I. prin convertoare statice asupra nivelului de vibratii.	.. 36
1.5. Influenta dezechilibrului rotorului asupra generarii fortelor radiale la M.I.	.. 44

CAP. II. MASINA DE ECHILIBRAT DINAMIC. MODEL MATEMATIC,
TENDINTE ACTUALE, CLASIFICARI. . . 56

2.1. Elementele teoriei echilibrarii rotoarelor rigide. Dezechilibrul static. Dezechilibrul dinamic.	.. 56
2.2. Modelul matematic al masinii de echilibrat dinamic. (M.E.D.)	.. 64
2.3. Realizari si tendinte actuale in domeniul M.E.D. Clasificari.	.. 70

CAP. III. MASINA DE ECHILIBRAT DINAMIC CU CALCULATOR
NUMERIC PENTRU CELULE ^{ROTOARE} ACIONATE DE ECHILIBRAT A
ROTOARELOR MASINILOR DE INDUCTIE DE PUTERE
MICA SI MEDIE. . . 86

3.1. Prezentarea structurii M.E.D. cu prelucrare numerica a semnalelor.	.. 88
3.2. Elemente teoretice ale procesului de esantionare utilizat de M.E.D. numerica.	.. 91

3.3. Posibilitati de realizare a echipamentului de conversie analog - numerica.	..96
3.4. Metode de analiza a semnalelor de traductor la M.E.D. folosite pentru echilibrarea rotoarelor M.I. de serie mare.	..115
3.4.1. Metode de analiza clasica (analogica).	..115
3.4.2. Metoda numerica de analiza a semnalelor de traductor propusa pentru M.E.D. cu calculator.	..122
3.4.3. Metode numerice de analiza a semnalelor de traductor afectate de zgomot.	..126
CAP. IV. LIMBAJE SI PROGRAME UTILIZATE LA IMPLEMENTAREA ALGORITMILOR DE ECHILIBRARE LA M.E.D. CU CALCULATOR NUMERIC DEDICATE ROTOARELOR M.I. DE PUTERE MICA SI MEDIE.	..133
4.1. Limbajul FORTH. Programe realizate.	..139
4.1.1. Modulul de realizare al reprezentarilor grafice.	..142
4.1.2. Modulul de realizare al echilibrarii dinamice in doua planuri.	..145
4.2. Programe pentru echilibrare si testarea algoritmului realizate in VIZUAL - BASIC.	..148
CAP. V. ECHIPAMENTE DESTINATE M.E.D. CU ANTRANARE PRIN CUREA, FOLOSITE LA ECHILIBRAREA ROTOARELOR M.I. DE PUTERE MICA SI MEDIE	..206
5.1. Limitele de sensibilitate impuse M.E.D. de utilizarea antrenarii directe a rotorului prin arbore si cuplaje cardanice.	..207
5.2. Echipament numeric pentru generarea functiilor armonice la M.E.D. cu antrenare prin curea.	..220
BIBLIOGRAFIE	..237

CAPITOLUL I

1. VIBRAȚII ȘI ZGOMOTE ÎN FUNCȚIONAREA MASINII DE INDUCȚIE

1.1. NOTIUNI INTRODUCȚIVE

În cadrul termenului general de calitate care se aplică tehnologiilor și echipamentelor moderne, un rol important revine nivelului de zgomot și vibrații pe întregul domeniu al turațiilor și regimurilor de lucru. Funcționarea lină garantează un minim al uzurii mecanice, elimină pierderile energetice suplimentare datorate vibrațiilor, evită îmbătrânirea prematură a materialelor prin fenomenul de oboseală mecanică, reduce nivelul poluării sonore și diminuează efectele negative ale șocurilor și vibrațiilor asupra corpului și psihicului uman. În același timp, acești indici de calitate sunt utilizați ca factori indirecți, tehnici, de limitare a accesului pe pietele de desfacere.

Efectele vibrațiilor, prin analiza nocivității lor, au fost grupate în literatura de specialitate [1],[2],[3] în următoarele categorii:

- efecte asupra funcționării utilajelor tehnice;
- efecte asupra clădirilor;
- efecte asupra corpului și psihicului uman.

Funcționarea utilajelor tehnice este afectată de nivelul de vibrații prin diminuarea performanțelor tehnico-energetice, grăbirea uzurii lagărelor și prezența fenomenului de oboseală mecanică. În plus, utilajele tehnice constituie sursele de vibrații în analiza efectelor acestora asupra clădirilor și oamenilor.

Există mai multe modalități de estimare a vibrațiilor. Tendința cea mai utilizată este evaluarea vibrațiilor pe baza corelării mărimilor cinematice (deplasare, viteză, accelerație)

cu frecvența.

Intensitatea vibrațiilor se măsoară, după Zeller [3] prin:

$$Z = \frac{a_0^2}{f} = 16 \cdot \pi^4 \cdot x_0^2 \cdot f^3 \quad [\text{cm}^2/\text{s}^3] \quad \dots (1.1)$$

unde:

a_0 = amplitudinea accelerației;

x_0 = amplitudinea deplasării;

f = frecvența.

O altă modalitate de evaluare este exprimarea nivelului de intensitate al vibrației în vibar [3] :

$$S = 10 \lg \frac{Z}{Z_0} \quad [\text{vibar}] \quad \dots (1.2)$$

unde Z_0 = intensitatea de referință = $0,1 \text{ cm}^2/\text{s}^3$.

În acest mod (1.2) devine:

$$S = 10 \lg(10 Z) \quad [\text{vibar}] \quad \dots (1.3).$$

Similar relației (1.2), nivelul de intensitate al vibrațiilor se definește și pe baza mărimilor cinematice menționate anterior.

$$S_a = 20 \lg \frac{a}{a_0}$$

$$S_v = 20 \lg \frac{v}{v_0} \quad \dots (1.4)$$

$$S_x = 20 \lg \frac{x}{x_0}$$

Mărimile de referință x_0 , v_0 , a_0 se aleg așa încît la

frecvența unitară $f = 1$ Hz nivelele de intensitate obținute prin (1.4) să corespundă relațiilor (1.2) sau (1.3).

Koch a propus o definiție a gradului de percepere a vibrațiilor de către om, introducând unitatea pal [1], definită în modul următor:

$$P = 10 \lg \frac{Z}{Z_1} \quad [\text{pal}] \quad \dots (1.5)$$

unde: $Z_1 =$ nivel de referință = $0,5 \text{ cm}^2/\text{s}^3$,

deci: $P = 10 \lg 2Z \quad [\text{pal}] \quad \dots (1.6) .$

Conform standardului DIN 4150, nivelul de percepere se poate calcula și în funcție de mărimile cinematice:

$$P = 20 \lg 140 x \cdot f \quad \dots (1.7)$$

$$P = 20 \lg 22,4 v$$

În plus, studiile efectuate de Dieckmann [4] au permis definirea coeficientului K de percepere a vibrațiilor, în modul următor:

$K < 0,1$	treapta A	- imperceptibil
$K = 0,1$	tr. A/B	- pragul percepției
$0,1 < K < 0,25$	tr. B	- abia perceptibil
$0,25 < K < 0,63$	tr. C	- perceptibil
$0,63 < K < 1,4$	tr. D	- bine perceptibil
$1,4 < K < 4$	tr. E	- puternic perceptibil

$4 < K < 10$	tr. F	- foarte puternic perceptibil
$10 < K < 25$	tr. G	"
$25 < K < 63$	tr. H	"
$K > 63$	tr. I	"

In funcție de unitatea de măsură pal, DIN 4150 împarte vibrațiile în următoarele clase:

- abia perceptibile , până la 5 pali
- bine perceptibile , 5 - 10 pali
- puternic perceptibile , 10 - 20 pali
- supărătoare , 20 - 40 pali

Asupra comportării mașinilor și aparatelor din punct de vedere al emisiei de vibrații, recomandările standardului "VDI - Richtlinien 2056" consideră mărimea esențială care caracterizează efectul vibrațiilor drept viteza eficace v_{ef} . Studiul care a stat la baza acestui standard a constatat că o creștere de 1,6 ori a vitezei determină un alt grad de percepere al vibrațiilor. În acest mod se definesc patru grupe de mașini și echipamente [3] :

- grupa K - părțile de acționare ale mașinilor de lucru și forță, mașini electrice până la 15 KW;
- grupa M - mașini mijlocii (mașini electrice 17 - 75 KW fără fundații speciale și până la 300 KW așezate pe fundații);
- grupa G - mașini de lucru și forță pe fundații rigide cu frecvențe ridicate;
- grupa T - mașini de lucru și forță, pe fundații rigide cu frecvențe joase.

Din punct de vedere al limitelor admisibile ale vibrațiilor la mașini și echipamente, s-au stabilit următoarele clase de sensibilitate:

- clasa I (foarte sensibile) - mașini de echilibrat, echipamente de verificare a aparatelor de măsură, microscopie, optometre, calculatoare electronice;
- clasa II (sensibilitate medie) - mașini de șlefuit rul-

menți, roți dintate, mașini de găurit, alezat și frezat, strunguri cu precizii sub 20 μm, mașini automate de mare precizie;

- clasa III (puțin sensibile) - strunguri, mașini de găurit, frezat, mașini de țesut, tricotat, mașini tipografice;
- clasa IV (foarte puțin sensibile) - mașini de rabotat, mașini de cusut, mașini unelte pentru industria lemnului și metale ușoare, prese;
- clasa V (insensibile) - ventilatoare, site și ciururi vibratoare, mori, concasoare.

Clasificarea efectelor vibrațiilor asupra clădirilor se poate realiza după mai multe criterii. Se prezintă varianta în funcție de nivelul intensității vibrațiilor măsurate în vibar [3]

- clasa I (ușoare) - 10...20 vibar - fără pericol pentru clădiri;
- clasa II (medii) - 20...30 vibar - fără pericol pentru clădiri;
- clasa III (puternice) - 30...40 vibar - deteriorări ușoare, fisuri în ziduri;
- clasa IV (dure) - 40...50 vibar - fisuri în zidurile de susținere;
- clasa V (foarte dure) - 50...60 vibar - distrugerea clădirilor.

Pe de altă parte, în funcție de destinația clădirilor, se recomandă valori admisibile ale zgomotului interior, pe baza nivelului ponderat L exprimat în dB.

- | | |
|--|------------------|
| - clădiri de locuit (apartamente) | $L = 35$ dB |
| - cămine, hoteluri, birouri | $L = 35...50$ dB |
| - spitale, policlinici, cabinete | $L = 30...45$ dB |
| - școli, biblioteci, săli de conferințe | $L = 35...40$ dB |
| - clădirile tehnico-administrative ale întreprinderilor de producție | $L = 40...55$ dB |
| - cabine de control situate în halele de producție | $L = 75$ dB |

Acțiunea dăunătoare a vibrațiilor și zgomotului asupra corpului uman nu poate fi încă exact precizată datorită complexității deosebite de modelare a comportamentului fizic, biologic și psihologic. Chiar și în lipsa unor modele corecte, care să reușească interconectarea celor trei comportamente menționate, se observă practic efectul dăunător al vibrațiilor, mai ales când sunt asociate cu prezența unui nivel semnificativ al zgomotului. Acțiunea vibrațiilor asupra organelor corpului uman este diferențiată în funcție de o serie de parametri mecanici ai vibrației. În general, expunerea la vibrații generate de diversele tipuri de mașini și echipamente produce:

- diminuarea activității fizice și intelectuale;
- fenomene psihice negative;
- leziuni asupra unor părți ale organismului.

Datorită acestui comportament al organismului uman, s-au prevăzut o serie de norme în ceea ce privește limitele acceptabile ale expunerii la vibrații globale sau parțiale:

- ISO 2631 R -1975 - vibrații transmise corpului în ansamblu prin intermediul suprafeței de sprijin;
- ISO - TC-108 - 1975 - evaluarea nocivității vibrațiilor transmise prin intermediul mâinilor;
- STAS 1957/2-74 Acustica psiho-fiziologică. Terminologie
- STAS 6451/2-78 Acustica psiho-fiziologică. Calculul tăriei și nivelului de tărie al sunetelor;
- STAS 6901/2-78 Acustica psiho-fiziologică. Curbe normale de egal nivel de tărie acustică
- STAS 11336/1-80 Acustica psiho-fiziologică. Evaluarea încadrării în limita admisă a nivelului de zgomot industrial pentru locuri de muncă cu solicitare redusă a atenției;
- STAS 11336/2-80 Acustica psiho-fiziologică. Evaluarea încadrării în limita admisă a nivelului de zgomot industrial pentru activități cu diferite grade de so-

licitare a atenției.

Se poate observa din această enumerare succintă, creșterea interesului privind efectul vibrațiilor mecanice asupra corpului și psihicului uman, datorită determinărilor deosebit de puternice în productivitatea și calitatea muncii, a predispoziției la accidente de muncă și a stării de sănătate în general.

Deoarece ponderea cea mai mare a elementelor de execuție din cadrul echipamentelor industriale o reprezintă mașinile electrice rotative (MER), în literatura de specialitate apar cu regularitate studii teoretice și rezultate experimentale privind sursele de vibrații și zgomot, pentru diferite regimuri de lucru și moduri de alimentare. În același timp, pe plan național și internațional, o serie de standarde au fost elaborate care reglementează modul de măsurare precum și nivelele admise de zgomot și vibrații în funcționarea MER.

Standardele naționale pentru vibrații și zgomot în MER sunt:

- Anglia: - PEAMA Publ. 225 - Recomandări pentru măsurarea și clasificarea zgomotului în MER;
- BS 4999 Part.51/73 - Nivele de zgomot în MER;
- BS 4999 Part.50/78 - Nivele de vibrații în MER;
- BS 5265 Part. 1/79 - Recomandări pentru calitatea echilibrării rotoarelor rigide;
- BS 5265 Part. 2/81 - Recomandări pentru calitatea echilibrării rotoarelor elastice.
- Australia - AS 1081/75 - Măsurarea zgomotului emis de MER;
- AS 1359 Part.51/78 - Cerințe generale pentru MER.
Limite de zgomot admisibile;
- Belgia: - S.01 - 200 - Teste de măsurare a zgomotului emis de MER;
- Bulgaria: - PDS 6011/66 - Măsurarea zgomotului emis de MER;
- Cehoslovacia - CSN 350000 - Măsurarea zgomotului emis de MER.
- CSN 350019 P III - Teste speciale pentru zgomot la MER;
- CSN 361005 - Măsurarea zgomotului pentru MER în aplicații casnice;
- Germania: - DIN 45635 P.10/74 - Măsurarea zgomotului MER;
- DIN 45665/68 - Vibrații în MER cu gabarite 80-315mm

- Olanda: - NEN 21680/71 - Teste de măsurare a zgomotului în MER;
- India: - IS 6098/71 - Metode de măsurare a zgomotului în MER;
- Japonia: - JEC-37/79 - Măsurarea zgomotului pentru MJ;
- JIS-Q-0911 - Măsurarea vibrațiilor la MER;
- JIS-Q-0912 - Testarea la șoc la MER.
- Polonia: - PN-81 E-04357 - Măsurarea zgomotului în MER;
- PN-72 E-06019 - Limitele zgomotului admise în MER;
- PN-73 E-04255 - Măsurarea vibrațiilor în MER;
- PN-73 E-06020 - Limitele vibrațiilor la MER.
- România: - STAS 7301-74 - Măsurarea zgomotului emis de MER;
- STAS 7536 -66 - Măsurarea vibrațiilor la MER.
- Rusia: - GOST 11929/81 - Măsurarea zgomotului emis de MER
- GOST 16372/77 - Nivele de zgomot admise la MER
- GOST 160688-013/71 - Nivele de vibrații admise la MER.
- Ungaria: - MSZ KGST 828/77 - Metode de măsurare a zgomotului MER;
- MSZ KGST 1348/78 - Limite admise la zgomotul MER.
- U.S.A. - IEEE Std 85/73 - Proceduri pentru măsurarea zgomotului la MER.

În afara acestor standarde naționale, s-au elaborat și recomandări și standarde de unele organizații internaționale cum sunt: "International Organisation for Standardisation" (ISO) și "International Electrotechnical Commission" (IEC).

- I.E.C. - IEC-34-9/72 - Limite de zgomot în MER;
- IEC-34-14/82 - Măsurarea, evaluarea și limitele de vibrații în MER.
- I.S.O. - R - 1680/70 - Test de măsurare a zgomotului în MER;
- ISO/DIS 1680-1/80 - Revizuirea lui R-1680;
- ISO/DIS 1680-2/80 - " - "
- ISO - 2372/74 - Vibrații mecanice pentru MER cu viteze cuprinse între 10 + 200 rot/sec.
Măsurare - evaluare;
- ISO-3740/80 - Prepararea testelor acustice;

- ISO-3742,3743,3744,3745,3746,3747,3748 - Metode acustice de determinare a nivelelor de zgomot emise.

Este interesant de observat că majoritatea acestor standarde și recomandări provin din anii 70-80 și că, pe parcurs, ele au suferit o serie de revizuirii, în conformitate cu cerințele suplimentare impuse MER. Conectarea fenomenelor electromagnetice cu cele mecanice, pentru a reduce nivelul de vibrații și zgomot, reprezintă deci o tendință modernă, iar astăzi nu se mai pot considera performante metodele de proiectare și tehnologiile de uzinare care să nu considere și aceste aspecte..

Din standardele enunțate se prezintă în TAB. 1.1 și TAB. 1.2 câteva aspecte semnificative din BS.4999, care este o referință pentru mai multe standarde naționale.

TAB. 1.1. Limite de vibrații pentru MER cu $H = 80 + 400$ mm

Calitate	viteza rot./mm		Maxim admis mm /sec					
			80 H	132	132 H	225	225 H	400
N (normal)	600	3600	1,8		2,8			4,5
R (reduc)	600	1800	0,71		1,12			1,8
	1800	3600	1,12		1,8			2,8
S (special)	600	1800	0,45		0,71			1,12
	1800	3600	0,71		1,12			1,8

TAB.1.2. Limitele amplitudinilor vibrațiilor în mm pentru MER cu $H > 400$ mm

viteză rot/mm	Măsurat la probe mm	Măsurat la instalație mm	viteză	probe	instalație
3600	0,020	0,025	1100	0,051	0,064
3400	0,021	0,027	1000	0,055	0,069
3200	0,022	0,028	900	0,059	0,074
3000	0,024	0,030	850	0,061	0,076
2800	0,025	0,032	800	0,063	0,078
2600	0,027	0,034	750	0,065	0,081

0	1	2	3	4	5
2400	0,029	0,036	700	0,068	0,085
2200	0,031	0,039	650	0,071	0,089
2000	0,033	0,042	600	0,074	0,092
1800	0,036	0,045	550	0,077	0,096
1700	0,038	0,047	500	0,080	0,100
1600	0,040	0,050	450	0,085	0,105
1500	0,041	0,052	400	0,090	0,115
1400	0,043	0,054	350	0,094	0,120
1300	0,045	0,057	300	0,100	0,125
1200	0,048	0,060	250	0,100	0,125

1.2. SURSELE DE VIBRAȚII ȘI ZGOMOT LA M.E.R. CUPLURI
PARAZITE ȘI FORȚE RADIALE LA MASINA DE INDUCȚIE
(M.I.)

În cazul mașinilor electrice rotative, sursele de zgomot și vibrații, prezentate ca pondere procentuală, sunt următoarele:

- surse electromagnetice 45% (20%)
- surse mecanice 10% (5%)
- surse aerodinamice 45% (75%)

Prima serie de procente reprezintă aportul sursei respective în cazul MER proiectate "clasic", fără măsuri moderne privind reducerea nivelului de vibrații, iar în paranteză sunt notate performanțele obținute prin metode de proiectare care își propun ca factor de calitate al MER și nivelul de vibrații. Conform [7] se observă reducerea semnificativă (cu peste 50%) a aportului surselor electromagnetice și mecanice, realizată prin metode de proiectare și tehnici de uzinare speciale. Un exemplu deosebit îl reprezintă mașina cu reluctanță variabilă (SRM) a cărei impunere pe piață a fost condiționată de reducerea nivelului de vibrații la valorile impuse de standarde celorlalte tipuri de MER.

Deoarece ponderea cea mai mare a elementelor de execuție, atât în mediul industrial cât și în domeniul electrocasnic, o

reprezintă mașinile de inducție (MI), în cele ce urmează vom analiza sursele de vibrații de natură electromagnetică din cadrul acestui tip de MER.

Literatura de specialitate, prin monografiile elaborate asupra mașinilor electrice, [7] [8] [9] [10] [11] [12], tratează problema vibrațiilor, în general, doar la nivelul surselor electromagnetice, respectiv analizând cuplurile parazite și generarea forțelor radiale.

Expresia uzuală pentru cuplul electromagnetic al MI este:

$$M = \frac{p \cdot m}{\omega_1} \frac{\frac{R_2'}{s} \cdot U_1^2}{(R_1 + C_1 \cdot \frac{R_2'}{s})^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2} \quad \dots(1.8)$$

$$\text{în cazul aproximării } C_1 \simeq \underline{C}_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_{1m}} \quad \dots(1.9)$$

Expresia (1.8) este obținută în ipoteza simplificatoare a considerării doar a armonicilor fundamentale de timp și spațiu. Această ipoteză nu ia în considerare faptul că, prin construcția MI, câmpul magnetic conține alături de fundamentală o infinitate de armonici de ordin superior directe și inverse. Ordinul acestor armonici este:

$$v = 2K \cdot m \pm 1 \quad \dots(1.10)$$

iar $K \geq 0$ - valori pozitive pentru armonicile directe și valori negative pentru cele inverse.

În același timp, în înfășurarea rotorică corespunzător t.e.m. induse se stabilesc curenți care produc un câmp de reacție cu un conținut de armonici superioare învîrtitoare. Interacțiunea acestor familii de armonici din câmpurile statoric și rotoric generează apariția cuplurilor și forțelor parazite, variabile sau constante în timp, cu efecte considerabile în func-

ționarea MI.

Aceste cupluri parazite se cataloghează în două tipuri:

- cupluri parazite asincrone;
- cupluri parazite sincrone.

În cazul cuplurilor parazite asincrone, acestea se manifestă ca un cuplu electromagnetic de aceeași alură ca și cel corespunzător fundamentalei și suprapuse acesteia, având alunecările s_{ν} :

$$s_{\nu} = \frac{\frac{n_1}{\nu} - n}{\frac{n_1}{\nu}} = 1 - \nu(1-s) \quad \dots (1.11)$$

Dacă MI posedă înfășurări plasate în creștături deschise, are loc o amplificare a armonicilor de dinți, având ordinul:

$$\nu = k \cdot \frac{N_{C1}}{p} + 1 \quad \dots (1.12)$$

unde N_{C1} = nr. de creștături din stator

$$k = \pm 1, \pm 2, \dots$$

Reducerea efectelor acestor armonici se realizează prin metode consacrate, care aplică conform recomandărilor din [8] [11] [12] :

- realizarea înfășurării statorice întregă, în două straturi;
- utilizarea înfășurărilor cu pas scurtat;
- înclinarea creștăturilor rotorice;
- alegerea corespunzătoare a numărului de creștături rotorice $N_{C2} \leq 1,25 (N_{C1} \pm p)$.

Producerea cuplurilor sincrone se realizează prin interacțiunea a două armonici ν_1, ν_2 din spectrul solenațiilor statorice, rotorice cu specificarea că armonica ν_2 rotorică este generată de o altă armonică a spectrului statoric. Din a-

ceastă cauză rotirea sincronă a celor două armonici se realizează doar la o anumită viteză rotorică, în restul gamei de turații, cuplul parazit avînd o comportare pendulară.

Condiția de sincronism între cele două armonici ν_1, ν_2 este conținută în relația:

$$\frac{n_1}{\nu_1} = \frac{n_2}{\nu_2} [1 - (\nu_2 - \nu)(1 - s)] \quad \dots (1.13)$$

unde: ν = o armonică de spațiu statorică oarecare.

Armonicile de dinți rotorice, de frecvență ν_2 , dacă interacționează cu o armonică de dinți statorică ν_1 , determină cupluri parazite sincrone în condiția $|\nu_2| = |\nu_1|$, unde:

$$\nu_2 = \frac{K_2 N_{C2}}{p} + 1 \quad \dots (1.14)$$

$$\nu_1 = \frac{K_1 N_{C1}}{p} + 1$$

Conform [8] [9] [11] [12], aceste cupluri parazite datorate armonicilor de dinți, pot avea valori deosebit de periculoase, din care cauză se recomandă evitarea obligatorie a următoarelor combinații de numere de creștături :

- $N_{C1} = N_{C2}$
- $N_{C2} = N_{C1} \pm 2p$
- $K_1 N_{C1} = K_2 N_{C2} \quad \dots (1.15)$
- $N_{C2} = 0,5 N_{C1}$
- $N_{C2} = 0,5 N_{C1} \pm p$
- $N_{C2} = N_{C1} \pm p$
- $N_{C2} = 2N_{C1} \pm 2p$

Chiar dacă efectul principal al cuplurilor parazite îl reprezintă deformarea curbei cuplului MI, putând determina "agățarea" rotorului, la pornire, în cazul cuplurilor parazite sincrone, sau pe o plajă largă de turații, la cuplurile parazite asincrone, ca efect secundar, ele pot produce "bătăi" în funcționarea MI, deci reprezintă un factor de interes în analiza vibrațiilor și zgomotului în funcționarea MER.

Este unanim acceptat faptul că sursa principală a vibrațiilor în cazul MER, o reprezintă forțele electromagnetice din stator, respectiv din rotor. Înainte de a prezenta o metodă analitică capabilă să modeleze comportarea MER din punct de vedere al nivelului forțelor radiale, vom urmări o tratare fenomenologică a problemei, ilustrată cu o serie de rezultate obținute experimental, prin măsurarea zgomotului și vibrațiilor emise de mașinile de inducție trifazate.

Distribuția spațială a cîmpului magnetic în întrefierul MI nu este uniformă, armonicile de cîmp fiind produse prin prezența conductoarelor plasate în creștături, prin existența creștăturilor statorice - rotorice, din cauza saturației circuitului magnetic și evident prin existența unor excentricități rotorice.

Chiar în situația considerării unui model mecanic ideal pentru MI, în situația în care armonicile statorice, respectiv rotorice, satisfac relația între frecvențe :

$$f_{si} - f_{rj} = f_1(i-j) = \pm 1 \quad \dots (1.16)$$

se produc pe periferia mașinii zone cu distribuții neuniforme de cîmp, exercitîndu-se astfel forțe radiale de atracție magnetică unilaterală. Aceste forțe manifestîndu-se la nivelul statorului, respectiv al rotorului, reprezintă sursa principală a nivelului de zgomot și vibrații în M.I.. Determinarea lor, alături de depistarea frecvențelor de rezonanță ale structurii mecanice ale M.I., constituie efortul principal într-o acțiune de proiectare performantă din punct de vedere al nivelului de zgomot și vibrații.

Pentru o primă modelare a fenomenului, se consideră două cîmpuri învîrtitoare exprimate prin următoarele ecuații:

$$a(x_1, t) = A \sin\left(\omega t - \frac{f_{si} \cdot \pi}{\varnothing} \cdot x\right) \dots (1.17)$$

$$b(x_1, t) = B \sin\left(\omega t - \frac{f_{rj} \cdot \pi}{\varnothing} \cdot x\right)$$

Prin însumare, se obține:

$$\begin{aligned} a(x_1, t) + b(x_1, t) &= A \sin\left(\omega t - \frac{f_{si} \cdot \pi}{\varnothing} \cdot x\right) + B \sin\left(\omega t - \frac{f_{rj} \cdot \pi}{\varnothing} \cdot x\right) = \\ &= (A+B) \sin\left(\omega t - \frac{f_{si} + f_{rj}}{2} \cdot \frac{\pi}{\varnothing} \cdot x\right) \cdot \cos \frac{f_{si} - f_{rj}}{2} \cdot \frac{\pi}{\varnothing} \cdot x - \\ &- (A-B) \cdot \cos\left(\omega t + \frac{f_{si} + f_{rj}}{2} \cdot \frac{\pi}{\varnothing} \cdot x\right) \cdot \sin \frac{f_{si} - f_{rj}}{2} \cdot \frac{\pi}{\varnothing} \cdot x \end{aligned} \dots (1.18)$$

În cei doi termeni ai relației (1.18) apar funcții armonice de perioadă $\frac{\varnothing}{f_{ri} + f_{rj}}$, de tip fix în spațiu, respectiv învârtitor.

Dacă armonicile f_{ri} , f_{rj} au același sens, $f_{ri} - f_{rj} = 1$, funcția de perioadă mare, respectiv înfășurătoarea, este o undă fixă în spațiu avînd forma din fig.1.1.

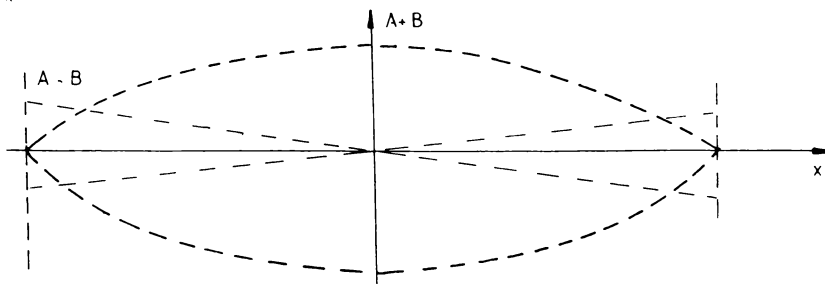


Fig. 1.1. Alura undei fixe din expresia (1.18).

Cei doi termeni din expresia (1.18) au înfășurătoarele de amplitudini $(A+B)$, respectiv $(A-B)$, obținându-se în punctele extreme, valori ale cîmpului proporționale cu aceste expresii; forțele electromagnetice proporționale cu pătratul inducției magnetice, vor solicita rotorul mașinii la încovoiere, cu frecvențe corespunzătoare, generînd astfel vibrațiile și zgomotul. Dacă aceste frecvențe coincid cu frecvențele de rezonanță ale structurii mecanice a MI, nivelul vibrațiilor este considerabil amplificat.

În cazul în care relația între armonicile considerate este:

$$f_{si} \pm f_{rj} = \pm 2; \pm 3; \pm 4 \dots \pm N \quad \dots (1.19)$$

se vor produce, conform aceluiași raționament, forțe care vor solicita la încovoiere, dar într-o distribuție simetrică de-a lungul periferiei, în cele N puncte corespunzătoare. În fig.12. se prezintă dispunerea acestor forțe pentru situația $N = 1, 2, 3$.

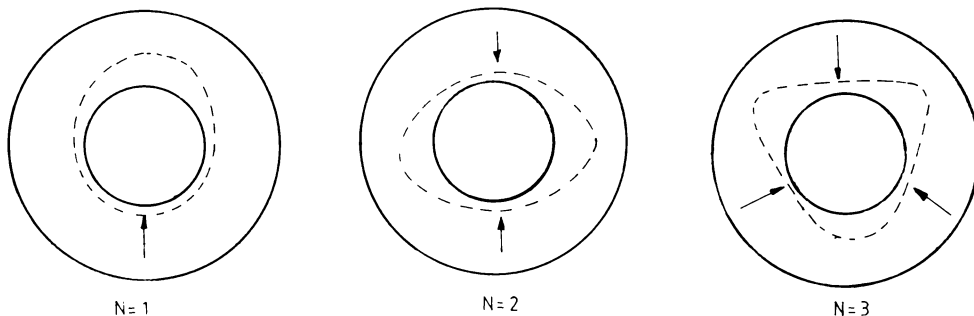


Fig. 1.2. Dispunerea forțelor radiale în cazurile $N = 1; 2; 3$.

Dacă numărul punctelor N crește, nivelul și efectul acestor vibrații scade, situația cea mai periculoasă din punct de vedere al solicitărilor mecanice fiind $N = \pm 1$. Trebuie avut în vedere faptul că efectul acestor forțe este puternic amplificat dacă unele componente mecanice au frecvențele proprii de rezonan-

și identice sau foarte apropiate de frecvențele de excitație provenite de la forțele radiale, devenind periculoase chiar în situația unui $N \neq \pm 1$. Din această cauză se recomandă în literatura de specialitate [8] [10] [12] [13], ca numărul de creștături statoric-rotoric să satisfacă relația:

$$\left[\frac{N_{cs}}{p} \pm 1 \right] \cdot p - \left[\frac{N_{cr}}{p} \pm 1 \right] \cdot p \neq \pm 1 \quad \dots (1.20)$$

deci: $N_{cs} - N_{cr} \neq \pm 1 : \pm 2p$

Dacă în plus, MI este alimentată de la o sursă de tensiuni nesinusoidale, se produc forțe radiale și tangențiale suplimentare, datorate armonicilor de curent obținute prin acest mod de alimentare. Pentru MI trifazată, în cazul unei alimentări nesinusoidale, cele mai importante forțe radiale au frecvențele:

$$f = N_{cr} \frac{f_1(1-s)}{p} \pm \nu \cdot f_1 \quad \dots (1.21)$$

unde: N_{cr} = nr. creștăturilor rotorice

f_1 = frecvența fundamentală a sursei de alimentare

$$\nu = \nu_1 \pm \nu_2$$

ν_1, ν_2 = numere întregi, reprezentând armonici de curent.

Analizând efectul armonicilor de curent în generarea zgomotului și vibrațiilor la MI - trifazată, S.J.Young și P.L.Timar au elaborat în lucrarea [14] o serie de concluzii care se pot sistematiza în tabelele 1.3, 1.4 care stabilesc legătura între forțele radiale aditionale și armonicile de curent.

TAB.1.3. Dependența frecvențelor forțelor suplimentare - armonici curenți considerând doar armonicile impare

Frecvența [rad/s]	Originile forțelor suplimentare			
	Fundamenta- lă	arm. 5	arm 7	arm. 11
$K \cdot N_{cr} \cdot \omega_r \pm 4 \omega_1$	*	*		
$\pm 4 \omega_1$			*	*
$\pm 6 \omega_1$	*	*		
$\pm 6 \omega_1$	*		*	
$\pm 8 \omega_1$		*		*
$\pm 10 \omega_1$	*		*	
$\pm 10 \omega_1$	*			*
$\pm 10 \omega_1$		*		
$\pm 12 \omega_1$		*	*	
$\pm 14 \omega_1$			*	
$\pm 16 \omega_1$		*		*
$\pm 18 \omega_1$			*	*

unde: K = orice număr întreg, inclusiv zero

ω_r - viteza unghiulară rotorice

ω_1 - pulsația fundamentalei

N_{cr} = nr. creștături rotorice.

Fuind în considerare și armonicile pare, se obține dependența exprimată sintetic în tab. 1.4.

În afara influenței armonicilor de curent datorate unei alimentări ale MI - trifazate de la o sursă nesinusoidală, forțele suplimentare rezultă și datorită excentricităților statice

sau dinamice ale rotorului. Rezultatele obținute au fost în cea mai mare parte experimentale. În lucrările [15] [16], Wright, Gould, Pirins, Dye au obținut o serie de relații aproximative, care să realizeze o legătură între forțele măsurate și o serie de parametrii mecanici și electromagnetici ai MI.

TAB. 1.4. Dependența frecvențelor forțelor suplimentare - armonici curenți considerând armonici pare și impare.

Frecvențe (rad./s)	Originile forțelor suplimentare				
	Fundament.	arm. 2	arm. 4	arm. 5	arm. 7
$K \cdot N_{cr} \cdot \omega_r \pm \omega_1$	*	*			
$\pm 3 \omega_1$	*	*			
$\pm 3 \omega_1$	*		*		
$\pm 3 \omega_1$		*		*	
$\pm 3 \omega_1$		*			*
$\pm 4 \omega_1$	*			*	
$\pm 5 \omega_1$	*		*		
$\pm 5 \omega_1$			*		*
$\pm 6 \omega_1$	*			*	
$\pm 6 \omega_1$	*				*
$\pm 6 \omega_1$		*	*		
$\pm 7 \omega_1$		*		*	
$\pm 8 \omega_1$	*				*
$\pm 9 \omega_1$	*				*
$\pm 9 \omega_1$			*	*	

Astfel, din cauza excentricității statice, rezultă două componente ale dezechilibrului magnetic: o componentă statică și o componentă dinamică.

Valoarea componentei statice, pe direcția întrefierului minim, a fost aproximată, conform [15] prin relația (1.22):

$$F = C \cdot \frac{\pi \cdot D_r \cdot l_r}{4 \mu_0} \cdot B_m^2 \cdot E \quad [N] \quad \dots (1.22)$$

- unde: Q - factorul de corecție al numărului de poli
 D_r - diametrul rotorului [m]
 l_r - lungimea rotorului [m]
 B_m - valoarea maximă a inducției magnetice [T]
 ϵ - excentricitatea relativă [%].
 Valorile factorului de corecție Q sunt următoarele:

Nr. poli	2	4	6	8
Q	0,25	0,712	0,86	0,896

Din relația (1.22) se observă proportionalitatea dintre componenta statică și excentricitatea relativă ϵ . În practică s-a constatat că această relație este valabilă pentru valori ale excentricității relative $\epsilon > 10\%$. Deoarece relația s-a stabilit considerând cazul excentricității statice, centrul rotorului este staționar.

Dacă rotorul are doar o excentricitate dinamică ϵ_d , statorul și rotorul fiind considerate concentrice în rest, deci centrul rotorului se deplasează pe o traiectorie circulară, dezechilibrul magnetic creat astfel va fi dependent de viteza de rotație. În lucrarea [16] s-a stabilit o relație aproximativă, în cazul unei MI cu $p = 1$, pentru expresia dezechilibrului magnetic în direcție verticală: (1.23)

$$F_v = \frac{1}{4} \cdot \frac{\pi \cdot D_r l_r}{8 \mu_0} \cdot B_m^2 \cdot \epsilon_d .$$

$$\sqrt{1 + 2C + 2C^2 + 2(1+C) \cdot 0 \cdot \cos 2 \cdot s \cdot \omega_1 \cdot t \cdot \cos [(1-s)\omega_1 \cdot t + \psi]} \dots (1.23)$$

Notațiile rămân valabile conform observației de la (1.22).

Dezechilibrul mecanic al rotorului afectează într-un mod deosebit de puternic răspunsul dinamic al rotorului deoarece determină excentricitățile dinamice ale acestuia. Frecvențele forțelor radiale astfel generate coincid cu frecvența de rotație a M.I.

$$f_F = n_{\text{rot}} \quad \dots (1.24)$$

În lucrarea [17] Völer R. a efectuat măsurători pe o MI cu $p = 2$, $P_N = 3 \text{ KW}$ și a arătat faptul că la frecvența analizată de 25 Hz, vibrațiile suferă o creștere considerabilă, de la 50 $\mu\text{m/s}$ la 900 $\mu\text{m/s}$ în situația în care dezechilibrul mecanic crește de la 1 g.cm la 30 g.cm. Prin aceasta s-a demonstrat rolul fundamental al unei echilibrări dinamice corecte în reducerea forțelor radiale și prin aceasta a asigurării funcționării MI cu un nivel de zgomot și vibrații cât mai mic posibil. Tot în lucrarea [17] se arată că excentricitatea dinamică datorată dezechilibrului mecanic al rotorului mărește forțele radiale adiționale, care acționează și asupra statorului MI, devenind și acesta o sursă de emisie a vibrațiilor.

Răspunsul rotorului în vibrații sub acțiunea acestor forțe poate fi determinat doar dacă se cunosc: vitezele critice ale rotorului, răspunsul forțelor, stabilitatea rotorului. În mod obișnuit, în analiza proiectării MI, forțele electromagnetice nu sunt considerate, fapt ce alterează puternic rezultatele practice, respectiv nivelul de vibrații realizat în funcționare.

De obicei, pentru MER la care rotorul este considerat rigid, prima viteză critică se estimează la valoarea 30 % din viteza normală:

$$\omega_{cr 1} \approx 0,3 \omega_N \quad \dots (1.25)$$

La MER cu rotor flexibil, domeniul vitezelor de lucru se alege situat între prima și a doua viteză critică a rotorului, deci într-un domeniu cu 30% - 40% peste prima viteză critică.

Considerându-se un rotor ideal, viteza critică în situația în care s-a ținut seama și de dezechilibrul static magnetic se poate estima prin relația (1.26) conform [18]:

$$\omega_C = \sqrt{\frac{K_s - K_m}{M}} \quad \dots (1.26)$$

unde: K_s = const. rotorului ideal

K_m = const. dezechilibrului magnetic al rotorului

M = masa rotorului ideal

Prezența dezechilibrului magnetic are tendința de a reduce viteza critică a rotorului. Constanta K_m se poate aproxima prin relația (1.27), conform lucrării [18]:

$$K_m = Q \frac{\pi \cdot D_r \cdot l_r}{4 \mu_0} \cdot E_m^2 \quad \dots (1.27)$$

În același timp s-a constatat practic că dezechilibrul magnetic al rotorului poate produce și fenomenul de auto-excitare a vibrațiilor radiale [19]. La MI cu rotorul în scurt și cu lagăre prevăzute cu rulmenți, aceste vibrații pot atinge valori periculoase, reprezentînd și o sursă importantă a emisiei de zgomot. Vibrațiile obținute pe această cale de auto-excitare sunt de frecvențe mai mici decît frecvența sursei de alimentare și sunt datorate forțelor vibratorii radiale de dezechilibrare rezultate în urma interacțiunii undei fundamentale a cîmpului în întrefierul mașinii (avînd p -perechi poli) cu cele două armonici corespunzătoare la $(p+1)$ perechi poli, respectiv $(p-1)$ perechi poli.

1.3. MODELUL MATEMATIC AL UNDEI PERMEANTEI FOLOSIT PENTRU ESTIMAREA FORTELOR RADIALE DIN MASINILE DE INDUCTIE

Pentru predicția corectă a vibrațiilor și zgomotului radiat de MI se impune determinarea cu acuratețe a frecvențelor rezonante a părților mecanice a MI precum și a spectrului forțelor radiale de excitație. O mai bună înțelegere și modelare a zgomotului produs de forțele radiale contribuie în mod deter-

minant la realizarea unei proiectări sonice performante. Paragraful anterior a tratat doar fenomenologic problema emisiei de zgomot în funcționarea MI și a prezentat o serie de concluzii rezultate în urma cercetării experimentale, care să sintetizeze influența factorilor mecanici sau electrici asupra forțelor radiale. Se impune tratarea analitică a problemei forțelor radiale într-o manieră care să facă posibilă adăugarea rapidă pe modelul matematic elaborat al factorilor menționați: modalitatea de alimentare a MI, respectiv gradul de echilibrare dinamică a rotorului.

După cum s-a menționat anterior, forțele radiale din rotor și stator sunt asociate cîmpurilor magnetice care străbat suprafețele circuitului magnetic al MI. Din această cauză analiza zgomotului și vibrațiilor generate de MI se poate realiza doar prin cunoașterea exactă a cîmpului în întregul masinii. Armonicile cîmpului din întreg sunt produse de mai multe cauze: distribuția neuniformă a curentului de conducție în conductoare plasate în creștături, prezența creștăturilor rotorice, respectiv statorice, saturarea circuitului magnetic al MI și excentricitatea rotorului (datorată deficiențelor de echilibrare mecanică, respectiv de montaj).

Din aceste cauze, distribuția spațială a cîmpului în întreg nu este uniformă de-a lungul circumferinței, iar reprezentarea acestuia se poate realiza ca o sumă de armonici de cîmpuri de rotație.

Există trei metode de bază în analiza cîmpului și a forțelor radiale rezultate:

- analiza numerică a cîmpului (bazată pe metodele diferențelor finite sau a elementului finit);
- metoda transformărilor conforme;
- metoda cîmpurilor învîrtitoare (metoda undei permeantei)

Deși tehnica transformărilor conforme este utilizată în mod particular în problemele de analiză a cîmpului în creștături, ea nu s-a putut impune în acest caz deoarece ar presupune un calcul excesiv, iar rezultatele obținute după o parcurgere de algoritm a_r corespunde doar pentru un nivel asumat inițial al sarcinii (circuitului). De asemenea, efectele saturației circuitului magnetic nu se pot încorpora ușor în această metodă, iar problema excentricităților trebuie tratată separat, prin alt

model matematic.

Abordarea prin metoda undei-permeanței este utilizată din ce în ce mai mult de către investigatorii fenomenului, fapt ce rezultă din urmărirea articolelor de specialitate apărute în ultimii ani. Principalele avantaje ale metodei rezidă într-un model matematic relativ simplu și apropiat de natura fizică a procesului modelat și din ușurința prin care se pot insera în rezultatele preliminare efectele datorate excentricităților și saturației [20] [21] [22] [23] .

În analiza prezentată în continuare, se va elabora modelul matematic al metodei undei-permeanței pentru determinarea câmpurilor în întrefierul MI cu rotorul în colivie. Nu se vor considera fenomenele datorate excentricităților rotorice, statice sau dinamice. Este de fapt o caracteristică generală a literaturii parcurse, de a analiza fenomenele din MER ori din punct de vedere electromagnetic ori din punct de vedere al comportării mecanice. După ce se va construi modelul matematic pentru analiza forțelor radiale, într-un paragraf special se va prezenta o variantă personală, originală de corectare a fenomenelor mecanice datorate dezechilibrelor statice, dinamice și mixte la metoda undei-permeanței, oferindu-se astfel o posibilitate de analiză a acțiunii proprietăților mecanice la generarea emisiei de vibrații și zgomot prin fenomenul electromagnetic al forțelor radiale.

Prin metoda undei-permeanței, efectele multiplexelor interacțiuni dintre armături precum și ale saturației vor fi încorporate în modelul matematic în ordinea logică, fenomenologică, a investigației impactului lor asupra forțelor radiale, modelate și ele sub ecuația unei unde.

Premisele metodei permeanței sunt în ideea tratării tensiunii magnetomotoare din întrefierul MI, a permeanței și a inducției magnetice din întrefier ca având distribuții circumferențiale, de-a lungul întrefierului, deci modelate sub expresiile matematice ale unor unde.

Undele t.m.m. sunt determinate ca efect cumulativ al t.m.m. din stator și rotor luând în considerare interacțiunea mutuală dintre ele. Undele permeanței sunt formulate încorporând efectele prezenței creștăturilor și ale saturației magnetice, deoarece la nivelul ecuațiilor t.m.m. nu se consideră circuitul magnetic

saturat, iar suprafețele statorice-rotorice sunt approximate la acest nivel ca fiind netede. Inducția magnetică în întrefierul MI se obține astfel simplu, prin multiplicarea expresiilor t.m.m și permeanței magnetice. Forțele radiale (numite uneori în literatură forțe Maxwell) raportate pe unitatea de suprafață, care acționează asupra suprafețelor statorice-rotorice sunt proporționale cu pătratul inducției magnetice. În acest mod, prin cunoașterea inducției magnetice în întrefierul MI se determină forțele radiale care acționează asupra rotorului și statorului. Pentru simplificare, s-a presupus că MI este alimentată printr-un sistem m-fază simetric, iar efectele asimetriei rotorice nu s-au considerat.

În prima etapă de determinare a undei t.m.m. se pleacă de la ipoteza că tot curentul din conductoare este localizat pe suprafețele netede ale statorului și rotorului. Datorită prezenței creșturilor se utilizează pentru mărirea întrefierului o mărime corectată. Dacă MI nu este încărcată, curenții din rotor sunt neglijabili și doar t.m.m. din stator acționează prin întrefier. Prin încărcare, curenții din rotor tind să demagnetizeze mașina, iar ca rezultat pentru menținerea valorii fluxului mutual prin întrefier, statorul va absorbi un curent suplimentar.

Construcția rotorului MI permite ca mai multe armonici ale câmpului din întrefier să stabilească curenți în înfășurările rotorice corespunzătoare t.e.m. induse. Excepție fac doar armonicile care au pasul polar egal cu jumătate din pasul creșturilor rotorice sau submultiplicii ai acestuia. Armonicile de câmp produse de stator induc t.e.m. în înfășurările rotorice care determină curenți rotorici cu diferite alunecări. Amplitudinile acestor curenți depind de configurația înfășurării rotorice.

Curentul nesinusoidal din înfășurările rotorice determină armonici suplimentare în câmpul din întrefier. Mai mult, armonicile de câmp generate de rotor, induc t.e.m. în înfășurările statorice care stabilesc curenți statorici la frecvențe impuse de numărul de bare ale coliviei rotorice și de viteza rotorului. Acest proces de interacțiune mutuală a fost numit reacția multiplă a armăturilor. În practică se consideră că reacția terțială (respectiv quaternală) este suficientă în analiza celor mai multe tipuri de MI .

T.m.m. din stator și rotor sunt determinate de păturile de curent statoric, rotoric, iar mărimea netă a t.m.m. din înțrefierul MI rezultă ca efect cumulativ al celor două t.m.m..

Considerând MI m-fazată, tensiunea pe fază K a înfășurării statorice este:

$$V_{1,K} = V_1 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \left[\omega t - (K-1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad \dots (1.28)$$

Curentul prin fază K a înfășurării statorice se poate astfel scrie:

$$I_{1,K} = I_1 \sqrt{2} \cdot \cos \left[\omega t - (K-1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad \dots (1.29)$$

(f) (f)

Statorul produce armonici de câmp de ordinul ν , avînd expresia:

$$B_{1,\nu} = g \cdot m \cdot z \cdot p \frac{\mu_0 \cdot N}{\pi (\nu \cdot p) \cdot \delta'} \cdot K_{\nu,w} \cdot I_1 \sqrt{2} \cdot \cos[\omega t - \nu p \theta] \quad \dots (1.30)$$

(θ, t) (f)

unde s-a notat :

$$\nu = 1 + 2mg_1 \quad \dots (1.31)$$

$$g_1 = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots$$

K_w = factorul de înfășurare statorică pentru armonica de ordin

g = numărul de creștături pe poli și fază

m = nr. de faze statorice

p = nr. de perechi de poli (corespunzătorii fundamentalei)

N = nr. de conductoare din înfășurarea unei faze statorice

- δ' = mărimea întrefierului corectat m
 ω = viteza unghiulară rad/sec
 θ = coordonată unghiulară
 l = indice referitor la stator
 f = frecvența fundamentalei
 (f) = mărime calculată la frecvența fundamentalei
 s = alunecarea (în raport cu fundamentala)

Armonica de ordin ν a cîmpului din întrefier, produsă de curenții statorici, induce t.e.m. în colivia rotorică determinînd curenți avînd alunecările s_{ν} :

$$s_{\nu} \cdot f = [1 - \nu(1-s)] \cdot f \quad \dots (1.32)$$

Curenții din colivia rotorică, avînd frecvențele $(f \cdot s_{\nu})$, produc armonici de cîmp în întrefier care pentru ordinul μ se scrie:

$$\begin{aligned}
 B_{2\mu, \nu}(\theta, t) = & \frac{\mu_0}{\delta'} \cdot \frac{Z}{\pi(\mu \cdot p)} \cdot \sin\left(\mu \cdot p \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \bar{i}_R \cdot \sqrt{2} \cdot \\
 & \cos\left[s_{\nu} \cdot \omega t - \mu p(\theta - \frac{\omega}{p}(1-s) \cdot t)\right] \quad \dots (1.33)
 \end{aligned}$$

unde s-au notat:

$$\begin{aligned}
 \mu &= \nu + g_2 \frac{Z}{p} \quad \dots (1.34) \\
 g_2 &= 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots \\
 2 &= \text{indice referitor la rotor} \\
 Z &= \text{numărul de bare rotorice} \\
 (s_{\nu} \cdot f) &= \text{mărimea reaspectivă a fost exprimată pentru} \\
 &\quad \text{frecvența } (s_{\nu} \cdot f).
 \end{aligned}$$

Aceste armonici de cîmp produse de rotor induc t.e.m.

in înfășurările statorice, respectiv determină curenți cu frecvențe ($s_{g2} \cdot f$) egale cu:

$$s_{g2} \cdot f = \left[1 + g_2 \frac{Z}{p} (1-s) \right] \cdot f \quad \dots (1.35)$$

Curenții de frecvență ($s_{g2} \cdot f$) induși în înfășurările statorice produc armonici de câmp în întrefierul MI, de ordinul E . Dacă toate fazele statorice sunt conectate în serie, expresia armonicilor de câmp de ordinul E din întrefier vor avea expresia:

$$B_{1E}(\rho, t) = \frac{g}{m} \cdot 2p \frac{\mu_0 \cdot N}{\pi (E \cdot p) \cdot \delta} \cdot K_{Ew} \cdot \frac{I_1 \sqrt{2}}{(s_{g2} f)} \cdot \cos(s_{g2} \cdot \omega \cdot t - E\theta) \quad \dots (1.36)$$

unde s-au notat:

$$E = 2m \cdot g_3 + 1 + g_2 \frac{Z}{p} \quad \dots (1.37)$$

$$g_3 = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots$$

K_{Ew} = factorul de înfășurare statorică pentru armonici de ordin

Dacă numărul de bare rotorice Z nu este divizibil prin m , o parte a armonicilor de câmp de ordin p produse de rotor nu vor induce tensiuni în înfășurările statorice. Asumând faptul că nulul înfășurării statorice nu este conectat la nulul rețelei, aceste câmpuri rotorice vor fi neamortizate.

Ecuatia tensiunilor pentru faza K statorică și pentru a n - a rețea rotorice este formulată în acord cu frecvențele tensiunilor și curenților induși în ele. Inductanțele proprii și mutuale ale înfășurărilor fazelor statorice sau ale rețelei rotorice sunt aflate prin determinare de ordin particular. Pentru a obține rezultate cu o acuratețe rezonabilă numărul de ecuații necesare vor fi de $12 + 20$.

Ecuatia tensiunii pentru faza K din infășurarea statorică la frecvența sursei de alimentare este:

$$v_{1,K} = \left\{ \left[R_{1,f} + j\omega \left(\sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} L_{1,\nu} + L_{s1,f} + L_{N1,f} \right) \right] I_1 \sqrt{2} + j\omega \sum_{\mu=-\infty}^{+\infty} M_{2,1\mu} I_R \sqrt{2} \right\} \Big|_{(s_\nu \cdot f)}^{\mu=\nu} \Big|_{g_2=\text{const}} \cdot \cos \left[\omega t - (K-1) \frac{2\pi}{m} \right] \dots (1.38)$$

În expresia (1.38) s-au notat:

L - inductivități proprii [H]

M - inductivități mutuale [H]

$R_{1,f}$ - rezistența fazei statorice pentru frecvența f

S_1 - indice desemnând dispersia creșterilor

N_1 - indice desemnând dispersia capetelor de bobină.

În mod similar, ecuația tensiunii pentru faza K a infășurării statorice, pentru armonică având frecvența $(s_{g_2} \cdot f)$ este:

$$U = \left\{ \left[R_{1,s_{g_2} \cdot f} + js_{g_2} \cdot \omega \left(\sum_{\xi=-\infty}^{+\infty} L_{1,\xi} + L_{S1,s_{g_2} \cdot f} + L_{N1,s_{g_2} \cdot f} \right) \right] \cdot I_1 \cdot \sqrt{2} + js_{g_2} \cdot \omega \sum_{\mu=-\infty}^{+\infty} M_{2,1\mu} \cdot I_R \cdot \sqrt{2} \right\} \Big|_{(s_{g_2} \cdot f)}^{\mu=\nu} \Big|_{g_2=\text{const}} \cdot \cos \left[\omega t - (K-1) \frac{2\pi}{m} \right] \dots (1.39)$$

Pentru a n-a rețea rotorică, ecuația tensiunii pentru armonică având frecvența $(s_\nu \cdot f)$ este:

$$\begin{aligned}
 0 = & \left\{ \left[R_{n,s_D} \cdot f - j \cdot s_D \cdot \omega \left(\sum_{p=-\infty}^{+\infty} L_{n,p} + L_{S2,s_D} \cdot f + L_{N2,s_D} \cdot f \right) \cdot \right. \right. \\
 & \cdot I_R \cdot \sqrt{2} + j \cdot s_D \cdot \omega \sum_{\xi=-\infty}^{+\infty} M_{1,2\xi} \cdot I_1 \sqrt{2} \left. \right\} \cos [s_D \omega t - (n-1) \nu] \cdot \\
 & \left. \left. \begin{array}{l} (s_D \cdot f) \\ \varepsilon_3, \varepsilon_1 = \text{const} \end{array} \right] \right. \\
 & \cdot \left. \left. \left. \left. \left. \left. \frac{\pi}{2} \right] \right. \right. \right. \right. \dots (1.40)
 \end{aligned}$$

Rezolvarea ecuațiilor (1.38), (1.39), (1.40) permite obținerea curenților în înfășurările statorice, respectiv rotorice.

În ecuațiile (1.30), (1.33), (1.36), termenul $\frac{\mu_0}{\delta'}$ reprezintă permeanța unui întrefier neted, așa cum a fost aproximat în ipoteza inițială. Prin omțterea termenului $\frac{\mu_0}{\delta'}$, ecuațiile (1.20), (1.33), (1.36) vor exprima t.m.m. nete acționând în întrefierul M.I..

Prezența creștăturilor micșorează permeanța magnetică a întrefierului cu un grad, depinzând de mărimea deschiderii creștăturii și de mărimea întrefierului. Micșorarea cîmpului datorită acestei asimetrii magnetice este calculată pe baza comportării fizice a M.I.. Permeanța întrefierului se poate aproxima suficient de precis sub formă matematică a unei permeanțe.

Saturatia circuitului magnetic determină reduceri suplimentare ale cîmpului în regiunea mediană a polilor. Efectul saturatiei se modelează ca o variație în permeanța întrefierului cu 2 perechi de poli a cîmpului fundamental.

Permeanța întrefierului rezultată în urma considerării efectelor creștăturilor și saturatiei este dată sub forma generală:

$$\begin{aligned}
 \lambda(\theta, t) = & \lambda_n \left\{ 1 + \sum_{\beta=1}^{\infty} \lambda_{S\beta} (\beta \cdot s \theta) \right\} \cdot \\
 & \cdot \left\{ 1 + \sum_{\gamma=1}^{\infty} \lambda_{R\gamma} \cdot \cos \left[\gamma \cdot Z \cdot \theta - \frac{\gamma \cdot Z}{s} (1-s) \omega t \right] \right\} \cdot \\
 & \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_{sat, n} \cdot \cos [z \cdot \xi (p \cdot \theta - \omega t)] \right\} \dots (1.41)
 \end{aligned}$$

unde:

- λ = permeanță magnetică
- S - nr. de creștături statorice
- Z - nr. barelor rotorice
- sat - indice care indică saturația
- ϑ, γ, ξ - indici.

Inducția magnetică în întrefier se obține ca produsul dintre unda t.m.m. și unda permeanței. Deoarece înfășurările statorice, rotorice sunt plasate în creștături, unele armonici introduse de expresia t.m.m. vor fi nedistincte de cele determinate de variația permeanței datorată creștăturilor. Spectrul armonic al inducției magnetice din întrefierul MI obținut pe această cale analitică se confirmă prin măsurători directe.

Formula generală a inducției magnetice este:

$$B(\theta, t) = \sum_{\sigma=-\infty}^{+\infty} B_{\sigma} \cdot \cos(\rho_{\sigma} \cdot \theta - \omega_{\sigma} \cdot t + \epsilon_{\sigma}) \quad \dots (1.42)$$

unde: σ = indice

Forțele radiale pe unitatea de suprafață care acționează asupra suprafețelor statorice, rotorice care delimitează întrefierul MI sunt proporționale cu pătratul inducției magnetice din întrefier, într-un punct determinat. Conform ecuației (1.42) se obține:

$$F(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} B^2(\theta, t) \quad \dots (1.43)$$

Forțele radiale care acționează asupra structurilor statorice-rotorice sunt astfel proporționale cu pătratul inducției. Inducția magnetică din întrefier are un spectru compus din componente care rotesc cu viteze diferite și în sensuri diferite. Din această cauză și forțele radiale vor varia periodic. Pentru o frecvență dată, aceste forțe produc deformări sinusoidale în rotor și stator.

Este astfel intuitiv să se exprime forțele radiale sub forma unor unde care sunt prezente de-a lungul întrefierului MI.

Prin dezvoltarea ecuației (1.43) se obține o varietate de unde - forțe radiare. Efectul acestor unde depinde de magnitudine, frecvență și modul de vibrație asociate. Situația cea mai defavorabilă se întâlnește când frecvența forței radiale coincide cu frecvența de rezonanță a unor componente mecanice ale MI, când și în prezența unor amplitudini reduse ale forței radiale răspunsul în vibrații al MI poate să crească foarte mult. În situații diferite de cele de rezonanță, răspunsul în vibrații este proporțional cu amplitudinea undei - forță radială de excitație.

Modelul matematic prezentat în acest capitol permite estimarea suficient de precisă a forțelor radiale din cadrul MI. Trebuie subliniat că este cel mai răspândit model de estimare teoretică al performanțelor sonice ale MI, dar că el nu ține seamă de un factor extrem de important, adică de excentricitatea rotorului rezultată în urma gradului de echilibrare mecanică. Așa cum s-a arătat în capitolul anterior, nivelul de zgomot și vibrații al unei MER crește spectaculos în urma măririi dezechilibrului mecanic, chiar dacă se iau protecții de proiectare pe linia reducerii surselor electromagnetice, respectiv a forțelor radiale.

1.4. INFLUENȚA ALIMENTĂRII MASINII DE INDUCȚIE PRIN CONVERTOARE STATICE ASUPRA NIVELULUI DE VIBRAȚII

Foarte multe procese industriale și chiar bunuri electrocasnice reclamă acționări electrice cu viteză variabilă. În trecut, cele mai multe structuri utilizau mașini de curent continuu sau mașini de inducție cu rotor bobinat. Deoarece costurile de producție și întreținere ale acestor tipuri de mașini, precum și costurile de funcționare sunt mari, în prezent, MI cu rotor în colovie s-a impus ca element de execuție, în cele mai multe acționări de putere mică și medie, cu viteză variabilă, în ciuda faptului că o astfel de soluție necesită existența unui bloc de electronică de putere pentru alimentare și a unui sis-

tem de comandă. Acest proces de impunere a MI cu rotor în colivie a fost facilitat și de performanțele tehnice și de cost ale componentelor semiconductoare de putere, respectiv ale sistemelor de comandă (automate programabile, microcontrolere, PC - uri industriale - IPC).

Indiferent de tipul invertorului utilizat la alimentarea MI (invertoare de curent, invertoare de tensiune), în funcționarea mașinii electrice apar armonici suplimentare de curent față de situația alimentării de la surse de tensiune sinusoidale, fapt care determină următoarele efecte nedorite:

- se reduce randamentul acționării, prin sporirea pierderilor în circuitul magnetic și în înfășurările MI;

- crește temperatura de funcționare, prin mărirea pierderilor și astfel se reduce speranța de viață a MI prin accelerarea deteriorării proprietăților materialelor izolante folosite la construcția mașinii;

- afectează valorile cuplului obținut;

- se mărește, la valori inacceptabile, nivelul vibrațiilor și al zgomotului emis.

Este cunoscută o practică de eludare a acestui ultim aspect, prin faptul că firmele producătoare oferă ca date de catalog doar nivelul de vibrații al MI alimentat în condiții clasice, de la surse sinusoidale.

Deoarece nivelul de zgomot este impus prin standarde în ultimii ani, o serie de cercetători și-au propus analiza și conceperea unor metode de reducere a zgomotului la acționările de viteze variabile, cu MI și alimentate de la convertoare statice [24] [25] [26] [27].

Din literatura de specialitate analizată se extrag trei tendințe privind preocupările de performanță sonică a acționărilor electrice de viteză variabilă cu MI :

- analiza teoretică și experimentală a nivelului de zgomot și vibrații la MI cu rotorul în colivie la diferite moduri de alimentare (sinusoidală, invertoare de curent, invertoare de tensiune);

- utilizarea unor invertoare echipate cu ventile semiconductoare de putere capabile să comute la frecvențe înalte (în speță MOSFET-uri de putere) care să accepte o comandă în

spectrul ultrasonic, rezultând astfel implicit și un spectru de vibrații în domeniul ultrasonic, nesensizat de operatorul uman.

- minimizarea emisiei de zgomot prin comanda adecvată a invertorului așa încât să fie eliminate acele armonici din spectrul Fourier al tensiunii de alimentare care produc vibrațiile față de care operatorul uman prezintă sensibilitate maximă.

Analiza teoretică a nivelului de zgomot se realizează prin modelul matematic bazat pe teoria cîmpurilor învîrtitoare (metoda undei permeantei) care a fost prezentat anterior în paragraful 1.3. Singura diferență constă în faptul că la alimentarea MI prin invertoare statice, analiza începe prin determinarea coeficienților seriilor Fourier în care se descompun funcțiile nesinusoidale care reprezintă variația tensiunii sau a curentului de alimentare a MI.

În acest mod, tensiunea, respectiv curentul, vor avea expresii de următoarea formă:

$$v(t) = \sum_K V_K \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_K \cdot t + \varphi_{vK}) \quad \dots (1.44)$$

$$i(t) = \sum_K I_K \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_K \cdot t + \varphi_{iK})$$

unde: K - coeficient

$\varphi_{vK}, \varphi_{iK}$ - defazaajele diferitelor armonici, ale tensiunii, respectiv curentului.

Relatiile (1.44), particularizate pentru situația concretă de alimentare, introduse în sistemul de ecuații (1.28), (1.29) ... (1.43), transformă modelul matematic determinat anterior în condiții de alimentare a MI de la surse simetrice sinusoidale, într-un model matematic de determinare a forțelor radiale care acționează asupra MI cu rotor bobinat în situația alimentării prin invertoare statice.

Pentru determinarea experimentală a spectrului zgomotului emis de o MI plasată într-o acționare electrică de viteză variabilă alimentată prin invertoare se utilizează echipamentul prezentat în fig. 1.3., unde s-au notat:

- T_v, T_i, T_z - traductori de tensiune, curent, zgomot;
- ISI, ISU - invertoare statice de curent, de tensiune;
- ATFF - analizor al transformantei rapide Fourier
- MI - mașina de inducție măsurată
- INT.FIL - interfață, filtrare a semnalelor primare.

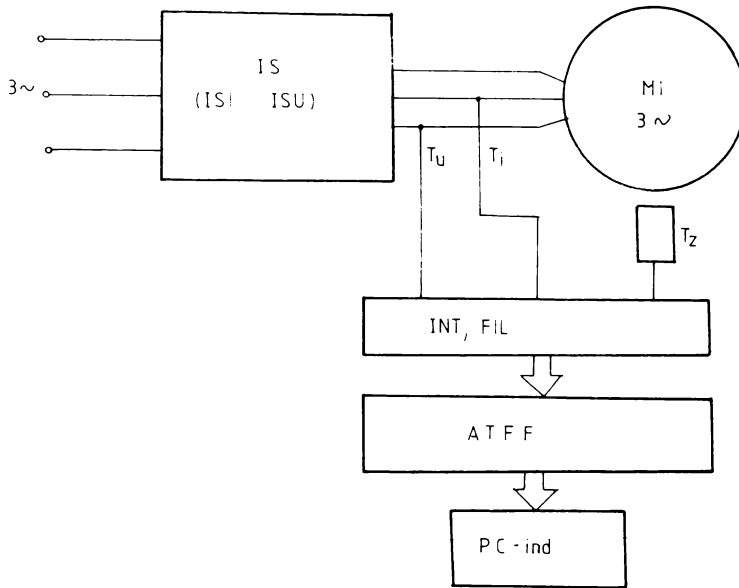


Fig.1.3. Echipament de măsurare a emisiilor de zgomot la MI.

În [24] se arată că spectrul zgomotului determinat pe cale teoretică este suficient de precis prin comparare cu rezultatele experimentale obținute cu un echipament de tipul celui prezentat în fig. 1.3.

Analizând nivelele de zgomot obținute în trei situații de alimentare diferite ale MI, respectiv: sursă sinusoidală de

tensiune, inverter de curent, inverter de tensiune cu modulare în lăţime de puls (PWM) rezultă următoarele concluzii privind comportarea sonică a MI cu rotor în colivie, de putere mică şi medie:

- ambele tipuri de invertoare introduc noi componente în spectrul zgomotului emis de MI;

- alimentarea prin inverter de tensiune determină o funcţionare mai zgomotoasă a MI, în comparaţie cu situaţia alimentării prin inverter de curent.

Cu toate acestea, cele mai multe acţionări de viteză variabilă a MI folosesc invertoare de tensiune PWM, deoarece acestea sunt cele mai eficiente şi economice structuri de convertoare statice de putere. Din această cauză s-au prevăzut o serie de îmbunătăţiri ale structurii şi comenzii acestora, prin care se reuşeşte atingerea unui plafon acceptabil privind emisia de zgomot.

O tendinţă actuală este descrisă în [26], respectiv realizarea unor invertoare ultrasonice. Acestea utilizează module semiconductoare de putere capabile să comute la frecvenţe înalte, aşa încât spectrul armonicilor obţinute în domeniul ultrasonic, insesizabil pentru operatorul uman. Problemele pe care le ridică această soluţie sunt continute în preţul ridicat al acestui tip de echipament (de obicei MOSFET-uri de putere) precum şi în opoziţia manifestată de organizaţiile ecologiste faţă de utilizarea unor aparate care să emită în domeniul ultrasonic (precum în cazul interzicerii telecomenzilor pe bază de ultrasunete).

Până când preţul acestor ventile va deveni acceptabil la aplicaţii industriale uzuale, soluţia ultrasonică este recomandată doar în aplicaţii speciale, unde se impun performanţe sonice deosebite, indiferent de costul echipamentului.

Cea mai interesantă soluţie, la nivelul actual al performanţelor tehnico-economice ale elementelor semiconductoare de putere dedicate aplicaţiilor industriale uzuale, este minimizarea emisiei de zgomot prin comanda adecvată a invertoarelor PWM [25], [27]. Ideea de bază constă în aplicarea tehnicilor de eliminare a armonicilor dintr-un spectru realizat printr-un inverter static. În plus, la aceste tehnici cunoscute de relativ mai multă vreme, s-a adăugat combinarea cu studiile privind percepţia fiziologică a zgomotului, pentru a putea fi selectate în vederea eliminării a acelor armonici faţă de care organismul uman se mani-

festă mai sensibil [27] . In acest scop s-au utilizat curbele de răspuns auditiv uman (HARC).

Schema acționării este prezentată în fig.1.4.

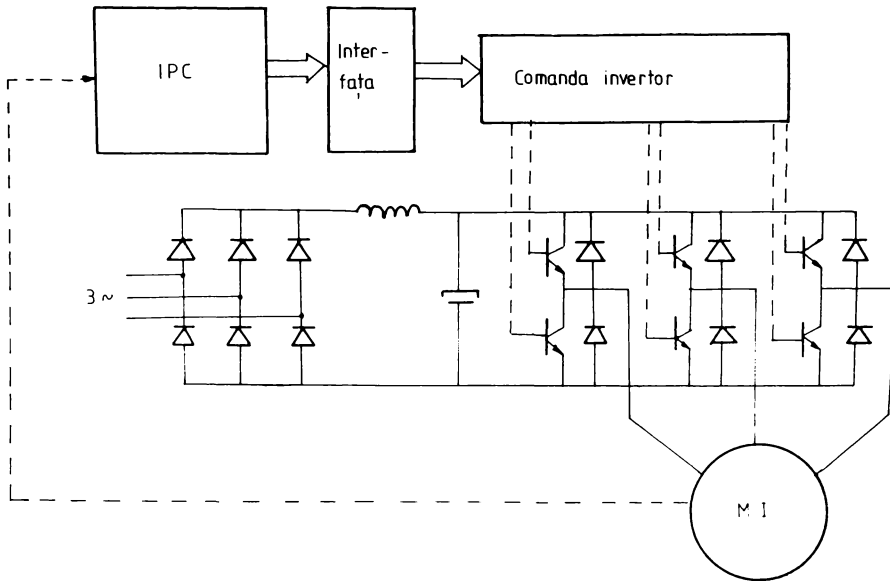


Fig. 1.4. Schema acționării cu minimizarea emisiilor de zgomot.

La ieșirea inverterului se obține o tensiune de formă prezentată în fig.1.5., unde componentele sunt doar cele care conțin coeficienții impari ai funcției sinus, de forma expresiei (1.45).

$$a_n = \frac{4}{\pi \cdot n} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cdot \cos(n \cdot \alpha_k) \right] \quad \dots (1.45)$$

unde s-au notat:

$k = 1, 2, 3, \dots, M$ = numărul de ventile pe un sfert de perioadă;

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ = unghiurile de aprindere (conform fig.1.4)

a_1 = coeficientul fundamentalei;

$a_3; a_5; a_7 \dots$ = coeficientul armonicilor impare.

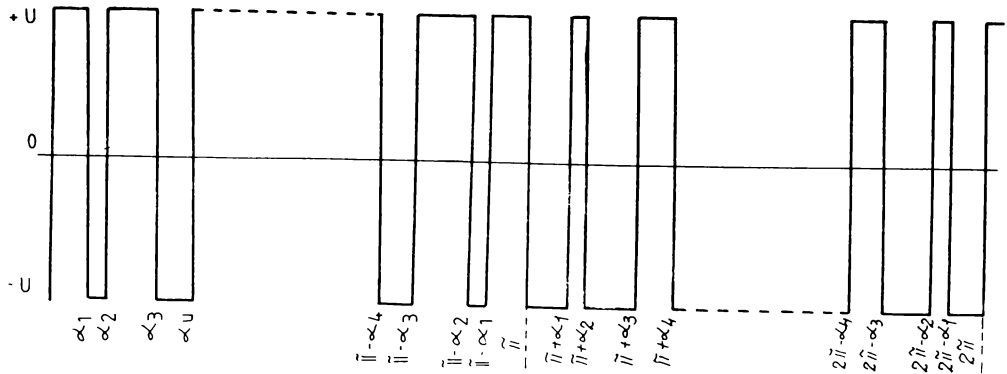


Fig.1.5. Forma de undă a tensiunii modulate în lătime de puls.

Pentru a minimiza zgomotul și vibrațiile, fundamentala din spectrul tensiunii trebuie să fie maximizată prin eliminarea armonicilor de frecvență care sunt cele mai deranjante. Deci unghiurile de aprindere α_K ($K=1,2,3,\dots$) sunt determinate astfel încât coeficientul a_1 să fie maxim în timp ce setul de coeficienți α_n ($n=5,7,11,13 \dots$) să fie nuli.

După cum relevă ecuația (1.45) există M grade de libertate pentru un sfert de perioadă. Dacă un grad de libertate, din afara lui M , este utilizat pentru controlul amplitudinii fundamentalei (a_1), rămân $(M-1)$ grade de libertate care pot fi selectate pentru eliminarea a $(M-1)$ armonici care sunt nedorite. În cadrul sistemului inverter-motor sistemul de armonici suprimate $(M-1)$ sunt alese pentru a corespunde frecvențelor de rezonanță ale MI, care implică cele mai nefavorabile răspunsuri în vibrații și zgomot.

Frecvențele de rezonanță ale MI se determină experimental. Armonicile nedorite sunt selectate pentru a fi eliminate prin ponderarea răspunsului în frecvență al sistemului mecanic cu specificările ANSI (ANSI S 1.4. - 1971) referitoare la determinarea nivelului sonic (fig.1.6).

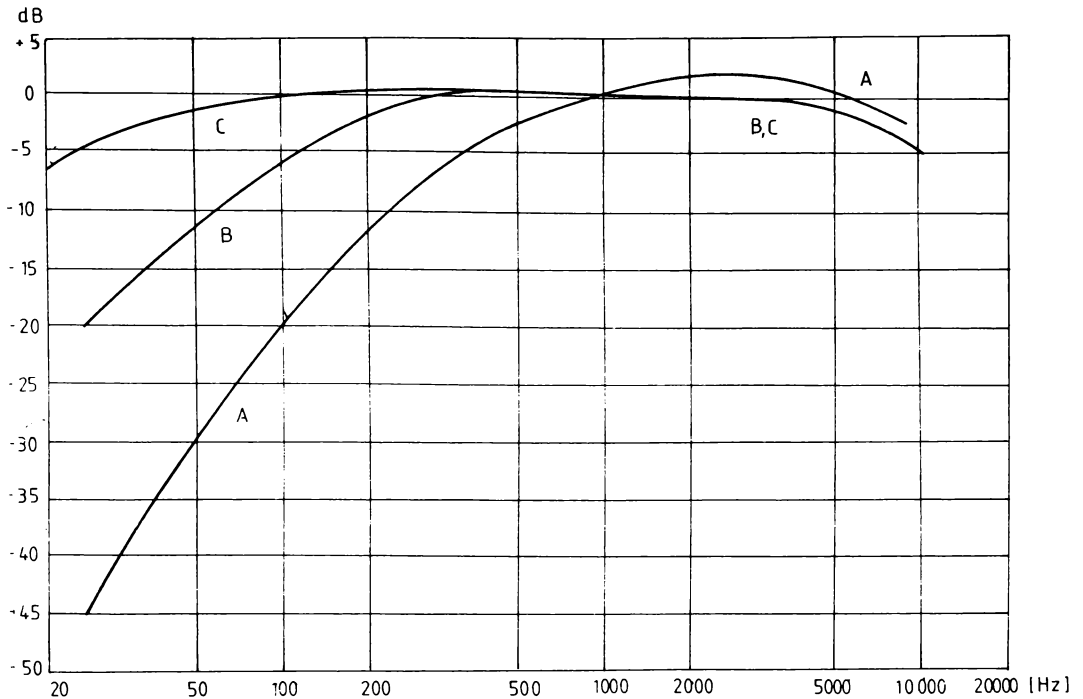


Fig.1.5.4. Standardul ANSI - S.1.4 - 1971

Standardul ANSI, prin caracteristicile sale ponderate, reflectă frecvențele care au o mai mare importanță pentru auzul uman și realizează o discriminare a frecvențelor joase, pe modelul matematic al sistemului fiziologic auditiv uman.

Această nouă formă de undă PWM este aplicată ca tensiune de alimentare MI, iar răspunsul mașinii este reexaminat. Procesul de reexaminare continuă până când zgomotul, ponderat prin curbele HARC, este minimizat.

Utilizarea metodei de ponderare HARC conduce la reduceri procentuale ale nivelului de zgomot între 29,4 % (3,08dB) până la 61,8% (8,37dB), în comparație cu soluțiile convenționale

de PWM .

1.5. INFLUENTA DEZECHILIBRULUI ROTORULUI ASUPRA GENERARII FORTELOR RADIALE LA MASINA DE INDUCTIE

In cadrul paragrafului 1.3. s-a prezentat modelul matematic bazat pe teoria cîmpurilor învîrtitoare, capabil să furnizeze informații suficient de exacte asupra comportării sonice a MI cu rotor în colivie. Modelul matematic respectiv, cel mai des utilizat în prezent, operează cu o serie de aproximații pentru a reduce calculul aferent în limite acceptabile unor investigații practice. Cea mai importantă ipoteză simplificatoare o reprezintă neconsiderarea excentricităților rotorului. Pe de altă parte, studiul lui Völer [17] demonstrează prin măsurători practice influența deosebit de importantă pe care o are dezechilibrul mecanic al rotorului asupra emisieii de vibrații la mașinile electrice. Măsurarea considerabilă a nivelului de zgomot și vibrații ale MER prin echilibrarea defectuasă a rotorului se datorează atât funcționării zgomotoase a unui rotor dezechilibrat cit și apariției unor excentricități în funcționarea sa. Iar apariția excentricităților în funcționarea rotorului conduce la amplificarea forțelor radiale în raport cu situația ideală și prin aceasta la creșterea nivelului de zgomot. Devine evident faptul că doar o proiectare electromagnetică atentă nu rezolvă problema unei funcționări sonice perfecte a MER, în speță a tipului cel mai utilizat astăzi, respectiv a MI .

Din aceste motive se vor prezenta în continuare influențele dezechilibrului mecanic asupra excentricității rotorului și posibilitățile de modelare matematică a întrefierului unei MI aflată într-o astfel de situație. S-a urmărit ca modelul matematic obținut să poată fi ușor înglobat în modelul anterior, dedicat analizei forțelor radiale.

Fără a intra în elementele teoriei echilibrării corpurilor rigide, care vor fi prezentate în capitolul 2, pentru a putea dezvolta subiectul propus este nevoie să pornim de la câteva concluzii privind comportarea corpurilor dezechilibrate, aflate în miș-

care de rotație. În acest caz, pot exista, din punct de vedere teoretic, două situații limită, prezentate în fig. 1.6.a,b:

- dezechilibrul static (fig.1.6.a) - când axa de rotație este paralelă cu axa geometrică a rotorului. Excentricitatea este constantă, la un moment dat, pentru punctele de pe suprafața rotorului;

- dezechilibrul dinamic (fig.1.6.b) - când axa de rotație trecând prin centrul de masă al rotorului descrie o mișcare conică. În această situație, modelarea excentricității este mult mai dificilă.

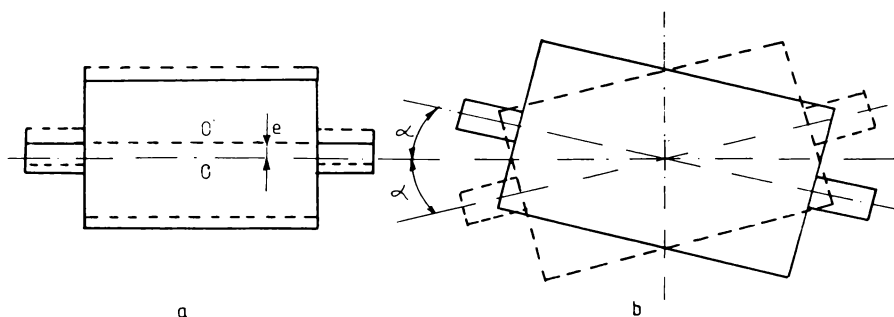


Fig.1.6. Cazurile teoretice de dezechilibru mecanic la un rotor - solid.

În practică aceste cazuri teoretice nu sunt găsite decât în cazuri foarte rare și cu totul accidental. Majoritatea covârșitoare a situațiilor practice sunt reprezentate de dezechilibrul mixt, deci de combinarea în diferite raporturi ale celor două tipuri teoretice. Din această cauză, expresia excentricității va fi determinată în situația reală, a dezechilibrului mixt. Într-un astfel de caz geometria întrefierului este prezentată în fig.1.7., iar pe baza ei este construit un tub de cîmp.

Situația prezentată în fig.1.7. este exagerată din punct de vedere cantitativ, pentru a evidenția mai clar influența pe care o are un întrefier excentric asupra geometriei unui tub de cîmp. După cum se poate observa mărimea întrefierului este determinată de poziția unghiulară a rotorului și de plasarea punctului de măsură în lungul axei longitudinale. Este util de observat faptul că în determinarea mărimei întrefierului intervine și

tipul dezechilibrului mecanic care provoacă excentricitatea, dar care au valori total aleatoare din punctul de vedere al analizei actuale.

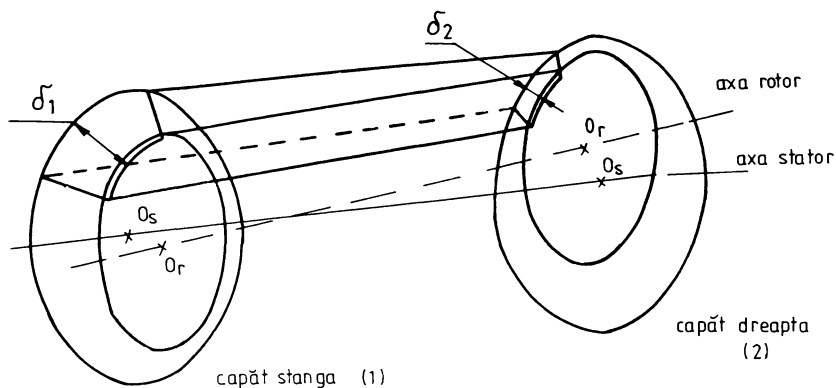


Fig. 1.7. Tub de câmp în situația unui întrefier excentric.

Capetele rotor-stator din partea stângă au fost notate cu indicele 1, iar cele din partea dreaptă cu indicele 2. În acord cu această rotație mărimile întrefierului la cele două capete ale rotorului, δ_1 și δ_2 reprezintă funcții de pozițiile periferice ale excentricităților ϵ_1 și ϵ_2 . Această situație a capetelor de rotor în raport cu statorul este prezentată în fig. 1.8., unde s-au mai notat:

r_r = raza rotorului (considerat neted);

r_s = raza statorului (considerat neted);

ϵ_1, ϵ_2 - excentricitățile la capetele stînga, dreapta ale rotorului;

γ - unghiul măsurat față de axa orizontală a rotorului, în funcție de care se exprimă întrefierul;

$\delta_1(\gamma), \delta_2(\gamma)$ întrefierul măsurat la capetele stînga, dreapta ale rotorului.

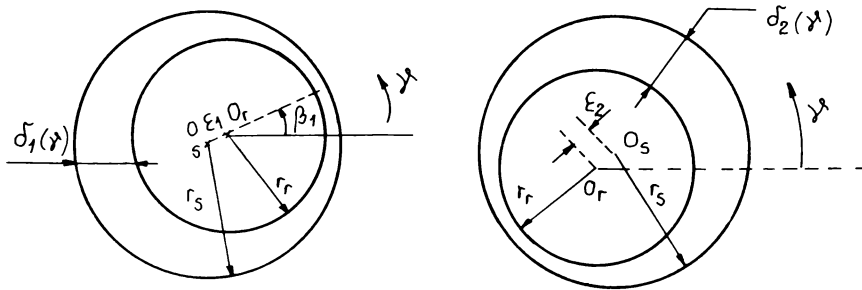


Fig.1.8. Excentricitatea exprimată la capetele rotorului.

Dacă notăm cu β_1 , valoarea unghiului γ pentru care întrefierul $\delta_1(\gamma)$ este minim, va rezulta valoarea maximă a întrefierului pentru unghiul $\gamma = \beta_1 \pm \pi$. Situația este valabilă pentru capătul din stînga al rotorului și unghiul β_1 a fost reprezentat în fig.1.8.. Pentru a nu complica desenul prea mult, la capătul din partea dreaptă nu a fost notat unghiul β_2 , similar ca semnificație.

Deci există un unghi β_2 care în situația $\gamma = \beta_2$ determină un întrefier minim $\delta_2(\gamma)$, iar pentru valoarea $\gamma = \beta_2 \pm \pi$ se obține valoarea maximă a întrefierului, la capătul drept al rotorului.

Dacă se notează prin δ , întrefierul în situația în care poziția rotorului este fără excentricități, valoarea sa este:

$$\delta = \frac{D_{si} - D_{re}}{2} \quad \dots (1.46)$$

unde: D_{si} - diametrul interior al statorului;

D_{re} - diametrul exterior al rotorului.

Față de această notație, valoarea întrefierului minimal este:

$$\delta_{\min} = \delta - \varepsilon \quad \dots (1.47)$$

iar a întrefierului maximal este:

$$\delta_{\max} = \delta + \varepsilon \quad \dots (1.48)$$

Pentru capetele de rotor, relațiile (1.47), (1.48) devin:

$$\begin{aligned} \delta_{1\min} &= \delta - \varepsilon_1 & \delta_{2\min} &= \delta - \varepsilon_2 \\ \delta_{1\max} &= \delta + \varepsilon_1 & \delta_{2\max} &= \delta + \varepsilon_2 \end{aligned} \quad \dots (1.49)$$

Dependenta întrefierului la cele două capete ale rotorului, față de poziția acestuia, determinată de unghiul γ , respectiv $\delta_1(\gamma)$, $\delta_2(\gamma)$ este prezentată în fig.1.9. Deoarece din observațiile anterioare asupra unghiurilor β_1 , β_2 , deci a pozițiilor care determină valorile maxime și minime pentru mărimea întrefierului, a rezultat o periodicitate armonică și alura variației întrefierului este tot armonică.

În conformitate cu fig.1.9., expresiile matematice ale întrefierului în funcție de unghiul γ , pot fi approximate prin funcțiile:

$$\delta_1(\gamma) = \delta - \varepsilon_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1) \quad \dots (1.50)$$

$$\delta_2(\gamma) = \delta - \varepsilon_2 \cdot \cos(\gamma - \beta_2)$$

Urmărind variația întrefierului față de coordonata axială x pentru o poziție fixă a rotorului, se poate afirma că aceasta este liniară, între valorile $\delta_1(\gamma)$ și $\delta_2(\gamma)$. Acest tip de variație se reprezintă grafic în fig.1.10.

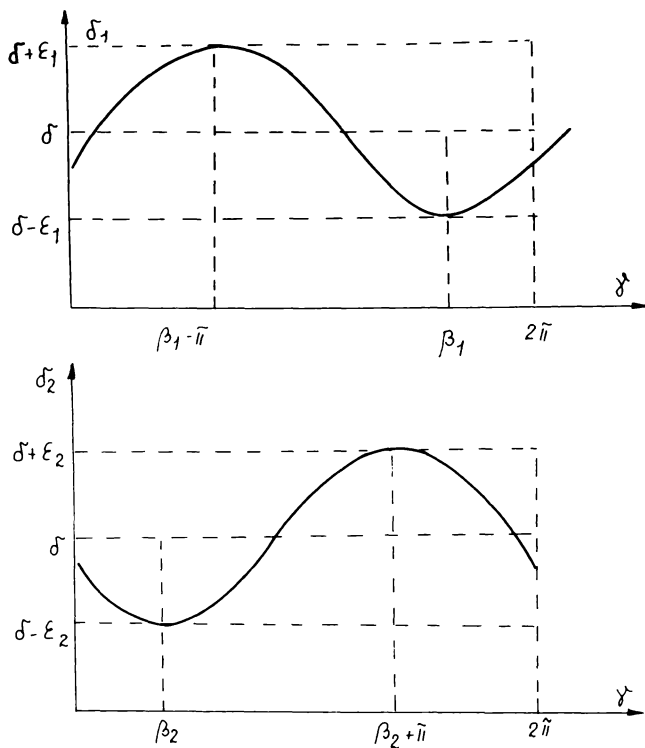


Fig.1.9. Variația întrefierului la capetele rotorului, funcție de γ .

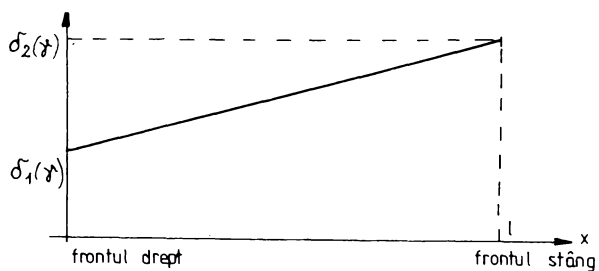


Fig.1.10. Evoluția întrefierului pe axa longitudinală

Matematic, această variație a întrefierului se exprimă:

$$\delta(x) = \frac{\delta_2(\gamma) - \delta_1(\gamma)}{l} \cdot x + \delta_1(\gamma) \quad \dots (1.51)$$

unde: l - lungimea între cele două capete ale rotorului considerate.

Înlocuind (1.50) în (1.51) se obține pentru întrefier expresia:

$$\begin{aligned} \delta(x, \gamma) &= \frac{\delta - \varepsilon_2 \cdot \cos(\gamma - \beta_2) - [\delta - \varepsilon_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1)]}{1} \cdot \\ &\cdot x + \delta - \varepsilon_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1) = \\ &= \frac{(x-1) \cdot \varepsilon_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1) + \delta \cdot 1 - \varepsilon_2 \cdot x \cdot \cos(\gamma - \beta_2)}{1} \\ &\dots (1.52) \end{aligned}$$

Dacă se consideră doar un dinte, este acceptabilă aproximația că pentru coordonata axială x de dimensiunea unui dinte, întrefierul are o valoare constantă, dată fiind variația liniară între limitele $\delta_1(\gamma)$, $\delta_2(\gamma)$ pentru întreaga lungime l a rotorului considerat.

Deoarece teoria anterior prezentată în paragraful 1.3., introduce influența prezentei creștăturilor în armături și a saturației magnetice, prin intermediul permeanței magnetice (numindu-se uneori și modelul undei permeanței) este indicat ca expresia obținută pentru variația întrefierului să fie continuată tot de expresia permeanței magnetice. Pentru aceasta se va considera un tub de cimp, prezentat în fig.1.11.

Maximul permeanței Λ_{\max} , este în aceste condiții:

$$\Lambda_{\max} = \int_0^l d \Lambda_{\max} = \mu_0 \cdot b \int_0^l \frac{dx}{\delta(x)} \quad \dots (1.53)$$

unde: b = deschiderea creștăturii.

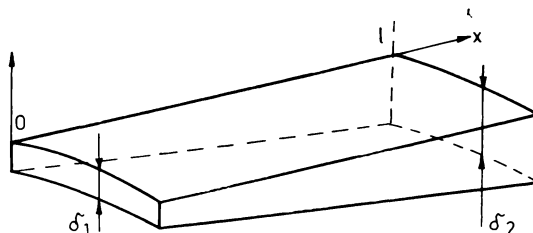


Fig.1.11. Tub de cimp elementar.

Înlocuind (1.51) în expresia (1.53) se obține:

$$\Lambda_{\max} = \mu_0 \cdot b \int_0^l \frac{dx}{\frac{\delta_2(\gamma) - \delta_1(\gamma)}{1} \cdot x + \delta_1(\gamma)} =$$

$$= \mu_0 \frac{b \cdot l}{\delta_2(\gamma) - \delta_1(\gamma)} \cdot \ln \frac{\delta_2(\gamma)}{\delta_1(\gamma)} \quad \dots (1.54)$$

În ecuația (1.54) se înlocuiesc expresiile $\delta_1(\gamma)$, $\delta_2(\gamma)$, respectiv (1.50):

$$\Lambda_{\max} = \mu_0 \cdot b \cdot l \frac{\ln \frac{\delta - \varepsilon_2 \cdot \cos(\gamma - \beta_2)}{\delta - \varepsilon_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1)}}{\varepsilon_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1) - \varepsilon_2 \cdot \cos(\gamma - \beta_2)} \quad \dots (1.55)$$

Pentru comprimarea expresiei (1.55) se notează $\delta_e(\gamma)$

întrefierul echivalent:

$$\delta_e(\gamma) = \frac{E_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1) - E_2 \cdot \cos(\gamma - \beta_2)}{\ln \frac{\delta - E_2 \cdot \cos(\gamma - \beta_2)}{\delta - E_1 \cdot \cos(\gamma - \beta_1)}} \quad \text{ec. (1.56)}$$

Expresia permeanței maxime se poate scrie acum sub forma comprimată:

$$\Lambda_{\max} = \mu_0 \cdot \frac{b \cdot l}{\delta_e(\gamma)} \quad \dots (1.57)$$

După cum se observă, expresiile întrefierului sau permeanței magnetice (1.55) (1.56) (1.57) sunt perfect integrabile în modelul matematic care analizează forțele radiale din MI. Prin această contribuție, modelul matematic prezentat anterior este completat cu ultimul element care fusese neglijat. În acest mod, analiza forțelor radiale și deci a comportamentului sonic al MI reușește să înglobeze atât influențele electromagnetice (plasarea înfășurărilor în creștături, saturația circuitului magnetic) cât și cele mecanice (excentricitatea rotorului datorată dezechilibrului mecanic).

Concluzia care rezultă este că o bună performanță privind nivelul de zgomot și vibrații în funcționarea MI se poate atinge doar acționând competent pe trei direcții:

- proiectarea electromagnetică cât mai îngrijită a MI;
- alegerea unor comenzi optimale capabile să elimine armonicile deranjante în situația alimentării MI prin invertoare statice;
- reducerea excentricităților rotorului printr-o corectă operație de echilibrare dinamică.

Propunându-ne îmbunătățirea calității MI de putere mică și medie, din punctul de vedere al comportării sonice și al nivelului de vibrații, am ales a treia direcție din cele prezentate, respectiv reducerea nivelului de vibrații prin eliminarea excentricității rotorului.

tricităților retorice datorate dezechilibrelor mecanice. S-a considerat că această cauză este de o importanță deosebită, ea putând anula performanțele atinse prin proiectarea electromagnetice și prin comanda optimă a electronicii de putere.

Cazul MI de putere mică și medie ridică în plus problema adaptării operației de echilibrare la o producție de serie mare și foarte mare, care impune un grad înalt de productivitate prin folosirea unor fluxuri de uzinare automatizate.

În același timp, domeniul abordat reprezintă o zonă de graniță în care sunt necesare cunoștințe de mașini electrice, acționări electrice, analiza semnalelor și utilizări ale calculatoarelor numerice, oferind prin aceasta o vastă posibilitate de inovare, de depășire a soluțiilor clasice, în vederea obținerii unor MI cu performanțe tehnice superioare, care să se încadreze în cerințele de calitate actuale.

CAPITOLUL II

2. MASINA DE ECHILIBRAT DINAMIC. MODEL MATEMATIC, REALIZARI, TENDINTE ACTUALE, CLASIFICARI

Pentru a obtine o comportare performantă din punct de vedere sonic al MI de putere mică și medie este necesară adaptarea elementelor teoriei generale a echilibrării corpurilor rigide la situația concretă precum și urmărirea principalelor realizări și tendințe actuale din domeniul mașinilor de echilibrat.

2.1. ELEMENTELE TEORIEI ECHILIBRĂRII ROTORELOR RIGIDE. DEZECHILIBRUL STATIC. DEZECHILIBRUL DINAMIC.

În cadrul acestui capitol se va utiliza terminologia specifică problemelor de echilibrare și din această cauză, prin rotor, vom înțelege un corp solid aflat în mișcare de rotație.

Dezechilibrul unui rotor se definește drept o forță care apare la corpul rotitor datorită neapropunerii totale între axa de rotație și axa principală de inerție sau, altfel spus, existenței unei excentricități între centrul de greutate al rotorului și axa sa de rotație. Prezența acestor excentricități generează forțe centrifuge, care, la valori mari ale excentricităților și la turații ridicate, depășesc de mai multe ori greutatea proprie a rotoarelor. În plus, la mașinile electrice, în speță la MI, prezența excentricităților amplifică forțele radiale de natură electromagnetică.

Deși excentricitatea centrului de greutate al rotorului poate avea diferite cauze (defecte de montaj și prelucrări defectuase mecanice sau termice), teoria echilibrării se ocupă doar de situația apariției excentricității datorită structurii

neomogene a rotoarelor. In cazul particular al MI, indiferent de tipul constructiv al rotorului, prin tehnologia de fabricare suntem situați în acest caz de structură neomogenă:

Din punct de vedere teoretic se descriu două tipuri de dezechilibre:

- dezechilibru static - cînd centrul de greutate al rotorului se află excentric față de axa de rotație;

- dezechilibru dinamic - cînd centrul de greutate al rotorului se află pe axa de rotație, dar prin acțiunea cuplurilor de inerție centrifugale, capetele rotorului prezintă excentricități față de axa de rotație.

În situațiile practice, dezechilibrul mecanic al rotoarelor se consideră mixt, format din acțiunea simultană a unui dezechilibru static și a unui dinamic.

Mărimea care determină cantitativ dezechilibrul, care s-a impus în prezent, prevăzută și de standardele românești, este micronul $[\mu m]$ o mărime raportată, definită prin expresia:

$$e = \frac{m_1 \cdot r}{M} \quad [\mu m] > [\mu] \quad \dots (2.1)$$

unde: e - dezechilibrul exprimat în microni;

M - masa rotorului $[Kg]$;

m_1 - masa de echilibrare $[g]$;

r - raza față de axa de rotație unde este plasată masa de echilibrare $[mm]$.

În afara standardelor privind gradul de echilibrare al diferitelor mașini și echipamente, s-au elaborat o serie de formule empirice pentru estimarea dezechilibrului maxim admis [28] :

- pentru mașinile în cazul cărora raportul dintre masa rotorică și cea statorică se poate aproxima unitar, dezechilibrul admis este:

$$e = \frac{2 \cdot 10^6}{n^2} \quad [\mu] \quad \dots (2.2)$$

- pentru mașini și echipamente cu care omul vine în contact direct în timpul funcționării (echipament electrocasnic, scule electrice):

$$e = \frac{6000}{n} \quad [p] \quad \dots (2.3)$$

Pentru ambele formule (2.2), (2.3) n = turația ME rot./min. .

Există mai multe modele utilizate pentru obținerea unor formule analitice aplicabile diferitelor geometrii de piese supuse operației de echilibrare. Dintre acestea, se va analiza modelul rotorului cilindric, care corespunde geometriei uzuale a rotorelor MI de putere mică și medie.

Pentru situația dezechilibrului static, presupunem un rotor de formă cilindrică, perfect echilibrat, de masă M , simetric față de axa $X-X'$ (conform fig.2.1.). La distanța r față de axa de simetrie $X-X'$ se plasează masă suplimentară m_s și se antrenează rotorul la turația Ω . De asemenea, se consideră că rotorul poate să se deplaseze doar în plan orizontal.

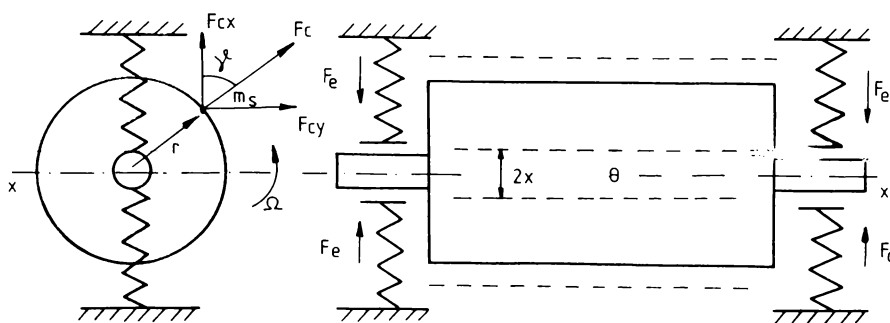


Fig.2.1. Modelul dezechilibrului static.

Sub acțiunea forței centrifuge determinată de masa m_s suportii elastici se vor deplasa cu valoarea x , iar forța din suportii este:

$$F_e = 2 \cdot k \cdot x \quad \dots (2.4)$$

unde: k = factor de proporționalitate.

Frecările rotorului cu aerul, la deplasări mici, se consideră proporționale (prin constanta R) cu viteza orizontală a oscilațiilor.

$$F_{fa} = R \cdot \frac{dx}{dt} \quad \dots (2.5)$$

Componenta după direcția orizontală a forței centrifuge este:

$$F_{cx} = m_s \cdot r \cdot \Omega^2 \cdot \cos \Omega \cdot t \quad \dots (2.6)$$

Acupra rotorului de masă M , acționează și forțele de inerție F_i :

$$F_i = M \cdot \frac{d^2x}{dt^2} \quad \dots (2.7)$$

În aceste condiții, echilibrul forțelor este:

$$F_{cx} - F_e - F_{fa} = F_i \quad \dots (2.8)$$

$$F_{cx} = F_i + F_e + F_{fa}$$

$$m_s r \cdot \Omega^2 \cdot \cos \Omega \cdot t = M \frac{d^2x}{dt^2} + R \frac{dx}{dt} + 2k \cdot x \quad \dots (2.9)$$

Ecuația (2.9) reprezintă ecuația unei mișcări oscilatorii

având soluția:

$$x = K \cdot \cos(\Omega t - \gamma) \quad \dots (2.10)$$

Din (2.10) se obține:

$$\frac{dx}{dt} = -K \cdot \Omega \cdot \sin(\Omega t - \gamma) \quad \dots (2.11)$$

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -K \cdot \Omega^2 \cdot \cos(\Omega t - \gamma) \quad \dots (2.12)$$

Se obține din (2.9), (2.10), (2.11), (2.12)

$$\begin{aligned} & \cos \Omega t (-K \cdot k \cdot \Omega^2 \cdot \cos \gamma + 2kK \cdot \cos \gamma + R \cdot \Omega \cdot K \cdot \sin \gamma - m_s \cdot r \cdot \Omega^2) + \\ & + \sin \Omega t (-M \cdot k \cdot \Omega^2 \cdot \sin \gamma + 2kK \sin \gamma - R \Omega \cdot K \cos \gamma) = 0 \end{aligned} \quad \dots (2.13)$$

Rezultă sistemul:

$$-M k \Omega^2 \cos \gamma + 2kK \cdot \cos \gamma + R \cdot K \cdot \Omega \cdot \sin \gamma = m_s \cdot r \cdot \Omega \quad \dots (2.14)$$

$$-M k \Omega^2 \sin \gamma + 2kK \cdot \sin \gamma = R \cdot K \cdot \Omega \cdot \cos \gamma$$

Din (2.14) se obține:

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{R \cdot \Omega}{2k - M \cdot \Omega^2} \quad \dots (2.15)$$

Unghiul γ de defazaj între direcția orizontală și direcția pe care se află plasată masa m_s , va avea 90° pentru o pulsație Ω de valoare:

$$\Omega = \sqrt{\frac{2k}{M}} \quad \dots (2.16)$$

Turația corespunzătoare se numește turație de rezonanță statică n_s , a sistemului compus din rotorul de masă M și perechea de roazăme elastice.

$$n_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2k}{M}} \quad \dots (2.17)$$

Modelul prezentat este valabil pentru turații mult mai mici decât n_s . Dacă viteza de lucru la care se realizează echilibrarea se apropie de n_s , dezechilibrul inițial m_s va determina o deplasare mai mare a centrului de rotație față de centrul de greutate, iar relația între masa de echilibrare m_e și excentricitatea suplimentară este exprimată prin (2.18), conform [29] [30] [31] [32].

$$m_e = \frac{m_s \cdot (\varepsilon + d)}{r} \quad \dots (2.18)$$

Pentru analiza comportării oscilatorii a rotorului MI sub acțiunea dezechilibrului dinamic, se va alege modelul matematic al rotorului cilindric, cu masa concentrată în două rotoare-disc plasate la capetele rotorului cilindric real. Acest model convine practicii echilibrării dinamice deoarece rotoarele reale ale MI oferă posibilități de intervenție în două planuri.

Realizarea dezechilibrului mecanic se face încadrând cele două discuri ale modelului, considerate perfect echilibrate, cu masele suplimentare m_{s1} , m_{s2} , conform Fig.2.2. În plus, pentru realizarea echilibrului static, dispunerea maselor suplimentare trebuie să respecte condiția:

$$m_{s1} \cdot r_1 = m_{s2} \cdot r_2 \quad \dots (2.19)$$

unde: r_1, r_2 = distanțele de plasare ale maselor m_{s1}, m_{s2} .

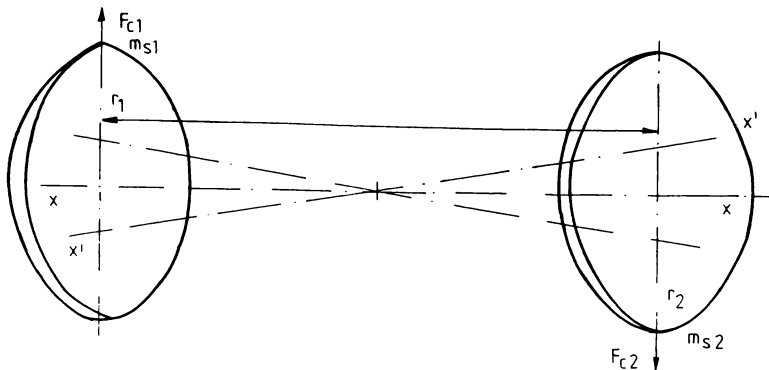


Fig.2.2. Modelul dezechilibrului dinamic

Sub acțiunea cuplului format de cele două forțe centrifuge datorate maselor suplimentare ($F_{c1} = m_{s1} \cdot r_1 \cdot \Omega^2$; $F_{c2} = m_{s2} \cdot r_2 \cdot \Omega^2$) rotorul nu se va mai roti în jurul axei X-X, ci în jurul axei X'-X', în ipoteza că lagărele sunt libere. Axa X'-X' trece prin centrele de greutate ale celor două rotoare - - disc, descriind două suprafețe conice cu vîrfurile în centrul de greutate al sistemului - formînd unghiul solid cu axa X-X. Deoarece la acest tip de dezechilibru, centrul de greutate al ansamblului se află chiar pe axa de rotație, nu poate fi pusă în evidență starea de dezechilibru decît prin rotirea ansamblului, de unde și denumirea de dezechilibru dinamic.

Ecuația diferențială a mișcării sistemului sub acțiunea cuplului descris anterior este:

$$J_v \cdot \frac{d^2\alpha}{dt^2} + B \cdot \frac{d\alpha}{dt} + 2 \cdot k \cdot c^2 \cdot \alpha = m_s \cdot r \cdot \Omega^2 \cdot b \cdot \cos \Omega \cdot t \quad \dots (2.20)$$

unde s-au notat:

J_v - momentul de inerție al rotorului față de axa verticală;

α - unghiul între axa de rotație și cea de inerție;

k - const. elastică a lagărelor de sprijin, elastice;

$R \cdot \frac{d}{dt}$ - cuplul corespunzător forței de frecare cu aerul, la deplasări mici;

$2 k \cdot c^2 \cdot \alpha$ - cuplul rezistent datorat lagărelor elastice;

$m_s \cdot r \cdot \Omega^2 \cdot b \cdot \cos \Omega t$ - cuplul componentei orizontale a forței centrifuge.

Soluția generală a ecuației diferențiale (2.20) este:

$$\alpha = k \cdot \cos(\Omega \cdot t - \Psi) \quad \dots (2.21)$$

unde k și Ψ se determină așa încât să satisfacă (2.20).

În mod similar cazului de la dezechilibrul static, rezultă:

$$\operatorname{tg} \Psi = \frac{R \cdot \Omega}{2 k \cdot c - J_v \cdot \Omega^2} \quad \dots (2.22)$$

$$\Omega_d = \sqrt{\frac{2 k c}{J_v}} \quad \dots (2.23)$$

$$n_d = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2 k c}{J_v}} \quad \dots (2.24)$$

unde n_d este turația de rezonanță dinamică a sistemului rotor-suporturi elastice.

Unghiul Ψ reprezintă defazajul între vectorul forței centrifuge F_c și vectorul vibrației maxime \bar{p} .

2.2 MODELUL MATEMATIC AL MAȘINII DE ECHILIBRAT DINAMIC

Monografiile și studiile dedicate mașinilor de echilibrat [28] [29] [30] [31] [32] oferă mai multe modele teoretice pentru analiza performanțelor acestor echipamente. Modelul matematic care a fost ales are avantajul de a sugera o serie de măsuri care trebuie luate pentru particularizarea mașinii de echilibrat de uz general la cazul concret al rotoarelor MI de putere mică și medie, realizate în serii mari, cu productivitate ridicată.

Modelul matematic prezintă următoarele particularități:

- se consideră influența masei arborelui de antrenare;
- se consideră influența cuplajelor mecanice rotor-arbore antrenare;
- se neglijează forțele de frecare cu mediul și cele din amortizare;
- se consideră mișcarea rotorului doar în plan orizontal.

În fig.2.3 se prezintă schema mecanică a unei mașini de echilibrat considerând un rotor cilindric perfect echilibrat căruia i se adaugă masa suplimentară m_s .

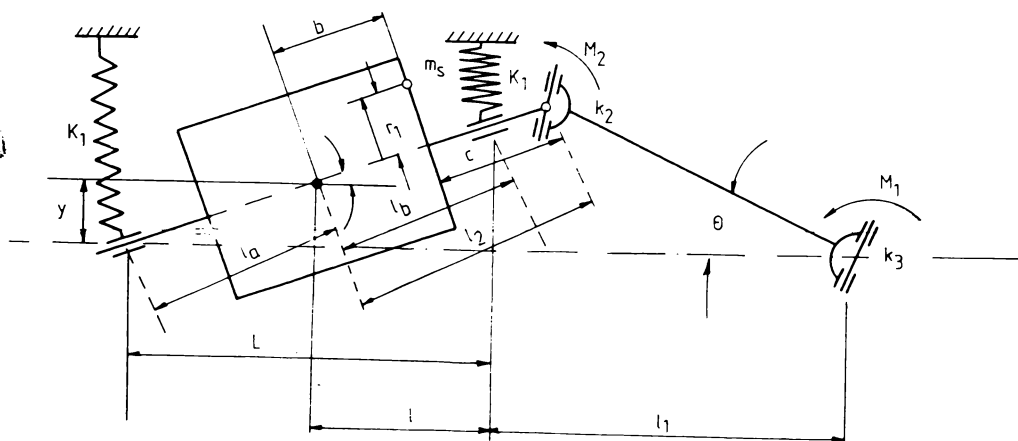


Fig.2.3. Schema cinematică a unei mașini de echilibrat

În fig.2.3 s-a introdus următoarele notații:

V = masa rotorului

m_2 = masa arborelui de antrenare

m_3 = masa arborelui redusă la rotor

$$m_3 = \frac{m_2 \cdot l_2^2 + J_{z1}}{l_1^2}$$

J_z = momentul de inerție al rotorului în raport cu axa ce trece prin centrul său de greutate

J_{z1} = momentul de inerție al arborelui de antrenare în raport cu axa ce trece prin centrul de greutate

y = deplasarea centrului de greutate al rotorului

ψ = unghiul de rotire al rotorului în plan orizontal

k_1 = rigiditatea reazemelor în plan orizontal

k_2 = rigiditatea cuplajului exterior

k_3 = rigiditatea cuplajului arborelui

M_1 = momentul inițial al cuplajului exterior

M_2 = momentul inițial al cuplajului arborelui

Ω = viteza unghiulară a sistemului

$m_{sr} \cdot g \cdot r_1$ = mărimea dezechilibrului rotoric

$m_{sa} \cdot g \cdot r_2$ = mărimea dezechilibrului arborelui

b = distanța de la planul de echilibrare la centrul de greutate

l_1 = lungimea arborelui

l = distanța de la cuplajul exterior la centrul de greutate al rotorului

c = distanța de la planul de echilibrare al arborelui la cuplajul acestuia

l_2 = distanța de la centrul de greutate al arborelui la cuplajul acestuia

l_a, l_b = distanțele de la reazămele rotorului la centrul său de greutate

l = distanța dintre reazămele rotorului

$$k_a = (k_1 + k_3) / l_1^2$$

$$p = (M_1 + M_2) / l$$

Coordonatele care determină poziția rotorului se consideră: deplasarea centrului său de greutate (y) și unghiul de rotație al rotorului în plan orizontal (Ψ). Această fixare de coordonate arată că se va considera situația reală, respectiv acțiunea unui dezechilibru mixt asupra rotorului.

Ecuațiile tip Lagrange care descriu comportarea ansamblului considerat pentru cele două coordonate alese sunt:

$$\begin{aligned} (M+m_3) \frac{d^2 y}{dt^2} + m_3 \cdot l \frac{d^2 \Psi}{dt^2} + (2k_1 + K_a)y + (k_2/l_1 + k_a \cdot l) \cdot \Psi = \\ = (m_{gr} \cdot r_1 + m_{sa} \cdot r_2 \cdot c / l) \cdot \Omega^2 \cdot \cos \Omega t + P \cdot \cos \Omega t \quad \dots (2.25) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} m_3 l \frac{d^2 y}{dt^2} + (J_2 + m_3 \cdot l^2) \frac{d^2 \Psi}{dt^2} + (k_2/l_1 + k_a \cdot l) \cdot y + [(k_1 \cdot l^2 + \\ + k_2 (1 + 2l/l_1) + k_a \cdot l^2) \cdot \Psi = (m_{gr} \cdot l_1 \cdot b + m_{sa} \cdot r_2 \cdot l \cdot c / l_1) \cdot \\ \cdot \Omega^2 \cdot \cos \Omega t + (P \cdot l + M_1) \cdot \cos \Omega t \quad \dots (2.26) \end{aligned}$$

Soluțiile generale ale ec.(2.25) (2.26) sunt de forma:

$$\begin{aligned} y = Y_0 \cdot \cos \Omega t \\ \Psi = \Psi_0 \cdot \cos \Omega t \quad \dots (2.27) \end{aligned}$$

Neglijând termenii care conțin pătratele rapoartelor dintre frecvența proprie a rotorului și frecvența oscilațiilor forțate, soluțiile (2.27) devin:

$$Y_0 = - \left[m_{sr} \cdot r_1 + m_{sa} \cdot c / l_1 \cdot r_2 + P / \Omega^2 - (m_{sr} \cdot r_1 \cdot b + m_{sa} \cdot r_2 \cdot l \cdot c / l_1 + \right. \\ \left. + (P \cdot l + M_1 / \Omega^2)) \cdot m_3 \cdot l / (J_z + m_3 \cdot l^2) \right] / (M + m_3 \cdot J_z / (J_z + m_3 \cdot l^2)) \\ \dots (2.28)$$

$$\Psi_0 = - (m_{sr} \cdot r_1 \cdot b + m_{sa} \cdot r_2 \cdot l \cdot c / l_1 + (P \cdot l + M_1) / \Omega^2 - (m_{sr} \cdot r_1 + m_{sa} \cdot r_2 \cdot \\ \cdot c / l_1 + P / \Omega^2)) \cdot m_3 \cdot l / (m_1 + m_3) / (J_z + m_3 \cdot l^2 \cdot M / (M + m_3)) \\ \dots (2.29)$$

Semnul minus din expresiile (2.28) (2.29) este prezent deoarece sensul oscilațiilor este opus sensului forțelor care le determină. În condițiile de definire ale modelului matematic propus, soluțiile obținute permit următoarele observații:

- amplitudinea oscilațiilor centrului de greutate al rotorului precum și amplitudinea oscilațiilor sale unghiulare în plan orizontal, depind de mărimea dezechilibrului rotorului și al arborelui de antrenare;

- elementele elastice ale cuplajelor au deformări invers proporționale cu vitezele de rotație, fapt care din punct de vedere practic înseamnă că un cuplaj echilibrat la o anumită turație este dezechilibrat la o turație diferită, perturbând rezultatele măsurătorilor.

- prin neglijarea momentelor inițiale din cuplaje M_1, M_2 amplitudinea oscilațiilor nu depinde practic de turație.

Presupunând arborele de antrenare perfect echilibrat se obțin relațiile:

$$Y_0 = - (m_{sr} \cdot r_1 (1 - b \cdot m_3 \cdot l / (J_z + m_3 \cdot l^2)) / (M + \\ + m_3 \cdot J_z / (J_z + m_3 \cdot l^2)) \\ \dots (2.30)$$

$$\Psi_0 = - (m_{sr} \cdot r_1 (b - m_3 \cdot l / (M + m_3)) / (J_z + \\ + m_3 \cdot l^2 \cdot M / (M + m_3)) \\ \dots (2.31)$$

Din expresiile (2.30) (2.31) se observă un alt factor important care influențează calitatea mașinilor de echilibrat: amplitudinile γ_0 , ψ_0 depind de masa arborelui de antrenare, care introduce un factor de atenuare a sensibilității mașinilor.

Dacă masa arborelui de antrenare este neglijabilă sau lipsește (cazul mașinilor de echilibrat cu antrenare prin curea), ecuațiile (2.30) (2.31) devin:

$$\gamma_0 = - (m_{sr} \cdot r_1) / M \quad \dots (2.32)$$

$$\psi_0 = - (m_{sr} \cdot r_1 \cdot b) / J_z \quad \dots (2.33)$$

Cunoscând valorile amplitudinilor γ_0 , ψ_0 se pot determina amplitudinile oscilațiilor reazămelor A_1 , A_2 , prin relațiile:

$$A_1 = - m_{sr} \cdot r_1 (1/M - (b \cdot l_a) / J_z) \quad \dots (2.34)$$

$$A_2 = - m_{sr} \cdot r_1 (1/M + (b \cdot l_b) / J_z) \quad \dots (2.35)$$

Formulele (2.34)(2.35) sunt utilizate la estimarea sensibilității structurii mecanice a mașinilor de echilibrat.

Definind factorul de calitate Q al mașinii de echilibrat prin 30 :

$$Q = (\sqrt{m \cdot k}) / \eta \quad \dots (2.36)$$

unde: m - mărimea masei care ia parte la oscilație

η - coef. de rezistență al sistemului

k - rigiditatea sistemului

În funcție de Q , se prezintă în fig. 2.4 și 2.5 caracteristicile de frecvență ale amplitudinii și fazei oscilațiilor forțate, conform [29] [30].

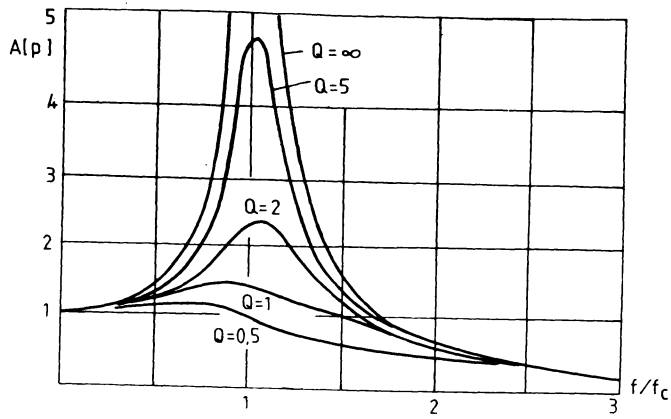


Fig.2.4. Variația amplitudinii A

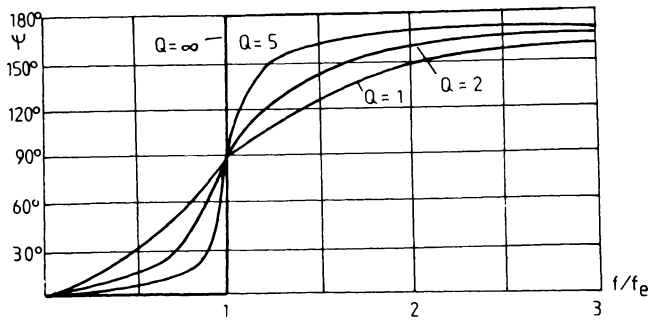


Fig.2.5. Variația unghiului Ψ .

2.3. REALIZARI SI TENDINTE ACTUALE IN DOMENIUL MASINILOR DE ECHILIBRAT DINAMIC (MED). CLASIFICARI

In prezent există o mare varietate de mașini de echilibrat dinamic (MED) determinată de două tendințe principale:

- impunerea unor performanțe de echilibrare superioare;
- utilizarea unor metode, principii și echipamente din alte domenii de prelucrare a semnalelor și informației, cu dinamică a dezvoltării deosebită în ultimii 10 - 15 ani.

Monografiile amintite [29] ... [32], tratează clasificarea MED doar după condițiile în care se realizează măsurarea dezechilibrului. În funcție de Ω (viteza unghiulară de antrenare), m (masa rotorului și a lagărelor) și k (coeficientul de elasticitate al lagărelor) și notînd cu Ω_0 - pulsația corespunzătoare frecvenței proprii minime:

$$\Omega_0 = \sqrt{k/m} \quad \dots (2.25)$$

Cele trei condiții tratabile teoretic sunt:

- rotorul este antrenat la turația critică $\Omega = \Omega_0$. Este un regim impropriu pentru echilibrare, deoarece apar oscilații periculoase ale sistemului mecanic rotor - lagăre - traductori, forțele dezechilibrante fiind compensate doar de forțele de frecare. Direcția deplasării lagărelor este defazată cu 90° față de direcția dezechilibrului real, iar stabilitatea sistemului este prea redusă pentru a putea fi folosit acest regim la măsurători.

- rotorul este antrenat cu $\Omega > \Omega_0$. Regimul se numește supracritic, forțele elastice și cele de frecare sunt neglijabile. Din această cauză lagărele pot fi considerate libere, termenul tehnic consacrat fiind "lagăre moi". Oscilațiile sunt proporționale cu dezechilibrele, între ele fiind un defazaj de 180° . Sistemul se comportă stabil permițînd efectuarea măsurătorilor.

- rotorul este antrenat cu $\Omega < \Omega_0$. Regimul se numește subcritic. Dezechilibrul este compensat de forțele elastice, lagărele fiind considerate "rigide". Din această cauză, chiar la dezechilibre importante oscilațiile lagărelor sînt mici. Deplasarea

lagărelor este în fază cu dezechilibrul rotorului, iar stabilitatea sistemului permite efectuarea măsurătorilor.

Corespunzător analizei enunțate, se definesc două clase de MED:

- bazate pe măsurarea amplitudinilor oscilațiilor (mașini cu lagăre moi sau elastice);

- bazate pe măsurarea forțelor (mașini cu lagăre rigide).

Clasificarea prezentată, deși acoperă teoretic întreaga gamă a MED produse, nu oferă criteriilor practice de sistematizare a diversității de soluții propuse, tocmai din cauza unei prea mari generalizări de influență teoretică. În practica echilibrării, este important ca tipul de echipament comandat să se suprapună cât mai bine peste cerințele pieselor de echilibrat, dar și peste posibilitățile tehnologice, de personal, de întreținere, de montaj etc.

Pentru a putea folosi un ghid de orientare în oferta de MED se propune următoarea clasificare, realizată în urma sistematizării diferitelor tipuri și variante constructive ale marilor firme producătoare (Schenk, Hofmann, Brüel & Kierl):

a) Modul de măsurare al dezechilibrelor:

- cu măsurarea amplitudinii (MED cu lagăre moi)
- cu măsurarea forței dezechilibrului (MED cu lagăre tari, rigide)

b) Principiul de măsurare utilizat:

- filtrare
- redreșare comandată
- wattmetric (realizat electromagnetic sau electronic)

c) Natura semnalelor prelucrate:

- analogice
- numerice
- mixte

d) Modul de afișare al rezultatelor:

- global (vectorial) - optic
- cinescopic
- pe baza componentelor mărimilor vectoriale
 - analog
 - numeric
- afișare separată a amplitudinii și defazajului
 - analog

- numeric

- stroboscopic
- marcarea prin scintei sau impuls laser
- utilizând un periferic de calculator

e) Unitățile de măsură a rezultatelor afișate:

- microni
- unități relative
- unități fizice tehnologice

f) Modul de realizare al compensării:

- folosind rotor etalon
- fără rotor etalon - cu comparator electronic
 - în funcție de datele geometrice ale rotorului

g) Metode de antrenare a rotorului:

- prin cuplaje mecanice
- prin curea
- prin role tangențiale
- prin metode speciale (cuplaje inductive)

h) Setul de operații efectuate:

- măsurarea dezechilibrului la nivel de amplitudine și fază
- efectuarea automată a operației de echilibrare propriu-zise
 - prin prelucrări mecanice uzuale (găurire, frezare, decupare de material)
 - prin prelucrări speciale (scintei electrice, impulsuri laser)
 - prin adăug de material
- cu automatizări parțiale

i) Mobilitatea echipamentului de echilibrare:

- mașini fixe - necesită demontarea rotorului de echilibrat
- mașini mobile - nu necesită demontarea utilajului ce se echilibrează

j) Natura pieselor ce se echilibrează:

- mașini standard universale
- mașini automate (pentru linii de producție de mare productivitate)
- mașini de înaltă sensibilitate
- mașini speciale:

- de foarte mare viteză (20000 + 30000 rot/min)
- cu echilibrare în vid (turbine, palete de ventilator)
- roți auto
- pentru piese de masă foarte mică (giroscoape)
- pentru turații reduse (quasistatice - la sateliți)
- pentru piese de masă foarte mare (10 t - 50 t)
- pentru arbori copleși (echilibrări în mai multe plane)

k) Numărul planurilor de echilibrare

- un plan
- două plane (cele mai multe)
- mai multe plane

l) Modul de montare al rotoarelor

- orizontal
- vertical

m) Tratarea ulterioară a datelor măsurate:

- corecția efectelor de neliniaritate și uzură
- corecția uzurii sculei în cazul prelucrării automate
- realizarea de măsurători statice pentru îmbunătățirea performanțelor fluxului tehnologic
- eliberarea automată a certificatelor de calitate.

Această clasificare permite caracterizarea globală a unei MED și în același timp oferă sinteza principalelor direcții care au stat la baza modernizării MED. Pe baza ei se poate începe studiul de proiectare al unei structuri de MED dedicată unei aplicații anume, așa cum este și cazul rotoarelor MI de putere mică și medie.

În România, la nivelul anului 1990, se producea o gamă de MED universale și speciale care urmărea satisfacerea principalelor cerințe ale industriei constructoare de mașini. Cele trei serii principale de mașini produse (MEE, MEC, C2) alături de tipurile MESM, MEV-10, MERA 2, MEDRA 2 se clasifică după criteriile enunțate în:

- mașini cu lagăre elastice - MEC 1, MEC 10, MEC 100, MEE 10, MEV 10, MEE 100, MEE 300
- mașini cu lagăre solide - MEE 1000, MEC 1000, MEC 2000

- mașini cu antrenare prin cuplaj mecanic - seria MEE
- mașini cu antrenare prin curea - seria MEC
- indicare stroboscopică - aplicabilă oricărei serii MEE sau MEC
- memorarea și afișarea digitală - seriile MEE-D și MEC-D
- memorarea și afișarea vectorială (pe ecrane cinescop) seria C2 - aplicată atât la antrenarea prin curea cât și prin cuplaj
- după masa rotoarelor echilibrate
 - MEC 1 - mase între 100 g - 1000 g
 - MEC 10 - " " 1 kg - 10 kg
 - MEC-100, MEE-1000 - " " 10 kg - 100 kg
 - MEE 300 - " " 30 kg - 300 kg
 - MEC-1000, MEE-1000 - " " 100 kg - 1000 kg
 - MEC 2000 - " " 1000 kg-2000kg
- sensibilitatea cuprinsă între 1 μ m și 3 μ m pentru MED generale.

În tab.2.1 sunt prezentate principalele date ale mașinilor de echilibrat produse la Electromotor - Timișoara.

MAȘINI ELECTRONICE DE ECHILIBRAT. TIP ME

Mașinile electronice de echilibrat sunt destinate echilibrării în două plane a rotoarelor rigide în următoarele condiții:

	MEC 10	MEC 100	MEE 100	MEE 300	MESM 100 D	MEE 1 600 D
greutatea rotoarelor	1 - 10 kg	10 - 100 kg	10 - 100 kg	30 - 300 kg	10 - 100 kg	300 - 1 000 kg
diametrul rotoarelor	50 - 140 mm	55 - 230 mm	70 - 1 000 mm	70 - 1 000 mm	110 - 300 mm	max. 1 250 mm
diametrul fuselor de reazem	15 - 30 mm	20 - 70 mm	40 - 120 mm	20 - 70 mm	- 110 mm	70 - 140 mm
distanța dintre fuzele de reazem	150 - 400 mm	200 - 700 mm	100 - 500 mm	200 - 2 300 mm	200 - 750 mm	max. 1 100 mm
turația de echilibrare în regim supracritic	max. 3 500 min ⁻¹	1 000 - 2 000 min ⁻¹	935 min ⁻¹	935 min ⁻¹	720 min ⁻¹	130 și 670 min ⁻¹
sensibilitatea mașinii	1 μ m	1 μ m	1 μ m	1,5 μ m	10 μ m	3 μ m
unde:	1 μ m	$\frac{1g}{1kg}$	$\frac{1mm}{1kg}$			

In fig. 2.7 sunt prezentate imaginile generale ale celor mai uzuale tipuri de MED , pentru mase de 10 kg și 100 kg.

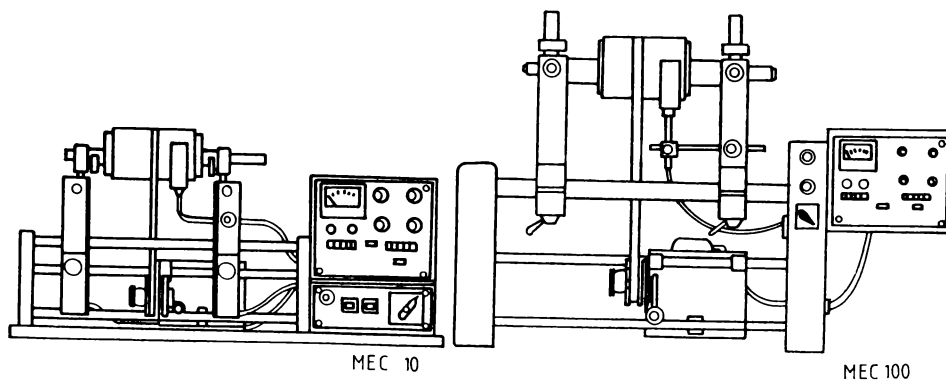


Fig.2.7. Prezentarea MED tip MEC-10 și MEC-100

In fig. 2.8 sunt prezentate tipurile de MED mai speciale din realizarea Electromotor, MEE 1000 D, respectiv MESM 100 D (pentru arbori cotiți).

Mașinile de echilibrat speciale produse la Electromotor sunt:

- MESM-100 D - pentru echilibrarea arborilor cotiți cu mase între 10 kg + 100 kg;
- MEV - 10 - pentru echilibrarea rotoarelor tip disc cu acționare în plan vertical și mase între 1 kg + 10 kg;
- MERA 2 - pentru echilibrarea roților auto (cu demontarea acestora)
- MEDRA 2 - pentru echilibrarea roților auto (fără demontare).

La realizarea acestor MED s-au folosit o serie de brevete care conțin soluții originale în rezolvarea problemelor tehnice ridicate de echilibrarea rotoarelor. Cele mai multe, după cum se poate urmări în [33] [34] [35] [36] [37] [38] [39] [40] oferă soluții analogice. Este important de subliniat acest lucru, deoarece, în cazul rotoarelor MI de putere mică și medie se va propune o soluție numerică și, prin analiza brevetelor prezentate, se pot înțelege mai bine avantajele acestei variante. Altfel

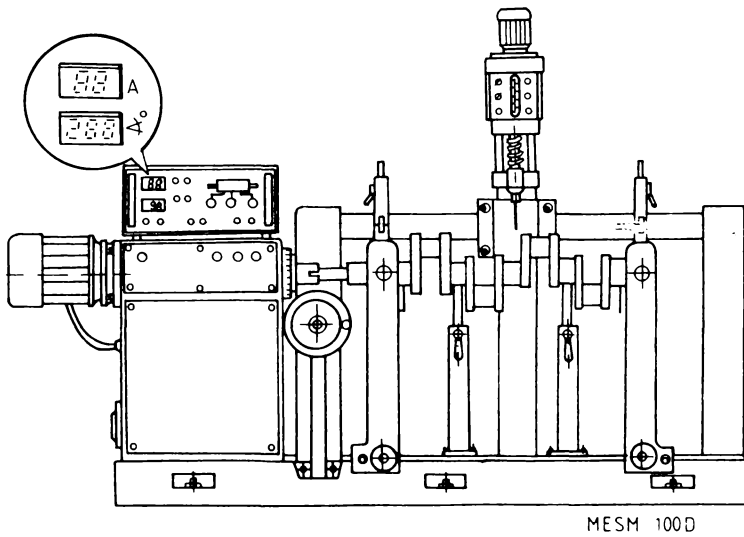
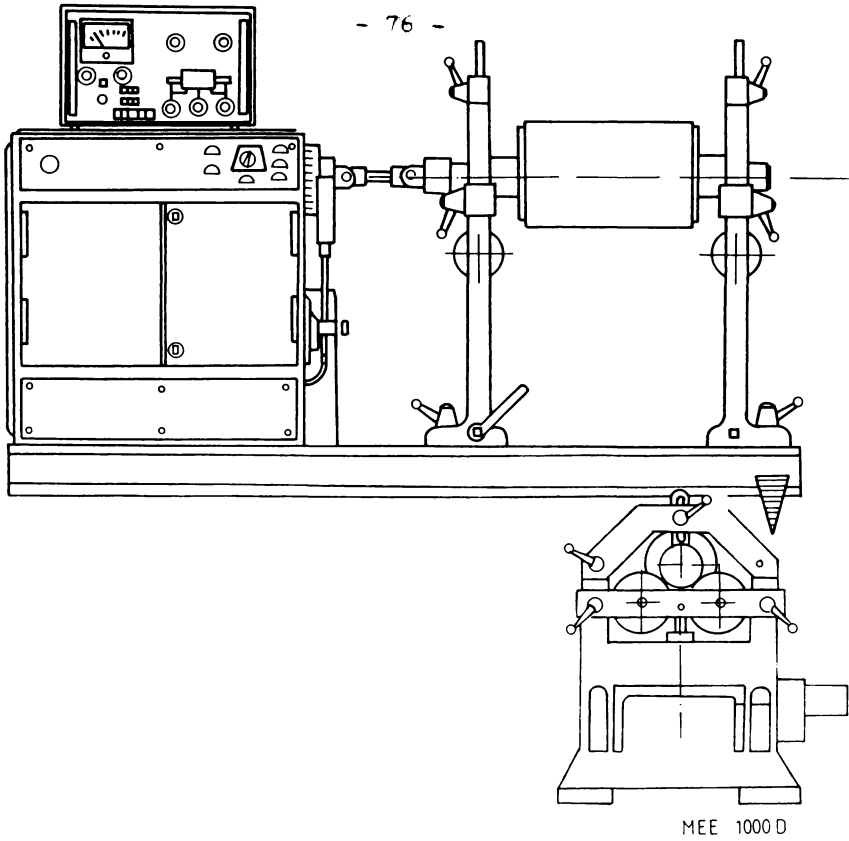


Fig.2.8. Prezentarea MED de tip MEE-1000 D și MESM-100 D

pentru a oferi posibilitatea comparării celor două tipuri de soluții, cât și pentru faptul că reprezintă una din cele mai valoroase brevete românești în domeniul MED se va prezenta o soluție originală, care reușește să rezume și principiile metodei analitice:

A) Brevet nr. 91455 / 6.02.1986. "Mașină de echilibrat cu cinescop".

Datorită ușurinței în interpretarea datelor de către operator, de multe ori se preferă soluția de afișare analogică în coordonate polare. Varianta analogică cea mai folosită este cea wattmetrică, utilizând câte un wattmetru cu oglindă pentru fiecare plan de măsură (uzual două planuri). Spoturile reflectate de oglinzole dispozitivelor wattmetrice sunt compuse într-un dispozitiv optic pentru a se obține și faza dezechilibrului. Deși precizia măsurătorilor cu aceste dispozitive optice este deosebit de bună, metoda are două mari deficiențe:

- costul ridicat al echipamentului;
- rezistența scăzută la șocuri și vibrații.

Soluția brevetului, prezentată în fig.2.9., propune o mașină de echilibrat cu cinescop, unde trecerea de la coordonate carteziene la coordonate polare se face exclusiv prin mijloace electronice, eliminând și componentele de armonică a doua.

În fig.2.9 sunt cuprinse:

- poz. a - blocul de vizualizare pe cinescop a parametrilor dezechilibrului (A, φ) în coordonate polare, pentru un plan de echilibrare.

- poz. b - schema unei mașini de echilibrat cu afișarea simultană a dezechilibrului, pe ambele planuri de echilibrare.

În fig.2.9.-a, bobina de deflexie pe orizontală (1) este conectată la ieșirea sumatorului (2), iar bobina de deflexie pe verticală (3) conectată la sumatorul (4). La intrarea sumatoarelor (2), (4) se aplică semnalele $A \sin \varphi$, respectiv $A \cos \varphi$, care exprimă dezechilibrul, respectiv semnalele $r \cdot \sin \Omega_0 \cdot t$ și $r \cdot \cos \Omega_0 \cdot t$ de la generatorul sinusoidal (5), care formează spotul luminos circular. Se mai aplică sumatoarelor de la blocul de corecție (6) semnalele u_1 și u_2 , care permit aducerea spotului în originea axelor trasate pe ecran, dacă, prin derivă termică sau prin îmbătănirea componentelor,

el nu mai revine la zero. Blocul de corecție (6) permite etalona-
narea MED .

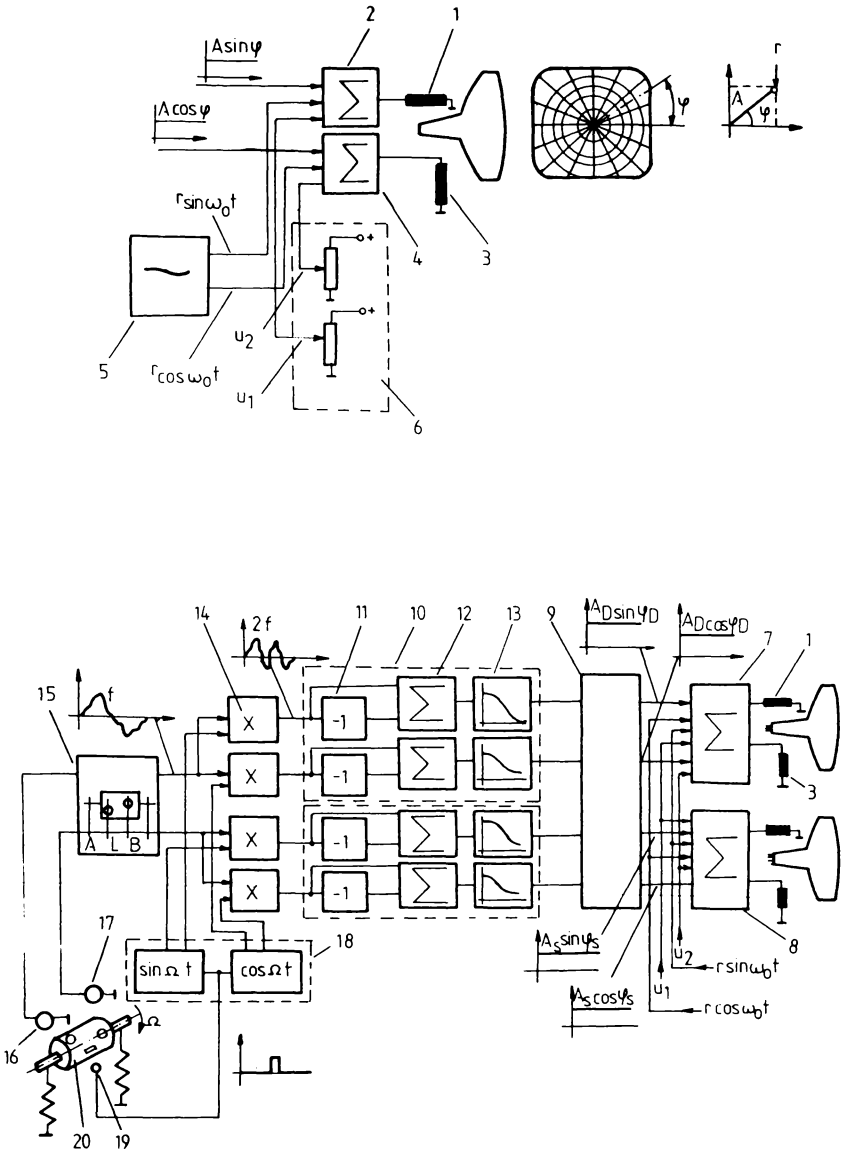


Fig.2.9. Schema brevetului 91455/6.o2.1986.

În schema 2.9.b, cu indicii D, S s-au notat elementele corespunzătoare planurilor de echilibrare drept, stîng. Apare blocul de memorare (9) care conține și un atenuator, capabil să reducă simultan semnalele pe orizontală și verticală, păstrînd constant raportul lor. Memorarea mărimilor $A \sin \varphi$, $A \cos \varphi$ se face prin încărcarea unor condensatoare, plasate la intrarea unor circuite cu impedanță de intrare mare (MOSFET). Blocul de integrare (10), care anulează armonica doua, este compus dintr-un invertor (11), un sumator (12) și un filtru trece-jos (13). La intrarea multiplicatorului (14), care precede blocul de integrare (15), se aplică semnalele provenite de la calculatorul analogic (15), care realizează operația de compensare a planurilor. În figură s-au mai notat:

- 16, 17 - traductoare de vibrații
- 18 - generator sinusoidal sincron
- 19 - traductor optic
- 20 - rotor

Analiza brevetelor și a ofertei de MED pe plan mondial, conduce la sistematizarea unor tendințe apărute după 1970: [41] [42] [43] [44] [45] [46] [47] [48] :

- dezvoltarea cu precădere a MED cu lagăre rigide;
- mașini de echilibrat cu acord automat;
- MED avînd structuri mecanice și traductoare de vibrații diferite de cele standard;
- MED asistate de calculator numeric.

Interesul manifestat pentru MED cu lagăre rigide provine din faptul că deplasarea oscilantă a rotorului fiind nulă, valorile măsurate depind de datele geometrice ale rotorului. În plus, execuția MED este mai simplă în comparație cu soluția care are lagărele elastice.

Se va prezenta brevetul S.U.A. nr. 4250550 "Self - Calibrating Data Collection System for Dynamic Wheel Balancing Machine" autori R.Michell, M.Hayt, H.Nelson, care combină problemele de acord automat cu cele de utilizare a sistemelor numerice de calcul.

Invenția conține un sistem de achiziție de date autocalibrat dedicat mașinilor de echilibrat cu lagăre rigide. Circuitele de intrare ale MED, includ filtre ale căror componente R, C

pot să-și modifice parametrii, în funcție de temperatură, vîrstă, frecvență de intrare și să perturbe astfel rezultatele. Eliminarea acestui dezavantaj prin utilizarea filtrelor active este amendată de prețul ridicat al componentelor de acordare și de păstrarea necesității unor periodice recalibrări.

Soluția brevetului pornește de la observația prezentată în fig.2.10., privind caracteristica de frecvență a ansamblului filtru-amplificator care se consideră avînd o frecvență centrală f_c și sub acțiunea modificărilor elementelor de circuit se obține o nouă caracteristică cu frecvența centrală f'_c .

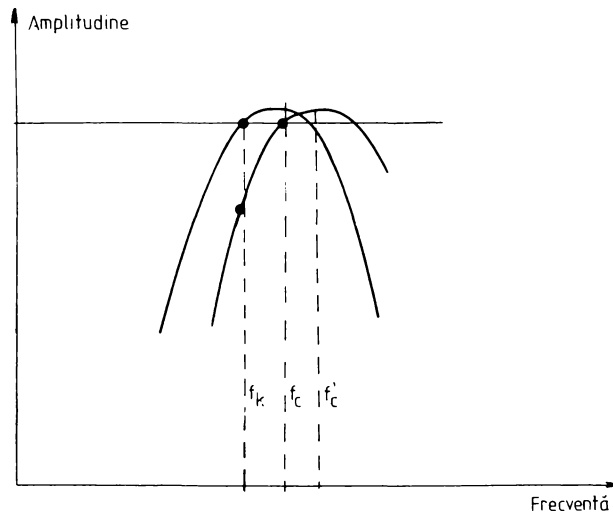


Fig.2.10. Caracteristici de frecvență pentru etajul filtru - amplificator.

Considerînd o frecvență exterioară impusă de turația rotorului, f_k , se observă modificări sensibile ale semnalelor obținute.

Brevetul propune prin schema din fig.2.11., ca un semnal de frecvență cunoscută (egală cu a rotorului de echilibrat) și de amplitudine predeterminată, să alimenteze într-o primă etapă, iar semnalul de ieșire obținut este comparat cu ieșirea așteptată, ale cărei date sunt conținute în circuitele de memorare. În urma

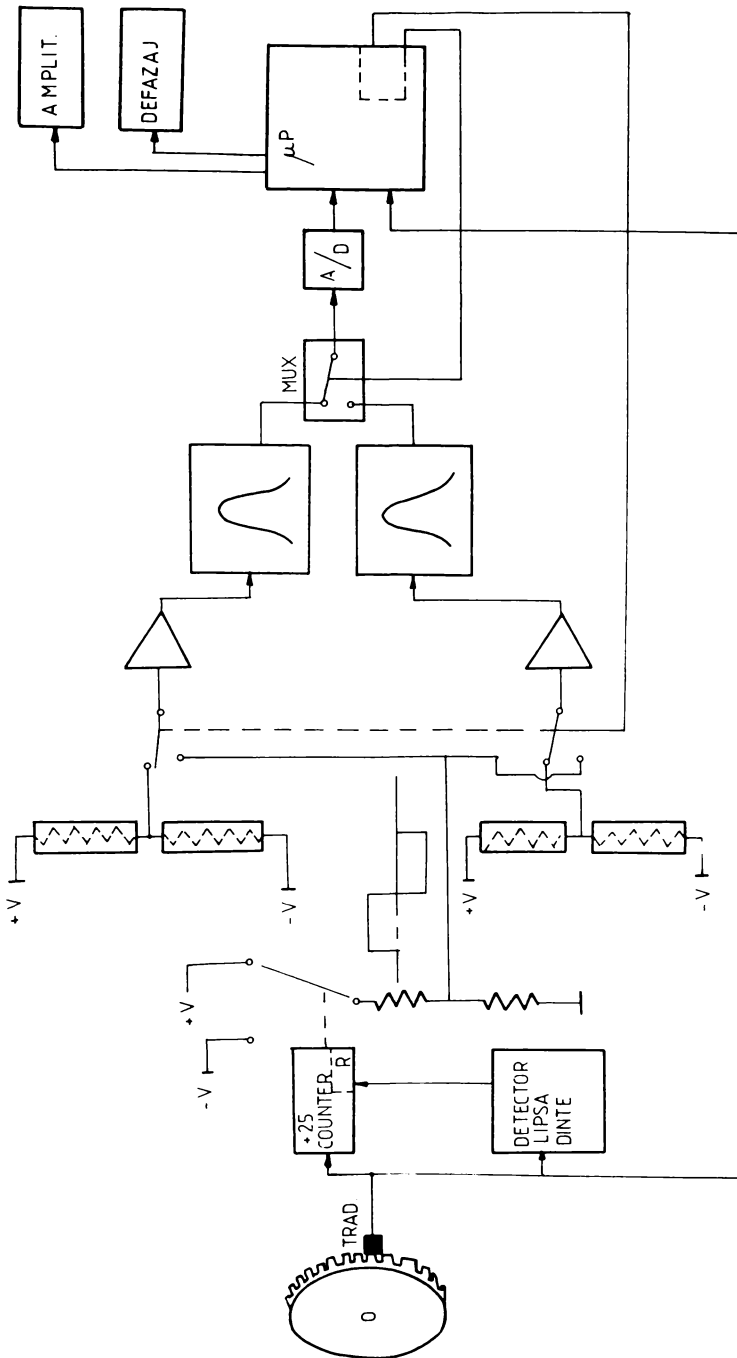


Fig.2.11. Soluția propusă de brevetul SUA nr.4250550.

acestei comparații se determină gradul modificărilor care s-au petrecut în sistem. Această informație este utilizată pentru a determina "factorul de corecție" cu care sunt corectate caracteristicile de fază și frecvență ale semnalelor de traductor aplicate la intrarea sistemului. Cunoșcând factorul de corecție, devine posibil ca toate semnalele necunoscute transmise pe această cale de circuit să fie corectate și, prin acest procedeu, semnalul de ieșire este obținut cu acuratețea dorită.

Tendința cea mai răspândită este utilizarea calculatoarelor numerice la echiparea MED. Pornind de la variante simple, utilizarea calculatoarelor la separarea planurilor de măsură și echilibrare, până la variante mai complexe, corespunzătoare mașinilor automate, cu controlul uzurii sculelor de prelucrare.

Astfel, brevetele japoneze cl.7A A29 nr.51-47915 și nr. 46-35513 prevăd ca mașina să posedă un transformator diferențial care sesizează deplasarea saniei de prelucrare. Semnalele de corecție se aplică unui convertor analog-numeric care comandă motoarele pas cu pas ce deplasează scula. Datele sunt introduse concomitent în memorie, așa încît, la fiecare ciclu activ se efectuează un ciclu de corecție a datelor, prin deplasarea saniei pînă cînd scula atinge suprafața rotorului, fapt ce permite evitarea erorilor posibile datorate uzurii sculei de prelucrare.

Deoarece relația dintre mărimea dezzechilibrului și adîncimea de găurire este nelineară (prezentată de unele firme sub forma unor nomograme, funcție de materialul rotorului, geometria sa, diametrul burghiului și adîncimea găurii) pentru mărirea productivității sunt necesare dispozitive de calcul care să realizeze aceste corelări nelineare. Un astfel de sistem este cuprins în brevetul german înregistrat de firma "Carl Schenk AG" (brevet RFG cl.G 01 M1/30 nr.1965090).

Cele mai uzuale programe sunt cele de transpunere a datelor din planurile de măsură în cele de echilibrare. Un astfel de program, realizat de firma "Brüel & Kjaer", este cel prezentat în continuare, cu observația că rularea sa durează 3,83 sec..

Acest timp de rulare oferă o posibilitate de comparare cu performanțele metodei propuse în continuare în capitolul 3 și în capitolul 4, pentru echiparea unei MED dedicată rotoarelor MI, realizate în producție pe scară largă.

```
10 DIM C(2,2), D(2,2), E(2,2), F(2,2), G(2,2), H(2,2),  
    I(2,2), J(2,2)  
12 DIM K(2,2), L(2,2), M(2,2), N(2,2), O(2,2), P(2,2),  
    Q(2,2), R(2,2)  
14 DIM S(2,2), T(2,2), U(2,2), V(2,2), X(2,2)  
20 FOR Y = 1 TO 6  
30 READ A(Y), B(Y)  
40 NEXT Y  
50 LET C(1,1) = A(1) COS(B(1)/57)  
60 LET C(1,2) = A(1) SIN(B(1)/57)  
62 LET C(2,1) = C(1,2)  
65 LET C(2,2) = C(1,1)  
70 LET D(1,1) = A(2) COS(B(2)/57)  
75 LET D(1,2) = A(2) SIN(B(2)/57)  
80 LET D(2,1) = -D(1,2)  
85 LET D(2,2) = D(1,1)  
90 LET E(1,1) = A(3) COS(B(3)/57)  
95 LET E(1,2) = A(3) SIN(B(3)/57)  
100 LET E(2,1) = -E(1,2)  
105 LET E(2,2) = E(1,1)  
110 LET F(1,1) = A(4) COS(B(4)/57)  
115 LET F(1,2) = A(4) SIN(B(4)/57)  
120 LET F(2,1) = -F(1,2)  
125 LET F(2,2) = F(1,1)  
130 LET G(1,1) = A(5) COS(B(5)/57)  
135 LET G(1,2) = A(5) SIN(B(5)/57)  
140 LET G(2,1) = -G(1,2)  
145 LET G(2,2) = G(1,1)  
150 LET H(1,1) = A(6) COS(B(6)/57)  
155 LET H(1,2) = A(6) SIN(B(6)/57)
```

```
160 LET H(2,1) = -H(1,2)
165 LET H(2,2) = H(1,1)
200 MAT I = E - C
205 MAT J = F - D
210 MAT K = G - C
215 MAT L = F - D
220 MAT M = H - D
225 MAT N = E - C
230 MAT O = D I
235 MAT P = C J
240 MAT Q = K L
245 MAT R = M N
250 MAT S = O - P
255 MAT T = Q - R
260 MAT U = INV(T)
265 MAT V = S U
270 MAT I = C M
275 MAT J = D K
280 MAT K = I - J
285 MAT X = K U
290 LET Y1 = SQR(V(1,1) 2 + V(1,2) 2)
300 LET Y2 = SQR(X(1,1) 2 + X(1,2) 2)
310 IF V(1,1) 0 THEN 340
320 LET Y3 = 0
330 GO TO 350
340 LET Y3 = 180
350 IF X(1,1) 0 THEN 380
360 LET Y4 = 0
370 GO TO 390
380 LET Y4 = 180
```

```
390 LET Y5 = Y3 + ATN(V(1,2)/V(1,1)) 57
400 LET Y6 = Y4 + ATN(X(1,2)/X(1,1)) 57
410 PRINT "MODULUS AND ARGUMENT OF Q1:", Y2, Y6
420 PRINT "MODULUS AND ARGUMENT OF Q2:", Y1, Y5
500 DATA 170, 112, 53, 78, 235, 94, 58, 68, 185, 115, 77, 104
510 END

RUN

DYNBAL 10:09 KBH MA 01/06/70
MODULUS AND ARGUMENT OF Q1: 1.71758 236.077
MODULUS AND ARGUMENT OF Q2: .927035 121.92

USED 3.83 SEC.
```

CAPITOLUL III

3. MASINA DE ECHILIBRAT DINAMIC CU CALCULATOR NUMERIC PENTRU CELULE AUTOMATE DE ECHILIBRARE A ROTOARELOR MASINILOR DE INDUCTIE DE PUTERE MICA SI MEDIE

Pentru echilibrarea rotoarelor MI de putere mică și medie, în cazul unei producții de serie foarte mare, se impun două cerințe principale MED :

- precizia ridicată a operațiunii de echilibrare pentru a reuși încadrarea MI în limitele de vibrații admise;

- viteză sporită a echilibrării pentru a realiza indicii de productivitate ceruți de uzinarea unui produs în serie foarte mare.

Din condiția a doua rezultă necesitatea elaborării unei structuri a MED capabilă să se integreze într-un flux automatizat de producție a mașinilor electrice.

MED actuale realizează cea mai mare parte a prelucrării semnalelor utilizând metode și echipamente analogice. Procesarea semnalelor de traductor cuprinde următoarele etape principale:

- obținerea informației primare (amplitudinea și defazajul dezechilibrului), pentru cele două planuri de echilibrare, din prelucrarea semnalelor provenite de la cei doi traductori plasați pe planele de măsură;

- transpunerea datelor obținute din planele de măsură în planele de echilibrare, unde se acționează prin scoatere sau adaus de material (operația este denumită tehnic separarea plane-

lor).

- operații de calibrare și corecție, în funcție de unitățile de măsură utilizate în fiecare caz (microni, grame, șaibe și greutăți etalon);

- afișarea rezultatelor pentru operator.

Acest flux informațional principal este realizat printr-o structură minimală a MED și în prezent este implementat la cea mai mare parte a MED prin metode și echipamente analogice. Mașinile performante, capabile să se integreze unui flux de producție de serie mare, oferă și alte facilități, care implică prelucrări suplimentare de informație:

- controlul acționării MED (strategii de pornire, viteze de lucru variabile, metode economice de frinare);

- automatizarea operațiilor de extragere sau adaus de material;

- facilitarea și automatizarea operațiilor de montare a rotoarelor pentru echilibrare;

- analiza statistică a parametrilor dezechilibrului inițial, pentru estimarea funcționării întregului proces de producere a rotoarelor și depistarea punctelor care reduc calitatea uzinării;

- eliberarea automată a certificatelor de calitate;

- autotestarea echipamentelor MED .

Realizarea acestor funcții prin echipamente analogice este posibilă, dar crește complexitatea MED , fiind necesar un bloc electronic pentru fiecare funcție. Prin aceasta, indicii de calitate, fiabilitate, preț de cost, costuri de întreținere și reglare a soluției analogice nu mai sunt atractivi. Astfel, pe plan mondial este evidentă tendința de a integra tot mai mult prelucrarea numerică în structurile MED , beneficiind și de experiența câștigată în alte aplicații (echipamente de măsură și control, aparate audio-video, telecomunicații etc). Există mai multe variante de utilizare a soluțiilor numerice, în variante parțiale, oferite de firmele BRUEL & KJAER, SCHENCK, HOFMANN. Cele mai performante soluții aparțin firmei CARL SCHENCK , prin seria CAB 588, CAB 500 și CAB 510, destinate echipării MED universale.

În acest capitol se va prezenta o variantă personală, ori-

ginală, numerică, bazată pe soluțiile din cadrul brevetului de invenție nr. 94622 cu titlul "Mașină de echilibrat cu calculator numeric", pe care am înregistrat-o la Intreprinderea "Electromotor" - Timișoara [60]. Alături de nucleul soluției breveteate am adus o serie de adaptări pentru a integra MED în celulele automate de echilibrare a rotoarelor MI de mică și medie putere.

Pentru a evidenția principiile și avantajele soluției numerice personale se vor prezenta în paralel modurile de rezolvare tradiționale, analogice, respectiv numerice, a etapelor operațiilor de echilibrare. De asemenea, se vor prezenta separat principiile și structura unei MED numerice standard, dezvoltând într-un capitol separat o serie de echipamente originale pe care le-am proiectat pentru situația concretă a rotoarelor de MI. Structura MED cu calculator numeric este conformă soluției din brevetul nr.94622, dar echipamentele prin care s-a propus implementarea în cazul prezentei lucrări sunt adaptate ofertei de componente și structuri hard actuale, la nivelul anilor 1993-1994. În acest mod am îmbunătățit performanțele de viteză și precizie realizate de MED precum și capacitatea sa de integrare într-un sistem informațional ierarhizat.

3.1. PREZENTAREA STRUCTURII M.E.D. CU PRELUCRARE NUMERICA A SEMNALELOR

Fără a considera schema de acționare a MED, în fig.3.1. este prezentată structura bloc a soluției numerice, capabilă să realizeze operația de echilibrare în condiții performante de viteză și calitate, superioare variantelor analogice.

În fig.3.1. s-au notat următoarele blocuri funcționale și elemente:

- R - rotor
- T.O. - traductor optic
- T_s, T_d - traductori de vibrații pentru planurile de măsură stîng, drept
- A_s, A_d - amplificatoare de semnal pentru traductorii T_s, T_d

- BMF - bloc multiplicare frecvență
- f - frecvența corespunzătoare vitezei de antrenare a rotorului R
- $k.f$ - frecvența multiplicată pentru comanda eşantionării semnalelor de traductor
- MUX - multiplexor analogic
- CAN - convertor analog - numeric rapid (12+16 biți)
- IPC - calculator personal de uz industrial

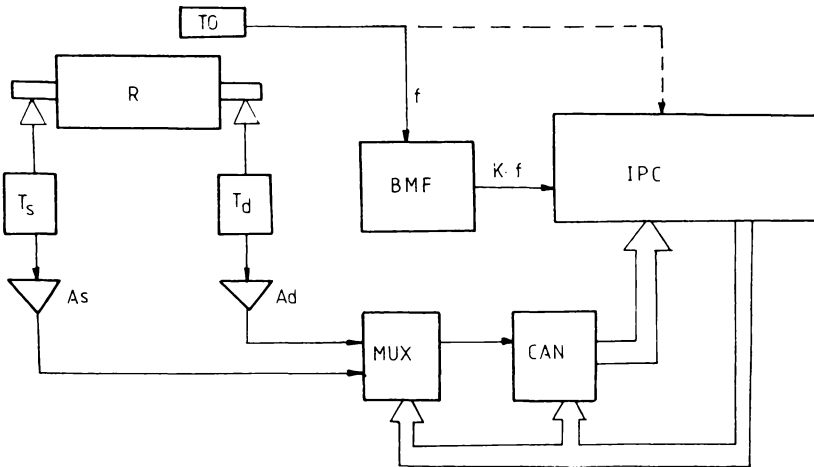


Fig.3.1. Schéma bloc a MED cu calculator numeric

Conform schemei prezentate, soluția numerică nu implică modificarea structurii mecanice a mașinilor de echilibrat, fapt ce conduce la un dublu avantaj practic:

- la producător - proiectarea, documentația tehnică, dotarea și organizarea fluxului de uzinare pentru structura mecanică a MED rămân neschimbate.

- la beneficiar - trecerea la varianta numerică nu impune decât înlocuirea părții electronice tradiționale, la MED de uz general, păstrându-se structura mecanică, traductoarele de vibrații și amenajările de fundații speciale, care reprezintă

peste 80 % din costurile totale.

Din schema bloc se disting două tipuri de semnale culese:

- semnale de la traductoarele de vibrații T_s, T_d ;
- semnalul de la traductorul optic TO, care oferă un impuls la fiecare rotație prin citirea semnalului trasat pe rotor.

Prin multiplexorul analogic (MUX), semnalele de la traductoarele T_s, T_d ajung pe rând la blocul de conversie rapidă analog-numerică (CAN). Este nevoie de un convertor rapid ($t_c <$

$< 20 \mu s$) la o rezoluție minimă de 12 biți, pentru a reuși o operație de conversie calitativă și în timp real. În această situație, prin timp real se înțelege obținerea celor k eșantioane ($k_{max} = 360$) într-o rotație completă a piesei. Eșantioanele obținute astfel caracterizează cu o foarte bună precizie semnalul real, analogic, al traductoarelor de vibrații. Datele numerice, pentru ambele planuri de măsură sunt achiziționate și memorate de IPC, fiind posibilă alegerea soft a planului de eșantionat precum și a frecvenței de eșantionare. Frecvența de eșantionare se poate realiza în două moduri:

- prin BMF, fixând un număr de eșantioane ($k.f$) în concordanță cu specificul echilibrării;

- prin varianta soft, măsurând inițial perioada de rotație a rotorului R în regim staționar, apoi, prin alegerea numărului de eșantioane dorit în aplicație, se comandă startul conversiei.

În funcție de tipul traductoarelor de vibrații T_s, T_d , în speță de mărimea semnalelor furnizate, se pot utiliza circuitele de amplificare BMF A_s, A_d , pentru a corela aceste semnale cu datele de intrare a blocurilor de conversie. Urmărind o flexibilitate maximă a echipamentului și o sensibilitate reglabilă a MED se recomandă structuri cu factor de amplificare comandat, care astăzi echipează majoritatea plăcilor de achiziție de date ale PC ori ale altor sisteme de măsură și control.

Problema calității traductoarelor și a corelării lor cu etajul de amplificare este comună tuturor MED, inclusiv variantelor clasice. Elementele care particularizează varianta numerică sunt convertoarele analog-numeric rapide și prezența IPC-ului. Chiar de la acest nivel, simplitatea constructivă a soluției numerice sugerează faptul că reducerea extremă a numărului de blo-

curi funcționale specifice variantei analogice se realizează prin prezența calculatorului și transferarea astfel a complexității spre partea soft, prin conceperea și utilizarea unor programe speciale dedicate operației de echilibrare, precum și integrării acesteia într-un flux automatizat, caracterizat prin structuri informaționale ierarhizate.

Primul element specific este blocul de conversie analog-numerică. În fig.3.1. a fost prezentată o variantă economică a MED, care utilizează un singur bloc de conversie, multiplexînd semnalele analogice de la cei doi traductori. Din literatura studiată pînă în prezent și din experiența practică atât în probleme de echilibrare a rotoarelor de MI cît și în problemele proiectării și construcției MED pentru beneficiari specifici economiei românești, se poate afirma că această variantă realizează măsurători în timp real. Aceasta din cauza timpilor suplimentari datorăți montării rotorului, accelerării și frînării. În aplicații de mare productivitate, la rotoare cu inerții mecanice foarte mici și prin sisteme auxiliare de încărcare-descărcare a rotoarelor se poate considera și varianta cu două blocuri de conversie, pentru fiecare semnal de traductor. Personal nu cred în viabilitatea practică a acestei soluții, preferînd achiziționarea unor convertoare performante din punct de vedere al vitezei. Din această cauză nu am prevăzut în fig.3.1. și această variantă care este, cel puțin din punct de vedere teoretic, posibilă.

3.2. ELEMENTELE TEORETICE ALE PROCESULUI DE EȘANTIONARE UTILIZAT DE MASINA DE ECHILIBRAT NUMERICA

Pentru soluția numerică prezentată în fig.3.1. elementul deosebit de important, care poate influența corectitudinea întregii operații de echilibrare, îl reprezintă etapa de eșantionare, deoarece ea furnizează semnalul de intrare pentru întreaga procesare ulterioară. În dezvoltarea teoretică privind procesul de eșantionare, se utilizează următoarele notații, clasice în teoria eșantionării [49] [50] [51] [52] [53] [54] :

$v(t)$ - semnal analogic

- $y(n)$ - semnal eșantionat
- T_e - perioada de eșantionare
- T - durata semnalului din perioada de eșantionare
- $p(t)$ - tren de impulsuri unitare.

Prin aceste notații, se poate scrie, pentru un semnal analogic:

$$y(n) = p(t) \cdot y(t) \quad \dots (3.1)$$

Dezvoltarea în serie Fourier a semnalului periodic $p(t)$ este:

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \underline{s}_k \exp(j \cdot 2\pi \cdot k \cdot t / T_e) \quad \dots (3.2)$$

Coefficienții seriei Fourier, notați cu \underline{s}_k au expresiile:

$$\underline{s}_k = 1/T_e \cdot \int_0^{T_e} p(t) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot t / T_e) \cdot dt \quad \dots (3.3)$$

Deoarece trenul de impulsuri unitare $p(t)$ este definit doar pe intervalul (T, T_e) , expresia (3.3) devine:

$$\begin{aligned} \underline{s}_k &= 1/T_e \int_0^{T_e} \exp(-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot t / T_e) \cdot dt = \\ &= (1 - \exp(-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot T_e)) / (j \cdot 2\pi \cdot k \cdot T_e) \quad \dots (3.4) \end{aligned}$$

Pentru simplificare, se notează $\omega = 2\pi / T_e$ și se obține din (3.4):

$$\underline{s}_k = (1 - \exp(-j \cdot k \cdot \omega \cdot T)) / j \cdot k \cdot \omega \cdot T_e \quad (3.5)$$

În aceste condiții, semnalul eșantionat $y(n)$ se scrie prin termenii dezvoltării în serie Fourier:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_k \cdot x(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot k \cdot t) / T_e \quad \dots (3.6)$$

Transformata Fourier a semnalului $y(n)$ este:

$$F\{y(n)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(n) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot \nu \cdot t) \cdot dt = Y_{n(\nu)} \quad \dots (3.7)$$

În același timp, utilizând teorema deplasării, se obține pentru Y_n :

$$Y_{n(\nu)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_k Y(\nu + k/T_e) \quad \dots (3.8)$$

pentru $k = 0$ rezultă valorile lui S_0 și $Y_n(\nu)$

$$S_0 = T / T_e \quad \dots (3.9)$$

$$\left| Y_{n(\nu)} \right|_{k=0} = T/T_e \cdot Y(\nu) \quad \dots (3.10)$$

Rezultatul practic redat prin relația (3.10) este proprietatea că, în banda frecvențelor joase (la limită $k=0$) spectrul semnalului continuu $y(t)$ se regăsește diminuat cu raportul T/T_e în spectrul semnalului $Y_{n(\nu)}$.

Analizând spectrul semnalului $Y_{n(\nu)}$ prin intermediul coeficienților dezvoltării Fourier, se constată:

- spectrul original $Y(\nu)$ se reprezintă în jurul originii, cu amplitudinea ponderată prin raportul T/T_e , pe o lățime de bandă egală cu $2/T_e$, respectiv între frecvențele $-F_m$ și $+F_m$ (un-

de F_m reprezintă frecvența maximă a spectrului $Y_{(2)}$);

- restul componentelor $Y_{n(2)}$ din succesiunea spectrală sunt decalate prin ecartul k/T_e ($k = \pm 1; \pm 2; \pm 3 \dots$) și ponderate corespunzător ordinului k considerat.

Condiția impusă în cadrul unui spectru analizat, ca diferențele componente din succesiunea spectrală să nu se întrepătrundă este, în mod obligatoriu, relația dintre frecvențele F_m și F_e (unde F_e se definește prin $F_e = 1/T_e$) să respecte:

$$F_m \leq F_e/2 \quad \dots (3.11)$$

Condiția (3.11) cunoscută în literatură drept teorema eșantionării (sau teorema lui SHANNON) prezintă o mare importanță practică, deoarece ea conține condiția de a reface din punct de vedere informațional un semnal continuu, pornind de la semnalul eșantionat. Astfel, pentru a putea reface semnalul continuu, este nevoie ca frecvența de eșantionare folosită să fie superioară dublului frecvenței maxime conținută în spectrul semnalului analizat.

În cazul echilibrării rotoarelor de MI, în funcție de tipul soluției mecanice a MED și a tipului de traductoare este nevoie, la începutul proiectării variantei numerice, de o analiză spectrală a semnalelor de traductor. Determinînd frecvența maximă care se găsește în spectrul acestor semnale se alege frecvența de eșantionare care va fi supusă blocurilor de conversie analog-numerică. Din literatura dedicată mașinilor de echilibrat, menționată anterior, sunt cunoscute proprietățile variantelor cu lagăre rigide, de a avea un semnal de traductor mai puternic contaminat cu armonici ale căror valori maxime, în cazul unor căi de rulare corect executate (care nu introduc șocuri mecanice), sunt determinate de tipul de rulmenți utilizați la montajul căilor de rulare, respectiv de numărul de bile și de poziția lor relativă unul față de altul.

Practica eșantionării utilizează trei procedee principale:

- eșantionarea prin mediere - în cazul acestui procedeu, se consideră în calculele ulterioare, valoarea medie a semnalului pentru intervalul T .

- eșantionarea prin blocare - se consideră valoarea instan-
tane a semnalului $y(t)$ la momentele $n.T_e$. Semnalul este re-
ținut doar un interval extrem de scurt necesar conversiei analog-
-numerice;

- eșantionarea prin tren de impulsuri ponderale - se fo-
losește drept semnal purtător un tren de impulsuri oarecare.

Pentru operația de echilibrare cele mai convenabile meto-
de sunt primele două, iar datorită performanțelor de viteză ale
componentelor hard ale echipamentelor de achiziție de date din
cadrul unor IPC, se va considera doar eșantionarea prin blocare.

Funcția de atenuare $E(\omega)$ este în acest caz:

$$E(\omega) = \left[\frac{\sin \pi \cdot \omega \cdot T}{\pi \omega T} \right] \cdot \exp(-j\pi \cdot \omega \cdot T) \quad \dots (3.12)$$

Notînd:

$$T = \lambda \cdot T_e \quad \text{unde } \lambda \leq 1$$

$$F_e = 2 \cdot \alpha \cdot F_m \quad \text{unde } \alpha \geq 1$$

se obțin estimările asupra efectului de filtrare prin atenuarea
semnalelor $X(\omega)$ cu $E(\omega)$:

$$\left| E(\omega) \right| = \left\{ \frac{\sin[\pi \cdot \omega \cdot T / (2 \cdot \alpha)] \cdot (\omega / F_m)}{\pi \cdot \lambda / (2 \alpha) \cdot (\omega / F_m)} \right\} \dots (3.13)$$

Dacă se dorește ca efectul filtraajului să fie inferior unei
valori alese exprămată procentual, $\varepsilon\%$, pe banda spectrului com-
ponentei centrale $\omega \in [0, F_m]$ este necesar ca:

$$\left(\frac{\sin \pi \cdot \alpha / (2 \alpha)}{\pi \cdot \lambda / (2 \alpha)} \right) \geq (100 - \varepsilon\%) / 100 \dots (3.14)$$

Impunând o condiție acceptabilă tehnic, $\varepsilon\% = 1\%$, se obține condiția:

$$\lambda/\alpha \leq 0,16 \quad \dots (3.15)$$

În cazul unei eșantionări la limita frecvenței obținute prin teorema lui Shannon, (situația $\alpha = 1$ deci $F_e = 2F_m$), se obține:

$$T \leq (16 / 100) T_e \quad \dots (3.16)$$

Dacă se impune o precizie superioară, $\varepsilon\% = 0,1\%$ a spectrului filtrat și alegînd o frecvență de eșantionare mărită $F_e = 10 F_m$, fapt realizabil din punct de vedere tehnic prin sistemele de achiziție de date, se obține condiția:

$$T \leq 0,2 T_e \quad \dots (3.17)$$

Din relațiile (3.15)(3.16)(3.17) rezultă concluzia cu aplicabilitate practică în procesul de eșantionare, că lățimea impulsului de eșantionare, λ , are o influență determinantă asupra preciziei de obținere a componentei centrale din semnalul eșantionat, deci asupra preciziei eșantionării.

3.3. POSIBILITATI DE REALIZARE A ECHIPAMENTULUI DE CONVERSIE ANALOG - NUMERICA

În cazul mașinilor de echilibrat destinate rotoarelor MI, performanțele echipamentului de conversie analog-numerică se determină în funcție de frecvența de eșantionare, impusă de urmă-

torii factori:

- viteza maximă de antrenare a rotorului, pe care mulți beneficiari o doresc egală cu viteza de lucru nominală a MI ;
- armonica superioară maximă din spectrele semnalelor de traductori;
- raportul frecvențelor F_e și F_m .

Pentru cele mai multe cazuri practice, turațiile de echilibrare supuse rotoarelor de MI sunt cuprinse în gama 1000 + + 2000 rot/min. Cu toate acestea, echipamentul de achiziție se va dimensiona luînd în considerare turația maximă de antrenare egală cu 6000 rot/min. În acest fel pot fi potențial acoperite și situații deosebite în cazul turațiilor MED pentru rotoare rigide. Aplicațiile de supraviteze 6000 + 40.000 rot/min. și 16 000 + + 150 000 rot/min, în general, nu sunt realizate în țară și în aceste situații rotorul trebuie tratat ca un solid elastic. Deși nu s-a propus rezolvarea acestei probleme, echipamentul numeric permite și dezvoltarea unor aplicații din domeniul supravitezelor.

Armonicele superioare din spectrele semnalelor provenite de la traductori de vibrații depind de structura mecanică aleasă pentru MED, dar și de modul de realizare practică. Măsurătorile efectuate la "Electromotor" Timișoara au indicat la structurile mecanice analizate armonici superioare maxime de ordin 20 și 30. Alegînd $k=50$ se obține o valoare acoperitoare pentru toate situațiile practice întîlnite.

Prin aceste prezumții, rezultă:

$$F_e \geq 100 F_n$$

unde F_n = frecvența corespunzătoare turației de antrenare n a rotorului.

Se alege, conform cap.3.2, pentru o bună calitate a procesului de eșantionare $\alpha = 5$.

$$F_e = 500 F_n \quad \dots (3.18)$$

In aceste condiții, se obține pentru perioada de eșantionare T_e :

$$T_e = 1 / ((n/60) \cdot 500) = 1 / (6000/60 \cdot 500) = 1/50\ 000 \quad [s] \\ \dots (3.19)$$

$$T_e = 20 \mu s$$

Structura unui echipament standard de achiziție numerică a semnalelor este prezentată în fig.3.2.

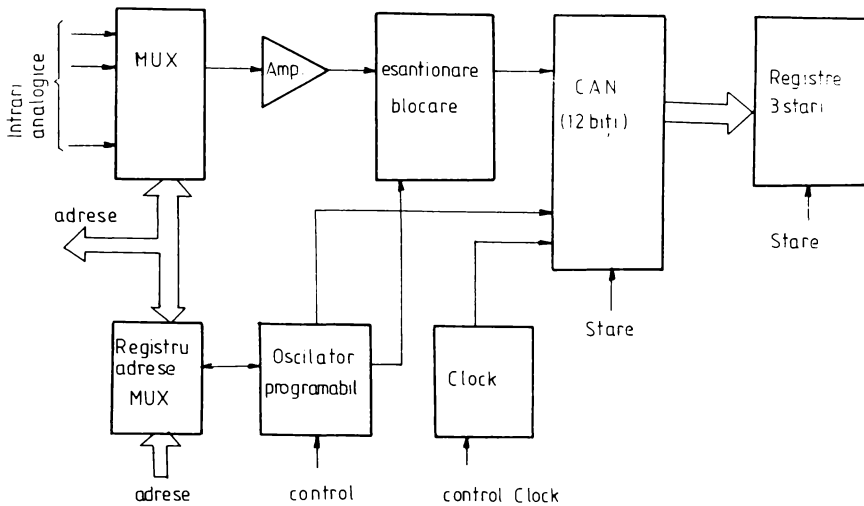


Fig.3.2. Structura standard pentru achiziția de date cu ieșire paralel.

In schema din fig.3.2. s-au notat:

- MUX - circuit de multiplexare analogic
- Amp - circuit amplificator de măsură pt. blocul de eșantionare-blocare

CAN - convertor analog-numeric

Clock - bază de timp cu frecvența controlabilă

Linia de legătură paralel asigură viteza maximă de transmitere a datelor numerice, dar este mai scumpă decât magistrala serială, necesitând câte un conductor pentru fiecare bit al registrului de ieșire. Din această cauză, pentru structuri cu rezoluție ridicată (10 biți) sau la aplicațiile unde viteza de transmitere a datelor nu reprezintă o impunere majoră se preferă soluția numerică având ieșirea serială.

Se vor prezenta o serie de componente din familia CAN produse de firma BURR - BROWN și aplicabile într-o structură de achiziție de date adaptată cerințelor MED cu soluție numerică.

CIRCUITUL ADC 76 - date de bază

- rezoluția: 16 biți (cu posibilități 12, 13, 14, 15 biți)
- intrări analogice: varianta bipolară $\pm 2,5$ V; ± 5 V; ± 10 V
- timpi de conversie: 17 μ s(16 biți); 16 μ s(15 biți); 15 μ s(14biți)
13 μ s(13 biți); 12 μ s(12 biți).
- coduri utilizate: - serial (CSB, COB)
- paralel bipolar (COR, CTC)
- clock intern ajustabil 933 \pm 1400 KHz
- tensiuni de referință: ± 15 V, +5 V.
- eroarea de offset - max $\pm 0,2$ % (varianta bipolară)
- eroarea de linearitate: max $\pm 0,006$ % (varianta JM, AM)
max $\pm 0,003$ % (varianta KM, BM).

Diagrama conexiunilor circuitului ADC 76 este în fig.3.3.

Pentru opțiunea serială la ieșire sunt posibile două moduri de codare binară (CSB și COB), iar sincronizarea se realizează prin clock-ul intern.

Semnalul de intrare în circuitul ADC 76 trebuie să fie de impedanță mică, de exemplu semnalul de ieșire al unui amplificator operațional. Dacă această cerință nu se realizează în mod direct, se recomandă utilizarea unui buffer amplificator între semnalul de intrare și pinii integratului ADC 76, conform fig.3.4-a.

Frecvența clock-ului intern poate fi controlată în domeniul

de frecvențe 933 ± 1400 KHz prin corectarea externă a unui potențiomtru multitură cu o foarte bună imunitate la temperatură (fig. 3.4.-b).

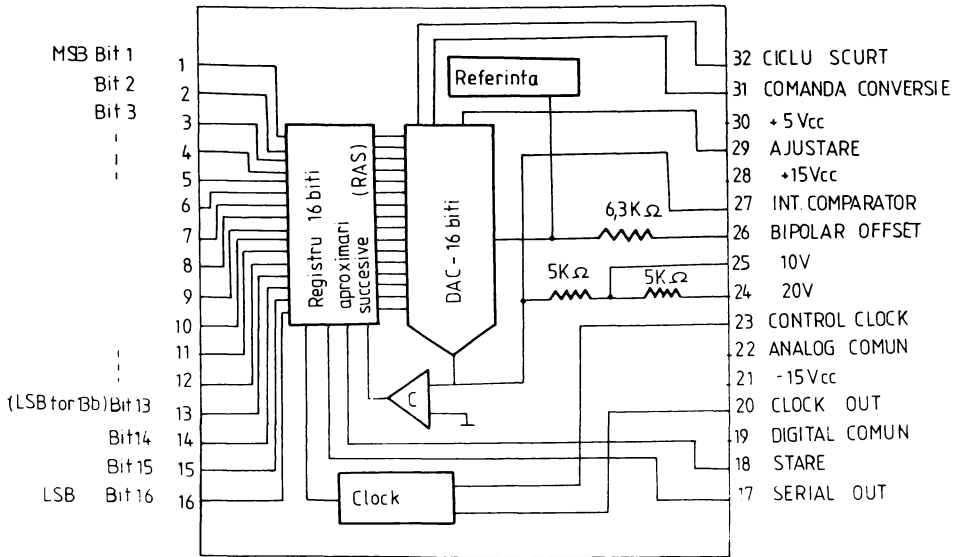


Fig.3.3. Schema conectare ADC 76 (variante JM, KM, AM, BM)

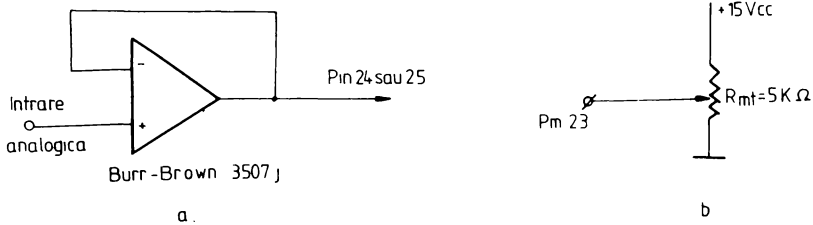


Fig.3.4. Corecțiile de impedanță și clock intern la ADC 76.

CIRCUITUL ADC 804 - date de bază:

Circuitul ADC 804 reprezintă o variantă optimă pentru domeniul conversiei pe 12 biți. Obținut prin reproiectarea circuitului ADC 800 și eliminând facilitățile de ieșiri paralele, circuitul ADC 804 reușește și o minimizare a dimensiunilor geometrice, fiind cea mai redusă realizare de convertor pe 12 biți, păstrând toate funcționalitățile cerute în aplicațiile practice. Se pot compara datele sale cu cele prezentate anterior:

- rezoluția: 12 biți
- intrare analogică bipolară: $\pm 2,5$ V; ± 5 V; ± 10 V
- timp conversie: 17 μ s
- cod binar la ieșire: COB
- clock intern: 92,3 KHz
- tensiuni referință: ± 15 V; + 5 V
- eroare de offset: max $\pm 0,3$ %
- eroare de linearitate: max $\pm 0,012$ %

Diagrama conexiunilor este în fig.3.5.

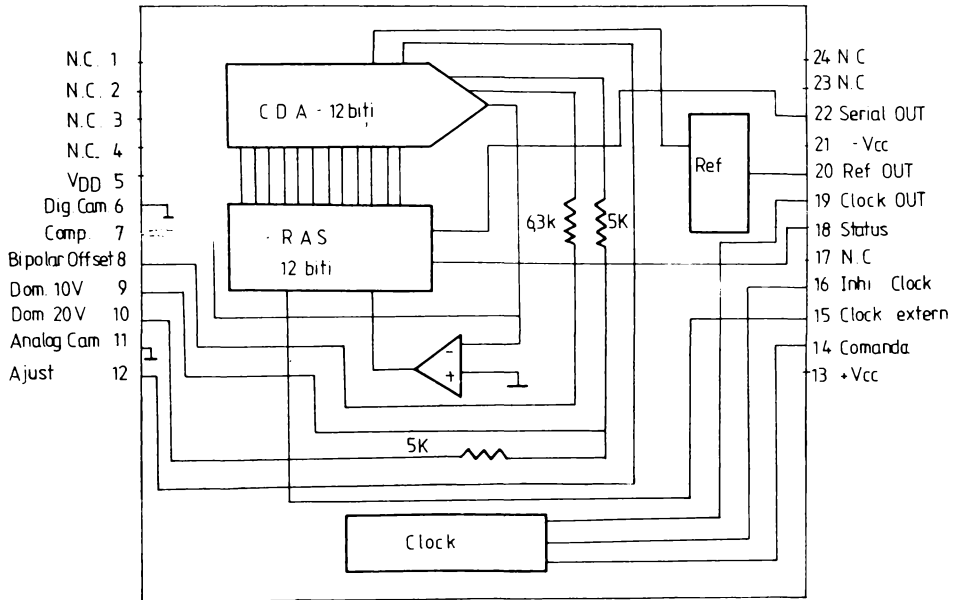


Fig.3.5. Schema de conectare a circuitului ADC 804.

Un alt element important al schemei generale din fig.3.2. îl reprezintă circuitul de eşantionare. De obicei, firmele producătoare realizează pentru fiecare circuit de conversie un tip anume de circuit de eşantionare care să realizeze cuplarea perfectă și să obțină astfel performanțele întregului bloc de achiziție (număr de biți, timpi de conversie). Firma BURR-BROWN a construit pentru ADC 76, ADC 804 integratele compatibile SHC 76 și SHC 804.

CIRCUITUL SHC 76

Reprezintă un circuit de eşantionare pentru CAN de 14 biți, de viteză ridicată și mare precizie. Are prevăzute în structura internă capacitatea de menținere precum și o rețea de minimizare a offset-ului. Schema funcțională se descrie în fig.3.6.

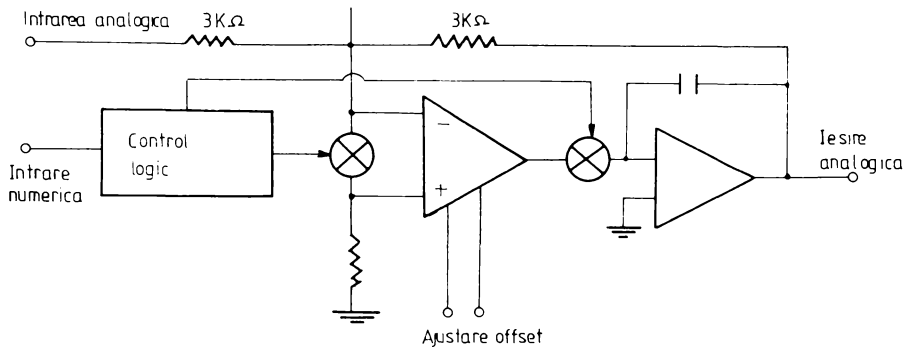


Fig.3.6. Schema de principiu a circuitului SHC 76.

Cuplarea circuitelor ADC 76 și SHC 76 pentru realizarea unui echipament de achiziție numerică se prezintă în fig.3.7.

Firma BURR-BROWN a realizat și circuitul complex ADC600, care conține într-un singur integrat cu 40 de pini, construit pe baza tehnologiilor hibride, următoarele blocuri funcționale: circuitul de eşantionare, convertorul ultra-rapid analog-numeric cu rezoluția de 12 biți, clockul intern, registrele de deplasare, referințele de tensiune. Singurele semnale exterioare necesare funcționării sunt: comanda conversiei și tensiunile de ± 15 V, $+ 5$ V. Din această cauză ADC 600 reprezintă o soluție atractivă la realizarea unei plăci de achiziție de date.

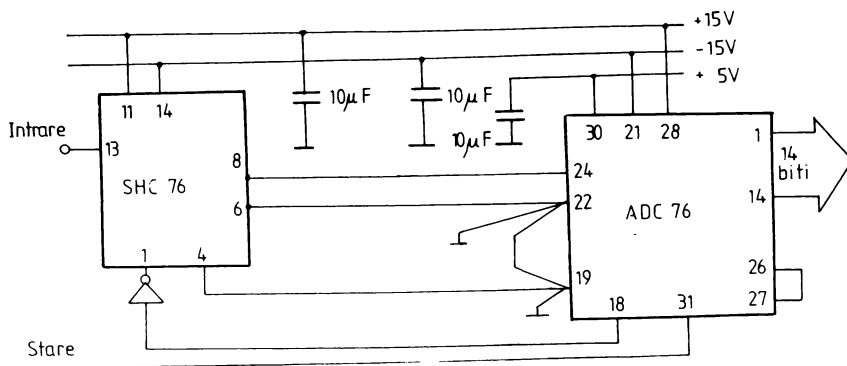


Fig.3.7. Schema de cuplare a circuitelor SHC 76 și ADC 76.

Din cele prezentate, rezultă pentru MED numerice, două variante constructive, care au fiecare avantajele și dezavantajele sale și a căror alegere se va face în funcție de posibilitățile tehnice și de personal ale constructorului de MED :

- proiectarea și realizarea unui echipament numeric dedicat operațiilor de echilibrare, care va conduce la optimizarea costurilor de execuție și a dimensiunilor, dar care necesită un efort apreciabil de proiectare, deci la mărirea acestor costuri inițiale. În plus apar probleme pe partea de întreținere, deoarece este nevoie de o specializare a personalului pe aceste tipuri de echipamente numerice.

- utilizarea unui echipament standard (IPC) care, deși aparent are un preț mai mare și gabarit superior, aduce o serie de avantaje în utilizare: posibilitatea de interconectare cu alte sisteme de comandă și control, rezolvarea problemelor de service prin apelarea unor structuri existente precum și accesul la produse soft performante aplicabile în tehnicile de echilibrare sau la operațiile statistice ulterioare.

Analizând cele două opțiuni, vom propune o serie de echipamente de calcul pentru uz industrial, capabile să deservească MED destinată funcționării într-un flux automatizat, inclusiv etapa inițială a achiziției numerice a semnalelor de traductor.

Un sistem tipic de achiziție de date și control constă în a interfața un proces tehnic real, în cazul de față o MED, cu un IPC. Deoarece nu se produc IPC dedicate echilibrării dinamice, este necesară alegerea acelei structuri care să fie capabilă să rezolve problema enunțată, atât pe partea de prelucrare a semnalelor, cât și domeniile de automatizare (porniri, reglări de viteză, frînări, încărcarea-descărcarea rotoarelor, scoatere-adaus de material, furnizarea și analiza datelor specifice).

Structura tipică a unui IPC care realizează un sistem de achiziție de date este prezentată în fig.3.8.

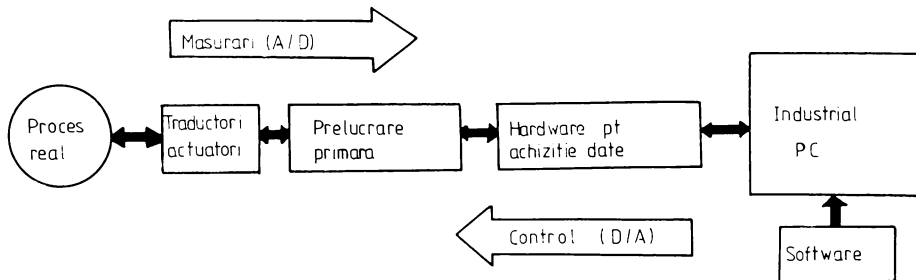


Fig.3.8. Structură de achiziție de date utilizând IPC.

Este recomandată utilizarea modulelor hard provenite de la aceeași firmă producătoare, pentru a facilita interconectarea lor. Oferta de module hard este foarte largă și cu o mare dinamică în privința performanțelor tehnice și de cost. Deoarece etapa de tratare numerică a semnalelor la MED nu reprezintă o aplicație limită, se va obține structura modulară a echipamentului prin plăci de uz industrial general, obținând astfel și un preț de cost mai scăzut pentru întregul produs.

S-au analizat produsele firmelor "ADVANTECH" și "NATIONAL INSTRUMENTS" la nivelul ofertei pentru anii 1993 și 1994. Pentru obținerea unei structuri modulare de maximă flexibilitate s-au urmărit categoriile de produse: [55] [56]

- module de tratare prealabilă a semnalelor (signal conditioning)
- module de achiziții de date și control.

STRUCTURI DE I.P.C.

Pentru aplicațiile industriale, variantele de birou ale PC devin nefuncționale, datorită mediului unde sunt instalate, care conține agenți corozivi, praf, vibrații mecanice, căldură, la nivele inacceptabile. Un alt factor disturbator al mediului industrial îl reprezintă "zgomotul electric", datorat comutațiilor de curenți de intensități mari, care implică soluții și protecții suplimentare pentru sursele de alimentare și pentru izolațiile electrice.

Dintre IPC produse de firma "ADVANTECH", s-a ales seria IPC-800, cu variantele IPC-810, IPC-820, construite pentru medii industriale dificile, puternic solicitate în vibrații și șocuri mecanice, care satisfac cel mai bine cerințele unui flux de fabricație de MI. Varianta economică și dotată cu o tastatură potrivită cerințelor unei MED este reprezentată de IPC-810, care are următoarele date tehnice:

- temperatura de lucru : $0^{\circ} \pm 55^{\circ} \text{ C}$
- umiditatea relativă : $5 \pm 95 \%$
- altitudinea maximă : 3000 m
- șocuri (pe durata de lucru) : 10 G (cu durata de 10 s)
- vibrații (pe durata de lucru) : $5 \pm 15 \text{ Hz} - 0,25''$ (vîrf la vîrf)
 $15 \pm 100 \text{ Hz} - 2,5 \text{ G}$ (vîrf la vîrf)
- greutatea netă : 13 kg
- dimensiuni geometrice : 483 x 452 x 266 mm
- CPU - 80286 / 80386 / 80486
- sursa de alimentare - 150 W (cu funcționare garantată de minimum 50000 ore la încărcare maximă și la temperatura mediului de 25° C)
- disk-drive : 1 HDD (3 1/2 ")

- standarde de protecție UL, CSA, VDE
- EMI - pt. 220 V : VDE clasa A
- monitor : VGA cu diagonala 10" și rezoluția max 800 x 600
- 7 sloturi compatibile IPM PC /AT
- aplicații recomandate :
 - monitorizarea și controlul proceselor
 - achiziții de date
 - sisteme tehnologice automatizate
 - celule de control
 - laboratoare de cercetare.

MODULE DE AMPLIFICARE SI MULTIPLEXARE

La aplicația de echilibrare a rotoarelor MI , în funcție de traductorii de vibrații utilizați se impune amplificarea semnalului de traductor cu un factor specific fiecărei MED și, în plus, o izolare galvanică între traductoare și echipamentul numeric. Trebuie să fie folosite pentru prelucrarea primară a semnalelor, blocuri de amplificare și multiplexare .

Produsul "ADVANTECH" compatibil cu IPC-810, care realizează aceste funcții este PCLD-789, prezentat în fig.3.9.

Principalele date ale modului PCLD-789 sunt :

- canale intrare : 16
- mărirea semnalului de intrare : max ± 10 V (depinzind de factorul de amplificare selectat)
- domenii de amplificare : 0,5; 1; 2; 10; 50; 100; 200; 1000.
- mărirea semnalului la ieșire : ± 5 V
- nelinearități : $0,015 \pm 0,005$ %
- curent la ieșire : max 20 mA.

Circuitul este dedicat măsurătorilor de semnal mic, de uz general. Posedă și un bloc CJSC pentru măsurarea directă a semnalelor de la termocuple, care, deși în prezentarea generală a aplicației MED nu apar măsurători de temperatură, poate fi utilizat în controlul și protecția acționării MED , permițând monitorizarea temperaturilor atât pe partea de element de execuție, cât și pe partea de electronică de putere.

Posibilitățile largi de amplificare (0,5 \pm 1000) și cele

de multiplexare (16 căi analogice) depășesc cerințele unei MED standard și asigură disponibilități pentru automatizarea și controlul operației de echilibrare.

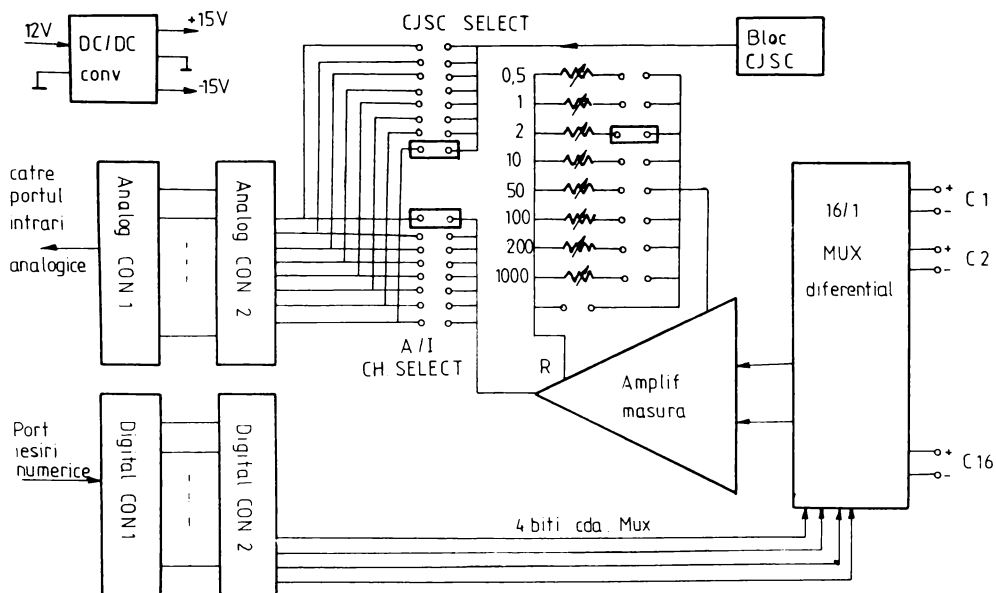


Fig.3.9. Schema modului PCLD-789.

Familia de module SCXI-1100 reprezintă o altă posibilitate de dotare a IPC. Familia SCXI (Signal Conditioning Extension for Instrumentation) promovată de firma "NATIONAL INSTRUMENTS" pentru sisteme de achiziții de date și control bazate pe IPC combină flexibilitatea structurilor tip plug-in cu compatibilitatea, zgomotul redus și robustețea structurilor stand-alone.

Structurarea echipamentelor SCXI-1100 este dată în fig. 3.10.

Din schema prezentată rezultă următoarele funcții de bază:

- multiplexarea a 32 de intrări analogice diferențiale, având domeniul de ± 10 V și protecție la supratensiuni în două

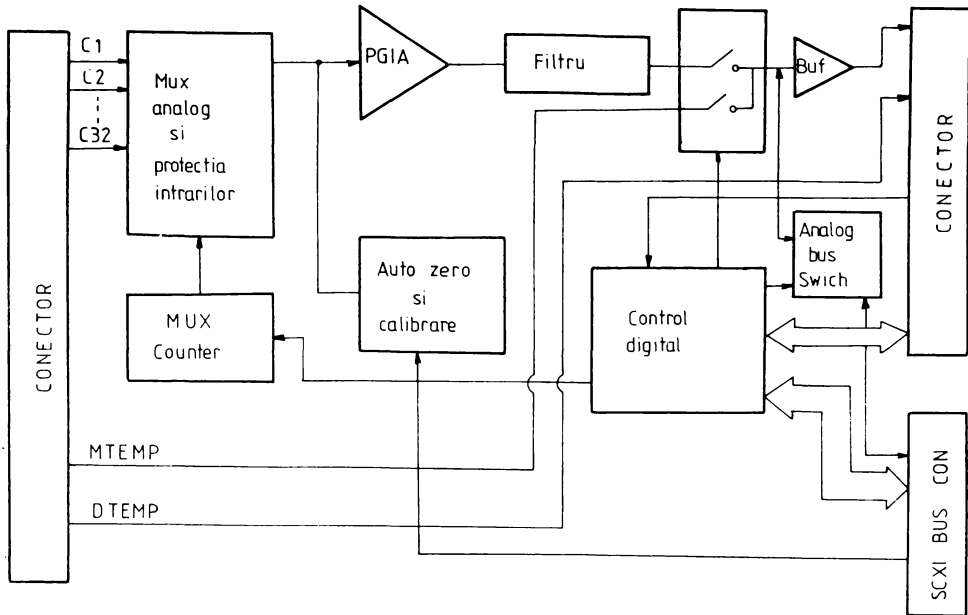


Fig.3.10. Schema modului SCXI-1100.

varianțe $\pm 15\text{ V}$ și $\pm 25\text{ V}$;

- amplificator de măsură cu factor de amplificare programabil (PGIA) în domeniul $1 \div 2000$.

- filtru de intrare cu trei moduri de lucru, selectabile:

- banda de trecere 4 Hz
- banda de trecere 10 KHz
- full bandwidth

- calibrare și auto-zero pentru PGIA

- facilități pentru prelucrarea semnalelor de termocuple

- coeficienți de amplificare selectabili software: 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000.

Modul de conectare al modului SCXI-1100 cu un IPC este în fig.3.11.

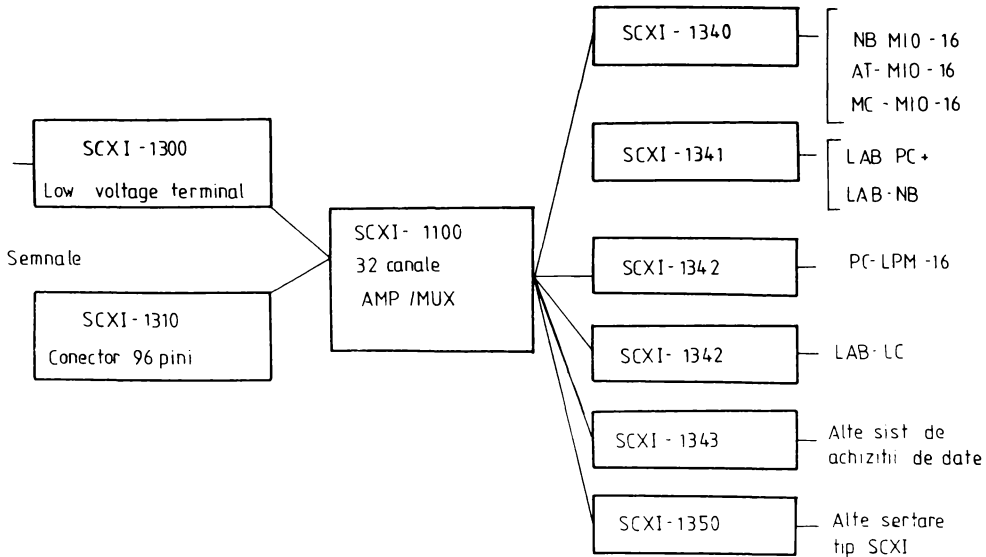


Fig.3.11. Opțiuni de conectare ale modului SCXI-1100.

Din analiza circuitului SCXI-1100, dincolo de performanțele sale pe partea de achiziție se detașează o caracteristică tehnică aplicabilă în tehnica echilibrării, respectiv posibilitățile de calibrare și auto-zero pentru blocul PGIA. În cap.II a fost prezentat brevetul american "Self-Calibrating Data-Colection System for Dynamic Wheel Balancing Machine" care realizează funcții similare în privința sistemului de amplificare, dar cu aplicație directă la MED.

Deși disponibilitățile de intrare sunt prea mari (32 de intrări), echipamentul SCXI-1100 este atractiv și se recomandă aplicațiilor în domeniul MED, prin posibilitățile de autocalibrare și gama largă a coeficienților de amplificare, care pot ajuta la implementarea unei modalități simple de eliminare a influențelor zgomotelor de fond din halele de producție asupra semnalelor de transductor, soluție ce va fi prezentată în capitoul privind analiza semnalelor afectate de zgomot.

Dacă se doresc soluții mai economice, cu mai puține intrări,

sunt disponibile modulele SCXI-1120 , SCXI-1121 și SCXI-1130.

Modulele SCXI-1120 și SCXI-1121 multiplexează și amplifică 8 , respectiv 4 canale analogice, realizând și izolarea lor la tensiuni ridicate, până la 1500 V , fapt ce conferă o excelentă comportare în mediul industrial. Deoarece structurile sunt asemănătoare, în fig.3.12 se prezintă doar schema modului SCXI-1120:

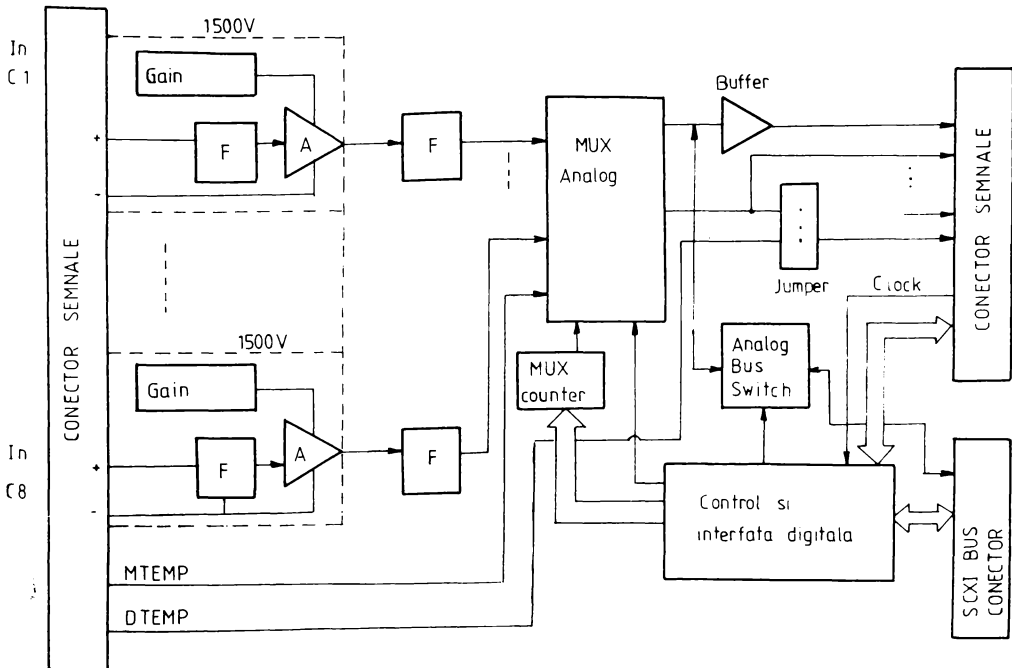


Fig.3.12. Structura modului SCXI-1120.

Deosebirile principale dintre modulele SCXI-1120 și SCXI-1120, dincolo de numărul intrărilor multiplexate, sunt:

- amplificarea și filtrarea se fac separat, pentru fiecare canal în parte la modulul SCXI-1120 (1121);
- filtrele selectabile au domeniile de trecere 4 Hz și 10 KHz, de tip 3 poli - RC;
- inexistența posibilităților de calibrare și auto-zero

la circuitul de amplificare, la SCXI-1120 ;

- lipsa protecțiilor în tensiune pe partea de intrare.

În schimb, domeniul factorilor de amplificare și posibilitățile de conectare pe partea de ieșire sunt identice (vezi fig. 3.11). Pentru partea de intrare, modulul SCXI-1120 acceptă conectorii SCXI-1320 (pentru semnalele de tensiuni înalte) și SCXI-1330 (pentru tensiuni mici).

Un variantă interesantă este oferită de modulul SCXI-1140 (fig.3.13) care combină cele două structuri prezentate anterior:

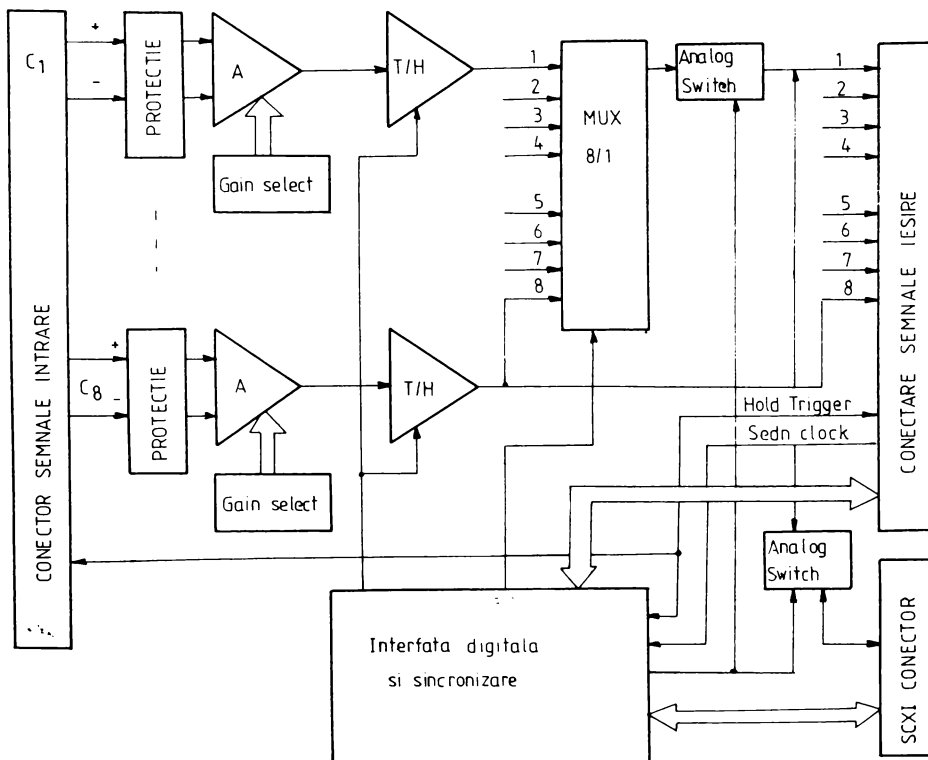


Fig.3.13. Schema modulului SCXI-1140.

Modulul SCXI-1140 reprezintă un echipament cu 8 canale simultane, fiecare canal având un amplificator de măsură de impedanță înaltă și circuit de protecție la tensiune, urmat de un circuit T - H (track and hold) care realizează operația de

eșantionare și reținere. Fiecare canal poate lucra independent, cu factor propriu de amplificare selectabil hard. În acest mod, achiziția de date se efectuează cu o intervenție software minimală. Performanțele tehnice, la 25° C, sunt următoarele:

- domenii de amplificare : 1; 10; 100; 200; 500.
- benzi de trecere : 2 MHz, 800 KHz, 500 KHz, 300 KHz, 120 KHz.
- timpi de achiziție : 7 μ s (acuratețe 0,012 %)
 - 10 μ s (acuratețe 0,06 %)
- putere disipată : 4 W
- tensiune de ieșire maximă : \pm 10 V
- protecția la intrare : \pm 15 V (sau \pm 30 V).

MODULE MULTIFUNCTIONALE I/O PENTRU IPC COMPATIBILE IBM

Pentru calculatoarele IPC compatibile IBM AT, modulele de achiziție produse de "NATIONAL INSTRUMENTS" sunt prezentate în TAB.3.1.

TAB.3.1.

	AT-MIO- - 16 X	AT-MIO G4F5	AT-MIO -16DH	AT-MIO 16H9	AT-MIO 16L9	LAB PC +
		AT-MIO -16F5	AT-MIO -16DI	AT-MIO 16H25	AT-MIO 16L25	
Canale	8 DI	8 DI	8 DI	8 DI	8 DI	4 DI
Frecv. de achiz. (max)	100 KHz	200 KHz	100 KHz	100 KHz	100 KHz	7,5KHz
Rezoluția (max)	16	12	12	12	12	12
Semnal de intrare	\pm 10 V	\pm 10 V \pm 5 V	\pm 10 V \pm 5 V	\pm 10 V \pm 5 V	\pm 10 V \pm 5 V	\pm 5 V
Domeniile de amplificare	1,2,5, 10,20, 50,100	0,5;1; 2;5;10; 20;50; 100	1,2,4,8 1,10, 100,500	1,2, 4,8	1,10 100, 500	1,2,5,10 20,50, 100
Canale conversie	2	2	2	2	2	2

Timers	3	3	3	3	3	3
RTSI	DA	DA	DA	DA	DA	NU
Software	Lab View, Lab Windows, NI-DAQ,					DAQ Ware

Pentru aplicația de echilibrare dinamică a rotoarelor rigide, din analiza tabelului, urmărind un caracter general al structurii hard, cel mai potrivit modul este AT-MIO-16X. Deoarece modulul posedă funcții analogice și digitale, timing I/O, este recomandat la dotarea mașinilor automate, pentru controlul și monitorizarea proceselor, la echipamente de testare și măsurare. Această versabilitate subliniază oportunitatea alegerii la echiparea MED, unde sunt necesare atât operații de măsurare cât și secvențe de comandă și control.

Structura bloc a modulului AT-MIO-16X este prezentată în fig.3.14.

Din analiza schemei și a datelor se disting următoarele performanțe ale circuitului, care interesează aplicația de echilibrare:

- există două MUX-uri analogice, cu protecții de tensiune ± 25 V (la intrare) și ± 15 V (la ieșire), care realizează 8 intrări diferențiale. Semnalele de intrare sunt selectabile soft în variante ± 10 sau $0 + 10$ V, iar circuitul de amplificare este soft-reglabil cu coeficienții de amplificare 1,2,5,10,20,50,100.
- modalitate FIFO (first-in, first-out) pentru 512 cuvinte
- conversie AN și NA
- comanda conversie cu tact intern sau extern
- trei moduri de lucru pentru achiziția de date:
 - achiziție continuă pe un canal
 - achiziție pe multiple canale cu scanare continuă
 - achiziție pe multiple canale cu scanare pe interval.
- posibilitate de calibrare și auto-zero pe partea de PGIA și de calibrare pe partea de conversie Numeric-Analogică.
- posibilități de utilizare software dedicat Lab VIEW, Lab Windows, DAQ Ware, NI-DAQ:

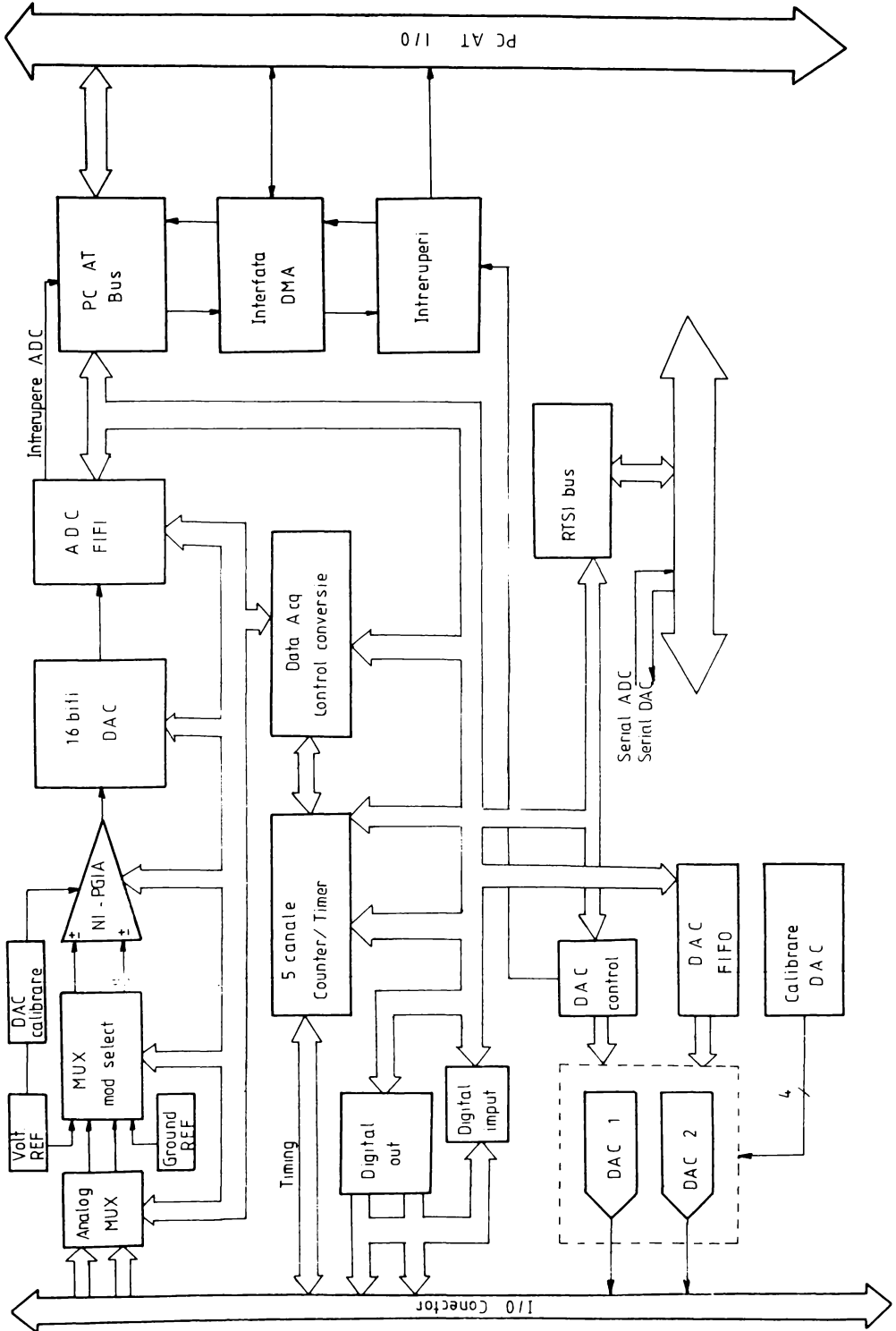


Fig. 3.14. Schema modulului AT-MIO-16Y

- bună stabilitate la temperatură pe domeniul de lucru.

Modulele și circuitele prezentate au oferit tot atâtea variante de realizare a structurii hard a MED, atât pe partea de sistem de achiziție de date cât și ca dotare cu IPC. Fără doar descrierea posibilităților de implementare, subliniind soluția care recurge la adaptarea structurilor modulare pentru aplicații generale, la cazul concret al MED pentru linii automate de mare productivitate, folosite la echilibrarea rotoarelor MI de putere mică și medie.

3.4. METODE DE ANALIZA A SEMNALELOR DE TRADUCTOR LA MASINILE DE ECHILIBRAT DINAMIC FOLOSITE PENTRU ECHILIBRAREA ROTORELOR MASINILOR DE INDUCTIE DE SERIE MARE

După expunerea MED cu calculator numeric, se prezintă algoritmi după care se efectuează prelucrarea semnalelor de traductor. Pentru a facilita comparația între metoda numerică și metodele tradiționale, analogice, se sistematizează caracteristicile și performanțele variantelor analogice, prezentând apoi structurat metoda numerică. Nu trebuie uitat faptul că orice procedeu de analiză a semnalelor se supune în ultimă instanță la doi indici de calitate:

- precizia de obținere a datelor dezzechilibrului
- durata unui ciclu de analiză pentru cele două planuri de măsură (care determină productivitatea operației de echilibrare).

3.4.1. METODE DE ANALIZA CLASICE (ANALOGICE)

Din considerente tehnologice inerente construcției unei MED (tolerante în execuția căilor de rulare, zgomotul mecanic al acționării electrice, zgomotul cuplajelor mecanice, izolarea relativă prin fundații speciale a MED față de zgomotul industrial, folosirea rulmenților pe căile de rulare) semnalele de

traductor ale MED cu lagăre rigide conțin alături de semnalul util produs de dezechilibrul mecanic al rotorului și un intens spectru de semnale parazite, de obicei armonici superioare față de fundamentala impusă de viteza de antrenare, precum și zgomot aleator, cu ponderi însemnate în semnalul total furnizat de traductori. O sugestivă reprezentare a unui caz real de semnal cules la traductorul unei MED cu lagăre rigide este prezentat în fig.3.15., unde, alături de semnalul real, a fost trasat și semnalul util, determinat de dezechilibrul rotorului. Situația descrisă în fig.3.15 nu reprezintă o exagerare merită să scoată în evidență prezența zgomotului. De obicei, în practică astfel de situații se întâlnesc la MED cu o foarte bună proiectare și execuție a părții mecanice și dotate cu traductoare de vibrații performante. La MED aflate în exploatare sau chiar la cele noi, din diferite motive, ponderea semnalului util în semnalul total poate fi mult mai mică decât cea sugerată în fig.3.14. Cu cât semnalul util este mai "înețat" în zgomot, cu atât apar dificultăți mai mari pe partea de analiză a semnalelor, de obicei lungind procesul de măsurare sau afectând semnificativ precizia acesteia.

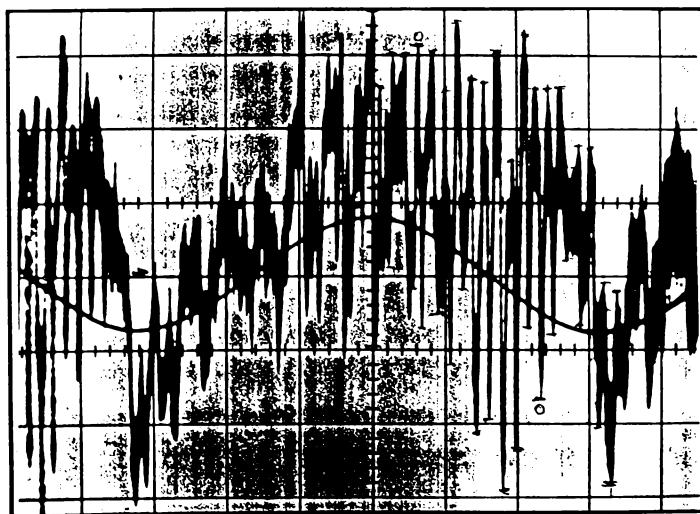


Fig.3.15. Alura semnalului real furnizat de traductorii de vibrații ai unei MED cu lagăre rigide.

Din aceste considerații sunt necesare metode de extragere a semnalului util și de determinare a amplitudinii și defazajului său. Trebuie amintit că în tehnica echilibrării dinamice, defazajul dezechilibrului se măsoară pentru fiecare plan față de o aceeași origine fixă, arbitrar fixată, dar cunoscută de operator sau de dispozitivul automat de prelucrare. Față de această origine, corespunzător defazajului ales, în sensul de antrenare a rotorului, se va acționa mecanic pentru echilibrare.

În cazul MED analogice, se utilizează trei metode de prelucrare a semnalului de traductor:

- eliminarea semnalelor parazite prin filtre acordate;
- eliminarea semnalelor parazite prin redresare comandată;
- eliminarea semnalelor parazite prin metoda waltmetrică.

Metoda de obținere a semnalului util prin filtre acordate presupune ca acea parte a semnalului de traductor care corespunde frecvenței fundamentale determinată de viteza de antrenare a rotorului, și care, deci corespunde dezechilibrului, să fie amplificată puternic selectiv în detrimentul celorlalte frecvențe din spectrul semnalelor de traductor.

Panda de trecere a filtrelor utilizate în cadrul acestei variante are alura din fig.3.16.

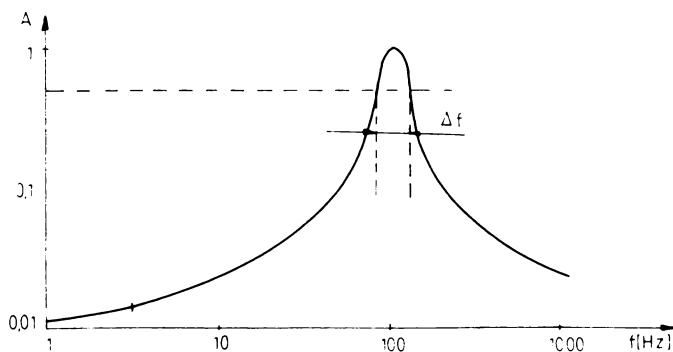


Fig.3.16. Banda de trecere în cazul unui filtru acordat.

O slăbiciune a acestei metode rezidă în faptul că factorul de amplificare nu poate fi sensibil mărit, deoarece în această situație, cele mai mici vibrații ale vitezei de antrenare a rotorului față de valoarea pentru care a fost acordat filtrul, conduce la erori importante, atât în determinarea amplitudinii cit și a defazajului. Procedul se recomandă a fi utilizat doar în situațiile în care nivelul vibrațiilor parazite nu este prea ridicat și numai atunci când viteza de echilibrare rămâne riguros constantă, deci la MED cu antrenare prin cuplaj mecanic.

Eliminarea semnalelor parazite prin metoda redresării comandate nu reușește o foarte bună calitate a echilibrării. Banda de trecere a semnalului, în acest caz, este prezentată în fig. 3.17. Se observă din specificul benzii de trecere că metoda nu elimină frecvențele impare ($3f_0$, $5f_0$, $7f_0$, ...) fapt care influențează negativ rezultatul măsurătorii, reducând astfel precizia metodei.

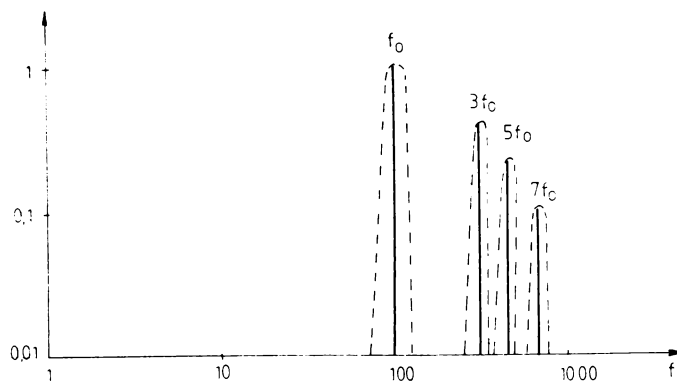


Fig.3.17. Banda de trecere a metodei redresării comandate.

Eliminarea semnalelor parazite prin metoda wattmetrică (determinată și detecție sincronă în variantele de realizare electronică) reprezintă singurul procedeu analogic care elimină automat vibrațiile parazite cu o siguranță absolută. În mod evident este vorba de armonicile superioare care se află în semnalul real de traductor. Vibrațiile aleatoare care afectează sem-

nalul impun metode speciale de atenuare.

Banda de trecere la metoda wattmetrică este prezentată în fig.3.18.

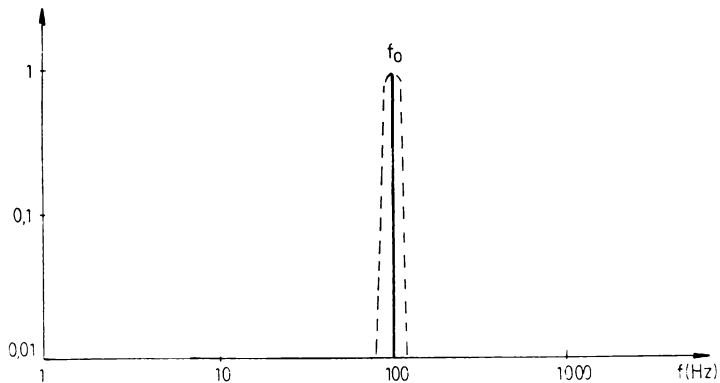


Fig.3.18. Banda de trecere a metodei wattmetrice.

Vibrațiile parazite din vecinătatea imediată a frecvenței f_0 , corespunzătoare vitezei de antrenare a rotorului, pot induce variații ale măsurătorilor, dar fără a influența într-un mod semnificativ, din punct de vedere al practicii echilibrării, rezultatele măsurătorilor.

Principiul wattmetric se implementează sub două mari clase de variante :

- scheme electronice
- echipamente electromagnetice.

Schemele electronice, numite și filtre sincrone, sunt realizate printr-un circuit multiplicator, urmat de un circuit integrator. Acest ansamblu care modelează echipamentul wattmetric furnizează la ieșire un semnal de forma $a \cdot b \cdot \cos \varphi$. Presupunem că termenul $a(t)$ este strict sinusoidal, iar termenul $b(t)$ conține alături de fundamentală și o serie de armonici superioare. Este necesar ca perioada semnalului $a(t)$ să fie identică cu fundamentală conținută în $b(t)$. Mărimea de ieșire va fi corespunzătoare fundamentalei termenului $b(t)$, deoarece toate

integralele produsului $a(t) \cdot b(t)$, pe o perioadă T sau pe un număr întreg de perioade, sunt nule. În acest fel, dacă dispunem de un semnal de referință strict sinusoidal, cu frecvența egală cu a rotorului antrenat, este posibilă extragerea fundamentalei, de frecvență egală, din semnalul de traductor, indiferent de gradul de contaminare al acestuia cu armonici parazite. Condiția impusă este ca multiplicarea semnalelor să fie urmată de o integrare pe un număr întreg de perioade. În practică, numărul de perioade integrate este suficient de mare (durata măsurătorii este aproximativ 10 sec., iar perioada de antrenare $0,1 \pm 0,05$ sec., adică se integrează 100 ± 200 de perioade), deci nu mai este absolută cerința teoretică a numărului întreg de perioade, integrarea fiind întreruptă oriunde, după 7-10 sec. fără a influența rezultatul final.

Schema consacrată de filtrarea sincronă la MED produsă la "Electromotor" Timișoara este prezentată în fig.3.19.

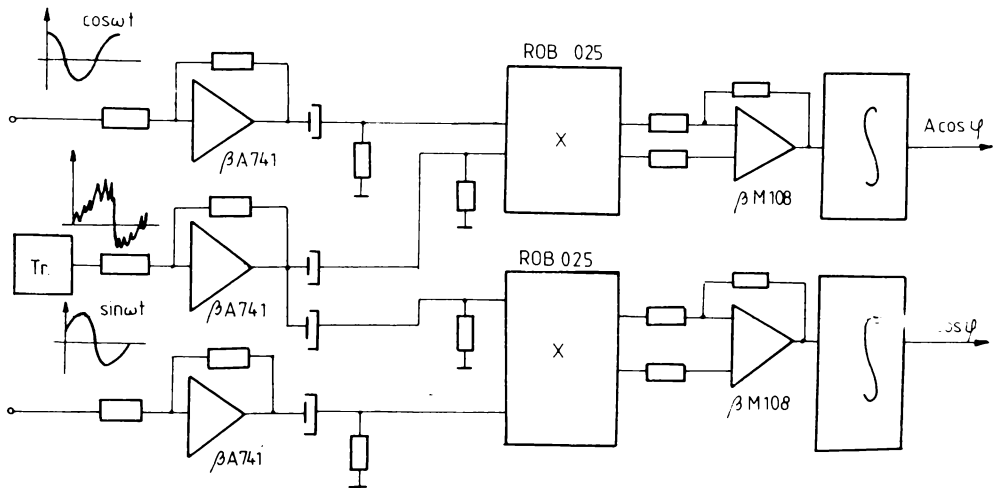


Fig. 3.19. Schema de filtra sincron realizat cu ROB 025.

Semnalul de traductor, afectat de armonici superioare,

este aplicat circuitelor multiplicatoare, realizate cu integrate ROB 025 , după o amplificare prealabilă, obținută simplu, cu circuite uzuale BA 741. Circuitele de multiplicare primesc pe intrările libere semnalele de sincronizare, adică $\sin \omega t$, respectiv $\cos \omega t$. Conform celor prezentate, pentru a obține semnalul util, respectiv fundamentală, fiecare circuit multiplicator este urmat de un circuit integrator. Se obțin astfel tensiuni proporționale cu coordonatele carteziene $A \sin \varphi$ și $A \cos \varphi$, unde:

- A - amplitudinea fundamentalei
- φ - defazajul dintre fundamentală și semnalul de sincronizare ales.

Originea semnalului de sincronizare este aceeași cu originea față de care operatorul măsoară defazajele pentru intervenția mecanică, și se prezintă cât mai vizibil prin diferite mijloace.

Calitatea principală a filtrelor sincrone și deci a metodei wattmetrice în echilibrarea dinamică rezidă din performanțele de calitate care se pot atinge : se măsoară astfel dezechilibre mai mici de $1 \mu\text{m}$ ($1 \text{ gr.mm. / kg.rotor}$), practic independent de nivelul perturbațiilor din semnalul inițial și cu o foarte ușoară influență a gamei turațiilor de echilibrare.

Dezavantajul metodei constă în necesitatea unor semnale strict sincrone cu turația de antrenare, fapt pentru care metoda a fost folosită mai ales la MED cu antrenare prin cuplaj mecanic. Dar acest tip de antrenare are două inconveniente esențiale:

- reduce sensibilitatea mașinii;
- reduce productivitatea echilibrării, prin operațiile mai dificile de montare a rotoarelor.

Din aceste cauze, în cazul unor structuri de mare productivitate, destinată echilibrării rotoarelor MI de putere mică și medie nu sunt indicate MED antrenate prin cuplaj mecanic.

Metodele clasice prezentate sunt sistematizate în TAB.3.2,

unde:

- | | | | |
|----|-------------|----|------------|
| ++ | foarte bine | -- | foarte rău |
| + | bine | - | rău |

TAB.3.2.

	Filtru , acordat	Redresare comandată	Wattmetric
Indice de calitate uzual pt.a atinge calit.echilibrării	Q = 2,5	Q = 1	Q 0,4
Precizie	-	+	+ +
Game de viteză	-	+	+
Măsurători cu viteze variabile	-	+	+
Simplitate în utili- zare	- -	+	+
Pret al MED	+ +	+	-
Raport tolerat semnal util / zgomot	-	+	+

3.4.2. METODA NUMERICA DE ANALIZA A SEMNALELOR DE TRADUCTOR PROPUȘA PENTRU MED CU CALCULATOR

Pentru o corectă apreciere a avantajelor și performanțelor MED cu calculator este necesară următoarea observație referitoare la paragraful precedent, respectiv la soluțiile analogice. Nu trebuie uitat faptul că o mașină de echilibrat pentru piese cu geometrii uzuale, așa cum este cazul rotoarelor MI de putere mică și medie, folosește două planuri de echilibrare și două planuri de măsură. Din această cauză, schema prezentată în fig.3.19 reprezintă modul de prelucrare al semnalelor doar pentru un plan. Există în practică două soluții constructive care satisfac fie criteriul de cost, fie criteriul de productivitate :

- dacă se dorește minimizarea costului, MED păstrează un singur modul de prelucrare a semnalelor, la intrarea cărui se comută pe rând semnalele provenite de la cei doi traductori. În acest mod, durata timpului de măsură se dublează (cel puțin), iar operatorul trebuie să rețină rezultatele de pe primul plan, pentru a efectua prelucrarea mecanică.

- dacă se dorește o viteză de măsurare mai bună (7-10 sec) este nevoie de două blocuri de prelucrare, pentru fiecare traduc-

tor.

Pentru analiza numerică a semnalelor de traductor, în cazul MED destinată echilibrării automate a rotoarelor MI de putere mică și medie, se propune un algoritm elaborat pe baza metodei grafo-analitice Roth-Perry de descompunere în armonici a curbelor periodice oarecare. În cazul echilibrării, ceea ce interesează este fundamentală.

Metoda Roth-Perry este o soluție simplă, care obține amplitudinea și defazajul fundamentalei sau armonicilor care interesează. Conform variantei grafice, perioada curbei $y=f(t)$ analizate se împarte într-un număr întreg de subintervale egale, n , determinându-se și ordonatele corespunzătoare acestei diviziuni $v_0, v_1, v_2, \dots, v_{n-1}$.

În etapa următoare, dintr-un centru considerat, se trasează n raze, care fac între ele unghiul $2\pi/n$. Baza de origine va fi considerată raza orizontală, corespunzătoare semi-axei OX .

Dacă interesează armonica de ordin k , pentru calculul amplitudinii acesteia, se plasează pe cele n raze trasate, toate ordonatele determinate anterior, așa încât să facă următoarele unghiuri față de axa de origine, în ordinea plasării ($v_0, v_1, v_2, \dots, v_{n-1}$):

$$1. k \cdot 2\pi/n; \quad 2. k \cdot 2\pi/n; \quad 3. k \cdot 2\pi/n; \quad \dots \quad (n-1) \cdot k \cdot 2\pi/n$$

Dacă o ordonată v_i are valoare negativă, va fi plasată pe prelungirea razei corespunzătoare. Segmentele astfel plasate se adună vectorial, iar suma obținută, împărțită la $n/2$, ne oferă la scara reprezentării grafice, amplitudinea armonice k . Unghiul pe care îl formează direcția sumei vectoriale cu axa pozitivă verticală este defazajul armonice de ordin k față de originea semnalului periodic analizat. Defazajul este considerat pozitiv în sens trigonometric și negativ în sens orar.

Deoarece în procesul de echilibrare interesează doar fundamentală, se va alege $k=1$.

Metoda grafică descrisă poate fi exprimată matematic în modul următor, unde prin OM s-a notat suma vectorială obținută:

de ordin k se realizează prin termenul $n/2$:

$$\left(\sum_{i=0}^{n-1} v_i \cdot \cos i.k.2\pi/n \right) / (n/2) = A_k \text{ real} \quad \dots (3.24)$$

$$\left(\sum_{i=0}^{n-1} v_i \cdot \sin i.k.2\pi/n \right) / (n/2) = A_k \text{ imag.} \quad \dots (3.25)$$

Acum se pot obține mărimile care interesează :

$$A_k = \sqrt{A_k^2 \text{ real} + A_k^2 \text{ imag}} \quad \dots (3.26)$$

$$\text{tg } \varphi_k = A_k \text{ imag} / A_k \text{ real} \quad \dots (3.27)$$

Deși în cazul echilibrării interesează fundamentală, algoritmul a fost prezentat și realizat în cazul general, pentru a oferi MED și posibilități de analiză spectrală a semnalelor sau de urmărire a unor armonici anume, care la variantele clasice nu se putea realiza cu echipamentul destinat echilibrării. Astfel, MED cu calculator numeric poate să-și autotesteze și partea mecanică, respectiv calitatea căilor de rulare, depistând prin analiză spectrală, prezența unor fisuri sau deformări generatoare de șocuri mecanice.

Din cele prezentate rezultă că algoritmul Roth-Perry este simplu, rapid, ușor de realizat soft și conține următoarele etape:

- eșantionarea semnalelor de traductor pentru una sau mai multe perioade de rotație. Determinarea frecvenței maxime a fost stabilită anterior, dar din considerente practice, privind funcțiile armonice, este suficientă o eșantionare din grad în grad.

- multiplicarea semnalelor eșantionate, cu funcțiile \sin , \cos , la argumentele menționate în expresiile (3.22) (3.23) și adunarea rezultatelor obținute

- împărțirea sumelor în sinus și cosinus cu factorul $n/2$

- calculul lui A_k și φ_k conform (3.26) (3.27).

Este ușor de stabilit numărul de operații, pentru un plan de echilibrare al metodei Roth-Perry :

- obținerea lui A_k real : (n) produse + $(n-1)$ adunări +
+ 1 împărțire;
- obținerea lui A_k imag : - " -
- obținerea lui A_k 2 înmulțiri + 1 adunare + 1 radic.
- obținerea lui φ_k 1 împărțire + 1 arctg.

Pentru tot algoritmul, deci pentru 2 planuri de echilibrare, se obțin următoarele operații, în situația divizării perioadei T în n subintervale:

- adunări : $2.n$
- produse : $2(n+2)$
- împărțiri : 2
- radicali : 2
- arctg : 2

Operațiile care în general consumă mult timp nu sunt numeroase. Singurele operații cu durate ceva mai mari și numeroase sunt produsele, fapt ce explică timpii performanți la rulare.

Din cele prezentate, se observă că algoritmul poate fi interpretat și drept o variantă numerică a metodei wattmetrice. Conform tab.3.2. metoda wattmetrică era cea mai precisă din metodele analogice, deci și algoritmul numeric după metoda Roth-Perry este performant din acest punct de vedere. Rezultatele experimentale obținute prin rularea programului cu această metodă numerică, în diferite condiții de contaminare a semnalului și de esanționare a semnalului de traductor, sunt prezentate în cap.IV.

3.4.3. METODE NUMERICE DE ANALIZA A SEMNALILOR DE TRADUCTOR AFECTATE DE ZGOMOT

În practica echilibrării se constată că semnalele de traductor, alături de armonici superioare, mai conțin și componente cu caracter aleator, datorită zgomotului mecanic provenit de la utilajele, mașinile plasate în apropierea MED. Problema zgomot-

tului aleator este importantă în cazul plasării MED în fluxuri automatizate de producție, când distanțele dintre utilaje sunt reduse. Gradul de contaminare cu zgomot depinde esențial de modul în care au fost respectate instrucțiunile de montaj și instalare a MED :

- distanțe minime față de utilajele cu grad ridicat de vibrații în funcționare;

- izolarea corespunzătoare a fundației (dimensiuni recomandate și folosirea de materiale absorbante);

- fixarea corectă din punct de vedere mecanic a batiului, respectiv a reazămelor față de fundație.

Pentru variantele analogice ale MED nu sunt prevăzute explicit dispozitive care să decontamineze de zgomot semnalul de traductor sau să îmbunătățească raportul semnal-zgomot, considerându-se suficiente respectarea condițiilor de instalare și montaj. Din această cauză, în halele cu un conținut mai ridicat de vibrații și zgomot, rezultatele echilibrărilor sunt influențate, fiind necesară repetarea operației (echilibrare din mai multe lansări). În astfel de situații, operatorii (uneori chiar firmele producătoare facilitează realizarea practică) folosesc o pseudo-metodă de imunizare, pentru care se procedează în felul următor:

- mașina este pornită fără rotor sau utilizând un rotor etalon, perfect echilibrat

- factorul de amplificare al blocului amplificator de măsură este atenuat așa încât indicațiile mașinii să fie "trase" la zero.

- se consideră acum că sunt eliminate influențele zgomotelor asupra măsurătorilor.

În realitate este simplu de constatat că această metodă de "imunizare" nu face decât să reducă sensibilitatea mașinii. Fără a modifica raportul semnal-zgomot, deci fără a elimina influența zgomotului asupra corectitudinii măsurătorilor efectuate.

Pentru a elimina recurgerea la lansări repetate ale rotorului, pentru atingerea performanțelor de echilibrare impuse, operații care reduc productivitatea MED, în situația echilibrării rotoarelor MI de putere mică și medie, când se impune reducerea

maximă a timpului de echilibrare cu păstrarea performanțelor sonice în funcționarea MI , este nevoie de analiza separată a zgomotului aleator din semnalele de traductor.

Spre deosebire de varianta analogică, varianta numerică a MED permite îmbunătățirea raportului semnal-zgomot prin rularea unor algoritmi destinați tratării semnalelor, fără modificarea structurii hard-ware prezentată anterior, deci fără investiții suplimentare în dotarea MED . Această posibilitate reprezintă un avantaj major al soluției numerice comparativ cu soluția analogică.

Zgomotul mecanic poate fi modelat matematic ca o clasă specială de procese stohastice, respectiv poate fi considerat un proces ergotic. Procesele ergotice reprezintă o clasă specială a proceselor stohastice staționare care se definesc prin egalitatea dintre valorile medii obținute pe ansamblul de esantionare al unui proces stohastic și valorile medii temporale ale unei singure realizări reprezentative ale acestui proces. Prin această proprietate se realizează o serie de oportunități de abordare practică a proceselor stohastice, deoarece, din punct de vedere tehnic, este mult mai simplu să se lucreze cu o singură realizare din familia esantioanelor, în numele tuturor realizărilor posibile. În acest mod, în cazul concret al analizei semnalelor unei MED , un esantion corespunzător unei rotații complete sau mai multor rotații complete ale rotorului, devine reprezentativ pentru ansamblul de esantioane ale procesului stohastic analizat, deoarece prin mediile temporale ale esantionului se estimează toate valorile medii ale procesului stohastic. Această observație - deci considerarea zgomotului mecanic drept proces ergotic, nu este o aproximare forțată, pentru reducerea suportului matematic, în literatură [57] [58] se demonstrează prin măsurători că zgomotele tehnice, inclusiv cele care inerează în acest caz, pot fi modelate drept procese ergotice.

Sunt posibile mai multe variante de analiză ale semnalelor deterministe afectate de zgomot, aparținând metodelor de corelație:

- teste de periodicitate
- detectarea prezentei unui semnal periodic într-un semnal puternic contaminat de zgomot

- extragerea unui semnal periodic dintr-un semnal afectat de zgomot

- majorarea raportului semnal-zgomot.

În situația echilibrării, prezintă interes doar ultimele două metode deoarece este cunoscută de la început prezenta semnalului periodic produs de dezechilibrul mecanic al rotorului.

Extragerea semnalului periodic dintr-un semnal real afectat de un zgomot puternic presupune utilizarea funcțiilor de intercorelație. Funcția periodică utilizată la calculul funcției de intercorelație, în acest caz, este funcția "tren de impulsuri unitare" (funcția "pieptene") $\mathbb{1}(t)$

Dacă $p(t)$ este un semnal periodic, de perioadă T cunoscută, iar $z(t)$ este zgomotul, semnalul total $x(t)$ este:

$$x(t) = p(t) + z(t) \quad \dots (3.28)$$

unde: $p(t)$ și $z(t)$ sunt necorelate.

Semnalul $x(t)$ se intercorelează cu un semnal auxiliar $v(t)$, periodic, avînd aceeași perioadă T , ca și semnalul $p(t)$. În cazul nostru, cînd se folosește funcția $\mathbb{1}(t)$ se poate scrie:

$$v(t) = v(t_0 + nT) = \mathbb{1}(t) \quad \dots (3.29)$$

iar pentru $\mathbb{1}(t)$ există expresia:

$$v(t) = \mathbb{1}(t) = \sum_{n=1}^N \delta(t - nT_e) \quad \dots (3.30)$$

unde : T_e = perioada impulsurilor unitare.

Prin aplicarea intercorelației între $x(t)$ și $\mathbb{1}(t)$ se obține:

$$C_{x\mathbb{1}}(z) = C_{p\mathbb{1}}(z) + C_{z\mathbb{1}}(z) \quad \dots (3.31)$$

pentru situația, existentă practic $\tau \gg \tau_\lambda$ se obține:

$$C_{z\lambda}(\tau) = 0 \quad \dots (3.32)$$

ceea ce determină, cu erorile de estimare specifice, relația:

$$C_{x\lambda}(\tau) = C_{p\lambda}(\tau) \quad \dots (3.33)$$

Pe baza relației (3.33) rezultă posibilitatea de extragere a semnalului periodic $p(t)$ înecat în zgomotul $z(t)$, utilizând un tren de impulsuri unitare $\lambda(t)$. Este nevoie de obținerea eșantionată a semnalului real $x(t) = p(t) + z(t)$ la o frecvență superioară celei Shannon, $F_e > 2F_y$. Calculul numeric al funcției de intercorelație se exprimă prin relația 3.34.

$$C_{xy}(k) = 1/(N-k) \sum_{n=1}^{N-k} x_n \cdot y_{n+k} \quad k=0,1,\dots,(k-1) \quad \dots (3.34)$$

unde timpul de întârziere τ este:

$$\tau = k \cdot T_e \quad \dots (3.35)$$

$$T_e = 1 / F_e$$

k = numărul maxim de eșantioane al funcției de corelație

N = numărul de eșantioane ale semnalelor $x(t)$, $y(t)$.

În mod uzual se recomandă:

$$k = (1/5 \dots 1/10) \cdot N \quad \dots (3.36)$$

Din această cauză, în practică se aproximează în mod curent $N-k \cong N$, iar relația de calcul a funcției de intercorelație devine:

$$C_{xv}(k) = 1/N \sum_{n=1}^{N-k} x_n \cdot y_{n+k} \quad \dots (3.37)$$

Analizând relația (3.37) care permite calculul funcției de intercorelație și comparînd-o cu expresiile numerice ale algoritmului Roth-Perry se constată că numărul de operații matematice necesare acestui calcul este aproximativ egal cu cel al detecției sincrone numerice, deci durata de prelucrare a semnalului se dublează. Din această cauză propunem o altă metodă care își propune majorarea raportului semnal-zgomot. Este important în alegerea algoritmului să nu existe un număr mare de operații de înmulțire, împărțire care determină durata rulării programului, pentru a nu reduce semnificativ productivitatea operațiilor de echilibrare.

În lucrarea [59], Max J. arată că, dacă se propune pentru semnalul periodic expresia :

$$p(t) = \sqrt{2} E \cos(2\pi t/T + \varphi) \quad \dots (3.38)$$

iar pentru zgomotul de putere σ_z^2 se acceptă că este centrat, atunci raportul semnal-zgomot inițial este :

$$R_1 = E^2 / \sigma_z^2 \quad \dots (3.39)$$

Autocovarianța semnalului mixat rezultă din (3.28) și (3.32):

$$C_{xx}(\tau) = C_{pp}(\tau) = E^2 \cdot \cos 2\pi \cdot f \cdot \tau_0 \quad \dots (3.40)$$

Pentru $\tau_0 \gg \tau_1$, $C_{pp}(\tau_0)$ este periodică și se poate scrie :

$$C_{pp}(\tau_0) = C_{pp}(\tau_0+T) = C_{pp}(\tau_0+2T) = \dots = C_{pp}(\tau_0+kT) \quad \dots (3.41)$$

Deoarece C_{xx} se exprimă prin :

$$C_{xx} = 1/(N+1) \sum_{n=0}^N b(t, \tau + nT) = E^2 \cdot \cos 2\pi f \tau_0 \quad \dots (3.42)$$

unde:

$$b(t, \tau + nT) = (p(t) + z(t)) \cdot (p(t - (\tau - nT)) + z(t - (\tau - nT))) \quad \dots (3.43)$$

Se obține mărimea raportului semnal-zgomot la ieșirea correlatorului :

$$R_o = N / (4/R_i + 2/R_i^2) \quad \dots (3.44)$$

Relația (3.44) arată că semnalul semnal-zgomot crește proporțional cu numărul de perioade N , deci proporțional cu durata de înregistrare a semnalului $x(t)$.

Pe baza acestor observații, se propune înregistrarea, respectiv eșantionarea unui număr mai mare de perioade, efectuând ulterior media aritmetică a eșantioanelor din perioadele înregistrate:

$$\begin{aligned} x_1 &= (x_{11} + x_{12} + \dots + x_{1N}) / N \\ x_2 &= (x_{21} + x_{22} + \dots + x_{2N}) / N \quad \dots (3.45) \end{aligned}$$

$$x_k = (x_{k1} + x_{k2} + \dots + x_{kN}) / N$$

Alegînd N cu diferite valori, în cap.1V se va urmări experimental îmbunătățirea calității măsurătorilor. Este de observat că în acest algoritm operațiile cele mai numeroase sunt adunările, deci viteza de rulare nu se va modifica semnificativ.

CAPITOLUL 1V

LIMBAJE SI PROGRAME UTILIZATE LA IMPLEMENTAREA ALGORITMILOR DE ECHILIBRARE LA M.E.D. CU CALCULATOR NUMERIC DEDICATE ROTOARELOR M.I. DE PUTERE MICA SI MEDIE

Cazul concret al rotoarelor MI de putere mică și medie impune MFD cerințelor principale axate pe performanțele de viteză și precizie. Fiind cunoscut caracterul de serie foarte mare al producției acestor gabarite de MI se poate afirma că în această situație, accentul se deplasează hotărâtor spre performanțele de viteză, deci de productivitate, ale MFD. Chiar și precizia echilibrării se poate analiza ca o condiție implicită a productivității, deoarece ea asigură echilibrarea dintr-o singură lansare. Din aceste motive este necesară orientarea către limbajele de programare pentru sistemele în timp real. Un sistem de calcul în timp real (TR) implică preluarea rapidă a datelor de intrare, efectuarea prelucrărilor numerice într-un interval de timp suficient de mic și transmiterea datelor la utilizator așa încât să se mai poată influența desfășurarea fenomenului descris de datele de intrare. Un astfel de sistem este structurat on-line, datele de intrare fiind introduse de la locul de generare, iar informațiile de ieșire finale sunt transmise direct la locul de utilizare. Evident, elementul esențial care oferă caracterul de sistem în timp real îl reprezintă timpul de răspuns. Pentru un sistem on-line, definirea globală a timpului de răspuns este dată prin intervalul dintre momentul în care se produce un eveniment în procesul controlat și momentul în care sistemul de calcul transmite un răspuns referitor la acel eveniment.

Nu există un prag temporal general pentru sistemele în TR, timpi de răspuns acceptabili definirii anterioare depinzând de caracteristicile proceselor tehnice.

Sistemele de calcul în TR trebuie să optimizeze în mod egal, toate cele trei elemente ale unei automatizări: comunicațiile, calculul și comanda. Conținutul general al noțiunii de TR conduce la definirea unor clase largi de aplicații:

- viteza de răspuns nu este impusă ca o valoare absolută fiind definită de dinamica proceselor comandate.

- datele de intrare pot fi introduse direct sau de un operator uman.

- un sistem în TR nu trebuie să genereze obligatoriu acțiuni directe de comandă, el poate doar furniza datele necesare operatorului uman.

Evoluția sistemelor on-line au făcut posibile următoarele variante de aplicare practică, determinate de caracterul concret al procesului condus :

- sisteme in-line - datele de intrare sunt preluate de la traductoare direct, iar rezultatele prelucrării lor sunt transmise operatorului uman care intervine în evoluția procesului.

- sisteme conversaționale - sunt sisteme on-line - în care introducerea datelor cât și afișarea rezultatelor se face de la calculator, operatorul uman nu mai este limitat, el putând introduce mesaje sau comenzi pentru calculator.

- sisteme tranzacționale - sunt sisteme on-line, interactive, unde, pentru asigurarea unor viteze de răspuns sau, deoară, numărul și tipul de comenzi ce pot fi introduse de operator este strict limitat.

- sisteme în timp real înglobate (embedded) - sistemul de calcul face parte dintr-un sistem tehnic complex. Această direcție s-a dezvoltat pe măsura apariției microcalculatoarelor și microprocesoarelor, inserate în sistemele tehnice sau chiar în produse tehnice.

Din această scurtă prezentare a sistemelor în TR rezultă necesitatea cunoașterii procesului tehnic pentru a particulariza noțiunile generale care definesc TR. De asemenea sunt im-

portante și informațiile privind calificarea personalului operator, posibilitățile de solicitare fizice și psiho-perceptive în estimarea timpilor de reacție.

MED construite pentru rotoarele MI de putere mică și medie, produse pe scară foarte mare, funcționează atât în structuri automatizate de producție cât și deservite de operatori, în ambele situații fiind necesară o productivitate ridicată a operației de echilibrare. În funcție de cele două situații se structurează:

- sisteme în timp real înglobate.
- sisteme tranzacționale în timp real.

Pentru a realiza un sistem de calcul în TR trebuie rezolvate următoarele categorii de probleme :

- probleme privind proiectarea și implementarea aplicației în TR;
- probleme legate de aspectele soft ale aplicației : limbaje de programare adaptate problemelor de TR, metode de programare destinate aplicațiilor în TR, sisteme de operare;
- probleme specifice privind aspectele hard ale aplicației.

Deoarece aspectele hard și cele referitoare la proiectarea și implementarea aplicației în TR pentru MED cu calculator numeric au fost expuse în capitolele anterioare, în continuare se vor analiza doar problemele ridicate de limbajele de programare precum și de aspecte concrete și performanțele realizate de programele de care le-am elaborat pentru această aplicație.

Pentru o aplicație în TR domeniul soft se structurează în general după cinci module distincte funcționale :

- programul de culegere a datelor din procesul tehnologic;
- programul de actualizare a bazei de date specifice situației concrete;
- programul de calcul propriu-zis, conform algoritmului implementat;
- programul de generare a comenzilor către procesul tehnologic;
- programul de generare a mesajelor, semnalizărilor, rapoartelor.

Conform acestor caracteristici generale ale aplicațiilor în TR, este necesară precizarea principalelor elemente în cazul concret al MED cu calculator numeric construite pentru echilibrarea rotoarelor MI produse în serii foarte mari și în primul rând se impune definirea timpului de răspuns pentru a putea fixa apoi corect limitele în care procesul de echilibrare poate fi considerat în TR.

Deoarece în monografiile privind sistemele în timp real (61)(62)(63) sau tratând problematica mașinilor de echilibrat (29)(30)(31)(32) nu am întâlnit conceptul de TR pentru procesul de echilibrare dinamică, a fost nevoie de elaborarea unei definiții personale, în conformitate cu specificul operației de echilibrare.

Îom considera astfel operația de echilibrare dinamică efectuându-se în condiții de timp real, dacă echipamentul de măsură și calcul poate furniza pentru toate planele de echilibrare, măsurile caracteristice dezzechilibrelor (amplitudini, unghiuri) exprimate în unitățile fizice fixate de utilizator, în intervalul de timp corespunzător frînării MED de la turația nominală la zero.

Conform definiției enunțate, echilibrarea dinamică poate fi subdivizată în trei intervale funcționale, în cadrul cărora este necesară sincronizarea aspectelor legate de comportarea dinamică a sistemului mecanic al MED, respectiv acțiunea echipamentelor de achiziție și prelucrarea numerică a semnalelor:

- intervalul de accelerare al rotorului - t_a - rotorul este adus la turația nominală de echilibrare. Atingerea acestei valori se realizează prin două metode: prescrierea timpului t_a , ca valoare acoperitoare pentru gama de rotoare echilibrate sau prin urmărirea variației turației rotorului, considerându-se atinsă valoarea nominală prescrisă în momentul când eroarea între două valori de turații succesiv măsurate este mai mică decât eroarea prescrisă.

- intervalul de turație constantă (de măsurare) - t_m - este durata de timp în care are loc esantionarea semnalelor de la cele două traductoare de vibrații. Trebuie subliniat faptul că la MED dedicat rotoarelor MI de puteri mici și medii, acest interval este esențial în determinarea indicelui de productivitate a echilibrării. În cazul MED analogice cu lagăre solide, t_m este

cuorins în intervalul ($8 \text{ s} + 20 \text{ s}$) pentru un plan de echilibrare, cu garantarea parametrilor de calitate. Pentru a reduce t_m pentru cele două plane de echilibrare, soluția consacrată în cazul MED analogice este dublarea dispozivelor electronice pe căile de detecție sincronă, reducere a planelor și afisare a rezultatelor. Practic are loc o dublare a echipamentului electronic, cu creșterea corespunzătoare a prețului total al MED. Dar și în aceste condiții t_m nu poate fi micșorat sub durata de $7 \text{ s} + 10 \text{ s}$, fără diminuarea calității operației de echilibrare.

- intervalul de frinare - t_f - rotorul este adus de la turația nominală la repaus, pentru a se trece la echilibrarea efectivă, prin intervenția operatorului sau prin acțiunea dispozitivelor de poziționare - prelucrare automatizate. În cadrul soluției numerice prezente, intervalul t_f este utilizat pentru rularea algoritmului de prelucrare a semnalelor și de afisare a rezultatelor obținute.

Din cele prezentate rezultă o modificare esențială a utilizării celor trei intervale funcționale la MED cu calculator numeric, față de soluția tradițională a MED cu echipamente analogice. Astfel, la MED analogice, intervalul de turație constantă (de măsurare) are cea mai mare durată ($8 \text{ s} + 20 \text{ s}$ pentru un plan de măsură) deoarece acest regim de funcționare este folosit pentru prelucrarea semnalelor de traductor, inclusiv pentru realizarea separării planelor de măsură, respectiv de echilibrare cât și pentru afisarea rezultatelor.

În cazul MED cu calculator numeric, intervalul de turație constantă este folosit doar pentru achiziția numerică a semnalelor de traductor, prelucrarea acestora efectuându-se în cadrul intervalului de frinare. Acceptând pentru MED construite pentru rotoarele MI de putere mică și medie, gama de turații de echilibrare nominale cuprinsă în intervalul ($1200 \text{ rot/min} - 6000 \text{ rot/min}$) și considerând numărul maxim de intervale esanționate egal cu 50 (în cazul semnalelor de traductor puternic afectate de armonici parazite precum și de semnale aleatoare provenite din zgomotul industrial al mediului în care este plasată MED), rezultă în aceste ipoteze un interval $t_m \in (0,5 \text{ s} + 2 \text{ s})$. Dacă se discută situația unui semnal de traductor perturbat în limite uzuale, timpul de achiziție, t_m , devine ($0,25 \text{ s} + 1 \text{ s}$).

Rezultă astfel o reducere semnificativă a intervalului t_m (de circa 20 + 30 de ori) și prin aceasta a întregului timp de echilibrare, fapt ce conduce la două rezultate remarcabile :

- creșterea productivității operației de echilibrare (indice al calității globale a echilibrării foarte important în cazul producției de mașini electrice de putere mică și medie).

- reducerea costului unei operații de echilibrare prin reducerea duratei de antrenare a rotorului.

Schematic, repartiția duratelor de funcționare pentru cele două tipuri de MED , a fost prezentată în fig.4.1.

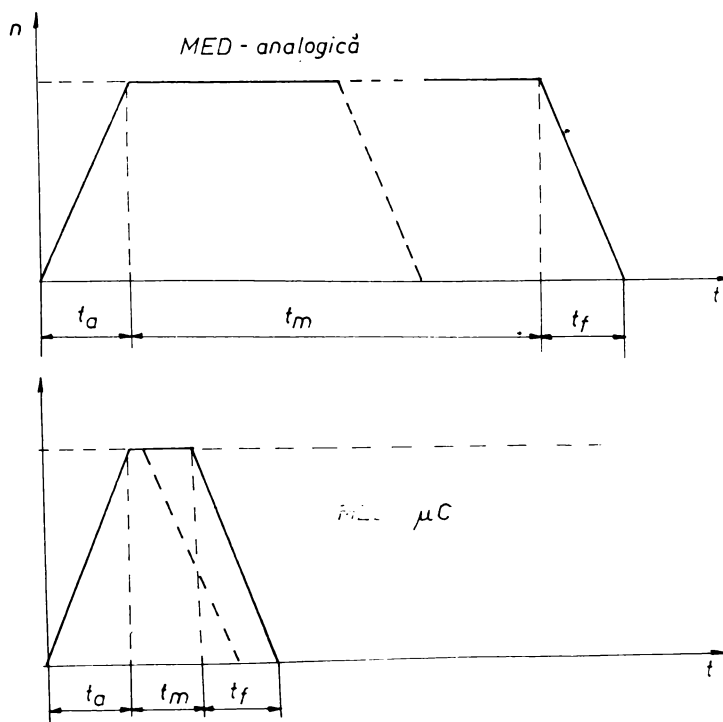


Fig.4.1. Duratele de funcționare la cele 2 tipuri de MED .

Trebuie subliniat faptul că perfecționările aduse variantelelor analogice nu au fost suficiente pentru a obține rezultate comparabile cu cele obținute în cadrul soluției numerice. Astfel, cercetările personale finalizate printr-o serie de brevete aplicate la MED produse la "Electromotor" Timișoara (64)(65)(66)(67)(68) deși au îmbunătățit o serie de parametri ai operației de echilibrare, nu au reușit să asigure performanțele de precizie și productivitate atinse de varianta numerică. În plus, soluțiile analogice nu au reușit să rezolve în termeni acceptabili industrial, respectiv cu o complexitate și un preț de cost rezonabile, problema reducerii zgomotului din semnalele de traductor, fapt ce conduce, prin nerealizarea acestei imunități, la perturbarea rezultatelor și la mărirea timpului de echilibrare.

4.1. LIMBAJUL FORTRAN . PROGRAME REALIZATE

Alegerea unui limbaj de programare în care să se scrie algoritmi corespunzători funcționării unei MED prezintă mai multe aspecte de care un producător trebuie să țină seama :

- disponibilitățile hard utilizate la soluția numerică;
- posibilitățile de service pe care le poate susține;
- conlucrarea cu firmele producătoare de calculatoare și de soft;
- dorința de a impune un monopol asupra acestei variante de MED.

Pe baza acestor aspecte se deduce două variante majore în fixarea limbajelor utilizate :

- folosirea unor limbaje cu mare răspândire pentru utilizatori, care să fie implementate pe structuri de MED dotate cu IPC , prin care se asigură facilități de instalare, depanare și dezvoltare ulterioară a programului principal;

- folosirea unor limbaje specializate pe aplicații industriale, capabile să realizeze atât pe IPC cât și pe calculatoare mai puțin performante, proiectate doar pentru aplicația MED ,.

prin care se poate facilita un monopol al prelucrării, instalării, depanării și dezvoltărilor ulterioare.

În cele ce urmează vor fi prezentate două variante, care să illustreze fiecare tendință.

Prima soluție propune utilizarea unui program scris în limbajul FORTH și corespunde grupei limbajelor specializate pe aplicații industriale. Literatura de specialitate (69)(70)(71)(72) prezintă limbajul FORTH ca fiind rezultatul activității lui Ch.H. Moore, care a dorit elaborarea unei soluții simple de programare, respectiv unei soluții care să asigure fiabilitate, compacitate și viteză de execuție. Astfel, produsul elaborat FORTH, se deosebește radical de celelalte limbaje de nivel înalt, prin modul de îmbinare și interacțiune a celor două cerințe : compatibilitatea cu structura hard și satisfacerea cerințelor utilizatorilor.

Performanțele limbajului FORTH, care îl impunem în dezvoltarea unei aplicații industriale, sunt :

- crearea de limbaje orientate pe problemă, respectiv pe structura datelor de prelucrat și modul lor de interacțiune prin care o aplicație carecarea este caracterizată.

- caracterul de "fuzzy languages" - dispariția graniței ferme între limbaj și aplicație. Integrarea unei aplicații sub FORTH se realizează ascendent așa încât fiecare modul creat devine o nouă comandă definită de utilizator, procedura continuând până la obținerea unei singure comenzi a cărei apelare duce la execuția întregii aplicații. Prin aceasta este facilitată și instruirea personalului fără calificare în informatică la utilizarea echipamentelor programate sub FORTH, deoarece el va utiliza doar un set redus de comenzi definite prin nume cât mai apropiate de procesul tehnic comandat:

- flexibilitatea limbajului - oferită prin procedura anterioară, care permite atasarea rapidă a noi blocuri unei aplicații existente, specifice cerințelor concrete de utilizare.

- productivității sporite în editarea textului sursă. Literatura de specialitate enunțată estimează productivității în medie de 2 ori mai ridicate în comparație cu limbajele de nivel înalt și de 3-10 ori mai ridicate față de codificarea în limbaj de asamblare.

- viteză de execuție ridicată, uneori superioară cu cea a codului obiect generat de o serie de compilatoare. Față de rula-rea în limbaj de asamblare, viteza se reduce cu 40 % în medie, dar există posibilitatea de a codifica în limbaj de asamblare sub FORTH comenzile cu durate critice, rulând astfel la viteza unității centrale.

- codul executabil este extrem de compact.

- programarea structurată, modularizată și ierarhizată prin niveluri funcționale prin structuri clasice de control de tip BEGIN - WHILE - REPEAT ; BEGIN - UNTIL , DO - LOOP , CASE , BEGIN - AGAIN ; IF - THEN ; IF - ELSE - THEN .

- facilități de acces la memorie și dispozitive periferice, analog limbajelor de asamblare. Aceste posibilități permit crearea de drivere specializate pentru interfețele hardware atașate calculatorului conform fiecărei aplicații.

- performanțe maxime la cost minim de elaborare a asamblului hard-soft, pe orice suport hardware dorit prin faptul că este necesară codificarea în limbaj de asamblare doar a nucleului de primitive FORTH , care reprezintă 10-15 % din volumul total al setului de comenzi. Restul se codifică tot în FORTH , folosind setul de primitive.

Fără a prezenta în detaliu limbajul FORTH și semnificațiile cuvintelor-instrucțiuni utilizate în scrierea programului de echilibrare, se prezintă blocurile funcționale principale, cu scurte observații asupra efectelor acestora. Din această prezentare va apărea și principala dificultate a limbajului FORTH , respectiv puternica personalizare a programelor elaborate. Tocmai din performanțele de flexibilitate excepționale, fiecare utilizator va impregna aplicația FORTH cu modul său de a structura respectiva problemă, fapt care conduce la transparența programului în raport cu autorul acesteia și la un grad ridicat de dificultate față de alți utilizatori, care doresc să cunoască aplicația în intimitatea elaborării programului. Această particularitate conduce și la posibilități simple de a asigura monopolul asupra unei aplicații.

4.1.1. MODULUL DE REALIZARE AL PREZENTĂRIILOR GRAFICE

MED cu calculator numeric pentru echilibrarea rotoarelor MAS de putere mică și medie au nevoie, atât în regimul de funcționare în structură automatizată de producție cât și în regimul autonom, cu asistența operatorului uman, de a prezenta sintetic și sugestiv, prin mesaje grafice sau tip text, o serie de date privind operația de echilibrare, rezultatele acesteia, dimensiunile și geometria rotorului. Cele mai importante date care influențează direct calitatea echilibrării, fiind parametrii în funcție de care se calculează transpunerea rezultatelor din planurile de măsură în cele de echilibrare sunt elementele geometrice și dimensionale ale rotorului. Pentru a facilita cât mai mult activitatea operatorului uman și pentru a folosi disponibilitățile grafice ale MED cu calculator, în cadrul acestei etape, pe display se va afișa conturul geometric al rotorului cu principalele dimensiuni geometrice necesare operației de echilibrare, precum și mesajul prin care se chestionează dacă la noua echilibrare rotorul este de același tip sau este nevoie de o nouă introducere a dimensiunilor. În situația în care rotorul de echilibrat are alte dimensiuni față de precedentul, programul lansează setul de mărimi necesare a fi completat, iar introducerea valorilor acestora este efectuată de operator, de la tastatură.

Imaginea prezentată pe display este conformă cu fig.4.2.

În fig.4.2. se prezintă toate elementele care ar putea apărea în desenarea unui rotor, din punct de vedere al echilibrării dinamice. De obicei, desenul este mai simplu, prin următoarele observații:

- $R_1 = R_2$,

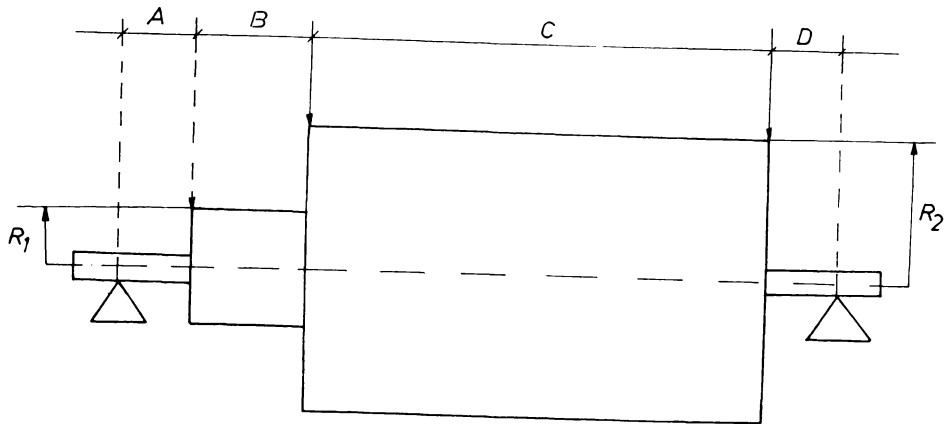
- B și C devin o singură dimensiune.

Programul care realizează reprezentarea grafică este :

```
: GRAF 1  40  65  110  65  90  66  110  66  40
95  110  95  90  94  110  90  40  90  95  91  65  91
95  110  40  110  40  110  95  111  60  111  95  110  60
```

210	60	110	61	160	61	160	40	160	100	159	60	159
100	110	100	210	100	110	99	160	99	60	75	90	75
60	76	90	76	60	85	90	85	60	84	90	84	60
75	60	85	61	75	61	85	160	75	190	75	160	76
190	76	160	85	190	85	160	84	190	84	190	75	190
85	189	75	189	85	68	45	182	45	68	40	68	75
182	40	182	75	50	65	50	95	200	60	200	60	100
68	86	73	91	68	86	63	91	63	91	73	91	182
86	187	91	182	86	177	91	177	91	187	91	90	66
87	60	90	66	93	60	160	61	157	55	160	61	163
55	30	80	220	80								

40 0 00 DRAW LOOP ;



- A =
- B =
- C =
- D =
- R₁ =
- R₂ =

Fig.4.2.

Programul care realizează scrierea dimensiunilor pe ecran precum și plasarea datelor în locații prestabilite de memorie este următorul :

```
: GRAF 2      4 ROW 11 COL 65 EMIT 15 COL 66 EMIT
22 COL 67 EMIT 27 COL 68 FMIT
10 ROW 4 COL 82 EMIT 49 EMIT 33 COL
82 EMIT 50 EMIT
18 ROW 8 COL 65 EMIT 61 EMIT 19 ROW
8 COL 66 EMIT 61 EMIT
20 ROW 8 COL 67 EMIT 61 EMIT 21 ROW
8 COL 68 EMIT 61 EMIT
28 ROW 8 COL 82 EMIT 49 EMIT 61 EMIT
24 ROW 8 COL 82 EMIT 50 EMIT 61 EMIT
25 ROW 1 COL ;
```

```
AA 26 ROW 1 COL 19 SPACES 25 ROW 1 COL ;
```

```
=A DUP 52 001! 18 ROW 11 COL . AA ;
```

```
=B DUP 52 002! 19 ROW 11 COL . AA ;
```

```
=C DUP 52 004! 20 ROW 11 COL . AA ;
```

```
=D DUP 52 006! 21 ROW 11 COL . AA ;
```

```
=R1 DUP 52 008! 23 ROW 11 COL . AA ;
```

```
=R2 DUP 52 010! 24 ROW 11 COL . AA ;
```

In cazul unui rotor simplu se fac următoarele modificări:

- nu se mai definește R1
- nu se mai definește D
- pentru desenul din fig.4.2 are loc următoarea transformare:

$$A = A \quad B = B + C \quad C = D .$$

4.1.2. MODULUL DE REALIZARE AL ECHILIBRARII DINAMICE IN DOUA PLANURI

Pentru programul de calcul este necesară definirea următorului set de cuvinte care nu aparțin nucleului FORTH.

```
: D + - S SWAP OVER DABS ;
: D + - R ROT D + - ;
: DS* R D+-S I * O SWAP ROT R U*
  D+ D+-R ;
: DO= R O= R O= + 2 - O= ;
```

Programul care implementează algoritmul de analiză numerică pentru planul drept de măsură este :

```
: CALCD
50740 2E DO= IF 0 50760 ! THEN 50730 2E DO=
IF 90 50760 ! ELSE 50740 2E ABS 50736 E ABS
M/MOD ROT DROP 50750 2! 0 >R BEGIN 50750 2E
I SIN 10 000 M* 1 COS M/MOD ROT DROP DMINUS D+
SWAP DROP 0< R> 1 + > UNTIL R> 2 - 50760
! THEN 50730 2E SWAP DROP 0 IF 180 50760 E
- 50760 ! THEN 50740 2E SWAP DROP 0< IF 50760
E MINUS 360 + 50760 ! THEN 50730 2E DABS
50740 2E DABS D+ DO= IF .0 50790 2! 0 50760
! THEN 50740 2E DO= IF 50730 2E 50790 2!
THEN 50740 2E DABS 50760 E SIN ABS M/MOD ROT
DROP 10 000 BS* 2DUP 50790 2! 0< IF 50730 2E
50790 2! THEN 50790 2E 180 50770 E / M/MOD ROT
DROP 50790 2! ;
```

Pentru planul de măsură sting, programul are aceeași formă, doar că locațiile de memorie utilizate vor fi diferite. S-a utilizat, din motive de simetrie și ușurință de depanare ori dezvoltare a programelor, trecerea de la locațiile tip 50 700 la locații 51 700.

```
: CALCS
51740 2E DO= IF 0 51760 ! THEN 51730 2E DO=
IF 90 51760 ! ELSE 51740 2E DABS 51736 E ABS
```

```
M/MOD ROT DROP 51750 2! 0 >R BEGIN 51750 2E
I SIN 10000 M* I COS M/MOD ROT DROP DMINUS D+
SWAP DROP 0< R> 1 + >R UNTIL R> 2 - 51760
! THEN 51730 2E SWAP DROP 0< IF 180 51760 E
- 51760 ! THEN 51740 2E SWAP DROP 0< IF 51760
E MINUS 360 + 51760 ! THEN 51730 2E DABS 51740
2E DABS D+ DO= IF .0 51790 2! 0 51760 ! THEN
51740 2E DO= IF 51730 2E 51790 2! THEN 51740
2E DABS 51760 E SIN ABS M/MOD ROT DROP 10000
DS* 2DUP 51790 2! 0< IF 51730 2E 51790 2! THEN
51790 2E 180 51770 E / M/MOD ROT DROP 51790
2! ;
```

În acest mod, programul de calcul pentru ambele plane de măsură se scrie simplu:

```
CALC CALCD CALCS ;
```

După cum a fost prezentat anterior, unul din marile avantaje ale utilizării calculatorului numeric în echiparea MED este posibilitatea reprezentărilor grafice diferite, adecvate aplicației, fără modificarea resurselor hard-ware. Pentru a facilita editarea acestor reprezentări am elaborat două cuvinte noi în vocabularul FORTH, prin care se rezolvă simplu redarea dreptunghiurilor și triunghiurilor. Programul FORTH standard are posibilități grafice pentru punct, dreaptă și elipsă.

DREPT

```
50900 ! 50905 ! 50910 ! DUP 50915 ! 50905 E
+ 50920 ! 50900 E 50910 E + 50925 !
50915 E 50910 E 50920 E 50910 E 2DUP
50920 E 50925 E 2DUP 50915 E 50925 E 2DUP
50915 E 50925 E 2DUP 50915 E 50910 E 4
0 DO DRAW LOOP ;
```

TRIE

```
50950 ! 50955 ! DUP 10000 SWAP 60 SIN * /
50950 E + 50960 ! 2 / 50965 ! 50955 E
50950 E 50955 E 50965 E + 50960 E 2DUP
50955 E 50965 E - 50960 E 2DUP 50955 E 50950
```

E 3 0 DO DRAW LOOP ;

Programul standard de echilibrare mai cuprinde și modulul de reducere a planelor, respectiv de transpunere a cuplurilor din planele de măsură în planele de echilibrare. Considerînd o situație clasică, înocare s-au notat cu :

- F_1 ; F_2 = forțele determinate în planele de măsură
- H_1 ; H_2 = forțele din planele de echilibrare
- a = distanța de la planul de măsură la cel de echilibrare pentru capătul din stînga ($F_1 - H_1$)
- b = distanța dintre planele de echilibrare ($H_1 - H_2$)
- c = echivalentul lui a pentru capătul din dreapta al rotorului ($H_2 - F_2$) ,

rezultă următoarele expresii pentru H_1 și H_2 :

$$H_1 = F_1(1+a/b) - F_2(c/b) \quad \dots (4.1)$$

$$H_2 = F_2(1+c/b) - F_1(a/b) \quad \dots (4.2)$$

Pentru scrierea programului se realizează următoarele locații de memorie, prin programele anterioare de citire a datelor rotorului, respectiv de prelucrare primară a semnalelor:

$F_1 \rightarrow 50790$; $F_2 \rightarrow 51790$; $a \rightarrow 52000$; $b \rightarrow 52002$;
 $c \rightarrow 52004$

Programul de reducere a planelor în aceste condiții este următorul:

: REDPL

```
52002 E 52004 E + 52012 ! 50790 2E 52000 E
DS* DMINUS 51790 2E DS* D+ 1000 DS* 52012 E
M/MOD ROT DROP 2DUP 52014 2! 50790 2E D+
50790 2: 52002 E 52004 E + 52012 ! 50790 2E
52000 E DS* DMINUS 51790 2E 52000 E DS* 52012
```

E K/MOD ROT DROP 2DUP 52014 2! 51790
DMINUS 51790 2! ;

4.2. PROGRAME PENTRU ECHILIBRARE SI TESTAREA ALGORITMULUI REALIZATE IN VISUAL - BASIC

Limbajul VISUAL-BASIC a fost ales pentru scrierea acestor programe datorită facilităților sale grafice precum și a oportunităților de modularizare a unei aplicații complexe.

Amplasarea funcțională a unei MED impune o serie de investiții importante (structură mecanică, fundații speciale, structuri izolante, absorbante față de restul mediului industrial) care realizează și o particularizare puternică a MED. Deoarece comportarea MED clasice depinde în bună măsură de tipul și calitatea amplasării acesteia, iar structura de MED propusă se dorește a nu fi influențată în calitatea echilibrării de acești factori, a fost nevoie de simularea unui vast domeniu de situații posibile, pentru a extrage parametrii optimi de lucru.

Elementul fundamental de care am ținut seama a fost specificul echilibrării rotoarelor ME de puteri mici și medii, respectiv inserarea acestei operații tehnologice în fluxul productiv. Din această cauză, MED funcționează într-un mediu industrial puternic contaminat de vibrații și zgomot, deci semnalele de traductor ale MED prezintă o importantă componentă de zgomot, de semnal aleator suprapus semnalului util. Ponderele componentei aleatoare nu poate fi determinată teoretic, ea fiind condiționată de situațiile concrete ale mediului industrial în care MED funcționează.

Prin cele 2275 de programe rulate, fiecare corespunzând unei anume funcționări a MED, s-a acoperit domeniul posibil al situațiilor care se pot include în termenul de "funcționare normală". Nu au fost simulate situațiile de deteriorare a căilor de rulare la MED și nici distrugeră axelor rotoarelor ME.

Programul prin care s-au simulat cele 2275 de posibilități de funcționare este următorul :

Global NA, NE, NP, MA As Integer
Global Smax As Single
Global dA(), dF(), cA(), cF() As Single
Global semnal() As Single 'redim pe C1 Ok_b.Click
Global Semnal1Per() As Single 'redim pe C1 Ok_b.Click
Global esant As Single
Global aleator As Single
Global index As Integer
Global Const pi = 3.141593

```
Sub Ok_b_Click ()
    NP = Val(tNP.text)
    NE = Val(tNE.text)
    MA = Val(tMA.text)
    ReDim semnal(0 To NE) 'semnal cu zgomot, filtrat
        'prin mediere, pt. calcule
    ReDim Semnal1Per(0 To NE) 'semnal cu zgomot, nefiltrat
        'prin mediere, pt. reprezentare grafica
    Do While F2.cbA.listcount
        F2.cbA.RemoveItem 0
        F2.cbF.RemoveItem 0
    Loop
    For i% = 1 To NA
        a$ = "A" + Str$(i%) + "=" + Str$(dA(i%))
        f$ = "F" + Str$(i%) + "=" + Str$(CInt(dF(i%) * 180 / pi))
        F2.cbA.AddItem a$
        F2.cbF.AddItem f$
    Next
    F2.L1.visible = 0
    F2.Refresh
    F2.Show
    F2.P1.scalewidth = NE
    F2.P1.visible = 0
End Sub

Sub Form_Load ()
    msg$ = "Introduceti ordinul armonicii" + Chr$(13) + Chr$(10)
    msg$ = msg$ + "cele mai inalte "
    NA = Val(InputBox(msg$, "Intr nr max arm.", "7"))
    ReDim dA(1 To NA)
    ReDim dF(1 To NA)
        'initializare armonicile 1 si 3
    dA(1) = 90
    dF(1) = 60 * pi / 180 'in radiani
    dA(3) = 50
    dF(3) = 30 * pi / 180 'in radiani
End Sub

Sub Form_Click ()
    F2.P1.Refresh
    F2.P1.visible = 0
End Sub

Sub h_Click ()
    msg$ = "NE=numarul de esantioane " + Chr$(13) + Chr$(10)
    msg$ = msg$ + "NP=numarul de perioade " + Chr$(13) + Chr$(10)
    msg$ = msg$ + "MA=maximul semnalului aleator."
    MsgBox msg$
```

End Sub

Sub OKA_Click ()

i% = cbA.listindex + 1

If i% >= 1 Then

dA(i%) = Val(tA.text)

cbA.list(i% - 1) = "A" + Str\$(i%) + "=" + Str\$(dA(i%))

End If

End Sub

Sub OKF_Click ()

i% = cbF.listindex + 1

If i% >= 1 Then

dF(i%) = Val(tF.text) * pi / 180 'valori in radiani

cbF.list(i% - 1) = "F" + Str\$(i%) + "=" + Str\$(CInt(dF(i%) * 180 / pi))

End If

End Sub

Sub g_b_Click ()

'pentru cazul in care s-au modificat valori armonici.

'se actualizeaza lista din combobox-ul cu grafica

Do While F3.cbG.listcount

F3.cbG.RemoveItem 0

Loop

For i% = 0 To NA - 1

s\$ = "A" + Format\$(i% + 1, "#0") + "=" + Format\$(dA(i% + 1), "#00") + " F" +
Format\$(i% + 1, "#0") + "=" + Format\$(dF(i% + 1) * 180 / pi) "#00")

F3.cbG.AddItem s\$

Next

F3.Show

F3.P1.Refresh

F3.P1.scalewidth = NE

'gaseste maximul semnalului pt stabilirea scarii de reprezentare

Smax = 0

For i% = 0 To NE

If semnal(i%) > Smax Then

Smax = semnal(i%)

End If

Next i%

If Smax > 10 Then

F3.P1.scaleheight = 2 * 10 * (CInt(Smax / 10) + 1)

F3.L1.caption = Format\$(F3.P1.scaleheight / 2, "###")

'etichetele de maxim grafic

F3.L2.caption = Format\$(1 * F3.P1.scaleheight / 2, "###")

F3.L3.caption = "0"

'linii de caroiaj - culoare light-cyan <- 11

For j% = NE / 10 To NE Step NE / 10

F3.P1.Line (i%, 0)-(i% F3.P1.scaleheight), QBColor(11)

Next i%

For j% = F3.P1.scaleheight / 20 To F3.P1.scaleheight Step F3.P1.scaleheight / 20

F3.P1.Line (0, j%)-(F3.P1.scalewidth j%), QBColor(11)

Next j%

'abscisa - culoare rosie <- 4

F3.P1.Line (0, F3.P1.scaleheight / 2)-(NE, F3.P1.scaleheight / 2), QBColor(4)

F3.P1.currentx = 0

F3.P1.currenty = F3.P1.scaleheight / 2 - semnal(0)

'traseaza semnalul mediat - culoare black <- 0

F3.P1.DrawWidth = 2

For i% = 0 To NE

F3.P1.Line -(i% F3.P1.scaleheight / 2 - semnal(i%)), QBColor(0)

Next

```
'traseaza semnal nemediat - culoare light-red <- 12
F3.P1.DrawWidth = 1
F3.P1.currentx = 0
F3.P1.currenty = F3.P1.scaleheight / 2 - Semnal1Per(0)
For i% = 0 To NE
    F3.P1.Line -(i%, F3.P1.scaleheight / 2 - Semnal1Per(i%)), QBColor(12)
Next

Else
F3.P1.scaleheight = 20
F3.L1.caption = Format$(F3.P1.scaleheight / 2, "###")
'etichetele de maxim grafic
F3.L2.caption = Format$(-1 * F3.P1.scaleheight / 2, "###")
F3.L3.caption = "0"
'linii de caroi aj - culoare galbena
For i% = NE / 10 To NE Step NE / 10
    F3.P1.Line (i%, 0)-(i%, F3.P1.scaleheight), QBColor(6)
Next i%
For j% = F3.P1.scaleheight / 20 To F3.P1.scaleheight Step F3.P1.scaleheight / 20
    F3.P1.Line (0, j%) (F3.P1.scalewidth, j%), QBColor(6)
Next j%
'abscisa - culoare rosie
F3.P1.Line (0, F3.P1.scaleheight / 2)-(NE, F3.P1.scaleheight / 2), QBColor(4)
F3.P1.currentx = 0
F3.P1.currenty = F3.P1.scaleheight / 2 - semnal(0)
'traseaza semnalul
F3.P1.DrawWidth = 2
For i% = 0 To NE
    F3.P1.Line -(i%, F3.P1.scaleheight / 2 - semnal(i%)), QBColor(0)
Next i%
'traseaza semnal nemediat - culoare light-red <- 12
F3.P1.DrawWidth = 1
F3.P1.currentx = 0
F3.P1.currenty = F3.P1.scaleheight / 2 - Semnal1Per(0)
For i% = 0 To NE
    F3.P1.Line -(i%, F3.P1.scaleheight / 2 - Semnal1Per(i%)), QBColor(12)
Next

End If
End Sub

Sub tNA_Change ()
    Do While cbA.listcount
        cbA.RemoveItem 0
        cbF.RemoveItem 0
        F2.cbG.RemoveItem 0
    Loop
End Sub

Sub gs_b_Click ()
    L1.visible = -1
    P1.visible = -1
    L1.Refresh
    P1.Refresh
    esant = 2 * pi / NE
    Randomize
    aleator = 0
    For i% = 0 To NE
        semnal(i%) = 0
    For j% = 1 To NP
```



```
For k% = 1 To NA
    aleator = MA * (2 * Rnd - 1)
    semnal(i%) = semnal(i%) + dA(k%) * Sin(i% * k% * esant + dF(k%)) + aleator
Next k%
If j% = 1 Then
    Semnal1Per(i%) = semnal(i%)
End If
Next j%
semnal(i%) = semnal(i%) / NP
P1.forecolor = QBColor(9)
P1.Line (i%, 0)-(i%, 10)
Next i%
L1.visible = 0
P1.visible = 0
End Sub

Sub Form_Click ()
    F2.Refresh
    L1.visible = 0
End Sub

Sub xit_Click ()
    End
End Sub

Sub Command1_Click ()
    End
End Sub
```

```
Sub xit_Click ()
    End
End Sub
```

```
Sub cbG_Change ()
    arm = cbG.listindex + 1
End Sub
```

```
Sub done_Click ()
    index = cbG.listindex + 1 'numarul armonicii selectate
    If index <= 0 Then
        index = 1
    End If
    P1.forecolor = QBColor(index)
    P1.currentx = 0
    P1.currenty = P1.scaleheight / 2 - dA(index) * Sin(0 * index * esant + dF(index))
    For i% = 0 To NE
        P1.Line -(i%, P1.scaleheight / 2 - dA(index) * Sin(i% * index * esant + dF(index)))
    Next
End Sub
```

```
Sub c_b_Click ()
    ReDim cA(1 To NA)
    ReDim cf(1 To NA)
    For i% = 0 To NE
        a! = a! + semnal(i%) * Cos(i% * esant)
        b! = b! + semnal(i%) * Sin(i% * esant)
    Next i%
    a! = 2 / NE * a!
    b! = 2 / NE * b!
    cA(1) = Sqr(a! * a! + b! * b!)
    If b! <> 0 Then
        cf(1) = Atn(a! / b!)
    Else
        cf(1) = pi / 2 'toate calculele pentru faze se fac in radiani
    End If 'si se prezinta in grade
    If cf(1) < 0 Then
        cf(1) = pi + cf(1)
    End If
    If dA(1) <> 0 Then
        msg$ = "Calculat A=" + Format$(cA(1), "####.000000") + Chr$(13) + Chr$(10)
        msg$ = msg$ + "Eroare A=" + Format$((cA(1) - dA(1)) / dA(1), "##0.000000 %") +
        Chr$(13) + Chr$(13) + Chr$(10)

        msg$ = msg$ + "Calculat F=" + Format$(cf(1) * 180 / pi, "####.000000") + Chr$(13) +
        Chr$(10)
        msg$ = msg$ + "Eroare F=" + Format$((cf(1) - dF(1)) * 180 / pi, "##0.000000") + " grd"
        MsgBox msg$, 0, "Rezultate"
    Else
        MsgBox "Nu pot calcula eroarea relativa a unei marimi nule ", 0, "Rezultate"
    End If
End Sub
```

```
Sub Command1_Click ()
    End
End Sub
```

```
Sub Label2_Click ()
    F4.Show
End Sub
```

End Sub

Sub Command2_Click ()

F4.Show

End Sub

In cele ce urmează s-au utilizat următoarele notații :

- A_1 - amplitudinea fundamentalei din semnalul de traductor
- A_3, A_5, A_7 - amplitudinile armonicelor impare din semnalul de traductor
- A_4, A_6, A_8 - amplitudinile armonicelor pare din semnalul de traductor
- A_{20}, A_{30} - amplitudinile armonicelor de ordin înalt din semnalul de traductor
- ALE - zgomotul (componenta aleatorie) din semnalul de traductor (dacă ALE=75, se modelează zgomotul prin generarea unei secvențe aleatoare în domeniul 0,75)
- NI - numărul de lansări
- NP - numărul de perioade mediate
- NE - numărul de eșantioane dintr-o perioadă
- e_A % - modulul erorii de amplitudine, exprimat procentual
- e_f ° - modulul erorii de fază exprimat în grade
- MAX - maximumul erorilor

Pentru modelarea unui domeniu cât mai larg de structuri mecanice de MED, au fost construite următoarele 7 variante privind spectrul semnalului de traductor :

- V_1 - definită prin: $A_1=100$; $A_3=30$; $A_5=20$; $A_7=10$
- V_2 - definită prin: $A_1=100$; $A_3=70$; $A_5=50$; $A_7=30$
- V_3 - definită prin: $A_1=100$; $A_3=70$; $A_5=50$; $A_7=30$
 $A_4=30$; $A_6=30$; $A_8=30$.
- V_4 - definită prin: $A_1=100$; $A_3=70$; $A_5=50$; $A_7=30$
 $A_4=30$; $A_6=30$; $A_8=30$; $A_{20}=10$; $A_{30}=20$
- V_5 - definită prin: $A_1=100$; $A_3=50$; $A_5=30$; $A_7=20$; $A_4=20$
 $A_6=20$; $A_8=20$; $A_{20}=70$; $A_{30}=100$

- V_6 - definită prin: $A_1=100$; $A_3=20$; $A_5=10$; $A_7=10$;
 $A_4=10$; $A_6=10$; $A_8=10$; $A_{20}=30$; $A_{30}=50$
- V_7 - definită prin: $A_1=100$; $A_3=20$; $A_5=10$; $A_7=10$; $A_4=10$;
 $A_6=10$; $A_8=10$; $A_{20}=100$; $A_{30}=200$.

În lipsa semnalului aleator, cele 7 variante de structuri de semnal vor avea următoarele erori de amplitudine și fază, la aplicarea algoritmului numeric :

V_1	:	$e_A = 0,49 \%$;	$e_f = 0,16^\circ$
V_2	:	$e_A = 0,58 \%$;	$e_f = 0,19^\circ$
V_3	:	$e_A = 0,58 \%$;	$e_f = 0,19^\circ$
V_4	:	$e_A = 0,58 \%$;	$e_f = 0,19^\circ$
V_5	:	$e_A = 0,46 \%$;	$e_f = 0,15^\circ$
V_6	:	$e_A = 0,54 \%$;	$e_f = 0,17^\circ$
V_7	:	$e_A = 0,46 \%$;	$e_f = 0,15^\circ$

Toate aceste rezultate s-au obținut pentru o esantionare din grad în grad, deci $NE = 360$. Rezultatele obținute sunt remarcabile, deoarece MED analogice funcționează cu erori de fază de $5^\circ - 6^\circ$, iar cele de amplitudine se înscriu în domeniul $6\% - 10\%$.

Acest prim set de rezultate a fost obținut fără a considera influența semnalului aleator, deci fără rularea segmentului de program care îmbunătățește raportul semnal-zgomot. Deoarece interesul acestei aplicații îl reprezintă tocmai echilibrarea dinamică în prezența zgomotului, au fost simulate în continuare doar situații de funcționare a MED cu semnalele de traductor perturbate de zgomot. În tabelele TAB.4.1. ... TAB.4.7. sunt prezentate rezultatele operației de echilibrare pentru cele 7 variante de structuri de semnal de traductor, dar afectate de zgomot. Gradul de afectare este diferit și s-a obținut prin modificarea intervalului din care se extrag valorile aleatoare. S-au ales următoarele situații : $ALE = 20; 40; 60; 80; 100$. Este important de subliniat faptul că s-au ales și ponderi mari ale zgomotului, care nu se regăsesc într-o funcționare normală, la o corectă montare a MED . Această opțiune s-a realizat pentru a putea verifica perfor-

TAB. 4.1.

<i>Nr.</i> \ <i>ALE</i>	20	40	60	80	100
1	1,635 1,528	13,583 0,283	23,026 5,988	11,824 4,612	15,087 10,237
5	0,082 0,699	0,771 1,298	2,082 1,877	3,337 2,055	1,225 4,264
10	0,665 0,149	1,138 1,195	4,092 0,369	1,948 0,581	2,234 0,517
20	0,481 0,268	0,040 0,552	1,019 0,451	1,685 0,416	1,665 0,481
30	0,481 0,121	0,176 0,008	0,292 0,166	0,551 0,464	2,855 1,479
40	1,118 0,029	1,355 0,110	1,066 0,765	4,551 0,122	2,343 1,416
50	0,542 0,075	0,203 0,072	1,125 0,048	0,752 0,233	3,696 0,837
60	0,037 0,302	0,801 0,288	1,061 0,562	1,109 0,622	1,617 0,458
70	0,341 0,118	0,304 0,134	1,511 0,528	0,711 0,879	0,734 0,532
80	0,367 0,085	1,111 0,061	1,808 0,193	0,174 0,465	0,590 0,359
90	0,684 0,411	0,305 0,221	0,662 0,069	0,511 0,088	0,727 1,426
100	0,621 0,047	0,003 0,097	0,139 0,547	0,595 1,222	0,168 1,201

TAB. 4.2.

ALE NR.	20	40	60	80	100
1	1,043 2,096	2,227 7,691	10,998 5,385	7,445 7,706	11,592 5,130
5	0,508 0,483	3,122 0,375	2,652 0,382	3,757 0,060	1,109 0,441
10	1,218 0,300	2,688 0,467	2,543 2,882	3,908 0,668	6,895 2,437
20	0,745 0,157	0,617 0,615	0,452 0,206	2,192 0,181	2,887 1,077
30	0,206 0,461	0,552 0,228	2,218 0,848	0,069 0,364	0,115 0,152
40	0,598 0,076	1,042 0,595	0,136 0,993	1,511 0,676	1,203 0,422
50	0,803 0,499	1,127 0,416	0,385 0,297	2,869 1,435	1,055 0,626
60	0,516 0,089	0,047 0,275	0,282 0,148	0,711 1,585	1,471 1,106
70	0,797 0,136	0,377 0,292	0,400 1,115	1,439 0,458	1,272 0,373
80	0,733 0,036	1,247 0,596	0,761 0,388	2,286 0,678	1,547 0,413
90	0,323 0,047	0,822 0,143	0,462 0,228	0,622 0,393	1,911 0,036
100	0,847 0,445	0,856 0,088	0,154 0,293	0,130 1,568	0,737 0,185

TAB. 4.3.

ALE NR.	20	40	60	80	100
1	2,180 1,756	4,152 3,322	5,534 2,482	11,172 9,047	5,657 5,502
5	0,479 0,588	2,177 0,342	2,882 0,787	1,735 1,152	0,278 2,606
10	0,562 0,691	1,069 0,149	2,837 0,416	4,219 2,410	0,377 3,857
20	0,123 0,162	2,079 0,669	0,609 1,463	4,342 0,550	2,118 1,124
30	0,717 0,522	0,611 0,848	0,811 1,598	0,535 1,059	3,604 1,328
40	0,408 0,396	0,595 0,227	2,268 1,296	0,852 0,145	3,286 0,921
50	0,255 0,399	1,281 0,333	0,528 1,318	0,977 0,214	2,425 1,203
60	0,397 0,083	1,850 0,619	0,385 0,062	2,335 1,093	0,321 0,341
70	0,646 0,357	0,076 0,459	0,941 1,106	0,169 0,356	2,360 0,825
80	0,438 0,208	0,426 0,714	0,707 0,184	1,454 0,209	1,003 1,211
90	0,483 0,048	0,836 0,054	0,474 0,007	1,369 0,002	1,042 0,496
100	0,440 0,101	0,738 0,147	0,869 0,402	1,695 0,142	0,776 0,274

TAB. 4.4.

<i>ALE</i> <i>NR.</i>	20	40	60	80	100
1	3,156 3,351	14,500 5,860	2,093 5,633	8,095 3,530	6,392 16,845
5	1,422 0,971	3,088 0,512	7,280 3,050	6,569 2,958	1,004 11,078
10	0,922 0,482	0,269 0,220	2,968 0,403	1,492 1,226	8,489 9,665
20	0,655 1,472	2,451 0,825	2,961 2,986	1,234 1,512	2,198 1,104
30	0,075 1,026	0,178 1,470	2,416 0,109	1,268 0,322	1,890 1,820
40	0,133 0,311	0,212 1,360	3,700 2,208	0,619 1,420	2,176 2,254
50	1,267 0,400	0,440 4,211	1,617 0,369	2,757 0,282	2,353 3,391
60	0,051 0,006	2,253 0,717	1,046 0,855	0,274 0,112	0,645 0,799
70	0,542 0,277	1,899 0,235	0,251 0,439	2,314 0,532	1,523 1,783
80	0,168 0,179	1,678 0,802	1,147 0,238	2,751 0,626	4,122 0,962
90	0,399 0,292	1,277 0,556	0,662 1,855	0,216 0,906	3,924 0,072
100	0,546 0,141	1,645 0,114	0,229 0,309	1,178 1,577	0,285 0,875

TAB. 4.5.

ALE NR.	20	40	60	80	100
1	3,417 3,205	9,505 4,419	11,988 8,179	14,288 2,568	23,845 2,115
5	1,872 1,303	5,171 5,462	9,055 5,083	1,593 8,869	3,921 5,733
10	1,008 0,338	1,745 0,705	2,278 0,755	1,237 1,927	9,239 2,464
20	0,047 0,343	1,603 0,919	3,628 0,946	6,212 0,076	8,819 0,434
30	0,373 0,058	1,328 0,044	2,300 0,388	0,862 0,544	0,955 1,080
40	1,239 0,244	1,548 0,048	2,540 1,544	0,760 0,859	0,814 2,836
50	0,158 0,306	0,222 0,217	1,598 0,822	2,170 0,186	2,204 0,768
60	1,766 0,592	1,827 0,909	1,188 2,321	0,296 1,361	2,169 1,255
70	0,419 0,635	0,328 0,480	3,539 0,126	0,190 0,264	2,108 2,634
80	0,433 0,035	2,199 0,208	2,631 0,037	1,174 2,703	3,190 0,534
90	1,260 0,162	0,716 0,488	2,737 1,474	0,836 0,488	2,525 0,885
100	0,455 0,407	0,139 0,472	0,908 0,250	1,253 0,194	0,590 1,441

TAB. 4.6.

NR. \ ALE	20	40	60	80	100
1	5,139 0,784	4,549 3,281	28,940 0,932	11,532 18,595	29,669 4,922
5	0,599 0,476	2,282 4,583	20,369 2,598	2,135 8,344	3,908 4,012
10	2,617 0,247	1,438 2,198	5,443 6,414	3,621 2,592	1,332 3,426
20	0,528 1,072	3,062 1,043	4,969 0,382	2,520 1,394	0,636 0,994
30	0,295 0,284	0,342 0,706	1,544 1,499	8,610 2,661	7,766 0,404
40	1,164 0,221	2,417 0,220	1,363 1,671	1,869 1,049	1,369 2,125
50	0,199 0,120	0,157 0,966	1,469 0,803	1,447 1,597	1,567 1,668
60	1,048 0,228	1,733 1,274	2,282 1,549	0,855 0,806	2,996 0,472
70	1,091 0,186	0,211 0,057	0,265 1,293	1,097 0,012	0,059 1,851
80	1,066 0,167	0,600 0,209	0,839 0,153	1,386 1,421	1,232 0,206
90	0,732 0,168	0,104 0,379	0,096 1,909	4,212 0,632	1,080 0,672
100	0,066 0,304	0,806 0,603	2,011 0,744	3,627 0,332	0,936 0,740

TAB. 4.7.

ALE NR.	20	40	60	80	100
1	1,952 2,724	6,199 3,392	27,648 0,836	28,398 2,292	7,198 16,232
5	1,511 0,974	0,539 1,995	0,847 0,936	5,172 1,331	4,250 9,501
10	0,887 0,474	4,274 1,166	6,340 0,186	2,241 2,756	4,838 9,933
20	0,440 0,999	2,402 1,592	3,751 3,484	4,618 4,470	5,153 1,898
30	0,178 0,338	1,169 0,013	1,526 0,877	5,111 0,370	3,962 2,229
40	1,670 0,963	3,297 0,149	1,055 0,964	7,373 0,303	0,957 1,530
50	0,144 0,292	1,141 0,703	0,107 0,699	0,325 1,238	3,220 0,027
60	0,255 0,255	2,374 0,488	2,055 0,654	0,969 1,912	2,016 1,262
70	1,434 0,362	0,040 0,260	0,555 1,348	0,110 0,242	0,653 0,756
80	0,551 0,053	0,556 0,163	0,952 0,885	2,199 1,296	0,353 0,653
90	0,650 0,767	1,145 0,402	0,326 0,595	2,272 2,470	1,622 1,918
100	0,464 0,198	0,029 0,002	1,130 0,015	0,600 0,082	2,406 0,333

manșele algoritmului de îmbunătățire a raportului semnal-zgomot, chiar în situații extreme, corespunzătoare unui mediu industrial puternic afectat de zgomot și vibrații. Algoritmul utilizat a fost ales așa încât să fie rulat în timp minim și se bazează pe medierea esanțioanelor dintr-un număr întreg de perioade. Au fost testate medieri pentru $NP = 1, 5, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100$.

O observație deosebit de importantă se poate extrage din rezultatele redată în tabelele TAB.4.1 ... TAB.4.7. (în aceste tabele au fost prezentate eroarea de amplitudine și fază, conform reprezentării anterioare. Convenția care este respectată în toate tabelele din acest capitol este că la fiecare lansare de program întâi să fie scrisă eroarea de amplitudine și apoi eroarea de fază). Deși elementele teoretice indicau o îmbunătățire a raportului semnal-zgomot prin creșterea numărului de perioade mediate, rezultatele experimentale la această etapă se abat uneori de la regula teoretică. Acest fapt este datorat secvenței aleatoare, diferită de la o lansare la alta și care, prin aceasta, se apropie de condițiile reale.

Primul set de rezultate, obținut prin rularea a 420 de situații în care intervin ca parametrii numărul de perioade mediate (NP) și ponderea zgomotului (ALE), s-a realizat prin considerarea a 360 de esanțioane pe perioadă ($NE = 360$) și a permis următoarele concluzii :

- nu sunt acceptabile variantele de algoritm cu $NP < 20$
- măriră numărul de perioade mediate peste o anumită valoare ($NP = 70$) nu se obțin rezultate cu mult mai bune
- gama valorilor lui NP pentru care se realizează o optimizare a îmbunătățirii raportului semnal-zgomot, în concordanță cu timpul de rulare este $NP \in (30, 50)$
- este necesară o rulare repetată a programului în aceleași condiții inițiale (NP, ALE, V_1), pentru a evidenția mai clar influența zgomotului asupra rezultatelor echilibrării dinamice.

De această bază s-au rulat 1200 de variante a căror rezultate privind eroarea de amplitudine și de fază au fost notate în tabelele TAB.4.8.1; 4.8.2.; ... : 4.12.1; 4.12.2. Caracteristica fundamentală a acestui set de măsurători o consti-

tuie lansarea repetată în aceleași condiții de tip determinist (A_1 , NP, ALE), urmînd a observa influența secvenței aleatoare asupra rezultatelor. Prin MAX au fost notate valorile maxime ale erorilor, selectate dintr-un set de 10 lansări. Se obține astfel o estimare statistică asupra performanțelor algoritmului de îmbunătățire a raportului semnal-zgomot. Din variantele inițiale V_1, V_2, \dots, V_7 , au fost alese pentru această etapă de testare doar cele care constituie pe baza unui conținut complet de armonici:

- V_2 prin TAB.4.8.1 și TAB.4.8.2.
- V_4 prin TAB.4.9.1 și TAB.4.9.2.
- V_5 prin TAB.4.10.1 și TAB.4.10.2.
- V_6 prin TAB.4.11.1 și TAB.4.11.2.
- V_7 prin TAB.4.12.1 și TAB.4.12.2.

Ultimul set de programare și-a propus să analizeze influența numărului de eșantioane dintr-o perioadă (NE) asupra preciziei operației de echilibrare. În acest scop au fost rulate 648 de variante, care au selectat structurile de semnal V_4, V_5, V_7 , în situațiile NE = 180; 120; și 90. După cum am menționat anterior, măsurătorile de până acum au fost realizate impunînd NE = 360. Și în acest caz a fost adoptată metoda lansărilor repetate (12 lansări pentru fiecare set de condiții deterministe) pentru a evidenția gama de valori a erorilor, respectiv valorile maxime ale acestora. Influența NE asupra erorilor de echilibrare este foarte importantă, deoarece prin fixarea lui NE se condiționează valorile vitezei de antrenare ale rotorului și performanțele de viteză ale sistemului de achiziție de date. Rezultatele obținute au fost notate în tabelele TAB.4.13.1 ; 4.13.2 4.15.1 ; 4.15.2 , după cum urmează:

- V_4 prin TAB.4.13.1 și TAB.4.13.2.
- V_5 prin TAB.4.14.1 și TAB.4.14.2.
- V_7 prin TAB.4.15.1 și TAB.4.15.2.

TAB. 4.8.1.

ALE	25										50									
	NR.	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100						
1			4,94	0,99	1,28	0,47	0,67	1,01	4,51	2,48	2,93	0,81	2,28	1,86						
			4,17	0,22	1,49	1,19	0,19	0,09	7,04	0,21	0,27	0,22	0,69	1,14						
2			0,65	0,19	1,09	1,10	1,50	0,89	2,88	5,57	1,07	1,69	1,68	0,01						
			0,58	0,61	0,08	0,38	0,94	0,53	2,47	1,51	0,84	0,09	1,12	0,05						
3			5,52	0,45	3,26	1,06	0,07	0,19	10,05	2,50	4,13	2,42	0,19	0,04						
			1,56	0,57	0,14	0,48	0,58	0,08	0,24	2,20	2,41	1,22	0,13	0,48						
4			0,13	0,70	0,71	0,52	0,83	0,07	2,21	5,16	0,52	1,68	2,23	1,19						
			2,42	0,35	0,03	0,23	0,17	0,36	5,96	1,22	1,42	0,98	0,56	0,77						
5			1,36	0,29	2,14	0,40	0,87	0,31	2,13	1,50	3,83	2,81	0,05	0,09						
			0,58	0,77	0,26	0,98	0,02	0,17	5,01	0,47	0,49	0,06	0,71	0,07						
6			1,71	0,24	1,85	1,44	0,20	1,63	4,09	3,11	1,01	0,36	0,13	0,48						
			2,62	0,52	0,56	0,78	1,15	0,31	2,22	0,38	1,43	0,28	0,38	0,55						
7			0,07	1,99	0,27	0,81	0,19	1,39	7,73	3,58	0,93	0,67	4,39	0,67						
			0,62	0,06	0,27	0,02	0,56	0,11	2,38	1,16	0,71	0,29	0,57	0,09						
8			1,52	0,18	0,54	0,68	0,08	0,03	3,26	3,08	4,27	1,97	0,78	0,17						
			0,97	1,12	0,81	0,21	1,04	0,39	2,14	2,19	0,59	0,89	1,27	0,19						
9			7,11	1,22	1,43	2,04	1,42	0,69	8,32	1,18	0,53	2,18	1,90	1,28						
			1,30	0,31	0,96	0,29	0,56	0,39	1,85	0,77	0,05	1,27	0,01	0,33						
10			2,93	2,04	0,31	0,22	0,87	0,61	5,25	2,21	0,40	0,29	0,13	1,06						
			0,75	1,45	0,69	0,58	0,12	0,14	1,77	3,81	1,52	0,89	1,03	0,05						
MAX.			7,11	2,04	3,26	2,04	1,50	1,39	10,05	5,57	4,27	2,81	4,39	1,86						
			4,17	1,45	1,49	1,19	1,15	0,53	7,04	3,81	2,41	1,27	1,27	1,14						

TAB. 4.8.2

ALE	75										100					
	NR	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100		
1			4,53 3,55	4,69 3,48	6,70 0,82	4,68 4,01	4,57 2,21	2,04 0,53	12,98 0,84	4,13 0,20	9,45 4,07	3,70 2,83	2,84 4,18	2,06 1,08		
2			9,29 5,03	4,44 2,67	0,76 0,44	3,99 0,27	3,21 1,47	0,94 1,99	7,62 0,20	8,93 3,06	2,66 3,20	1,60 0,45	2,06 2,16	2,71 0,85		
3			8,40 7,43	0,77 4,77	7,81 0,05	4,78 4,03	0,98 4,23	0,03 0,79	4,20 1,29	12,00 3,98	6,58 4,28	4,73 0,69	0,07 0,48	0,94 0,75		
4			7,14 3,72	6,29 3,96	2,06 1,58	3,30 2,13	1,81 0,89	0,03 0,08	5,76 5,77	0,42 0,36	0,51 1,84	3,19 0,89	2,34 4,18	4,31 0,46		
5			9,46 4,60	0,24 2,23	4,81 0,97	4,01 0,35	4,41 0,47	0,07 0,39	8,54 2,30	5,65 4,48	8,02 0,78	4,77 4,78	4,47 4,19	2,75 4,21		
6			11,08 0,36	0,75 4,18	4,52 3,38	0,03 4,73	0,04 4,18	0,58 0,38	11,79 4,25	4,51 2,28	7,62 0,82	4,78 0,34	5,70 4,31	0,56 0,06		
7			4,49 2,71	2,26 1,22	2,88 0,38	0,54 0,44	0,24 0,86	1,92 0,57	7,39 6,30	0,63 0,30	5,08 0,91	4,23 4,92	6,19 2,81	1,95 4,03		
8			16,51 0,06	4,49 2,26	2,44 1,16	3,16 0,40	2,57 2,01	2,14 2,44	9,32 0,94	8,66 3,14	3,36 0,02	1,61 0,69	7,89 0,46	2,41 0,66		
9			4,78 6,64	4,08 4,03	5,22 0,71	3,21 4,06	2,12 0,69	4,36 0,91	16,32 3,91	3,44 4,04	7,39 2,41	0,57 0,85	0,67 2,54	4,17 0,25		
10			0,99 3,97	4,12 1,22	0,48 4,21	4,72 4,08	4,62 2,52	0,61 0,62	4,37 2,30	3,79 6,10	0,08 3,42	7,31 3,31	4,68 0,80	2,12 1,14		
MAX.			16,51 7,43	6,29 3,96	7,81 3,38	3,99 2,13	4,41 2,52	4,36 2,44	16,32 6,30	12,06 6,10	9,45 4,28	7,31 3,31	7,89 2,81	4,31 1,21		

TAB. 4.9.1.

ALE	25										50					
	NR.	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100		
1			0,56 1,01	0,28 0,01	0,79 0,11	0,07 0,33	1,11 0,49	0,71 0,05	6,27 0,27	1,40 0,16	0,15 0,76	2,29 0,81	6,01 0,23	6,92 6,48		
2			1,86 0,12	0,39 0,35	0,25 0,69	0,54 0,70	0,42 0,32	0,59 0,28	0,44 0,04	3,16 0,53	0,68 0,37	1,71 0,17	2,73 0,89	6,94 6,63		
3			0,77 0,17	0,53 0,01	0,64 0,30	1,07 0,41	0,56 0,31	1,07 0,16	2,36 0,01	0,54 0,25	2,13 6,53	0,57 0,05	1,03 0,29	1,50 0,42		
4			0,75 0,57	0,17 0,68	0,31 0,60	0,43 0,13	1,17 0,20	0,90 0,31	0,51 0,62	1,24 0,16	1,14 0,57	0,44 0,30	1,19 6,03	1,40 0,64		
5			1,41 0,02	0,42 0,54	0,23 0,52	0,81 0,44	0,24 0,37	0,52 0,11	2,87 0,97	0,64 0,62	0,93 6,69	0,67 0,49	0,12 0,09	6,31 6,61		
6			0,57 0,14	0,24 0,71	0,61 0,08	0,52 0,47	0,55 0,03	0,42 0,31	2,25 1,78	1,28 0,09	6,23 0,67	0,81 0,82	0,71 0,33	0,47 6,33		
7			0,44 1,51	1,05 0,57	0,41 0,17	0,59 0,47	1,32 0,65	0,77 0,38	0,98 1,33	1,31 0,45	1,17 0,65	0,39 0,56	0,29 0,13	0,82 0,22		
8			0,75 0,17	0,57 0,45	0,73 0,11	0,69 0,36	0,47 0,24	0,03 0,91	0,06 0,94	0,41 0,60	0,82 0,42	0,41 0,61	0,45 0,40	0,09 0,51		
9			2,55 0,01	0,28 0,14	0,01 0,96	0,33 0,41	0,64 0,10	0,50 0,19	3,27 0,05	0,29 0,93	0,88 0,93	0,66 0,09	0,42 1,03	0,48 0,14		
10			0,44 0,98	0,80 0,11	0,45 0,12	0,16 0,57	0,72 0,17	0,65 0,11	0,11 0,41	0,35 0,94	1,60 0,74	0,79 0,86	0,23 0,53	0,51 0,52		
MAX.			2,55 1,51	1,05 0,71	0,79 0,96	1,07 0,70	1,32 0,65	0,90 0,38	6,27 1,78	3,16 0,94	1,60 0,93	2,29 0,86	2,73 1,03	1,50 0,63		

TAB. 4.9.2.

ALE	75										100									
	NR	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100						
1	0,33	0,85	2,61	0,84	0,78	1,39	0,94	0,74	1,25	1,71	0,33	2,37	2,91							
2	1,05	0,96	0,11	0,29	0,17	0,94	4,64	1,87	1,71	4,57	0,32	0,56	0,11							
3	0,11	0,21	0,43	1,71	0,44	0,19	5,94	2,35	3,50	1,16	0,61	3,01	2,15							
4	0,20	0,18	0,46	0,22	0,85	0,63	5,11	0,88	0,81	0,81	0,61	0,71	1,07							
5	2,60	1,49	2,38	0,37	0,44	0,85	6,98	3,81	4,02	1,29	0,15	0,69	0,42							
6	3,89	1,40	0,50	0,41	0,66	0,68	2,54	1,07	1,36	1,48	0,26	0,42	0,42							
7	1,46	0,78	1,29	0,19	0,09	1,08	5,05	3,41	1,53	0,71	0,31	0,94	1,64							
8	0,42	0,18	0,46	0,36	0,54	0,56	1,79	3,14	4,04	0,31	0,81	0,57	0,57							
9	1,19	0,61	1,14	1,15	1,68	0,86	2,24	0,92	1,61	2,86	0,59	1,78	1,78							
10	2,36	0,81	0,31	0,07	0,67	1,04	0,27	0,04	0,75	1,24	0,13	0,38	0,38							
MAX.	4,84	3,69	2,56	0,15	0,49	0,71	5,44	1,76	3,44	1,67	0,80	2,38	2,38							
	2,64	0,05	0,31	0,18	1,39	0,47	2,22	0,11	0,87	1,61	1,34	0,56	0,56							
	6,42	0,47	1,17	0,21	3,13	0,82	2,57	1,89	0,79	1,53	1,90	1,77	1,77							
	6,65	0,23	0,49	1,02	0,18	0,37	0,59	0,94	0,75	1,96	0,03	0,61	0,61							
	4,58	0,14	0,45	0,75	0,56	0,79	6,63	3,34	0,65	1,29	0,68	0,29	0,29							
	3,15	1,54	0,07	0,08	0,14	0,39	1,11	0,31	0,22	0,13	0,91	0,04	0,04							
	2,20	1,16	0,03	0,45	0,53	1,12	2,74	5,59	2,33	0,74	1,92	0,99	0,99							
	3,54	0,28	0,89	1,14	0,43	0,69	5,88	2,24	0,64	0,87	0,11	0,91	0,91							
	2,81	3,31	1,25	2,14	1,35	0,92	5,15	1,05	0,68	0,04	0,14	0,63	0,63							
	0,21	0,22	0,70	0,29	0,22	0,75	3,22	2,92	1,35	0,07	0,03	0,06	0,06							
	6,42	3,69	2,61	2,14	3,13	1,39	6,63	5,59	3,50	2,86	3,01	2,91	2,91							
	6,65	1,40	0,89	1,14	1,39	1,04	5,88	3,14	1,57	1,96	1,34	1,07	1,07							

TAB. 4.10.1.

ALE	25										50					
	NR	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100		
1			2,12 0,09	0,71 1,35	1,25 0,36	0,35 0,54	0,25 0,18	1,31 0,10	2,85 2,30	0,46 0,14	3,23 0,58	1,39 0,51	0,29 0,55	1,09 0,76		
2			4,49 4,34	1,64 0,31	0,55 0,33	1,05 0,27	0,29 0,43	0,11 0,41	4,29 1,39	2,08 3,22	0,13 0,34	0,98 0,09	1,10 1,04	0,14 0,31		
3			4,01 0,54	1,17 1,44	1,64 0,71	0,53 0,21	0,46 0,02	0,98 0,49	6,90 0,21	2,10 1,16	0,54 0,96	1,26 1,99	1,27 0,58	0,67 0,55		
4			2,95 1,43	0,59 0,55	0,37 0,29	0,45 0,11	0,44 0,18	0,50 0,15	9,80 0,26	4,63 0,47	0,72 0,64	0,19 0,24	1,75 0,22	0,58 0,02		
5			5,40 1,64	0,58 0,72	0,73 1,28	2,35 0,68	1,08 0,04	0,24 0,31	7,73 1,92	2,05 0,88	0,32 0,57	1,19 0,51	0,06 1,65	0,56 0,04		
6			2,26 0,02	0,98 0,64	1,02 0,32	0,46 0,48	0,05 0,19	1,61 0,56	1,74 3,52	0,92 1,99	5,29 0,82	3,52 0,07	0,24 0,26	0,36 0,05		
7			0,14 1,27	0,47 0,32	0,61 0,62	0,76 0,22	1,34 0,06	0,92 0,31	5,72 1,35	1,61 2,80	1,54 2,61	2,76 0,49	1,57 0,35	0,38 0,01		
8			0,62 0,16	0,38 0,62	1,77 0,74	0,22 0,28	0,45 0,46	0,28 0,11	1,63 3,21	1,09 0,34	1,52 0,74	1,24 1,07	1,63 0,34	1,10 1,31		
9			3,06 0,44	0,41 0,43	1,11 0,12	1,17 0,76	0,07 0,41	1,41 0,03	1,36 0,86	0,67 0,25	2,97 0,36	0,69 1,61	1,04 0,81	2,57 0,82		
10			2,37 0,73	0,95 1,03	1,54 0,28	0,89 0,01	1,26 0,06	0,91 0,08	3,91 1,72	4,69 0,09	0,39 0,13	0,15 0,22	0,22 1,32	0,42 0,25		
MAX.			5,40 1,64	1,64 1,43	1,77 1,28	2,35 0,76	1,34 0,46	1,60 0,55	9,80 3,52	4,69 3,22	5,29 2,60	3,52 1,99	1,62 1,65	2,57 1,30		

TAB. 4.10.2.

ALE	75										100					
	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100			
1	4,16 4,55	0,43 3,05	6,97 2,92	0,57 0,22	0,73 1,54	0,85 0,27	1,67 9,07	8,17 1,64	0,76 2,23	1,67 2,85	3,33 0,21	2,89 4,12				
2	2,19 6,39	0,16 0,84	0,49 1,90	1,54 0,84	3,32 0,53	0,99 0,21	0,58 6,21	0,57 0,96	0,26 5,99	2,90 1,27	0,10 0,12	1,09 0,56				
3	3,49 3,15	1,02 1,24	0,24 0,49	7,72 0,33	0,34 1,23	2,34 0,51	3,84 6,89	1,93 1,69	6,26 0,21	3,55 0,16	1,34 0,55	4,52 1,61				
4	21,46 3,51	0,19 2,49	6,64 1,65	1,26 0,57	0,51 1,84	1,26 0,60	13,31 5,43	7,65 3,39	6,68 4,03	3,64 0,40	2,41 3,30	3,64 0,51				
5	12,60 5,12	0,73 3,32	0,38 2,05	7,84 0,64	1,51 0,60	1,86 0,06	6,67 4,72	2,28 1,79	4,24 3,97	7,98 0,64	3,68 0,14	0,47 0,30				
6	4,91 0,38	0,88 0,75	0,64 3,43	0,93 1,09	3,21 0,91	3,97 1,12	5,62 1,95	7,70 1,27	0,34 1,25	0,39 2,14	1,54 1,02	4,12 0,28				
7	12,51 3,06	0,94 0,21	6,72 0,14	0,59 1,21	1,71 1,51	0,25 0,68	1,28 5,42	0,49 4,86	8,97 1,01	0,01 2,45	0,45 1,42	1,26 2,14				
8	6,15 3,43	0,04 0,44	1,44 3,28	0,91 0,64	1,11 1,59	0,65 0,10	7,41 0,02	1,22 0,03	4,03 1,14	2,46 1,21	1,75 2,90	0,61 0,17				
9	5,32 5,47	8,18 0,03	1,33 1,59	3,08 1,17	0,88 0,46	3,45 0,86	4,74 1,59	7,44 1,04	3,77 1,21	0,75 0,50	4,00 0,26	1,27 1,60				
10	12,46 2,43	5,99 0,71	2,46 2,46	4,11 1,33	1,10 0,28	0,59 0,97	10,24 3,58	4,45 1,41	4,01 4,82	2,81 1,34	0,59 1,44	0,43 1,15				
MAX.	21,46 6,39	8,18 3,05	6,97 3,43	7,84 1,33	3,32 1,83	3,97 1,12	13,31 9,07	8,16 4,86	8,97 5,99	7,98 2,85	4,00 3,30	4,12 2,14				

TAB. 4.11.1

ALE	25										50					
	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100			
1	NR	8,61 2,06	0,75 0,09	0,04 0,24	0,69 0,08	0,68 0,38	0,29 0,29	6,40 2,17	3,71 0,77	0,71 1,70	2,37 0,34	0,36 0,49	0,05 0,31			
2		6,41 3,23	1,20 0,94	0,01 1,28	0,33 0,01	0,02 0,07	0,94 0,07	5,81 1,44	1,81 0,76	1,01 0,34	0,80 0,20	0,88 0,62	1,62 1,33			
3		0,77 4,41	0,41 0,09	2,43 0,31	1,17 0,31	0,47 0,29	0,20 0,19	4,49 1,58	0,20 0,54	0,95 0,41	0,01 0,69	0,99 0,42	0,04 0,28			
4		2,07 0,11	1,61 0,32	1,84 0,08	0,28 0,41	1,03 0,19	0,65 0,24	9,84 7,78	5,38 0,79	1,29 1,25	1,58 1,59	2,53 0,39	0,11 0,09			
5		3,11 3,31	1,82 0,26	1,13 1,14	1,54 0,64	0,31 0,02	1,66 0,10	2,92 0,76	1,87 1,17	0,46 1,02	0,63 1,04	1,59 0,23	1,13 0,01			
6		0,12 2,99	1,53 0,04	0,87 0,29	0,44 0,07	0,76 0,59	0,41 0,54	5,24 1,21	2,41 0,07	1,52 1,25	0,47 0,42	0,06 0,58	0,61 0,04			
7		3,29 1,97	0,21 0,61	0,07 0,44	1,06 0,86	1,44 1,13	1,03 0,07	4,64 0,38	2,06 0,12	2,72 0,70	0,41 1,39	0,29 0,09	0,31 0,03			
8		0,67 0,04	1,28 1,94	0,80 0,53	0,39 0,05	0,39 0,34	0,69 0,39	1,99 4,57	5,15 0,77	0,54 2,18	0,18 0,41	1,42 0,09	0,99 1,81			
9		0,67 2,44	1,01 0,71	1,42 0,04	0,43 0,11	1,37 0,39	1,51 0,36	1,52 2,04	3,24 2,54	1,18 1,02	1,17 0,05	0,03 1,41	1,08 0,26			
10		2,54 0,54	1,38 0,50	0,89 0,11	0,56 0,42	0,62 0,41	0,23 0,08	2,57 2,68	1,16 0,75	0,14 2,01	0,15 0,59	0,91 0,59	0,41 0,57			
MAX.		8,61 3,31	1,82 1,94	1,84 1,28	1,54 0,86	1,44 1,13	1,66 0,54	9,84 7,78	5,45 -2,54	2,72 2,18	2,37 1,59	2,53 1,41	1,62 1,81			

TAB. 4.11.2.

ALE	75										100									
	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100							
1	12,04	1,69	1,44	0,04	0,55	1,87	4,33	10,34	2,68	1,80	3,06	0,18	0,14							
	4,70	2,02	0,49	0,87	0,89	4,87	4,78	4,78	1,12	2,77	2,23	1,80	0,31							
2	12,36	0,75	0,81	3,43	1,77	2,24	13,31	2,51	6,59	1,17	0,47	0,69								
	0,96	2,35	0,89	1,42	1,19	0,64	6,92	1,17	0,43	0,01	2,44	0,04								
3	2,11	3,82	7,60	2,57	5,53	0,71	16,67	3,74	1,44	1,04	3,03	1,22								
	7,42	0,06	0,77	1,04	0,66	1,32	9,06	1,62	0,49	1,39	0,51	0,01								
4	9,57	5,04	2,21	5,23	2,27	0,37	3,19	3,54	2,06	0,12	1,02	0,87								
	6,74	0,67	1,77	1,49	1,03	1,02	1,71	2,56	3,19	0,41	0,76	0,69								
5	3,53	4,34	5,01	1,28	1,64	1,92	7,78	1,74	5,14	0,14	1,94	1,37								
	2,61	0,21	2,87	0,40	0,53	0,46	3,21	1,42	3,43	1,11	0,36	0,22								
6	13,26	3,86	4,32	3,27	2,21	3,14	7,79	4,12	0,07	3,95	1,61	3,32								
	9,55	0,37	1,41	1,09	0,04	0,16	2,09	3,25	1,55	1,74	0,91	1,02								
7	2,52	5,99	1,98	1,79	1,49	1,23	12,43	0,81	1,80	3,89	0,87	1,43								
	0,04	3,38	0,50	0,66	1,65	0,98	9,85	3,42	0,99	2,14	2,72	1,42								
8	9,15	0,29	1,96	0,41	1,77	0,41	2,24	7,22	0,01	2,54	3,16	3,22								
	3,67	4,32	0,32	0,77	0,73	2,06	2,07	4,80	1,64	0,61	2,03	2,12								
9	15,80	5,71	0,19	0,17	3,16	0,11	8,57	3,87	4,39	1,20	2,66	1,94								
	9,44	3,72	3,04	0,71	0,47	0,62	3,91	0,29	0,99	2,82	0,71	1,26								
10	3,53	0,56	2,22	3,82	4,00	2,04	8,86	0,96	3,10	3,59	3,79	2,49								
	4,64	1,10	0,34	1,20	0,84	0,24	4,79	4,00	1,46	0,74	0,51	0,84								
MAX.	15,80	5,99	7,60	5,23	5,53	3,14	16,67	7,22	6,59	3,95	3,79	3,32								
	9,55	4,32	3,04	1,49	1,65	2,06	9,85	4,80	3,43	2,82	2,72	2,12								

TAB. 4.12.1.

ALE	25										50					
	NR	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100		
1			3,56	0,03	1,01	2,18	0,21	1,08	1,98	1,37	2,93	0,49	0,49	0,69		
			0,46	0,75	0,14	0,45	0,27	0,11	0,50	0,91	1,94	1,15	0,62	0,66		
			1,12	1,46	2,74	0,13	0,28	0,26	6,13	3,67	2,76	2,02	1,28	2,89		
			0,53	0,24	0,24	0,01	0,48	0,04	5,55	0,11	0,81	0,16	0,47	0,88		
			1,23	0,52	0,16	1,32	0,68	1,27	7,95	2,41	2,04	3,13	3,29	0,67		
			0,11	0,26	0,40	0,44	0,48	0,82	2,49	0,61	0,66	1,68	0,31	0,52		
			2,00	2,38	2,46	0,57	0,83	0,44	0,61	2,80	0,11	1,87	2,25	0,51		
			2,23	1,07	0,34	0,29	0,27	0,19	3,67	1,45	0,31	0,82	0,04	1,69		
			3,01	3,13	1,44	1,59	0,23	0,18	3,41	1,81	2,97	4,15	0,62	1,83		
			0,07	0,68	0,68	0,43	0,69	0,67	1,37	0,62	0,64	0,28	0,58	0,02		
5			1,47	1,49	1,94	0,99	1,37	1,42	4,43	0,01	1,02	0,37	0,31	0,96		
			0,52	0,46	0,23	0,29	0,45	0,29	3,93	0,18	1,55	1,02	0,49	0,04		
			6,87	3,01	1,85	1,39	0,77	0,40	0,57	0,88	0,23	1,24	3,58	0,85		
			1,37	0,06	0,72	0,54	0,28	0,47	1,83	0,30	0,94	0,12	0,15	0,31		
			1,84	0,28	1,00	0,72	0,52	0,14	3,13	0,06	1,73	2,03	1,34	0,07		
			1,96	0,34	0,33	0,43	0,20	0,04	0,07	2,51	0,21	1,19	0,84	0,43		
			3,16	0,89	0,74	1,02	0,26	0,93	5,34	3,11	3,02	1,58	0,48	1,20		
			0,97	1,98	0,17	0,46	0,43	1,03	2,29	1,59	1,17	2,07	0,66	0,46		
			3,22	0,79	0,53	0,59	0,36	0,30	5,54	3,12	2,17	1,81	0,14	1,73		
			0,53	1,61	1,22	0,51	0,14	0,01	1,82	0,02	0,01	0,74	0,85	1,49		
10			6,87	3,13	2,74	2,18	1,37	1,42	6,13	3,67	3,02	4,15	3,58	2,89		
			2,23	1,98	1,22	0,54	0,69	1,03	5,55	-2,51	1,94	2,07	0,84	1,69		
			MAX.													

TAB 4.12.2

ALE	75							100						
	NP	5	20	30	50	70	100	5	20	30	50	70	100	
1	5,56 3,54	2,41 4,93	0,61 0,22	4,03 2,11	2,45 0,81	1,83 0,65	15,89 0,35	1,49 2,77	0,82 0,69	3,26 1,19	4,66 2,05	1,41 1,18		
2	9,75 2,38	0,39 4,13	8,01 4,33	0,34 0,10	0,73 0,23	4,59 4,01	9,71 6,66	5,08 3,05	6,38 4,24	3,30 1,38	2,67 0,90	0,32 3,11		
3	8,20 3,79	2,47 3,29	7,27 1,97	4,14 0,39	0,61 0,41	2,64 0,48	17,17 17,31	4,87 0,14	4,43 0,42	1,58 2,03	2,51 1,37	4,24 0,74		
4	11,70 4,76	2,04 0,98	4,84 3,27	3,47 2,21	4,49 3,48	4,46 0,29	10,74 4,07	4,11 4,22	2,37 3,98	2,80 2,04	0,39 0,64	0,52 4,07		
5	11,59 4,46	6,87 2,64	0,99 0,11	0,21 0,23	4,31 4,02	2,06 0,46	14,18 0,32	4,06 1,31	4,42 0,81	4,01 0,36	2,51 0,65	4,38 0,22		
6	6,11 3,32	5,83 0,67	0,51 0,58	2,32 4,45	0,21 4,32	4,54 0,18	28,07 11,81	4,02 3,89	3,73 3,27	2,66 2,91	4,59 0,76	0,66 4,02		
7	5,43 3,34	5,09 2,43	2,16 0,34	0,26 4,88	4,37 2,12	4,11 0,54	16,12 9,64	4,94 0,69	0,94 4,48	4,60 0,41	2,86 1,42	0,87 0,02		
8	10,83 0,11	5,64 0,33	2,59 4,46	0,28 0,61	0,99 0,12	4,12 0,47	8,93 4,87	5,78 3,71	5,12 0,34	0,23 0,85	0,23 1,32	2,32 2,61		
9	10,06 3,13	0,79 2,19	3,03 0,26	0,53 0,44	3,09 0,88	3,15 0,86	4,74 1,39	2,47 2,28	4,35 0,75	0,33 0,19	0,37 2,17	4,64 0,08		
10	4,39 2,65	3,07 0,34	2,09 4,61	0,84 0,25	0,15 0,55	0,14 0,54	4,73 7,25	4,07 5,87	2,79 4,42	4,43 0,16	7,52 0,31	0,76 4,22		
MAX.	11,72 3,79	6,87 3,29	8,01 3,27	3,47 2,21	3,09 3,48	3,15 4,01	28,07 17,31	5,78 5,87	6,38 4,48	4,60 2,91	7,52 2,17	4,38 3,11		

TAB. 4.13.1.

ALE									
NE	180			120			90		
NR.	30	50	70	30	50	70	30	50	70
1	1,66	1,77	0,97	1,36	3,08	1,51	4,78	0,19	3,65
	0,66	0,21	2,75	1,71	4,74	3,41	1,00	0,61	0,27
2	1,41	0,29	2,50	3,91	3,23	2,97	1,98	0,83	0,73
	0,38	3,11	1,43	0,59	3,79	0,33	1,16	1,54	1,84
3	2,70	4,86	1,41	7,83	1,92	2,60	6,85	1,45	0,22
	2,33	0,79	0,71	1,21	2,12	0,89	0,02	0,65	0,10
4	4,53	0,31	0,32	6,98	2,78	1,28	0,39	2,08	3,71
	0,44	0,58	0,25	0,24	0,24	0,28	4,64	0,51	2,20
5	1,26	0,62	3,49	2,13	3,81	2,17	11,30	1,90	1,81
	2,09	0,73	0,01	2,33	3,23	0,67	1,94	1,16	2,31
6	1,24	0,66	0,17	3,92	2,48	1,35	7,22	0,42	2,62
	2,08	1,39	0,49	1,68	1,50	0,88	1,10	1,66	0,39
7	1,74	0,75	0,91	0,36	2,63	3,25	9,40	11,73	3,03
	2,19	0,17	0,61	4,08	0,32	3,60	1,44	0,15	2,39
8	6,91	1,12	0,13	0,76	0,58	3,33	6,13	3,83	1,00
	3,31	0,32	0,17	2,24	1,05	0,83	1,22	1,78	2,55
9	1,68	2,60	3,00	2,25	0,96	3,52	0,62	8,51	4,16
	1,66	0,64	0,22	2,72	0,11	1,35	0,65	0,59	1,10
10	6,19	0,59	1,88	10,35	1,95	0,75	2,73	2,71	4,16
	0,79	0,50	0,04	3,79	1,88	1,49	1,92	0,44	0,22
11	0,39	0,14	2,28	3,93	0,63	3,39	2,66	5,58	1,30
	0,08	0,02	0,38	0,78	2,11	2,42	3,75	9,50	2,11
12	1,32	0,55	1,35	2,00	1,71	2,13	1,08	3,03	0,13
	1,18	0,53	0,05	0,02	2,05	0,21	0,80	3,03	1,05
MAX.	6,91	4,86	3,49	10,35	3,81	3,52	11,30	11,73	4,16
	3,31	3,11	2,75	4,08	4,74	3,60	4,64	3,03	3,55

TAB. 4.13.2.

- 176 -

ALE									
NE	180			120			90		
NR. ^{NP}	30	50	70	30	50	70	30	50	70
1	6,61	7,53	3,55	15,28	5,60	2,16	8,37	9,83	2,05
	0,27	0,02	1,15	0,34	1,69	1,71	3,88	3,84	3,84
2	5,40	3,41	2,74	4,19	2,35	9,95	5,31	3,49	1,55
	1,96	1,36	0,75	1,62	3,24	2,02	1,35	1,60	0,52
3	1,52	3,17	1,34	6,01	0,97	0,10	1,55	6,35	1,42
	0,66	1,76	0,82	0,66	0,83	3,02	0,08	2,32	3,24
4	12,26	3,39	7,29	4,66	2,86	6,26	1,36	7,32	0,71
	2,32	0,08	0,21	0,46	1,88	0,84	0,62	2,88	2,99
5	1,21	1,18	2,83	5,50	2,47	0,72	2,31	3,16	2,83
	1,46	0,47	0,96	6,15	3,13	1,32	4,58	0,12	0,92
6	5,95	9,05	2,12	6,18	3,46	5,98	0,20	5,31	0,59
	0,37	0,28	0,12	2,94	3,62	0,71	0,48	1,24	3,61
7	0,97	5,21	0,88	2,10	8,95	5,41	1,22	4,88	3,29
	0,49	0,39	0,39	2,83	0,21	1,00	6,30	1,01	0,44
8	1,32	3,78	1,82	1,98	0,06	0,38	0,27	1,98	2,85
	1,99	1,67	0,58	2,13	0,62	1,04	2,82	4,28	4,83
9	0,93	4,93	4,48	1,92	1,67	0,33	16,44	0,51	1,83
	0,53	1,19	0,15	1,05	1,86	2,24	3,81	2,57	0,81
10	0,60	1,29	4,57	3,60	4,36	1,86	1,01	6,60	0,69
	1,93	1,11	0,30	3,66	3,26	0,84	2,83	1,68	0,17
11	4,45	2,78	0,68	3,05	0,38	4,15	7,69	6,59	1,11
	0,03	2,97	2,61	4,52	1,09	2,71	0,71	1,82	3,17
12	4,64	2,39	3,74	7,13	1,70	2,04	0,50	5,01	4,57
	2,13	2,27	2,14	1,74	0,11	2,00	0,01	1,39	0,17
MAX.	12,26	9,05	7,29	15,28	5,95	2,98	16,44	9,83	4,57
	2,31	2,97	2,61	6,15	3,62	3,02	6,30	4,28	4,83

TAB. 4.14. 1.

- 111 -

ALE									
NE	180			120			90		
NR. NP	30	50	70	30	50	70	30	50	70
1	0,38	4,81	0,75	9,74	2,57	2,47	8,79	0,52	1,19
	1,82	0,55	1,83	3,13	0,34	0,85	0,65	0,74	1,91
2	1,69	1,98	2,51	3,31	1,17	3,34	3,02	1,55	0,67
	1,66	0,70	0,42	1,25	0,15	2,28	0,90	0,91	1,18
3	0,16	0,44	0,83	1,15	0,64	1,92	2,27	1,08	2,75
	1,00	0,51	0,17	1,06	0,18	1,86	0,99	1,74	0,11
4	3,27	2,85	2,60	5,01	1,23	1,00	5,23	0,81	5,18
	0,83	2,03	1,72	0,25	3,55	0,72	1,34	0,43	0,13
5	2,14	2,26	5,12	1,71	3,48	0,42	3,71	3,97	2,56
	0,86	1,78	0,44	2,78	1,51	2,66	1,92	0,77	3,23
6	2,45	1,08	0,26	5,83	6,54	3,75	7,00	2,82	1,47
	1,05	0,50	1,58	1,97	0,55	3,99	0,92	3,25	2,46
7	3,00	1,95	0,29	1,97	5,04	2,17	2,76	0,45	4,91
	0,06	1,21	0,88	1,04	3,95	2,69	0,37	2,87	1,55
8	0,69	5,00	1,29	2,56	0,22	5,03	2,53	0,01	2,91
	0,12	1,13	0,33	2,16	4,52	0,75	0,70	0,47	0,36
9	3,60	0,10	0,77	3,87	2,25	3,51	9,77	2,74	2,11
	1,86	0,11	0,90	1,14	2,37	2,22	4,98	0,86	0,21
10	0,35	0,71	0,91	3,45	1,71	3,02	4,95	2,93	0,17
	0,16	2,08	1,70	0,67	1,57	2,11	4,03	1,01	1,77
11	1,18	0,63	4,02	3,59	1,13	4,42	3,79	0,80	5,74
	0,56	0,27	0,15	1,57	1,79	1,86	1,96	1,61	3,45
12	1,53	4,24	0,97	1,55	4,48	2,49	2,01	2,04	3,93
	0,03	0,33	0,17	3,80	2,99	0,36	4,91	0,33	1,92
MAX.	3,60	5,06	5,12	9,74	6,54	5,08	9,77	3,97	5,74
	1,86	2,08	1,84	3,80	4,52	3,99	4,28	3,25	3,45

TAB. 4.14.2.

ALE									
NE	180			120			90		
NR. $\frac{NP}{NR}$	30	50	70	30	50	70	30	50	70
1	0,92	0,75	3,16	4,66	1,61	4,87	3,25	8,48	2,61
	3,41	0,21	0,26	8,18	2,16	1,29	3,38	5,10	2,25
2	1,55	1,79	3,78	5,89	3,35	2,80	0,55	0,50	11,44
	2,02	1,01	1,82	1,78	4,30	0,55	2,78	2,16	1,45
3	1,94	1,49	0,31	1,16	2,48	4,96	9,41	0,88	6,35
	0,20	1,27	1,26	0,36	1,36	2,48	1,36	1,96	6,78
4	0,48	4,40	5,98	0,71	2,09	4,27	6,06	11,15	11,04
	0,30	3,59	2,15	1,08	1,70	2,34	1,52	3,65	0,58
5	8,95	1,01	2,40	6,14	3,88	0,94	2,79	12,39	9,10
	2,84	0,82	0,99	0,77	0,48	2,63	0,04	3,37	0,41
6	8,69	4,49	3,93	0,30	5,04	5,76	6,91	3,50	3,00
	1,25	0,87	3,34	0,53	1,82	1,81	1,48	4,12	4,33
7	0,34	0,03	5,52	4,68	7,59	2,98	0,59	5,94	5,84
	1,00	0,66	3,46	0,33	0,63	1,51	2,93	0,70	3,96
8	8,22	3,31	6,46	2,42	7,30	6,37	6,90	1,30	4,46
	0,67	0,81	1,55	3,58	1,36	3,53	2,46	1,12	0,05
9	1,21	1,70	3,11	1,97	0,52	4,91	1,62	3,18	6,30
	2,06	0,14	2,26	4,50	3,62	0,25	7,78	0,55	1,03
10	6,67	4,70	1,26	10,35	4,79	6,03	3,48	2,29	2,17
	3,32	0,65	0,34	1,07	0,24	0,93	4,17	3,65	0,10
11	11,44	1,63	1,81	6,74	2,82	2,93	5,14	4,59	10,18
	1,59	2,02	0,60	4,57	0,23	2,34	2,09	3,02	0,21
12	2,39	0,83	5,11	1,36	1,29	5,37	14,07	7,15	2,61
	6,15	2,59	1,90	2,24	0,03	2,53	3,59	6,86	2,24
MAX.	11,44	4,70	6,46	10,35	7,59	6,37	14,53	12,39	11,44
	6,15	3,59	3,46	8,13	4,30	3,53	7,78	6,86	6,78

TAB. 4.15.1.

ALE										
NE	180			120			90			
NR. NP	30	50	70	30	50	70	30	50	70	
1	3,02	4,59	0,66	5,03	2,29	2,77	3,41	2,71	1,37	
	0,93	2,81	1,56	0,33	0,42	2,20	3,39	1,37	1,33	
2	1,36	1,32	1,15	3,11	3,71	1,58	8,50	6,61	2,66	
	0,63	0,31	1,27	0,87	1,51	1,90	3,60	1,45	1,84	
3	1,36	0,01	3,08	10,11	0,13	4,62	2,99	3,62	6,06	
	1,98	0,12	1,31	1,69	1,94	0,91	0,06	0,64	0,19	
4	4,74	1,47	3,14	6,93	0,45	4,36	1,96	11,35	3,03	
	1,33	1,68	3,55	3,25	4,20	2,16	2,33	0,49	1,30	
5	6,07	0,62	3,36	6,58	3,32	3,77	5,68	2,82	7,25	
	0,74	0,07	0,05	0,84	1,38	2,02	0,04	0,44	0,51	
6	1,09	1,82	2,99	1,24	2,05	0,04	1,15	3,81	7,28	
	0,66	1,40	2,22	7,00	0,06	3,69	0,58	1,36	0,49	
7	0,04	0,74	3,91	0,44	4,32	1,22	0,57	2,48	0,72	
	0,88	0,40	0,77	1,32	0,88	0,68	0,70	1,18	0,33	
8	1,94	2,80	1,45	0,64	3,92	3,23	2,48	1,61	0,50	
	1,48	2,27	2,84	0,19	1,07	1,50	4,48	3,33	0,28	
9	0,56	5,17	5,00	4,10	1,37	3,70	1,02	2,01	1,49	
	0,27	0,75	1,26	0,11	0,37	1,38	0,28	3,45	0,92	
10	0,40	0,44	3,14	1,92	2,44	2,45	10,92	3,82	5,84	
	1,07	1,33	0,10	2,05	0,18	0,65	2,09	1,55	1,72	
11	2,17	0,58	2,02	5,78	2,52	1,40	6,34	1,44	3,03	
	1,04	0,01	0,07	1,30	1,88	2,47	2,03	1,30	2,71	
12	0,81	0,44	1,77	0,35	1,09	0,04	2,28	1,10	0,40	
	2,30	1,12	0,31	0,56	0,29	0,73	2,78	1,83	2,08	
MAX.	6,07	5,17	5,00	10,11	4,32	4,62	10,92	11,35	7,28	
	2,30	2,81	3,55	7,00	1,04	3,69	4,48	3,45	2,33	

ALE									
NE	180			120			90		
NR.	30	50	70	30	50	70	30	50	70
1	5,04	0,95	1,45	1,18	0,09	5,33	2,75	0,84	4,87
	3,48	0,31	0,29	0,03	1,78	0,13	0,64	0,01	1,02
2	0,12	1,86	0,06	3,82	4,87	0,19	1,03	9,55	4,50
	2,12	1,48	3,90	1,59	0,81	0,05	4,33	2,70	1,20
3	2,75	4,37	0,44	5,89	4,92	0,94	1,94	5,47	4,75
	0,97	2,44	0,44	1,52	3,77	0,70	6,15	3,32	0,24
4	3,44	2,69	1,52	4,12	7,55	5,11	1,80	3,41	6,78
	1,76	1,11	1,41	2,62	3,24	0,22	3,93	1,06	6,10
5	2,50	5,63	5,17	4,16	1,11	2,95	12,50	1,43	6,04
	0,39	0,32	1,12	2,99	1,23	1,68	4,70	0,62	0,04
6	4,71	1,41	1,89	3,42	13,95	1,05	0,03	4,00	4,31
	0,01	1,20	0,20	1,31	0,28	1,94	1,40	1,96	2,37
7	0,33	2,12	5,32	5,50	2,01	3,73	10,87	2,05	2,09
	1,21	1,00	1,35	7,15	7,06	0,72	3,39	0,97	2,00
8	3,30	3,01	1,23	1,26	1,88	8,05	0,93	0,57	2,85
	0,58	2,85	1,18	0,60	1,76	0,46	0,09	2,28	0,21
9	0,56	1,15	3,96	5,15	3,14	0,33	2,31	10,66	0,49
	0,16	0,11	0,07	5,04	3,20	1,04	3,70	0,16	0,13
10	3,29	3,04	1,30	3,57	0,67	0,33	3,93	5,08	6,00
	0,33	2,81	1,05	4,14	3,69	0,86	4,17	4,41	1,31
11	5,97	3,00	2,97	5,55	2,48	0,61	1,14	13,24	5,19
	5,92	1,01	1,50	2,02	2,04	1,84	0,89	3,79	0,30
12	0,47	4,56	1,00	5,40	0,74	0,25	8,77	4,98	7,16
	1,56	1,44	0,69	0,02	2,14	2,50	0,64	2,13	3,70
MAX	0,56	5,63	5,32	5,89	13,95	8,05	12,50	13,24	7,16
	5,32	2,05	3,30	0,60	7,06	2,58	6,15	4,41	6,10

Din analiza rezultatelor prezentate se pot enunța recomandări practice privind alegerea valorii lui NE . Aceste recomandări sunt cu atât mai pertinente cu cât și la acest ultim set de programe a fost păstrată strategia lansărilor multiple în condiții deterministe identice, cu modificarea secvenței aleatoare perturbatoare. Ca rezultat final s-a preferat maximul erorilor de fază și amplitudine, deci cea mai dezavantajoasă situație de estimare a parametrilor echipamentului de echilibrare (74)(75)(76). În funcție de gradul de contaminare cu zgomot a componentei deterministe din semnalul de traductor, pot fi alese următoarele secvențe de lucru :

- pentru un nivel redus al zgomotului ($ALE = 25$) și un număr de esantioane pe perioadă $NE = 360$, sunt suficiente $NP \in (20, 30)$, care să conducă la garantarea unor performanțe de echilibrare superioare MED clasice.
- dacă nivelul de zgomot este mediu $ALE = 50$ și $NE = 360$, se impun $NP (30 + 50)$
- pentru un nivel ridicat al zgomotului ($ALE = 75$) și $NE = 360$ se impune $NP = 50$;
- pentru cazul zgomotului redus și mediu, ($ALE = 25$, $ALE = 50$) se pot reduce valorile lui NE , până la minimum $NE = 120$, cu păstrarea lui NP în domeniul $(30 + 50)$;
- pentru cazurile de funcționare zgomotoasă ($ALE = 75$, $ALE = 100$), nu se recomandă reducerea lui NE sub valoarea $NE = 180$, deoarece erorile obținute ar conduce la necesitatea unor valori mari pentru NP , deci la prelungirea duratei de funcționare a MED, pentru o operație de echilibrare:
- se recomandă astfel utilizarea doar a două valori pentru NE ($NE = 360$ și $NE = 180$) în condițiile de funcționare a MED în fluxuri de producție automatizate sau semiautomatizate.

Pentru a obține reprezentări intuitive ale performanțelor echipamentului și programelor utilizate în echilibrarea dinamică, s-au elaborat următoarele grupe de grafice :

GRUPA 1 . - Grafice reprezentând semnalele de traductor pentru diferite situații de lucru.

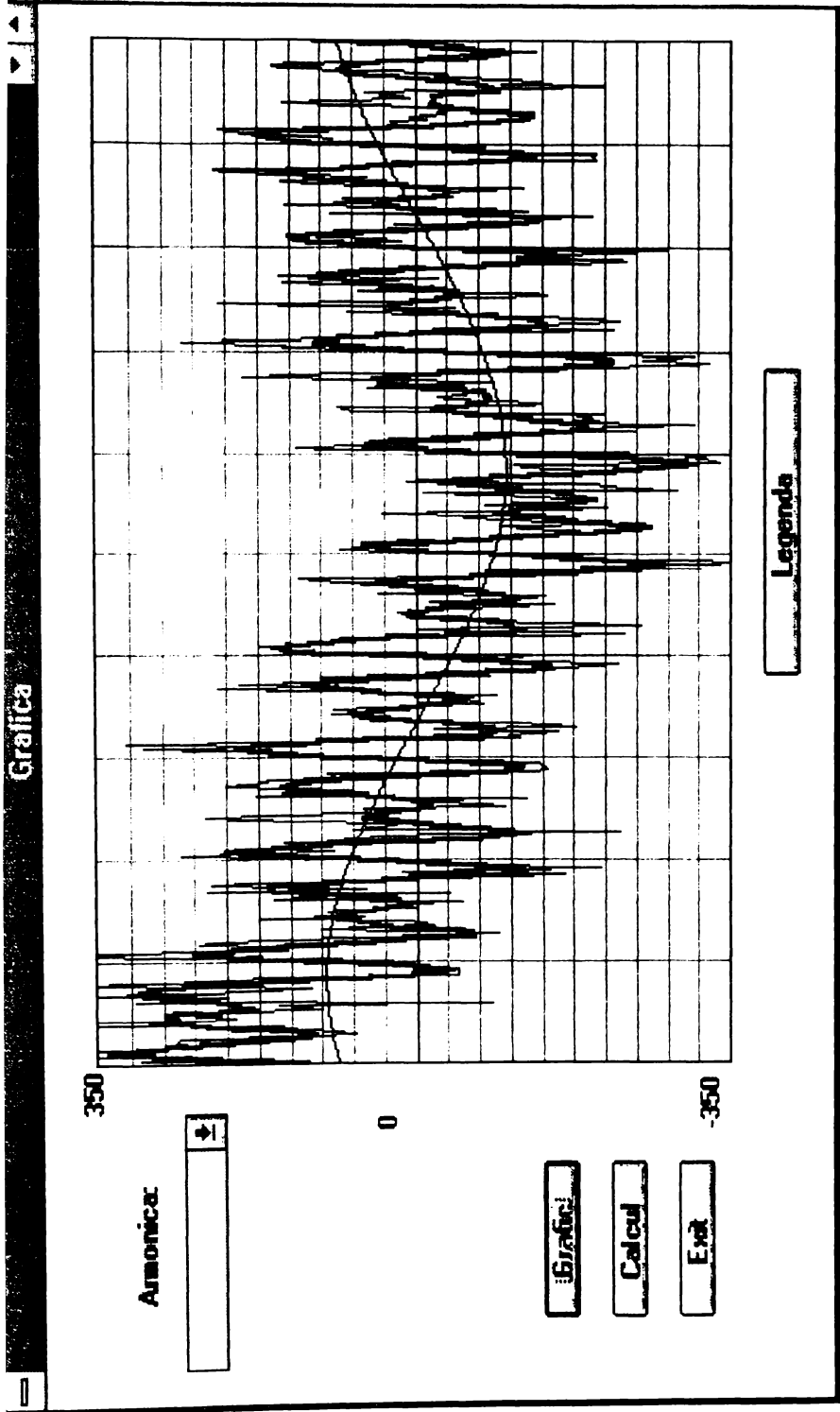


Fig. 4.3. $NE = 360$, $NP = 50$, $ALE = 25$

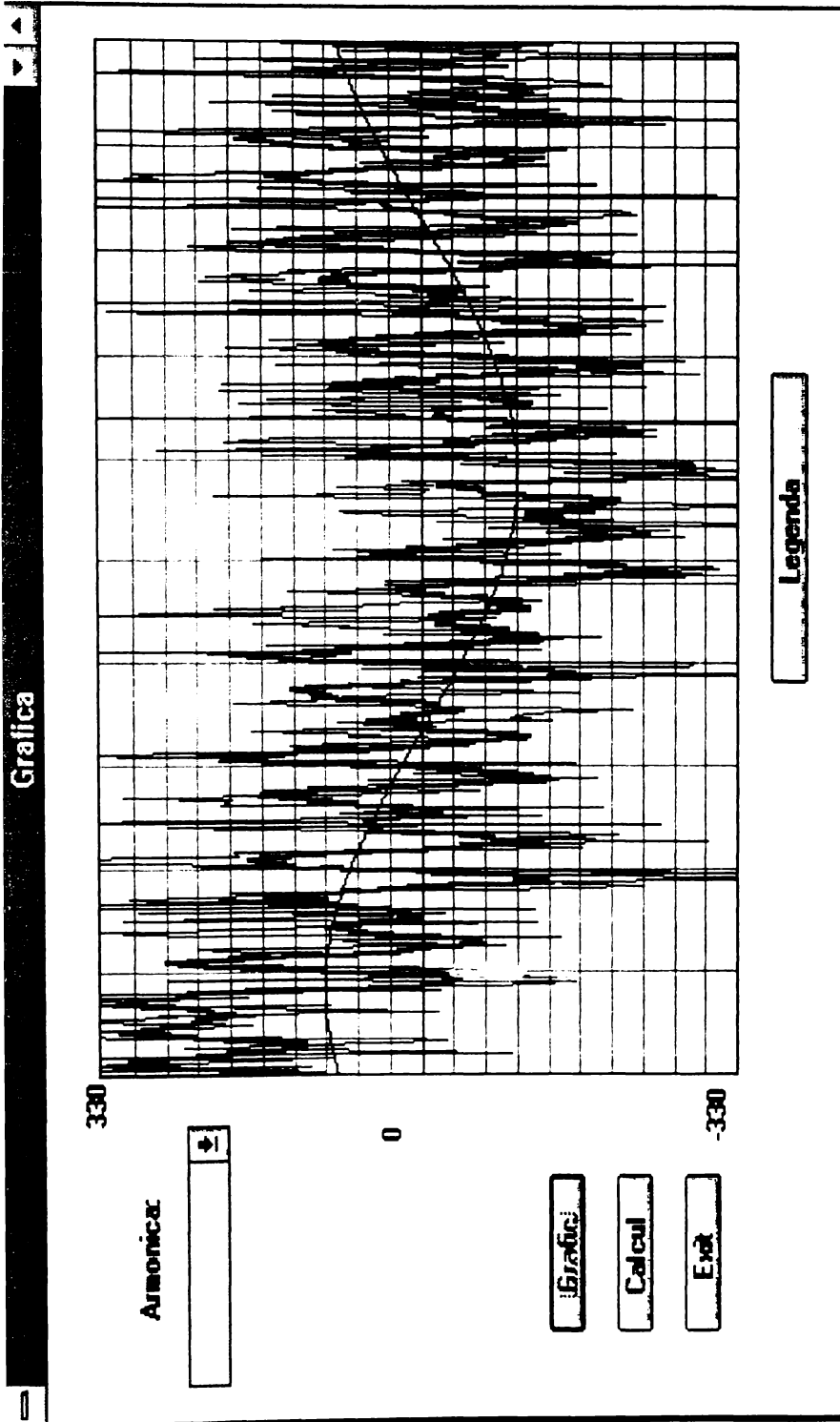


Fig. 4.4. $NE = 360$, $NP = 50$, $ALE = 50$

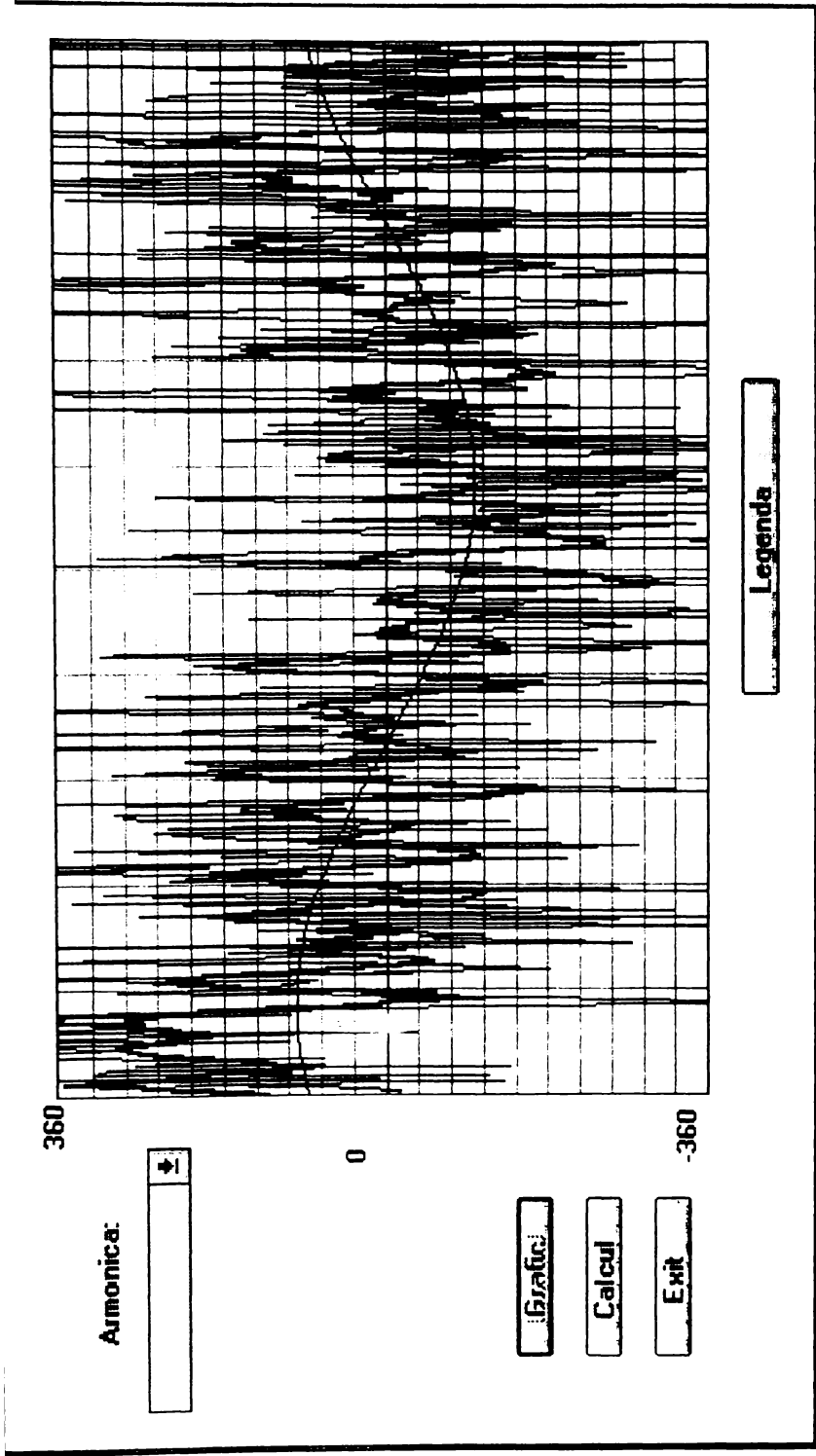


Fig. 4.5. $NE = 360$, $NP = 50$, $ALE = 75$

320

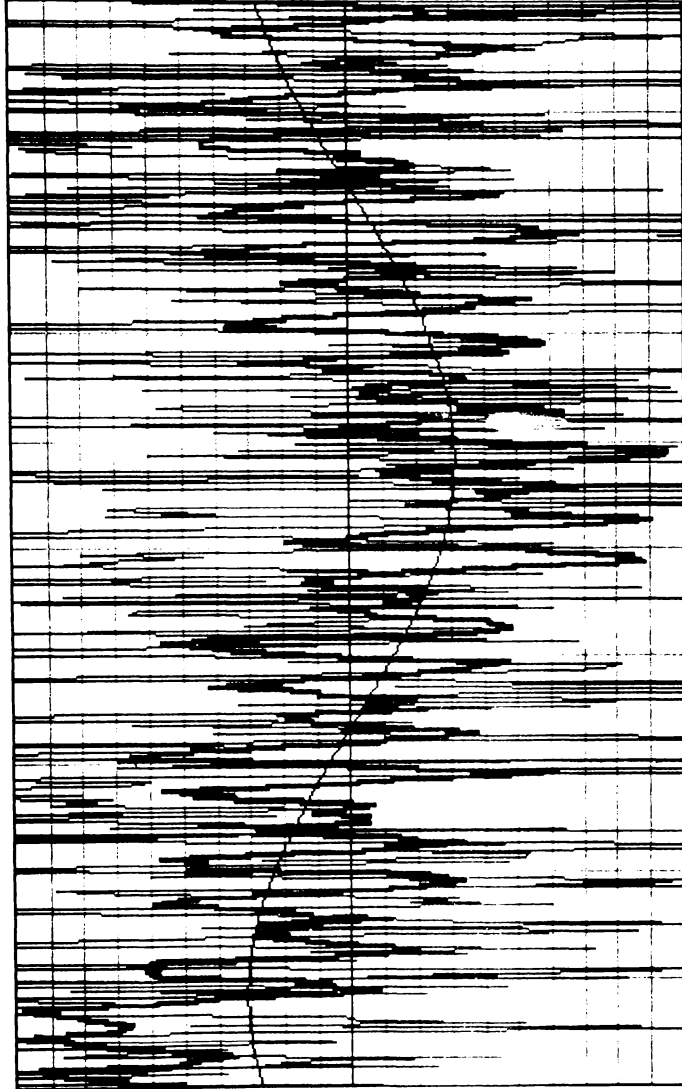
Armónica

0

Grafica

Calcul

Exit



Legenda

Fig. 4.6. $NE = 360$, $NP = 50$, $ALE = 100$

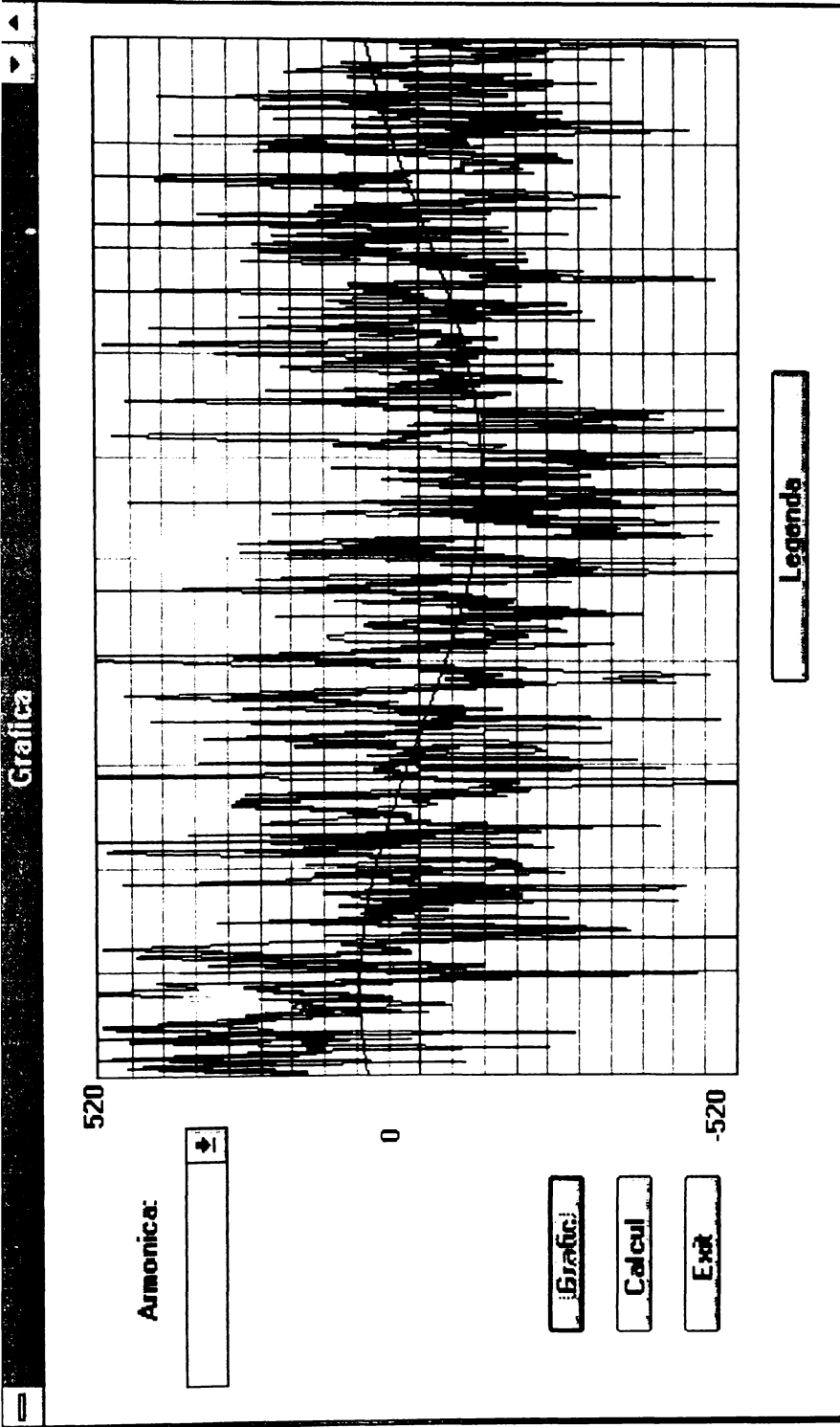


Fig. 4.7. $NE = 360$, $ALE = 75$, $NP = 5$

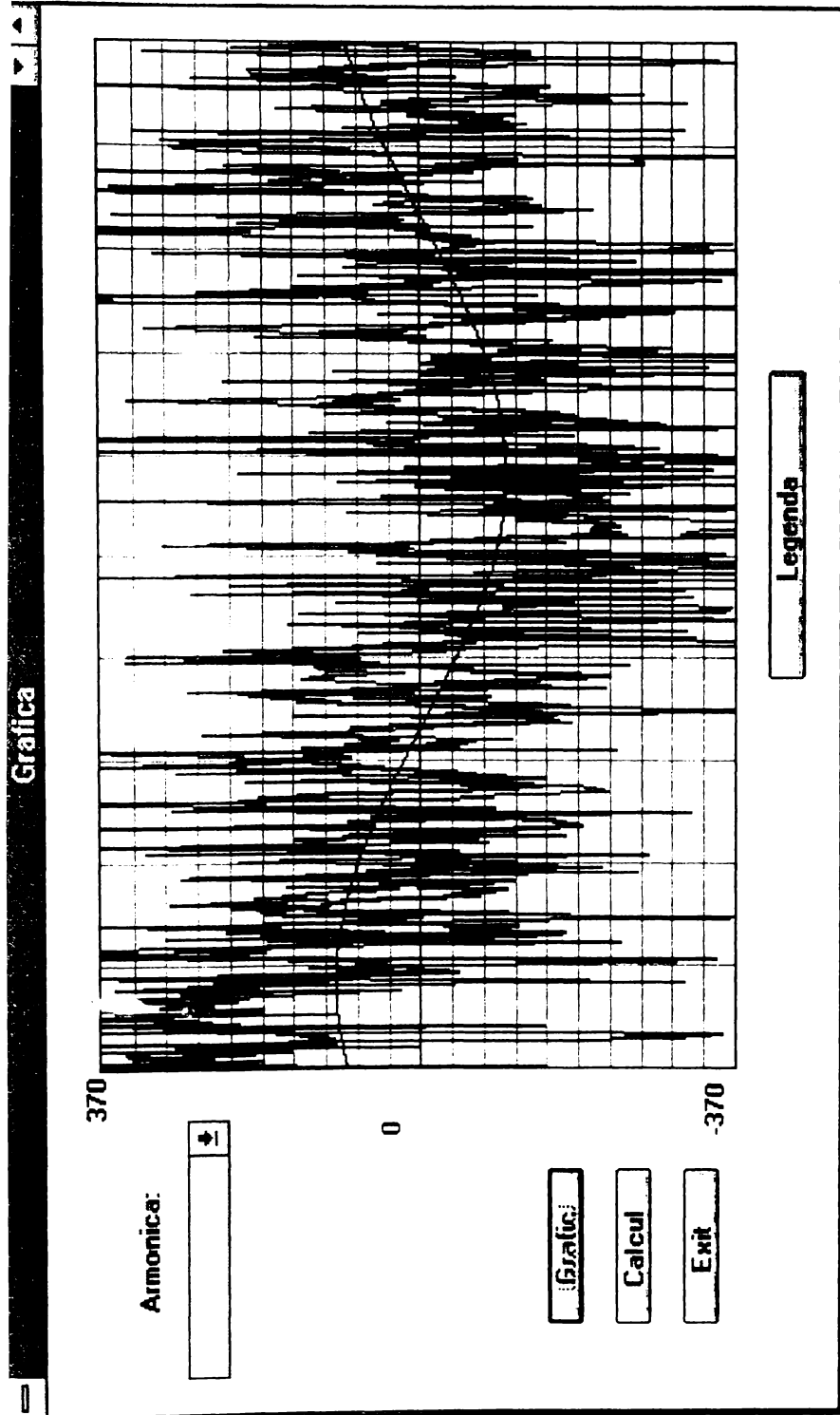


Fig. 4.8. $NE = 360$, $ALE = 75$, $NP = 30$

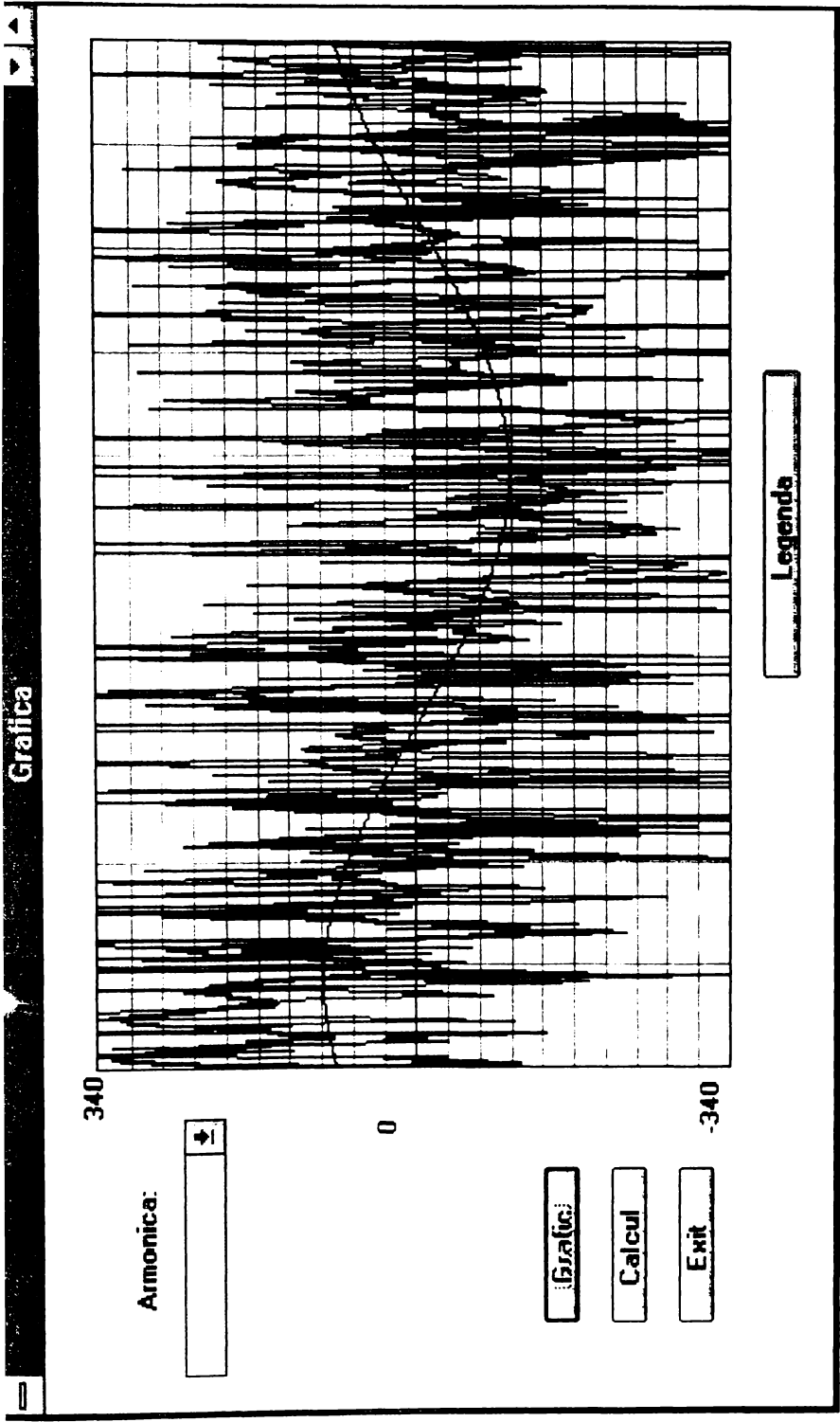


Fig. 4.9. $NE = 360$, $ALE = 75$, $NP = 100$

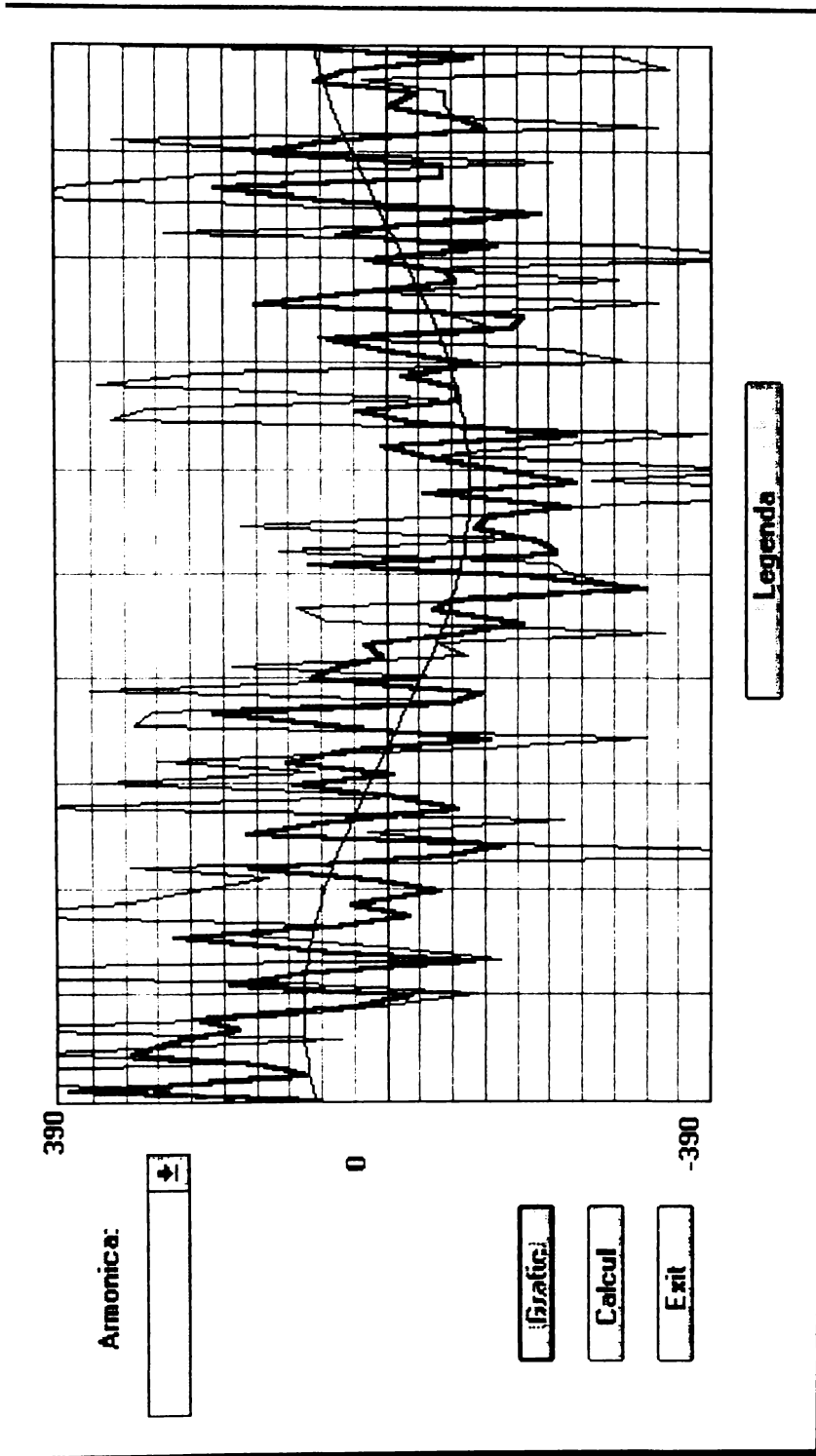


Fig. 4.10. $NE = 180$, $ALE = 75$, $NP = 30$

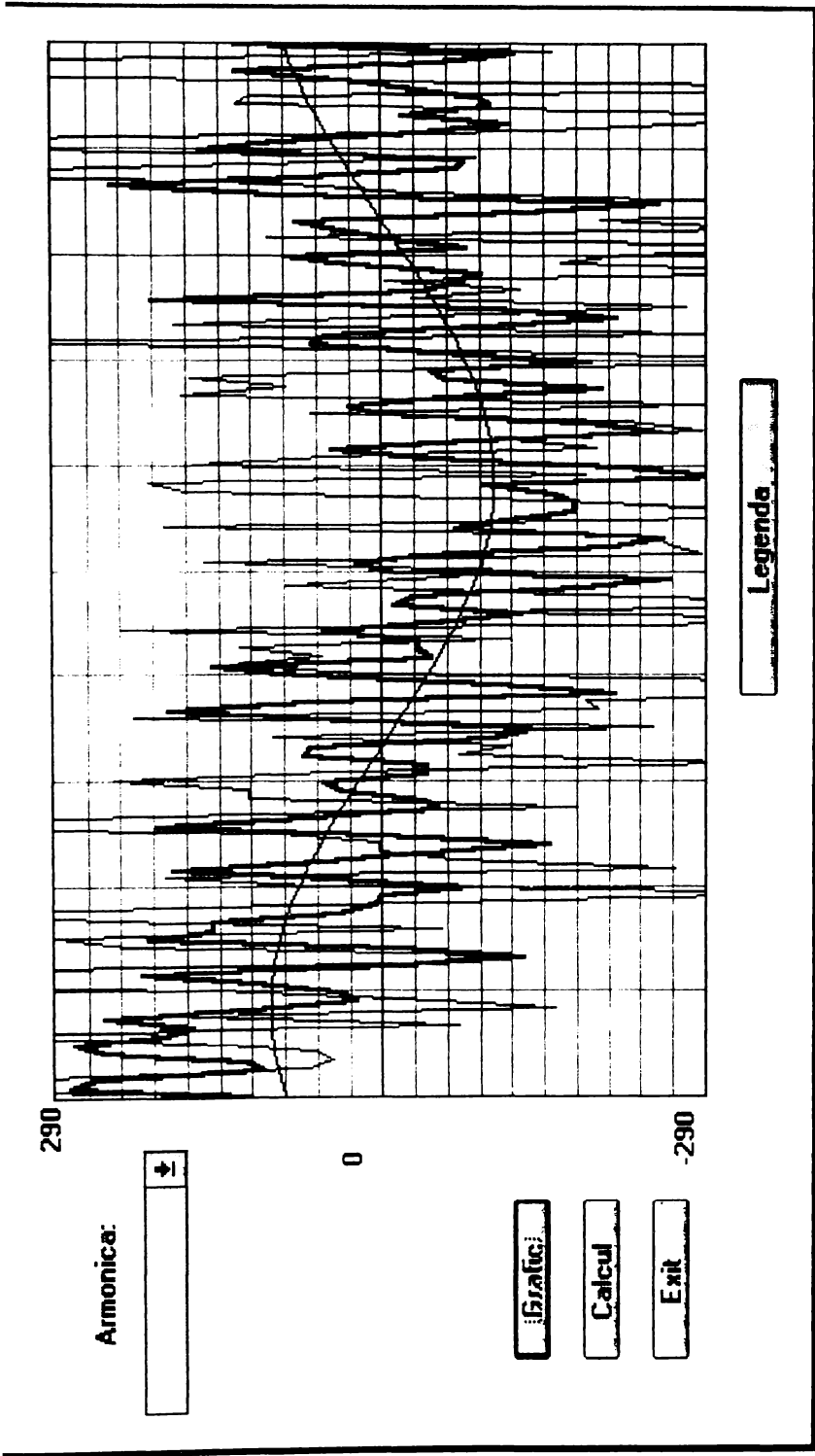


Fig. 4.11. $NE = 120$, $ALE = 75$, $NP = 30$

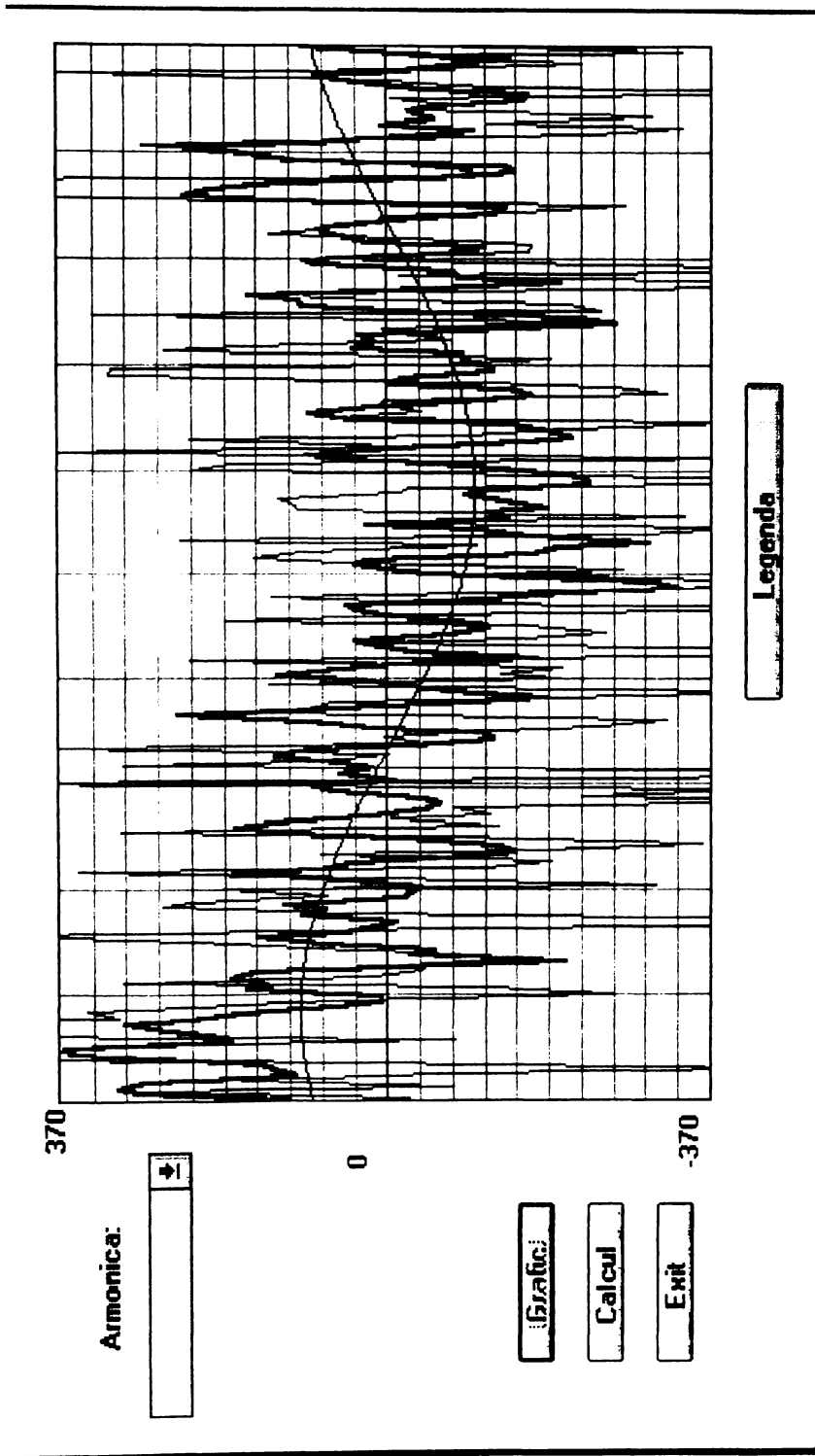


Fig. 4.12. $NE = 90$, $ALE = 75$, $NP = 30$

Fig413 Analiza statistica a erorii de amplitudine (ALE=25)

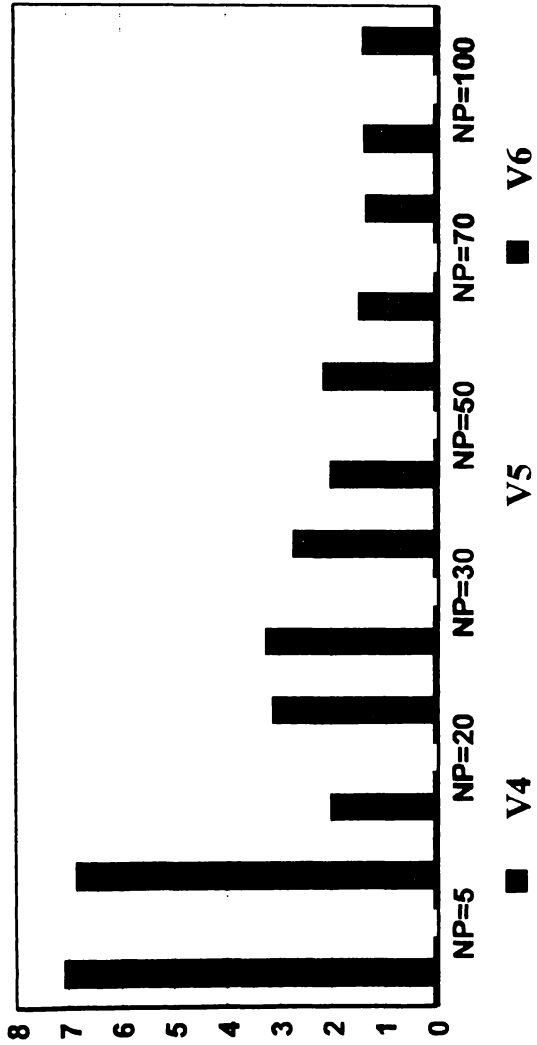


Fig4.14 Analiza statistica a erorilor de amplitudine (ALE=50)

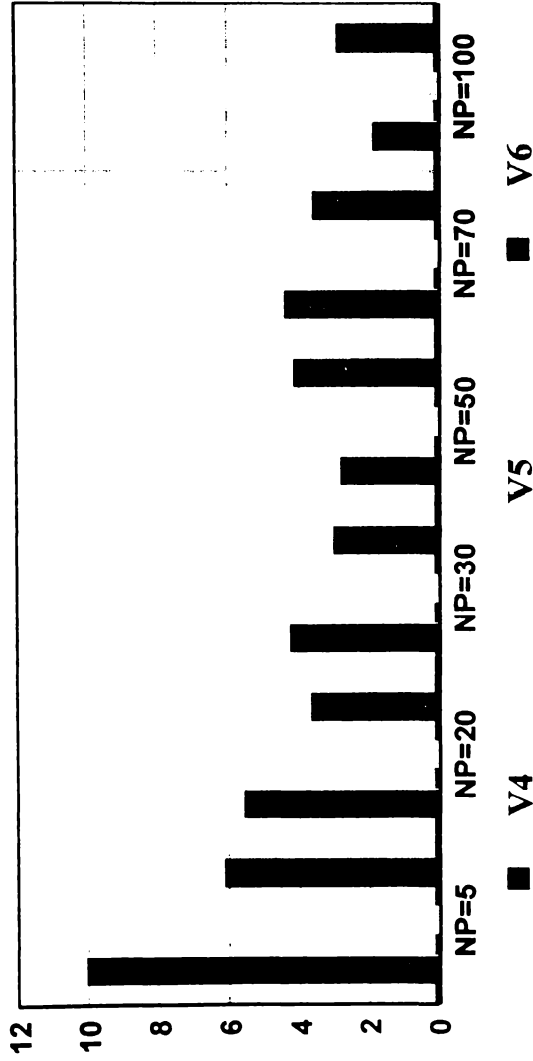


Fig.4.15 Analiza statistica a erorii de amplitudine (ALE=75)

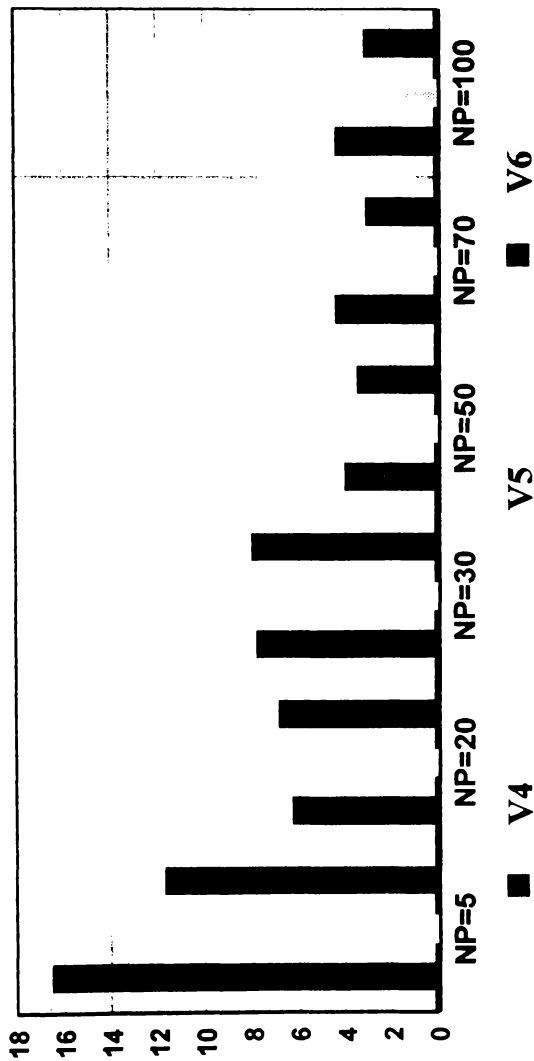


Fig.4.16 Analiza statistica a erorii de amplitudine(ALE=100)

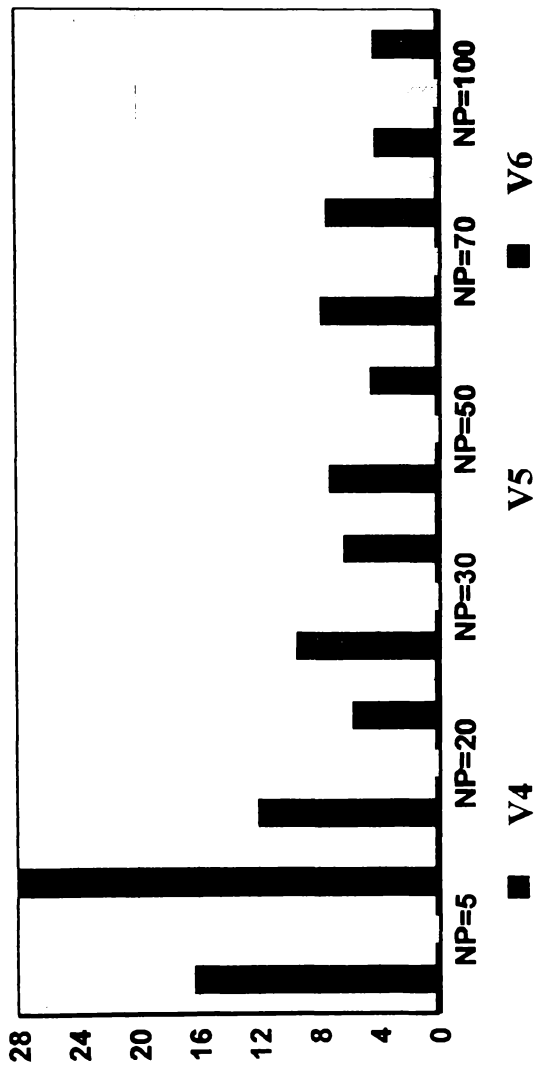


Fig4.17. Analiza statistica a erorii de fază (ALE=25)

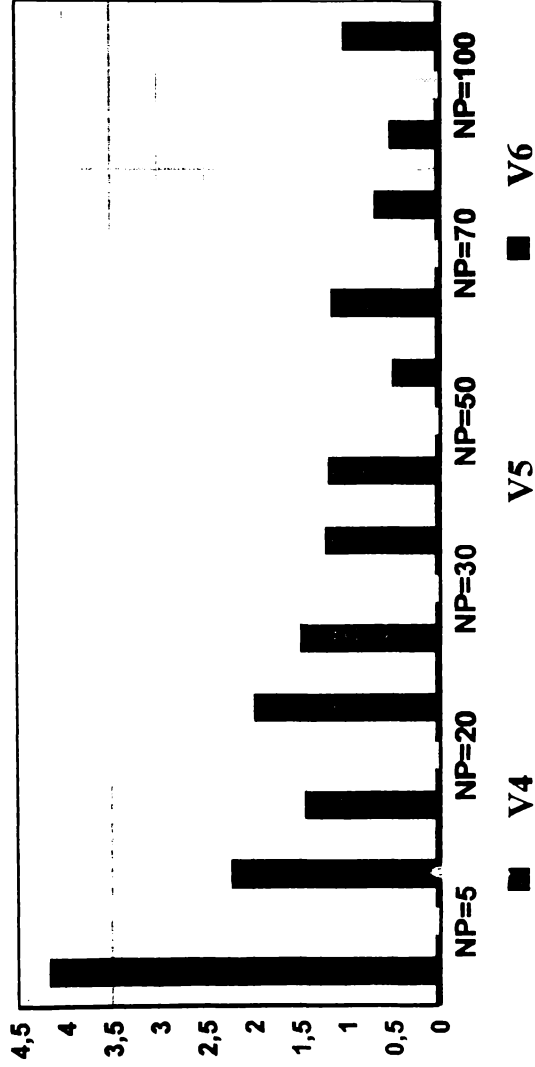


Fig.4.18. Analiza statistica a erorii de fază (ALE=50)

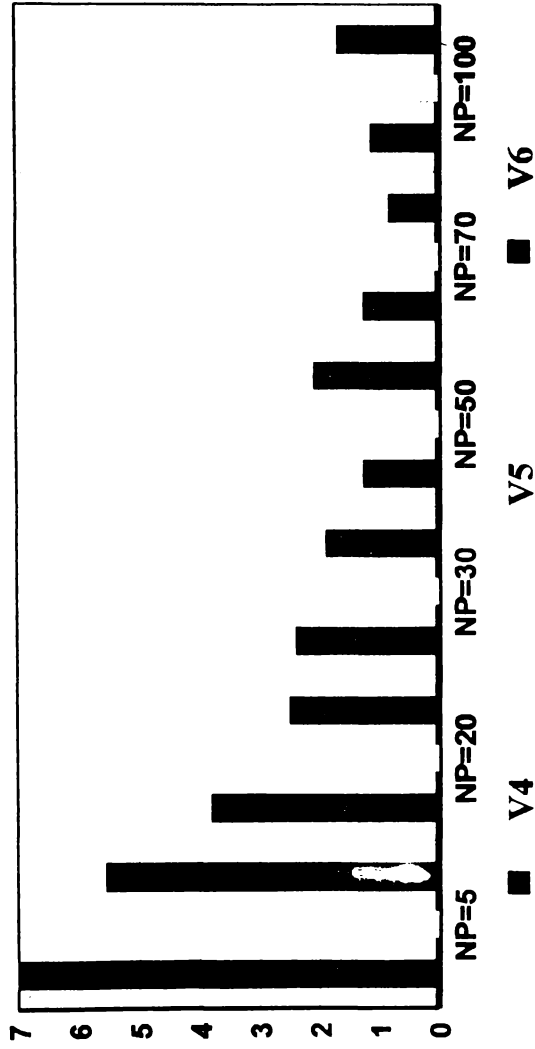


Fig.419. Analiza statistica a erorii de fază (ALF=75)

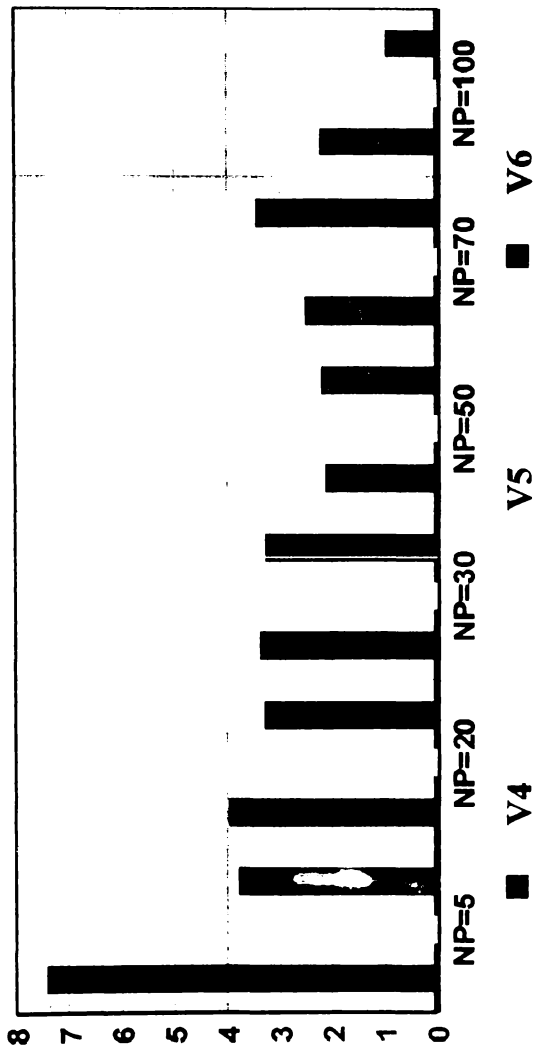


Fig.4.20. Analiza staistica a erorii de fază (ALE=100)

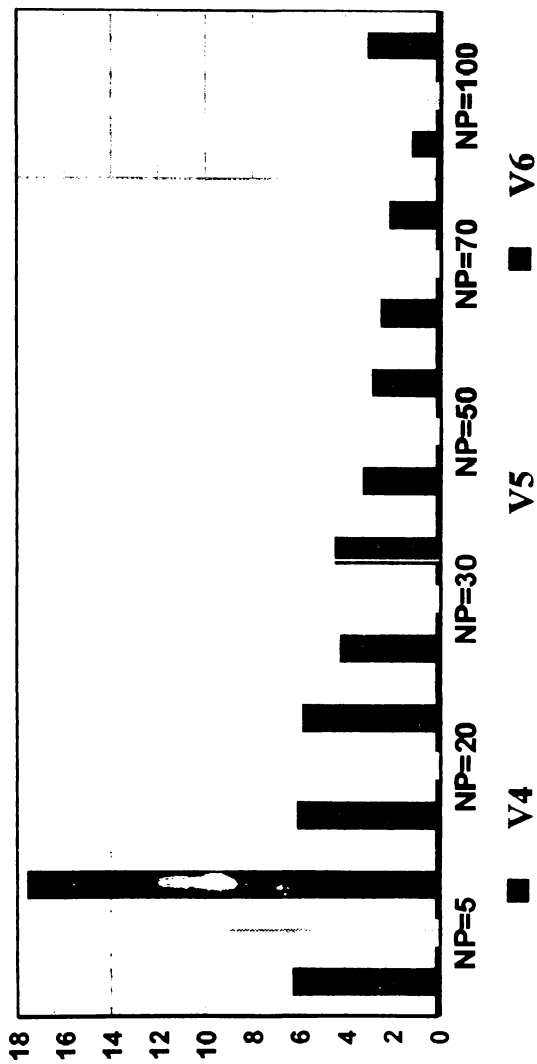
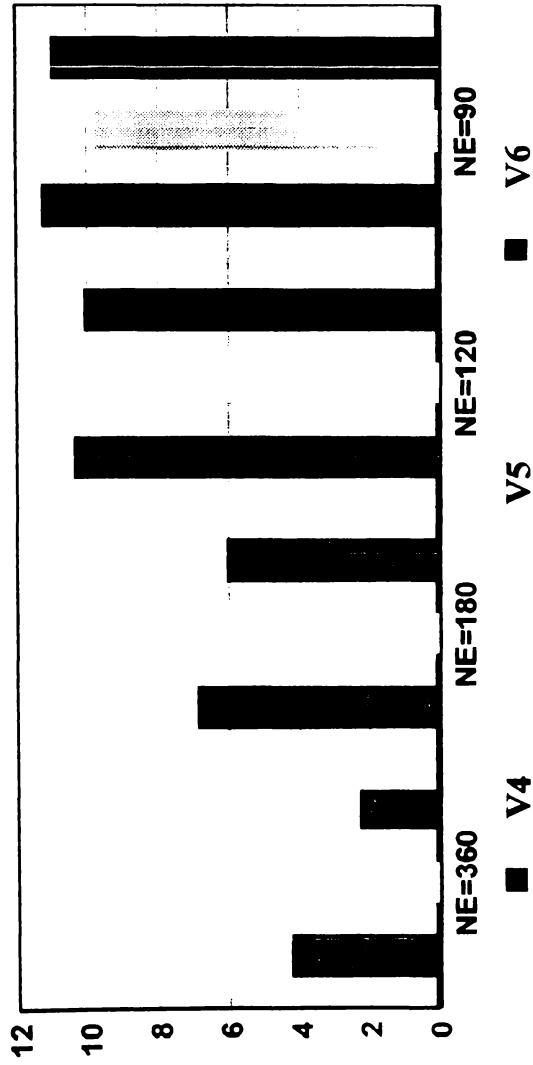


Fig.4.21. Analiza statistica a erorilor de amplitudine in functie de NE (ALE=50, NP=30)



**Fig4.22. Analiza statistica a erorilor de fază în funcție de NE
(ALE=50, NP=30)**

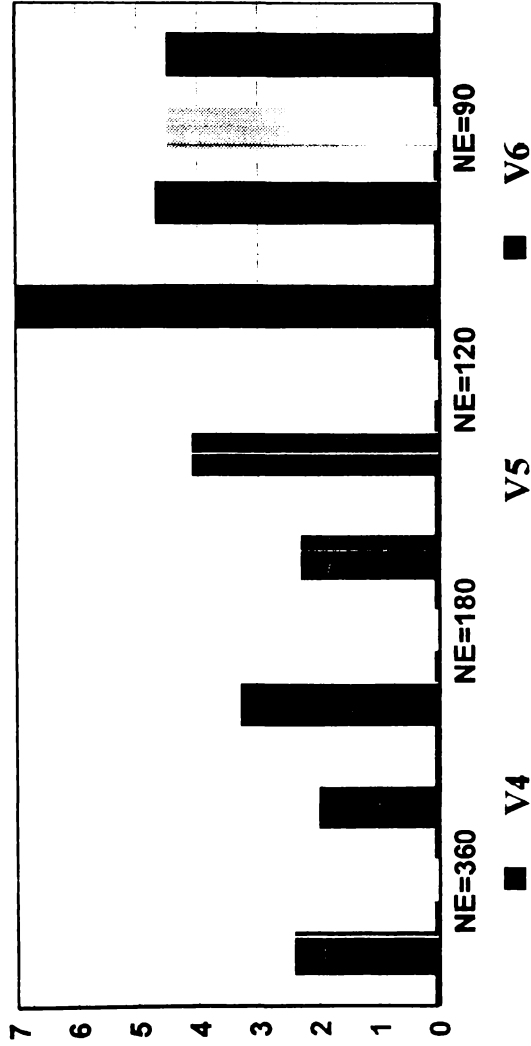
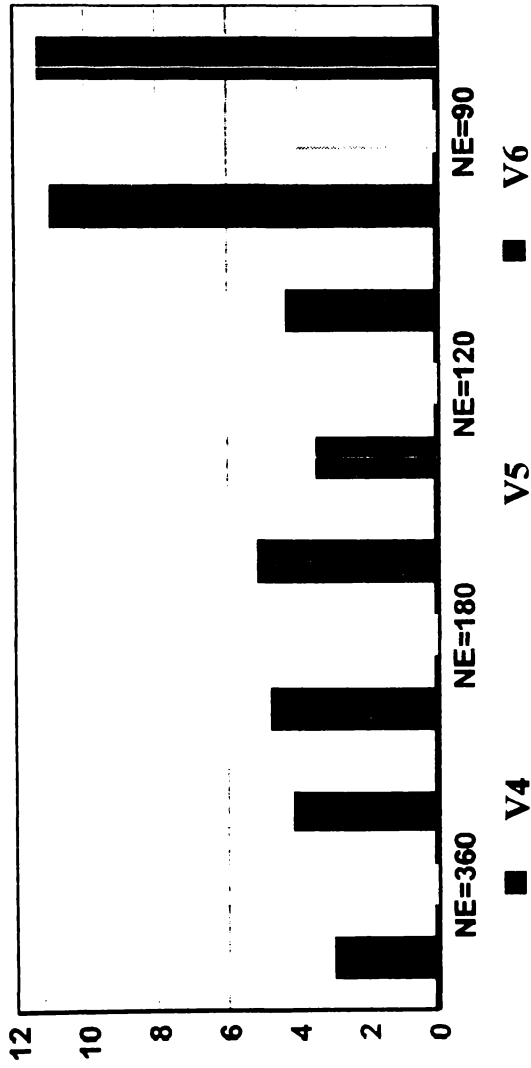
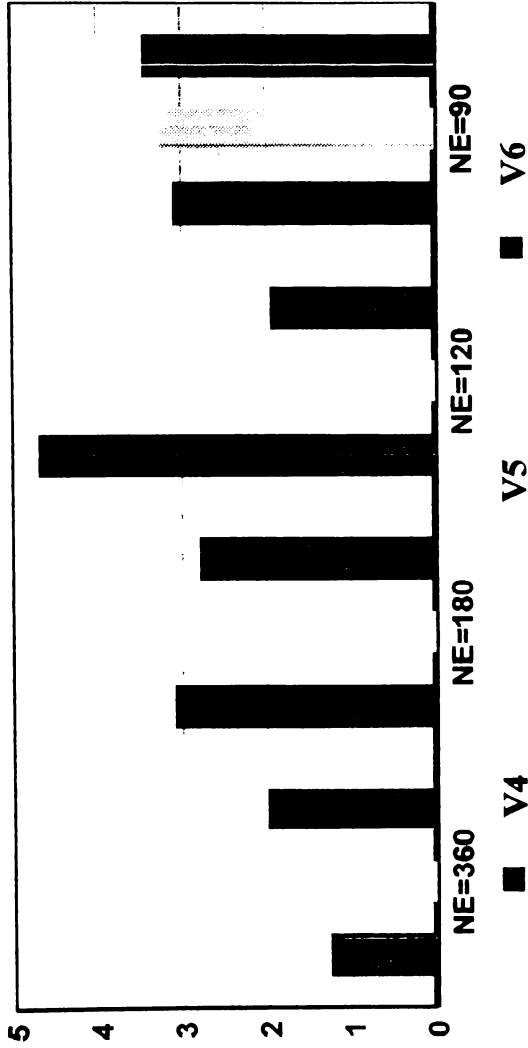


Fig4.3. Analiza statistica a erorilor de amplitudine in functie de NE (ALE=50, NP=50)



**Fig.4.24. Analiza statistica a erorilor de fază în funcție de NE
(ALE=50, NP=50)**



- fig.4.3. - Varianta V5, NE=360, NP=50, ALE=25 ;
- fig.4.4. - V5, NE=360, NP=50, ALE=50 ;
- fig.4.5. - V5, NE=360, NP=50, ALE=75 ;
- fig.4.6. - V5, NE=360, NP=50, ALE=100 ;
- fig.4.7. - V5, NE=360, ALE=75, NP=5 ;
- fig.4.8. - V5, NE=360, ALE=75, NP=30 ;
- fig.4.9. - V5, NE=360, ALE=75, NP=100 ;
- fig.4.10. - V5, NP=30, ALE=75, NE=180 ;
- fig.4.11. - V5, NP=30, ALE=75, NE=120 ;
- fig.4.12. - V5, NP=30, ALE=75, NE=90 ;

După cum se poate observa din această grupare sintetică, primul set de grafice, tratează varianta v5 , din trei puncte de vedere :

- influența variației mărimii ALE asupra semnalului de traductor și a semnalului mediat;
- influența variației lui NP asupra semnalului de traductor și a semnalului mediat;
- influența variației lui NE asupra semnalului de traductor și a semnalului mediat .

În toate cazurile din fig.4.3 ... 4.12, s-au reprezentat pe fiecare grafic, atât semnalul de traductor (primar),semnel obținut prin mediere cât și semnalul util, reprezentînd dezechilibrul (de tip sinusoidal).

GRUPA 2 - Grafice reprezentînd analize statistice ale erorii de fază (exprimată în grade) și ale erorii de amplitudine (exprimată procentual), pentru trei structuri de semnal de traductor (V4, V5, V6), în condiții diferite de ALE, NP și NE.

Pentru cazul NE = 360, NP = 5, 20, 30, 50, 70, 100 :

- fig.4.13. - Analiza statistică a erorii de amplitudine
ALE = 25
- fig.4.14. - " - " - " -
ALE = 50
- fig.4.15. - " - " - " -
ALE = 75
- fig.4.16. - " - " - " -
ALE = 100

- fig.4.17. Analiza statistică a erorii de fază - ALE=25
- fig.4.18. - " - - " - - ALE=50
- fig.4.19. - " - - " - - ALE=75
- fig.4.20. - " - - " - - ALE=100

Pentru cazul ALE=50 , NP=30 , NE=360 , 180, 120, 90 :

- fig.4.21. Analiza statistică a erorii de amplitudine
- fig.4.22. Analiza statistică a erorii de fază.

Pentru primul grup are loc o analiză a influenței valorii lui ALE asupra erorilor de fază și amplitudine, iar în fig. 4.21. și fig.4.22. este prezentată influența numărului de eșantioane NE , asupra celor două tipuri de erori.

Concluziile prezentate anterior, obținute din prelucrarea rezultatelor, se regăsesc acum într-o modalitate mult mai directă, mai sugestivă. În acest mod, performanțele metodei de echilibrare, a algoritmulului și ale programelor utilizate se dovedesc a fi net superioare celor din cazul MED clasice, cu tratare analogică a semnalelor de traductor.

CAPITOLUL V

ECHIPAMENTE DESTINATE M.E.D. CU ANTRENARE PRIN CUREA FOLOSITE LA ECHILIBRAREA ROTOARELOR M.I. DE PUTERE MICA SI MEDIE

Echilibrarea rotoarelor MI de putere mică și medie necesită MED de mare productivitate, indiferent de gradul de automatizare al fluxului de producție. Productivitatea echilibrării este influențată de timpul de măsurare al dezechilibrelor corespunzătoare celor două planuri de echilibrare, dar și de timpii de încărcare-descărcare a rotoarelor. În cazul concret al rotoarelor MI de putere mică și medie, timpii de echilibrare ajung să fie suficienți de reduși (prin utilizarea unor echipamente de măsurare performante), deci comparabili cu timpii operațiilor de montare. Pe de altă parte, MED cu antrenare prin cuplaj mecanic sunt mai puțin sensibile și mai puțin pretentioase în întreținere. Din aceste considerente se poate afirma că structura de MED care să rezolve cel mai bine situația echilibrării rotoarelor MI de putere mică și medie, atât prin performanțele de productivitate cât și prin cele de calitate, este reprezentată de MED cu antrenare prin curea. Dificultatea care apare în acest caz este legată de problema generării unui semnal armonic (sinus, cosinus) sincronizat cu mișcarea rotorului, care să fie utilizat în operația de detecție sincronă, realizată numeric sau analogic. Echipamentele prezentate în cadrul acestui capitol reprezintă mai multe variante constructive ale unui generator numeric de funcții armonice, sincronizate de la un semnal exterior, corespunzător turatiei rotorului, având o viteză de răspuns foarte ridicată. Robustetea și stabilitatea în funcționare, posibilitatea de utilizare pe diferite tipuri de MED și avantajul deosebit de a nu necesita re-

glaje, acordări pe durata funcționării, indiferent de modificările de turație la care are loc echilibrarea, precum și imunitatea la variațiile de temperatură, au dus la brevetarea și realizarea practică a echipamentului care a echipat toată gama constructivă de MED cu antrenare prin curea (seria MEC) produsă la "Electromotor" Timișoara.

5.1. LIMITELE DE SENSIBILITATE IMPUSE M.E.D. DE UTILIZAREA ANTRENARII DIRECTE A ROTORULUI PRIN ARBORE SI CUPLAJE CARDANICE

În cazul MED cu antrenare directă prin arbore și cuplaj, pentru a influența cât mai puțin precizia măsurătorilor este necesar ca perturbațiile datorate jocurilor în articulațiile arborelui să fie cât mai mici. Această condiție se realizează când masa arborelui este neglijabilă în raport cu masa rotorului. Pentru a fixa lungimea necesară a arborelui, în corelație cu dimensiunea rotorului ce se echilibrează și pentru a simplifica operația de cuplare a arborelui cu piesa de echilibrat se utilizează un sistem format dintr-o bucsă înșurubată pe filetul arborelui și o bucsă canelată care se poate deplasa pe arbore permițând cuplarea cu arborele rotorului. În același timp, bucsa canelată este elementul prin care se realizează operațiile de echilibrare primară a arborelui. Pentru o echilibrare corectă a arborelui, plasarea de greutate pe bucsa canelată sau pe flanșa exterioară nu este suficientă. Imperfecțiunile de execuție ale bridei de schimb și ale cuplajului cardanic determină ca axa de rotație să nu coincidă cu axa arborelui și să apară astfel forța centrifugă P_1 acționând asupra arborelui. În articulație apare forța P_2 . Operațiile de echilibrare efectuate asupra flanșei exterioare a cuplajului echilibrează forța P_2 , dar ia naștere un cuplu de valoare $(P_3 \cdot h)$, conform fig.5.1.

Acest fapt impune ca operația de echilibrare a sistemului de antrenare să se execute separat și direct:

- echilibrarea arborelui prin greutate plasate chiar pe arbore;

- echilibrarea bridei de schimb prin greutateți plasate direct pe bridă.

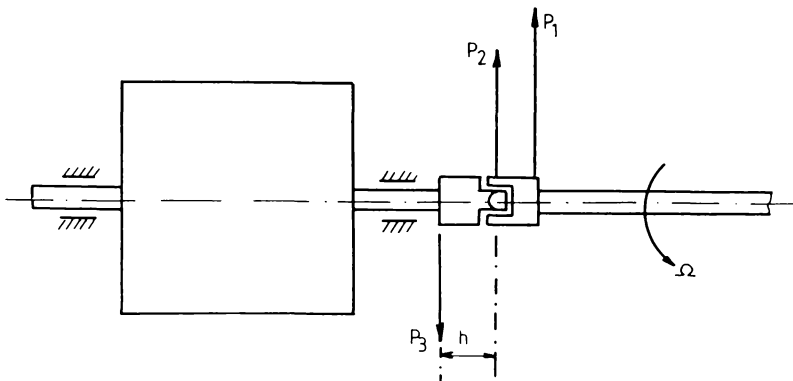


Fig.5.1. Dezechilibrul din sistemul de antrenare.

Echilibrarea cuplajului, respectiv compensarea momentului aplicat între elementele sale necesită dispozitive speciale cu elemente elastice (arcuri plate) și elemente de reglare dispuse la 90° pe circumferința sa. De obicei aceste dispozitive complexe sunt înlocuite prin execuția îngrijită a cuplajului și plasarea greutateților doar pe arbore, asumând astfel o reducere a preciziei MED.

Un alt fenomen care reduce sensibilitatea MED, indiferent de performanțele echipamentului de prelucrare a semnalelor, este fenomenul de frecare în articulațiile cuplajelor cardanice. Pentru a estima acțiunea acestor forțe, vom considera un model simplificat prezentat în fig.5.2.

Conform modelului de variație prezentat în fig.5.2, forțele de frecare în articulațiile cuplajului nu depind de viteză, ci numai de mărimea cuplului de răsucire transmis de arbore. Prin această aproximație, oscilațiile rotorului pe durata antrenării sale vor fi însoțite de forțele de frecare Q constante ca mărime și având sens schimbat la fiecare schimbare a sensului mișcării în articulație.

Exprimarea analitică se obține prin descompunerea în se-

rie Fourier a unei rectangulare, obținind:

$$y(t) = (1/2)a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(2\bar{\omega}/T \cdot n \cdot t) + b_n \cdot \sin(2\bar{\omega}/T \cdot n \cdot t)) \quad \dots (5.1)$$

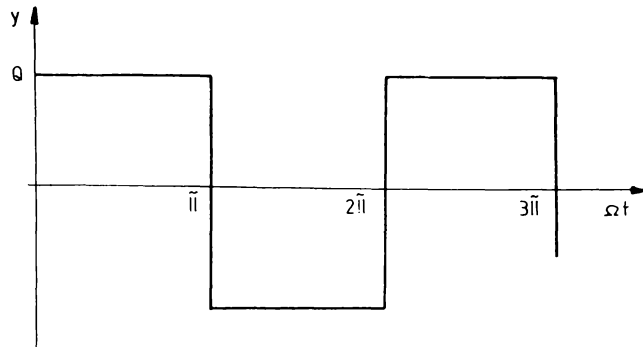


Fig.5.2. Modelul simplificat al forțelor de frecare în cuplajul cardanic.

Datorită caracterului impar, toți termenii a_n , inclusiv a_0 , sunt nuli. Expresia termenilor b_n este :

$$b_n = 2/T \left\{ \int_{-\pi/2}^0 (-Q) \sin(2\bar{\omega}/T \cdot n \cdot t) dt + \int_{-\pi/2}^0 Q \sin(2\bar{\omega}/T \cdot n \cdot t) dt \right\} =$$

$$= 2Q/T \left\{ \left((T/2\bar{\omega}n) \cdot \cos(2\bar{\omega}/T \cdot n \cdot t) \right) \Big|_{-\pi/2}^0 - \left((T/2\bar{\omega}n) \cdot \cos(2\bar{\omega}/T \cdot n \cdot t) \right) \Big|_0^{\pi/2} \right\} = (2Q/\bar{\omega}n) (1 - \cos \Omega \cdot n \cdot t) \quad \dots (5.2)$$

Se obțin:

$$b_n = 0 \quad \text{pentru} \quad n = \text{par} \quad \dots (5.3)$$

$$b_n = 4Q/n\bar{\omega} \quad \text{pentru} \quad n = \text{impar}$$

În situația în care originea este aleasă ca în fig.5.3, funcția $v(t)$ care descrie fenomenul de frecare devine :

$$\begin{aligned}
 v(t) &= -Q \quad \text{pentru} \quad -\frac{1}{2}T < t < -\frac{1}{4}T \\
 &+ Q \quad \text{pentru} \quad -\frac{1}{4}T < t < \frac{1}{4}T \quad \dots (5.4) \\
 &- Q \quad \text{pentru} \quad \frac{1}{4}T < t < \frac{1}{2}T
 \end{aligned}$$

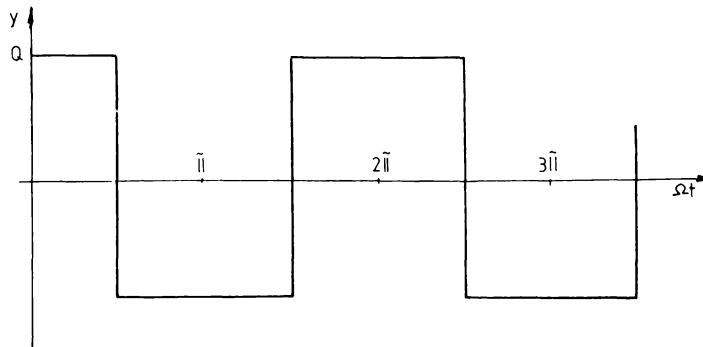


Fig.5.3. Modelul rectangular simetric al forțelor de frecare din cuplaj.

Funcția obținută este rectangulară, simetrică și pară, deci coeficientii $b_n = 0$, iar pentru a_n rezultă :

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \cdot dt = 0 \quad \dots (5.5)$$

Coeficientii a_n se obțin prin expresiile:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t) \cdot \cos \frac{2n\pi}{T} \cdot n \cdot t \cdot dt = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (-Q) \cdot \cos \frac{2n\pi}{T} \cdot n \cdot t \cdot dt +$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{2}{\pi} \int_{-T/4}^{T/4} Q \cdot \cos \frac{2\pi}{T} \cdot n \cdot t \cdot dt + \frac{2}{\pi} \int_{T/4}^{T/2} (-Q) \cos \frac{2\pi}{T} \cdot n \cdot t \cdot dt = \\
 & = \frac{4Q}{\pi \cdot n} \cdot \sin \Omega \cdot n \cdot t \quad \dots (5.6)
 \end{aligned}$$

In acest caz a_n va avea valorile :

$$\begin{aligned}
 a_n &= 0 && \text{pentru } n = \text{par} \\
 a_n &= 4/n\pi && \text{pentru } n = 1, 5, 9 \dots (4K-3) \dots (5.7) \\
 a_n &= -4/n\pi && \text{pentru } n = 3, 7, 11 \dots (4K-1)
 \end{aligned}$$

Dezvoltarea in serie a functiei din fig.5.3 este :

$$\begin{aligned}
 v(t) &= (4Q/\pi) \cdot (\sin \Omega \cdot t - \sin 3 \cdot \Omega \cdot t/3 + \sin 5 \cdot \Omega \cdot t/5 - \dots) \\
 &\dots (5.8)
 \end{aligned}$$

Pentru a scrie ecuatiile mişcării sistemului mecanic rotor-arbore cu cuplaje cardanice se utilizează schema cinematică din fig.5.4.

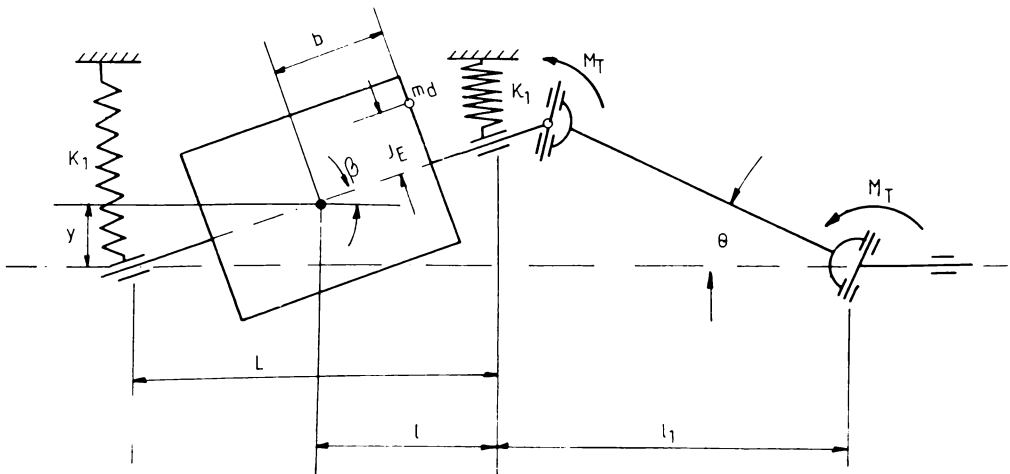


Fig.5.4. Schema cinematică de antrenare a rotorului.

În fig.5.4. s-au notat:

m_1 - masa rotorului

m_2 - masa arborelui de antrenare

m_3 - masa arborelui redusă la rotor

$$m_3 = (m_2 \cdot l_2^2 \cdot J_{z1}) / l_1^2 \quad (5.9)$$

J_{z1} - momentul de inerție al arborelui de antrenare în raport cu axa z care trece prin centrul de greutate.

J_z - momentul de inerție al rotorului împreună cu reazămele în raport cu axa z care trece prin centrul său de greutate

β - unghiul de rotire al rotorului în plan orizontal

K_1 - coef. de rigiditate al reazămelor

M_T - momentul transmis de arbore

Ω - viteza unghiulară rotor, arbore

$m_d.r.$ - mărimea dezechilibrului rotoric

l_1 - lungimea arborelui de antrenare

l - distanța de la cuplajul exterior la centrul de greutate al rotorului

L - distanța dintre reazăme

α - unghiul de defazare între forța de frecare și forța produsă de dezechilibru

$m_d.r. \cdot \Omega^2$ - forța produsă de dezechilibru

b - distanța la centrul de masă al rotorului la planul de echilibrare.

Se va neglija masa arborelui redusă la rotor, pentru a urmări doar fenomenul datorat forțelor de frecare, urmărind a re lua separat influența masei arborelui de antrenare. În aceste ipoteze, ecuațiile mișcării sistemului sunt :

$$m_1 \cdot \ddot{v} + 2 \cdot K_1 \cdot v = m_d.r. \cdot \Omega^2 \cdot \cos \Omega \cdot t - (8M_T / \pi \cdot l_1) \left[\sin(\Omega \cdot t + \alpha) - \right.$$

$$- (\sin(3\Omega t + \alpha)/3 + \dots) \quad \dots (5.10)$$

$$J_z \cdot \beta'' + K_I \cdot l^2 \cdot \beta = m_d \cdot r \cdot b \cdot \Omega^2 \cdot \cos \Omega \cdot t - (4M_T/\pi) (1 + (2l/l_1)) \cdot \\ \cdot [\sin(\Omega t + \alpha) - (\sin(3\Omega t + \alpha))/3 + (\sin(5\Omega t + \alpha))/5 - \\ - \dots] \quad \dots (5.11)$$

Presupunind mișcarea sinusoidală, soluțiile particulare au formele:

$$x(t) = -((m_d \cdot r)/m_1) \cdot \cos \Omega \cdot t + (8M_T/\pi \cdot l_1 \cdot m_1 \cdot \Omega^2) \cdot [\sin(\Omega t + \alpha) - \\ - (\sin(3\Omega t + \alpha)/27) + (\sin(5\Omega t + \alpha)/125) - \dots] \quad \dots (5.12)$$

$$\beta(t) = ((m_d \cdot r \cdot b)/J_z) \cdot \cos \Omega t + (4M_T/\pi \cdot l_1 \cdot \Omega^2) (1 + (2l/l_1)) \cdot \\ \cdot [\sin(\Omega t + \alpha) - (\sin(3\Omega t + \alpha)/27) + (\sin(5\Omega t + \alpha)/125) - \\ - \dots] \quad \dots (5.13)$$

Pentru un calcul mai simplu și acoperitor, se neglijează armonicele superioare și se consideră $\alpha = \pi/2$, valoare la care micșorarea amplitudinii oscilațiilor va fi maximă. În aceste condiții se obțin expresiile:

$$x(t) = - (1/m_1) (m_d \cdot r - (8M_T/\pi \cdot l_1 \cdot \Omega^2)) \cdot \cos \Omega t \quad \dots (5.14)$$

$$\beta(t) = - (1/J_z) (m_d \cdot r \cdot b - ((4M_T/\pi \cdot \Omega^2) (1 + (2l/l_1)))) \cdot \cos \Omega t \\ \dots (5.15)$$

Relațiile (5.14) (5.15) au un sens fizic doar pentru domeniul în care expresiile din paranteze sunt pozitive. Dacă se egalează cu zero se obțin valorile minime ale dezechilibrului static și dinamic de la care încep oscilațiile rotorului, deci limita de sensibilitate a MED.

Din relația (5,14) se obține :

$$m_{d.r} = \frac{8 M_T}{\pi \cdot l_1 \cdot \Omega^2} \quad \dots (5.16)$$

în mod similar, din (5.15) se obține :

$$m_{d.r.b} = \frac{4 M_T}{\pi \cdot \Omega^2} \left(1 + \frac{2l}{l_1} \right) \quad \dots (5.17)$$

Împărțind relația (5.17) cu b se obține mărimea dezechilibrului în planul de corecție de la care încep oscilațiile unghiulare ale rotorului :

$$m_{d.r} = \frac{4 M_T}{\pi \cdot \Omega^2 \cdot b} \left(1 + \frac{2l}{l_1} \right) \quad \dots (5.18)$$

Relațiile (5.16) (5.18) oferă pentru ($m_{d.r}$) valori diferite, după cum se observă și din graficul din fig.5.5, unde s-au notat cu indicii 1, 2 următoarele curbe :

$$(1) \quad m_{d.r} \simeq \frac{4 M_T}{\pi \cdot \Omega^2 \cdot b} \left(1 + \frac{2l}{l_1} \right)$$

$$(2) \quad m_{d.r} \simeq \frac{8 M_T}{\pi \cdot l_1 \cdot \Omega^2}$$

Conform celor afirmate, zona de insensibilitate a mașinii va fi determinată de poziunea măsurată din fig.5.5.

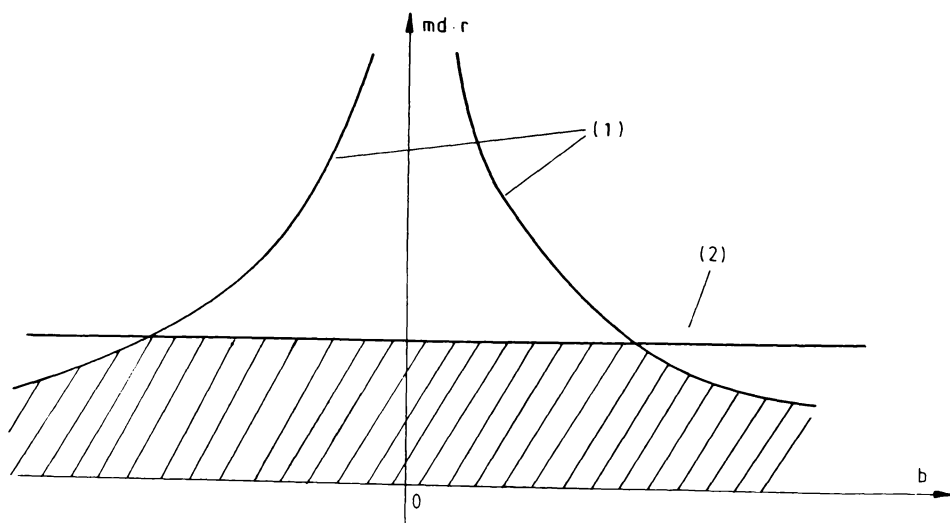


Fig.5.5. Zona de insensibilitate a MED cu antrenare prin cuplaj.

Mărimea momentului de frecare se determină considerînd că pe cuzinetii reazămelor mașinii este așezat un rotor de masă m avînd diametrul fisurilor egal cu d_1 .

$$M_T = f_1 \cdot f_2 \cdot m \cdot g \cdot \frac{d_1 \cdot d}{D} \quad \dots (5.19)$$

unde s-au mai introdus :

- f_1 - coef. de frecare în lagăre
- f_2 - coef. de frecare în cuplajul cardanic
- d - diametrul bolturilor cuplajului
- D - distanța medie dintre porțiunile de lucru ale bolturilor cuplajului.

Înlocuind expresia lui M_T în (5.16) și (5.18) se obțin:

$$m_{d.r} = (8 f_1 \cdot f_2 \cdot m \cdot g \cdot d_1 \cdot d_2) / (\pi \cdot D \cdot l_1 \cdot \Omega^2) \quad \dots (5.20)$$

$$m_{d.r} = ((4 f_1 \cdot f_2 \cdot m \cdot g \cdot d_1 \cdot d_2) / (\pi \cdot D \cdot b \cdot \Omega^2)) \cdot (1 + (2 l / l_1)) \quad \dots (5.21)$$

Expresiile (5.20)(5.21) permit determinarea mărimilor ce influențează zona de insensibilitate a mașinii și implicit relevă măsurile care trebuie luate pentru a micșora influența forțelor de frecare din articulații asupra sensibilității MED.

Un alt factor perturbator, care a fost neglijat în modelul matematic propus pentru analiza forțelor de frecare din cuplaje, este influența masei arborelui de antrenare asupra rotorului. Constructiv, arborii de antrenare pentru mașini ușoare se execută așa încât lungimea de lucru x să fie variabilă și deci să se acomodeze la mai multe geometrii de rotoare (conform fig. 5.6).

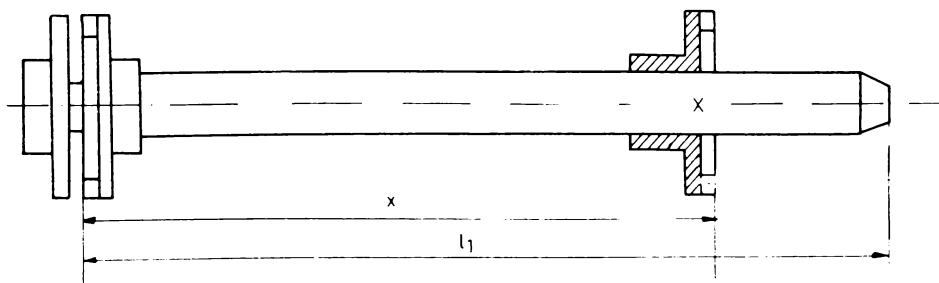


Fig.5.6. Arbore de cuplaj cu lungime variabilă.

Pentru a determina modul de variație a masei reduse a arborelui (m_3) se consideră secțiunea arborelui constantă și se notează:

m_c - masa cuplajului exterior

- m_2 - masa arborelui
- x - lungimea de lucru a arborelui
- J_{ze} - moment de inerție al cuplajului exterior
- J_{zi} - " - " - interior

Considerând arborele drept o bară subțire, momentul total de inerție al arborelui și cuplajelor în raport cu axa Z care trece prin articulația celui de al doilea cuplaj este :

$$J_{za} = J_{ze} + m_c \cdot x^2 + m_2 \cdot \frac{x}{l_1} \cdot \frac{x^2}{3} + m_2 \frac{l_1 - x}{l_1} \cdot \frac{(l_1 - x)^2}{3} + J_{zi} \dots (5.22)$$

Mărimea masei reduse a arborelui este :

$$m_3 = \frac{J_{za}}{x^2} = \frac{J_{ze} + J_{zi}}{x^2} + m_c + m_2 \left(\frac{l_1^2}{3x^2} + \frac{l_1}{x} + 1 \right) \dots (5.23)$$

Deoarece termenul $(J_{ze} + J_{zi})/x^2$, pentru valorile uzuale ale lui x , este mai mic în raport cu $(m_c + m_2)$, relația (5.23) se aproximează:

$$m_3 \simeq m_c + m_2 \left(\frac{l_1^2}{3x^2} + \frac{l_1}{x} + 1 \right) \dots (5.24)$$

Din $\frac{d m_3}{d x} = 0$ rezultă expresia lui m_{3min} (pt. $x = 2 l_1/3$) :

$$m_{3min} = m_c + (1/4) \cdot m_2 \dots (5.25)$$

În fig 5.7. se reprezintă variația masei reduse a cuplajului MED în funcție de lungimea de lucru a arborelui.

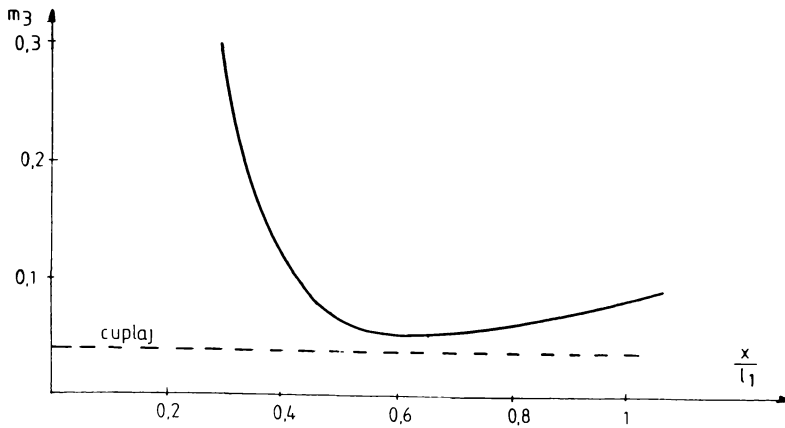


Fig.5.7. Variația masei reduse a sistemului de cuplare.

Se observă analizând fig.5.7., că la modificarea lungimii arborelui de antrenare în domeniul $(0,5 l_1 + l_1)$ masa redusă a cuplajului se modifică într-o plajă mult mai redusă :

$$m_3 = m_c + (0,25 + 0,33).m_2 \quad \dots (5.26)$$

În concluzie, se poate afirma că metoda de antrenare prin cuplare directă a rotorului prin sisteme de arbori și cuplaje cardanice prezintă următoarele clase de dezavantaje, care nu o recomandă în echiparea MED destinate producției de scară largă a mașinilor electrice :

- reducerea sensibilității mașinii datorită zgomotului introdus de cuplaje
- influențarea rezultatelor măsurărilor prin masele arborelui de antrenare și a cuplajelor
- timpi de montare-demontare a rotoarelor mai ridicați de-

cît în cazul antrenării prin curea

- uzură mecanică în timp (corelată cu scăderea corespunzătoare a calității echilibrării)

- cerințe înalte de calitate impuse la execuția cuplajelor și la linearitatea asamblării

- metoda nu se pretează unor fluxuri de producție automatizate, din cauza operațiilor de montare-demontare a rotoarelor.

Pentru evitarea acestor probleme se propune în cazul rotoarelor MI de putere mică și medie metoda de antrenare prin curea, prezentată schematic în fig.5.8. prin cele două variante posibile.

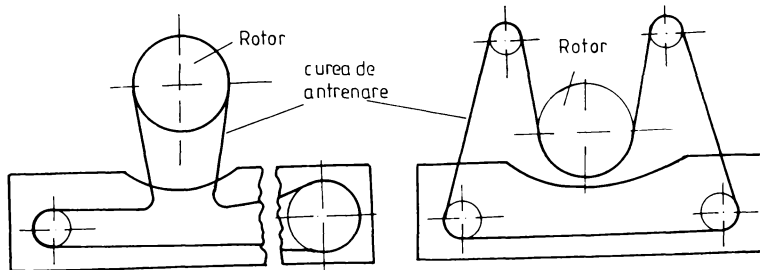


Fig.5.8. Metode de antrenare prin curea a rotoarelor.

În cazul mașinilor de echilibrat de mare productivitate se recomandă soluția de antrenare b din cadrul fig.5.8., care permite încărcări-descărcări rapide ale rotorului.

5.2. ECHIPAMENT NUMERIC PENTRU GENERAREA FUNCTIILOR ARMONICE LA M.E.D. CU ANTRENARE PRIN CUREA

Metodele de antrenare prin curea, numite tehnic "fără contact mecanic direct între motorul de acționare și rotorul de echilibrat" fac dificilă generarea unor semnale armonice sincrone cu piesa de echilibrat. Singura posibilitate de a obține o informație primară asupra vitezei rotorului o constituie utilizarea traductoarelor optice sau inductive care să sesizeze trecerea prin dreptul lor a unor zone ale rotorului preparate în prealabil. În practica industrială s-a preferat utilizarea traductoarelor optice TO, iar schema principală este în fig.5.9.

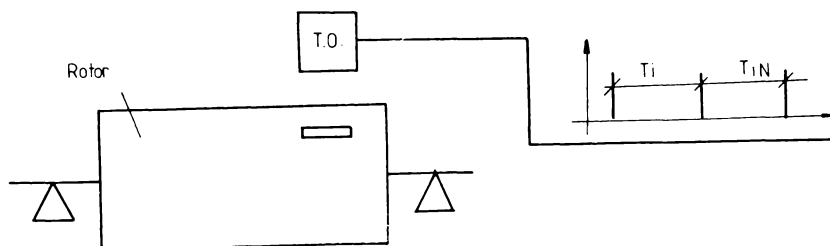


Fig.5.9. Obținerea informației primare prin traductor optic (TO).

Deoarece rotațiile uzuale la MED sunt în gama 600 ± 6000 rot/min., perioada T_1 , reprezentată în fig.5.9, are valorile:

$$T_1 = 100 \pm 10 \text{ ms}$$

Problema care trebuie rezolvată se reduce la generarea unor funcții armonice utilizând drept referință semnalele de traductor cu perioada T_1 din fig.5.9, fapt reprezentat în fig.5.10.

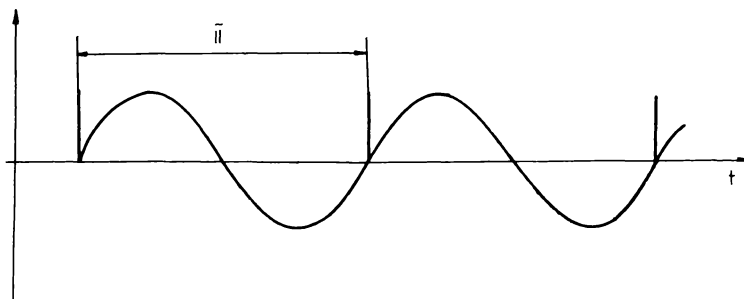


Fig.5.10. Funcție armonică sintetizată de semnale de perioadă T_i .

Din cele prezentate se sintetizează etapele următoare și cerințe:

- pentru a nu perturba operația de echilibrare, se obțin impulsuri sincrone cu turația rotorului, prin intermediul unui TO.

- datorită antrenării prin curea, frecvențele de rotație ale pieselor sunt diferite din motivele :

- diametre exterioare diferite ale rotoarelor
- variații în valoarea forței de apăsare curea-rotor.
- variații ale coeficienților de frecare curea-rotor-rolă.
- variații în turația motorului de antrenare.

- generarea funcțiilor armonice SIN, COS, sincrone cu semnalele obținute de la TO deci sincrone cu turația rotorului.

- timpul de răspuns al dispozitivului cât mai scurt posibil

- amplitudinea constantă a funcțiilor armonice, independent de frecvența obținută

- stabilitate în funcționare, facilități de reglare și depanare, imunitate la mediul industrial.

Possibilitățile analogice de realizare (rețele de diode, a-

proximarea funcțiilor armonice prin funcții rampă, utilizarea circuitelor PLL) nu pot realiza performanțele de timp, stabilitate și robustețe. Din această cauză am elaborat o soluție numerică, brevetată și realizată practic la "Electromotor" - Timisoara, în cadrul brevetului 60. Un alt motiv al opțiunii pentru soluția numerică este facilitatea de inserare a dispozitivului în cazul unei MED cu calculator numeric, dar și posibilitatea de a funcționa fără modificări pe MED clasice. [77] [78] [79] [82]

Schema bloc a dispozitivului propus se prezintă în fig. 5.11, unde s-au notat:

- 1 - rotor de echilibrat (antrenat cu turația n_1)
- 2 - traductor optic (obține impulsuri cu perioada T_1)
- 3 - semn pe rotor pentru activarea traductorului optic. În plus, acest semn va reprezenta originea față de care se vor măsura dezechilibrele rotorului pentru cele două planuri.
- 4 - reazămele rotorului
- 5 - bloc de multiplicare a frecvenței $f_1=1/T_1$ cu factorul k obținându-se frecvența $(f_1 \cdot k)$.
- 6 - blocul de generare al secvențelor numerice codificate binar N_{ski} , N_{cki} , corespunzătoare funcțiilor SIN , COS de perioadă T_1 la momentele k determinate de divizarea perioadei T_1 în k sub-intervale egale.
- 7 - blocul de generare al funcțiilor armonice sub formă analogică (folosit la MED clasice).

Schema prezentată în fig.5.11 efectuează operațiile:

- generează un semnal cu perioada T_1 corespunzătoare vitezei de antrenare a rotorului
- divizează în k subintervale această perioadă
- printr-o schemă combinatională, folosindu-se proprietățile de simetrie ale funcțiilor armonice SIN , COS , realizează succesiunile de secvențe numerice N_{ski} , N_{cki} .
- cu ajutorul acestor secvențe numerice se generează sub formă analogică funcțiile armonice, în cazul MED clasice.

Elementul esențial de noutate, care determină performanțele de viteză, stabilitate, imunitate ale echipamentului, îl reprezintă multiplicatorul numeric de frecvență. Deoarece măsură-

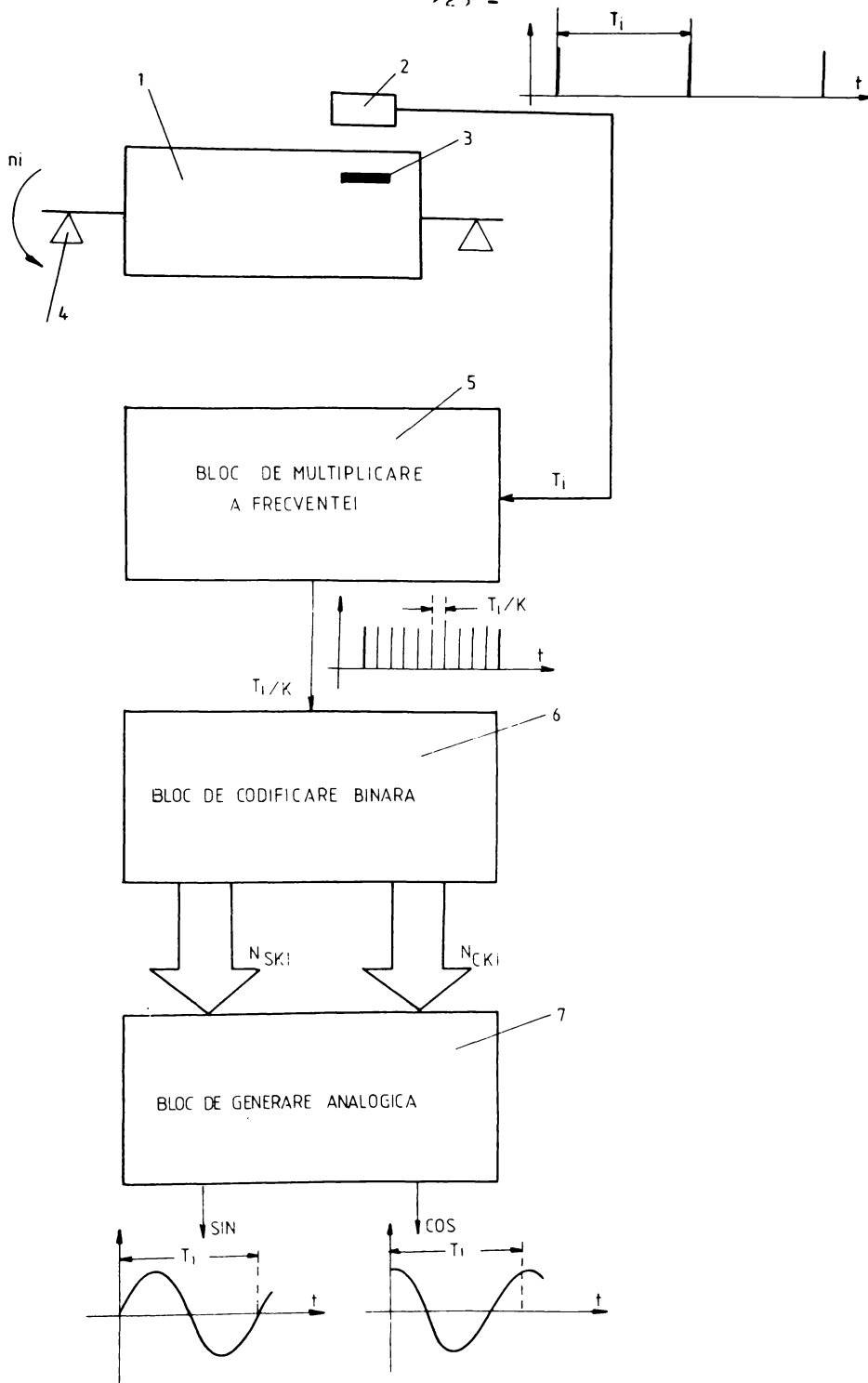
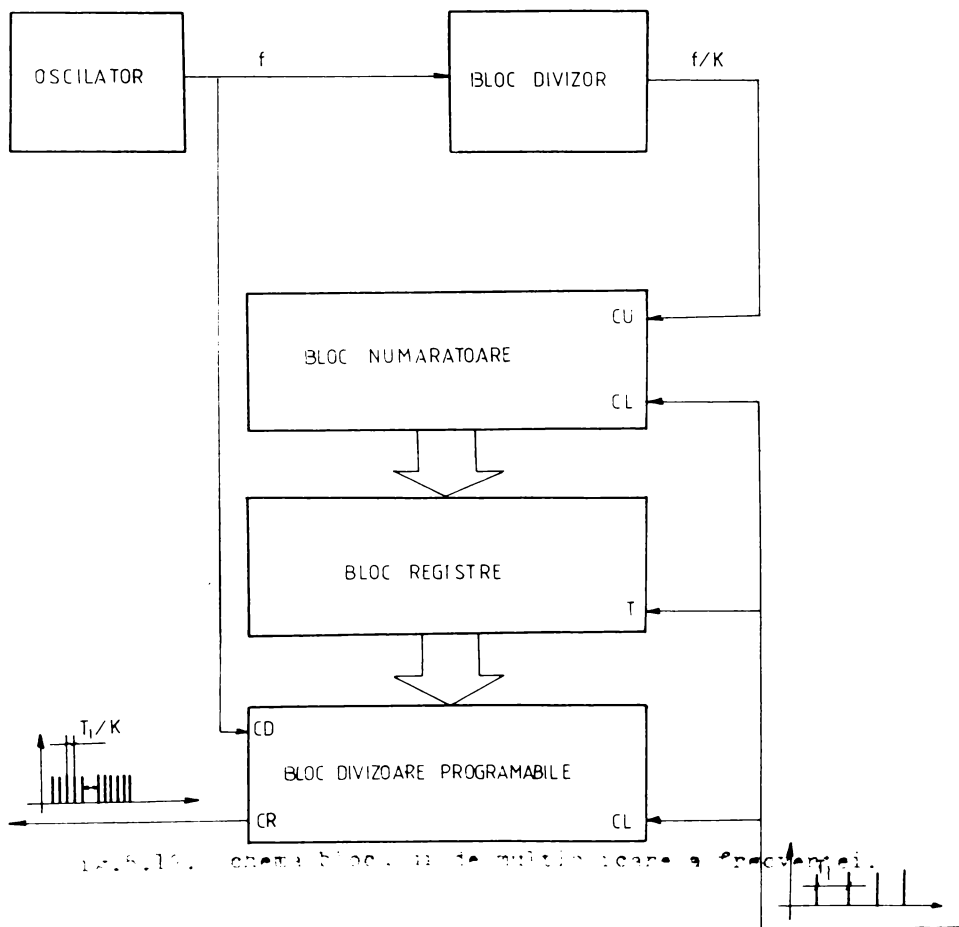


Fig.5.11. Schema bloc a generatorului numeric.

torile pentru operatia de echilibrare se efectuează doar în regi-
mul staționar de antrenare al rotorului, în cele ce urmează se
consideră $T_1 = \text{const.}$

În fig.5.12 sunt prezentate elementele blocului de multi-
plicare a frecvenței. Oscilatorul generează o frecvență fixă f ,
de care o seriem pentru facilitarea ulterioară a notațiilor $f =$
 $= f_1 \cdot k$. Asupra oscilatorului nu se impun cerințe de calitate de-
osebită privind stabilitatea frecvenței f , iar acest fapt repre-
zintă un avantaj al metodei. Din această cauză nu sunt necesare
circuite suplimentare de reglaj, singurul lucru care se impune
fiind ca frecvența f să aparțină unui domeniu, suficient de larg
corespunzător turăției de lucru a MED. Astfel, se recomandă un
circuit astabil cu elemente pasive, care corespunde cel mai bine
aflat din punct de vedere tehnic cât și economic.



12.5.12. schema bloc. a de multiplicare a frecvenței.

Este de subliniat faptul că nu se urmărește ca f să aibă o valoare fixă, ci doar să se încadreze într-un interval.

În cazul aplicației practice realizate, factorul k a fost ales 64, considerându-se că realizarea unei funcții armonice pe o perioadă din 64 de puncte este suficient de precisă. Măsurătorile și verificările ulterioare au confirmat această premisă, în general utilizată în aplicațiile industriale.

Semnalul de frecvență $f=f_1.k$ este prelucrat prin divizorul de frecvență, la ieșirea căruia se obține un semnal de frecvență $f/k = f_1$. În acest mod se realizează două frecvențe f și f_1 , între care există relația: $f = k.f_1$.

Impulsurile succesive de perioadă T_i generate de traductorul optic comandă concomitent blocul de numărătoare, registrele de memorare și blocurile de divizoare programabile, asigurând sincronizarea etapelor funcționării acestui dispozitiv proiectat ca un automat secvențial. Deși se consideră regimul staționar când perioadele T_i sunt egale, pentru a urmări funcționarea secvențială a dispozitivului și pentru a măsura viteza de răspuns, vom nota T_i, T_{i+1}, \dots impulsurile succesive.

Blocul de numărătoare a cărui mărime de intrare este frecvența f_1 și care este resetat de impulsurile succesive ale traductorului optic, oferă ca mărime de ieșire numerele binare N_i, N_{i+1}, \dots care reprezintă o măsură numerică a perioadelor T_i, T_{i+1} (în mod evident, la regim staționar, $T_i=T_{i+1}$, iar $N_i=N_{i+1}$).

Blocul registrelor de memorare menține la ieșirea sa numărul binar N_i pe întreaga durată a perioadei T_{i+1} , deci pe întreaga durată a perioadei T_{i+1} se furnizează o măsură a perioadei anterioare. Transferul numerelor N_i, N_{i+1}, \dots de la intrarea la ieșirea blocului de registre de memorare este determinat de impulsurile traductorului optic care realizează astfel sincronizarea etapelor.

Ieșirile blocului de registre de memorare, respectiv secvențele binare N_i, N_{i+1}, \dots sunt conectate la intrările de programare ale blocului divizor programabil. Acestui bloc i se prescrie numărul N_i pe perioada T_{i+1} de către registrul de memorare. Spre deosebire de blocul de numărătoare inițial, blocul divizor programabil este numărat în jos de impulsurile cu frecvența $f = k.f_1$ aduce pe binul COUNT DOWN. Este util de subliniat că frecvența de numărare f este de k ori mai mare decât frecven-

ta f_1 pentru care au rezultat numerele N_1, N_{i+1}, \dots . Din această cauză, de pinul BORROW al blocului divizor programabil se vor obține impulsuri cu perioada T_i/k . Numărul N_i este o măsură a perioadei T_i în raport cu frecvența f_1 și fiind numărat în jos au o frecvență de k ori mai mare, $f = k \cdot f_1$, de durata perioadei T_{i+1} (cu observația $T_{i+1} = T_i$ în regim staționar) este evident că operația de micșorare succesivă cu o unitate pînă la atingerea valorii zero și sesizarea acestui fapt prin apariția impulsului pe pinul BORROW se va repeta de un număr de ori egal cu raportul celor două frecvențe f și f_1 , respectiv cu k .

În acest mod se obține divizarea perioadei T_i în k intervale egale. Întîrzierea cu care se efectuează această operație este de o perioadă, deoarece pe durata T_i are loc operația de măsurare numerică a acesteia, iar pe durata T_{i+1} are loc divizarea intervalului în k subintervale egale. Conform gamei de turații uzuale 600-6000 rot/min, întîrzierea este de 100-10 ms, ceea ce în cazul practic al echilibrării este neglijabil, putîndu-se afirma că divizarea se face cvasiinstantaneu. Pentru aplicația practică s-a ales să se lucreze pe 12 biți, deci fiecare bloc este format din trei numărătoare, trei registre de memorare și trei numărătoare programabile cuplate așa încît să funcționeze sincron la legarea în cascadă. Prin această alegere se reușește acoperirea domeniului uzual de turații și în același timp, obținerea simplă a frecvenței inițiale f . Pentru a calcula frecvența necesară oscilatorului ne vom referi întotdeauna la turația de lucru a MED. Pentru a evita orice posibilitate de eroare din cele posibile la prelucrările numerice se recomandă ca blocul de numărătoare să fie încărcat pe 11 biți prin proiectarea adecvată oscilatorului, păstrînd bitul 12 ca o rezervă pentru eventuale variații de viteză sau de frecvență a oscilatorului. Această rezervă este acoperitoare deoarece fiind vorba de bitul cel mai semnificativ, conduce în practică la o rezervă de turație de 100%. Cum MED nu are game așa mari de variație a vitezei maxime, din cerința de a obține un "comportament liniștit" al structurilor mecanice, se evidențiază proprietatea echipamentului de a face față oricăror abateri normale, funcționale de viteză, fără nici o intervenție suplimentară de reglare.

Semnalele de perioadă T_i/k se folosesc pentru obținerea funcțiilor armonice SIN, COS de perioadă T_i . Există mai multe

strategii și implicit mai multe echipamente care realizează practic această etapă.

Prima variantă realizată, utilizează o rețea de rezistențe calibrate și chei de curent comandate de o logică combinatorială dedicată. Calibrarea rezistențelor (16 în total) se face așa încât tensiunile culese să corespundă variației funcției SINUS pe intervalul $[0^\circ, 90^\circ]$, domeniu în care se regăsește toată informația privind variația modului funcției SIN. Numărul 16 corespunde alegerii numărului $k=64$ de puncte prin care se aproximează funcțiile periodice pentru o perioadă întreagă. S-a procedat în acest mod pentru a reduce numărul de rezistențe calibrate și prin aceasta, costul echipamentului, timpul de execuție și reglare precum și pentru a îmbunătăți fiabilitatea echipamentului și reproductibilitatea funcțiilor. La ieșirea blocului de logică combinatorială se obțin semnalele:

- secvențe codificate pe 4 biți, $a_3 a_2 a_1 a_0$, care realizează pentru fiecare impuls cu perioada $T_i/64$ secvențele de numărare 1,2,3, ... , ((64/4)-1), 64/4, ((64/4)-1), ... , 3,2,1, 2,3, ... , ((64/4)-1), 64/4, ((64/4)-1), ..., 3,2,1. S-a utilizat notația 64/4 pentru a sublinia faptul că în cazul realizării particulare $k=64$, numărul maxim a fost $64/4 = 16$, deci a fost necesară utilizarea a 4 biți $a_3 a_2 a_1 a_0$;

- două semnale IS, IC (INVERS SIN, INVERS COS) care au valorile (0;1) în funcție de semnul funcțiilor SIN, COS, pe o perioadă T_i , conform tabelului de variație:

	0	$T_i/4$	$T_i/2$	$3T_i/4$	T_i
I.S.	1	1	0	0	
I.C.	1	0	0	1	

Schema combinatorială folosește simetria funcțiilor SIN, COS, pentru a reduce informația doar la intervalul $0 \dots T_i/4$ prin secvențele de numărare $a_3 a_2 a_1 a_0$ și rețelele de rezistențe calibrate, dar, în același timp, prin IS și IC ține seama de semnul funcțiilor armonice pe întreaga perioadă T_i . Prin aceste

modelări ale proprietăților funcțiilor armonice s-a reușit reducerea la minimum a dimensiunilor rețelor de rezistențe calibrate. Deși s-a complicat schema electronică, s-a preferat această soluție, deoarece dificultățile de plantare și reglare ale rețelor de rezistențe calibrate, precum și sensibilitatea lor la vibrații, variații de temperatură, sunt superioare realizării unei scheme combinaționale fără probleme de reglaj și robuste la mediul industrial. [79], [80], [81].

Pentru a elimina dezavantajele sistemului cu rețele de rezistențe calibrate, s-au elaborat structuri de conversie numeric-analogică, folosind circuitul DAC - 08. S-au proiectat două soluții și ambele au comun cu echipamentul prezentat anterior partea de multiplicare a frecvenței.

Prima soluție cu DAC - 08, porneste de la nivelul semnalelor $a_3 a_2 a_1 a_0$, respectiv IS și IC. Secvențele numerice $a_3 a_2 a_1 a_0$ sunt prelucrate de două blocuri care codifică pe 7 biți valorile funcțiilor SIN, COS la momentele $(n \cdot T_1/64)$ unde $n = 0, 1, 2, \dots, 15$. Pentru funcția SIN codificarea pe 7 biți este prezentată în TAB.5.1.

TAB.5.1.

$N = a_3 a_2 a_1 a_0$	Grade	$n \cdot \frac{T_1}{64}$	S_6	S_5	S_4	S_3	S_2	S_1	S_0
1	0°	$0 \cdot \frac{T_1}{64}$	0	0	0	0	0	0	0
2	6°	$1 \cdot \frac{T_1}{64}$	0	0	0	1	1	0	1
3	12°	$2 \cdot \frac{T_1}{64}$	0	0	1	1	0	1	0
4	18°	$3 \cdot \frac{T_1}{64}$	0	1	0	0	1	1	1
5	24°	$4 \cdot \frac{T_1}{64}$	0	1	1	0	0	1	1
6	30°	$5 \cdot \frac{T_1}{64}$	0	1	1	1	1	1	1
7	36°	$6 \cdot \frac{T_1}{64}$	1	0	0	1	0	1	0
8	42°	$7 \cdot \frac{T_1}{64}$	1	0	1	0	1	0	0
9	48°	$8 \cdot \frac{T_1}{64}$	1	0	1	1	1	1	0
10	54°	$9 \cdot \frac{T_1}{64}$	1	1	0	0	1	1	0
11	60°	$10 \cdot \frac{T_1}{64}$	1	1	0	1	1	0	1

12	66°	11 . $\frac{Ti}{64}$	1	1	1	0	1	0	0
13	72°	12 . $\frac{Ti}{64}$	1	1	1	1	0	0	0
14	78°	13 . $\frac{Ti}{64}$	1	1	1	1	1	0	0
15	84°	14 . $\frac{Ti}{64}$	1	1	1	1	1	1	0
16	90°	15 . $\frac{Ti}{64}$	1	1	1	1	1	1	1

Din TAB.5.1. de codificare a funcției SIN este ușor de observat rolul blocului numeric: el va avea ca mărime de intrare secvențele de numărare codificate pe 4 biți și va oferi la ieșire codificarea pe 7 biți ($S_6, S_5, S_4, S_3, S_2, S_1, S_0$) a variației funcției SIN pentru intervalul $0^\circ - 90^\circ$. Pentru secvența de numărare (1,2,3, ..., 16) se parcurge domeniul $0^\circ - 90^\circ$, iar pentru secvența inversă (15,14,13,...) variația obținută corespunde variației funcției SIN pentru $90^\circ - 180^\circ$.

În mod similar, funcția COS va fi codificată în TAB.5.2.

TAB.5.2.

$N = a_3a_2a_1a_0$	Grade	$n \cdot \frac{Ti}{64}$	C_6	C_5	C_4	C_3	C_2	C_1	C_0
1	0°	0.Ti/64	1	1	1	1	1	1	1
2	6°	1.Ti/64	1	1	1	1	1	1	0
3	12°	2.Ti/64	1	1	1	1	1	0	0
4	18°	3.Ti/64	1	1	1	1	0	0	0
5	24°	4.Ti/64	1	1	1	0	1	0	0
6	30°	5.Ti/64	1	1	0	1	1	0	1
7	36°	6.Ti/64	1	1	0	0	1	1	0
8	42°	7.Ti/64	1	0	1	1	1	1	0
9	48°	8.Ti/64	1	0	1	0	1	0	0
10	54°	9.Ti/64	1	0	0	1	0	1	0
11	60°	10.Ti/64	0	1	1	1	1	1	1
12	66°	11.Ti/64	0	1	1	0	0	1	1
13	72°	12.Ti/64	0	1	0	0	1	1	1
14	78°	13.Ti/64	0	0	1	1	0	1	0
15	84°	14.Ti/64	0	0	0	1	1	0	1
16	90°	15.Ti/64	0	0	0	0	0	0	0

Observațiile referitoare la funcția SIN rămân valabile și în ceea ce privește codificarea funcției COS.

Pentru realizarea celor două blocuri numerice de codificare s-au folosit pentru fiecare câte 7 multiplexoare de 16 căi, care primesc la cele 4 intrări A,B,C,D secvențele numerice $a_3 a_2 a_1 a_0$, iar fiecare multiplexor implementează la ieșirile W_{Sn} , W_{Cn} ($n=0,1,2, \dots, 6$) conform tabelelor de codare TAB.5.1.,TAB.5.2..

Realizările celor două blocuri sunt prezentate în fig.5.13 și 5.14.

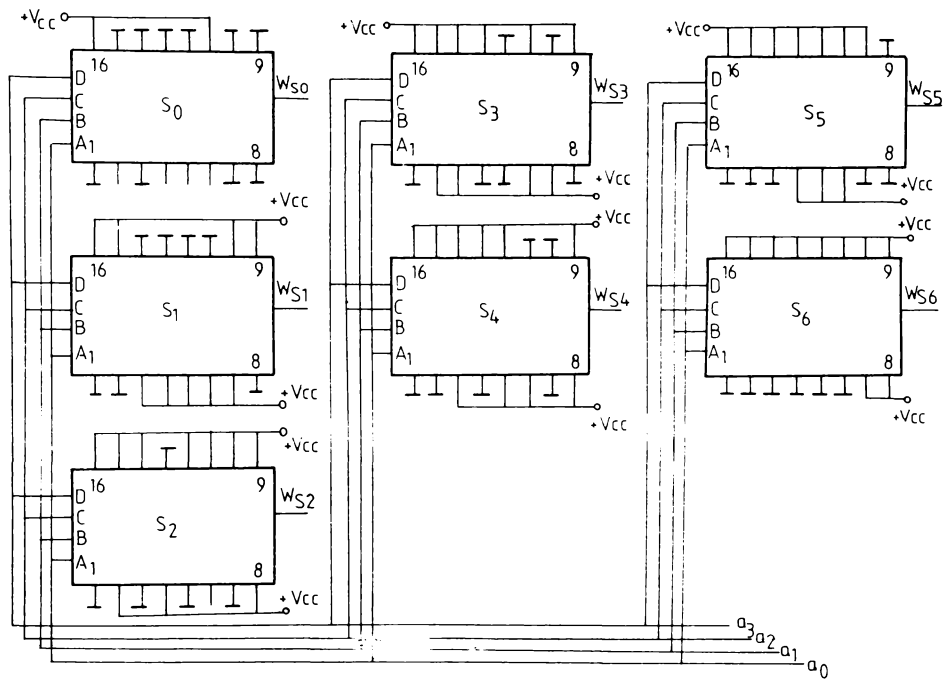


Fig.5.13. Blocul de codare pentru funcția SIN.

Ieșirile multiplexoarelor, W_{Sn} și W_{Cn} , combinate cu semnalele I.S. și I.C. (care codifică semnul funcțiilor armonice pe întreaga perioadă) nu sunt suficiente pentru comanda convertoarelor numeric-analogice. Pentru ca operația de detecție să fie corectă și, deci rezultatele echilibrării, este nevoie ca funcțiile generate să aibe variații strict simetrice față de zero. Din cauza acestei cerințe, circuitul DAC-06 este utilizat într-o schemă de conversie numeric-analogică, cu ieșirea în tensiune,

simetrică față de zero.

Schema de principiu a conectării convertorului DAC-08 pentru tensiune simetrică la ieșire se prezintă în fig.5.15.

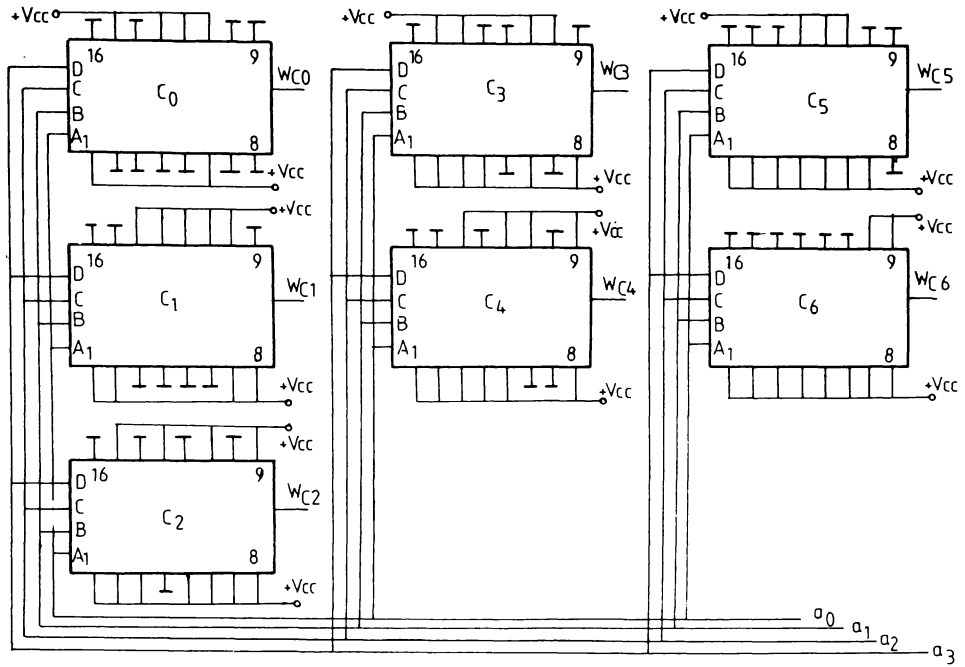


Fig.5.14. Blocul de codare pentru funcția COS.

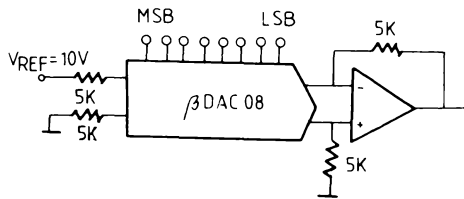


Fig.5.15. Schema de principiu a conectării lui DAC 08 pentru ieșire în tensiune, simetrică față de zero.

Modul de codare necesar funcționării în conversie D/A cu ieșirea în tensiune simetrică față de zero a circuitului DAC 08 este :

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$E_0(V)$
Capăt de scală pozitiv	1	1	1	1	1	1	1	1	+9,920
Capăt de scală pozitiv-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	+9,840
Scală zero pozitivă	1	0	0	0	0	0	0	0	+0,040
Scală zero negativă	0	1	1	1	1	1	1	1	-0,040
Capăt de scală negativ-LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-9,840
Capăt de scală negativ	0	0	0	0	0	0	0	0	-9,920

Din această cauză se impune un bloc de corectie al codării numerice pentru funcțiile SIN, COS, conform modelului simetric față de zero. Se utilizează semnalele I.S. și I.C. care conțin informația despre semnul funcțiilor armonice și care vor avea în acest caz un rol dublu :

- reprezintă bitul de semn necesar conversiei numeric-analogice cu ieșirea în tensiune simetrică față de zero:

- participă la realizarea codării în mod simetric, respectiv determină negarea semnalelor $S_6 S_5 S_4 S_3 S_2 S_1 S_0$ și $C_6 C_5 C_4 C_3 C_2 C_1 C_0$ atunci când IS, IC au valoarea 0 (corespunzătoare domeniilor cu valori negative pentru SIN, COS) și lăsând nemodificate semnalele pentru valoarea 1 (corespunzătoare domeniilor de valori pozitive).

Funcția de corectie f_C a codării se obține după următorul tabel de adevăr :

S_i (C_i)	INV. SIN (INV. COS)	f_C
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$$f_C = S_i \cdot I.S. + S_i \cdot I.S. \dots (5.27)$$

sau

$$f_C = C_i \cdot I.C. + C_i \cdot I.C.$$

O altă problemă în utilizarea convertorului DAC-08 în această aplicație este obținerea unei valori reduse pentru timpul de stabilire. În acest scop se recomandă amplificatoare operaționale din clasa OP-15/16/17 care se caracterizează prin :

- OP-17 - cel mai rapid
- OP-16 - cea mai mică derivă termică a tensiunii de offset
- OP-15 - consum minim de putere.

Schema electrică de conectare a circuitelor DAC-08 și OP-17 care au fost preferată pentru performanța sa dinamică, este prezentată în fig.5.16.

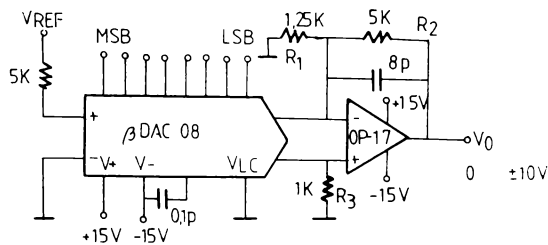


Fig.5.16. Conectarea circuitelor DAC-08 și OP-17.

Pentru schema prezentată în fig.5.16, performanțele obținute în funcție de amplificatorul operațional sunt prezentate în TAB.5.3.

TAB.5.3.

	OP-17	OP-16	OP-15
R_1	1,25 K	10 K	10 K
R_2	5 K	5 K	5 K
R_3	1 K	3,3 K	3,3 K
C_2	8 pF	40 pF	50 pF

Timp stabilire pt. $\pm 0,2\%$	450 nS	1100 nS	1350 nS
Timp pt. tranziția ieșirii	290 nS	300 nS	1170 nS
$1/2$ LSB = $0,2\%$	40 mV	40 mV	40 mV
Câștig cu buclă închisă	5	1,5	1,5
Eroare de offset			
clasa E (max)	2,5 mV	0,75 mV	0,75 mV
clasa F (max)	5,0 mV	1,5 mV	1,5 mV
clasa G (max)	15,0 mV	4,5 mV	4,5 mV
Curent alimentare (max)	7 mA	7 mA	4 mA

În ultima variantă proiectată s-a păstrat doar blocul de multiplicare al frecvenței din schema inițială, care reprezintă, așa cum s-a arătat anterior elementul esențial al metodei numerice. Impulsurile cu perioada T_i/k sunt preluate de un numărator îninel care realizează secvența de numărare 1,2,3 ... ,k,1,2,3. Ieșirile acestui bloc de numărare de tip RCD vor adresa două blocuri de memorie ROM (numite ROM-SIN și ROM-COS) cu organizarea minimală de k cuvinte de 8 biți. Fiecare cuvânt reprezintă codificarea binară în regim simetric față de zero a valorilor funcțiilor SIN, COS, la momentele temporale T_i/k , pentru întreaga perioadă T_i și considerînd și semnul funcțiilor armonice.

Schema de realizare se prezintă în fig.5.17.

În acest fel s-au eliminat dezavantajele variantelor anterioare, în esență, înlocuind o schemă combinatională realizată cu circuite tip porți cu o structură combinatională implementată prin circuite de memorie ROM. Schema ajunge la un număr redus de circuite și elimină orice reglare atât pe partea de punere în funcție cât și în etapa de utilizare. În același timp, utilizarea variantei cu memorii ROM, permite mărirea numărului de esenționale din care sunt construite funcțiile armonice și numărul de biți pe care sunt codate, în funcție de performanțele convertorului numeric-analogic folosit. Utilizînd convertoare pe 8 biți tip DAC-OS, numărul maxim de puncte din care se pot construi funcțiile armonice sunt :

$$N_{\max} = 2^7 = 128$$

Evident, bitul 8 este folosit ca bit de semn.

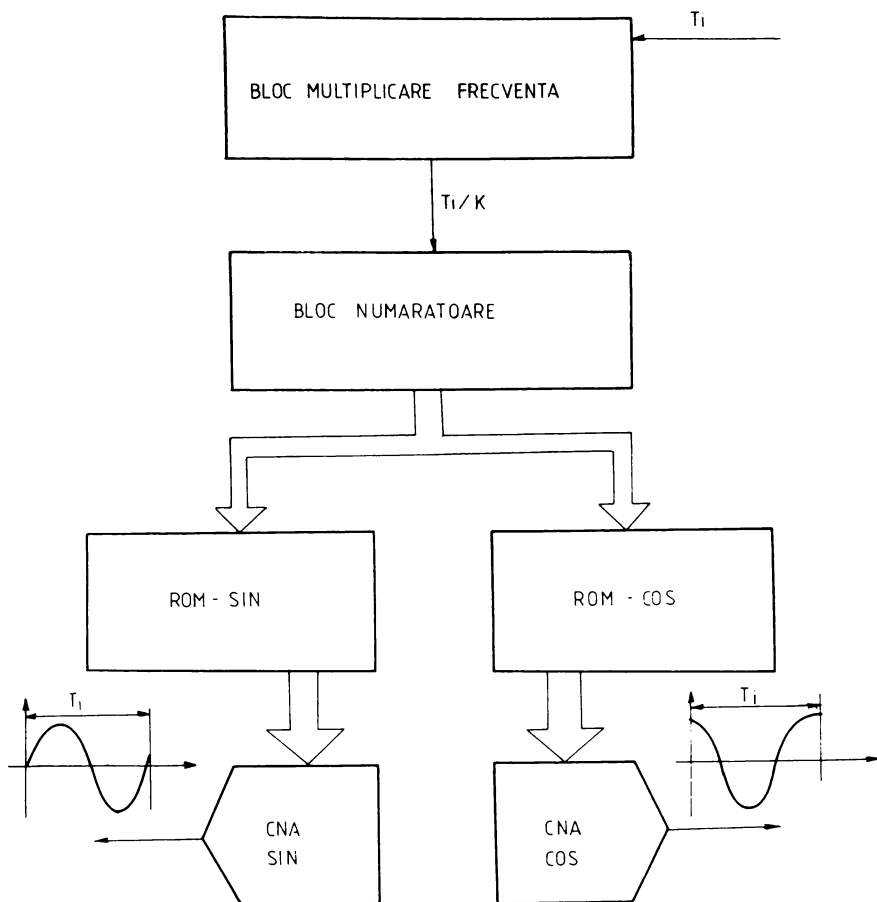


Fig.5.17. Schema variantei cu blocuri de memorie ROM.

Formind funcțiile armonice de 128 puncte pe o perioadă se obține o reprezentare de o acuratețe care satisface caracterul de echipament de măsură al MED și care nu se poate regăsi la soluțiile anterioare (de exemplu, aproximarea funcțiilor armonice prin funcții rampă introduce o eroare teoretică în măsurarea fazei de 96). Trecerea la convertoare superioare de 10,12, 14 biti se face foarte simplu, prin reprojectarea minimală a blocului de multiplicare a frecvenței (se schimbă factorul de divi-

zare k) prin reproiectarea corespunzătoare a numărătorului în
inel și prin rescrierea blocurilor ROM conform noului număr
de biți pe care are loc conversia. Dacă echipamentul este desti-
nat MED cu calculator numeric, partea de conversie analogică
nu mai este necesară, păstrându-se doar divizarea perioadei T_i
într-un număr ales de subintervale egale.

BIBLIOGRAFIE

1. Puzdugan G., Mihăilescu E., Radeş M. - "Măsurarea vibrațiilor", Ed. Academiei, 1979.
2. Darabont A., Iorga I., Vaiteanu D. - "Securi și vibrații. Aplicații în tehnică", Ed. Tehnică, 1988.
3. Darabont A., Iorga I., Ciodaru M. - "Măsurarea zgomotului și vibrațiilor", Ed. Tehnică, 1990.
4. Dinca F., Tedosin C. - "Nonlinear and Random Vibrations", Academic Press, 1973.
5. Moldovan M. - "Ergonomie", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1993.
6. Brock T. - "Mechanical Vibration and Shock Measurements" Brüel and Kjaer, 1980.
7. Nasar S.A. - "Hand book of Electric Machines", Mc.Graw-Hill Book Comp., 1987.
8. Dordea T. - "Mașini electrice", Ed. Didactică și Pedagogică București, 1977.
9. Novac I. ș.a. - "Mașini și acționări electrice", Ed. Didactică și Pedagogică București, 1982.
10. Novac I. - "Mașini și acționări electrice", Lito IFTVT vol. I, II, 1978.
11. Boldea T. - "Transformatoare și mașini electrice", Ed. Pil. și Pe. București, 1994.
12. Campanu A. - "Mașini electrice", Ed. Scribul Românesc, 1988.
13. Ostović V. - "Dynamics of Saturated Electric Machines", Springer-Verlag, 1980.
14. Tizab P.J. - "Noise and Vibration of Electrical Machines", Flacrier, New York, 1989.
15. Wright M.T., Gould D.S. - "The Influence of Unbalanced Magnetic Pull on the Critical Speed of Flexible Shaft Induction Machines", IEE Conf. Pub. 713, pg. 61-64, 1982.

16. Binns K.J., Dye M. - "Identification of Principal Factors Causing Unbalanced Magnetic Pull in Cage Induction Machines", Proc.IEE, vol.20, pg.349-354, 1973.
17. Völler R. - "Vibration Testing of Electric Motors for Machine Tools", Eng.Dig., vol.26, pg.95-107.
18. Belmans R., Witte J., Vandenput A. - "Theoretical and Experimental Analysis of the Natural Frequencies of Induction Motors", Proc.ICFM, 1987, pg.889-892.
19. Ellison A.J., Yang S.J. - "Natural Frequencies of stators of small electric Machines", Proc IEE, vol.128, 1981, pg.1-11-
20. Oberwell K. - "The Field Harmonic Theory of the Squirrel Cage Motor, Taking Multiple Armature Reaction into Account", Arb.Elektro., vol.49, 1966.
21. Binns K.J., Schmid E. - "Basic concepts involved in the Analysis of the Magnetic Field in Cage Induction Machines", Proc.IEE, vol.122, pg.169-175.
22. Ellison A.J., Yang S.J. - "Effects of rotor Eccentricity on Acoustic Noise from Induction Machines", Proc.IEE, vol.118, pg.174-184.
23. Heller P., Jockl A. - "Tangential Forces in Squirrel Cage Induction Motors", IEEE Pas-Trans., vol.88, pg.484-492.
24. Belman R., Verdyck B. - "Electromechanical Analysis of the Audible Noise of an Inverter Fed Squirrel - Cage Induction Motor", Proc.IFEE, I-AP, 1989, pg.232-237.
25. Patel HS, Hoft R.G. - "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Inverters", IEEE Trans I.A., vol.A-10.
26. Erdman P., Hudson R. - "A 7,5 KW Ultrasonic Inverter Motor Drive" IEEE IAS Conf. 1989.
27. Otero S., Devaney M. - "Minimization of Acoustic Noise in Variable Speed Induction Motors Using a Modified PWM Drive", IEEE Trans. IA, vol.30-1, 1994.
28. Vasiliev V.S., Kutko P.S. - Masini și dispozitive pentru echilibrare dinamică, Ed.Tehnică, 1961.
29. Radu T., Brebenel D. - "Mașini, dispozitive și metode de echilibrare statică și dinamică", Ed.Tehnică, 1967.
30. Federn K., - "Auswuchttechnik", Springer Verlag, 1977.
31. Teodorescu D. - "Mașina de echilibrat cu dublă compensare", Studii și Cercetări, Academia Română, 1977.

32. Teodorescu D. - "Masini electronice de echilibrat", AMC, vol.74,1981
33. Teodorescu D. - "Aparat de echilibrat rotoare", Brevet nr. 73444.
34. Teodorescu D. - "Masina electronica de echilibrat" Brevet nr..53800.
35. Teodorescu D. - "Filtru sincron pentru MFD",Brevet 87979.
36. Teodorescu D. - "Masina de echilibrat cu cinescop",Brevet nr.91455.
37. Teodorescu D. - "Dispozitiv de afisare si memorare a parametrilor la masinile de echilibrat",Brevet nr.91758.
38. Teodorescu D. - "Masina de echilibrat cu antrenare directa" Brevet 42019.
39. Teodorescu D. - "MFD cu cadru electric",Brev t 40700
40. Teodorescu D. - "Masina electronica de echilibrat rotoare foarte mica", Brevet 41300.
41. Karutaki K. - "Filtru pentru MFD", Brevet japonez cl. 11G 02, nr.51-4428.
42. Kiroasi S.,Araki M. - "Brevet japonez cl.74 1 02, nr.51-47915.
43. Jackson R. - "System and Method for Indicating Angular Location of Speed Balancing Weights",Brevet SUA cl.73-462,nr.4007412.
44. Malden AC, Curchoff D. - "Dynamic Balancing Machine",Brevet SUA cl.73-462,nr.301812.
45. Sakuraba H. - "Method and Apparatus for Detecting Angular Position and Amount of Dynamic Unbalance of Rotating Body",Brevet SUA cl.73-462 nr.3720110.
46. Pasuo I.,Tanaka K. - "Method and Apparatus for Indicating the Unbalanced Condition of a Rotation Body", Brevet japonez cl.6 1 N,nr.1451964.
47. Woolley R.P. - "Assembly for Measuring the Magnitude of Unbalance", Brevet SUA cl.73-462,nr.3724279.
48. Hollinghausen P. - "Einstellvorrichtung für eine Kraftmessende Auswuchtmaschine", Brevet FRG,cl.12K13, nr.1573846.
49. Stuart R.P. - "Introducere în analiza Fourier cu aplicatii în tehnică",Ed.Tehnică,Buc.,1971.

50. Radix J.C. - "Introduction au filtrage numérique", Eyrolles, Paris, 1976.
51. Kuo C.B. - "Sisteme automate cu eşantionare", Ed. Tehnică, 1967.
52. Gârlaşu S. - "Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice", Ed. Scrisul Românesc, 1978.
53. Jayant N.S. - "Digital Coding of Wave Forms", Prentice Hall, 1984.
54. Kunt M., Boite R. - "Traitement de la parole", Press Polytechniques, Roumades, 1987.
55. * * * - Catalog "ADVANTECH", 1994.
56. * * * - Catalog "NATIONAL INSTRUMENTS", 1994.
57. Papoulis A. - "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", Mac Graw-Hill, 1965.
58. Korn C.A. - "Singulara și Recurența proceselor aleatoare", Ed. Tehnică, 1976.
59. Max J. - "Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques", Masson, 1970.
60. Argeșeanu A., Teodorescu D. - "Mașină de echilibrat cu calculator numeric", Brevet nr. 94622.
61. Părbat B. - "Programarea în timp real", ICI-CPI, Buc., 1984.
62. Davidoviciu, Părbat - "Limbașele de programare pentru sisteme în timp real", Ed. Tehnică, 1986.
63. Harte F., Jackson K. - "The Achievement of Well-Structured Software in Real Time Applications", Mascot Supp. London, 1980.
64. Argeșeanu A., Teodorescu D. - "Dispozitiv de rejecție a perturbațiilor la echilibrarea dinamică", Brevet nr. 102697.
65. Argeșeanu A., Teodorescu D. - "Circuit de prelucrare a semnalelor pentru mașini de echilibrat", Brevet nr. 98479.
66. Argeșeanu A., Teodorescu D. - "Integrator pentru mașinile de echilibrat", Brevet nr. 97650.
67. Argeșeanu A., Teodorescu D. - "Filtru activ pentru mașini de echilibrat și procedeu de calibrare", Brevet nr. 97651.
68. Argeșeanu A. - "O nouă structură de MPD cu performanțe economice ridicate", COMEP - 1992.
69. Brodie L. - "Thinking FORTH", Prentice Hall Inc., 1984.

70. Berindeanu R. - " aMIC - FORTH - Manual utilizare"
71. Berindeanu R., Matekorits A. - "FORTH - Concept informatic si limbaj de programare", Ed. Pacla, 1991.
72. * * * - FORTH - 93, Manual.
73. John W.M. - "Statistical Design and Analysis of Experiments", Macmillan Com. NY. 1971.
74. Zacks S. - "The Theory of Statistical Inference", John Wiley and Sons, Inc. 1971.
75. Lieberman I., Gerald J. - "Engineering Statistics", vol. I, II, Prentice Hall, Inc., 1972.
76. Muntean I. - "Sinteza automatelor finite", Ed. Tehnică, 1977.
77. Maican S. - "Sisteme numerice cu circuite integrate", Ed. Tehnică, 1980.
78. * * * - "Circuite integrate liniare. Manual de utilizare", vol. I-IV.
79. * * * - "Microelectronica - Data Book".
80. * * * - IPRS "Catalog circuite integrate".
81. Muresan T. s.a. - "Circuite integrate digitale", Ed. Didactică si Pedagogică, 1983.