

UNIVERSITATEA TEHNICĂ DIN TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

ing. Adrian Stoian

CONTRIBUȚII LA MĂSURAREA DEZECHILIBRULUI ROTOARELOR RIGIDE,
CU APLICAȚII LA ECHILIBRAREA GIROMOTOARELOR.

Teză de doctorat

Conducător științific,
Prof.dr.ing. Eugen Pop

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

1992

C U P R I N S

INTRODUCERE

| | | |
|--------|---|----|
| CAP. 1 | ECHILIBRAREA DINAMICA A ROTOARELOR RIGIDE. PROBLEME FUNDAMENTALE | |
| 1.1 | Introducere | 4 |
| 1.2 | Dezechilibrul rotoarelor rigide | 4 |
| 1.3 | Echilibrarea rotoarelor rigide | 7 |
| 1.4 | Mașini de echilibrat | 11 |
| 1.5 | Eficiența procesului de echilibrare | 13 |
| 1.6 | Clase de echilibrare | 14 |
| CAP. 2 | PARTICULARITĂȚI SPECIFICE ECHILIBRĂRII GIROMOTOARELOR ELECTRICE | |
| 2.1 | Factori care ridică dificultatea echilibrării giromotoarelor electrice | 16 |
| 2.1.1 | Cerințele clasei G 0,4 | 16 |
| 2.1.2 | Masa și dimensiunile rotorului. Turația de lucru | 17 |
| 2.1.3 | Corecția dezechilibrului | 18 |
| 2.2 | Sistemul mecanic al reazemelor mobile | 19 |
| 2.3 | Separarea planelor de echilibrare | 22 |
| 2.4 | Etalonarea mașinii de echilibrat. Giromotoare etalon | 23 |
| CAP. 3 | APARATE PENTRU MASURAREA DEZECHILIBRULUI ROTOARELOR RIGIDE | |
| 3.1 | Introducere | 27 |
| 3.2 | Clasificarea aparatelor pentru măsurarea vectorilor de dezechilibrare | 28 |
| 3.3 | Exemple tipice de aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide | 29 |
| 3.4 | Noi soluții propuse de autor | 40 |
| CAP. 4 | FILTRAREA SEMNALELOR DE LA TRADUCTOARELE DE VIBRAȚII | |
| 4.1 | Introducere | 50 |
| 4.2 | Filtrul trece-bandă acordabil | 50 |
| 4.2.1 | Erori introduse de filtrul trece-bandă | 51 |
| 4.2.2 | Filtru trece-bandă cu frecvența centrală și factorul de calitate comandate numeric | 53 |
| 4.3 | Filtrul trece-bandă cu frecvențe fixe, comutabile | 60 |
| 4.4 | Filtrul sincron | 63 |

| | | |
|--------|---|-----|
| CAP. 5 | MULTIPLICATOARE DE FRECVENȚĂ | |
| 5.1 | Introducere | 82 |
| 5.2 | Multiplicator de frecvență analogic | 83 |
| 5.3 | Multiplicator de frecvență numeric | 85 |
| 5.4 | Erori introduse de multiplicatorul de frecvență | 89 |
| 5.5 | Concluzii | 96 |
| 5.6 | Multiplicator de frecvență bazat pe reglarea turăției | 96 |
| CAP. 6 | MĂSURAREA AMPLITUDINII ȘI FAZEI COMPONENTEI FUNDAMENTALE A SEMNALELOR DE LA TRADUCTOARELE DE VIBRAȚII | |
| 6.1 | Introducere | 104 |
| 6.2 | Metode de măsurare a amplitudinii și fazei | 105 |
| 6.3 | Măsurarea amplitudinii și fazei cu filtru trece-bandă, detector sensibil la fază și convertor analog-numeric cu dublă integrare | 107 |
| 6.3.1 | Principiul de funcționare | 107 |
| 6.3.2 | Erori de măsurare | 111 |
| 6.4 | Măsurarea amplitudinii și fazei utilizând convertor numeric-analogic multiplicator, filtru trece-jos și convertor analog-numeric cu dublă integrare | 120 |
| 6.4.1 | Principiul metodei | 120 |
| 6.4.2 | Erori de măsurare | 122 |
| CAP. 7 | REZULTATE EXPERIMENTALE | |
| 7.1 | Introducere | 132 |
| 7.2 | Sistemul mecanic de rezemare | 132 |
| 7.3 | Rezultate experimentale referitoare la soluția A | 134 |
| 7.4 | Rezultate experimentale referitoare la soluția B | 139 |
| 7.5 | Rezultate experimentale referitoare la soluția C | 141 |
| CAP. 8 | CONCLUZII | 144 |
| | BIBLIOGRAFIE | 152 |

INTRODUCERE

Echilibrarea rotoarelor rigide, reprezintă un domeniu vast și în același timp extrem de important în cadrul condițiilor pentru progres tehnologic. Prin echilibrare se asigură un nivel scăzut de vibrații, creșterea fiabilității sistemelor mecanice, performanțe ridicate, echilibrarea fiind deci o operație strict necesară în cadrul procesului de fabricație a majorității ansamblurilor mecanice.

Deoarece afirmația "nu există sisteme mecanice fără corpuri în mișcare de rotație" este în majoritatea cazurilor adevărată, rezultă clar importanța deosebită a asigurării echipamentelor pentru echilibrarea rotoarelor în cadrul industriei naționale. Există o diversitate covârșitoare de situații privind echilibrarea rotoarelor rigide în funcție de tipo-dimensiunile, masa, turația, dezechilibrul rezidual admis pentru rotorul de echilibrat, cerințele privind fiabilitatea, securitatea și/sau precizia instalației în care acesta se montează, în corelație cu eforturile economice reclamate pentru operația de echilibrare.

În România, problema echilibrării rotoarelor rigide a fost puțin studiată. Nu există nici o carte editată în ultimul deceniu care să abordeze acest subiect. Realizările în domeniul echilibrării rotoarelor rigide sînt izolate și se reduc la echilibrării în clase de echilibrare inferioare clasei G1.

Teza de doctorat conține studiul metodelor de măsurare a dezechilibrului rotoarelor rigide cu scopul realizării unor echipamente de echilibrare capabile să satisfacă cerințele celei mai severe clase de echilibrare G04. Pe această bază se abordează problema echilibrării giromotoarelor electrice, problemă care reprezintă obiectivul acestei lucrări. Aceasta cuprinde o introducere, 8 capitole și o listă bibliografică.

Capitolul 1 cuprinde prezentarea problemelor fundamentale legate de echilibrarea rotoarelor rigide.

În capitolul 2 sînt rezumate principalele condiții specifice echilibrării giromotoarelor electrice.

În capitolul 3 se prezintă soluții existente precum și noi soluții propuse de autor pentru structuri de aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide.

Capitolul 4 conține analiza soluțiilor cunoscute pentru filtrarea sem-

nalelor de dezechilibru și soluții propuse de autor.

În capitolul 5 sînt prezentate multiplicatoare de frecvență utilizate în aparatele pentru măsurarea dezechilibrului.

Capitolul 6 cuprinde analiza metodelor propuse pentru măsurarea amplitudinii și fazei semnalelor de dezechilibru.

În capitolul 7 sînt prezentate rezultatele experimentale, obținute cu cele trei structuri originale de aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor, imaginate de autor și realizate în cadrul unor contracte de cercetare. Se confirmă valabilitatea ipotezelor și analizelor expuse de autor în capitolele precedente.

Capitolul 8 cuprinde concluziile și sublinierea contribuțiilor autorului .

_____ * * * _____

Teza de doctorat a fost elaborată sub îndrumarea competentă, generoasă și stimulantă a conducătorului științific, domnul prof. dr. ing. Eugen Pop. Autorul își exprimă întraga sa grațitudine și recunoștință pentru exemplara relație magister-discipol creată de domnia sa, pentru discuțiile fructuoase care au generat majoritatea ideilor originale cuprinse în teză și de asemenea pentru acțiunea sa modelatoare, determinantă în formarea profesională și morală a autorului.

CAP. 1 ECHILIBRAREA DINAMICA A ROTOARELOR RIGIDE.
PROBLEME FUNDAMENTALE

1.1 Introducere

Echilibrarea rotoarelor reprezintă o operație de importanță deosebită în realizarea sistemelor mecanice complexe, în special în cazurile când cerințele privind turatia de lucru și/sau fiabilitatea sînt ridicate.

Operația de echilibrare dinamică a rotoarelor este necesară pentru a preveni defectarea datorată oboselii materialului, încărcarea cu sarcini suplimentare a lagărelor, existența și transmisia unor vibrații de nivel excesiv de ridicat în sistemele mecanice care conțin corpuri ce se roteasc.

În cazul particular al aparatelor giroscopice, echilibrarea trebuie privită ca o condiție necesară pentru asigurarea preciziei acestui tip de aparate.

1.2 Dezechilibrul rotoarelor rigide

Cazul cel mai simplu ce poate fi considerat [1] pentru ilustrarea dezechilibrului, este cel al unui rotor (fig. 1.1.a) în formă de disc de masă M [Kg], omogen, avînd ca axă de rotație axa ce trece prin centrul discului, perpendiculară pe planul acestuia.

Dacă o masă m [g], ($m < M$) se fixează la distanța r [mm] față de axa de rotație, discul devine "dezechilibrat" sau prezintă un dezechilibru. Acest tip de dezechilibru poate fi detectat prin așezarea axului discului pe reazeme prismatice (cuțite) și determinarea "locului greu". Din acest motiv acest tip de dezechilibru este numit dezechilibru static sau într-un singur plan (fig. 1.1.a).

Cînd discul este rotit în jurul axei sale cu viteza unghiulară w [rad/s], masa de dezechilibru m determină apariția unei forțe centrifuge F :

$$F = mrw^2 \quad (1.1)$$

Această forță este egală cu forța care ar apărea în cazul unei deplasări e [μ m] a centrului de masă al discului față de axa de rotație:

$$F = Mew^2 \quad (1.2)$$

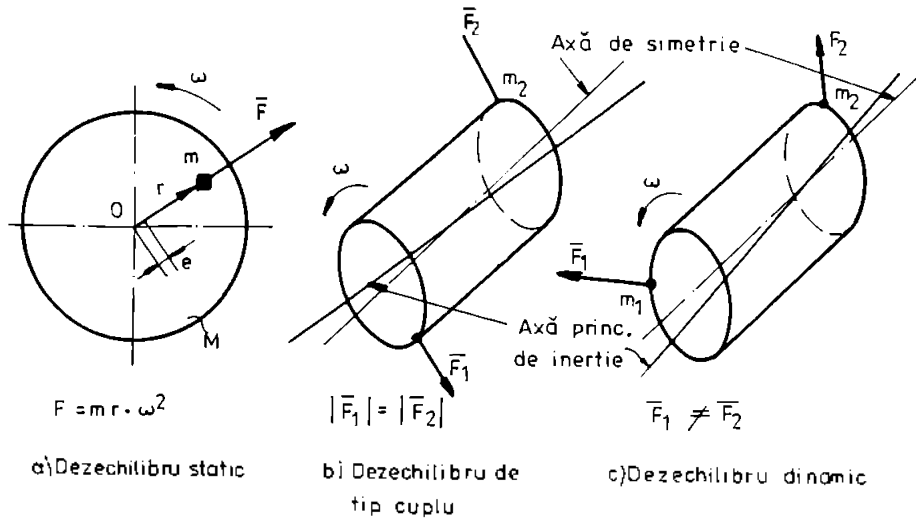


Fig. 1.1 Definierea tipurilor de dezechilibru pentru rotoare rigide

Dezechilibrul discului sau rotorului, se exprimă prin mărimea u [μm], unde:

$$u = mr \quad (1.3)$$

Este posibil să se elimine mărimea F între relațiile (1.1) și (1.3), rezultând că mărimea e poate defini dezechilibrul rotorului considerat:

$$e = \frac{mr}{M} \quad [\mu\text{m}] \quad (1.4)$$

Exprimarea dezechilibrului sub forma (1.4) este deosebit de utilă în practică deoarece depinde doar de masa relativă de dezechilibru m/M și deci pot fi comparate dezechilibrele unor rotoare de gabarite diferite.

Din relația (1.1) rezultă câteva concluzii importante. Efectele dezechilibrului sînt:

- sincrone cu frecvența de rotație a rotorului
- radiale ca direcție de acțiune
- mărimi vectoriale caracterizate prin direcție și mărime
- rezultatul necoincidenței dintre axa de simetrie geometrică și axa de simetrie a masei (axa principală de inerție)

Dezechilibrul este cea mai frecventă cauză a vibrațiilor în sistemele mecanice care conțin corpuri în mișcare de rotație. În principiu procedura de echilibrare a unui rotor înseamnă modificarea distribuției de masă a rotorului astfel încît axa sa de simetrie geometrică și axa principală de inerție să coincidă sau să fie cît mai apropiate. De fapt se urmărește minimizarea expresiei:

$$F = \sum_{i=1}^n m_i r_i \omega^2 \quad (1.5)$$

unde m_i sînt masele de dezechilibru plasate la distanțele r_i față de axa de rotație.

Multe rotoare întilnite în practică pot fi considerate ca avînd masa concentrată într-un singur plan, dar majoritatea au masa distribuită de-a lungul axei de rotație. Acest fapt dă naștere unui al doilea tip de dezechilibru. În cazul rotorului cilindric din fig. 1.1.b, două mase dezechilibrante egale sînt plasate simetric față de centrul de masă, dar poziționate la 180° una față de cealaltă.

Acest rotor este static echilibrat pentru că, așezat pe reazeme prismatice va rămîne în echilibru în orice poziție. Rezultă că acest fel de dezechilibru nu poate fi detectat static ci doar prin rotirea rotorului, cînd datorită celor două mase de dezechilibru apar două forțe centrifuge F_1 și F_2 , egale în modul dar opuse ca sens formînd un cuplu de forțe. Acest tip de dezechilibru se numește dezechilibru de tip cuplu [56].

Dacă rotorul din fig. 1.1.b este rotit în jurul axei geometrice atunci axa principală de inerție va genera o suprafață conică cu vîrf în centrul de masă al cilindrului. Acest punct se numește centru de oscilație. Pentru înlăturarea dezechilibrului de tip cuplu este necesar să se realizeze corecții de masă în două plane diferite, perpendiculare pe axa de rotație. Aceste plane se numesc plane de corecție.

În cazul general (cel mai des întilnit în practică) un rotor prezintă atît dezechilibru static cît și dezechilibru de tip cuplu rezultînd un dezechilibru dinamic (fig. 1.1.c). Și în acest caz, axa principală de inerție descrie o suprafață conică atunci cînd rotorul se rotește în jurul axei geometrice. Vîrfurile acestei suprafețe nu se mai află în centrul de masă ci undeva pe axa de rotație, între cele două reazeme sau în afara lor. În cazul cînd în cele două plane există două mase dezechilibrante egale, plasate pe aceeași generatoare a cilindrului, centrul de oscilație va fi aruncat la infinit, axa principală de inerție descriind o suprafață cilindrică. Acest caz corespunde

dezechilibrului pur static pentru un rotor cu două plane de echilibrare. În continuare se va utiliza termenul de dezechilibru pentru a desemna dezechilibrul dinamic.

1.3 Echilibrarea rotoarelor rigide

Prin echilibrarea unui rotor se înțelege totalitatea operațiilor necesare pentru micșorarea expresiei din relația (1.5) sub o anumită valoare prestabilită. În acest scop sînt necesare în esență două operații [4]:

- a) măsurarea dezechilibrului care constă în determinarea mărimii și poziției celor două mase de dezechilibru considerate în două plane plane de corecție impuse de proiectantul rotorului;
- b) corecția dezechilibrului, care constă în îndepărtarea la pozițiile determinate a unor mase egale cu cele rezultate din operația a) sau adăugarea unor mase egale cu cele de dezechilibru la poziții diametral opuse față de cele determinate în cadrul operației a). Lucrarea de față se referă cu precădere la măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide.

Măsurarea dezechilibrului rotoarelor se poate realiza în principiu prin rotirea acestora și determinarea forțelor centrifuge datorate maselor de dezechilibru. Această operație necesită utilizarea unui sistem mecanic de rezemare și antrenare special realizat pentru echilibrare, în cadrul unei așa numite [1], [2], [4], "mașini de echilibrat" sau rotind rotorul în sistemul mecanic propriu de susținere, în cazul echilibrării "in situ" [45], [57]. Indiferent de varianta adoptată, rotorul împreună cu lagărele, sistemul mecanic de susținere și antrenare și traductoarele de măsurare pentru determinarea dezechilibrului, formează un sistem mecanic avînd o funcție de transfer care trebuie cunoscută pentru a putea măsura dezechilibrul.

În cazul unui rotor sub formă de disc ansamblul format din rotor-reazeme-batiu poate fi modelat [57] ca un sistem cu un singur grad de libertate (exceptînd rotația în jurul axei sale). Ecuația diferențială a mișcării este:

$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = mr\omega^2 \sin \omega t \quad (1.6)$$

Dacă deplasarea x a lagărelor este sinusoidală, rezultă:

$$x = x_0 \sin(\omega t + \phi) \quad (1.7)$$

$$x_0 = \frac{1}{M} \frac{mrq^2}{\sqrt{(1-q^2)^2 + 4D \cdot q^2}} \quad (1.8)$$

în care s-au notat:

M masa rotorului; m masa de dezechilibru

$q = \omega/\omega_0$ viteza unghiulară de rotație relativă, la pulsația de rezonanță a sistemului rotor-reazeme $\omega_0^2 = k/M$

k constanta elastică a suspensiei

c coeficientul de amortizare al suspensiei; $D = c/2\sqrt{kM}$

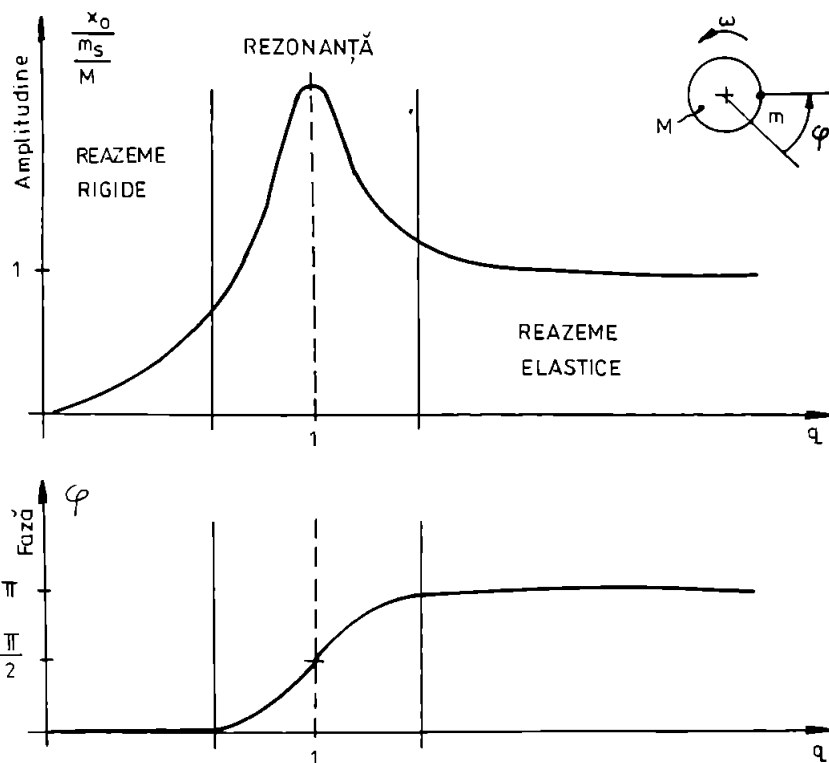


Fig. 1.2 Variația amplitudinii x_0 și fazei φ în funcție de frecvența relativă de rotație q .

Există mai multe regiuni de interes, dependente de valoarea frecvenței relative de rotație (fig. 1.2). În cazul cînd $\omega < \omega_0$ forțele cauzate de dezechilibrul rotorului sînt echilibrate de forțele elastice dezvoltate de reazeme (reazeme rigide). Acest tip de reazeme sînt recomandate în cazul echilibrării rotoarelor de dimensiuni mari avînd mase de valori ridicate. În acest caz, de obicei, se utilizează traductoare de forță.

În jurul pulsației de rezonanță ω_0 amplitudinea deplasării lagărelor crește foarte mult (teoretic la infinit), defazajul avînd o variație foarte rapidă de la 0 la 180° .

Echilibrarea în jurul pulsației de rezonanță nu este recomandabilă [1]

deorece variații extrem de mici ale parametrilor sistemului mecanic conduc, la modificări foarte mari ale răspunsului acestuia, afectând etalonarea mașinii de echilibrat. De asemenea, variația foarte rapidă a defazajului introdus de sistemul de rezemare produce erori de fază deosebit de mari. Din aceste motive lucrul la rezonanță este actualmente total abandonat, sensibilitatea ridicată (singurul avantaj care explică utilizarea regimului de rezonanță la primele mașini de echilibrat) fiind obținută pe seama utilizării unor traductoare de măsurare și a unor blocuri electronice de prelucrare analogică a semnalelor, cu performanțe ridicate.

Dacă viteza unghiulară de rotație este mult mai mare decât cea de rezonanță $w \gg w_0$, forțele datorate dezechilibrului au ca reacțiuni forțele de inerție ale rotorului însuși, așa cum rezultă din relația (1.2). În acest caz forțele elastice dezvoltate de către reazeme sînt practic neglijabile (reazeme elastice) iar traductoarele de măsurare utilizate sînt de regulă traductoare de viteză.

Sensibilitatea în acest regim de lucru este ridicată și de aceea se utilizează în cazul rotoarelor de dimensiuni și mase reduse, lucrînd la turații mari. Se remarcă constanța sensibilității și a defazajului într-un domeniu larg de frecvențe de lucru, permițînd obținerea unor performanțe ridicate pentru procesul de echilibrare.

Pentru un rotor a cărui axă se poate mișca într-un singur plan, avînd două grade de libertate (exceptînd rotația în jurul axe sale) ca cel prezentat în fig. 1.3, geometria și momentele de inerție ale rotorului devin importante.

În acest caz existența unei mase de dezechilibru într-un plan va excita vibrații [57] în ambele sisteme de suspensie în funcție de localizarea dezechilibrului, de momentele de inerție ale rotorului și de caracteristicile sistemului mecanic de suspensie:

$$x_1 = b_{11} \cdot m_1 + b_{12} \cdot m_2 \quad (1.9.a)$$

$$x_2 = b_{21} \cdot m_1 + b_{22} \cdot m_2 \quad (1.9.b)$$

Această interacțiune se numește efect de infuență între planele de echilibrare și are ca rezultat dependența deplasării x_1 (x_2) a lagărului stîng (drept) al rotorului, de masa de dezechilibru m_1 (m_2) din planul stîng (drept) cît și de masa de dezechilibru m_2 (m_1) din planul drept (stîng). În general această dependență poate fi considerată -cu suficient de bună concordanță cu rezultatele practice- liniară. În această ipoteză, mărimile fazoriale x_1 și x_2 satisfac relațiile (1.9) unde coeficienții b_{11} , b_{12} , b_{21} , b_{22} se numesc coefi-

cienți de influență și sînt considerați la o valoare dată a frecvenței de rotație.

Acești coeficienți sînt mărimi complexe caracterizate prin mărime (modul) și fază (argument) modelînd funcția de transfer a sistemului mecanic. Este evident că și mărimile x_1 , x_2 , m_1 și m_2 sînt de asemenea complexe, cele două mase de dezechilibru fiind caracterizate prin mărime și fază. Acesta din urmă determină poziția unghiulară pe circumferința rotorului față de un reper fix ales arbitrar. Datorită caracterului vectorial, cele două mărimi m_1 și m_2 se numesc vectori de dezechilibru.

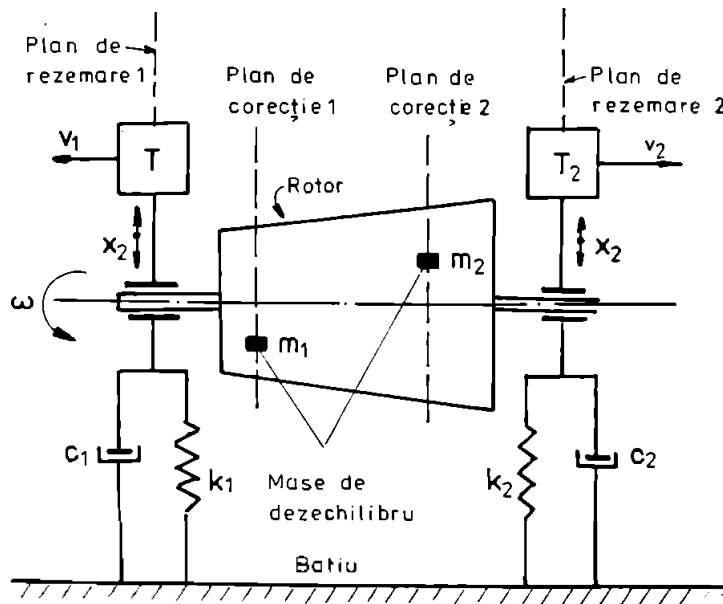


Fig. 1.3 Structura unui sistem de suspensie cu două grade de libertate

Din relația (1.9) rezultă deosebirea dintre echilibrarea care utilizează o mașină de echilibrat și echilibrarea "in situ":

- în primul caz coeficienții de influență sînt cunoscuți sau din proiectarea sistemului mecanic de susținere sau printr-o operație de etalonare prealabilă;
- în cazul echilibrării "in situ", determinarea coeficienților de influență face parte integrantă din procesul de echilibrare.

Echilibrarea "in situ" se adoptă în cazul rotoarelor de dimensiuni mari sau pentru unicate și rotoare de construcție specială, cînd nu se justifică realizarea sau achiziționarea unei mașini de echilibrat. În aceste cazuri

echilibrarea este laborioasă, necesită mai multe aparate de măsurare de uz general care să asigure realizarea unui sistem de determinare a coeficienților de influență și a vectorilor de dezechilibru și trebuie realizată de personal cu calificare deosebită. Are avantajul că echilibrarea se realizează cu rotorul montat în sistemul mecanic în care acesta funcționează în mod normal.

Echilibrarea pe mașini de echilibrat de utilizează în cazul rotoarelor produse în serie, asigură o productivitate ridicată și nu necesită personal cu calificare deosebită, putând fi automatizată. De asemenea structura mașinii de echilibrat poate fi adaptată la specificul clasei de rotoare pentru care este destinată, rezultând o optimizare a acesteia.

1.4 Mașini de echilibrat

O mașina de echilibrat constă [1],[2],[3],[4],[57], într-o (fig. 1.4) parte mecanică și un aparat pentru măsurarea dezechilibrului. Partea mecanică cuprinde sistemul mecanic de susținere, sistemul de antrenare SA, transductoarele de măsurare T_1 , T_2 și traductorul pentru semnalul de referință de fază T_0 . Sistemul mecanic de susținere are rolul de a asigura susținerea rotorului conferindu-i un anumit număr de grade de libertate, asigurând funcționarea sistemului de susținere ca reazeme rigide sau elastice.

Pentru sistemele mecanice de susținere cu mai multe grade de libertate rezultă mai multe frecvențe de rezonanță. Frecvențele de rezonanță ale sistemului trebuie să fie în afara domeniului frecvențelor de lucru, pentru toată gama de rotoare prevăzute a se echilibra.

Se urmărește ca în domeniul frecvențelor de lucru, coeficienții de inter-influență b_{12} și b_{21} să fie cât mai reduși (ideal nuli) față de cei de auto-influență b_{11} și b_{22} și de asemenea toți cei patru coeficienți să aibe o variație cât mai redusă în raport cu frecvența în acest domeniu. Se prevăd dispozitive de fixare a rotorului de echilibrat și posibilitatea reglării distanței între reazeme pentru adaptarea la mai multe dimensiuni de rotoare.

Sistemul de antrenare asigură menținerea rotorului de echilibrat la turația de lucru cu fluctuații cât mai scăzute. Există o largă diversitate de soluții: un ax de antrenare cuplat cu rotorul de echilibrat printr-un cuplaj cardanic sau alt tip de cuplaj, antrenare prin curea, antrenare cu jet de aer comprimat sau antrenare electrică proprie (ca de exemplu în cazul giromotoarelor electrice). Cu excepția antrenării electrice proprii celelalte sisteme de antrenare introduc erori datorate unor imperfecțiuni mecanice (nealiniera perfectă între axul de antrenare și axul rotorului de echilibrat) care conduc la apariția unor forțe ce se comportă ca și cele generate de dezechilibru. Se impune ca aceste erori să fie sub anumite limite admisibile.

În majoritatea cazurilor sistemul mecanic de susținere este astfel conceput încât să asigure mișcarea lagărelor sub acțiunea proiecțiilor forțelor

centrifuge generate de dezechilibrul rotorului de echilibrat, într-un plan care conține axa de rotație a acestuia, de obicei planul orizontal. Rezultă că cele două lagăre se vor mișca în plan orizontal pe două direcții perpendiculare pe axa de rotație sub acțiunea proiecțiilor forțelor centrifuge pe aceste direcții. Pentru determinarea forțelor datorate dezechilibrului este deci suficient să se măsoare vibrațiile lagărelor pe direcțiile considerate. În acest scop se utilizează traductoare de măsurare.

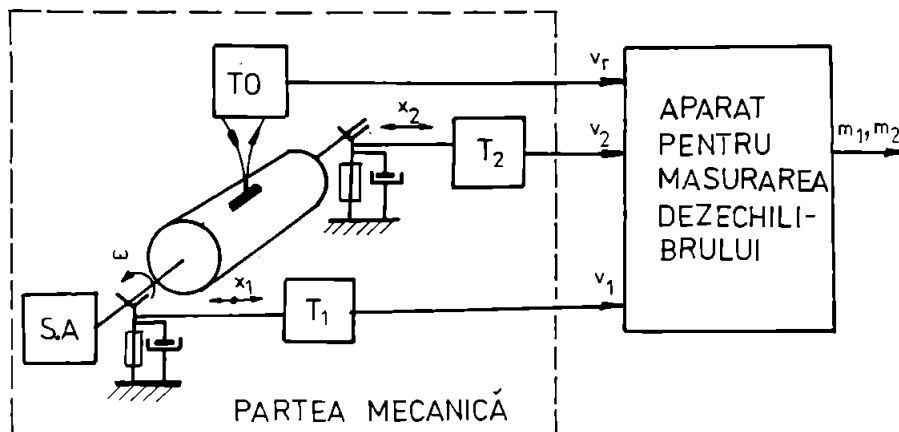


Fig. 1.4 Structura unei mașini de echilibrat

În cazul lucrului la frecvențe sub frecvențele de rezonanță (reazeme rigide) se utilizează traductoare de forță care furnizează direct semnale electrice proporționale cu forțele care acționează asupra lagărelor. Dacă se lucrează în regim de lagăre elastice, forțele puse în joc sînt reduse și de aceea se folosesc traductoare de viteză, de deplasare sau mai rar de accelerație. Cele mai utilizate sînt traductoarele de viteză care asigură sensibilități suficient de ridicate în domeniul de frecvență 80÷1000 Hz și o impedanță mecanică redusă.

Dacă se notează cu k_1 și k_2 factorii de transfer ai celor două traductoare, respectiv cu v_1 și v_2 semnalele electrice de la ieșirile acestora, din relațiile (1.9) rezultă:

$$v_1 = k_1(b_{11}m_1 + b_{12}m_2) \quad (1.10.a)$$

$$v_2 = k_2(b_{21}m_1 + b_{22}m_2) \quad (1.10.b)$$

Mărimile $a_{11}=k_1b_{11}$, $a_{12}=k_1b_{12}$, $a_{21}=k_2b_{21}$ și $a_{22}=k_2b_{22}$ sînt coeficienții de

influență globali corespunzători întregului sistem rotor-reazeme-traductoare și au avantajul că includ și factorii de transfer ai celor două traductoare.

Determinarea argumentelor mărimilor fazoriale v_1 și v_2 implică existența unui semnal de referință de fază v_r în strictă corelație cu un reper fix marcat pe rotorul de echilibrat. Pentru generarea acestui semnal se utilizează în principiu două soluții: 1) un generator electric avînd rotorul cuplat solidar cu rotorul de echilibrat și care de regulă furnizează două semnale sinusoidale în cuadratură; 2) un traductor optic sau magnetic ce sesizează un reper fix de pe rotor. Prima soluție poate fi aplicată numai în cazul rotoarelor antrenate printr-un ax de antrenare și prezintă dezavantajul introducerii unui dezechilibru suplimentar. Din aceste motive a doua soluție, ce elimină total cuplajul mecanic cu rotorul de echilibrat, este mai larg răspîndită, fiind în unele cazuri (de exemplu giromotoare electrice) singura aplicabilă.

1.5 Eficiența procesului de echilibrare

Procesul de echilibrare al unui rotor reprezintă totalitatea operațiilor necesare pentru scăderea dezechilibrului acestuia sub limita prescrisă de proiectant și este constituit din mai multe cicluri de echilibrare. Un ciclu de echilibrare cuprinde totalitatea operațiilor necesare pentru măsurarea dezechilibrului rotorului și corecției acestuia prin adăugarea (îndepărtarea) maselor de corecție.

Considerînd dezechilibrul exprimat sub forma dată de relația (1.4), notînd cu e_{p+1} dezechilibrul rotorului de echilibrat la sfîrșitul celui de al p -lea ciclu de echilibrare, mărimea:

$$E(p) = \frac{e_p - e_{p+1}}{e_p}, \quad p = 0, 1, \dots \quad (1.11)$$

definiște eficiența de echilibrare a ciclului p . Valoarea $E(p)=0$ corespunde cazului cînd nu s-a produs nici o scădere a dezechilibrului; $E(p)=1$ reprezintă cazul ideal cînd dezechilibrul a fost total îndepărtat în decursul unui ciclu de echilibrare; dacã $E(p)<0$ procesul de echilibrare nu este convergent, realizarea unui ciclu de echilibrare conducînd la creșterea dezechilibrului. Dezechilibrul obținut la sfîrșitul unui ciclu exprimă de fapt rezultanta cumulării tuturor erorilor aferente operațiilor din ciclul considerat: măsurarea dezechilibrului și realizarea corecțiilor. Dacã σ reprezintă estimarea erorii relative globale, atunci:

$$E(p) \leq 1 - \sigma \quad (1.12)$$

Fiind date: dezechilibrul inițial e_0 și rezidual e corespunzător în-

tregului proces de echilibrare, cunoscând eficiența medie a unui ciclu relativ la intrgul proces de echilibrare E_{med} , se poate calcula numărul maxim de cicluri de echilibrare necesare:

$$P_{max} = \frac{\ln e - \ln e_0}{\ln(1-E_{med})}, \quad 0 \leq E_{med} < 1 \quad (1.13)$$

Mărimea $1/P_{max}$ oferă informații privind viteza de convergență a procesului de echilibrare considerat. Se observă că această mărime crește pe măsură ce eroarea globală aferentă unui ciclu este mai mică.

Eficiența de echilibrare împreună cu dezechilibrul rezidual minim ce poate fi obținut caracterizează performanțele procesului de echilibrare.

1.6 Clase de echilibrare

Dezechilibrul rotorului la sfârșitul procesului de echilibrare se numește dezechilibru rezidual. Pentru fiecare categorie de rotoare în parte se stabilește dezechilibrul rezidual acceptabil, depinzând de turația de lucru, masa rotorului precum și de performanțele impuse instalației în care acesta este încorporat. Este evident că această valoare rezultă ca urmare a unui compromis între valoarea scăzută a dezechilibrului rezidual și eforturile tehnico-economice reclamate. Din acest punct de vedere rotoarele rigide sînt clasificate în clase de echilibrare prevăzute de standarde.

În prezent este unanim acceptat standardul ISO 1940/1974 "Calitatea echilibrării rotoarelor rigide" care prevede șase clase de calitate [53]: G 40; G 16; G 8,3; G 2,5; G 1; G 0,4. Fiecare clasă de echilibrare se caracterizează prin produsul $e\omega = \text{constant}$, unde e [μm] este dezechilibrul rezidual admis iar ω [rad/s] viteza unghiulară de rotație la care funcționează rotorul. Indicele de clasă normează dezechilibrul rezidual maxim admisibil și exprimat în μm la turația de 9500 rot/min.

Cele mai ridicate pretenții privind calitatea echilibrării sînt impuse în cadrul claselor G 1 și G 0,4. Acestea se referă la:

G 1: motoare pentru pick-up, casetofoane, magnetofone; motoare pentru mașini de polizat, micromotoare electrice pentru aplicații speciale.

G 0,4: discuri și rotoare pentru polizoare de precizie; giroscopae.

Pentru obținerea valorilor standardizate prevăzute în cazul claselor G 1 sau G 0,4 sînt necesare anumite precauțiuni speciale. De exemplu, un rotor ce trebuie echilibrat conform clasei G 0,4 pentru turația de 6000 rot/min, trebuie să aibă excentricitatea centrului de masă mai mică decît 0,63 μm . Această limită impune precizia de prelucrare a tuturor reperelor mecanice și a diferitelor subansamble ce compun rotorul, lagărele și port-lagărele ansamblului considerat.

Pentru clasele de echilibrare superioare clasei G 1 inclusiv, rotorul trebuie să fie montat pe lagărele proprii pe mașina de echilibrat. În cazul clasei G 0,4 rotorul trebuie antrenat cu sistemul propriu de antrenare (cel utilizat în condiții normale de funcționare) astfel ca factorii de influență datorati unor efecte electrice sau aerodinamice să fie reproductibili. Astfel giro motoarele electrice sînt rotite prin sistemul propriu de antrenare, iar paletele de turbine prin jet de aer comprimat.

CAP. 2. PARTICULARITĂȚI SPECIFICE ECHILIBRĂRII GIROMOTOARELOR ELECTRICE

2.1 Factori care ridică dificultatea echilibrării giromotoarelor electrice.

În cazul echilibrării dinamice a giromotoarelor electrice există o serie de particularități specifice care decurg din următoarele considerente [1],[2],[3],[4] :

1. giromotoarele electrice trebuie echilibrate conform cerințelor clasei G0,4
2. masa și dimensiunile rotorului au valori scăzute iar turația acestuia valori ridicate
3. corecția dezechilibrului se realizează prin îndepărtare de material, în majoritatea cazurilor prin practicarea unor găuri în rotor.

Toți factorii enumerați mai sus contribuie la sporirea dificultăților ridicate de procesul de echilibrare a giromotoarelor, acesta fiind unanim considerat cel mai performant comparativ cu echilibrarea altor tipuri de rotoare rigide.

Modificările în sensul îmbunătățirii performanțelor procesului de echilibrare din punctul de vedere al unui singur factor trebuie reevaluate ținând cont de influențele celorlalți factori în noile condiții.

2.1.1 Cerințele clasei G 0,4. Cerințele corespunzătoare clasei de echilibrare G 0,4 sînt cele mai severe [53]. De exemplu un giromotor care are turația nominală 60.000 rot/min trebuie să prezinte un dezechilibru rezidual care să nu depășească valoarea $e=0,063 \mu\text{m}$. Dacă masa rotorului este $M=100 \text{ g}$ și diametrul său $2r=31,5 \text{ mm}$ conform relației (1.4) rezultă o masă de dezechilibru admisibilă $m=0,2 \text{ mg}$ pentru fiecare plan de corecție.

Datorită toleranțelor și imperfecțiunilor de fabricație, dezechilibrul inițial al unui astfel de giromotor poate atinge valori de pînă la $63\pm 100 \mu\text{m}$, adică de aproximativ 1000 ori mai mare decît cel rezidual.

Teoretic, ar fi posibil să se realizeze echilibrarea giromotorului prin două găuri de echilibrare. Aceasta ar însemna posibilitatea determinării și îndepărtării masei de dezechilibru de 2 g, din exemplul de mai sus, cu o eroare globală mai mică decît 0,2 mg adică 0,1 %. Această performanță este practic imposibil de atins, valorile uzuale obținute [1], [4] fiind $6\pm 20 \%$.

Privită global, echilibrarea giromotorului din exemplul considerat, presupune posibilitatea de a controla distribuția de masă a rotorului în jurul axei de rotație la nivelul de aproximativ 2 ppm din masa acestuia.

În numeroase cazuri giromotoarele trebuiesc echilibrate la un dezechilibru rezidual mai redus chiar decât cel rezultat din prescripțiile clasei G 0,4. Acestea au caracter orientativ [1],[3],[53],[55], dezechilibrul rezidual admis fiind stabilit de către proiectantul instalației giroscopice în funcție de [58],[59],[60], deriva maxim admisibilă a axei de rotație și alți parametri ai instalației respective.

Aceste cerințe impun performanțe deosebite atât pentru sistemul mecanic de reazeme mobile, traductoarele de măsurare, aparatul pentru măsurarea dezechilibrului cât și componentelor instalației tehnologice pentru îndepărtarea acestora.

2.1.2 Masa și dimensiunile rotorului. Turația de lucru. Masa rotorului giromotoarelor este cuprinsă [60] între 50-1000 g. Tendința actuală este de a reduce masa și dimensiunile instalațiilor giroscopice fără diminuarea performanțelor. Acesta înseamnă reducerea gabariturii giromotoarelor în condițiile păstrării momentului cinetic al rotorului constant [59], astfel că mase de 50-150 g și turații nominale de 60.000-95.000 rot/min au devenit în prezent uzuale.

Masa redusă a rotorului implică utilizarea unui sistem mecanic cu reazeme elastice (sistemul lucrează deasupra frecvențelor de rezonanță) pentru a asigura sensibilitatea necesară. Masa întregii părți mobile a sistemului mecanic de susținere trebuie să fie cât mai mică și în consecință, pentru a rezulta frecvențe de rezonanță reduse, constantele elastice pe direcția de măsurare a vibrațiilor vor rezulta mici.

Această condiție impune utilizarea unor traductoare de măsurare care să influențeze neglijabil sistemul reazemelor elastice. Deci cuplul antagonist introdus de traductoare pe direcția lor de sensibilitate maximă trebuie să fie cât mai redus în condițiile în care sensibilitatea acestora se dorește să fie cât mai mare. Aceste două condiții sînt dificil de îndeplinit simultan.

Turația nominală ridicată a giromotoarelor conduce la problema turațiilor la care se realizează echilibrarea. În general este de dorit ca această operație să aibă loc la turații cât mai mari pentru a obține sensibilități cât mai ridicate.

Totuși inițierea procesului de echilibrare nu este posibilă decât la turații joase astfel încît forțele centrifuge datorate dezechilibrului inițial să nu depășească sarcinile maxim admisibile în lagărele giromotorului [59]. În consecință echipamentul de echilibrare trebuie să asigure un domeniu larg de frecvențe de lucru.

2.1.3 Corecția dezechilibrului. O altă consecință a valorilor reduse a masei și dimensiunilor rotorului este legată de corecția dezechilibrului.

În majoritatea cazurilor, corecția este realizată prin găurire. Masa îndepărtată depinde de densitatea materialului rotorului și volumul găurii realizate. Acesta este în general format dintr-un con și un cilindru, depinzând de diametrul burghiului $2r_b$, unghiul de ascuțire 2α și adîncimea de găurire h . Este necesar un control foarte riguros al adîncimii de găurire și al poziției unghiulare la care se găurește. Datorită masei reduse a rotorului adîncimile de găurire minime rezultă de ordinul 0,1 mm, dificil de controlat. Deasemenea masa îndepărtată depinde neliniar de adîncimea h datorită porțiunii conice. În [61], autorul a calculat erorile care afectează masa îndepărtată în funcție de erorile aferente mărimilor h , r_b , α și poziției unghiulare β față de reperul fix de pe rotor.

Din analiza efectuată rezultă că erorile corespunzătoare găurilor "mici" (avînd doar porțiune conică) sînt îndeosebi determinate de erorile mărimilor h și α , fiind de 2-3 ori mai mari decît în cazul găurilor "mari" (avînd și porțiune cilindrică). Eroarea relativă aferentă masei îndepărtate rezultă cuprinsă între 10÷30 % pentru $0,2 \leq h \leq 0,8$ mm, $\Delta h = \pm 20 \mu\text{m}$, $\Delta r_b = \pm 20 \mu\text{m}$ și $\Delta \alpha = \pm 2,5^\circ$. La aceasta se adaugă și eroarea de poziționare avînd valori între 4÷6 % pentru $\Delta \beta$ cuprins între $2,5 \div 3^\circ$. Valorile considerate în calcul sînt uzuale pentru mijloacele tehnice de măsurare a adîncimii de găurire, a unghiului de ascuțire al burghiului și a poziției unghiulare [1]. Această ultimă mărime necesită dispozitive speciale, complicate ce permit rotirea giomotorului cu un unghi dat și realizarea găurii fără a scoate giomotorul din dispozitiv. Datorită dimensiunilor reduse ale rotorului, această operație este deosebit de dificilă.

Pentru eliminarea operației de măsurare a poziției unghiulare de găurire și a dispozitivului aferent, autorul a propus [62] realizarea găurilor de echilibrare la poziții unghiulare prestabilite, marcate pe rotor în cursul procesului de fabricație a acestuia. Conform soluției propuse, îndepărtarea unei mase la o anumită poziție unghiulară se înlocuiește cu realizarea a două găuri la pozițiile prestabilite adiacente astfel încît rezultanta forțelor centrifuge create de acestea să fie egală cu forța centrifugă corespunzătoare masei de dezechilibru considerate. Probabilitatea ca la aceeași poziție unghiulară să fie realizate mai multe găuri de echilibrare este ridicată rezultînd micșorarea pe ansamblu a numărului de găuri cu volum dependent de porțiunea conică. Se asigură în acest fel micșorarea erorilor corespunzătoare operației de corecție a dezechilibrului și simplificarea acesteia.

În realizările mai recente, corecția dezechilibrului se obține prin îndepărtare de masă ca urmare a volatilizării materialului rotorului sub

acțiunea unor fascicule laser [63] sau fascicule de electroni [64]. Datorită funcționării în impulsuri se obține o rezoluție foarte fină de control al masei îndepărtate. Cu toate că asigură o productivitate ridicată și erori globale mici, aceste metode implică o complexitate și costuri exagerat de mari care nu se justifică decât în cazuri deosebite.

În orice caz, aceste metode nu soluționează decât operația de corecție a dezechilibrului cu eforturi tehnico-economice foarte ridicate, problema măsurării dezechilibrului rămânând în continuare deschisă. Această problemă constituie principalul obiect al lucrării de față.

2.2 Sistemul mecanic al reazemelor mobile.

Din cele prezentate pînă acum rezultă cerințele pe care trebuie să le satisfacă sistemul mecanic din cadrul unui echipament de echilibrare a giromotoarelor electrice: frecvențe de rezonanță inferioare frecvenței minime de lucru; coeficienți de interinfluență (a_{12} , a_{21}) cît mai reduși; coeficienți de autoinfluență (a_{11} , a_{22}) cît mai mari și constanți în banda de frecvență de lucru; asigurarea montării/demontării rapide a giromotorului de echilibrat, repetabilitatea poziției rotorului față de reazeme.

Există a foarte largă diversitate de soluții [1],[2],[3],[4] care încearcă să satisfacă cît mai deplin și cît mai multe din cerințele enumerate mai sus. Studiul analitic al acestor sisteme mecanice este laborios fiind posibil doar adoptînd o serie de ipoteze simplificatoare, parțial respectate în cazul sistemelor reale.

În [1] se analizează influența numărului de grade de libertate asupra performanțelor sistemului mecanic. Se demonstrează superioritatea sistemelor avînd 6 grade de libertate în situația în care rigiditățile pe direcțiile axială și verticală sînt mult mai mari decît cea pe direcția orizontală, ortogonală cu primele două, în condițiile unor amortizări neglijabile. Direcția orizontală este perpendiculară pe axa de rotație a giromotorului (direcția axială) și coincide cu direcția de sensibilitate maximă a traductoarelor de măsurare.

O soluție constructivă concretă este prezentată în [65] împreună cu analiza comportării dinamice considerînd giromotorul de echilibrat montat într-un cadru metalic cu rol de interfață mecanică. Acest cadru poate fi tehnologic, special pentru echilibrare sau chiar cadrul utilizat pentru montarea giromotorului în instalația giroscopică pentru care este destinat. Rezultatele experimentale sînt apropiate de cele obținute analitic.

În studiile analitice menționate mai sus precum și în altele similare se urmărește rezolvarea problemei "separării planelor de echilibrare" adică minimizarea sau chiar anularea coeficienților de interinfluență ai sistemului mecanic. În cazul cînd coeficienții de interinfluență sînt neglijabili față de

cei de autoinfluență, determinarea maselor de dezechilibru presupune rezolvarea sistemului de patru ecuații liniare (1.10). Pentru a evita aceste operații, se urmărește anularea efectului masei de dezechilibru dintr-un plan de echilibrare asupra mișcării lagărului corespunzător celui alt plan. Astfel în primul studiu [1], se urmărește determinarea distanței, pe direcție axială, față de centrul de masă al giromotorului la care să se plaseze tractoarele de măsurare pentru anularea interinfluenței între plane. În al doilea caz [65] se caută valorile frecvenței de rotație a rotorului de echilibrat la care coeficienții de interinfluență se anulează.

Comportarea sistemelor reale este diferită de cea a modelelor teoretice, astfel că prin aplicarea metodelor amintite se obține doar o reducere insuficientă a efectului de interinfluență. Un alt dezavantaj al acestor soluții este datorat caracterului lor particular, și în consecință aplicabil doar anumitor tipuri de rotoare, în condiții deosebit de restrictive.

O altă problemă deosebit de importantă în cadrul proiectării sistemului mecanic al unui echipament de echilibrare este alegerea și dimensionarea elementului elastic. Acest element trebuie să asigure constante elastice diferite pe cele trei direcții principale: axială, verticală și orizontală. Cel mai des este utilizat ca element elastic o lamelă din oțel sollicitată la întindere de forța de greutate a rotorului și a rezemelor acestuia. Acest element este analizat în [3] rezultând o comportare bună în cazul rotoarelor relativ mari.

În cazul rotoarelor cu mase sub 400 g utilizarea acestui element elastic este limitată de dificultatea de asigurare a valori scăzute pentru frecvențele de rezonanță. În acest scop trebuie mărită lungimea lamelei pentru a micșora constanta elastică pe direcția orizontală. Același efect se obține prin micșorarea grosimii lamelei. În ambele cazuri se favorizează modurile oscilație de ordin superior având frecvențe proprii în domeniul de interes.

Sistemul mecanic prezentat în [65] utilizează ca element elastic un inel din sîrmă de oțel. Pe lângă simplitate constructivă, elementul elastic inelar asigură rapoarte avantajoase între constantele elastice pe cele trei direcții. Proiectarea acestui element elastic este de asemenea simplă [65]:

1. se alege diametrul inelului în funcție de diametrul maxim al rotoarelor ce trebuie echilibrate; fie D valoarea aleasă pentru diametrul inelului. Se calculează diametrul d al sîrmei de oțel avînd modulul de elasticitate E , din relația:

$$d = \sqrt[4]{\frac{PD^3}{E}} \quad (2.1)$$

unde P reprezintă masa tuturor elementelor sistemului mecanic ce trebuie susținute, inclusiv giromotorul de echilibrat.

2. se calculează constantele elastice pe direcția orizontală c_1 , respectiv verticală c_2 :

$$c_1 = 0,95 \frac{Ed^4}{D^3} \quad (2.2.a)$$

$$c_2 = 9 \frac{Ed^4}{D^3} \quad (2.2.b)$$

3. se determină experimental, pe baza răspunsului tranzitoriu al sistemului la semnal treptă, perioada oscilațiilor libere T_0 și factorul de amortizare β_0 pe direcție orizontală.

4. se verifică valoarea constantei elastice c_1 calculate anterior conform relației (2.2.a):

$$c_1 = \frac{w_0^2 M}{4} \quad (2.3)$$

unde $w_0 = 2\pi/T_0$ este pulsația proprie corespunzătoare oscilațiilor de translație pe direcția orizontală iar M este masa sistemului de rezemare elastice.

5. se calculează celelalte pulsații proprii:

$$w_{t0} = \sqrt{\frac{4c_1 l^2}{I_z}} \quad (2.4)$$

$$w_{tv} = \sqrt{\frac{4c_2 l^2}{I_y}} \quad (2.5)$$

corespunzătoare oscilațiilor în plan orizontal, de rotație în jurul axei verticale ce trece prin centrul de simetrie al rotorului, respectiv oscilațiilor în plan vertical, de rotație în jurul axei orizontale, perpendiculară pe axa de rotație a rotorului, ce trece prin centrul său de simetrie. I_y și I_z sînt momentele de inerție ale sistemului mobil față de axele definite anterior, iar l distanța dintre centrul de simetrie a rotorului și planul de rezemare.

Avantajul major al utilizării acestui element elastic constă în posibilitatea de a ajusta valoarea frecvențelor proprii prin modificarea diametrului sîrmei, fără a modifica geometria sistemului mecanic, deoarece raportul între constantele elastice c_1 și c_2 se păstrează constant. Se pot astfel realiza mai

multe seturi de inele adaptate pentru diferite tipodimesiuni de giromotoare.

2.3 Separarea planelor de echilibrare.

Pentru determinare maselor de dezechilibru în vederea corecției este necesar să se rezolve sistemul de ecuații (1.10). Dacă $a_{12}=a_{21}=0$ sistemul (1.10) devine:

$$v_1 = a_{11}m_1 \quad (2.6.a)$$

$$v_2 = a_{22}m_2 \quad (2.6.b)$$

și după calcule simple:

$$m_1 = \left| \frac{v_1}{a_{11}} \right| e^{j(\varphi_1 - \varphi_{11})} \quad (2.7.a)$$

$$m_2 = \left| \frac{v_2}{a_{22}} \right| e^{j(\varphi_2 - \varphi_{22})} \quad (2.7.b)$$

unde $\varphi_{1,2}$ și $\varphi_{11,22}$ sînt argumentele mărimilor complexe $v_{1,2}$ și $a_{11,12}$ respectiv. Din relațiile (2.7) rezultă că se pot determina masele de dezechilibru m_1 , m_2 și pozițiile lor unghiulare $\varphi_1 - \varphi_{11}$, $\varphi_2 - \varphi_{22}$ prin măsurarea amplitudinilor v_1 , v_2 și fazelor φ_1 , φ_2 dacă se cunosc mărimile complexe a_{11} , a_{22} și $a_{12}=a_{21}=0$. În acest caz aparatele care măsoară valorile amplitudinilor și a fazelor se pot etalona astfel încît să afișeze direct masele de dezechilibru și pozițiile lor unghiulare. Această situație reprezintă un ideal, spre care tinde orice realizare în domeniul mașinilor de echilibrat rotoare rigide.

Anularea coeficienților de interinfluență nu se poate obține numai pe seama sistemului mecanic de rezemare. În cazul giromotoarelor dificultățile sînt sporite datorită cuplajului între planele de echilibrare ca urmare a efectului giroscopic. În scopul anulării mărimilor a_{12} , a_{21} se utilizează așa numitele "dispozitive de rezolvare" [1],[3]. Acestea sînt rețele pasive care asigură însumarea ponderată a semnalelor de la cele două traductoare.

Prin modificarea ponderilor se urmărește anularea semnalului de la ieșirea dispozitivului de rezolvare, corespunzător planului de echilibrare în care dezechilibrul este nul. Apoi se repetă operația pentru celălalt plan. Pentru ambele operații se utilizează un rotor cu dezechilibru nul în planul considerat.

Înlocuind tensiunile de la ieșirile traductoarelor cu cele de la ieșirile dispozitivelor de rezolvare se obține un sistem de ecuații de forma (2.7).

În majoritatea cazurilor dispozitivele de rezolvare sînt rețele rezistive sau inductive realizînd ponderi reale. În acest fel condiția $a_{12}=a_{21}=0$ nu poate fi riguros satisfăcută. Un alt dezavantaj al utilizării dispozitivelor de rezolvare apare datorită scăderii nivelului semnalului de ieșirea acestor dispozitive față de nivelul de la ieșirea traductoarelor. Rezultă în acest fel, o scădere drastică a sensibilității globale a întregului sistem reazeme mobile-traductoare-dispozitive de rezolvare.

În concluzie, dispozitivele de rezolvare nu reprezintă decît o soluție de compromis pentru evitarea utilizării unui sistem de calcul numeric pentru rezolvarea ecuațiilor (1.10). În afară de o relativă simplitate această soluție are doar dezavantaje, utilizarea sa fiind din ce în ce mai restrînsă, la echipamente de echilibrare fără pretenții deosebite. În prezent s-a impus utilizarea sistemelor de calcul numerice, incluse sau nu în aparatul pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor.

Pentru determinarea celor două mase de dezechilibru se rezolvă sistemul de patru ecuații reale cu coeficienți reali, obținut din (1.10) prin proiecția pe două axe ortogonale:

$$\begin{cases} a_{11x} \cdot m_{1x} - a_{11y} \cdot m_{1y} + a_{12x} \cdot m_{2x} - a_{12y} \cdot m_{2y} = v_{1x} & (2.8.a) \\ a_{11y} \cdot m_{1x} + a_{11x} \cdot m_{1y} + a_{12y} \cdot m_{2x} + a_{12x} \cdot m_{2y} = v_{1y} & (2.8.b) \\ a_{21x} \cdot m_{1x} - a_{21y} \cdot m_{1y} + a_{22x} \cdot m_{2x} - a_{22y} \cdot m_{2y} = v_{2x} & (2.8.c) \\ a_{21y} \cdot m_{1x} + a_{21x} \cdot m_{1y} + a_{22y} \cdot m_{2x} + a_{22x} \cdot m_{2y} = v_{2y} & (2.8.d) \end{cases}$$

în care: $a_{1k} = a_{1kx} + j a_{1ky}$, $m_1 = m_{1x} + j m_{1y}$ și $v_1 = v_{1x} + j v_{1y}$, $1, k=1, 2$.

Pornind de la soluțiile sistemului (2.8) m_{1x} , m_{1y} , m_{2x} , m_{2y} , se calculează mărimile maselor de corecție și pozițiile unghiulare ale acestora:

$$m_1 = \sqrt{m_{1x}^2 + m_{1y}^2}, \quad m_2 = \sqrt{m_{2x}^2 + m_{2y}^2} \quad (2.9.a)$$

$$\theta_1 = \arctg \frac{m_{1y}}{m_{1x}}, \quad \theta_2 = \arctg \frac{m_{2y}}{m_{2x}} \quad (2.9.b)$$

În acest mod separarea planelor e echilibrare se realizează prin calcul pe baza cunoașterii coeficienților de influență la frecvența la care are loc echilibrarea. Determinarea acestor mărimi se realizează printr-o operație de etalonare.

2.4 Etalonarea mașinii de echilibrat. Giromotoare etalon.

Pentru determinarea coeficienților de influență a_{1k} , $1, k=1, 2$ este necesară

o operație de etalonare. În cazul utilizării dispozitivelor de rezolvare, prin etalonare se urmărește anularea coeficienților de interinfluență și determinarea celor de autoinfluență. În cazul utilizării unui sistem de calcul numeric toți acești coeficienți sînt determinați. În această situație etalonarea se realizează astfel:

1. se stabilește turația la care are loc etalonarea;
2. se rotește un giromotor avînd același tip cu cele pentru care urmează să se etaloneze mașina de echilibrat, la turația prestabilită. Giromotorul utilizat trebuie să prezinte o bună stabilitate a parametrilor mecanici și nici un fel de defecte constructive;
3. se măsoară fazorii v_{01} , v_{02} corespunzători dezechilibrului inițial al rotorului definit prin masele de dezechilibru m_{01} , m_{02} ;
4. se realizează un dezechilibru cunoscut în planul de corecție 1 definit prin mărimea complexă m_1 ;
5. se măsoară dezechilibrul rotorului rezultînd mărimile v_{11} , v_{12} ;
6. se readuce giromotorul în starea inițială prin îndepărtarea masei de dezechilibru m_1 și se realizează un dezechilibru cunoscut m_2 în planul de corecție 2;
7. se măsoară dezechilibrul rotorului rezultînd mărimile v_{21} , v_{22} ;
8. pe baza mărimilor determinate anterior se calculează coeficienții de influență la frecvența la care a avut loc etalonarea. Valorile astfel determinate se înscriu în memorie la locații corespunzătoare frecvenței la care s-a făcut etalonarea și tipului giromotorului utilizat.

Pentru dezechilibrul inițial are loc relația:

$$\begin{bmatrix} v_{01} \\ v_{02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{01} \\ m_{02} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

iar după pasul 4 această relație devine:

$$\begin{bmatrix} v_{11} \\ v_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{01} + m_1 \\ m_{02} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

După realizarea dezechilibrului în planul 2, se poate scrie:

$$\begin{bmatrix} v_{21} \\ v_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_{01} \\ m_{02} + m_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Scăzînd ecuațiile (2.11) și (2.10) se obține:

$$\begin{bmatrix} v_{11} - v_{01} \\ v_{12} - v_{02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

iar prin scăderea relațiilor (2.12) și (2.10) rezultă:

$$\begin{bmatrix} v_{21}-v_{o1} \\ v_{22}-v_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ m_2 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Din ecuația (1.13) se determină a_{11} și a_{21} :

$$a_{11} = \frac{v_{11}-v_{o1}}{m_1} \quad a_{21} = \frac{v_{12}-v_{o2}}{m_1} \quad (2.15)$$

iar din (2.14) a_{12} și a_{22} :

$$a_{12} = \frac{v_{21} - v_{o1}}{m_2} \quad a_{22} = \frac{v_{22}-v_{o2}}{m_2} \quad (2.16)$$

Din analiza procedurii de etalonare și a relațiilor (2.15), (2.16), (2.17) și (2.18) rezultă condițiile necesare pentru minimizarea erorilor ce afectează coeficienții de influență:

- diferențele între fazorii mășurați să fie comparabile cu fazorii termeni ai diferenței; în acest scop este necesar ca, pe de-o parte, dezechilibrul inițial al rotorului să fie cât mai mic și pe de-altă parte, dezechilibrul introdus prin masa m_1 (m_2) să fie cât mai mare. Erori minime se obțin dacă dezechilibrul inițial este nul.

- masele de etalonare m_1 și m_2 trebuie cunoscute cu erori minime ca mărime și poziție unghiulară: distanța față de axa de rotație este bine precizată de către proiectantul rotorului și în decursul procesului de etalonare și echilibrare, masele de corecție se plasează întotdeauna la aceeași distanță față de axă. Din acest motiv nu se recomandă realizarea etalonării prin găuri de etalonare deorece, după cum s-a arătat (v. 2.1.3), în acest fel se introduc erori importante, aferente maselor îndepărtate și în plus, este deosebit de dificil să se restabilească dezechilibrul inițial după prima gaură de etalonare. Aceste considerente impun utilizare giromotoarelor etalon [1].

Un giromotor etalon este special destinat operației de etalonare. Acesta este realizat pornind de la un exemplar de serie fără defecte constructive, prevăzut cu găuri filetate situate la poziții unghiulare precis determinate, de regulă uniform distribuite pe circumferința rotorului. Găurile sînt plasate în planele de corecție impuse de proiectant.

Acest giromotor este echilibrat pe o instalație de înaltă performanță și apoi supus unui tratament termic de îmbătrînire pentru a-i conferi o cât mai bună stabilitate a parametrilor mecanici [1].

În găurile filetate se pot introduce știfturi filetate cu masa cunoscută cu erori minime, prin cântărire cu o balanță de precizie. Cu un astfel de giromotor etalon și un set de știfturi filetate calibrate, se pot realiza dezechilibre cunoscute cu precizie corespunzătoare, în scopul etalonării sau verificării performanțelor instalațiilor de echilibrare.

CAP.3 APARATE PENTRU MĂSURAREA DEZECHILIBRULUI ROTOARELOR RIGIDE

3.1. Introducere.

Rotorul de echilibrat împreună cu rama de echilibrare, reazemele elastice și traductoarele de vibrații alcătuiesc un sistem mecanic avînd p grade de libertate ($1 < p < 6$).

În cazul rotirii rotorului în jurul axei sale, asupra sistemului vor acționa forțele centrifuge corespunzătoare masei de dezechilibru. Răspunsul sistemului la această excitație va determina apariția unor semnale electrice la ieșirile celor două traductoare de vibrații, proporționale cu viteza de deplasare a sistemului pe direcția de sensibilitate maximă a traductoarelor. În cazul ideal, sistemul descris furnizează la ieșirile celor două traductoare tensiuni sinusoidale avînd frecvența egală cu frecvența de rotație a rotorului, amplitudinea proporțională cu mărimea dezechilibrului din planul cel mai apropiat de traductoare și faza egală cu poziția unghiulară a masei de dezechilibru din planul considerat. Sistemele reale diferă de cel ideal. Astfel lagărele pe rulmenți, imperfecțiunile constructive ale sistemului mecanic de suspensie elastică, interacțiunile între diferitele părți ale sistemului mecanic, caracteristica de frecvență a sistemului mecanic și alți factori determină ca semnalele generate de traductoarele de vibrații să conțină armonici și zgomote suprapuse, iar amplitudinea și faza armonicii fundamentale să difere față de cazul ideal.

Din considerentele enumerate mai sus rezultă cerințele pe care trebuie să le satisfacă un aparat pentru a permite măsurarea dezechilibrului unui rotor rigid [1]. Un astfel de aparat trebuie să asigure :

- 1- extragerea semnalului corespunzător armonicii fundamentale din semnalul provenit de la traductoarele de vibrații;
- 2- măsurarea amplitudinii și fazei armonicii fundamentale;
- 3- eliminarea influenței reciproce între planele de corecție;
- 4- calculul mărimii și poziției unghiulare a masei de dezechilibru și afișarea în unități de măsură convenabile a corecțiilor, pentru fiecare plan de corecție.

Există un număr foarte mare de soluții posibile pentru realizarea acestor

operații. O încercare de clasificare a lor este prezentată în [2] pentru echipamentele contemporane lucrării.

3.2. Clasificarea aparatelor pentru măsurarea vectorilor de dezechilibrare.

Criteriile de clasificare pot fi numeroase. Este convenabil însă să se clasifice aparatele pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor după soluțiile adoptate pentru realizarea celor patru operații prezentate anterior. Rezultă următoarea clasificare propusă de autorul tezei :

1. După modul de extragere a semnalului corespunzător armonicii fundamentale din semnalul provenit de la traductoarele de vibrații. Există aparate care utilizează:

- filtru sincron
- filtru trece-bandă acordabil
- filtru numeric

2. După principiul de măsurare al amplitudinii și fazei, aceste aparate se clasifică în aparate care utilizează pentru măsurare :

- filtru sincron
- detector sensibil la fază
- calcul numeric asupra semnalului eșantionat.

3. În funcție de metoda de eliminare a influenței între planele de corecție, aparatele pentru determinarea dezechilibrului rotoarelor se pot clasifica în :

- aparate care utilizează dispozitive de rezolvare
- aparate care realizează separarea planelor prin calcul numeric.

4. După modul de afișare a informației, se deosebesc aparate:

- cu afișaj analogic
- cu afișaj numeric
- cu afișare pe terminal video

După cum va rezulta în continuare, nu toate combinațiile posibile ale soluțiilor prezentate mai sus conduc la soluții globale eficiente tehnic și economic. De exemplu, utilizarea filtrului sincron pentru filtrare impune principiul de măsurare a amplitudinii și fazei, iar filtrarea numerică presupune eșantionarea și conversia analog-numerică a semnalelor de intrare, urmată de prelucrări exclusiv numerice ale semnalelor achiziționate. Din aceste motive se prezintă câteva exemple de aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide, având performanțe ridicate și care cunosc o largă răspândire putând fi considerate tipice.

În cele ce urmează, se notează cu v_1 și v_2 semnalele provenite de la traductoarele de vibrații și cu v_r semnalul de referință de fază obținut de obicei de la un traductor optic care sesizează un reper marcat pe rotorul de echilibrat.

3.3. Exemple tipice de aparate pentru măsurarea
derezchilibrului rotoarelor rigide.

A) Aparat pentru măsurarea derezchilibrului rotoarelor rigide care utilizează dispozitive electrodinamice speciale (vectormetre electrodinamice). Acest tip de aparat a cunoscut și cunoaște o largă răspindire datorată structurii sale relativ simple [1], [3], prezentată principal în fig. 3.1.

Semnalul v_r de la traductorul optic, este prelucrat analogic pentru a obține două tensiuni triunghiulare simetrice avînd aceeași perioadă cu v_r , fiind însă defazate între ele cu un sfert de perioadă. Aceste semnale u_x și u_y după ce sînt amplificate de amplificatoarele AF, se aplică la bobinele fixe ale celor două dispozitive electrodinamice speciale (vectormetre electrodinamice) VE_1 și VE_2 . Acestea realizează măsurarea și afișarea vectorilor de derezchilibru din cele două plane de echilibrare.

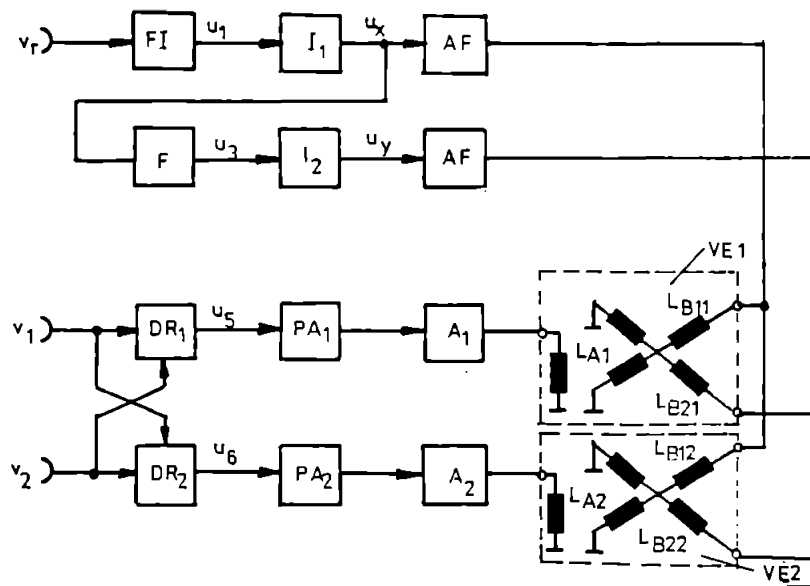


Fig. 3.1 Aparat pentru măsurarea derezchilibrului rotoarelor
care utilizează vectormetre electrodinamice

Semnalele v_1 și v_2 provenite de la traductoarele de vibrații sînt aplicate la intrările dispozitivelor de rezolvare [1] DR_1 și DR_2 . Aceste circuite sînt în general, rețele pasive care permit însumarea ponderată a tensiunilor v_1 și v_2 în acopul eliminării influenței reciproce între planele de echilibrare. Semnalele u_5 și u_6 de la ieșirile DR_1 și DR_2 sînt amplificate de către pre amplificatoarele PA_1 , PA_2 și amplificatoarele finale A_1 , A_2 fiind aplicate bobinelor mobile LA_1 , LA_2 ale vectormetrelor electrodinamice VE_1 și VE_2 .

Privit în ansamblu acest aparat poate fi considerat ca fiind format din trei părți distincte care realizează următoarele funcții:

- generarea celor două semnale de referință de fază u_x și u_y defazate între ele cu $\pi/2$ (FI, DF, AF, F, I)
- eliminarea influenței între plane și amplificarea semnalelor de la traductoarele de vibrații (DR, PA, A)
- măsurarea și afișarea vectorilor de dezechilibru (VE).

Pentru obținerea, celor două semnale de referință de fază se pornește de la impulsurile v_r provenite de la traductorul optic (fig.3.2).

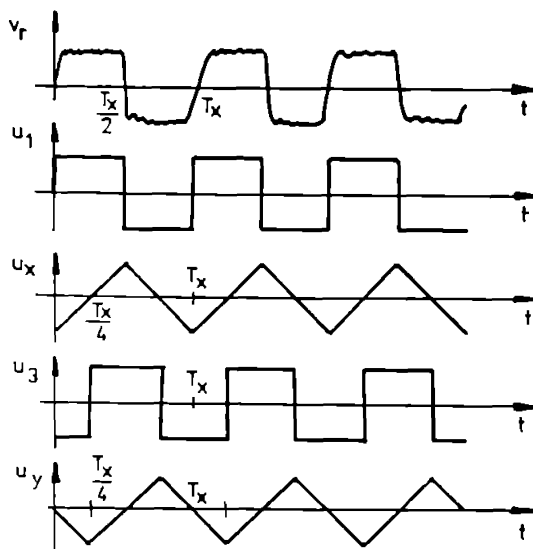


Fig. 3.2 Generarea analogică a semnalelor de referință pentru vectormetrele electrodinamice

Acest aparat impune [3] ca reperul marcat pe rotorul de echilibrat să se întindă pe jumătate din circumferința acestuia astfel încât v_r să fie un semnal dreptunghiular avînd factorul de umplere 1/2. Semnalul v_r , avînd perioada T_x , este aplicat la intrarea formatorului de impulsuri FI obținîndu-se semnalul u_1 care este apoi integrat de integratorul I_1 , tensiunea u_2 de la ieșirea acestuia constituind una din cele două tensiuni de referință de fază.

Prin detectarea trecerilor prin zero ale tensiunii u_2 de către formatorul F se obține u_3 , iar după integrare de către integratorul I_2 , a doua referință de fază u_4 . Există [1], [6] și alte modalități de obținere a celor două referințe, dar abaterile față de metoda prezentată sînt nesemnificative.

Eliminarea influenței între planele de echilibrare cu ajutorul dispozitivelor de rezolvare se bazează pe ipoteza (parțial verificată în practică)

potrivit căreia dezechilibrul dintr-un plan determină apariția unor tensiuni în fază la ieșirile celor două traductoare de vibrații.

Utilizarea dispozitivelor de rezolvare, implică o scădere a sensibilității întregului lanț traductor-dispozitiv de rezolvare ceea ce impune o mărire a amplificării realizate de preamplificator și amplificatorul final. În unele variante ale acestui aparat între preamplificator și amplificatorul final se intercalează un filtru trece-bandă având frecvența centrală și banda de trecere comutabile manual.

Dispozitivele electrodinamice speciale pentru măsurarea vectorilor de dezechilibru au avut și mai au încă o foarte largă utilizare în cadrul aparatelor pentru determinarea dezechilibrelor rotoarelor. Din punct de vedere constructiv există o foarte mare diversitate de soluții [1], [4].

Principial toate se reduc la următoarea structură: două dispozitive electrodinamice ale căror bobine mobile antrenează fiecare o oglindă. Cele două oglinzi sînt astfel dispuse spațial încît mișcarea lor să modifice poziția unui spot luminos (reflectat succesiv de acestea) pe orizontală respectiv pe verticală. Prin bobinele fixe ale celor două dispozitive electrodinamice trec curenți sinusoidali, defazați între ei cu $\pi/2$, adică:

$$i_{rx} = I_r \sin \omega t \quad (3.1.a)$$

$$i_{ry} = I_r \cos \omega t \quad (3.1.b)$$

Dacă prin cele două bobine mobile trece același curent :

$$i = I \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.2)$$

din teoria generală a dispozitivului electrodinamic [5] rezultă (considerînd $\omega_0 \ll \omega$, ω_0 fiind pulsația proprie de rezonanță a dispozitivelor electrodinamice) deviațiile celor două dispozitive:

$$\alpha_x = K_x I_r I \cos \varphi \quad (3.3.a)$$

$$\alpha_y = K_y I_r I \sin \varphi \quad (3.3.b)$$

Spotul luminos se deplasează pe un ecran circular. Distanță față de centru și unghiul față de semiaxa pozitivă orizontală fiind:

$$A = \sqrt{L^2 \alpha_x^2 + L^2 \alpha_y^2} \quad \text{tg} \theta = \frac{\alpha_y}{\alpha_x} \quad (3.4)$$

unde L este distanța între sistemul de oglinzi și ecranul circular. Dacă $K_x = K_y$ și $K = LK_x I_r$, relațiile (3.4) devin :

$$A = KI \quad \text{și} \quad \theta = \phi \quad (3.5)$$

Prin urmare, poziția spotului luminos pe ecranul circular permite citirea amplitudinii și fazei fazorului corespunzător curentului i dat de (3.2).

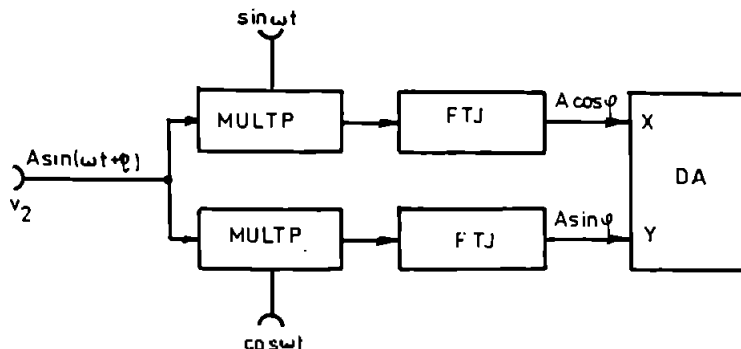


Fig. 3.3 Schema echivalentă a unui vectormetru electrodinamic

Din cele arătate pînă acum rezultă că vectormetrului electrodinamic i se poate asocia schema echivalentă reprezentată în fig. 3.3. Schema echivalentă cuprinde: două circuite multiplicatoare, două filtre trece-jos și un dispozitiv de afișare în coordonate X-Y. Operația de filtrare tip trece-jos rezultă [5] din caracteristicile dinamice ale dispozitivelor electrodinamice. Pulașia proprie de rezonanță se realizează constructiv mult mai joasă decît domeniul pulsațiilor de lucru al aparatului.

Datorită operației de multiplicare urmată de operația de filtrare trece-jos și datorită utilizării proiecțiilor fazorului de intrare pentru determinarea amplitudinii și fazei, vectormetrele prezentate sînt echivalente fiecare cu o structură de filtru sincron.

Prin utilizarea lor se asigură filtrarea, măsurarea amplitudinii și fazei și afișarea într-o formă sugestivă a acestor mărimi. Aceste observații justifică largă răspindire a acestui tip de aparat pentru aplicațiile de echilibrare.

În cazul schemei bloc din fig. 3.1 semnalele de referință, din motive de simplificare a blocurilor de generare, sînt semnale triunghiulare în locul unor semnale sinusoidale. Existența armonicilor în spectrul semnalelor de referință determină apariția unor erori de modul și fază precum și scăderea performanțelor privind filtrarea. O analiză detaliată a comportării structurii filtru sincron este prezentată în cap. 5.

Dacă erorile nu depășesc 5-10 % și dacă se utilizează o filtrare supli-

mentară, structura prezentată satisface cerințele aplicațiilor de uz general. Prin utilizarea unor semnale de referință pur sinusoidale și a unor construcții pretentioase pentru vectormetrele electrodinamice se obțin performanțe mai ridicate [1] ce permit echilibrarea în clasa G 1 și chiar G 04.

B) Aparate pentru măsurarea dezechilibrului care utilizează filtru sincron electronic. În fig.3.4 este prezentată schema bloc a unui aparat descris în [6] și care aparține acestei categorii. Aparatul cuprinde un circuit PLL format dintr-un oscilator comandat în tensiune OCT, un comparator de fază CP și un divizor cu N.

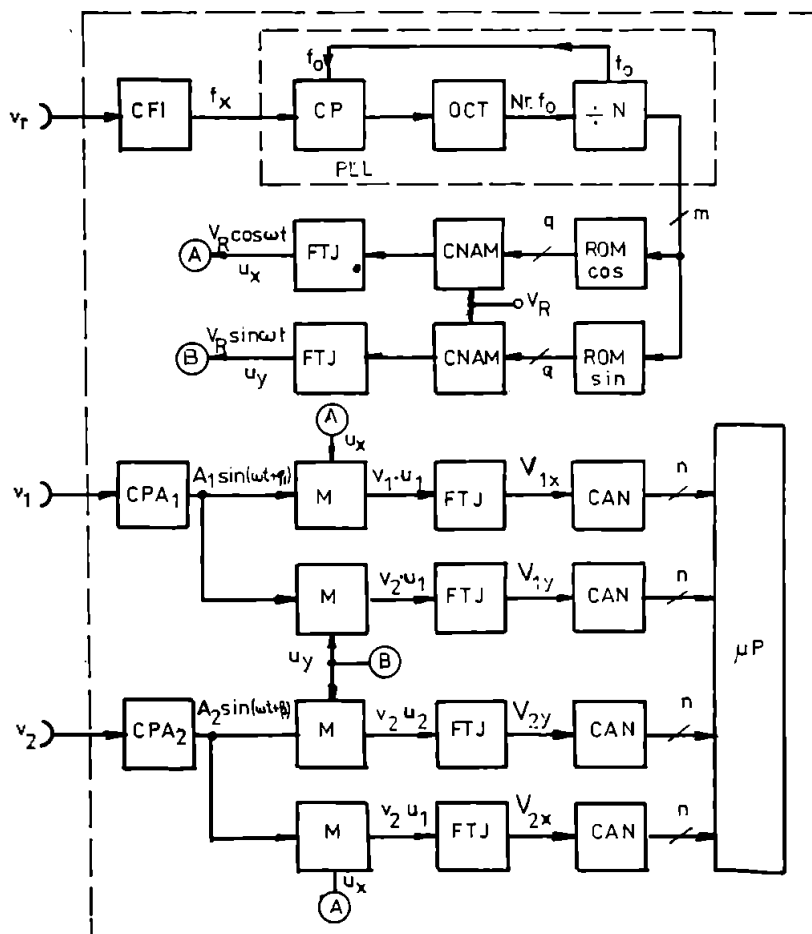


Fig. 3.4 Aparat pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor care utilizează filtru sincron

Această configurație realizează o schemă clasică de circuit PLL cu multiplicare, oscilatorul OCT fiind comandat să oscileze pe o frecvență de N ori mai mare decât cea de la intrarea CP.

Impulsurile provenite de la traductorul optic de turajie v_r , sînt formate de către circuitul de formare CFI și aplicate buclei PLL. Cînd bucla PLL este calată pe frecvența f_r a semnalului v_r , adică $f_o=f_r$, frecvența impulsurilor aplicate divizorului va fi $N \cdot f_r$. Numărătorul utilizat ca divizor, este în același timp și numărător de adrese pentru două memorii de tip ROM ce conțin codurile numerice corespunzătoare a două semnale sinusoidale în cuadratură, considerate în N puncte/periodă.

Fiecare eșantion este reprezentat cu q biți, astfel că în același timp cu baleierea adreselor succesive ale memoriilor ROM, prin conversia numeric-analogică a codurilor memorate, se obțin semnalele sinusoidale în cuadratură. Conversia se realizează cu două convertoare numeric-analogice cu multiplicare CNAM. Eliminarea armonicilor superioare care apar în spectrul semnalelor generate se realizează prin filtrare trece-jos, obținîndu-se semnalele de referință u_x și u_y :

$$u_x = V_R \cos \omega t \quad (3.6)$$

$$u_y = V_R \sin \omega t \quad (3.7)$$

unde V_R este tensiunea continuă de referință a celor două convertoare numeric-analogice utilizate. Dacă considerăm $f_o=f_r$, atunci rezultă că numărătorul de adrese va număra N impulsuri, avînd frecvență Nf_r , exact într-o perioadă $T_r=1/f_r$. Rezultă deci că:

$$\omega = 2\pi Nf_r \quad (3.8)$$

Prin urmare toate blocurile enumerate realizează de fapt un generator de semnale sinusoidale în cuadratură avînd aceeași frecvență cu impulsurile v_r provenite de la traductorul optic. Defazajul tensiunilor u_x și u_y față de semnalul v_r este constant.

Semnalele v_1 și v_2 provenite de la traductoarele de vibrații, sînt amplificate și filtrate pentru limitarea benzii de frecvență a acestora, de către circuite de prelucrare analogică CPA. Acestea asigură și adaptarea de impedanță. Semnalele rezultate sînt aplicate la intrările unor multiplicatoare analogice M care au la celelalte intrări semnalele u_x respectiv u_y . Din spectrul semnalului produs se selectează cu un filtru trece-jos componentele spectrale avînd frecvențe foarte joase. În cazul ideal se dorește selectarea

doar a componentei continue. Această componentă corespunde armonicei avînd aceeași frecvență cu u_x și u_y din semnalul v_1 sau v_2 . Cele două multiplicatoare împreună cu cele două filtre trece-jos reprezintă o structură cunoscută sub denumirea de filtru sincron [7],[8]. În unele aplicații se dorește refacerea componentei avînd aceeași frecvență cu semnalele de referință u_x și u_y . În cazul aplicației în discuție, se urmărește măsurarea amplitudinii și fazei componentei fundamentale din spectrul semnalelor v_1 și v_2 .

Dacă semnalul de intrare v_1 are expresia:

$$v_1 = A_1 \sin(\omega_1 t + \phi_1) \quad (3.9)$$

la ieșirile celor două multiplicatoare se obține:

$$u_x v_1 = V_R A_1 \sin \omega t \sin(\omega_1 t + \phi_1) \quad (3.10.a)$$

$$u_y v_1 = V_R A_1 \cos \omega t \sin(\omega_1 t + \phi_1) \quad (3.10.b)$$

Transformînd produsele în sume, rezultă:

$$u_x v_1 = \frac{V_R A_1}{2} [\cos[(\omega_1 - \omega)t + \phi_1] - \cos[(\omega_1 + \omega)t + \phi_1]] \quad (3.11.a)$$

$$u_y v_1 = \frac{V_R A_1}{2} [\sin[(\omega_1 - \omega)t + \phi_1] + \sin[(\omega_1 + \omega)t + \phi_1]] \quad (3.11.b)$$

Relațiile (3.11) evidențiază faptul că prin filtrare de tip trece-jos cu un filtru avînd pulsația de tăiere ω_c se vor selecta acele componente spectrale ale semnalului produs corespunzătoare componentelor spectrale ale semnalelor v_1 și v_2 ale căror pulsație îndeplinește condiția:

$$|\omega_1 - \omega| \leq \omega_c \quad (3.12)$$

Dacă semnalele provenite de la traductoarele de vibrații sînt periodice avînd perioada $T=2\pi/\omega$ și nu au suprapuse semnale perturbatoare de frecvențe care să satisfacă relația (3.12), la ieșirea filtrelor FTJ se vor obține tensiuni continue avînd valorile :

$$V_{1x} = \frac{V_R A_1}{2} \cos \phi_1 \quad V_{1y} = \frac{V_R A_1}{2} \sin \phi_1 \quad (3.13.a)$$

$$V_{2x} = \frac{V_R A_1}{2} \cos \phi_2 \quad V_{2y} = \frac{V_R A_1}{2} \sin \phi_2 \quad (3.13.b)$$

Acestea se obțin din relațiile (3.11) în care s-a considerat $v_1 = w$, aplicate pentru ambele semnale v_1 și v_2 . Considerind semnalele v_1 și v_2 ca fazori, valorile V_{1x} , V_{1y} și V_{2x} , V_{2y} reprezintă proiecțiile acestor fazori pe axele de coordonate ortogonale definite de către semnalele de referință de fază u_x și u_y . Valorile acestor proiecții sînt convertite în coduri numerice de n biți de către convertoarele analog-numeric CAN. Rezultatul conversiei este transmis unui sistem cu microprocesor μP care asigură comanda tuturor blocurilor aparatului, preluarea comenzilor de la operatorul uman și afișarea rezultatelor.

Pornind de la cele patru valori determinate, v_1 și v_2 , se pot calcula prin program amplitudinile A_1 , A_2 și fazele corespunzătoare φ_1 , φ_2 :

$$A_1 = \frac{2}{V_R} \sqrt{V_{1x}^2 + V_{1y}^2}, \quad \varphi_1 = \arctg \frac{V_{1y}}{V_{1x}} \quad (3.14.a)$$

$$A_2 = \frac{2}{V_R} \sqrt{V_{2x}^2 + V_{2y}^2}, \quad \varphi_2 = \arctg \frac{V_{2y}}{V_{2x}} \quad (3.14.b)$$

Principalele avantaje ale acestei structuri se datorează utilizării conversiei numeric-analogice pentru generarea tensiunilor de referință u_x și u_y , a filtrului sincron și a conversiei analog-numerică pentru obținerea valorilor celor patru proiecții. Se asigură în acest fel o eficiență ridicată a filtrării, un control riguros al defazajului între cele două referințe de fază u_x , u_y și independența acestuia față de frecvența de lucru.

Utilizarea unui sistem cu microprocesor pentru comanda blocurilor aparatului și calcule numerice, permite eliminarea prin calcul a influenței între plane, precum și a unor erori și neliniariități ale funcțiilor de transfer corespunzătoare blocurilor din lanțul de prelucrare analogică. În același timp se creează posibilitatea automatizării întregului proces de măsurare.

Dezavantajele soluției prezentate sînt: complexitate relativ ridicată, timpul de răspuns lung, care limitează performanțele filtrului sincron, fluctuațiile frecvenței de la ieșirea circuitului PLL și banda de captură limitată a acestuia. Performanțele circuitului PLL pentru multiplicarea frecvenței se înrăutățesc [13] o dată cu creșterea factorului de multiplicare N . Reducerea acestui factor determină însă creșterea conținutului de armonici din spectrul u_x și u_y avînd ca efect apariția unor termeni de ordin superior în semnalul produs și deci eronarea rezultatului măsurării.

c) Aparate pentru măsurarea dezechilibrului care utilizează filtru trece-bandă și detector sensibil la fază. Un exemplu tipic pentru această categorie de aparate este descris în [9] și prezentat sub formă de schemă bloc simplificată în fig. 3.5. Semnalul v_1 de la traductorul de vibrații este amplificat de către amplificatorul A și apoi filtrat de filtrul trece-bandă FTB acordat pe frecvența de rotație a rotorului de echilibrat.

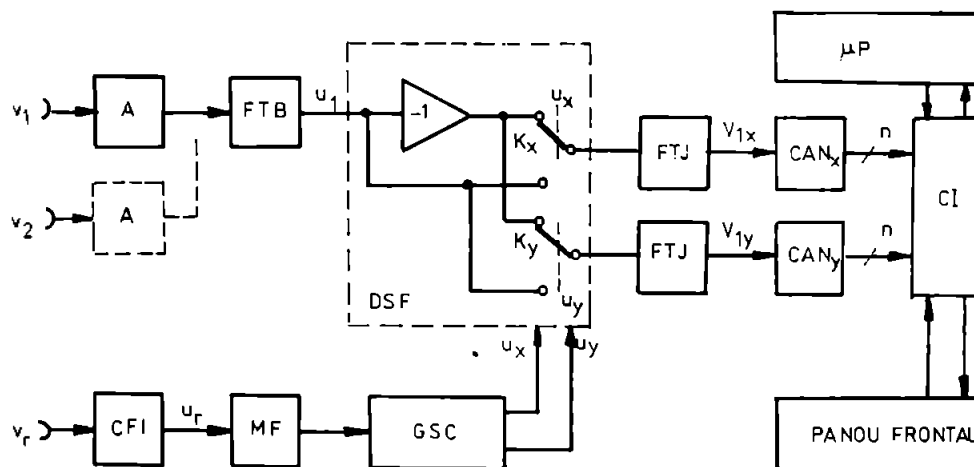


Fig. 3.5 Aparat pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor care utilizează filtru trece-bandă și detector sensibil la fază

Semnalul filtrat u_1 se aplică la intrarea detectorului sensibil la fază DSF care realizează redresarea bialternanță comandată prin intermediul comutatoarelor analogice K_x și K_y . Acestea sînt acționate de către semnalele de comandă u_x și u_y . Aceste semnale sînt obținute pornind de la semnalul v_r de referință de fază care după ce a fost format de către circuitul formator CFI comandă un multiplicator de frecvență MF care multiplică frecvența impulsurilor u_r cu 4. Impulsurile de la ieșirea multiplicatorului MF sînt folosite de către generatorul semnalelor de comandă GSC pentru generarea semnalelor u_x și u_y . Acestea sînt semnale dreptunghiulare avînd aceeași frecvență cu semnalul v_1 , defazate între ele cu un sfert de perioadă.

Componenta continuă a semnalelor de la ieșirea DSF, obținută prin filtrare de către filtrele trece-jos FTJ este proporțională cu proiecția fazorului u_1 pe cele două axe de coordonate. Tensiunile continue V_{1x} și V_{1y} obținute la ieșirile celor două FTJ sînt transformate în coduri numerice de către convertoare analog numerice CAN și comunicate prin intermediul circuitului de interfață unui sistem cu microprocesor μP .

Circuitul de interfață asigură și dialogul dintre sistemul μP și panoul frontal al aparatului. Schema prezentată asigură măsurarea unui singur vector de dezechilibru. Prin adăugarea unui multiplexor analogic, lanțul de măsurare FTB, DSF, FTJ, CAN poate fi multiplexat în timp asigurând măsurarea a doi vectori de dezechilibru. După determinarea celor patru proiecții V_{1x} , V_{1y} și V_{2x} , V_{2y} urmează calculul numeric prin program a vectorilor de dezechilibru, a corecțiilor necesare pentru echilibrare și afișarea acestor mărimi.

Avantajele soluției prezentate constau în simplificarea structurii circuitelor față de soluția filtrului sincron. Datorită utilizării DSF, factorul de multiplicare impus multiplicatorului de frecvență poate fi redus la 4 ceea ce conduce la simplificarea acestui bloc și posibilitatea obținerii unor performanțe mai ridicate. În general cerințele privind performanțele filtrului trece-bandă sînt mai puțin severe decît cele ale filtrului sincron deoarece detectorul sensibil la fază asigură rejecția totală a armonicilor pare existente în spectrul semnalului v_1 .

Dezavantajele acestei structuri rezultă din necesitatea acordării frecvenței centrale a FTB pe frecvența semnalului v_r , în întreg domeniul de lucru al aparatului. Abaterea frecvenței centrale a FTB față de frecvența semnalului v_1 determină modificarea amplitudinii și fazei semnalului filtrat ceea ce conduce la apariția unor erori suplimentare importante. Acest lucru impune limitarea valorii superioare a factorului de calitate a FTB limitînd deci performanțele privind filtrarea. În cazul fluctuațiilor frecvenței semnalelor v_1 și v_2 FTB nu are capacitatea de a urmări aceste fluctuații așa cum se întîmplă în cazul filtrului sincron.

D) Aparate pentru măsurarea dezechilibrului care utilizează achiziția și prelucrarea numerică a semnalelor. Acest tip de aparat prezentat în fig. 3.6, este format [11], [12] dintr-un lanț de prelucrare analogică a semnalelor v_1 și v_2 . În continuare semnalele sînt eșantionate, memorate și apoi convertite numeric și transferate în memoria unui sistem cu microprocesor. Pe baza eșantioanelor achiziționate se pot calcula amplitudinile și fazele vectorilor de dezechilibru. Există posibilitatea filtrării numerice a semnalelor v_1 și v_2 .

Tensiunile v_1 și v_2 sînt aplicate unor circuite de prelucrare analogică CPA, care înglobează preamplificatoare și filtre antialiere. Datorită faptului că semnalele v_1 și v_2 au niveluri reduse, trebuie să fie mult amplificate pentru a putea ataca circuitul de eșantionare și memorare și convertorul analog numeric. În fig. 3.6 s-a reprezentat soluția multiplexării semnalelor la intrarea ansamblului CRM-CAN. După conversie în cod nu meric de n biți, avînd o frecvență de eșantionare corelată cu frecvența semnalelor v_1 și v_2 , eșantioanele sînt memorate, sincron cu semnalul v_r . Acest fapt creaza posibi-

litatea determinării fazei.

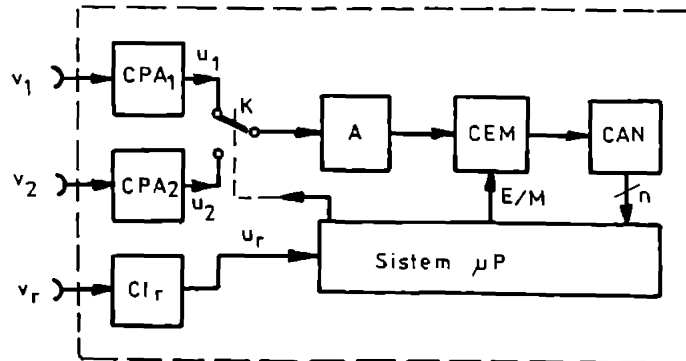


Fig. 3.4 Aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor care utilizează prelucrarea numerică a semnalelor

Există numeroase metode de calcul numeric pentru estimarea amplitudinii și fazei componentei fundamentale a unui semnal periodic pe baza eșantioanelor acestuia. Există posibilitatea filtrării numerice și a unor prelucrări numerice suplimentare care să îmbunătățească performanțele obținute în estimare.

Principalele avantaje ale acestei structuri sînt determinate de prelucrarea numerică asupra semnalelor eșantionate. Se obțin astfel performanțe ridicate privind filtrarea, reducerea zgomotului, lărgirea domeniului frecvențelor de lucru precum și posibilitatea corecției unor erori.

Un alt avantaj important, mai ales prin comparație cu celelalte soluții prezentate, este dat de capacitatea aparatului de a lucra la frecvențe foarte joase, de cîtiva Hz, avantaj important în cazul echilibrării rotoarelor turbinelor de mari dimensiuni care au turații nominale foarte scăzute.

Dintre dezavantajele soluției prezentate se amintesc cele legate de lanțul de prelucrare analogică a semnalelor v_1 și v_2 . Datorită nivelurilor scăzute ale acestora, pretențiile impuse circuitelor de prelucrare analogică determină o complexitate ridicată a acestor circuite astfel că această parte a aparatului poate deveni comparabilă cu întregul lanț de prelucrare existent în cazul soluțiilor B sau C. În aceste condiții nu se mai justifică rezolvarea software a unor prelucrări ce pot fi realizate simplu cu circuite analogice.

Din analiza globală a exemplelor prezentate se pot formula cîteva concluzii importante :

- a) aceste soluții pot fi caracterizate drept soluții exclusiv analogice (A), soluții exclusiv numerice (D) și soluții mixte (B,C).
- b) soluțiile exclusiv analogice utilizează circuite analogice pentru

realizarea operațiilor de amplificare, filtrare, multiplicare, afișare și altele, aceste soluții prezintă simplitate și un bun raport performanțe/preț; performanțele lor sînt limitate și nu prezintă posibilitatea automatizării procesului de măsurare.

c) soluțiile exclusiv numerice au o complexitate foarte ridicată care în prezent nu se justifică prin performanțele obținute, nu exclud total prelucrarea analogică a semnalelor, circuitele analogice avînd o pondere comparabilă cu cea existentă în cadrul soluțiilor mixte; permit automatizarea completă a procesului de măsurare.

d) soluțiile mixte încearcă să îmbine avantajele soluțiilor exclusiv analogice sau numerice; existența multor blocuri de prelucrare analogică ce pot fi comandate numeric determină ca în prezent aceste soluții să fie preferate, conducînd la valori maxime ale raportului performanțe/preț; permit automatizarea procesului de măsurare și corecția unor erori introduse de circuitele analogice.

3.4. Noi soluții propuse de autor.

Datorită avantajelor pe care le prezintă, soluțiile mixte sînt preferate. În continuare sînt prezentate mai multe structuri perfecționate de aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide, propuse de autor și care aparțin acestei categorii.

A) Aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor care utilizează multiplicator de frecvență numeric, filtru trece-bandă comandat și convertor analog-numeric cu dublă integrare. Acest aparat asigură măsurarea amplitudinii și fazei celor două semnale v_1 și v_2 provenite de la traductoarele de vibrații; faza este considerată față de semnalul de referință de fază v_r . Componentele fazorilor v_1 și v_2 sînt măsurate utilizînd un detector sensibil la fază care realizează redresarea monoalternanță comandată de semnale de comandă obținute prin prelucrarea semnalului v_r .

Schema bloc simplificată a acestui aparat este prezentată în fig. 3.7. Semnalele v_1 și v_2 aplicate la intrările aparatului sînt amplificate de amplificatoarele de intrare AI_1 , AI_2 care asigură și impedența de intrare adaptată la sursele de semnal.

Semnalul v_r este aplicat unui circuit numeric de multiplicare a frecvenței MF. Acesta furnizează [16] la ieșire impulsuri cu frecvența $16f_r$, f_r fiind frecvența impulsurilor v_r . Aparatul conține un amplificator cu câștig comandat numeric ACC. Amplificarea ACC este comandată cu un cod de 10 biți.

Semnalul de la ieșirea ACC este filtrat de un filtru trece bandă FTB de ordinul doi. Frecvența centrală f_0 a FTB este comandată cu 16 biți, iar factorul de calitate Q cu 2 biți. După filtrare semnalul este aplicat la intrarea unui bloc care asigură redresarea comandată monoalternanță și conver-

sia analog-numerică cu dublă integrare DSF-CAN. Și acest bloc funcțional este comandat numeric printr-un cod de 4 biți.

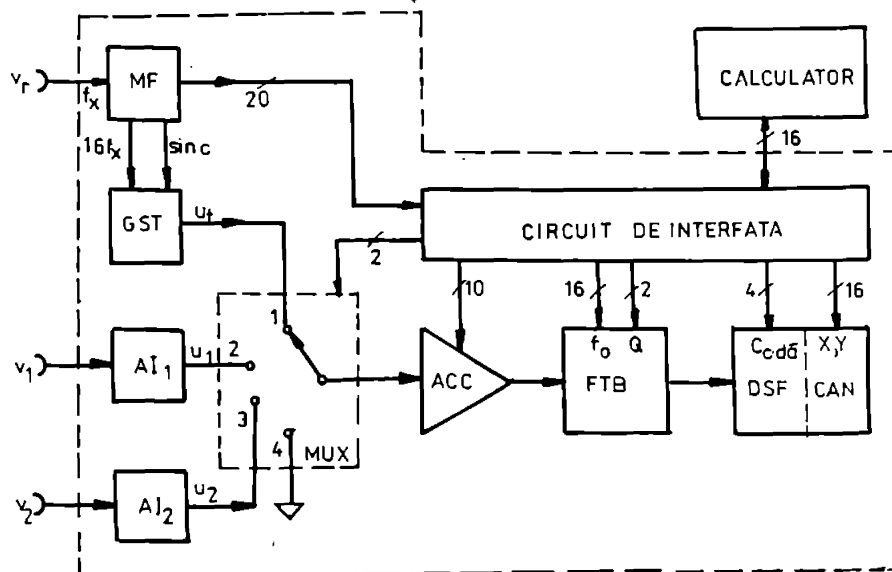


Fig. 3.7 Aparat pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor cu multiplicator de frecvență numeric, FTB, DSF și CAN cu dublă integrare.

Întregului lanț, format din ACC, FTB și DSF-CAN i se aplică unul din cele patru semnale u_1 , u_2 , u_t sau potențialul masei, prin intermediul unui multiplexor analogic MUX comandat cu 2 biți. Semnalul u_t se obține de la un generator de semnal de test GST pornind de la impulsuri de frecvența $16f_r$ și un semnal de sincronizare SINC.

Funcționarea tuturor blocurilor aparatului este guvernată de către un calculator care transmite codurile numerice de comandă prin intermediul circuitelor de interfață CI asigurând citirea de către calculator a informației privind frecvența, faza semnalului v_r precum și rezultatul conversiei analog-numerică. Se remarcă faptul că toate blocurile funcționale ale aparatului cu excepția AI_1 , AI_2 și GST sînt comandate sau sînt citite de către calculator.

Funcționarea este următoarea: în prima fază a măsurării multiplexorul MUX se află în poziția 1 iar la intrarea întregului lanț de măsurare se aplică un semnal test u_t . Acest semnal u_t este format folosind metoda prezentată în [13], pornind de la semnalul $16f_r$ furnizat de circuitul numeric de multiplicare a frecvenței MF.

Datorită semnalului de sincronizare SINC generat de MF, faza semnalului sinusoidal de test u_t este precis impusă față de semnalul v_r . Prin modul de

funcționare, multiplicatorul MF asigură și măsurarea perioadei semnalului v_r ; pe baza acestei informații se poate calcula frecvența f_r și poziționa brut FTB, în jurul acestei frecvențe. Măsurînd faza semnalului de la ieșirea filtrului FTB și cunoscînd faza semnalului u_1 se realizează poziționarea fină a frecvenței centrale f_0 a FTB printr-o metodă de aproximații succesive prezentată detaliat în [15]. După reglarea filtrului FTB pe frecvența semnalelor v_1 și v_2 se aplică la intrarea ACC semnalul u_1 .

Se execută în continuare o subrutină de reglare a amplifi cării ACC astfel încît să se exploateze la maxim rezoluția CAN, în acest fel rezultatul conversiei analog-numeric va fi un cod numeric apropiat de valoarea sa maximă.

După reglarea amplificării, se măsoară amplitudinea și faza fazorului corespunzător semnalului v_1 . Cele două proiecții ale acestui fazor se determină același lanț de măsurare, modificînd semnalul de comandă a DSF. Funcționarea în detaliu a DSF-CAN este prezentat în cap.6. După măsurarea fazorului v_1 , se măsoară fazorul v_2 în mod analog. În decursul măsurării pentru a putea corecta unele erori, este necesară aplicarea potențialului masei la intrarea lanțului de măsurare, poziționînd MUX în poziția 4.

După măsurarea celor doi fazori v_1 și v_2 se pot determina prin calcul masele de corecție corespunzătoare fiecărui plan de echilibrare. Datorită faptului că afișarea se realizează pe un monitor TV, nu există nici o restricție privind modul de afișare și unitățile de măsură utilizate.

Principalele avantaje ale acestui aparat sînt :

- versatilitate deosebită, generată de faptul că principalele blocuri ale aparatului sînt comandate numeric de către calculator
- automatizarea totală a procesului de măsurare
- posibilitatea corecției a numeroase erori de măsurare
- prezentarea rezultatelor se realizează practic fără restricții în ceea ce privește forma și conținutul.

B) Aparat pentru măsurarea dezechilibrului giromotoarelor electrice, care utilizează un bloc pentru reglarea turației giromotorului, filtru trece-bandă cu frecvențe fixe și convertor analog-numeric cu dublă integrare. Aparatul descris în continuare reprezintă o perfecționare a celui prezentat la pct. A. Îmbunătățirile aduse rezultă din exploatarea aspectelor specifice privind echilibrarea giromotoarelor electrice. Astfel, turația giromotoarelor electrice poate fi reglată cu performanțe ridicate în jurul unei valori prescrise. De aceea autorul propune soluția reglării frecvenței de rotație a giromotorului de echilibrat la o valoare egală cu frecvența centrală a FTB utilizat. Schema bloc a aparatului este prezentată în fig. 3.8.

Blocul multiplicator de frecvență MF și generatorul de semnal de test

sînt înlocuite cu un singur bloc de reglare a turației BRT. Deasemenea filtrul trece-bandă nu mai este comandat cu 16 biți pentru frecvența centrală și 2 biți pentru factorul de calitate ci există posibilitatea selectării unei valori fixe a frecvenței centrale din 8 valori posibile, printr-un cod de 3 biți. Celelalte blocuri ale aparatului adică amplificatoarele de intrare AI_1 , AI_2 , multiplexorul analogic MUX amplificatorul cu câștig controlat ACC și blocul DSF-CAN rămîn la fel ca în cazul aparatului de la pct.A), iar circuitul de interfață are o complexitate mai redusă.

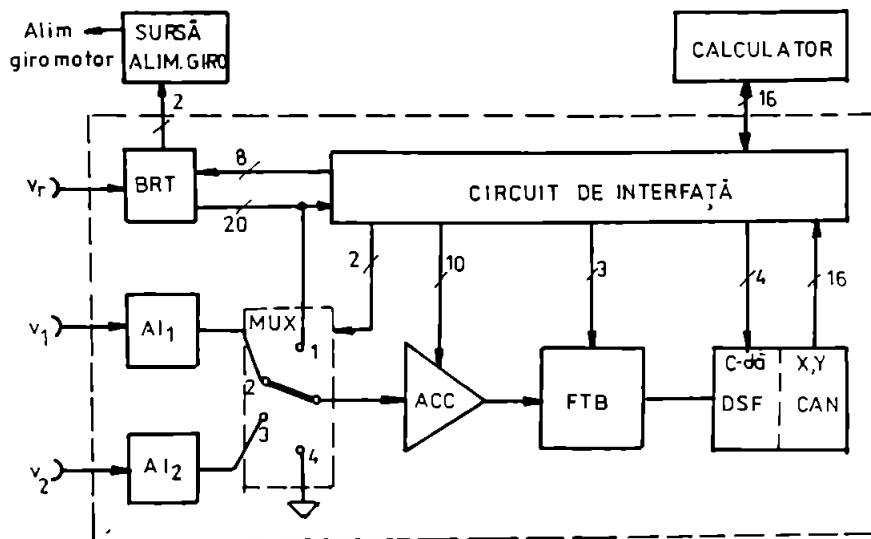


Fig. 3.8 Aparat pentru măsurarea dezechilibrului care utilizează reglarea turației giromotorului de echilibrat

Funcționarea aparatului se desfășoară în mai multe etape:

- în prima etapă de la calculator prin intermediul circuitului de interfață se transmite blocului de reglare a turației BRT, prin intermediul cod de 8 biți, valoarea turației prescrise.
- se intră într-o subrutină de reglare a turației giromotorului de echilibrat la valoarea prescrisă. Reglarea turației se face modificînd parametrii mărimilor sistemului de alimentare în funcție de tipul giromotorului. De exemplu pentru un giromotor alternativ asincron se modifică [17] amplitudinea și frecvența tensiunii de alimentare. Ieșirea din subrutina de reglare a turației giromotorului se face în momentul cînd turația acestuia s-a stabilizat, iar abaterea față de turația prescrisă este sub o limită admisă. Filtrul trece-bandă a fost poziționat pe frecvența prescrisă și deci după reglarea frecvenței de rotație a giromotorului, filtrul FTB va fi acordat pe frecvența

semnalelor v_1 și v_2

- se măsoară după același algoritm ca cel prezentat la pct. A, fazorii v_1 și v_2 , circuitele de măsurare, cu excepția FTB, fiind similare cu cele prezentate anterior. Generatorul de semnal de test nu mai este necesar și nici operația de reglare a filtrului FTB. Pentru acordarea filtrului pe frecvența prescrisă s-a prevăzut posibilitatea preluării unui semnal dreptunghiular existent în cadrul BRT și având frecvența prescrisă. În acest fel se poate acorda FTB în cursul fabricării, verificării periodice sau depanării aparatului fără a fi necesare aparate suplimentare.

Aparatul prezintă următoarele avantaje :

- asigură reglarea turației giromotorului de echilibrat (deci o funcție în plus) în condițiile unei complexități mai scăzute sau comparabile cu aparatul A)
- asigură reducerea drastică a erorilor datorate fluctuațiilor frecvenței de rotație a giromotorului
- asigură automatizarea procesului de măsurare
- elimină necesitatea acordării filtrului trece-bandă pe frecvența de rotație a giromotorului de echilibrat.

C) Aparat pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide care utilizează analiza Fourier a semnalelor de la traductoarele de vibrații. A treia soluție propusă de autor caută să acopere aplicații privind echilibrarea rotoarelor rigide într-un domeniu mai extins de turații, în special în domeniul turațiilor joase și foarte joase. Structura simplificată a aparatului este prezentată în fig. 3.9 și conține amplificatoarele de intrare AI_1 și AI_2 , un multiplexor analogic MUX și un filtru trece-jos FTJ urmat de amplificatorul cu câștig comandat ACC. Semnalul de la ieșirea ACC este aplicat la intrarea analogică a unui convertor numeric-analogic multiplicator CNAM având intrările numerice comandate de datele existente într-o memorie RAM.

Această memorie este adresată de un numărător de adrese NA comandat cu impulsuri de tact având frecvența egală cu un multiplu întreg al frecvenței semnalelor de intrare v_1 , v_2 , v_r . Impulsurile de tact sînt obținute la ieșirea multiplicatorului de frecvență MF. Tensiunea de ieșire a CNAM este convertită analog-numeric de către convertorul cu dublă integrare CAN. Principalele blocuri ale aparatului sînt interfațate prin circuitul de interfață CI la un calculator care guvernează funcționarea întregii scheme.

Aparatul avînd schema bloc din fig. 3.9 utilizează principiul de analiză Fourier pentru separarea și măsurarea componentei fundamentale a semnalelor v_1 și v_2 . Coordonatele rectangulare ale fazorilor corespunzători componentelor fundamentale din semnalele v_1 și v_2 sînt determinate pe baza relațiilor :

$$v_{ix} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_i(t) \sin \omega_r t \, dt \quad (3.15.a)$$

$$v_{iy} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_i(t) \cos \omega_r t \, dt, \quad i=1,2 \quad (3.15.b)$$

unde T_r este perioada semnalelor v_1 , v_2 și v_r iar $\omega_r = 2\pi/T_r$.

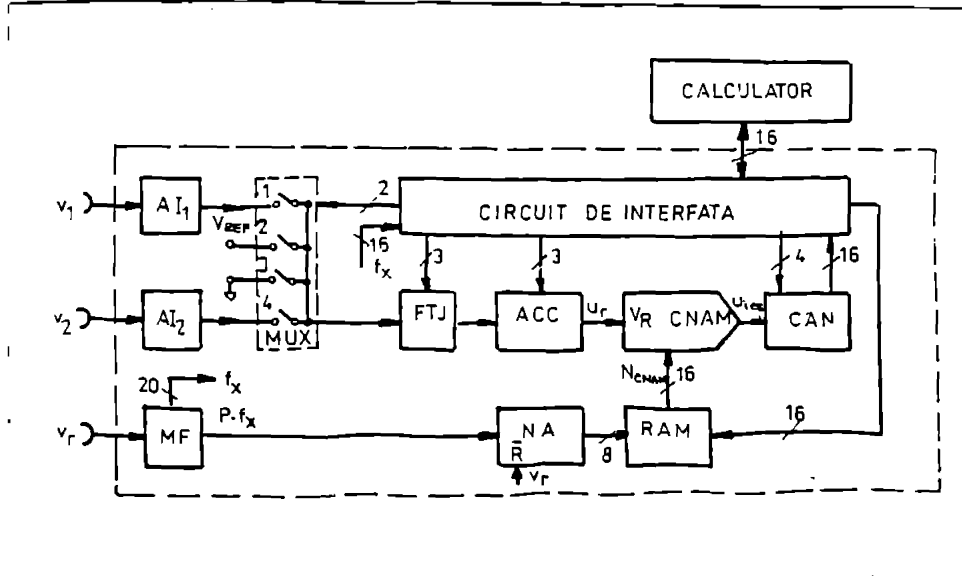


Fig. 3.9 Aparat pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor care utilizează analiza Fourier a semnalelor de la traductoarele de vibrații

Pentru implementarea relațiilor (3.15) este necesar să se realizeze operația de multiplicare a două semnale și apoi integrarea semnalului produs. Este de asemenea necesar să se genereze semnalele $\sin \omega_r t$ și $\cos \omega_r t$ pornind de la semnalul $v_r(t)$. Soluția propusă se deosebește de cea prezentată la pct. 3.3.B (fig. 3.5) prin faptul că operațiile de generare a semnalelor $\sin \omega_r t$, $\cos \omega_r t$ și de multiplicare a lor cu $v_{1,2}(t)$ sînt realizate simultan prin utilizarea CNAM în configurația din fig. 3.10. În acest caz semnalul $v_1(t)$ sau $v_2(t)$ este aplicat la intrarea V_R a CNAM. Această mărime analogică este multiplicată cu codul prezent la intrarea numerică a CNAM obținîndu-se la ieșire o mărime analogică conform relației :

$$u_{ies} = \frac{u_r}{2^n} N_{cnam} \quad (3.16)$$

Rezultă că N_{cnam} trebuie să aproximeze o variație de tip $\sin \omega_r t$ respectiv $\cos \omega_r t$. Valorile corespunzătoare unei unde sinusoidale și cosinusoidale considerate în P eșantioane/perioadă sînt memorate în memoria RAM. În anumite condiții precizate la cap. 4, pct. 4.2.4 primele $P-1$ armonici ale semnalului generat sînt nule, conducînd la rejecția termenilor corespunzători din semnalul produs.

Operația de integrare a semnalului produs se realizează prin însăși procedura de conversie analog-numerică prin dublă integrare. Astfel u_{ies} ce reprezintă semnalul produs este integrat un interval de timp egal cu un multiplu întreg al perioadei T_r . Rezultă că la sfîrșitul etapei de integrare a tensiunii u_{ies} aflată la intrarea CAN, tensiunea de la bornele condensatorului de integrare este proporțională cu mărimile $v_{ix,y}$, $i=1,2$ date de relațiile (3.15).

În etapa de integrare a unei tensiuni de referință acestor mărimi le sînt asociate coduri numerice proportionale, reprezentînd rezultatul conversiei. Pentru obținerea codurilor corespunzătoare celor patru mărimi ce rezultă din relațiile (3.15) calculatorul comandă (în cadrul subrutinei de măsurare) multiplexorul analogic MUX în poziția 1 aplicînd la intrarea filtrului FTJ semnalul v_1 amplificat de către amplificatorul AI_1 . Acest bloc asigură și adaptarea impedanței de intrare la impedanța sursei de semnal. Filtrul trece-jos FTJ are o frecvență de tăiere de 2-3 ori mai mare decît frecvența de lucru f_r . Această valoare este determinată sub forma unui cod de 20 biți prin însuși modul de funcționare a multiplicatorului MF (cap.5).

Cunoscînd f_r , se comandă frecvența de tăiere a filtrului FTJ care are rolul de a micșora nivelul componentelor din semnalul v_1 (v_2) corespunzătoare rulmenților și lagărelor rotorului de echilibrat. Aceste componente armonice au frecvențele egale cu un multiplu întreg al frecvenței fundamentale (depinzînd de numărul de bile) iar nivelul lor poate depăși amplitudinea fundamentalei. În orice caz această situație apare în decursul procesului de echilibrare cînd amplitudinea fundamentalei dependentă de dezechilibru scade progresiv spre zero în timp ce semnalele generate de rulmenți se mențin practic constante.

Dacă FTJ nu ar fi prezent, ar apărea fenomenul de limitare a semnalului la ieșirea amplificatorului cu cîștig comandat pentru valori ridicate ale amplificării, impuse de nivelul scăzut al componente fundamentale. Se impune deci micșorarea acestor componente armonice astfel încît să se poată utiliza întreaga rezoluție a CAN și pentru semnale de dezechilibru mici. Se evită

astfel apariția fenomenului de limitare care generează erori de măsurare. Modificarea amplitudinii și fazei componente fundamentale din semnalele v_1 și v_2 de către FTJ nu introduce erori atât timp cât aceste modificări sînt identice pentru cele două semnale. Din acest motiv FTJ a fost dispus pe calea comună celor două semnale de dezechilibru.

Tensiunea v_1 filtrată de FTJ și amplificată de ACC este aplicată la intrarea CNAM. În același timp sincron cu semnalul v_r , numărătorul de adrese NA este inițializat, iar apoi acesta va număra impulsurile generate de multiplicatorul de frecvență MF. Aceste impulsuri subdivid perioada T_r corespunzătoare semnalelor v_1 , v_2 și v_r în P părți egale. Rezultă că în fiecare perioadă T_r , NA va baleia adresele corespunzătoare unei zone din memoria RAM avînd P locații. Există două astfel de zone de memorie.

În etapa de inițializare a aparatului, calculatorul prin intermediul circuitului de interfață, a înscris valorile corespunzătoare funcțiilor $\sin x$ și $\cos x$ în cele două zone de memorie, respectiv. Cele două funcții sînt considerate în P puncte/perioadă și reprezentate în cod complementul lui doi de 16 biți.

Rezultă că la intrările numerice ale CNAM se aplică succesiv sincron cu impulsurile de la ieșirea MF conținutul locațiilor dintr-una din cele două zone de memorie. Prin aplicarea la intrările numerice ale CNAM a unor coduri cu variație sinusoidală se obține la ieșirea convertorului un semnal analogic proporțional cu produsul $v_1(t) \sin \omega_r t$.

Componenta continuă a semnalului produs este liniar dependentă de mărimea $A_1 \cos \varphi_1$, A_1 fiind amplitudinea componente fundamentale și φ_1 faza acestei componente relativ la semnalul v_r . Prin conversia analog-numerică cu dublă integrare realizată de CAN asupra semnalului produs se obține un cod proporțional cu mărimea $A_1 \cos \varphi_1$. Analog, aplicînd la intrările numerice ale CNAM coduri cu variație cosinusoidală, în urma conversiei analog-numeric se va obține un cod numeric proporțional cu mărimea $A_1 \sin \varphi_1$.

Se poate afirma că mărimile:

$$v_{1x} = A_1 \cos \varphi_1 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_1(t) \sin \omega_r t dt \quad (3.17.a)$$

$$v_{1y} = A_1 \sin \varphi_1 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_1(t) \cos \omega_r t dt \quad (3.17.b)$$

reprezintă proiecțiile fazorului $A_1 \sin(\omega_r t + \varphi_1)$ pe axele de coordonate carte-

ziene. Codurile numerice corespunzătoare mărimilor v_{1x} și v_{1y} sînt introduse în memoria calculatorului și comparate cu domeniul maxim al CAN. În urma comparării se determină amplificarea a_1 necesară pentru a obține un cod cit mai apropiat de limita maximă a CNA.

Aceleași operații sînt realizate pentru poziția 4 a multiplexorului de intrare aplicînd lanțului de măsurare semnalul v_2 . Se vor obține proiecțiile fazorului $A_2 \sin(\omega_r t + \phi_2)$, adică :

$$v_{2x} = A_2 \cos \phi_2 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_2(t) \sin \omega_r t \, dt \quad (3.18.a)$$

$$v_{2y} = A_2 \sin \phi_2 = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} v_2(t) \cos \omega_r t \, dt \quad (3.18.b)$$

și amplificarea a_2 necesară exploatării întregii rezoluții a CNA. Se execută în continuare măsurarea celor două semnale v_1 și v_2 utilizînd valorile a_1 și a_2 determinate anterior. Pe baza mărimilor din relațiile (3.17) și (3.18) țînînd seama de amplificările a_1 și a_2 , calculatorul determină mărimile A_1 , A_2 , ϕ_1 și ϕ_2 apoi masele necesare pentru corecția dezechilibrului.

Structura aparatului din fig. 3.10 poate fi modificată astfel încît cele patru mărimi scalare v_{1x} , v_{1y} , v_{2x} și v_{2y} să fie determinate simultan. În acest scop este necesar să se completeze schema bloc cu două căi identice pentru semnalele v_1 și v_2 , care să cuprindă FTJ, ACC, două CNAM și două CAN fiecare.

Datorită abilității multiplicatorului de frecvență MF de a urmări variațiile frecvenței f_r cu o întârziere de numai o perioadă T_r și dacă cele patru proiecții sînt determinate simultan, măsurarea dezechilibrului se poate realiza chiar dacă rotorul de echilibrat se află în regim de accelerare sau decelerare.

Această proprietate reprezintă un avantaj important, reducînd drastic timpul necesar pentru echilibrare. Se elimină timpul aferent procesului tranzitoriu necesar pentru ca turația rotorului să atingă valoarea de regim permanent.

Avantajul devine major în cazul rotoarelor de dimensiuni mari și foarte mari pentru care timpul de accelerare este foarte lung. În cazul rotoarelor de dimensiuni mici (pîna la 2 kg) timpul de accelerare nu are valori atît de mari încît să se justifice măsurarea dezechilibrului în timpul regimului de accelerare (decelerare). În aceste cazuri schema bloc poate fi redusă la cea

prezentată în fig. 3.10, iar măsurarea are loc în regim permanent după ce turația rotorului s-a stabilizat.

Soluția în discuție, face parte din soluțiile mixte analogice și numerice. Rezultă că există mai multe tipuri de erori ale blocurilor analogice din fig. 3.10 care sînt eliminate total sau parțial de către calculator. Erorile de câștig și neliniaritate ale CNAM sînt eliminate utilizînd următoarea procedură:

-se aplică la intrarea lanțului de măsurare, o tensiune continuă de referință V_{REF} ; se stabilește amplificarea ACC, $a=1$ și se aplică codul maxim la intrările CNAM; se măsoară prin intermediul CAN valoarea tensiunii de la ieșirea CNAM.

-se calculează cele P valori ale funcției sinusoidale avînd amplitudinea egală cu valoarea măsurată anterior. În continuare prin încercări succesive conduse de către calculator, se caută codurile N_{CNAMK} ($k = 1, 2, \dots, P/2$) care, aplicate la intrarea CNAM, determină la ieșirea sa tensiuni egale cu valorile calculate anterior. Rezultă că CNAM trebuie să aibă o precizie suficient de ridicată pentru a exista posibilitatea determinării celor P/2 coduri care generează valorile funcției sinusoidale cu erori cît mai reduse.

-cele P/2 coduri determinate sînt memorate într-o memorie nevolatilă. Pe baza lor se pot genera codurile corespunzătoare undelor sinusoidale și cosinusoidale. Această procedură trebuie reluată după un anumit interval de timp dependent de stabilitatea pe termen lung a CNAM. Un avantaj important al metodei prezentate constă în faptul că precizia de calibrare depinde doar de stabilitatea pe termen scurt (comparativ cu durata calibrării) a tensiunii continue de referință V_{REF} (identică cu cea utilizată de CAN) și a CAN precum și de liniaritatea acestui al doilea element.

Soluția propusă prezintă următoarele avantaje :

- elimină operația de acordare a filtrului trece-bandă
- reduce complexitatea circuitelor pentru realizarea filtrării
- extinde domeniul de lucru în domeniul frecvențelor joase
- asigură măsurarea în regim de accelerare sau decelerare a rotoarelor de dimensiuni mari.

În concluzie, s-au prezentat trei soluții propuse de autor acoperind practic întreaga arie de aplicații privind echilibrarea rotoarelor rigide, din punct de vedere al masei rotorului de echilibrat, modului de antrenare și al turației la care se realizează echilibrarea.

CAP. 4 FILTRAREA SEMNALELOR DE LA TRADUCTOARELE DE VIBRAȚII

4.1 Introducere

Datorită existenței armonicilor superioare și a zgomotelor suprapuse în semnalele provenite de la traductoarele de vibrații se impune filtrarea de tip trece-bandă a acestora pentru extragerea componentei fundamentale.

Problema esențială în cazul filtrării o reprezintă fluctuațiile frecvenței de rotație a rotorului de echilibrat și deci a frecvenței semnalelor v_1 , v_2 și v_r , provenite de la cele două traductoare de vibrații și respectiv de la traductorul (optic) de turație. Din acest motiv presupunând că se utilizează un filtru trece-bandă la ieșirea sa va rezulta un semnal a cărui amplitudine și fază vor varia corespunzător variațiilor frecvenței semnalului de intrare. În acest fel operația de filtrare poate introduce erori de fază și modul importante.

Pentru micșorarea acestor erori se întrevăd următoarele posibilități: a) acordarea continuă a frecvenței centrale a filtrului trece-bandă pe frecvența momentană a semnalelor v_1 și v_2 ; b) micșorarea factorului de calitate al filtrului; c) reglarea frecvenței de rotație a rotorului asigurând reducerea fluctuațiilor.

Aceste soluții de principiu sînt ilustrate în practică de utilizarea: a) filtrului sincron (soluția a); filtrului trece-bandă cu parametri comandați (soluția b) și a filtrului trece-bandă cu frecvențe fixe și reglarea turației rotorului de echilibrat (soluția c).

O altă soluție pentru problema filtrării o reprezintă utilizarea filtrării numerice. Aceasta nu se justifică a fi comparată cu celelalte soluții expuse deoarece presupune o cu totul altă structură a întregului aparat.

4.2. Filtrul trece-bandă acordabil

Utilizarea filtrelor trece-bandă (FTB) cu frecvența centrală și factorul de calitate reglabili reprezintă o soluție simplă și în multe cazuri eficientă pentru rezolvarea problemei filtrării în cadrul aparatelor pentru măsurarea lezechilibrului rotoarelor. Problemele ce trebuie rezolvate în acest caz sînt cele care privesc: stabilirea ordinului și a factorului de calitate al FTB;

asigurarea reglării frecvenței centrale și a factorului de calitate: minimizarea variației în timp și cu temperatura a parametrilor FTB; asigurarea condițiilor privind automatizarea procesului de măsurare.

Ordinul filtrului trece-bandă este determinat de factorul de rejecție al semnalelor perturbatoare ce trebuie obținut. Factorul de calitate determină lățimea benzii de trecere și alegerea sa depinde de componența spectrală a semnalelor perturbatoare suprapuse. Cei doi parametri nu trebuie considerați independenți deoarece mărirea ordinului sau a factorului de calitate conduc la creșterea performanțelor privind filtrarea. Practic mărirea ordinului FTB se adoptă atunci când nu se mai poate mări factorul de calitate.

La stabilirea factorului de calitate trebuie să se țină cont de fluctuațiile frecvenței de rotație a rotorului de echilibrat, astfel încât erorile de fază și amplitudine introduse de către FTB să nu devină inacceptabil de mari.

4.2.1. Erori introduse de filtrul trece-bandă

În cele ce urmează se vor determina erorile de fază și de amplitudine introduse de un filtru trece-bandă de ordinul 2, ca urmare a decalajului de frecvență între frecvența semnalului de intrare și a frecvența centrală a filtrului FTB. S-a considerat un FTB de ordin 2 deoarece este cel mai frecvent utilizat iar filtrele de ordin superior sînt realizate de obicei prin legarea în cascadă a unor celule de ordin 2. Dacă se cunosc frecvența centrală f_0 , factorul de calitate Q și amplificarea la frecvența centrală A_B , se poate scrie funcția de transfer a filtrului în regim sinusoidal [18]:

$$H(j\omega) = A_B \frac{j\omega\omega_0/Q}{-\omega^2 + j\omega\omega_0/Q + \omega_0^2} \quad (4.1)$$

unde $\omega_0 = 2\pi f_0$. Considerînd modulul și argumentul mărimii $H(j\omega)$ se obține:

$$|H(j\omega)| = A_B \frac{\omega\omega_0/Q}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega\omega_0/Q)^2}} \quad (4.2.a)$$

$$\varphi = \arg H(j\omega) = \arctg \frac{\omega\omega_0/Q}{\omega_0^2 - \omega^2} - \frac{\pi}{2} \quad (4.2.b)$$

Reprezentarea grafică a variației acestor mărimi în funcție de ω este prezentată în fig. 4.1.

Se pune problema evaluării erorii de fază și de amplitudine $\Delta A/A$ care apare datorită unei abateri $\Delta\omega$ a pulsației de rezonanță ω_0 a FTB față de pulsația ω_1 a semnalului aflat la intrarea sa. În ipoteza $\Delta\omega \ll \omega_0/Q$ se poate considera variația defazajului în jurul pulsației de rezonanță ca fiind

liniară. Rezultă deci:

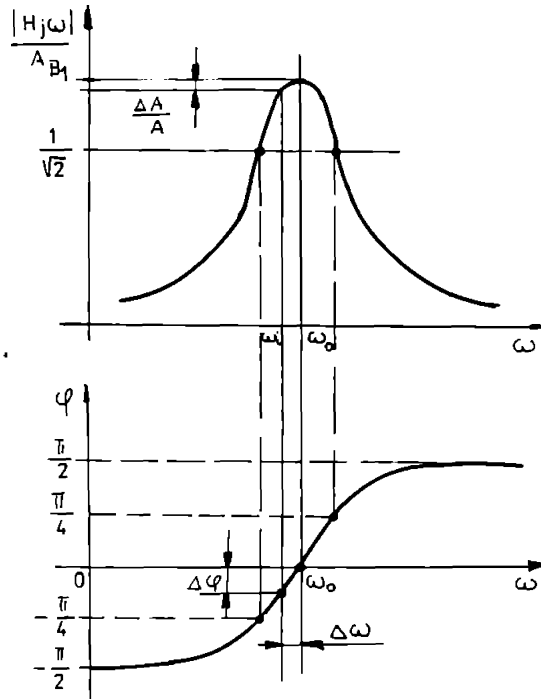


Fig. 4.1 Caracteristicile de frecvență a FTB de ordinul 2

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} Q \cdot 90 \text{ [grade]} \quad (4.3.a)$$

Considerînd eroarea de amplitudine corespunzătoare, ca eroarea relativă se obține :

$$\frac{\Delta A}{A} = 1 - \frac{1+q}{\sqrt{Q^2[1-(1+q)^2]^2 + (1+q)^2}} \quad , \quad q = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (4.3.b)$$

Relațiile (4.3) evidențiază faptul că atât eroarea de fază cît și eroarea de amplitudine cresc o dată cu creșterea factorului de calitate Q al filtrului. Din relațiile (4.3) cît și din fig. 4.1 rezultă că eroarea de fază introdusă de FTB este mai importantă decît cea de amplitudine în cazul concret al echipamentelor de echilibrare.

În final trebuie realizat un compromis între performanțele de filtrare și erorile introduse de filtru. Din această cauză factorul de calitate maxim al FTB este impus de nivelul fluctuațiilor frecvenței de rotație a rotorului de echilibrat și trebuie să poată fi modificat în concordanță cu acest nivel.

4.2.2. Filtru trece-bandă cu frecvență centrală și factorul de calitate comandate numeric

Utilizarea unui sistem de calcul numeric în cadrul aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului face deosebit de atrăgătoare soluția ce permite comanda numerică a parametrilor unui FTB. Se urmărește comanda, prin intermediul unui cod numeric, a frecvenței centrale și a factorului de calitate în mod independent. Dintre structurile de filtre active, singura care oferă această posibilitate este cea cunoscută [18] sub denumirea "filtru activ universal", prezentată principal în fig. 4.2.

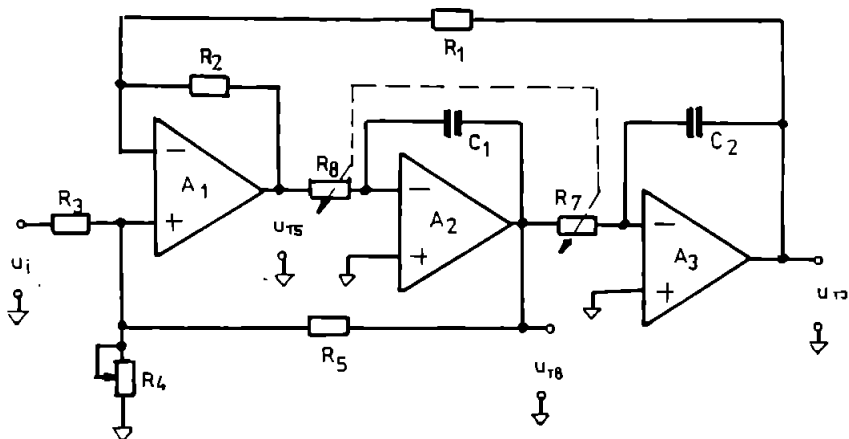


Fig. 4.2 Filtru activ universal de ordinul 2

Acest tip de filtru activ furnizează la cele trei ieșiri ale sale semnale corespunzătoare filtrării de tip trece-jos u_{TJ} , trece-sus u_{TS} și trece-bandă u_{TB} , putând fi realizat în variantă inversoare sau neinversoare (cea prezentată). Funcția de transfer a circuitului din fig.4.2 corespunzătoare ieșirii trece-bandă este [19] :

$$H(j\omega) = \frac{j\omega \frac{R_4 R_5 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 R_4 + R_4 R_5 + R_5 R_3)}}{-\omega^2 + \frac{j\omega R_3 R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 R_4 + R_4 R_5 + R_5 R_3)} + \frac{R_2}{R_1 R_6 R_7 C_1 C_2}} \quad (4.4)$$

Prin identificarea cu relația (4.1) rezultă :

$$\omega_0^2 = \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_6 R_7 C_1 C_2} \quad (4.5.a)$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_5/R_3 + R_5/R_4} \frac{R_1 R_6 C_1}{R_2 R_7 C_2} \quad (4.5.b)$$

$$A_B = \frac{R_5}{R_3} \quad (4.5.c)$$

Dacă se consideră $R_1=R_2$, $C_1=C_2=C$ și $R_5=R_7=R$, relațiile (4.5) devin :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (4.6.a)$$

$$Q = \frac{1}{2} (1+R_5/R_3+R_5/R_4) \quad (4.6.b)$$

$$A_B = \frac{R_5}{R_3} \quad (4.6.c)$$

Relațiile (4.6) evidențiază faptul că prin modificarea simultană a rezistențelor $R_5=R_7=R$ din cele două integratoare se modifică frecvența centrală a FTB fără ca ceilalți parametri Q și A_B să fie afectați.

Deasemenea factorul de calitate Q poate fi modificat prin variația rezistenței R_4 care nu intervine în expresia A_B sau ω_0 . În acest fel există posibilitatea reglării în mod independent a frecvenței centrale și a factorului de calitate prin modificarea unor rezistențe. În plus această structură se bucură și de alte avantaje [18]: sensibilitate scăzută la variațiile elementelor pasive din schemă; un raport între valorile extreme ale componentelor din schemă redus; valori relativ mari ale factorului de calitate Q ; independența totală a valorilor parametrilor ω_0 și Q față de rezistența internă a sursei de semnal de la intrare .

Performanțele filtrului sînt puțin influențate de amplificatoarele operaționale folosite, în domeniul frecvențelor medii 20 Hz-2kHz. La frecvențe ridicate, datorită scăderii amplificării în buclă deschisă a amplificatoarelor operaționale apare pericolul intrării în oscilație a filtrului. Se recomandă [18] utilizarea compensării cu avans de fază a amplificatoarelor operaționale.

Pentru a putea comanda numeric ω_0 și Q este necesar să se realizeze modificarea unei rezistențe printr-un cod numeric. În [20] și [21] sînt prezentate soluții care utilizează multiplicatoare analogice, respectiv convertoare numeric analogice cu multiplicare CNAM.

Aceste convertoare acceptă o tensiune de referință u_R bipolară și variabilă în timp rezultînd la ieșire un curent i_0 avînd aceeași formă de variație în timp multiplicat cu un factor subunitar dependent de codul numeric aplicat convertorului (fig.4.3).

Principial un CNAM este compus dintr-o rețea R-2R inversată căreia i se aplică direct tensiunea u_1 , rezultînd un curent :

$$i_1(t) = \frac{u_1(t)}{R} \quad (4.7)$$

Curentul i_1 este înjumătățit în fiecare nod al rețelei R-2R, fiecare curent fracțional obținut fiind dirijat spre masă sau înspre nodul de însumare a curentului de ieșire i_0 (aflat virtual la potențialul masei), prin intermediul unor chei electronice bipoziționale. Fiecare bit b_k , ($k=1,2,\dots,n$) comandă o cheie electronică ce comută curentul avînd ponderea 2^{-k} din curentul i_1 .

Întreaga structură este realizată în tehnologie CMOS. În acest fel comutatoarele sînt bidirecționale permițînd trecerea curentului în ambele sensuri și deci tensiunea de intrare u_1 poate avea ambele polarități. Curentul de ieșire i_0 are expresia:

$$i_0(t) = \frac{u_1(t)}{R} (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n}) \quad (4.8)$$

Dacă se notează $N = b_1 2^{n-1} + b_2 2^{n-2} + \dots + b_n 2^0$, numărul corespunzător, în cod binar natural, combinației aflată la intrările numerice ale CNAM, expresia (4.8) devine:

$$i_0(t) = \frac{u_1(t)}{R} \frac{N}{2^n} \quad (4.9)$$

Pentru menținerea nodului de însumare a curentului de ieșire la potențialul masei este obligatorie utilizarea unui amplificator operațional în configurație de convertor curent-tensiune (cos).

Considerînd rezistența echivalentă a CNAM între punctele A și B, rezultă:

$$R(N) = \frac{u_{AB}(t)}{i_0(t)} = \frac{u_1(t)}{i_0(t)} \quad (4.10)$$

deoarece tensiunea între A și B este $u_1(t)$. Din relația (4.9) rezultă:

$$R(N) = \frac{u_1(t)}{i_0(t)} = R \frac{2^n}{N} \quad (4.11)$$

Relația (4.11) evidențiază faptul că un CNAM poate fi privit ca o rezistență $R(N)$ a cărei valoare este dependentă de codul numeric de comandă al CNAM. Caracterul pur rezistiv al $R(N)$ este afectat doar de capacitatea parazită de ieșire a CNAM. Aceasta este din păcate dependentă de cod și deci greu de compensat. Acest fapt limitează frecvența maximă pînă la care se poate considera CNAM o rezistență pură [21].

Pentru modificarea frecvenței centrale a FTB este necesar să se modifice

constantele de integrare ale celor două integratoare din structura filtrului prezentat în fig. 4.2. Acest lucru este posibil utilizând CNAM privit ca o rezistență comandată numeric deoarece se respectă condiția ca această rezistență să fie intercalată între o sursă de tensiune și un punct aflat (virtual) la potențialul masei. În fig. 4.3 este prezentat modul de conectare a CNAM în cadrul celor două integratoare din FTB din fig. 4.2.

Circuitul din fig. 4.3 este un integrator având constanta de integrare:

$$\tau = R(N) C = RC \frac{2^n}{N} \quad (4.12)$$

Prin realizarea în acest fel a celor două integratoare care compun FTB din fig. 4.2 și considerînd că cele două CNAM sînt comandate cu același cod numeric N , rezultă expresia pulsației de rezonanță prin înlocuirea expresiei (4.12) în relația (4.6.a):

$$\omega_0 = \frac{N}{RC 2^n} \quad (4.13)$$

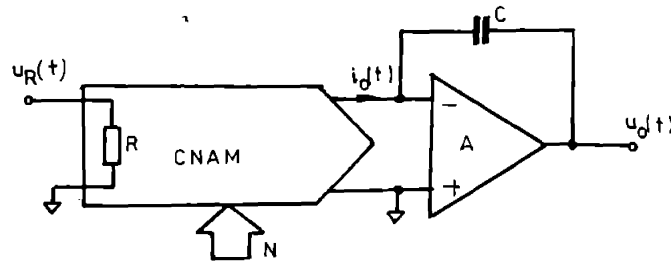


Fig. 4.3 Integrator cu constanta de timp comandată numeric

Din relația (4.13) rezultă că ω_0 depinde liniar de codul N aplicat celor două CNAM. Se poate calcula rezoluția de reglare a frecvenței centrale $\Delta\omega_0$,

$$\Delta\omega_0 = \frac{1}{RC 2^n} \quad (4.14)$$

și eroarea de fază (în grade) corespunzătoare, conform relației (4.3.a)

$$\Delta\phi = Q \cdot 90^\circ / N \quad (4.15)$$

Relația (4.15) impune o valoare minimă N_{min} sub care eroarea de fază devine inacceptabil de mare, pentru un Q dat. Valoarea maximă N_{max} rezultă din relația (4.13) în care $\omega_0 = \omega_{0max}$.

În cazul aparatelor pentru determinarea dezechilibrului rotoarelor raportul $N_{\max} / N_{\min} = 10$ este acoperitor. Impunând $\Delta\theta_{\max} < 0,3^\circ$ pentru $Q=20$, din relația (4.15) rezultă $N_{\min} > 6000$ și deci $N_{\max} > 60.000$. Deoarece $N_{\max} = 2^n - 1$ rezultă $n > 16$. Deci sînt necesare CNAM cu rezoluție de cel puțin 16 biți. Nu este însă necesară o liniaritate corespunzătoare unui convertor de 16 biți după cum va rezulta din cele ce urmează.

Datorită modificării în timp și cu temperatura a elementelor din componența filtrului, frecvența centrală corespunzătoare unui cod N se va modifica în funcție de factorii de influență externi.

Rezultă că nu este suficientă prescrierea valorii frecvenței centrale a FTB, ci trebuie utilizată o buclă de reglare astfel încît să se elimine influența variațiilor în timp, cu temperatura și alți factori asupra parametrilor filtrului. Această soluție mărește complexitatea circuitelor care asigură filtrarea.

În acest caz este suficient ca FTB să aibă o caracteristică frecvență centrală-cod numeric de comandă monotonă. Din această cauză nu este justificată utilizarea unor CNAM de 16 biți ci obținerea acestei rezoluții prin utilizarea configurației din fig. 4.4. Cele două convertoare au aceeași tensiune de intrare $u_1(t)$, rezultînd la ieșire curenții i_{o1} și i_{o2} care sînt însumați ponderat în nodul reprezentat de intrarea inversoare a amplificatorului AO.

Expresiile curenților i_{o1} și i_{o2} sînt :

$$i_{o1}(t) = \frac{u_1(t)}{R} \frac{N_1}{2^n} \quad (4.16.a)$$

$$i_{o2}(t) = \frac{u_1(t)}{R} \frac{N_2}{2^n} \quad (4.16.b)$$

Considerînd punctul A la potențialul masei, rezistențele R_1 și R_2 realizează un divizor de curent, raportul de divizare fiind:

$$\frac{i_{o1}(t)}{i_{o2}(t)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = d \quad (4.17)$$

Dacă $d = 2^{-8}$, curentul $i_o(t)$ obținut în nodul A este :

$$i_o(t) = i_{o1} + i_{o2} = \frac{u_1(t)}{R} \left[\frac{N_1}{2^n} + \frac{N_2}{2^n} 2^{-8} \right] \quad (4.18)$$

Deoarece $N = N_1 \cdot 2^8 + N_2$ este un număr reprezentat în cod binar natural printr-un cuvînt de cod de 16 biți, primii 8 biți, cei mai semnificativi reprezentînd N_1 , iar octetul mai puțin semnificativ reprezentînd N_2 , relația (4.18) devine :

$$i_D(t) = \frac{u_i(t)}{R} \frac{N}{2^{16}} \quad (4.19)$$

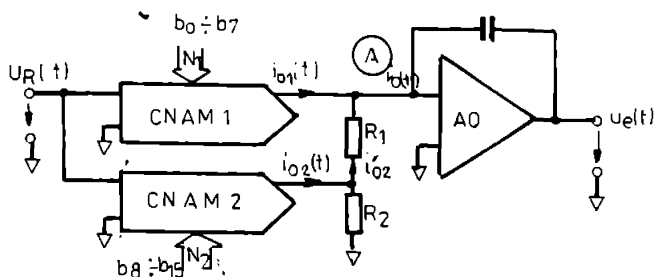


Fig. 4.4 Principiul de mărire a rezoluției CNAM

Relația (4.19) evidențiază faptul că rezoluția de comandă a curentului $i_D(t)$ este corespunzătoare unui convertor de 16 biți.

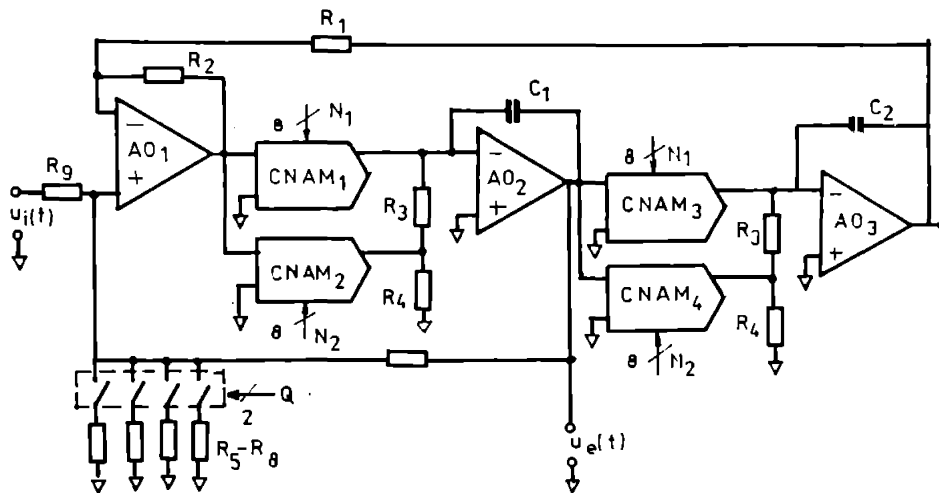


Fig. 4.5 Filtru trece-bandă de ordinul 2, avind frecvența centrală și factorul de calitate comandate numeric.

Dacă cele două CNAM sînt monotone și configurația din fig. 4.4 (echivalentă ca rezoluție, cu un CNAM de 16 biți) va avea o caracteristică monotonă, cu condiția ca raportul d din relația (4.17) să aibă riguros valoarea 2^{-8} . Realizînd cele două integratoare din FTB ca în fig. 4.4 și comutînd 4 valori pentru rezistența R_q din fig. 4.2, se obține schema din fig. 4.5 care reprezintă un FTB care a fost realizat și experimentat de către autor și colectiv [22].

Reglarea filtrului comandat numeric se realizează utilizind o metodă propusă de autor [15] și constă în includerea filtrului într-o buclă de reglare controlată de către calculator. Această buclă cuprinde un generator de semnal de test GST, filtrul trece-bandă FTB, un detector sensibil la fază și un convertor analog-numeric DSF-CAN.

Semnalul de test generat de GST, aplicat la intrarea filtrului are frecvența egală cu frecvența la care se dorește acordarea FTB și faza cunoscută cu precizie ridicată. Faza semnalului de test este impusă de către un semnal de sincronizare provenit de la un multiplicator de frecvență. Datorită faptului că între semnalul de sincronizare și semnalele de referință de fază pentru DSF apare o întârziere Δt constantă, faza semnalului de test va avea valoarea :

$$\theta_{\text{test}} = 2\pi f_r \Delta t \quad (4.20)$$

unde f_r este frecvența semnalului de test.

Acordarea FTB urmează două etape. În prima etapă după determinarea frecvenței de rotație a rotorului se poziționează cei mai semnificativi 8 biți din cei 16 biți de comandă a FTB. În acest fel se realizează o poziționare brută a filtrului în apropiere de frecvența pe care trebuie acordat. În etapa a 2-a se realizează reglarea fină a frecvenței centrale.

În această etapă, avind la intrarea FTB semnalul de test, se măsoară faza semnalului de la ieșirea filtrului și se compară cu cea calculată conform relației (4.20). Cei mai puțin semnificativi 8 biți se determină printr-o procedură de aproximații succesive. Se poziționează bitul $b_8=1$; dacă abaterea de fază față de valoarea calculată a crescut se repune b_8 pe zero; în caz contrar se păstrează $b_8=1$. În continuare se pune $b_7=1$, testind abaterea de fază a semnalului de la ieșirea FTB față de valoarea calculată; dacă abaterea de fază a crescut $b_7=0$, dacă a scăzut se stabilește $b_7=1$. În acest fel se testează pe rînd, în ordine descrescătoare toți cei mai puțin semnificativi 8 biți, urmărind obținerea abaterii de fază minime pentru semnalul de la ieșirea FTB.

Convergența procedurii de aproximare succesivă este asigurată dacă frecvența semnalului de test nu variază cu mai mult decît jumătate din deviația de frecvență corespunzătoare celui mai puțin semnificativ bit și caracteristica frecvență centrală-cod numeric de comandă a filtrului este monotonă.

În cazul cînd fluctuațiile de frecvență ale semnalelor v_1 , v_2 și v_r sînt mari este necesar să se micșoreze factorul de calitate al filtrului pentru a micșora erorile de fază introduse de filtru trece-bandă.

4.3 Filtrul trece-bandă cu frecvențe fixe, comutabile

Atunci când se reglează turația giromotorului de echilibrat nu mai este necesar ca FTB să poată fi acordat pe oricare frecvență dintr-un domeniu de lucru. În acest caz FTB poate avea 2-8 frecvențe fixe, comutabile. Alegerea valorilor acestor frecvențe se face luând în considerare mai multe criterii:

- la aceste frecvențe coeficienții de interinfluență să fie cât mai mici;
- să permită rotirea giromotoarelor cu dezechilibru inițial maxim admis fără a depăși suprasarcinile admise în lagăre;
- să nu fie în apropierea unor frecvențe de rezonanță mecanică ale sistemului rotor-sistem de suspensie
- sistemul mecanic să aibă o sensibilitate suficientă la aceste frecvențe.

Deoarece frecvența de rotație a giromotorului va fi reglată la o valoare egală cu frecvența centrală a FTB, nu este necesară modificarea factorului de calitate al filtrului, acesta putând fi stabilit prin proiectare, funcție de nivelul perturbațiilor și fluctuațiilor frecvenței de rotație a giromotorului în jurul valorii reglate. S-a utilizat aceeași structură de filtru activ universal la care s-a asigurat comutarea rezistențelor din cele două integra-toare prin intermediul unor chei CMOS. Schema principială a FTB este prezenta-tă în fig. 4.6.

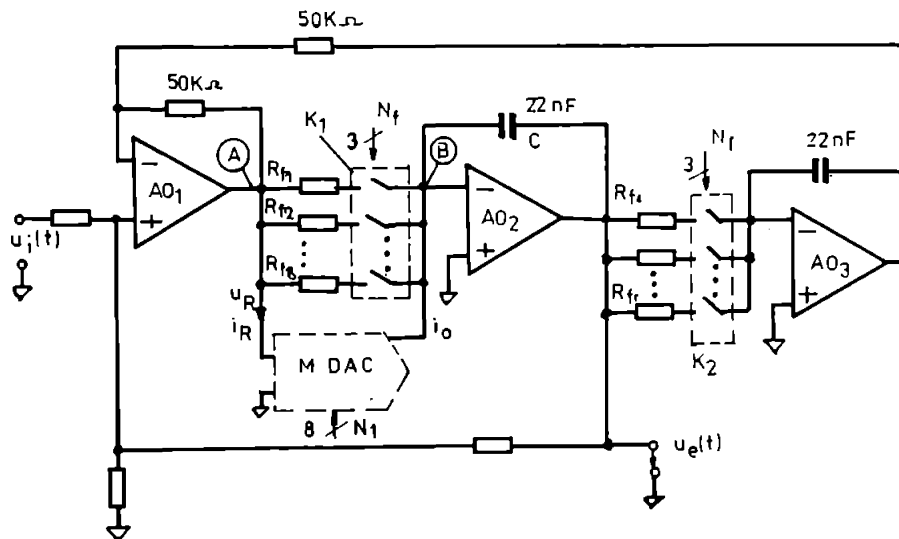


Fig. 4.6 Filtru activ universal cu frecvențe fixe comutabile

Comutatoarele CMOS cu 8 canale K_1 și K_2 sînt comandate cu același cod de 3 biți N_f . Doar o singură rezistență R_{f1} - R_{f8} este conectată în circuit la un moment dat. Deoarece pentru $C=22$ nF, în domeniul 100 Hz-1000 Hz rezultă

pentru R_f valori cuprinse între 10-100 K, rezistența unei chei CMOS în stare închisă introduce erori de ordinul 0,1-1 % , ce sînt eliminate prin asigurarea egalității între frecvența de rotație a giromotorului de echilibrat și frecvența centrală reală a filtrului. În acest scop se pot utiliza două metode:

1) reglarea valorii frecvenței de rotație a giromotorului pînă cînd este egală cu frecvența de acord a FTB; această egalitate este sesizată prin aplicarea la intrarea FTB a unui semnal de test cu fază cunoscută avînd aceeași frecvență cu cea de rotație; se modifică valoarea prescrisă a frecvenței giromotorului pînă cînd faza semnalului de la ieșirea FTB este egală cu faza cunoscută a semnalului de test de la intrarea sa. În acest mod se compensează toate variațiile frecvenței centrale a FTB datorate unor factori de influență exteriori. Este necesar ca valoarea prescrisă a frecvenței de rotație a giromotorului să poată fi modificată cu o rezoluție suficient de fină pentru a asigura o eroare de fază acceptabilă. În caz contrar este necesară adoptarea celei de-a 2-a metode;

2) reglarea fină a frecvenței centrale a filtrului în jurul fiecăreia din cele 8 valori fixe selectabile. Această operație este posibilă utilizînd un CNAM conectat ca în fig. 4.6 (reprezentat cu linie întreruptă). Deoarece un CNAM poate fi echivalat cu o rezistență comandată $R(N)$, presupunînd conectată rezistența R_{fk} , rezultă valoarea rezistenței ce determină constanta de timp a integratorului AO2:

$$R_e = \frac{R_{fk} \cdot R(N)}{R_{fk} + R(N)} \quad (4.21)$$

Înlocuind $R(N)$ din relația (4.11), se obține :

$$R_e = R_{fk} \frac{R \cdot 2^n}{R \cdot 2^n + R_{fk} \cdot N} \quad (4.22)$$

Pulsația de rezonanță a filtrului, rezultă înlocuind în relația (4.5.a) valoarea lui R_e dată de relația (4.22) :

$$\omega_0(N) = \frac{1}{R_{fk} C} \sqrt{1 + \frac{R_{fk} \cdot N}{R \cdot 2^n}} \quad (4.23)$$

Este necesar să se asigure o reglare suficient de fină astfel încît abaterea frecvenței centrale a filtrului față de frecvența semnalului să fie cît mai mică. În același timp trebuie să poată fi compensate variațiile în timp și cu temperatura ale componentelor pasive care determină mărimea ω_0 . Din relația (4.23) se poate calcula rezoluția de reglare $\delta\omega_0$ relativ la $\omega_0(0)$:

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0(0)} = \frac{R_{fk}}{R \cdot 2^{n+1}} \quad (4.24)$$

și variația $\Delta\omega_0$ a parametrului $\omega_0(N)$ pentru o variație oarecare a lui N :

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \sqrt{1 + \frac{N \cdot R_{fk}}{R \cdot 2^n}} - 1 \quad (4.25)$$

Deoarece R_{fk} este impusă de valoarea ω_0 iar R reprezintă rezistența din rețeaua $R-2R$ a CNAM, rezoluția de reglare $\delta\omega_0$ poate fi modificată doar prin alegerea numărului de biți n . Pentru $n=10$ și $R_{fk}/R=1$ rezultă $\delta\omega_0/\omega_0=0,5 \cdot 10^{-3}$ rezoluție insuficientă așa cum rezultă și din relația (4.4.a) privind eroarea de fază introdusă de FTB. În acest caz pentru $Q=20$ se obține o eroare de fază $\Delta\varphi=0,9^\circ$.

Mărirea rezoluției de reglare s-ar obține dacă $R_{fk}/R < 1$. Ar trebui mărită valoarea R . Se poate inseria cu intrarea u_1 a CNAM o rezistență R_1 astfel încât $R_{fk} < R+R_1$. Deoarece R_{fk} este cuprinsă între $10k$ și $100k$, $R+R_1$ ar rezulta foarte mare. Această modificare conduce la micșorarea drastică a curentului de referință al CNAM astfel încât curentul de ieșire poate deveni comparabil cu curenții reziduali ai cheilor din structura CNAM. Deci această soluție nu este aplicabilă. Dacă însă se divizează curentul de ieșire i_0 al CNAM cu un divisor rezistiv R_1 și R_2 (fig. 4.7) rezistența echivalentă între punctele A și B, este :

$$R_e = R_{fk} \left(1 + \frac{R_{fk}}{R} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{N}{2^n} \right)^{-1} \quad (4.26)$$

$$\omega_0(N) = \frac{1}{R_{fk} C} \sqrt{1 + \frac{R_{fk}}{R} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{N}{2^n}} \quad (4.27)$$

$$\frac{\delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_{fk}}{R \cdot 2^{n+1}} \quad (4.28)$$

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{N \cdot R_{fk}}{R \cdot 2^n}} - 1 \quad (4.29)$$

Înlocuind această expresie în relațiile (4.23), (4.24) și (4.25) rezultă:

Din relația (4.28) reiese că rezoluția de reglare a pulsației $\delta\omega_0$ poate fi modificată prin intermediul raportului $R_2/(R_1+R_2)$. Valoarea acestui raport se determină impunând o valoare maxim admisibilă pentru eroarea de fază, $\Delta\varphi_{\max}$. Înlocuind expresia (4.28) în (4.3.a) în care $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\max}$, se obține :

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} < \frac{\Delta\omega_{\max} 2^{n+1} R}{90^\circ Q R_{fk}} \quad (4.30)$$

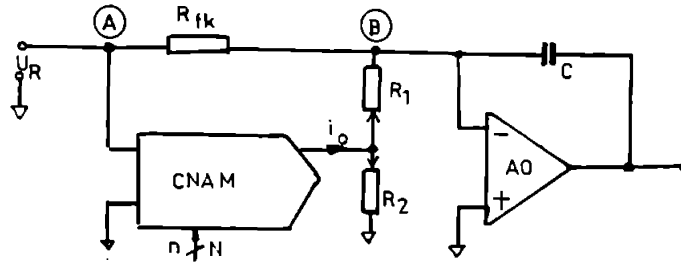


Fig. 4.7 Ajustarea fină a unei rezistențe prin utilizarea CNAM

Pentru compensarea variațiilor componentelor pasive care determină mărimea ω_0 , este necesar să se asigure o variație maximă pulsației de rezonanță $\Delta\omega_{0\max}/\omega_0$. Impunind această condiție, din relația (4.29), rezultă:

$$\frac{R_2}{R_1+R_2} > \frac{R 2^n}{R_{fk} N_{\max}} [(1+\Delta\omega_{0\max}/\omega_0)^2 - 1] \quad (4.31)$$

Relația (4.31) permite determinarea valorii maxime N_{\max} a codului N pentru care se obține $\Delta\omega_{0\max}/\omega_0$ luând pentru raportul $R_2/(R_1+R_2)$ o valoare care satisface (4.30). Dacă $(R_{fk} R_2 N)/[(R_1+R_2) 2^n] \ll 1$ relația (4.29) poate fi scrisă sub forma:

$$\Delta\omega_0 \approx \omega_0 \frac{R_{fk}}{R} \frac{R_2}{R_1+R_2} \frac{\Delta N}{2^{n+1}} \quad (4.32)$$

unde ΔN este variația codului aplicat la intrarea CNAM care determină variația $\Delta\omega_0$. Din relația (4.32) rezultă că pentru variații mici în jurul valorii ω_0 , mărimea $\Delta\omega_0$ depinde aproximativ liniar de codul N . Această particularitate oferă posibilitatea ca să se realizeze o buclă de reglare a mărimii ω_0 . Astfel după ce a fost realizată coincidența $\omega_0 = \omega_r$, prin măsurarea valorii momentane a pulsației rotorului de echilibrat ω_r , se determină ΔN astfel încât prin comanda CNAM cu codul $N + \Delta N$ să se obțină $\omega_r = \omega_0 + \Delta\omega_0$. Se realizează în acest fel un filtru care urmărește variațiile mici ale mărimii ω_r în jurul valorii ω_0 .

4.4 Filtrul sincron

O soluție larg utilizată pentru filtrarea semnalelor în cadrul aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor este filtrul sincron. Principiul filtrului sincron este prezentat în [8]. Filtrul sincron asigură extrage-

rea componentei avînd pulsația dată ω_0 din spectrul semnalului de la intrarea sa. Funcționarea acestui tip de filtru se bazează pe ideea analizei armonice pentru un semnal periodic. Considerînd un semnal $v(t)$ periodic cu perioada $T_0 = 2\pi/\omega_0$, se poate scrie [23] :

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \quad (4.32)$$

Semnalul $v(t)$ este multiplicat cu un semnal de referință $v_R(t)$:

$$v_R(t) = V_R e^{j\omega_R t}, \quad (4.33)$$

avînd amplitudinea V_R și pulsația ω_R . Semnalul produs este:

$$v(t) \cdot v_R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_R C_n e^{j(n\omega_0 + \omega_R)t} \quad (4.34)$$

Din relația (4.34) rezultă că spectrul semnalului produs se obține din spectrul semnalului $v(t)$ prin deplasarea cu ω_R pe axa pulsațiilor și înmulțirea amplitudinii complexe a fiecărei componente cu V_R .

Dacă se filtrează semnalul produs cu un filtru trece-jos ideal avînd frecvența de tăiere ω_f , există posibilitatea selectării unei singure componente spectrale a semnalului $v(t)$, deplasînd-o pe axa pulsațiilor astfel încît:

$$-\omega_f \leq n\omega_0 + \omega_R \leq \omega_f, \quad -\infty < n < \infty \quad (4.35.a)$$

fiind îndeplinită și condiția

$$\omega_f < \min(\omega_0, \omega_R) \quad (4.35.b)$$

Deoarece în cazul filtrării semnalelor provenite de la traductoarele de vibrații interesează fundamentală, rezultă $n=1$ și relația (4.35.a) devine :

$$|\omega_R - \omega_0| \leq \omega_f \quad (4.36)$$

Semnalul $s(\omega)$ obținut la ieșirea filtrului trece-jos ideal este:

$$s(\Delta\omega) = V_R C_{-1} e^{j(\omega_R - \omega_0)t} \quad (4.37)$$

Considerînd dezvoltarea în serie Fourier a semnalului $v(t)$, sub forma:

$$v(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_0 t + B_n \sin n\omega_0 t \quad (4.38)$$

rezultă [23] :

$$C_{-1} = A_1 - jB_1 \quad (4.39)$$

Înlocuind expresia (4.39) în (4.37) obținem :

$$s(\Delta\omega) = V_R (A_1 - jB_1) e^{j(\omega_R - \omega_0)t} \quad (4.40)$$

sau:

$$s(\Delta\omega) = V_R [A_1 \cos(\omega_R - \omega_0)t + B_1 \sin(\omega_R - \omega_0)t - jB_1 \cos(\omega_R - \omega_0)t + jA_1 \sin(\omega_R - \omega_0)t] \quad (4.41)$$

Din relația (4.41) rezultă că înmulțind semnalul real $v(t)$ cu un semnal complex $v_R(t)$, se obține după filtrare un semnal complex $s(\Delta\omega)$. Realizarea operației de multiplicare $v(t) v_R(t)$, necesită două multiplicatoare, unul pentru fiecare componentă (reală și imaginară) a semnalului $v_R(t)$, așa cum este prezentat în fig.4.8.

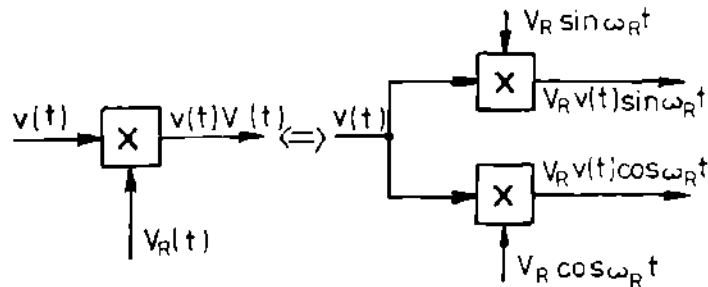


Fig. 4.8 Realizarea multiplicării fizice pentru semnalul complex $v_R(t)$

Din relația (4.41) rezultă că pentru $\omega_R = \omega_0$, se obține :

$$s(0) = V_R (A_1 - jB_1) = S(0) \quad (4.42)$$

ceea ce arată că pentru $\omega_R = \omega_0$, la ieșirea filtrului trece-jos se obțin doar componente continue.

Expresia (4.38) se poate scrie sub forma:

$$v(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot \cos(n\omega_0 t + \vartheta_n) \quad (4.43)$$

și prin identificare cu (4.38) rezultă :

$$A_n = V_n \cos \vartheta_n \quad (4.44.a)$$

$$B_n = V_n \sin \vartheta_n \quad (4.44.b)$$

Înlocuind relațiile (4.44) în (4.42), rezultă :

$$S(0) = V_R V_1 \cos \vartheta_1 - j V_R V_1 \sin \vartheta_1 \quad (4.45)$$

sau ținând cont că prelucrarea fizică se realizează separat pe cele două componente (fig 4.8) :

$$S_x(0) = V_R V_1 \cos \vartheta_1 \quad (4.46.a)$$

$$S_y(0) = V_R V_1 \sin \vartheta_1 \quad (4.46.b)$$

Din relațiile (4.46) rezultă că utilizând semnalele de la ieșirea filtrului $S_x(0)$ și $S_y(0)$ se poate determina amplitudinea și faza componentei fundamentale V_1 și ϑ_1 :

$$V_1 = \frac{1}{V_R} \sqrt{S_x^2(0) + S_y^2(0)} \quad (4.47.a)$$

$$\vartheta_1 = \arctg \frac{S_y(0)}{S_x(0)} \quad (4.47.b)$$

Pentru realizarea filtrării conform principiului expus, în cazul concret al semnalelor de dezechilibru $v_1(t)$ și $v_2(t)$, trebuie realizate următoarele operații :

- 1 - generarea semnalelor de referință $V_R \sin \omega_R t$ și $V_R \cos \omega_R t$
- 2 - multiplicarea semnalelor de referință cu semnalul ce trebuie filtrat
- 3 - filtrarea semnalului produs cu un filtru trece-jos care să asigure satisfacerea condițiilor (4.35)

1. Pentru obținerea semnalelor de referință $V_R \sin \omega_R t$ și $V_R \cos \omega_R t$, trebuie satisfăcute următoarele cerințe:

- defazajul între semnalele de referință și semnalul $v_r(t)$ să fie constant ($v_r(t)$ este semnalul de referință de fază)
- $\omega_R = \omega_0$
- cele două semnale de referință să nu conțină alte componente spectrale
- defazajul între cele două semnale de referință să fie riguros egal cu $\pi/2$.

O primă modalitate de rezolvare a acestor cerințe este utilizarea unei bucle PLL. Această soluție se aplică în exemplele prezentate în [6] și [24].

Se utilizează o buclă PLL care realizează multiplicarea frecvenței cu un număr natural P . Pornind de la această frecvență multiplicată se generează cele două semnale de referință utilizând conversia numeric-analogică a valorilor celor două unde, existente în două memorii de tip ROM, ce sînt citite simultan de P ori în fiecare perioadă T_R . Semnalele obținute în urma conversiei trebuie să fie filtrate pentru a rejecta armonicile superioare.

Dezavantajele acestei metode sînt :

- performanțele buclei PLL în ceea ce privește banda de captură, banda de urmărire și fluctuațiilor frecvenței semnalului de ieșire sînt cu atît mai scăzute cu cît P este mai mare;
- conținutul de armonici crește pentru valori scăzute ale factorului P ;
- filtrarea armonicilor superioare este foarte dificilă deoarece frecvența semnalelor de referință trebuie să varieze într-un domeniu larg;
- operația de filtrare a semnalelor de referință introduce erori de fază;
- complexitatea foarte ridicată a schemei rezultate.

O altă soluție pentru obținerea celor două semnale de referință este cea descrisă în [3], [4] și [7] și constă în generarea a două semnale triunghiulare simetrice defazate cu un sfert de perioadă avînd aceeași frecvență cu semnalul $v_r(t)$.

Generarea pornește de la semnalul $v_r(t)$ ce trebuie să aibă factorul de umplere riguros egal cu 0.5. Prin integrări și comparări față de zero, succesive se obțin cele două semnale triunghiulare defazate cu $\pi/2$. În [7] cele două semnale triunghiulare sînt transformate în semnale sinusoidale printr-un circuit cu caracteristica neliniară. Dezavantajele metodei sînt:

- se impune ca factorul de umplere al semnalului de la traductorul optic $v_r(t)$ să fie riguros 0.5. În caz contrar apar erori de fază între cele două semnale de referință generate;
- conținutul ridicat de armonici superioare în spectrul semnalelor de referință generate;
- puternica dependență a fazajului între cele două semnale de referință de liniaritatea integratoarelor și de erorile detectoarelor de zero utilizate.

Această soluție este o soluție simplă, ieftină ce se poate utiliza în

aplicațiile fără pretenții deosebite.

O a treia soluție pentru generarea semnalelor de referință este cea prezentată în [8] și constă într-un generator sincron cuplat direct cu sistemul mecanic de antrenare a rotorului de echilibrat. Prin construcție acesta generează două tensiuni sinusoidale defazate cu $\pi/2$ și având pulsația egală cu viteza unghiulară de rotație a rotorului. Principalul dezavantaj al acestei soluții este aria restrinsă de aplicabilitate. Cuplarea generatorului pe același ax cu rotorul de echilibrat limitează performanțele procesului de echilibrare, astfel că acest procedeu nu poate fi aplicat pentru echilibrarea conform unei clase superioare clasei G1. În cazul giromotoarelor electrice sau a celor acționate cu aer comprimat această soluție nu se poate aplica.

În cadrul tuturor celor trei soluții de principiu prezentate, semnalele de referință generate prezintă un anumit conținut de armonici, mai ridicat pentru primele două și mult mai redus în cazul celei de-a 3-a. Se pune problema analizei influenței armonicilor existente în spectrul semnalelor de referință asupra eficienței operației de filtrare. Se consideră componenta armonică de ordin k a semnalului de referință:

$$v_{Rk}(t) = V_{Rk} \cos(k\omega_0 t + \varphi_{Rk}) \quad . \quad k=0,1,2,\dots \quad (4.48)$$

în care V_{Rk} și φ_{Rk} sînt amplitudinea respectiv faza acestei armonici, iar $\omega_R = \omega_0$. Produsul dintre $v_{Rk}(t)$ și semnalul $v(t)$, considerat sub forma (4.43) este:

$$v(t) v_{Rk}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} V_n V_{Rk} \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) \cos(k\omega_0 t + \varphi_{Rk}) + C_0 V_{Rk} \cos(k\omega_0 t + \varphi_{Rk}) \quad (4.49)$$

După calcule simple, rezultă :

$$v(t) v_{Rk}(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_n V_{Rk} \cos[(n-k)\omega_0 t + \varphi_n - \varphi_{Rk}] + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} V_n V_{Rk} \cos[(n+k)\omega_0 t + \varphi_n + \varphi_{Rk}] + C_0 V_{Rk} \cos(k\omega_0 t + \varphi_{Rk}) \quad (4.50)$$

După filtrarea semnalului produs cu un filtru trece-jos ideal avînd

pulsatia de tăiere ω_f la ieșirea acestui filtru se vor regăsi numai componentele care satisfac relația

$$|(n\pm k)\omega_0| \leq \omega_f \quad (4.51)$$

Deoarece $\omega_f < \omega_0$, relația (4.51) este satisfăcută doar pentru $n=k$. Rezultă că semnalul corespunzător armonicii considerate, obținut la ieșirea filtrului trece-jos, este continuu:

$$S_k(t) = V_k V_{Rk} \cos(\phi_k - \phi_{Rk}) \quad (4.52)$$

Dacă se iau în considerare toate armonicele semnalului de referință adică:

$$v_R(t) = \sum_{k=0}^{\infty} V_{Rk} \cos(k\omega_0 t + \phi_{Rk}) \quad (4.53)$$

și se notează $\phi_k - \phi_{Rk} = \Delta\phi_k$, aplicind teorema superpoziției, rezultă expresia semnalului de la ieșirea filtrului, trece-jos în cazul cînd la intrarea sa este aplicat semnalul produs $v(t) v_R(t)$:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{\infty} V_k V_{Rk} \cos(\Delta\phi_{Rk}) \quad (4.54)$$

Eroarea datorată componentelor armonice ale semnalului de referință este:

$$\delta = \frac{S(t) - V_1 V_{R1}}{V_1 V_{R1}} \quad (4.55)$$

sau dacă semnalul de intrare nu are componentă continuă:

$$\delta = \frac{V_2 V_{R2} \cos(\Delta\phi_2) + V_3 V_{R3} \cos(\Delta\phi_3) + \dots}{V_1 V_{R1}} \quad (4.56)$$

Pentru a determina o limită maximă a erorii, se consideră inegalitatea:

$$\delta \leq \frac{V_2 \cdot V_{R2} + V_3 \cdot V_{R3} + \dots}{V_1 \cdot V_{R1}} \quad (4.57)$$

și apoi inegalitatea lui Cauchy :

$$\delta \leq \frac{V_2 \cdot V_{R2} + V_3 \cdot V_{R3} + \dots}{V_1 \cdot V_{R1}} \leq \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + \dots}{V_1^2}} \sqrt{\frac{V_{R2}^2 + V_{R3}^2 + \dots}{V_{R1}^2}} \quad (4.58)$$

Daca se notează cu d_v și d_R factorul de distorsiuni armonice al semnalului $v(t)$ respectiv $v_R(t)$, se poate scrie :

$$d_v = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + \dots}{V_1^2}} \quad (4.59.a)$$

$$d_R = \sqrt{\frac{V_{R2}^2 + V_{R3}^2 + \dots}{V_{R1}^2}} \quad (4.59.b)$$

Rezultă o limită maximă pentru eroarea considerată:

$$\delta \leq d_v d_R \quad (4.60)$$

Relația (4.60) evidențiază faptul că eroarea relativă este inferioară produsului factorilor de distorsiuni armonice corespunzători celor două semnale a căror produs se realizează la iesirea multiplicatorului.

În cazul semnalului de dezechilibru, factorul de distorsiuni nu este constant ci crește pe măsură ce dezechilibrul rotorului devine din ce în ce mai redus. În jurul dezechilibrului rezidual factorul de distorsiuni armonice poate deveni foarte mare (10-20) datorită componentelor armonice superioare, produse de vibrațiile din lagăre, interacțiunile mecanice între rotor și sistemul de suspensie elastică și alți factori. Componentele armonice sînt în această situație mult mai mari decît componenta fundamentală care a scăzut, în cursul procesului de echilibrare, o dată cu dezechilibrul rotorului.

Este util să se determine atenuarea armonice de ordin k , $k > 2$, din semnalul $v(t)$, aflat la intrarea filtrului sincron, în condițiile cînd $\omega_0 = \omega_R$. Din relația (4.52), în care $\phi_k - \phi_{Rk} = 0$ și $V_k = 1$, rezultă:

$$\Gamma_k = \frac{V_{Rk}}{V_{R1}} \quad (4.61)$$

Γ_k definește raportul de rejecție al armonicii de ordin k prezente la intrarea filtrului. Pentru un semnal de referință triunghiular simetric, acest raport are valoarea:

$$\Gamma_k = \begin{cases} 0 & \text{pt. } k \text{ par} \\ 1/k^2 & \text{pt. } k \text{ impar} \end{cases} \quad (4.62)$$

În acest caz, conform relației (4.62) armonicile pare ale semnalului $v(t)$ vor

fi rejectate total, iar armonicile impare în raportul $1/k^2$. Pentru armonica a-3-a se obține $\Gamma_3=1/9$ insuficient pentru echilibrarea în clase superioare clasei G1.

Din cele prezentate pînă acum se poate trage concluzia că performanțele de selectivitate a filtrului sincron sînt puternic dependente de puritatea spectrală a semnalelor de referință, astfel că pentru obținerea unor caracteristici superioare rezultă o complexitate ridicată a circuitelor de generare a acestor semnale.

2. Multiplicarea celor două semnale $v(t)$ și $v_R(t)$ trebuie realizată cu un circuit care satisface următoarele cerințe:

- să admită la intrare semnale alternative în domeniul de frecvență 20 Hz-1000 kHz
- să furnizeze la ieșire produsul celor două semnale de intrare în patru cadrane
- să realizeze produsul semnalelor de intrare cu o eroare cît mai mică; să prezinte o eroare de neliniaritate a caracteristicii de transfer redusă.

Dintre soluțiile posibile, în ultimii ani, s-a impus circuitul multiplicator cu transconductanță sau de tip Gilbert [20]. Datorită performanțelor bune ale acestui tip de multiplicator, acesta este în prezent produs pe scară largă sub formă de circuit integrat monolitic [23], [24]. Aceste circuite admit semnale de intrare alternative în domeniul 0-30 kHz. furnizează la ieșire produsul lor cu o eroare maximă de 0,25-1% avînd o eroare de neliniaritate cuprinsă între 0,1-0,6%. Utilizarea circuitelor multiplicatoare de tip Gilbert reprezintă o posibilă rezolvare a problemei operației de multiplicare în cadrul filtrului sincron.

3. Operația de filtrare trece-jos trebuie să satisfacă următoarele cerințe:

- pulsația de tăiere ω_f să fie cît mai redusă
- timpul de stabilizare al filtrului trece-jos să fie cît mai scăzut

Din analiza funcționării filtrului sincron a rezultat că dacă $\omega_0 = \omega_R$ și $\omega_f < \omega_0$, valoarea ω_f nu are nici o influență asupra factorului de rejecție al armonicilor prezente în semnalul $v(t)$ de la intrarea filtrului.

Datorită faptului că în realitate semnalul $v(t)$ conține în afară de armonici superioare și zgomote ce pot avea frecvențe oarecare, diferite de $k\omega_0$, se impune determinarea caracteristicii amplitudine-frecvență a filtrului în cazul general cînd $\omega_0 \neq \omega_R$.

În acest scop se consideră ca semnal de intrare al filtrului sincron, semnalul:

$$z(t) = Z \cos(\omega t + \vartheta)$$

(4.63)

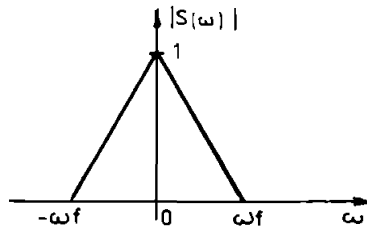
Considerind semnalul $v_R(t)$ dat de relația (4.53) rezultă semnalul de la ieșirea multiplicatorului :

$$z(t) v_R(t) = \sum_{n=1}^{\infty} Z V_R \cos(\omega t + \vartheta) \cos(k\omega_0 t + \vartheta_{Rk}) \quad (4.64)$$

sau:

$$z(t) v_R(t) = \frac{1}{Z} \sum_{n=1}^{\infty} Z V_{Rk} \cos[(\omega - k\omega_0)t + \vartheta - \vartheta_k] + \frac{1}{Z} \sum_{n=1}^{\infty} Z V_{Rk} \cos[(\omega + k\omega_0)t + \vartheta + \vartheta_k] \quad (4.65)$$

După filtrare cu un filtru trece-jos avind caracteristica din fig. 4.9, la ieșirea filtrului se obține semnalul $s(\omega_k)$.



Dacă se notează

$$S(\omega) = |S(\omega)| e^{j\vartheta(\omega)} \quad \text{și}$$

$$\Delta\omega_k = \omega \pm k\omega_0 \quad (4.66)$$

$$\Delta\vartheta_k = \vartheta - \vartheta_{Rk} \quad (4.67)$$

Fig. 4.9 Caracteristica FTJ

expresia semnalului de la ieșirea filtrului trece-jos este :

$$s(\Delta\omega_k) = \begin{cases} Z |S(\Delta\omega_k)| V_{Rk} \cos[\Delta\omega_k t + \Delta\vartheta_k + \vartheta(\Delta\omega_k)] & \text{pt. } |\Delta\omega_k| \leq \omega_f \\ 0 & \text{pt. } |\Delta\omega_k| > \omega_f \end{cases} \quad (4.68)$$

Din relația (4.68) în care se înlocuiește expresia $\Delta\omega_k$ dată de (4.66)

rezultă condiția pentru a se obține un semnal nenul la ieșirea filtrului sincron:

$$k\omega_0 - \omega_f \leq \omega \leq k\omega_0 + \omega_f, \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4.69)$$

Relațiile (4.68) și (4.69) evidențiază faptul că filtrul sincron are o caracteristică amplitudine-pulsatie, ce se obține din caracteristica filtrului trece-jos (fig. 4.9) prin deplasare pe axa pulsațiilor cu $k\omega_0$ și multiplicare cu factorul $\frac{1}{2}V_{RK} e^{j\theta(\Delta\omega_k)}$. Caracteristica globală a filtrului sincron este prezentată în fig. 4.10.

Din fig. 4.10 rezultă că pentru a selecta numai componenta fundamentală a semnalului de la intrarea filtrului sincron trebuie ca ω_f și V_{RK} ($k \geq 2$) să fie cât mai reduse. În acest sens trebuie realizat un compromis între banda de trecere a filtrului trece-jos și timpul său de stabilizare.

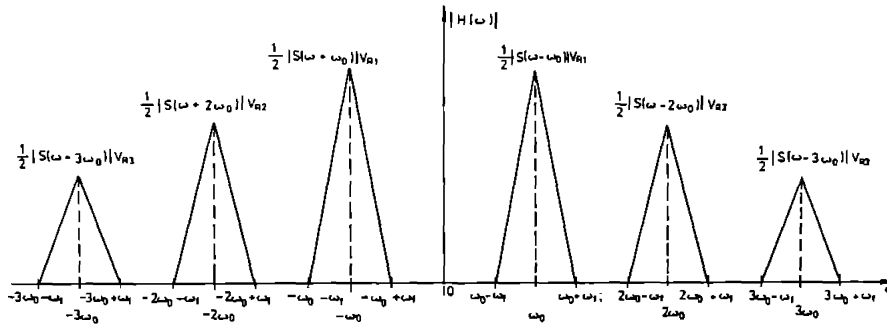


Fig. 4.10 Caracteristica amplitudine-frecvență a filtrului sincron

Din analiza performanțelor se pot trage următoarele concluzii privind avantajele și dezavantajele utilizării filtrului sincron în aparatele pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor. Avantajele importante sînt:

- asigură reglarea automată a filtrului pe frecvența de rotație lent variabilă a rotorului;
- furnizează la ieșirea filtrului trece-jos tensiuni continue proporționale cu proiecțiile vectorilor de dezechilibru. Aceste tensiuni fiind continue, pot fi ușor convertite analog-numeric și pe baza acestor date se pot calcula amplitudinea și faza vectorilor de dezechilibru;

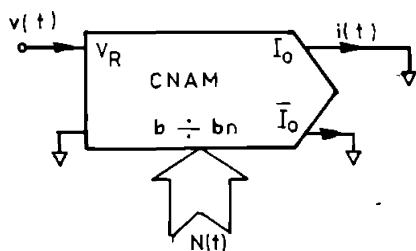
Dezavantajele acestui tip de filtru sînt :

- dependența performanțelor de filtrare de puritatea spectrală a semnalelor de referință. Necesitatea generării acestor semnale;

- limitarea performanțelor de performanțele generatorului de semnale de referință;
- timpul de stabilizare lung în cazul unei selectivități ridicate
- complexitate deosebit de ridicată mai ales în cazul când se reclamă performanțe superioare.

În condițiile în care există soluții performante care să rezolve realizarea celor trei operații: generarea semnalului de referință, multiplicarea și filtrarea trece-jos, filtrul sincron rămâne o soluție de principiu atrăgătoare, pentru filtrarea semnalelor de dezechilibru.

Se prezintă în continuare o soluție propusă de autor pentru realizarea unui filtru sincron în care generarea semnalelor de referință și multiplicarea semnalului ce trebuie filtrat se realizează într-o singură operație prin utilizarea unui convertor numeric analogic multiplicator CNAM.



Se consideră un convertor numeric analogic, multiplicator CNAM în configurația din fig.4.11. La intrarea analogică V_R se aplică semnalul $v(t)$ ce trebuie filtrat iar la intrările numerice $b_1 - b_n$ fiind aplicat codul numeric $N(t)$ considerat la momentul t .

Fig. 4.11 CNAM utilizat ca multiplicator a două semnale.

Curentul de ieșire $i(t)$ are expresia [21] :

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \cdot \frac{N(t)}{2^n} \quad (4.70)$$

unde R este valoarea rezistenței din rețeaua R-2R a CNAM și n este rezoluția acestuia (numărul de biți). În această situație curentul de ieșire $i(t)$ este proporțional cu produsul $v(t) N(t)$.

În ideea realizării filtrării sincrone, ar trebui (în cazul ideal) ca

$N(t)$ să aibă o variație sinusoidală. Deoarece $N(t)$ este o mărime discretă, poate fi modificată cu o rezoluție finită.

Se pune deci problema generării unui semnal sinusoidal, avînd un conținut de armonici superioare cît mai redus, prin conversie numeric-analogică. Această problemă a fost intens studiată după cum rezultă și din numărul mare de lucrări dedicate acestei teme [27], [28], [29], [30], [31], [32].

Există [31] două direcții majore de rezolvare a problemei generării numerice a unei unde sinusoidale: a) cuantizare uniformă în timp și b) cuantizare uniformă în amplitudine.

Este unanim acceptată ideea exploatării simetriei din cadrul fiecărei semialternanțe și antisimetriei celor două semialternanțe. Rezultă astfel că este suficient să se genereze unda sinusoidală pe intervalul $[0, \pi/2]$ pentru ca problema generării întregii perioade să fie rezolvată.

Deoarece rezoluția de stabilire a momentelor (unghiurilor) pe axa absciselor cît și a valorilor amplitudinilor impulsurilor dreptunghiulare cu care se dorește să se aproximeze semnalul sinusoidal (fig. 4.12) este finită, cele două tipuri de soluții încearcă să micșoreze erorile datorate cuantizării pe cele două axe. În fig. 4.12 sînt ilustrate cele două soluții.

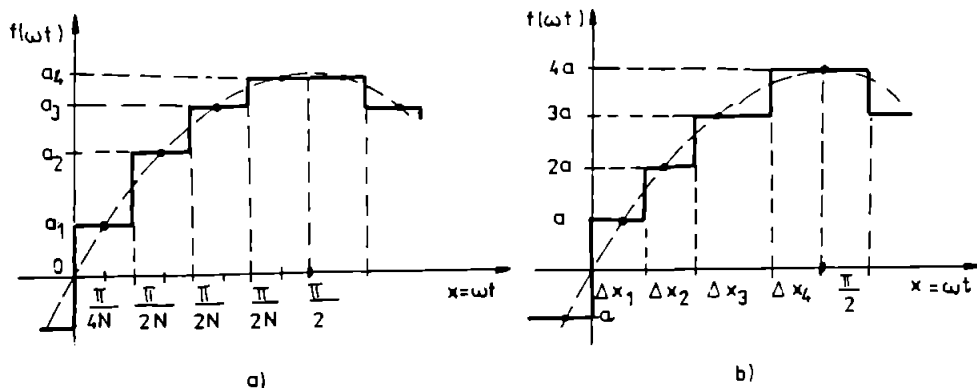


Fig. 4.12 Metode de generare a unui semnal sinusoidal prin conversie A/N cu rezoluție finită

Soluția a) "clasică" pornește de la cuantizarea uniformă pe axa absciselor, perioada semnalului sinusoidal fiind împărțită într-un număr de subintervale egale. Deoarece este suficient să se definească semnalul pe intervalul $[0, \pi/2]$ se va considera că acest interval a fost împărțit în M subintervale egale. Rezultă deci $4M$ trepte/perioadă. În fiecare interval amplitudinea

semnalului este constantă: a_1, a_2, \dots, a_M . Semnalul astfel generat prezintă numai armonici impare, amplitudinile lor fiind conform relației [28], [30]:

$$A_{2k-1} = \frac{8}{\pi(2k-1)} \sum_{i=1}^M a_i \sin \frac{(2k-1)\pi}{4M} \sin \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{4M} \quad k=1,2,\dots \quad (4.71)$$

În [28] și [30] se arată că dacă se impun mărimilor a_1, a_2, \dots, a_M valorile :

$$a_i = \sin \frac{(2i-1)\pi}{4M} \quad , \quad i=1,2, \dots, M \quad (4.72)$$

atunci se obțin următoarele valori pentru amplitudinile armoniceilor:

$$A_{2k-1} = \begin{cases} \frac{4M}{\pi} \sin \frac{\pi}{4M} & \text{pt. } k=1 \\ \frac{4M}{(2k-1)\pi} \sin \frac{\pi}{4M} & \text{pt. } k=2mM \text{ sau } k=2mM+1 \\ & m=1,2,\dots \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \quad (4.73)$$

În cazul soluției b) amplitudinile a_1, a_2, \dots, a_M sînt valori egale cu un multiplu întreg al unei mărimi aleasă arbitrar drept cuantă. Rezultă că intervalul $[0,1]$ de variație al amplitudinii este divizat în M subintervale egale. Aceste valori $a_1, a_2, a_3, \dots, a_M$ determină pe axa absciselor o diviziune a intervalului $[0, \pi/2]$: x_1, x_2, \dots, x_M , neuniformă. În [30] autorul în colaborare, a dedus relațiile de calcul pentru amplitudinile armoniceilor din spectrul semnalului generat conform soluției b) :

$$A_{2k-1} = \frac{8}{(2k-1)\pi} \sum_{i=1}^M a_i \sin \frac{\Delta x_i}{2} \sin[(2k-1)(\Delta x_1 + \dots + \Delta x_{i-1} + \Delta x_i/2)] \quad k=1,2,\dots \quad (4.74)$$

Există, în principiu, o infinitate de soluții pentru alegerea punctelor ce determină diviziunea uniformă a intervalului $[0,1]$ pe axa ordonatelor.

În [31] autorul și colectivul a prezentat comparativ mai multe alternative. Este dificil să se caute soluția optimă deoarece trebuie rezolvat un sistem de M ecuații transcendente, cu M necunoscute $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_M$:

$$A_1 = 1$$

$$A_{2k-1} = 0 \quad k = 2, 3, \dots, M \quad (4.75)$$

unde A_{2k-1} este dată de relația (4.74).

După cum rezultă din [31] metoda b) permite exploatarea la maximum a rezoluției convertorului numeric-analogic utilizat. Cu toate că nu asigură anularea armonicilor joase (3, 5, ..., M), metoda b) conduce la un factor de distorsiuni armonice mai scăzut decit metoda a) în condițiile utilizării unui CNA cu aceeași rezoluție. Performanțele soluției b) au fost analizate în ipoteza că rezoluția de determinare a intervalelor de timp este infinită. Această ipoteză este practic satisfăcută pentru frecvențe ale semnalului generat pîna la 20 kHz.

În cazul utilizării semnalului sinusoidal generat ca semnal de referință pentru un filtru sincron, nu factorul de distorsiuni armonice redus este important, ci esențial este ca un număr cît mai mare de armonici joase, începînd cu cele de ordinul 3, 5, 7, etc. să fie nule.

După cum rezultă din cele prezentate anterior, anularea armonicii de ordin k a semnalului de referință $v_R(t)$ conduce la rejecția totală a armonicii de același ordin din spectrul semnalului ce trebuie filtrat. Din acest motiv soluția a) este de preferat în cazul filtrului sincron. Pentru asigurarea anulării armonicilor joase trebuie satisfăcută condiția (4.72), ceea ce presupune utilizarea unui convertor numeric analogic cu rezoluție infinită.

Practic se impune utilizarea unui convertor cu o rezoluție cît mai mare astfel încît eroarea de cuantizare care afectează fiecare dintre valorile a_1, a_2, \dots, a_M să poată fi considerată neglijabilă. Pentru stabilirea acestei condiții, este util să se calculeze amplitudinile armonicelor în prezența erorilor de cuantizare.

Se consideră convertorul CNAM din fig. 4.11 avînd la intrarea numerică un cod de n biți $N(t)$, a cărui variație în timp este conformă cu cea din fig. 4.12 a), adică:

$$N_i(t) = \left[2^{n-1} \sin \frac{(2i-1)\pi}{4M} \right] \quad \text{pt.} \quad \frac{(i-1)\pi}{2M} \leq \omega t < \frac{i\pi}{2M} \\ i = 1, 2, \dots, M \quad (4.76)$$

unde [] reprezintă funcția parte întregă. Relația (4.76) definește modul de generare al semnalului în intervalul $[0, \pi/2]$. Aceleași valori se utilizează pentru generarea semnalului în inter-valul $[\pi/2, \pi]$ iar prin schimbarea semnu-

lui semnalului analogic de la ieșirea CNAM cu ajutorul celui mai semnificativ bit (CNAM este utilizat în conexiune bipolară) se generează semialternanța negativă $[\pi, 2\pi]$. Rezultă că amplitudinile a_i , $i=1, 2, \dots, M$ vor avea expresia:

unde

$$a_i = \frac{N_i(t)}{2^{n-1}}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4.77)$$

și în general vor fi diferite de valorile a_i date de relația (4.72) care asigură anularea armonicilor joase $A_3, A_5, \dots, A_{4M-3}$, adică:

$$a_i' = a_i + \epsilon_i, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4.78)$$

unde cu ϵ_i s-a notat eroarea de cuantizare care afectează valoarea a_i' . Introducând valorile a_i date de (4.78) în relația de calcul a amplitudinilor armonicilor A_{2k-1} , (4.71), se obține:

$$A_{2k-1}' = \frac{8}{(2k-1)\pi} \sum_{i=1}^M (a_i + \epsilon_i) \sin \frac{(2i-1)\pi}{4M} \sin \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{4M} \quad (4.79)$$

$k = 1, 2, \dots$

sau, după calcule simple :

$$A_{2k-1}' = A_{2k-1} + \frac{8}{(2k-1)\pi} \sin \frac{(2k-1)\pi}{4M} \sum_{i=1}^M \epsilon_i \sin \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{4M} \quad (4.80)$$

$k = 1, 2, \dots$

Ținând cont că $A_{2k-1} = 0$ pentru $k=2, 3, \dots, 4M-3$ rezultă:

$$A_{2k-1}' = \begin{cases} \frac{4M}{\pi} \sin \frac{\pi}{4M} \left[1 + \frac{2}{M} \sum_{i=1}^M \epsilon_i \sin \frac{(2i-1)\pi}{4M} \right] & \text{pt } k=1 \\ \frac{8}{(2k-1)\pi} \sin \frac{(2k-1)\pi}{4M} \sum_{i=1}^M \epsilon_i \sin \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{4M} & \text{pt } k=2, 3, \dots, 4M-3 \end{cases} \quad (4.81)$$

Este util să se determine o limită maximă pentru expresia :

$$\delta_k = \sum_{i=1}^M \epsilon_i \sin \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{4M} \quad (4.82)$$

Utilizînd inegalitatea lui Cauchy, rezultă succesiv :

$$\delta_k \leq \sqrt{\left[\sum_{i=1}^M \epsilon_i^2 \right] \left[\sum_{i=1}^M \sin^2 \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{4M} \right]} \quad (4.83)$$

$$\delta_k \leq \sqrt{\left[\sum_{i=1}^M \epsilon_i^2 \right] \left[\sum_{i=1}^M \frac{1}{2} \left(1 - \cos \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{2M} \right) \right]}$$

$$\delta_k \leq \sqrt{\frac{M}{2} \left[\sum_{i=1}^M \epsilon_i^2 \right]} \quad (4.84)$$

Deoarece ϵ_i este o eroare de cuantizare, se poate scrie:

$$\epsilon_i \leq \frac{1}{2^{n+1}}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4.85)$$

și deci

$$\delta_k \leq \frac{M}{\sqrt{2} \cdot 2^{n+1}}, \quad k = 1, 2, \dots, 4M-3 \quad (4.86)$$

Înlocuind această valoare în relația (4.81) rezultă :

$$A_{2k-1}' \leq \frac{8M}{\pi(2k-1)\sqrt{2} \cdot 2^{n+1}} \sin \frac{(2k-1)\pi}{4M} \quad (4.87)$$

$k = 1, 2, \dots, 4M-3$

Relația (4.87) permite estimarea limitei maxime pentru amplitudinea armonice A_{2k-1}' ca urmare a erorii de cuantizare a CNA. Exprimînd această mărime ca valoare relativă față de amplitudinea fundamentalei A_1 , se obține:

$$\frac{A_{2k-1}'}{A_1} \leq \frac{1}{2^n} \frac{\left| \sin \frac{(2k-1)\pi}{4M} \right|}{\sqrt{2} (2k-1) \sin(\pi/4M)}, \quad k = 1, 2, \dots, 4M-3 \quad (4.88)$$

Relația (4.88) este importantă deoarece evidențiază influența rezoluției convertorului folosit, a numărului de subintervale dintr-o perioadă și a ordinului armonicii asupra raportului A_{2k-1}^*/A_1 . Deasemenea relația (4.88) permite determinarea rezoluției CNA dacă se impune valoarea maximă a raportului A_{2k-1}^*/A_1 . Deoarece mărimea $1/2^n$ depinde direct de rezoluția CNA este util să se cunoască variația mărimii :

$$r_M(k) = \frac{|\sin[\pi(2k-1)/4M]|}{\sqrt{2} (2k-1) \sin(\pi/4M)}, \quad k=1,2,\dots,4M-3 \quad (4.89)$$

Relația (4.89) poate fi pusă sub forma :

$$r_M(k) \approx \frac{1}{2} \frac{\pi/4M}{\sin(\pi/4M)} \frac{\sin[\pi(2k-1)/4M]}{\pi(2k-1)/4M}, \quad k=2,3,\dots,4M-3. \quad (4.90)$$

În fig. 4.13 s-a reprezentat grafic $r_M(k)$ în funcție de k avînd pe M parametru.

Din (4.90) rezultă: dacă $M \rightarrow \infty$ atunci $r_M(k) \rightarrow 1/\sqrt{2}$, iar pentru M oarecare finit $r_M(k)$ are o formă de variație (în funcție de k) de tip $\sin x/x$. Cantitativ din fig. 4.13 rezultă că pentru $4M > 64$ intervale/perioadă, raportul $r_M(k)$ este practic independent de k în domeniul armonicelor joase ($3 \leq 2k-1 \leq 39$). Așadar dacă se urmărește anularea acestor armonici este mai important să se utilizeze un CNA cu rezoluție ridicată decît să se crească parametrului M . Acesta are o influență neglijabilă dacă $4M \geq 64$.

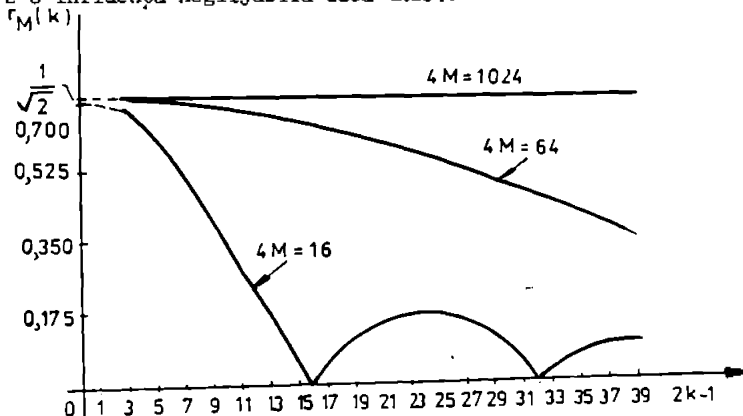


Fig. 4.13 Variația raportului de rejecție a armonicii de ordin $2k-1$ în funcție de k cu M parametru.

Numărul M nu poate fi însă micșorat prea mult deoarece prima armonică teoretic nenulă are ordinul $4M-1$. Raportul A_{2k-1}^*/A_1 reprezintă raportul de rejecție al armonicii de ordin $2k-1$ din spectrul semnalului ce trebuie fil-

trat. Pentru $n=16$ biți și dacă $4M=64$ aportul A_{2k-1}/A_1 rezultă aproximativ 10^{-5} ceea ce asigură un factor de rejecție în cele mai multe cazuri suficient pentru armonica considerată.

În concluzie, soluția propusă oferă avantajul eliminării unui număr mare de circuite din componenta generatorului semnalului de referință concomitent cu rezolvarea problemei operației de multiplicare între semnalul ce trebuie filtrat și semnalul de referință.

CAP.5. MULTIPLICATOARE DE FRECVENȚĂ

5.1. Introducere.

Multiplicarea frecvenței (divizarea perioadei) semnalului de referință de fază $v_r(t)$ este o operație obligatorie, multiplicatorul de frecvență, ca bloc funcțional, fiind prezent în structura tuturor aparatelor electronice pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor.

Performanțele în ceea ce privește precizia de multiplicare, timpul de răspuns, zgomotul de fază, etc. realizate de acest bloc determină direct performanțele întregului aparat.

Din punct de vedere al multiplicatorului de frecvență, aparatele pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor se pot clasifica în două categorii:

a) aparate care utilizează un detector sensibil la fază DSF, comandat cu semnale dreptunghiulare defazate între ele cu un sfert de perioadă, avînd aceeași frecvență cu semnalul $v_r(t)$ (ex. 3.3.C, 3.4 A și B);

b) aparate care utilizează o structură de tip filtru sincron comandat cu semnale sinusoidale (sau triunghiulare) în cuadratură și sincrone cu $v_r(t)$ (ex. 3.3A și B). În cazul a) pentru realizarea semnalelor de comandă a DSF este necesară divizarea perioadei semnalului $v_r(t)$ la un număr multiplu de 4. Această operație poate fi realizată analogic pornind de la $v_r(t)$ și impunînd ca acesta să fie dreptunghiular cu factorul de umplere 0,5. O asemenea metodă, prezentată la pct. 3.3.A, este simplă dar cu performanțe relativ scăzute.

În cazul b) există posibilitatea generării semnalelor sinusoidale de către un generator sincron rotit solidar cu rotorul de echilibrat. Această soluție are însă o arie restrinsă de aplicabilitate, neputînd fi utilizată în cazul giromotoarelor. Dacă se elimină aceste două soluții particulare, problema generării semnalelor de comandă în ambele situații a) și b) poate fi rezolvată unitar prin utilizarea unui multiplicator de frecvență. În cazul a) factorul de multiplicare se impune a fi minimum 4, iar în cazul b) acest parametru depinde de valoarea minimă a numărului de eşantioane/perioadă considerat suficient pentru generarea undei sinusoidale.

Principial, soluțiile pentru realizarea multiplicării frecvenței f_r a semnalului $v_r(t)$ cu un număr natural P, utilizabile în cadrul unui aparat

pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor sînt:

A) multiplicator de frecvență analogic

B) multiplicator de frecvență numeric

În cele ce urmează se vor analiza avantajele și dezavantajele fiecăreia din soluțiile enumerate. Se prezintă apoi soluții propuse de autorul tezei.

5.2. Multiplicator de frecvență analogic

Aceste multiplicatoare sînt foarte răspîndite atît în aparatele pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor cit și în sintetizatoarele de frecvență [12],[13],[33],[34],[35],[36],[37]. Principiul de funcționare al acestora este ilustrat în schema bloc din fig. 5.1 care reprezintă un circuit PLL numeric [33]. Frecvența oscilatorului comandat în tensiune OCT este controlată de către tensiunea U_o astfel ca frecvența f_o/P de la ieșirea divizorului de frecvență $\div P$ să fie egală cu frecvența ce trebuie multiplicată f_r , existentă la intrare.

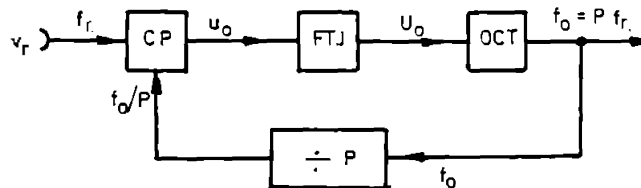


Fig. 5.1 Multiplicator de frecvență care utilizează un circuit PLL numeric.

Abaterea dintre cele două frecvențe f_r și f_o/P este sesizată de comparatorul de fază CP care furnizează la ieșire o tensiune variabilă u_o a cărei componentă continuă este U_o . Componenta continuă este obținută la ieșirea filtrului trece-jos FTJ. Bucla de reglare automată tinde să aducă frecvența oscilatorului OCT la o valoare f_o pentru care are loc egalitatea :

$$\frac{f_o}{P} = f_r \quad (5.1)$$

egalitate sesizată de către CP. Rezultă că în regim permanent, cînd "bucla este prinsă" frecvența OCT și deci frecvența de la ieșire are valoarea

$$f_o = P f_r \quad (5.2)$$

Față de situația ideală prezentată, în practică apar o serie de erori. În regim permanent ($f_r = \text{constant}$) există fluctuații ale frecvenței f_0 față de valoarea reglată dată de relația (5.2). Aceste fluctuații sînt dependente de caracteristica FTJ și cresc atunci cînd cîștigul buclei și factorul de multiplicare P , se măresc [13], [33]. Comportarea în regim dinamic este descrisă de următorii parametri [13], [33]: banda de captură, banda de urmărire și timpul de stabilizare. Acești parametri depind de funcția de transfer a FTJ și au o variație dezavantajoasă atunci cînd P crește.

O cauză a fluctuațiilor frecvenței f_0 o reprezintă fluctuațiile tensiunii de comandă u_0 , incomplet filtrate de către FTJ. Mărirea atenuării fluctuațiilor de frecvențe joase introdusă de FTJ atrage după sine creșterea timpului de stabilizare al acestuia și în final al circuitului PLL. Filtrul trebuie realizat ca urmare a unui compromis între atenuarea fluctuațiilor tensiunii u_0 , timpul de stabilizare și asigurarea stabilității buclei.

Creșterea factorului de multiplicare atrage după sine o înrăutățire a tuturor parametrilor caracteristici ai PLL numeric. De aceea acest circuit are banda de urmărire și de captură mai reduse decît în cazul $P=1$. Acest fapt reprezintă principalul dezavantaj care limitează utilizarea PLL numeric în aparatele pentru măsurarea dezechilibrului. Aceste aparate au, în majoritatea cazurilor, un domeniu larg de frecvențe de lucru. O altă limitare importantă o reprezintă timpul de răspuns ridicat al buclei PLL.

Pentru a asigura reducerea fluctuațiilor de fază și stabilitatea buclei de reglare este necesară acceptarea unui timp lung de stabilizare pentru FTJ. În cazul aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor timpul de răspuns lung al buclei conduce la erori de urmărirea variațiilor frecvenței de rotație a rotorului, introducînd erori importante în procesul de măsurare.

O altă cerință specifică este asigurarea unei relații de fază bine determinată între impulsurile f_r și impulsurile f_0 de la ieșirea multiplicatorului. Această cerință implică o sporire considerabilă a complexității acestuia.

În concluzie principalele dezavantaje ale utilizării multiplicatorului de frecvență cu PLL numeric sînt:

- a) banda de captură și de urmărire reduse
- b) fluctuații ale frecvenței de ieșire
- c) timp de stabilizare lung
- d) accentuarea dezavantajelor a,b,c la creșterea factorului de multiplicare P
- e) dificultatea asigurării relației de fază între impulsurile de intrare și cele de ieșire

În aceste condiții utilizarea multiplicatorului cu PLL numeric este

limitată la aparate cu un domeniu restrîns de frecvențe de lucru și fără pretenții deosebite privind clasa de echilibrare.

5.3. Multiplicator de frecvență numeric

Acest tip de multiplicatoare au fost dezvoltate în special pentru rezolvarea problemelor privind comanda eșantionării sincrone a unui semnal periodic. Sînt întîlnite și sub denumirea de circuite de sincronizare numerice [38]. Principial acest circuit este un sistem de reglare automată în care parametrul reglat este un factor de divizare R. Factorul R este astfel determinat încît prin aplicarea sa la intrarea de programare a unui divizor programabil, ce divizează frecvența f_0 a impulsurilor provenite de la un generator de tact, la ieșirea divizorului programabil să rezulte o frecvență egală cu Pf_r . Se poate calcula valoarea factorului de divizare din egalitatea :

$$\frac{f_0}{P} = Pf_r \quad (5.3)$$

și deci

$$R = \frac{f_0}{Pf_r} = \frac{f_0}{P} T_r \quad (5.4)$$

Din relația (5.4) rezultă că pentru a determina factorul R este necesar să se măsoare frecvența f_r (sau perioada T_r) a impulsurilor de intrare. Desigur, este convenabil să se determine perioada T_r utilizînd același generator de tact și impunînd acestuia o stabilitate ridicată a frecvenței f_0 . Aceste considerații sînt aplicate și în cazul circuitului prezentat în [38], unde după măsurarea perioadei T_r se calculează cu un sistem cu microprocesor factorul R conform (5.3) și se programează divizorul programabil pentru a diviza frecvența tactului f_0 la R. Măsurarea perioadei T_r are loc la intervale relativ mari, considerîndu-se că aceasta se modifică neglijabil între două măsurări. Acest multiplicator nu asigură o relație de fază bine determinată între impulsurile de intrare și cele de ieșire și deasemenea nu permite realizarea unui timp de stabilizare cît mai redus al întregului sistem de reglare automată. Ambele cerințe nesatisfăcute sînt obligatorii în cazul aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului.

Aceste dezavantaje sînt eliminate de circuitul multiplicator propus de autor în cadrul cererii de brevet de invenție [16]. Schema bloc a multiplicatorului de frecvență numeric este prezentată în fig. 5.2.

Un generator de tact GT avînd frecvența stabilizată cu cuarț, furnizează impulsuri de frecvență f_0 unui divizor :P care asigură la ieșirea sa impulsuri avînd frecvența f_0/P ce sînt numărate de către numărătorul NR. Dispoziti-

vul de comanda DC genereaza impulsuri de resetare (u_1, u_2) pentru divizorul $\div P$ și NR la fiecare impuls f_r , adică la începutul fiecărei perioade a semnalului de intrare v_r (v.fig.5.3).

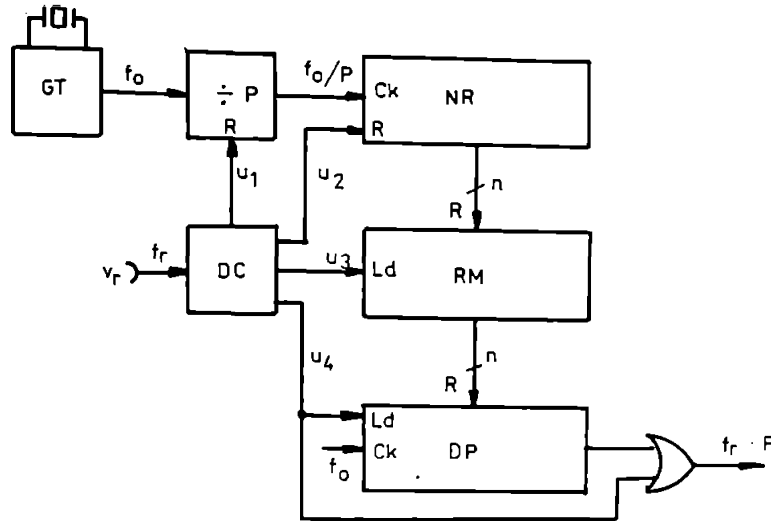


Fig. 5.2 Multiplicator de frecvență numeric propus de autor.

Deoarece la începutul fiecărei perioade T_r cele două numărătoare sînt anulate, rezultă că numărul de impulsuri acumulate în numărător va fi:

$$N_{nr} = \frac{f_0}{P} T_r \quad (5.5)$$

și ținînd cont de (5.4) rezultă ca $N_{nr}=R$, deci conținutul numărătorului la sfîrșitul perioadei T_r este chiar factorul de divizare R . Din acest motiv, înainte de anularea numărătorului NR, dispozitivul de comandă furnizează impulsul u_3 care determină memorarea conținutului numărătorului în registrul de memorie RM și apoi în divizorul programabil DP prin activarea impulsului u_4 . Acesta determină și momentul de început al operației de divizare, realizată de DP.

În fig. 5.3 sînt prezentate diagramele de variație în timp a tensiunilor în principalele puncte ale schemei bloc din fig. 5.2. S-a considerat cazul particular în care $P=4$ și $R=14$. În legătură cu modul de corelare în timp a acestor impulsuri există cîteva particularități evidențiate de autor în [16], care asigură atingerea următoarelor performanțe :

i-măsurarea perioadei T_r , în mod continuu, la fiecare perioadă a semnalului v_r

- ii-utilizarea factorului de divizare R determinat la sfirșitul unei perioade, în cadrul perioadei imediat următoare;
- iii-realizarea unei variații cât mai reduse a defazajului existent între impulsurile v_r și $f_r \cdot P$ de la ieșirea multiplicatorului.

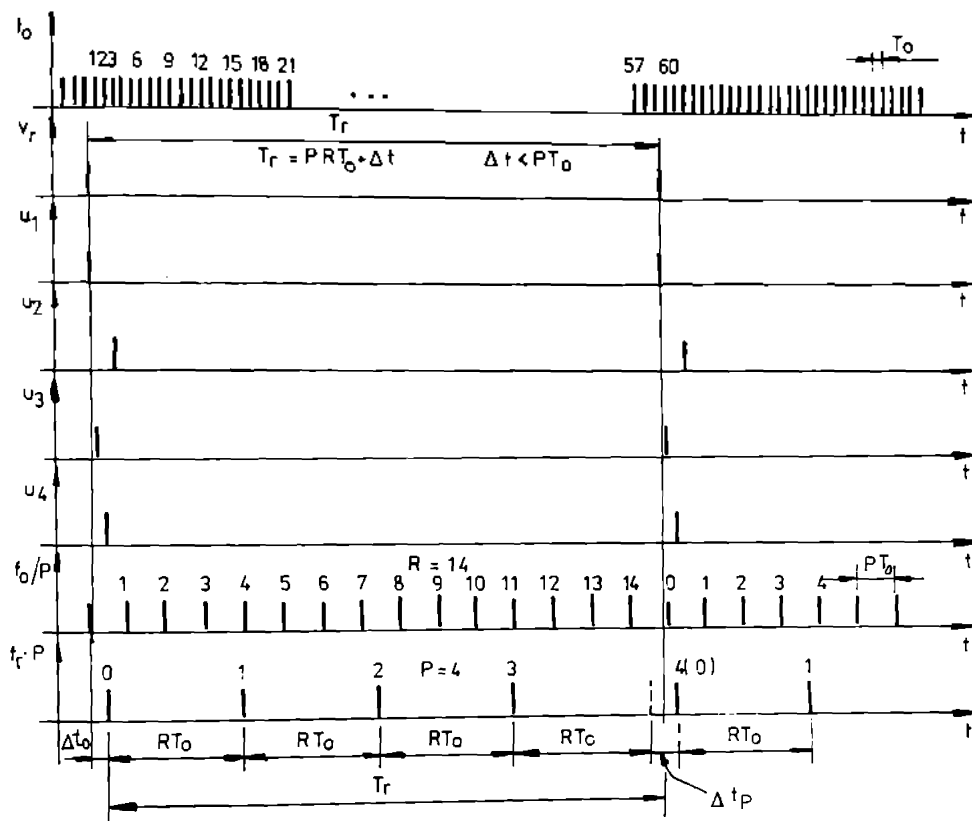


Fig. 5.3 Diagramele de variație în timp a tensiunilor din principalele puncte ale schemei din fig. 5.2

Condiția i) impune ca citirea conținutului numărătorului precum și resetarea acestuia să se realizeze fără a se pierde nici un impuls de tact. După cum va rezulta din cele ce urmează, frecvența f_0 a impulsurilor de tact trebuie să fie cât mai mare pentru a asigura o precizie ridicată de divizare a perioadei T_r . Rezultă dificultatea sau chiar imposibilitatea realizării celor două operații amintite între două impulsuri de tact.

Datorită faptului că numărul de ranguri ale numărătorului este mare rezultă un timp de întârziere lung (chiar dacă NR funcționează sincron) nece-

sar stabilizării tuturor ieşirilor sale. Rezolvarea propusă de autor, se bazează pe observația că numărătorul NR numără impulsurile de la ieşirea divizorului $\div P$ avînd frecvența f_0/P și deci există un interval de timp PT_0 pentru realizarea operațiilor amintite.

Pentru aceasta este necesar ca divizorul $\div P$ (de fapt un numărător cu capacitatea maximă P) să fie resetat o dată cu apariția impulsului care marchează sfîrșitul perioadei T_r separat față de resetarea numărătorului NR. Acest lucru este posibil deoarece factorul de divizare R conform relațiilor (5.3) și (5.4) este egal cu conținutul numărătorului NR la sfîrșitul perioadei T_r . După ce factorul R a fost memorat în registrul de memorie RM, numărătorul NR este resetat înainte de epuizarea intervalului de timp $N \cdot T_0$. Divizorul $\div P$ și numărătorul pot fi privite ca formînd un singur numărător care numără impulsurile de tact pe durata T_r .

Deoarece rangurile corespunzătoare divizorului nu trebuie memorate, rezultă existența la începutul fiecărei perioade a intervalului PT_0 în care se pot realiza toate operațiile necesare "pregătirii" circuitului pentru perioada următoare.

Condiția ii) poate fi satisfăcută utilizînd același interval PT_0 pentru realizarea tuturor operațiilor necesare în cadrul fiecărei perioade: memorarea factorului R , resetarea divizorului $\div P$, inițializarea divizorului programabil și resetarea numărătorului NR. Intervalul de timp PT_0 este disponibil deoarece conținutul numărătorului utilizat ca divizor cu P nu trebuie memorat.

Prin această particularitate soluția propusă se deosebește de cea prezentată în [36] care asigură citirea unui numărător fără a perturba procesul de numărare, prin utilizarea unui circuit special de sincronizare și a unor registre de memorie rapide suplimentare.

Pentru satisfacerea condiției iii) a fost necesară sincronizarea tuturor impulsurilor de comandă (exceptînd u_1 determinat direct de v_r) cu impulsurile de tact. În acest fel întirzierea Δt_1 impulsurilor de ieşire față de v_r (fig.5.3) va avea două componente: una fixă egală cu un multiplu întreg al perioadei tactului T_0 și o componentă variabilă mai mică decît T_0 și determinată de poziția relativă a impulsurilor v_r față de impulsurile de tact. Componenta constantă nu afectează precizia întregului aparat deoarece poate fi eliminată printr-o corecție. Componenta variabilă va introduce un defazaj variabil pentru semnalele de referință de fază. Pentru ca acest defazaj variabil să fie cît mai mic trebuie ca T_0 să fie cît mai redusă în raport cu T_r . Acesta este primul motiv pentru care se impune o frecvență de tact f_0 cît mai ridicată.

5.4. Erori introduse de multiplicatorul de frecvență numeric

În continuare se prezintă aspecte cantitative privind erorile introduse de multiplicatorul de frecvență prezentat la pct. 5.3. Estimarea cantitativa a erorilor ce afectează funcționarea acestuia permite selectarea unor criterii judicioase de proiectare cât și evaluarea corectă a performanțelor comparativ cu alte tipuri de multiplicatoare.

Pentru că divizorul $\div P$ și numărătorul NR sînt resetate la începutul fiecărei perioade T_r și ținînd cont că numărătorul NR numără impulsuri avînd perioada $P \cdot T_0$, putem scrie (vezi fig. 5.3)

$$T_r = PRT_0 + \Delta t \quad (5.5)$$

unde

$$\Delta t < PT_0 \quad (5.6)$$

iar P este factorul de divizare al divizorului $\div P$, R este conținutul numărătorului NR la sfîrșitul perioadei T_r , T_0 perioada impulsurilor de tact și Δt reprezintă un interval de timp care satisface relația (5.6).

Cazul ideal corespunde condiției:

$$\Delta t = 0 \quad (5.7)$$

și în aceasta situație există egalitatea

$$RT_0 = \frac{T_r}{P} \quad (5.8)$$

adică intervalul RT_0 reprezintă exact a P -a parte din perioada T_r . Cazul ideal nu poate apărea în practică deoarece presupune ca f_0 să fie un multiplu al frecvenței f_r iar cele două frecvențe provin de la surse independente între ele. Rezultă că practic $\Delta t \neq 0$ și deci intervalul de timp RT_0 reprezintă a P -a parte a perioadei T_r cu eroarea :

$$\Delta_P = \frac{\Delta t}{P} \quad (5.9)$$

realizînd întotdeauna o aproximare prin lipsă. Ținînd cont de (5.6) putem scrie

$$\Delta_P < T_0 \quad (5.10)$$

Se evidențiază faptul că prin stabilirea perioadei impulsurilor de tact s-a impus și rezoluția de deplasare pe axa timpului. Relația (5.10) arată că pentru micșorarea erorii Δ_P trebuie să se aleagă o frecvență de tact cât mai ridicată. Exprimind eroarea Δ_P sub forma relativă rezultă :

$$\delta_P = \frac{\Delta_P}{RT_0} = \frac{\Delta t}{PRT_0} \quad (5.11)$$

și respectiv

$$\delta_P < \frac{1}{R} \quad (5.12)$$

Relația (5.12) pune în evidență faptul că eroarea relativă δ_P cu care intervalul RT_0 aproximează prin lipsă a P-a parte a perioadei T_r este cu atât mai redusă cu cât factorul de divizare R este mai mare. Aparent din relațiile (5.9) ar rezulta că această eroare scade dacă P crește. Această concluzie este falsă deoarece R scade o dată cu creșterea lui P. Ținând cont că mărimile P și T_r sînt impuse inițial, utilizînd relația (5.4) se poate exprima limita maximă a erorii δ_P în funcție de P, T_r și f_0 :

$$\delta_P < \frac{1}{R} = P \frac{f_r}{f_0} \quad (5.13)$$

Se observă că eroarea δ_P crește o dată cu creșterea factorului de multiplicare P și a raportului f_r/f_0 . Pentru că în general P și f_r sînt impuse, rezultă din (5.13) că singurul parametru asupra căruia putem acționa este frecvența impulsurilor de tact f_0 . Creșterea frecvenței f_0 determină: a) creșterea factorului R și ca urmare creșterea numărului de ranguri ale numărătorului NR, registrului de memorie RM și divizorului programabil DP; b) necesitatea ca circuitele numerice utilizate să permită lucrul la frecvența impusă de valoarea ridicată a lui f_0 .

Se poate concluziona că limitarea valorii maxime a frecvenței f_0 este impusă de creșterea numărului de circuite și de necesitatea utilizării unor circuite logice de viteză, deci mai scumpe. Se impune găsirea unei soluții optime care să satisfacă cerința (5.13) în condițiile utilizării unui număr mai redus de circuite ce lucrează la o frecvență de tact cât mai apropiată de viteza maximă de lucru.

Existența erorii de trunchiere δ_P face ca impulsurile $f_r P$ (v.fig.5.3) să fie deplasate spre stînga pe axa timpului față de cazul ideal cu un interval de timp :

$$\Delta t_k = k\Delta p, \quad k=1, \dots, P-1 \quad (5.14)$$

unde k este un contor ce desemnează ordinea celor P subintervale egale din cadrul unei perioade T_r . Este evident că această eroare are un caracter cumulativ și ca urmare, ea determină următoarele modificări față de cazul ideal: a) fiecare interval de lungime RT_0 este mai scurt cu δ_p față de T_r/P și b) impulsul de ordin k care marchează sfârșitul subintervalului k (și începutul intervalului $k+1$) este deplasat în timp cu Δt_k .

Pentru a limita efectul cumulativ al erorii la o singură perioadă, impulsul de ordin P care ar marca "sfârșitul" perioadei T_r (figurat cu linia întreruptă în fig. 5.3) este suprimat de către dispozitivul de comandă și înlocuit cu impulsul real v_r . Dacă multiplicatorul se utilizează pentru sinteza semnalelor de comandă ale unui detector sensibil la fază, cele două efecte a) și b) amintite anterior vor determina (v.cap.6) o eroare de amplitudine (cazul a) respectiv de fază (cazul b). În acest caz valoarea minimă a factorului de multiplicare poate fi $P=4$, asigurând micșorarea erorii δ_p . Dacă multiplicatorul de frecvență este utilizat pentru generarea unor semnale de referință de fază sinusoidale pentru comanda unui filtru sincron există două posibilități: a) realizarea unei succesiuni de impulsuri distribuite pe axa timpului la intervale egale cu RT_0 pe durata mai multor perioade T_r ; în acest caz semnalul sinusoidal generat are o frecvență ce prezintă o mică abatere față de f_r dar se respectă condiția esanționării uniforme; în acest caz al P -lea impuls nu este suprimat și înlocuit cu cel real v_r , iar factorul R nu este reactualizat la fiecare perioadă T_r ci doar după un număr specificat de perioade; b) multiplicatorul funcționează așa cum a fost descris, cu suprimarea celui de-al P -lea impuls și reactualizarea factorului R la fiecare perioadă T_r ; în acest caz semnalul sinusoidal rezultat va avea aceeași frecvență f_r dar nu se mai respectă pe deplin condiția esanționării uniforme. Domeniul de frecvență al multiplicatorului numeric (echivalent cu banda de urmărire/captură în cazul multiplicatoarelor analogice) este un parametru în strînsă legătură cu erorile introduse de acesta conform relației (5.13). Pornind de la relația (5.5) în care s-a neglijat δ_p putem scrie:

$$f_r = \frac{f_0}{PR} \quad (5.15)$$

Pentru P fixat, ținînd cont că $R_{\min} = 1$ și $R_{\max} = 2^r$, r fiind numărul de ranguri al numărătorului NR , rezultă limitele teoretice de variație ale frecvenței f_r :

$$f_{xM} = \frac{f_0}{P2^r} < f_r < \frac{f_0}{P} = f_{xM} \quad (5.16)$$

Aceste limite teoretice f_{xM} determină banda de frecvență în care f_r poate varia și multiplicatorul funcționează corect. Aceasta mărime este corespondentul benzii de urmărire din cazul multiplicatoarelor analogice. Se observă că raportul f_{xM}/f_{xM} are teoretic valoarea 2^r fiind de departe mult mai mare decât cea obținută [13] în cazul soluției analogice.

Relația (5.12) arată o variație hiperbolică a erorii de trunchiere δ_p în funcție de R , aceasta conducând la erori cu mult peste limita admisibilă în cazul valorilor scăzute ale factorului de divizare R . În practică este necesar ca pornind de la o valoare maxim admisibilă pentru eroarea de trunchiere δ_{pad} să se impună o valoare minimă admisă pentru R , R_{min} ce rezultă din relația (5.12):

$$R_{min} > \frac{1}{\delta_{pad}} \quad (5.17)$$

și deci

$$f_{xM} = \frac{f_0}{PR_{min}} \quad (5.18)$$

Așadar raportul f_{xM}/f_{xM} are practic valoarea $2^r/R_{min}$, mai redusă decât cea teoretică dar și în această situație mult mai mare decât cea obținută în cazul soluției analogice. Trebuie remarcat că în cazul multiplicatorului numeric prezentat noțiunile de bandă de captură și bandă de urmărire își pierd semnificațiile inițiale sau se poate considera că ele se identifică cu banda determinată de f_{xM} și f_{xM} deoarece dacă $f_r \in [f_{xM}, f_{xM}]$ atunci la ieșirea multiplicatorului numeric se obțin impulsuri cu frecvența Pf_r .

Timpul de stabilizare este un alt parametru foarte important pentru aprecierea performanțelor unui multiplicator de frecvență. Pentru multiplicatoarele analogice, timpul de stabilizare poate fi considerat pentru diferite moduri de variație a frecvenței semnalului de intrare f_r : variație treaptă, rampă, etc. În cazul soluției analogice timpul de stabilizare al multiplicatorului depinde [13] de caracteristicile dinamice ale oscilatorului comandat în tensiune, filtrului trece-jos, s.a.m.d.

În [13] și [33] se evidențiază rolul determinat al comportării în regim dinamic al FTJ iar în [39] se prezintă criteriile de proiectare a unui OCT cu timp de răspuns redus. Cu toate acestea, în condițiile adoptării unor măsuri pentru micșorarea zgomotului de fază la ieșire, timpul de stabilizare al multiplicatorului analogic depășește valori de ordinul 3-4 perioade T_r .

În cazul multiplicatorului de frecvență numeric prezentat rezultă că după o perioadă T_r a semnalului de intrare, factorul de divizare R este determinat astfel că în următoarea perioadă, la ieșirea multiplicatorului se obțin impulsuri de frecvență $P \cdot f_r$. Rezultă că timpul de stabilizare al multiplicatorului numeric este în orice situație egal cu T_r . Se poate face observația că timpul de stabilizare nu se poate reduce sub această valoare deoarece între două impulsuri v_r succesive (v.fig. 5.3) nu este disponibilă nici o informație privind evoluția ulterioară a mărimii T_r (sau f_r).

În concluzie, multiplicatorul de frecvență numeric, în varianta propusă de autor, prezintă următoarele avantaje față de soluția analogică :

-domeniul frecvențelor de lucru mult mai larg decît banda de urmărire în cazul soluției analogice

-timpul de stabilizare minim

-absența fluctuațiilor de frecvență și a zgomotului de fază pentru semnalul de la ieșirea multiplicatorului numeric.

-asigurarea relației de fază constantă între impulsurile de la intrarea și de la ieșirea multiplicatorului.

Principalele dezavantaje ale soluției propuse sînt :

-existența erorii de trunchiere și limitarea datorită acestei erori a frecvenței maxime de lucru.

-creșterea complexității și înrăutățirea performanțelor o dată cu creșterea factorului de multiplicare P

-complexitate ridicată a circuitului.

Datorită avantajelor oferite, multiplicatorul de frecvență numeric se impune în aplicațiile care necesită un domeniu larg de frecvență precum și performanțe ridicate. Principalul dezavantaj, existența erorii de trunchiere poate deveni important doar la frecvențe de lucru ridicate. După cum rezultă din relația (5.10), principalul mijloc de reducere a erorii de trunchiere este creșterea frecvenței f_0 a impulsurilor de tact. Această soluție poate fi aplicate pînă la atingerea limitei impuse de viteza maximă de lucru a circuitelor logice utilizate. În [33] se prezintă soluția (devenită clasică) utilizării circuitului numit "pulse-swallower" (circuit de "înghițire", eliminare a impulsurilor). Această soluție permite minimizarea numărului de circuite logice care lucrează la frecvență de tact ridicată, celelalte utilizînd aceeași frecvență dar divizată la un număr întreg, de obicei 10 sau 11.

Esența mecanismului de apariție a erorii de trunchiere este imposibilitatea plasării pe axa timpului a impulsurilor ce determină diviziunea uniformă a perioadei T_r decît la intervale timp egale cu multiplii întregi ai perioadei tactului T_0 . După cum rezultă din cele prezentate anterior, principial pot fi luate în considerare două soluții pentru anularea erorii de trunchiere: a)

realizarea condiției ca raportul f_o/f_r să fie întreg și b) asigurarea plasării impulsurilor de la ieșirea multiplicatorului la intervale de timp conform relației:

$$\frac{T_r}{P} = RT_o + hT_o \quad (5.19.a)$$

unde

$$h \in [0,1] \quad (5.19.b)$$

Soluția a) presupune utilizarea unei bucle PLL. În acest caz impulsurile de tact sînt generate pornind de la un oscilator comandat în tensiune OCT. Acesta permite variația frecvenței de oscilație într-o plajă restrînsă în jurul frecvenței de oscilație libere asigurînd ca raportul f_o/f_r să fie întreg. Deoarece raportul f_o/f_r are valoarea PR rezultă că circuitul PLL trebuie să realizeze multiplicarea frecvenței f_r cu factorul PR și deci va prezenta toate dezavantajele multiplicatorului de frecvență analogic prezentate la pct. 5.2. Erorile introduse sînt însă în acest caz mai mari deoarece factorul de multiplicare este de R ori mai mare. Timpul de răspuns global va fi determinat de timpul de stabilizare al buclei PLL, iar acesta este mai mare decît T_r .

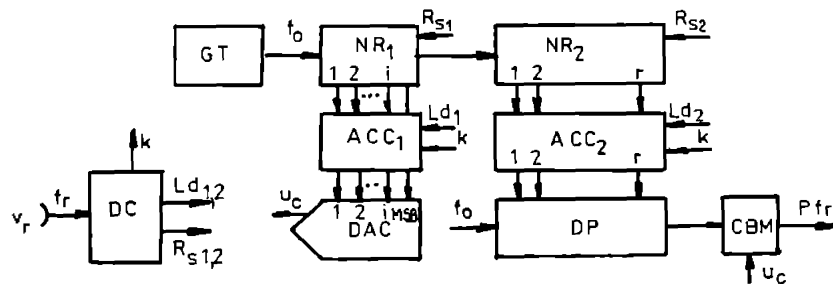


Fig. 5.4 Reducerea erorii de trunchiere a MF numeric prin interpolare în timp.

În concluzie, utilizarea unei bucle PLL suplimentare pentru asigurarea condiției f_r/f_o întreg are ca efect global înrăutățirea performanțelor multiplicatorului de frecvență în special în ceea ce privește timpul de stabilizare.

Pentru aplicarea soluției b) este necesar să se utilizeze un circuit de interpolare care să realizeze intervale de timp egale cu o fracțiune a perioa-

dei T_0 . În esență acest circuit poate fi un circuit monostabil a cărui stare cvasistabilă să fie comandată analogic sau numeric ca, de exemplu, cel prezentat în [41]. În fig. 5.4 este prezentată schema bloc a unui multiplicator de frecvență care funcționează conform acestui principiu. Din relația (5.19.a) rezultă:

$$T_r = (PR + Ph)T_0 \quad (5.20)$$

și dacă $Ph > 1$, partea întreagă a numărului $PR + Ph$ reprezintă numărul de impulsuri de tact corespunzătoare perioadei T_r și este numărat de cele două numărătoare NR_1 și NR_2 . Rezultă că la sfârșitul fiecărei perioade T_r conținutul numărătorului NR_1 va fi egal cu partea întreagă a numărului Ph și reprezintă eroarea de trunchiere cumulată. Deoarece P este fixat, eroarea de trunchiere cumulată este proporțională cu eroarea de trunchiere corespunzătoare fiecărui subinterval T_r/P . Dacă se compensează eroarea de trunchiere corespunzătoare subintervalului RT_0 , prin introducerea unei întârzieri hT_0 (pentru $k=1$) va rezulta adăugarea la intervalul imediat următor a cantității $(1-h)T_0$, acesta devenind $(1-h)T_0 + RT_0$. Deoarece fiecare subinterval trebuie să aibă valoarea $RT_0 + hT_0$ rezultă că este necesar ca valoarea factorului R să fie diminuată cu o unitate și impulsul care marchează sfârșitul intervalului corespunzător ($k=2$) să fie întârziat cu $2hT_0$. În acest caz intervalul următor ($k=3$) va fi mărit cu $(1-2h)T_0$. Procedînd în acest fel rezultă că impulsul de început al intervalului de ordin k va fi întârziat cu $(k-1)hT_0$ și factorul R va fi diminuat cu o unitate exceptînd cazul cînd $k=1$.

Funcționarea schemei bloc din fig. 5.4, pe baza principiului enunțat mai sus, este următoarea: cele două numărătoare NR_1 și NR_2 sînt astfel comandate de către dispozitivul de comandă DC încît să realizeze numărarea impulsurilor de tact de frecvență f_0 pe durata unei perioade T_r a semnalului v_r , în fiecare perioadă.

În acest fel așa cum rezultă din cele prezentate, conținutul numărătorului NR_2 va fi egal cu R , iar cel al numărătorului NR_1 va fi Ph . Aceste două valori sînt încărcate la începutul fiecărei perioade T_r în acumulatorii ACC_2 respectiv ACC_1 constituind conținutul inițial al acestora în cadrul fiecărei perioade T_r . ACC_1 comandă un convertor numeric analogic DAC care furnizează la ieșirea sa o tensiune u_c proporțională cu conținutul acestuia. ACC_2 asigură programarea divizorului programabil DP cu factorul R (pentru $k=1$) respectiv $R-1$ (pentru $k \neq 1$). ACC_1 este comandat de către DC încît să rezulte creșterea sa cu $[Ph]$ la fiecare incrementare a lui k .

În consecință u_c va crește cu aceeași cantitate o dată cu creșterea

parametrului k . Tensiunea u_c comandă monostabilul CBM care asigură întârzierea impulsurilor care marchează limitele subintervalelor în care trebuie divizată perioada T_r , cu un interval de timp proporțional cu tensiunea de comandă u_c . Se asigură astfel ca impulsul de ordin k să fie întârziat cu $(k-1)hT_0$, $k=1,2,\dots,P-1$ față de poziția la care ar fi apărut, adică după R ($k=1$) respectiv $R-1$ ($k=1$) perioade de tact.

În cazul cînd $Ph \neq 0$ rezultă $Ph < 1$ și deci eroarea de trunchiere cumulată la nivelul unei perioade T_r este:

$$\Delta t = PT_0 h < T_0 \quad (5.21)$$

Rezultă că dacă $\Delta t < T_0$ schema bloc din fig. 5.4 nu asigură micșorarea erorii de trunchiere deoarece $Ph=0$, $u_c=0$ și deci întârzierea introdusă de monostabil este nulă.

Comparînd relațiile (5.20) și (5.6) rezultă că dacă $\{Ph\} \neq 0$ circuitul prezentat în fig. 5.4 asigură reducerea erorii de trunchiere de P ori față de soluția din fig. 5.2 în condițiile menținerii valorii minime pentru timpul de stabilizare. Această îmbunătățire a performanțelor se obține cu prețul creșterii notabile a complexității multiplicatorului.

5.5. Concluzii

S-au prezentat mai multe posibilități de realizare a multiplicării frecvenței semnalului de referință de fază cu un număr natural P . Soluției analogice care utilizează o bucla PLL numerică i s-a opus soluția multiplicatorului numeric de frecvență într-o variantă perfecționată, propusă de autor. Avantajele soluției propuse constau în: domeniul frecvențelor de lucru mult mai larg, absența zgomotului de fază și timpul de stabilizare considerabil mai redus.

Cu toate că are o complexitate ridicată, multiplicatorul numeric reprezintă singura soluție pentru obținerea unor performanțe superioare privind precizia de divizare a perioadei semnalului de referință de fază. Eroarea de trunchiere care apare în acest caz poate fi micșorată prin mărirea frecvenței impulsurilor de tact și prin utilizarea soluției propuse de autor, care asigură micșorarea acestei erori de P ori. Cu toate acestea, în cazul cînd frecvența semnalului de la intrarea multiplicatorului prezintă fluctuații mari, eroarea de neurmărire devine mult mai importantă fără a putea fi micșorată sub limita impusă de timpul de stabilizare minim.

5.6. Multiplicator de frecvență bazat pe reglarea turăției rotorului de echilibrat

Acest tip de multiplicator de frecvență a fost dezvoltat de autor și poate fi aplicat numai în cadrul unor aparate pentru măsurarea dezechilibrului

unor rotoare a căror turație poate fi reglată. Metoda a fost experimentată pentru cazul giromotoarelor electrice trifazate asincrone, dar poate fi extinsă și la alte tipuri de rotoare.

Admițind ipoteza că turația rotorului de echilibrat poate fi reglată astfel încît fluctuațiile acesteia în regim permanent să fie mult mai mici decît în regim liber (neinclus într-o buclă de reglare a turației), se pot face următoarele observații:

i-frecvența de rotație la care se realizează echilibrarea poate fi aleasă într-un interval larg de valori fără a afecta sensibil performanțele procesului de echilibrare, rezultă că nu este necesar să se asigure variația continuă a frecvenței la care se realizează echilibrarea în gama de frecvențe de lucru a aparatului.

ii-în cazul cînd frecvența de rotație a rotorului de echilibrat poate fi reglată la o valoare prescrisă, atunci aceasta poate fi aleasă astfel încît raportul f_0/f_r să fie întreg obținînd în acest fel anularea erorii de trunchiere.

iii-frecvența de rotație a rotorului de echilibrat fiind reglată în jurul unei valori prescrise de către un sistem de reglare automată va avea fluctuații reduse conducînd la minimizarea erorilor datorate filtrului și a erorilor de neurmărire aferente multiplicatorului de frecvență

iv-existența sistemului de reglare automată a turației rotorului de echilibrat permite scurtarea remarcabilă a timpului necesar pentru atingerea turației prescrise (la care se realizează echilibrarea) și deasemenea asigură desfășurarea tuturor ciclurilor de echilibrare strict la aceeași turație la care a fost realizată etalonarea. Se obține astfel sporirea vitezei de convergență a echilibrării.

Avantajul major pe care îl aduce soluția propusă, a cărei schema bloc principială este prezentată în fig.5.5, constă în aceea că funcția de multiplicare a frecvenței f_r rezultă implicit din funcția de reglare a turației realizată de circuitul de reglare automată datorită structurii particulare a acestuia. În plus soluția propusă asigură, prin însăși structura sa, ca în regim permanent cînd turația rotorului de echilibrat are valoarea prescrisă, raportul f_0/f_r să fie întreg. Se elimină în acest fel eroarea de trunchiere a multiplicatorului de frecvență.

Multiplicatorul de frecvență care utilizează reglarea turației rotorului de echilibrat (v.fig. 5.5) se compune dintr-un generator de tact stabilizat cu cuarț GT care furnizează impulsuri cu frecvența f_0 . Acestea sînt aplicate unui lanț de două divizoare de frecvență programabile DP_1 și DP_2 legate în cascadă. Primul divizor programabil realizează divizarea frecvenței f_0 la cu un număr REN exprimat printr-un cod binar de r biți. Funcționarea multiplicatorului

este comandată de către un sistem cu microprocesor μP care prin intermediul portului de ieșire PE_1 stabilește valoarea factorului de divizare R . Al doilea divizor programabil DP_2 realizează divizarea frecvenței impulsurilor de la ieșirea DP_1 la P .

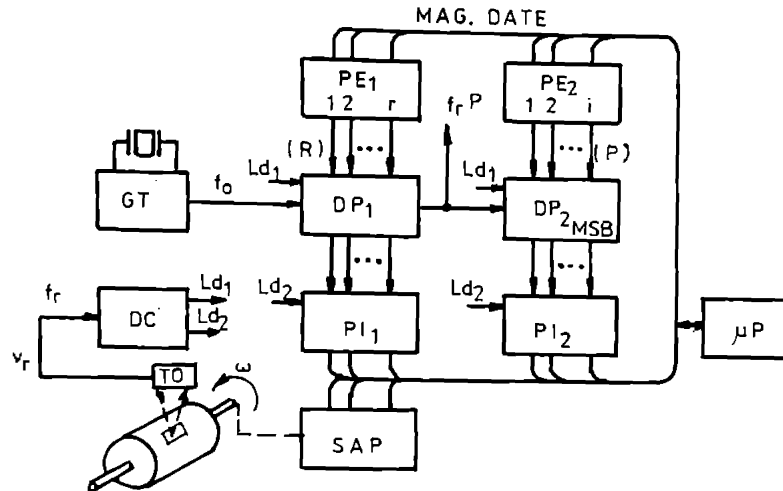


Fig. 5.5 Multiplicator de frecvență numeric care asigură și reglarea turației giromotorului de echilibrat

Schema bloc din fig.5.5 permite modificarea valorii parametrului P (exprimat sub forma binară printr-un cuvânt de cod de i biți) de către sistemul cu microprocesor μP prin intermediul portului de ieșire PE_2 . Această cerință nu este însă obligatorie. Cele două divizoare programabile DP_1 și DP_2 sînt realizate cu numărătoare programabile, încărcate inițial cu constantele R și respectiv P și care funcționează în regim de numărare inversă. Conținutul acestora poate fi încărcat în orice moment în două porturi de intrare PI_1 și respectiv PI_2 și apoi citit de către microprocesor. Semnalul de referință de fază $v_r(t)$ avînd frecvența f_r se aplică la intrarea dispozitivului de comandă DC care asigură comanda de încărcare pentru DP_1 , DP_2 , PI_1 și PI_2 .

Reglarea turației rotorului de echilibrat se realizează, în conformitate cu specificul sistemului de antrenare utilizat, de către sursa de alimentare programabilă SAP comandată de microprocesor. Semnalul $v_r(t)$ este furnizat de către traductorul optic TO.

Funcționarea multiplicatorului prezentat în fig. 5.5 se bazează pe ideea reglării turației rotorului de echilibrat astfel încît aceasta să fie egală cu o valoare prescrisă. Prescrierea se realizează prin programarea parametrului R . Dispozitivul de comanda DC determină startul procesului de numărare inversă

sincron cu apariția unui impuls al semnalului $v_r(t)$. Conținutul DP_1 și DP_2 va ajunge la zero după un interval de timp :

$$T_p = PRT_0 \quad (5.22)$$

În fig. 5.6 s-a reprezentat simplificat variația în timp a conținutului celor două divizoare programabile DP_1 , DP_2 și tensiunea de intrare $v_r(t)$, în trei situații posibile.

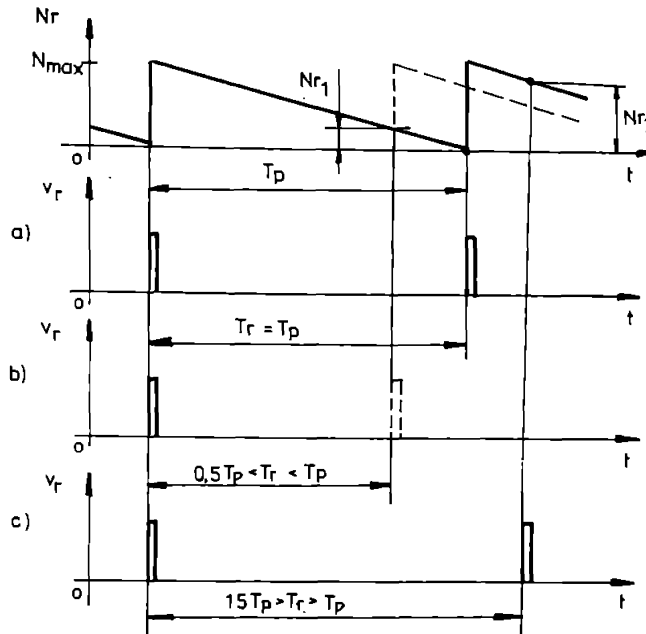


Fig. 5.6 Principiul de reglare a turației giromotorului de echilibrat

Semnalul de eroare necesar pentru sistemul de reglare a turației trebuie să fie dependent de abaterea frecvenței f_r față de frecvența prescrisă $f_0 = 1/T_p$. Compararea celor două perioade T_p și T_r oferă avantajul important al reducerii drastice a timpului mort aferent sistemului de reglare. În acest caz există semnal de eroare la sfârșitul fiecărei perioade T_r . Compararea perioadei T_r cu T_p se realizează (v.fig. 5.6) prin declanșarea decrementării numărătoarelor din structura DP_1 și DP_2 la începutul fiecărei perioade T_r iar apoi memorarea conținutului acestora în momentul apariției impulsului care marchează sfârșitul perioadei T_r .

Dacă (v.fig. 5.6.b)

$$\frac{1}{2}T_p < T_r < T_p \quad (5.23)$$

atunci numărul memorat sub forma unui cod de $r+1$ biți va avea cel mai semnificativ bit $MSB = 0$. Se notează cu n_R și n_P conținutul celor două numărătoare care alcătuiesc DP_1 și respectiv DP_2 la sfârșitul unei perioade T_r , considerând exprimarea în cod binar natural. În acest caz se poate scrie

$$T_p - T_r = T_0(n_R + n_P R) \quad (5.24)$$

și deci mărimea $n_R + n_P R$ este proporțională cu abaterea perioadei T_r față de valoarea prescrisă T_p .

În situația c) din fig. 5.6, adică atunci când :

$$T_p < T_r < 1,5 T_p \quad (5.25)$$

abaterea perioadei reglate față de valoarea prescrisă este

$$T_r - T_p = (P - n_P)RT_0 + (R - n_R)T_0 \quad (5.26)$$

și cel mai semnificativ bit are valoarea $MSB=1$.

Din cele prezentate pînă acum rezultă că dacă se cunosc mărimile n_R și n_P , pe baza relației (5.24) sau (5.26) se poate calcula abaterea mării reglate față de valoarea prescrisă. Prin testarea celui mai semnificativ bit al codului n_P , MSB , rezultă univoc care dintre relațiile (5.24) sau (5.26) trebuie utilizată.

Sistemul cu microprocesor citește valorile n_R și n_P , testează valoarea bitului MSB și apoi calculează abaterea perioadei T_r față de T_p .

În funcție de mărimea și semnul abaterii se comandă sursa de alimentare programabilă SAP care modifică unul sau mai mulți parametri ai sistemului de alimentare cu energie urmărind reglarea puterii transmise sistemului de antrenare a rotorului astfel încît abaterea perioadei T_r față de T_p să se micșoreze.

Ajustarea parametrilor SAP se poate realiza la sfârșitul fiecărei perioade T_r sau la intervale mai mari. Există posibilitatea ca fiecare parametru să fie modificat la intervale de timp diferite alese în funcție de constantele de timp ale sistemului de alimentare și antrenare. Algoritmul de reglare implementat depinde de rotorul de echilibrat, modul de antrenare și regimul de lucru.

Perioada semnalului $v_r(t)$ poate fi determinată la fiecare perioadă, deoarece T_p este cunoscută iar abaterea $T_r - T_p$ este măsurată. Perioada T_r poate fi calculată pe baza relației :

$$T_r = \begin{cases} T_p - (n_p R + n_R) T_0 & \text{pt. } \frac{1}{2} T_p < T_r < T_p \\ T_p + [(N - n_p) R + R - n_R] T_0 & \text{pt. } T_p < T_r < 1,5 T_p \end{cases} \quad (5.27)$$

În regim permanent abaterea $T_r - T_p$ devine teoretic nulă și deci $T_r = T_p$ (v. fig. 5.6.a). În această situație T_r va avea expresia:

$$T_r = P R T_0 \quad (5.28)$$

ceea ce înseamnă că $R T_0$ reprezintă exact a P-a parte din perioada $T_r = T_p$. Se evidențiază în acest fel funcția de multiplicare a frecvenței realizată de circuit. În cazul când $T_r = T_p$ la ieșirea primului divizor programabil DP_1 se obțin impulsuri cu frecvența $f_r \cdot P$ avînd o relație strictă de fază cu semnalul $v_r(t)$.

Se poate rezuma principiul ce stă la baza funcționării multiplicatorului prezentat astfel: se generează o perioadă prescrisă T_p și semnalul care o subdivide în P părți egale; se reglează turația rotorului de echilibrat pînă cînd perioada acestuia T_r se suprapune peste T_p ; în acest caz problema divizării perioadei T_r este identică cu problema divizării perioadei T_p care este din start rezolvată. Dacă în cazul celorlalte soluții prezentate s-a căutat sincronizarea unor semnale cu semnalul v_r , perioada acestuia T_r putînd varia fără nici o restricție, în cazul de față perioada T_r este constrînsă să se suprapună peste un semnal prescris, obținînd pe lîngă rezolvarea problemei divizării perioadei T_r și micșorarea drastică a fluctuațiilor acestei mărimi.

Pe baza relației (5.27) se poate calcula perioada de rotație a rotorului de echilibrat T_r numai dacă :

$$\frac{1}{2} T_p < T_r < 1,5 T_p \quad (5.29)$$

Este totuși necesară cunoașterea valorii T_r și în cazul cînd condiția (5.28) nu este satisfăcută, de exemplu pe durata accelerării rotorului din repaus pînă la atingerea valorii prescrise. În această situație este de dorit ca microprocesorul să ruleze o așa numită rutină de pornire care să asigure comanda SAP astfel încît să se obțină minimizarea timpului de stabilizare la valoarea prescrisă. O soluție imediată a acestei probleme constă în adăugarea la schema bloc din fig. 5.5 a circuitelor care să realizeze măsurarea perioadei T_r conform metodei clasice.

Se poate însă exploata la maximum informația privind T_r oferită de circuitul în discuție. Pornind de la observația că mărimea Δt :

$$\Delta t = \begin{cases} -(n_p \cdot R + n_R) \cdot T_0 & \text{dacă MSB} = 0 \\ [(P - n_p) \cdot R + R - n_R] \cdot T_0 & \text{dacă MSB} = 1 \end{cases} \quad (5.30)$$

reprezintă eroarea de rotunjire a mărimii T_r la cel mai apropiat multiplu întreg al perioadei T_p . Neglijînd fracțiunile de perioadă T_0 , se poate exprima T_r în funcție de Δt și T_p :

$$T_r = pT_p + \Delta t, \quad p = 0, 1, \dots \quad (5.31)$$

Deoarece T_p și Δt sînt cunoscute rezultă că circuitul din fig. 5.5 permite măsurarea perioadei T_r dacă se poate determina numărul natural p .

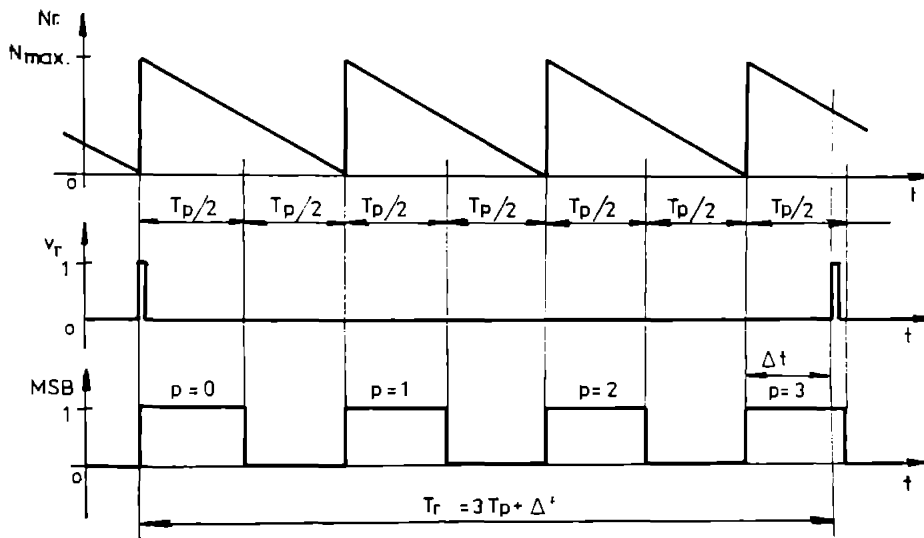


Fig. 5.7 Principiul de măsurare al turăției în cadrul multiplicatorului de frecvență din fig. 5.5

În fig. 5.7 s-a reprezentat variația în timp a conținutului numărătoarelor DP_1 și DP_2 , N_r , a semnalului $v_r(t)$ și a celui mai semnificativ bit al codului n_p , MSB , în situația cînd $p=3$. Se observă că parametrul p poate fi terminat prin numărarea (de exemplu) a tranzițiilor $0 \rightarrow 1$ a bitului MSB .

Această operație poate fi realizată hardware prin adăugarea unui numărător avînd la intrare semnalul MSB și a unui port de intrare suplimentar pentru a permite citirea conținutului numărătorului de către microprocesor la

sfișitul fiecărei perioade T_r . Comanda de încărcare a informației în portul de intrare suplimentar este aceeași cu cea utilizată pentru PI_1 și PI_2 (v.fig. 5.5). Soluția software elimină necesitatea unor circuite suplimentare. Operația de contorizare a tranzițiilor $0 \rightarrow 1$ a semnalului MSB este realizată de microprocesor prin execuția unei subrutine de tratare a intreruperii cerută la fiecare apariție a unui front crescător în semnalul MSB.

Cunoscînd toate mărimile ce intervin în expresia (5.31) se calculează valoarea T_r și apoi se comandă SAP pentru micșorarea abaterii acesteia față de T_p . Există posibilitatea afișării în permanență a turației rotorului echilibrat.

În concluzie, soluția prezentată are aproximativ aceeași complexitate hardware realizînd însă în plus reglarea automată a turației rotorului de echilibrat la o valoare prescrisă. Această nouă funcție aduce cu sine mai multe avantaje importante: micșorarea timpului de stabilizare, reducerea importantă a fluctuațiilor frecvenței de rotație în regim permanent, reducerea erorii de trunchiere și a erorilor introduse de filtru și asigurarea desfășurării întregului proces de echilibrare la aceeași frecvență de rotație.

CAP. 6 MĂSURAREA AMPLITUDINII ȘI FAZEI COMPONENTEI FUNDAMENTALE A SEMNALELOR DE LA TRADUCTOARELE DE VIBRAȚII

6.1. Introducere.

Amplitudinea și faza componentei fundamentale din semnalele furnizate de cele două traductoare de vibrații, poartă informațiile privitoare la mărimea și poziția unghiulară a maselor de dezechilibru ale rotorului de echilibrat. Măsurarea cu precizie ridicată, a acestor mărimi reprezintă condiția necesară dar nu întotdeauna suficientă pentru a putea determina vectorii de dezechilibru.

Funcția de transfer globală a lanțului: rotor, suspensie elastică, traductoare-preamplificatoare-amplificatoare-filtre determină modificarea amplitudinii și fazei componentelor fundamentale ale semnalelor provenite de la traductoarele de vibrații. Pentru a determina mărimea și faza vectorilor de dezechilibru este necesar să se cunoască funcția de transfer globală.

Această cerință este în general dificil de îndeplinit datorită complexității sistemului mecanic, a dependenței neliniare a coeficienților de transfer în funcție de frecvența de rotație, de rotorul de echilibrat și de alți factori greu de luat în considerare.

Se admite ipoteza variației liniare a amplitudinii și fazei componentei fundamentale a semnalelor de la traductoarele de vibrații în funcție de mărimea respectiv poziția unghiulară a maselor de dezechilibru la aceeași frecvență. În această ipoteză și în condițiile unei etalonări globale prealabile se pot determina vectorii de dezechilibru pornind de la amplitudinea și faza componentelor fundamentale ale semnalelor furnizate de cele două traductoare.

Pentru a micșora erorile corespunzătoare coeficienților funcției de transfer globale este necesar să se reducă componenta erorii introdusă de fiecare bloc din lanțul de prelucrare a semnalelor. Datorită dificultăților deosebite de a micșora erorile aferente sistemului mecanic se caută ca erorile corespunzătoare lanțului de prelucrare și măsurare să fie cit mai reduse în raport cu primele. Un alt argument în favoarea acestei strategii îl constituie

faptul că valorile măsurate sînt utilizate pentru determinarea prin calcul a coeficienților de influență (în etapa de etalonare) și a maselor de corecție (în etapa de măsurare) producîndu-se deci fenomenul de propagare a erorilor.

În cele ce urmează se vor prezenta pe scurt metodele de măsurare a amplitudinii și fazei celei mai răspîndite și perfecționate soluții propuse de autor împreună cu analiza erorilor de măsurare.

6.2. Metode de măsurare a amplitudinii și fazei

Din exemplele prezentate în cap.3, se evidențiază în principal două principii de măsurare a amplitudinii și fazei, aplicate în cadrul aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide:

- principiul filtrului sincron (3.3.A, 3.3.B, 3.4.C) conform căruia semnalul a cărui amplitudine și fază (pt. componenta fundamentală) trebuie măsurate este multiplicat cu semnalele $\sin \omega_r t$ și $\cos \omega_r t$, ω_r fiind viteza unghiulară de rotație a rotorului de echilibrat. Componentele continue ale semnalelor produse sînt proporționale (rel.3.7) cu $A \cdot \cos \theta$ și $A \cdot \sin \theta$; A și θ fiind amplitudinea și respectiv faza componentei fundamentale.

- principiul detectorului sensibil la fază (3.3.C, 3.4.A, 3.4.B) care constă în redresarea comandată cu două semnale dreptunghiulare defazate cu $\pi/2$ între ele și avînd frecvența egală cu f_r , aplicată semnalului de măsurat. Acesta este în prealabil filtrat cu un filtru trece-bandă acordat pe frecvența f_r . Componentele continue ale semnalelor de la ieșirea detectorului sensibil la fază în cele două cazuri sînt proporționale cu mărimile $A \cdot \cos \theta$ și $A \cdot \sin \theta$.

Se face observația că cele două metode pot fi privite în mod unitar. Detectorul sensibil la fază poate fi considerat ca un caz particular de filtru sincron în care semnalele $\sin \omega_r t$ și $\cos \omega_r t$ sînt înlocuite cu semnale dreptunghiulare cu amplitudinea unitară, perioada $T_r = 2\pi/\omega_r$, factor de umplere 0,5 și defazate între ele cu un sfert de perioadă.

Indiferent de modul cum sînt obținute, cele două tensiuni continue proporționale cu $A \cos \theta$ și $A \sin \theta$, ele trebuie astfel prelucrate încît să se obțină amplitudinea A și faza θ .

În acest scop, există următoarele soluții principale :

- a) - utilizarea unui dispozitiv analogic de măsurare și afișare fazorial
- b) - modularea în amplitudine cu cele două tensiuni continue a două purtătoare sinusoidale de aceeași frecvență defazate cu $\pi/2$ între ele, urmată de însumarea tensiunilor modulate. Se obține astfel o tensiune sinusoidală avînd frecvența egală cu frecvența celor două purtătoare, amplitudinea proporțională cu A și faza egală cu θ față de prima purtătoare. În continuare se pot măsura A și θ utilizînd una din metodele cunoscute pentru

măsurarea amplitudinii și fazei în regim sinusoidal.

c) - conversia analog-numerică a celor două tensiuni continue urmată de determinarea mărimilor A și θ prin calcul numeric.

Metoda a) folosește un dispozitiv de afișare care permite deplasarea unui spot luminos pe un ecran circular, în coordonate rectangulare. La intrările dispozitivului sînt aplicate cele două tensiuni continue V_x și V_y proporționale cu proiecțiile fazorului considerat, producînd deplasarea corespunzătoare a spotului pe orizontală și respectiv pe verticală. Citirea amplitudinii și fazei se realizează în coordonate polare. Acest principiu se aplica în cazul vectormetrelor electrodinamice [1], [3] și în cazul afișajului pe tub cinescop [42], [43], [44].

Dacă utilizarea vectormetrelor electrodinamice se justifică prin faptul că aceste dispozitive realizează pe lîngă afișarea dezechilibrului și operațiile de multiplicare și filtrare a componentei continue (vezi 3.3.A), în schimb a doua soluție este greoaie, avînd o complexitate ridicată nejustificată de precizia scăzută de măsurare ce caracterizează ambele variante.

Metoda b) folosită de mai multe firme constructoare (de ex. Hoffmann [51]) ca o soluție pentru evitarea utilizării unui sistem numeric de calcul. Metoda asigură implementarea operațiilor $A = (V_x^2 + V_y^2)^{1/2}$ și $\theta = \arctg(V_y/V_x)$ prin prelucrări analogice asupra unor fazori în cuadratură. Dincolo de ingeniozitatea ei, soluția prezintă dezavantaje: complexitate ridicată, precizie moderată și imposibilitate de a automatiza procesul de măsurare.

Metoda c) presupune existența unui sistem de calcul numeric căruia să-i fie transferate codurile numerice corespunzătoare proiecțiilor celor doi fazori. Pe lîngă avantajele direct legate de funcția de măsurare a amplitudinii și fazei (precizie și fiabilitate ridicată, simplitate constructivă, eliminarea dispozitivelor electromecanice) există și avantaje legate de funcționarea întregului aparat. Prezența unui sistem de calcul numeric asigură realizarea unor funcții suplimentare de calibrare, autotestare, eliminarea unor erori, realizarea unor ajustări, etc. Se asigură automatizarea procesului de măsurare.

Din aceste motive această soluție este din ce în ce mai frecvent utilizată. Soluțiile întîlnite în literatură [6], [9] utilizează convertoare analog-numerică cu aproximații succesive precedate de filtre trece-jos pentru selecția componentei continue din semnalul de la ieșirea multiplicatorului din cadrul filtrului sincron sau a detectorului sensibil la fază. În cadrul soluțiilor propuse de autor (3.4. A,B,C) se utilizează convertorul cu dublă integrare care asigură o serie de avantaje ce vor fi relevate în continuare.

6.3. Măsurarea amplitudinii și fazei cu filtru trece-bandă, detector sensibil la fază și convertor analog-numeric cu dublă integrare.

6.3.1. Principiul de funcționare.

Această metodă de măsurare a fost prezentată principial în cap.3 (3.4.A) și poate fi analizată pe baza schemei bloc din fig.6.1.

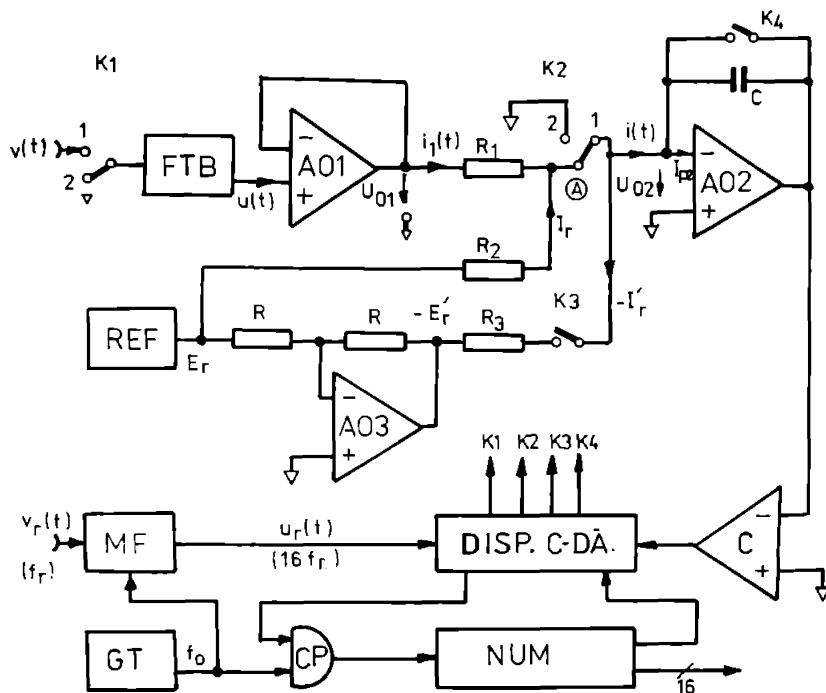


Fig. 6.1. Schema bloc utilizată pentru studiul erorilor de măsurare

Semnalul a cărui amplitudine și fază trebuie măsurată $v(t)$ se aplică la intrarea filtrului trece-bandă FTB rezultînd semnalul filtrat $u(t)$. Acesta, prin intermediul repetorului AO_1 și a rezistenței R_1 , este conectat la contactul median al comutatorului K_2 , care realizează redresarea comandată a semnalului filtrat. Potențialul punctului A este nul indiferent de poziția comutatorului K_2 , deoarece în poziția 1 punctul A este conectat la intrarea inversoare a amplificatorului integrator AO_2 aflată virtual la potențialul masei, iar în poziția 2 punctul A este conectat direct la masă. Rezistența R_1 va fi străbătută de un curent proporțional cu $u(t)$ Acest curent are valoarea:

$$i_1(t) = \frac{u(t)}{R_1} \quad (6.1)$$

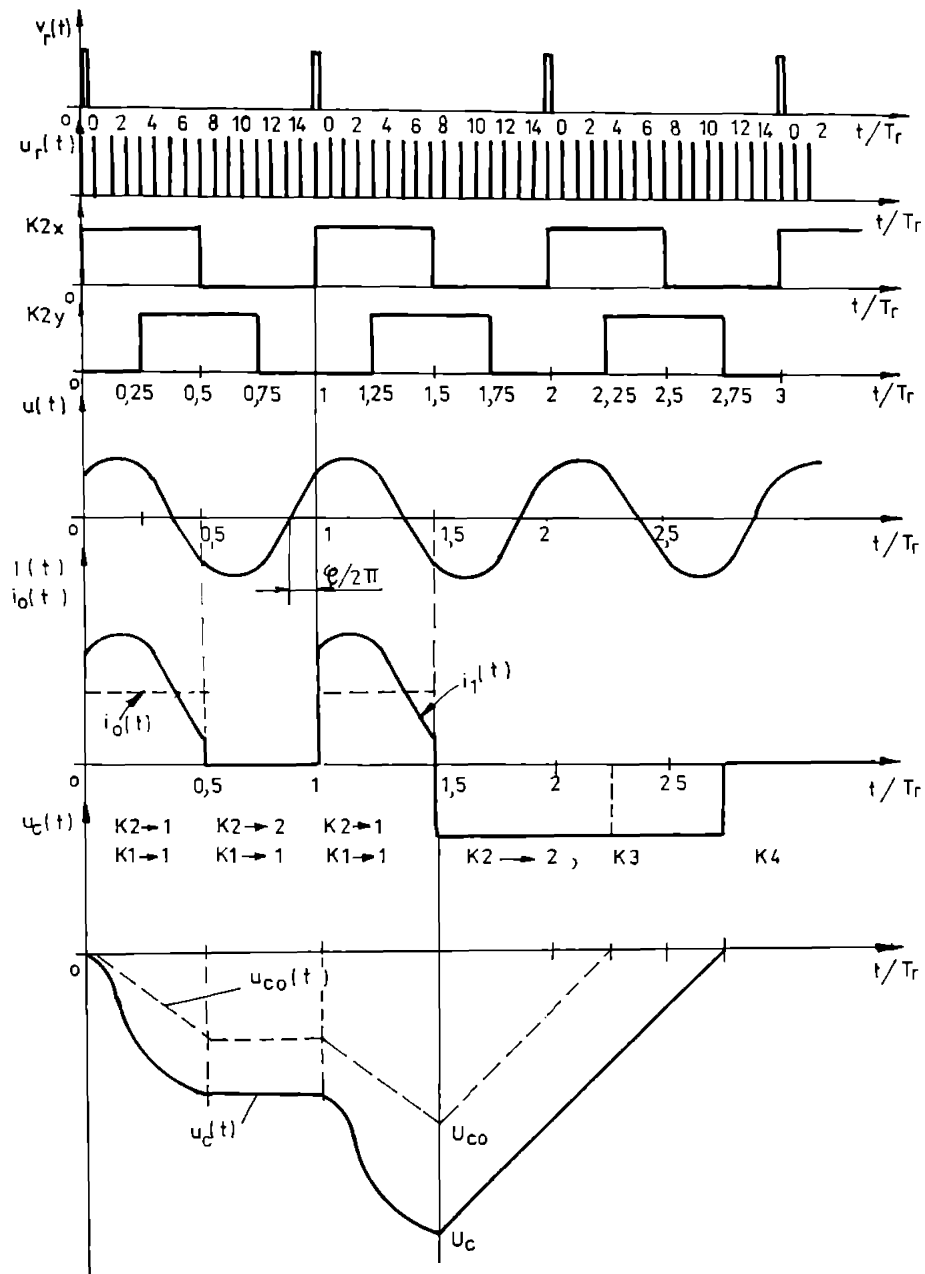


Fig. 6.2 Diagramele de timp ale principalelor semnale din schema bloc din figura 6.1

În același nod este injectat un curent de referință I_r realizat pornind de la sursa de tensiune de referință REF și avînd valoarea constantă:

$$I_r = \frac{E_r}{R_2} \quad (6.2)$$

Cei doi curenți satisfac în orice moment condiția:

$$i_1(t) + I_r > 0 \quad (6.3)$$

Funcționarea întregului ansamblu este ilustrată de diagramele variației în timp a principalelor semnale, în decursul unui proces de măsurare, prezentate în fig. 6.2.

Semnalul de referință de fază $v_r(t)$ avînd frecvența f_r este aplicat la intrarea multiplicatorului de frecvență MF a cărui structură a fost descrisă la pct. 5.3 și 5.4. Acest bloc, pornind de la impulsurile de tact furnizate de generatorul de tact GT, realizează divizarea în 16 părți egale a perioadei impulsurilor $v_r(t)$, rezultînd impulsurile $u_r(t)$ ce sînt aplicate unui dispozitiv de comandă.

Dispozitivul de comandă sintetizează pe baza impulsurilor $u_r(t)$ semnalele de comandă pentru cheile electronice K1, K2, K3 și K4. Un ciclu de măsurare asigură determinarea unei proiecții a fazorului $u(t)$ pe axa sistemului de coordonate rectangulare definită de semnalul de comandă al cheii electronice K2 care realizează detecția sensibilă la fază. Dacă K2 este comandată cu tensiunea $K2x$, (fig. 6.2) curentul de intrare al integratorului AO₂, $i(t)$ are expresia :

$$i(t) = \begin{cases} i_1(t) + I_r & \text{dacă } kT_r \leq t \leq (k+\frac{1}{2})T_r, \quad k=0,1,\dots,p-1 \\ 0 & \text{In rest} \end{cases} \quad (6.4)$$

Acest curent este integrat pe durata $(p-\frac{1}{2})T_r$. În acest interval de timp K3 și K4 sînt deschise. Sarcina acumulată de condensatorul de integrare C este:

$$q(p) = \int_0^{(p-\frac{1}{2})T_r} i(t) dt \quad (6.5)$$

După integrarea curentului $i(t)$, K2 se pune în poziția 1 și se închide K3 și

deci

$$i(t) = -I_r \quad (6.6)$$

Deoarece $i(t)$ este acum negativ, condensatorul C se va descărca. Acest proces durează pînă în momentul trecerii prin zero a tensiunii de la ieșirea integratorului AO₂, moment sesizat de către comparatorul C, care prin dispozitivul de comandă determină deschiderea cheii K3 și închiderea cheii K4. În acest fel se menține tensiunea nulă la bornele condensatorului de integrare pînă la următorul ciclu de măsurare, identic din punctul de vedere al secvenței de comutare al cheilor K2, K3 și K4 cu cel descris anterior.

Inițial sarcina conținută de condensatorul de integrare a fost nulă, durata t_x a integrării curentului de referință $-I_r$ rezultă aplicînd principiul conservării sarcinii electrice:

$$\int_0^{(p-k)T_x} i(t)dt + \int_{(p-k)T_r}^{(p-k)T_r+t_x} i(t)dt = 0 \quad (6.7)$$

Înlocuind expresiile (6.1), (6.2), (6.4) și (6.6) în (6.7) după efectuarea calculului, rezultă:

$$t_x = \frac{R_3 E_r}{R_2 E_r} \frac{pT_r}{2} + \frac{R_3 p}{R_1 E_r} \int_0^{kT_r} u(t)dt \quad (6.8)$$

Pe durata t_x dispozitivul de comandă deschide circuitul poartă CP permițînd accesul impulsurilor de tact la intrarea numărătorului NUM. În acest fel conținutul acestuia la sfîrșitul unui ciclu de măsurare este :

$$n_x = t_x f_0 \quad (6.9)$$

Dacă se introduce notația:

$$n_{x0} = \frac{R_3}{R_2} \frac{E_r}{E_r} \frac{pT_r}{2} f_0 \quad (6.10)$$

și înlocuind (6.9) și (6.10) în (6.8) se poate scrie :

$$n_x = n_{x0} + \frac{R_3}{R_1} \frac{pf_0}{E_r} \int_0^{\frac{1}{2}T_r} u(t) dt \quad (6.11)$$

Ținînd cont că n_{x0} se obține din relația (6.11) dacă $u(t)=0$ rezultă ca n_x reprezintă un cod numeric binar deplasat. Codul n_{x0} poate fi determinat prin efectuarea unui ciclu de măsurare în situația cînd $u(t)=0$, situație ce se obține punînd cheia K1 în poziția 2.

Efectuînd două cicluri de măsurare primul avînd K1 în poziția 1 și al doilea K1 în poziția 2 se obțin codurile n_x și n_{x0} . Cele două rezultate numerice sînt transferate sistemului de calcul care realizează calculul diferenței:

$$dn_x = n_x - n_{x0} = \frac{R_3}{R_1} \frac{pf_0}{E_r} \int_0^{\frac{1}{2}T_r} u(t) dt \quad (6.12)$$

Dacă $u(t)=A \sin(\omega_r t + \theta)$, din relația (6.12) rezultă:

$$dn_x = \frac{R_3}{R_1} \frac{pf_0}{E_r f_r} A \cos \theta \quad (6.13)$$

Relația (6.13) evidențiază dependența liniară a mărimii dn_x de valoarea proiecției $A \cdot \cos \theta$ a fazorului corespunzător semnalului $u(t)$ pe axa planului fazorial definită de semnalul $K2_x$.

Deoarece dn_x depinde de raportul f_0/f_r , pentru reducerea variației acestuia în funcție de f_r se modifică numărul p de perioade T_r , pe durata cărora se realizează integrarea tensiunii $u(t)$, limitînd variația raportului pf_0/f_r . Din relația (5.3) rezultă că $f_0/f_r = PR$. Deoarece $P=16$ și R se măsoară fiind înscris în memoria calculatorului, din relația (6.13) se poate determina prin calcul mărimea $A \cos \theta$.

Pentru determinarea celeilalte proiecții $A \sin \theta$ procesul de măsurare decurge analog cu cel prezentat, înlocuind semnalul de comandă al cheii $K2_x$ cu semnalul $K2_y$ ce definește o axă perpendiculară pe prima.

6.3.2. Erori de măsurare

Analiza funcționării sistemului de măsurare prezentată anterior s-a făcut în ipoteza comportării ideale a blocurilor și elementelor care compun schema

bloc din fig.6.1. Există numeroase surse de erori dintre care cele mai importante sînt:

- eroarea de trunchiere a multiplicatorului de frecvență;
- tensiunile de decalaj la intrare și curenții de polarizare ai amplificatoarelor operationale;
- rezistențele cheilor electronice care diferă de modelul ideal;
- eroarea de neliniaritate a amplificatorului integrator;
- timpul de întirziere la comutare și tensiunea de decalaj la intrare ale comparatorului;
- eroarea de poziționare a filtrului trece-bandă;
- variația frecvenței semnalului de intrare pe durata măsurării;
- componența spectrală a semnalului de măsurat.

Este extrem de dificilă realizarea unei analize globale în care să se ia în considerare acțiunea simultană a tuturor acestor surse de erori. Ca urmare se vor considera două situații :

A. -semnal de intrare pur sinusoidal avînd frecvența, faza și amplitudinea constante ;

-eroare de poziționare a FTB nulă.

B. -semnal de intrare pur sinusoidal avînd frecvența, faza și amplitudinea constante însoțit de un semnal perturbator de mod normal sinusoidal cu frecvență, fază și amplitudine date:

- eroare de poziționare a FTB nulă;
- erorile aferente cazului 1 nule.

În cele două situații s-a considerat eroare de poziționare a FTB nulă deoarece efectul acestei erori a fost evidențiat în cap.4, pct. 4.2.1. Se prezintă analiza erorilor de măsurare pentru fiecare din cazurile enunțate.

Cazul A Semnalul de intrare are expresia :

$$v(t) = A.\sin(\omega t + \theta) \quad (6.14)$$

în care A, ω și θ sînt constante, θ fiind considerată față de $v_r(t)$. Considerînd eroarea de poziționare a FTB nulă și amplificarea în banda de trecere unitară, rezultă că la ieșirea filtrului se va regăsi semnalul $v(t)$. În continuare se utilizează următoarele notații: U_{01} - tensiunea de decalaj la ieșirea repetitorului AO_1 , mărime care înglobează efectul tensiunilor de decalaj și a curenților de polarizare, aferent tuturor elementelor existente în lanțul de măsurare de la intrare pînă în punctul considerat; U_{02} -tensiunea de decalaj

la intrare a amplificatorului integrator AO_2 ; I_{p2} -curentul de polarizare al AO_2 ; erorile datorate tensiunii de decalaj și curentului de polarizare ale AO_3 precum și eroarea de neîmperechere a rezistențelor R sînt implicit luate în considerare prin relația $E_r \neq E_r'$; r_{ki} și R_{ki} rezistențele cheii k_i ($i=1,2,3$) în stare închisă respectiv deschisă; n_c -numărul de impulsuri de tact corespunzătoare variației duratei Δ_x datorită timpului de întârziere la comutare și decalajului de tensiune la intrare al comparatorului.

Pentru determinarea expresiei codului rezultat al conversiei analog-numerică, ținînd cont de mărimile introduse mai sus, se rescriu în noile condiții relațiile (6.1)-(6.14). Aplicînd metoda potențialelor nodurilor pentru cele două poziții ale comutatorului K_2 se determină potențialul punctului A în cele două cazuri: V_{A1} și V_{A2} .

$$V_{A1} = R_p \left(\frac{u(t) + U_{o1}}{R_1} + \frac{E_r}{R_2} + \frac{U_{o2}}{r_{k2}} \right), \quad K_2 \text{ în poziția 1} \quad (6.15)$$

$$V_{A2} = R_p \left(\frac{u(t) + U_{o1}}{R_1} + \frac{E_r}{R_2} + \frac{U_{o2}}{r_{k2}} \right), \quad K_2 \text{ în poziția 2} \quad (6.16)$$

unde cu R_p s-a notat rezistența echivalentă paralel a rezistențelor R_1 , R_2 , R_{k2} și r_{k2} .

Dacă pînă în momentul începerii integrării curentului $i(t)$, K_2 se află în poziția 2, K_3 și K_4 închise, capacitatea de integrare este încărcată cu sarcină electrică q_0 . Integrarea tensiunii de intrare începe sincron cu impulsurile $v_r(t)$ prin punerea cheii K_2 în poziția 1, K_3 și K_4 fiind deschise. Conform principiului de funcționare descris anterior, curentul $i_1(t)$ este integrat în decursul a p perioade T_r consecutive, pe durata unui interval $\frac{1}{2}T_r$ în fiecare perioadă, în rest K_2 se află în poziția 2. Pentru determinarea sarcinii acumulate la bornele capacității de integrare trebuie avute în vedere următoarele aspecte: intervalul de timp cît cheia K_2 se află în poziția 1 este determinat de al B -lea impuls $u_r(t)$ în cadrul fiecărei perioade T_r . Conform cu cele prezentate în cap.5, pct.5.4, poziția acestui impuls relativ la perioada T_r este afectată de eroarea de trunchiere a multiplicatorului de frecvență (relația 5.14). În continuare se consideră cazul limitării efectului cumulativ al erorii de trunchiere la o singură perioadă T_r . Din relația (5.14) pentru $k=P/2$, rezultă intervalul de timp în care K_2 se află în poziția 1 în fiecare perioadă T_r ;

$$t_1 = \frac{T_r}{2} - \frac{\Delta_x}{2} \quad (6.17)$$

rezultând și durata corespunzătoare poziției 2

$$t_2 = \frac{T_r}{2} + \frac{\Delta_k}{2} \quad (6.18)$$

Se calculează sarcina acumulată în condensatorul de integrare la sfîrșitul acestei etape, ținînd cont că în cele p perioade T_r , K_2 se află în poziția 1 de p ori și în poziția 2 de $p-1$ (vezi fig.6.2):

$$q(p) = q_0 + p \int_0^{t_1} \left(\frac{u(t) + U_{01} - V_{A1}}{R_1} + \frac{E_r - V_{A1}}{R_2} - I_p \right) dt +$$

$$+ (p-1) \int_0^{t_2} \left(\frac{V_{A1} - U_{02}}{R_{k2}} - \frac{E_r - U_r}{R_3 + R_{k3}} - I_p \right) dt \quad (6.19)$$

În etapa următoare, se închide K_3 și se determină timpul t'_x necesar pentru anularea tensiunii de la bornele condensatorului C :

$$q(p) + \left(\frac{U_{01} - E_r}{R_3 + r_{k3}} - I_p \right) t'_x = 0 \quad (6.20)$$

Numărătorul va număra $n_x = t'_x f_0$ impulsuri de tact. Ținînd cont de eroarea aferentă comparatorului, în numărător se va obține numărul

$$n'_x = t'_x f_0 - n_c \quad (6.21)$$

Rescriind relațiile (6.21)-(6.26) în cazul cînd K_1 se află în poziția 1, adică $u(t)=0$ și se realizează un ciclu de măsurare, rezultă:

$$q(p) \Big|_{u(t)=0} = q_0 \quad (6.22)$$

$$t'_x \Big|_{u(t)=0} = \frac{q_0}{\frac{E_r - U_{01}}{R_3 + r_{k3}} + I_p} \quad (6.23)$$

În final, interesează diferența celor două rezultate $dn_x' = n_x' - n_{x0}$.
Din relațiile (6.18), (6.19), (6.21), (6.22) și (6.23), rezultă:

$$dn_x' = \frac{pf_0}{\frac{E_r' - U_{01}}{R_3 + r_{k3}} + I_p} \int_0^{\frac{1}{2}(T_x - \Delta t)} \frac{u(t)}{R_1} \left[1 - \frac{R_p}{R_1} - \frac{R_p}{R_2} \right] dt + \frac{p-1}{p} \int_0^{\frac{1}{2}(T_x + \Delta t)} \frac{u(t + \Delta t_1) R_p}{R_1 R_{k3}} dt \quad (6.24)$$

Pentru obținerea relației (6.24) s-a admis că sistemul de măsurare are o stabilitate pe termen scurt (durata celor două cicluri de măsurare) suficient de ridicată astfel încît să se poată considera constante mărimile care intervin în relațiile (6.16)-(6.24). După calculul integralelor înlocuind $u(t) = v(t)$ dată de relația (6.14), rezultă

$$dn_x' = \frac{pf_0}{f_x} \frac{1 - \frac{R_p}{R_1} - \frac{R_p}{R_2}}{\left[\frac{E_r' - U_{01}}{R_3 + r_{k3}} + I_p \right] R_1} \cos \theta + d_x \quad (6.25)$$

și,

$$d_x = - \frac{pf_0 A}{f_x \left[\frac{E_r' - U_{01}}{R_3 + r_{k3}} + I_p \right] R_1} \left[\left(1 - \frac{R_p}{R_1} - \frac{R_p}{R_2} \right) \sin \left[\theta + \frac{\omega_r \Delta t}{4} \right] \sin \frac{\omega_r \Delta t}{4} - \frac{p-1}{p} \frac{R_p}{R_{k2}} \cos \left[\theta - \frac{\omega_r \Delta t}{4} \right] \cos \frac{\omega_r \Delta t}{4} \right] \quad (6.26)$$

Din relația (6.26), prin comparație cu cazul ideal descris de relația (6.14), rezultă că erorile luate în calcul au ca efect global o eroare care poate fi considerată ca avînd două componente. Prima componentă, în formă relativă față de cazul ideal, are expresia :

$$\epsilon_1 = \frac{dn_x' - dn_x}{dn_x} = \frac{1 - \frac{R_p}{R_1} - \frac{R_p}{R_2}}{\frac{E_r' - U_{01}}{R_3 + r_{k3}} + \frac{R_3 I_p}{E_r'}} \quad (6.27)$$

Relația (6.27) evidențiază dependența erorii ϵ_1 a schemei de măsurare de tensiune de decalaj la intrare și curentul de polarizare al amplificatorului

integrator, precum și de rezistențele cheilor electronice K_2 și K_3 , în stare închisă. Toate aceste mărimi trebuie să aibă valori cât mai reduse pentru ca să se obțină o eroare multiplicativă cât mai mică. U_{01} și $R_3 I_p$ trebuie să fie cât mai mici în raport cu tensiunea de referință E_r .

Rezistențele în stare închisă a cheilor r_{k3} și r_{k1} (care determină valoarea R_p) trebuie să fie cu câteva ordine de mărime mai mici decât R_1 , R_2 , R_3 . Se impune o observație importantă: eroarea ϵ_1 reprezintă o eroare multiplicativă față de situația ideală când U_0 , I_p , r_{k2} și r_{k3} sînt nule. Aceasta eroare poate fi anulată printr-o operație de etalonare. În continuare vor genera eroare multiplicativă numai variațiile (în timp, cu temperatura și alte mărimi de influență) mărimilor care intervin în relația (6.27) față de valorile din momentul etalonării. Aceste variații sînt în general cu cel puțin un ordin de mărime mai reduse decât valorile inițiale ale mărimilor U_0 , I_p , r_{k2} și r_{k3} determinînd o reducere corespunzătoare a erorii ϵ_1 .

A doua componentă a erorii globale este dependentă de mărimile care intervin în relația (6.27), dar în plus depinde de eroarea multiplicatorului de frecvență, avînd expresia:

$$\epsilon_2 = \frac{d_x}{dn_x} = -(\epsilon_1 + 1) \left[\sin \left[\theta + \frac{w_r \Delta t}{4} \right] \sin \frac{w_r \Delta t}{4} + \right. \\ \left. + \frac{p-1}{p} \frac{R_p}{R_{k2}(1-R_p/R_1+R_p/R_2)} \cos \left[\theta - \frac{w_r \Delta t}{4} \right] \cos \frac{w_r \Delta t}{4} \right] \quad (6.28)$$

Cei doi termeni ai relației (6.37) sînt în principal dependenți de eroarea de trunchiere Δt respectiv de raportul R_p/R_{k2} pentru al doilea termen. Din relația (5.6) rezultă că valoarea maximă a erorii de trunchiere este PT_0 și deci:

$$\frac{w_r \Delta t}{4} < \frac{\pi Pf_x}{2F_0} = \frac{\pi}{2R_{\min}} \quad (6.29)$$

unde R_{\min} este valoarea minimă a factorului de divizare R utilizată de multiplicatorul de frecvență.

Rezultă că factorul poate fi micșorat sub o limită impusă prin alegerea unei valori suficient de mari pentru parametru R_{\min} . Trebuie remarcat că R_{\min} determină frecvența maximă a multiplicatorului de frecvență (rel. 5.18).

Raportul R_p/R_{k2} care determină practic valoarea celui de-al doilea termen al erorii ϵ_2 , este determinat de raportul dintre rezistența în stare închisă a

cheii electronice K_2 și rezistența sa în stare deschisă. Prin alegerea corespunzătoare a cheii K_2 acest raport poate fi făcut suficient de mic.

Din relația (6.25) rezultă:

$$dn_x' = dn_x (1 + \epsilon_1 + \epsilon_2) \quad (6.30)$$

A doua proiecție a fazorului $A \sin(\omega_r t + \theta)$ se determină analog, rezultând o relație similară cu (6.30), adică:

$$dn_y' = dn_y (1 + \epsilon_1 + \epsilon_3) \quad (6.31)$$

unde:

$$dn_y = \frac{AR_3 p f_0}{R_1 f_x E_r} \sin \theta \quad (6.32)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_3 = (\epsilon_1 + 1) & \left[\cos \left[\theta + \frac{\omega_r \Delta t}{4} \right] \sin \frac{\omega_r \Delta t}{4} - \right. \\ & \left. - \frac{p-1}{p} \frac{R_p}{R_{k2} (1 - R_p/R_1 + R_p/R_2)} \sin \left[\theta - \frac{\omega_r \Delta t}{4} \right] \cos \frac{\omega_r \Delta t}{4} \right] \end{aligned} \quad (6.33)$$

Amplitudinea și faza fazorului corespunzător semnalului de intrare rezultă prin calcul, conform relațiilor:

$$A' = \sqrt{(dn_x')^2 + (dn_y')^2} \quad (6.34.a)$$

$$\theta' = \arctg \frac{dn_y'}{dn_x'} \quad (6.34.b)$$

Se calculează erorile corespunzătoare acestor mărimi:

$$\epsilon A' = \frac{A' - A}{A} \quad (6.35.a), \quad \epsilon \theta' = \theta' - \theta \quad (6.35.b)$$

sau, după efectuarea calculelor:

$$\epsilon A' \approx \epsilon_1 + \left[\frac{dn_x}{A} \right]^2 \epsilon_2 + \left[\frac{dn_y}{A} \right]^2 \epsilon_3 \quad (6.36.a)$$

$$\epsilon \theta' \approx (\epsilon_2 - \epsilon_3) \frac{dn_x dn_y}{(dn_x)^2 + (dn_y)^2} \quad (6.36.b)$$

Dacă $\epsilon_1 \ll 1$ și $R_p/R_{k2} < 10^{-6}$, condiții ce sînt în general îndeplinite fără eforturi deosebite, ținînd cont că $w_r \Delta t$ este inferior $\pi/2000$ (relația 6.29), relațiile (6.36) devin:

$$\epsilon A' \approx \epsilon_1 + \sin \left[\frac{w_r \Delta t}{4} \right] [\sin \theta - \cos \theta] \sin \theta \cos \theta - \sin^2 \left[\frac{w_r \Delta t}{4} \right] [\sin \theta + \cos \theta] \quad (6.37.a)$$

$$\theta' \approx -\sin \left[\frac{w_r \Delta t}{4} \right] [\sin \theta + \cos \theta] \sin \theta \cos \theta \quad (6.37.b)$$

Rezultă că eroarea de amplitudine $\epsilon A'$ are două componente: ϵ_1 determinată în principal de tensiunile de decalaj și curenții de polarizare ai amplificatoarelor operaționale utilizate și o a doua componentă datorată erorii de trunchiere Δt . Eroarea de fază $\epsilon \theta$ este generată îndeosebi de eroarea de trunchiere. Relațiile (6.27) relevă dependența acestei componente de defazajul θ . De fapt, eroarea de fază prezintă un minim cînd una din proiecții este nulă ($\sin \theta = 0$ sau $\cos \theta = 0$) sau dacă cele două proiecții sînt egale în modul și de semne contrare ($\sin \theta + \cos \theta = 0$). Valoarea maximă se obține dacă cele două proiecții sînt egale.

Cazul B În această situație se consideră la intrare un semnal perturbator de mod normal, sinusoidal:

$$v(t) = Z \sin(\omega t + \theta) \quad (6.38)$$

avînd frecvența, amplitudinea și faza constante în timp. Pentru simplitate se consideră $Z=1$. Erorile evidențiate în cazul A) sînt presupuse nule în intenția de a determina capacitatea schemei de a rejecta semnale perturbatoare de mod normal în funcție de frecvența acestora.

Răspunsul sistemului la semnalul $v(t)$, după filtrul trece bandă este:

$$u(t) = |H(q)| \sin[\omega t + \theta + \theta(q)], \quad (6.39)$$

în care,

$$|H(q)| = \frac{2\beta q}{\sqrt{(1-q^2)^2 + 4\beta^2 q^2}}, \quad \theta(q) = \arctg \frac{2\beta q}{1-q^2} \quad (6.40)$$

Rescriind relațiile (6.8)-(6.14) se obțin expresiile rezultatelor conversiei analog-numerică pentru semnalul considerat pentru cele două proiecții:

$$dn_{xz} = \frac{R_3}{R_1} \frac{pf_0}{E_r f_r} |H(q)| \sin\left[\frac{\pi}{2}q + \theta + \theta(q)\right] \frac{\sin\left[\frac{\pi}{2}q\right]}{\pi q} \quad (6.41)$$

$$dn_{yz} = \frac{R_3}{R_1} \frac{pf_0}{E_r f_r} |H(q)| \sin\left[\theta + \theta(q)\right] \frac{\sin\left[\frac{\pi}{2}q\right]}{\pi q} \quad (6.41)$$

Amplitudinea, rezultă pe baza relației:

$$A_z(q) = \sqrt{(dn_{xz})^2 + (dn_{yz})^2} \quad (6.43)$$

Dacă semnalul de intrare are frecvența egală cu frecvența centrală a FTB, atunci $q=1$ și:

$$A_z(1) = \frac{1}{\pi} \frac{R_3}{R_1} \frac{pf_0}{E_r f_r} \quad (6.44)$$

Rejecția semnalului perturbator de mod normal avind o frecvență oarecare, este:

$$R_{MN}(q) = 20 \lg \frac{A_z(q)}{A_z(1)} \quad (6.45)$$

După efectuarea calculelor:

$$R_{MN}(q) = 20 \lg \left[|H(q)| \frac{|\sin(\frac{\pi}{2}q)|}{q} \sqrt{\sin^2[\frac{\pi}{2}q + \theta + \theta(q)] + \sin^2[\theta + \theta(q)]} \right] \quad (6.46)$$

Variația factorului de rejecție $R_{MN}(q)$, pentru $0,1 \leq q \leq 10$ și $\theta=0$ este prezentată în fig. 6.3, împreună cu factorul de rejecție pe care l-ar fi asigurat utilizarea doar a unui filtru trece-bandă de ordinul doi.

Se remarcă o îmbunătățire importantă a rejecției semnalelor perturbatoare de mod normal prin utilizarea DSF și CAN cu dublă integrare. Prezența DSF asigură rejecția totală a armonicilor pare, iar integrarea semnalului de la ieșirea DSF introduce un pol nul în funcția de transfer globală și elimină necesitatea utilizării unui filtru trece-jos pentru selectarea componentei continue.

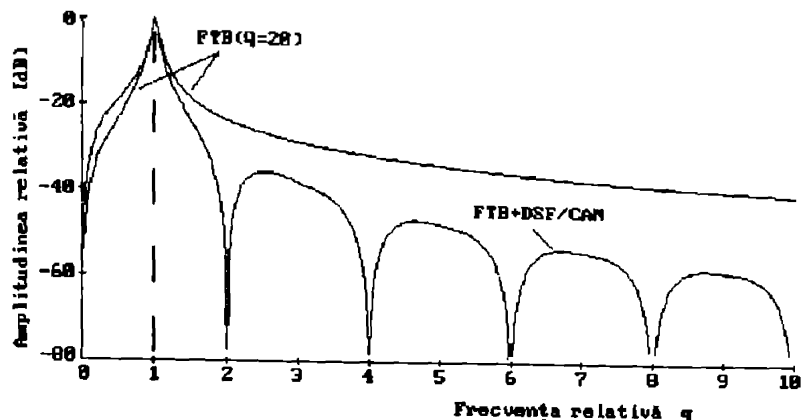


Fig. 6.3 Rejecția semnalelor perturbatoare de mod normal:
 1-realizată de un FTB de ordin doi
 2-obținută de schema de măsurare propusă

Armonica a-3-a este rejectată cu aproximativ -40 dB, valoare suficientă în majoritatea cazurilor. De asemenea caracteristica de transfer globală este mult mai selectivă decât cea a FTB prezentând o cădere rapidă pentru $1 < q < 2$, iar pentru frecvențele înalte ($q > 3$) factorul de rejecție este cuprins între -50 dB și -80 dB. Această proprietate este foarte importantă în cazul semnalelor de dezechilibru deoarece acestea prezintă îndeosebi armonici de ordin superior și zgomote de frecvențe ridicate, datorate în principal lagărelor pe rulmenți.

6.4. Măsurarea amplitudinii și fazei utilizând convertor numeric-analogic multiplicator, filtru trece-jos și convertor analog-numeric cu dublă integrare

6.4.1 Principiul metodei

Metoda de măsurare este aplicată în cazul aparatului prezentat în cap. 3, pct. 3.4.C și va fi analizată pe baza schemei din fig. 6.4.

Semnalul $v(t)$ este multiplicat cu un semnal de referință sinusoidal aplicat la intrările numerice b_1, b_2, \dots, b_{16} ale convertorului numeric-analogic multiplicator CNAM. Cei 16 biți sînt furnizați de către o memorie RAM. În faza de inițializare a aparatului, în această memorie se înscriu codurile unor unde sinusoidale (locațiile 0-63) respectiv cosinusoidale (locațiile 64-127) considerate în 64 puncte/periodă, în cod binar deplasat de 16 biți.

Pentru adresarea memoriei RAM, se utilizează semnalul generat de multiplicatorul de frecvență MF ca semnal de tact pentru numărătorul de adrese. În acest fel semnalul de referință numeric generat de RAM, are aceeași frecvență cu semnalul de referință de fază $v_r(t)$. Multiplicatorul de frecvență MF are structura descrisă în cap. 5, pct 5.3.

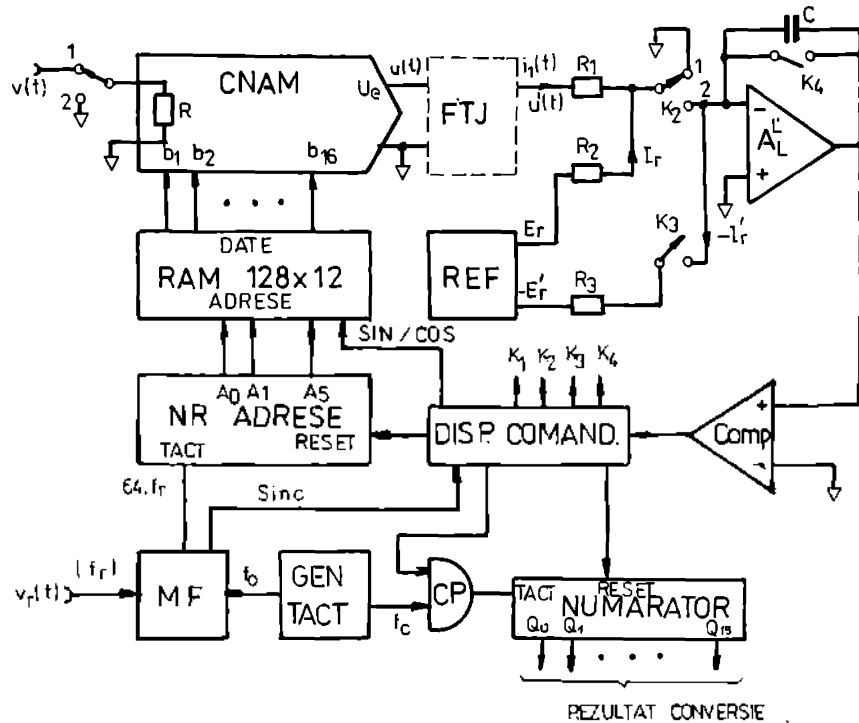


Fig. 6.4. Schema bloc pentru analiza metodei de măsurare ce utilizează principiul filtrului sincron și CAN cu dublă integrare.

Semnalul produs $u(t)$ de la ieșirea CNAM poate fi filtrat de către filtrul trece-jos FTJ sau poate fi aplicat direct la intrarea CAN cu dublă integrare, construit după aceleași principii ca și cel prezentat în fig. 6.1. În cazul de față, comutatorul K_2 nu mai îndeplinește funcția de detector sensibil la fază, ci doar asigură aplicarea la intrarea CAN, pe durata pT_r , a semnalului produs $u(t)$ împreună cu un suport de curent continuu I_r pentru asigurarea unei polarități unice a tensiunii de la ieșirea integratorului.

Dispozitivul de comandă asigură semnalele necesare funcționării corecte a întregii scheme realizând sincronizarea procesului de măsurare cu semnalul

$v_r(t)$ prin intermediul semnalului de sincronizare "sinc" generat de multipliatorul de frecvență MF.

6.4.2 Erori de măsurare

Principala diferență între cele două scheme de măsurare (fig. 6.1 și fig. 6.4) poate fi enunțată astfel: în cazul utilizării DSF, semnalul de măsurat se înmulțește cu un semnal de referință dreptunghiular, cu factorul de umplere 0,5 și frecvența f_r . Acest semnal poate fi considerat ca fiind semnalul de referință din cadrul metodei filtrului sincron care aproximează o variație sinusoidală prin 2 valori/periodă. Privită din acest punct de vedere metoda filtrului sincron diferă doar prin numărul de subintervale în care s-a divizat perioada T_r , de la 2 la 64 în cazul considerat.

Ținând cont de observația de mai sus și de faptul că pentru determinarea unei proiecții se realizează două măsurări, câte una pentru fiecare poziție a comutatorului K_1 , urmînd ca prin scăderea celor două rezultate să se elimine erorile aditive, rezultă că o analiză a erorilor evidențiate la pct. 6.3.2 conduce la rezultate similare și în cazul schemei din fig. 6.4. Din aceste motive se analizează comportarea schemei în discuție în următoarele situații:

- A. Analiza rejecției semnalelor perturbatoare de mod normal, în absența FTJ. Erorile de trunchiere ale multipliatorului de frecvență se consideră nule.
- B. Aceleași condiții ca la pct. A) dar în prezența FTJ.
- C. Analiza influenței erorilor de trunchiere ale multipliatorului de frecvență, pentru un semnal sinusoidal de intrare avînd frecvența egală cu f_r , amplitudinea și faza constante, în absența FTJ.

Cazul A. Se consideră semnalul de intrare sinusoidal:

$$v(t) = A \sin(\omega t + \varphi), \quad (6.47)$$

avînd amplitudinea, faza și frecvența constante. Pentru simplitate se consideră $A=1$ fără a restrînge gradul de generalitate. Semnalul $v(t)$ este înmulțit cu semnalul de referință sinusoidal care, în condițiile unor erori de cuantizare neglijabile pentru CNAM, are expresia:

$$s_r(t) = \sin \frac{\pi}{32} i \quad \text{pt. } t_i \leq t < t_{i+1}, \quad i=0,1,\dots,63 \quad (6.48)$$

unde t_i sînt punctele care definesc diviziunea intervalului de durată T_r în 64 de subintervale egale. Această operație este realizată fizic de către multip-

licatorul de frecvență. Considerind eroarea de trunchiere a acestuia nulă, conform relațiilor (5.19) în care $P=64$, rezultă:

$$t_i = \frac{\pi}{32\omega_r} i - \frac{\pi}{64\omega_r}, \quad i=0,1,\dots,64 \quad (6.49)$$

Termenul $\pi/64\omega_r$ are rolul de a stabili o origine pentru axa timpului convenabilă din punct de vedere al calculelor.

Semnalul produs de la ieșirea CNAM este integrat pe o durată egală pT_r , $p \in \mathbb{N}$. În aceste condiții, tensiunea la bornele condensatorului de integrare, în absența FTJ, după p perioade T_r de integrare a semnalului produs, este proporțională cu cantitatea:

$$X_p(q) = \sum_{n=1}^p \left[\sum_{i=0}^{63} \frac{1}{T_r} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \sin \frac{\pi i}{32} \sin(\omega t + \varphi) dt \right] \quad (6.50)$$

sau după calculul integralei,

$$X_p(q) = \sum_{i=0}^{64p-1} \frac{1}{2\pi q} \sin \frac{q\pi}{64} \left[\cos \left[\frac{(q-1)\pi i}{32} + \varphi \right] - \cos \left[\frac{(q+1)\pi i}{32} + \varphi \right] \right] \quad (6.51)$$

unde q este frecvența relativă a semnalului de intrare față de frecvența semnalului de referință $q=\omega/\omega_r$. După efectuarea calculului rezultă:

$$X_p(q) = \frac{1}{2\pi q} \sin \frac{q\pi}{64} \left[\cos \left[\frac{(q-1)\pi}{64} (64p-1) + \varphi \right] F(q-1) - \cos \left[\frac{(q+1)\pi}{64} (64p-1) + \varphi \right] F(q+1) \right] \quad (6.52)$$

în care s-a notat cu $F(q)$, expresia:

$$F(q) = \frac{\sin pq\pi}{\sin \frac{q\pi}{64}} \quad (6.53)$$

Pentru determinarea celeilalte proiecții, semnalul de intrare se înmulțește cu semnalul de referință cosinusoidal, adică:

$$c_r(t) = \cos \frac{\pi}{32} i \quad \text{pt. } t_i \leq t < t_{i+1}, \quad i=0,1,\dots,63 \quad (6.54)$$

și rescriind relațiile (6.50)-(6.52) pentru acest semnal de referință se obține expresia tensiunii de la bornele condensatorului de integrare în această situație:

$$Y_p(q) = \frac{1}{2\pi q} \sin \frac{q\pi}{64} \left[\sin \left[\frac{(q-1)\pi}{64} (64p-1) + \varphi \right] F(q-1) - \sin \left[\frac{(q+1)\pi}{64} (64p-1) + \varphi \right] F(q+1) \right] \quad (6.55)$$

Pe baza mărimilor $X_p(t)$ și $Y_p(t)$ din relațiile (6.52) și (6.55) se calculează amplitudinea fazorului corespunzător tensiunii de intrare:

$$A_p(q) = \sqrt{X_p^2(q) + Y_p^2(q)} \quad (6.56)$$

Se calculează factorul de rejecție a semnalului perturbator de mod normal:

$$R_{MN}(q) = 20 \log \frac{A_p(q)}{A_p(1)}, \quad \text{rezultînd expresia:}$$

$$R_{MN}(q) = 20 \log \left[\frac{\left| \sin \frac{q\pi}{64} \right|}{64pq \sin \frac{\pi}{64}} \sqrt{F^2(q-1) + F^2(q+1) - 2F(q-1)F(q+1)\cos\alpha} \right]$$

unde,

$$\alpha = q\pi \frac{64p-1}{32} + 2\varphi \quad (6.57)$$

Din analiza relației (6.57) ținînd cont de faptul că $F(q)=0$ pentru orice valori întregi ale produsului pq pentru care q este diferit de un multiplu întreg a lui 64 (relația 6.53), rezultă că circuitul analizat asigură (în ipotezele enunțate) rejecția totală a semnalelor perturbatoare de mod normal a căror pulsație satisface relația:

$$\frac{F\omega}{\omega_r} = m, \quad m \in \mathbb{N}, \quad \text{și } m \neq k64, \quad k \in \mathbb{Z} \quad (6.58)$$

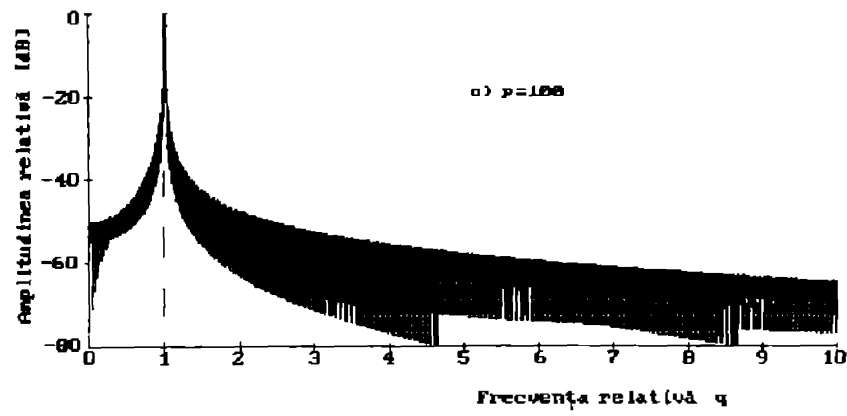
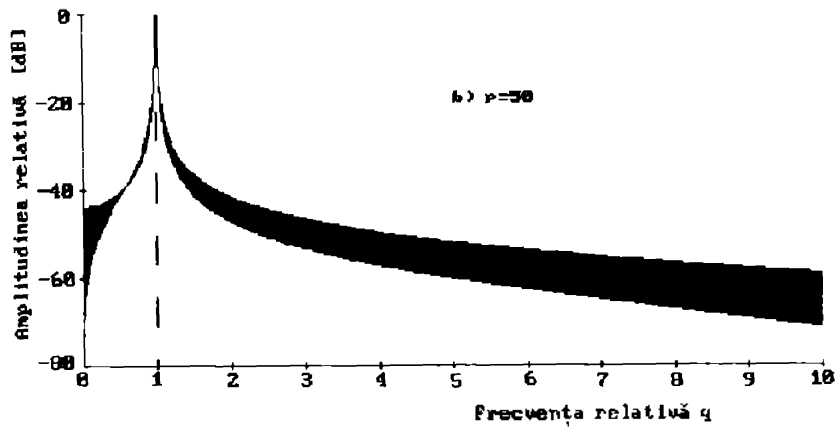
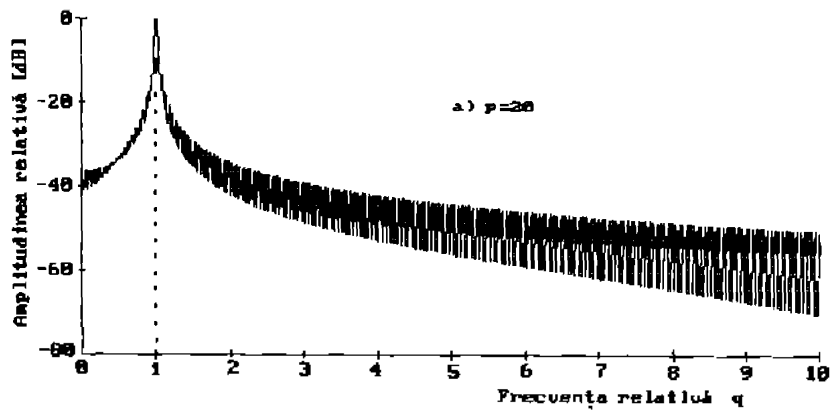


Fig. 6.5 Caracteristica de frecvență a aparatului analizat, pentru trei valori ale parametrului p : a) $p=20$, b) $p=50$ și c) $p=100$.

Creșterea valorii parametrului $p \ll N$ (numărul de perioade ale semnalului de referință cât durează integrarea semnalului de intrare) determină îmbunătățirea factorului R_{MN} , prin două căi: pe de-o parte crește numărul valorilor mărimii w pentru care relația (6.58) este satisfăcută, iar pe de altă parte rejecția pentru o valoare dată a pulsației w (q fixat) este mai ridicată pentru că p apare la numitorul expresiei de sub funcția log din relația (6.57).

Aceste aspecte sînt relevate în fig. 6.5 care reprezintă grafic mărimea $R_{MN}(q)$ pentru trei valori ale parametrului $p=20$ (fig. 6.5.a), $p=50$ (fig. 6.5.b) și $p=100$ (fig. 6.5.c).

Cazul B În această situație, semnalul de intrare este cel din relația (6.47) iar semnalul de la ieșirea CNAM este filtrat de către FTJ și apoi integrat pe o durată pT_r . Semnalele de referință $s_r(t)$ și $c_r(t)$ definite de (6.48) și (6.54) se consideră sub forma dată de dezvoltarea în serie Fourier din care s-au reținut numai primii termeni mai semnificativi:

$$s_r(t) = \frac{64}{\pi} \sin \frac{\pi}{64} \left[\sin w_r t - \frac{1}{63} \sin 63w_r t - \frac{1}{65} \sin 65w_r t \right] \quad (6.59)$$

$$c_r(t) = \frac{64}{\pi} \sin \frac{\pi}{64} \left[\cos w_r t + \frac{1}{63} \cos 63w_r t - \frac{1}{65} \cos 65w_r t \right] \quad (6.60)$$

Se consideră filtrul trece-jos de ordinul 2 avînd frecvența de tăiere w_c și factorul de calitate Q . Caracteristica sa de transfer este deci:

$$|H(q)| = \frac{1}{\sqrt{(1-qh)^2 + 4\beta^2 q h}} \quad \text{și} \quad \Phi(q) = \arctg \frac{2\beta q h}{1-qh} \quad (6.61)$$

unde $q = w/w_r$, $h = w_r/w_c$ și $\beta = 1/2Q$.

Semnalele produs corespunzătoare celor două semnale de referință $s_r(t)$ și $c_r(t)$ sînt filtrate de către FTJ și apoi integrate. Pentru o durată de integrare T_r , tensiunea de la ieșirea integratorului, în cele două cazuri, este proporțională cu cantitățile:

$$X_h(q) = S(1) - S(-1) - S(63) + S(-63) - S(65) + S(65) \quad (6.62)$$

$$Y_h(q) = C(1) + C(-1) + C(63) + C(-63) - C(65) - C(65) \quad (6.63)$$

unde:

$$S(k) = |H(q-k)| \frac{\sin \pi(q-k)}{k\pi(q-k)} \cos[\pi(q-k) + \Phi(q-k) + \vartheta] \quad (6.64)$$

$$C(k) = |H(q-k)| \frac{\sin \pi(q-k)}{k\pi(q-k)} \sin[\pi(q-k) + \Phi(q-k) + \vartheta] \quad (6.65)$$

Pe baza mărimilor $X_p(t)$ și $Y_p(t)$ din relațiile (6.62) și (6.63) se calculează amplitudinea fazorului corespunzător tensiunii de intrare:

$$A_h(q) = \sqrt{X_h^2(q) + Y_h^2(q)}, \quad (6.66)$$

și factorul de rejecție a semnalului de mod normal pentru cazul B:

$$R_{\text{MN}}(q) = 20 \log \frac{A_h(q)}{A_h(1)} \quad (6.67)$$

În fig. 6.6 este reprezentată grafic variația factorului de rejecție $R_{\text{MN}}(q)$ pentru $\beta=1$ și două valori ale frecvenței de tăiere a filtrului trece-jos: $h=5$ (fig. 6.6.a), și $h=10$ (fig. 6.6.b). Din analiza acestora rezultă creșterea pronunțată a rejecției semnalului de mod comun o dată cu scăderea benzii de trecere a FTJ.

Pentru $h=5$ (frecvența de tăiere a FTJ este 20% din frecvența semnalelor de referință f_r) rezultă o rejecție minimă de cca. -50 dB pentru $q>2$ și de -70 dB pentru semnalele de frecvențe ridicate ($q>4$). În cazul $h=10$ (f_c este 10% din f_r) aceste valori devin -60dB pentru $q>2$ și respectiv -80 dB pentru $q>4$.

Se observă o importantă îmbunătățire a selectivității globale, prin căderea de aproximativ 70 dB a caracteristicii de transfer din fig. 6.6.b pentru o variație de o octavă ($1<q<2$) a frecvenței semnalului de intrare.

Din compararea rezultatelor prezentate grafic în fig. 6.5 și 6.6, ar rezulta la o primă analiză superioritatea structurii care utilizează FTJ.

Prezența filtrului trece-jos implică dezavantajul timpului de stabilizare necesar pentru ca tensiunea continuă de la ieșirea sa să nu difere cu mai mult de $\pm\frac{1}{2}$ din cuanta CAN față de valoarea de regim permanent.

Timpul de stabilizare crește dacă ω_c scade (h crește) conducînd la valori de ordinul 2-4 secunde pentru CAN rezoluție de 16 biți. Acestea corespund unor valori cuprinse între 200-400 de perioade pentru parametrul p și deci la performanțe echivalente sau chiar mai bune pentru varianta A.

În plus, pentru $p \geq 100$ (fig. 6.5.c) se obține o selectivitate superioară a caracteristicii de transfer în jurul valorii $q=1$. Se poate spune că soluția eliminării filtrului trece-jos asigură o selectivitate ridicată pentru un timp

de măsurare moderat (100-150 perioade T_r) și o bună rejecție a semnalelor perturbatoare de mod normal, fiind preferabilă soluției "clasice" care utilizează FTJ, iar în cazurile când măsurarea se realizează în regim de accelerare/decelerare este singura aplicabilă (în condițiile precizate în cap. 3 pct. 3.4.C).

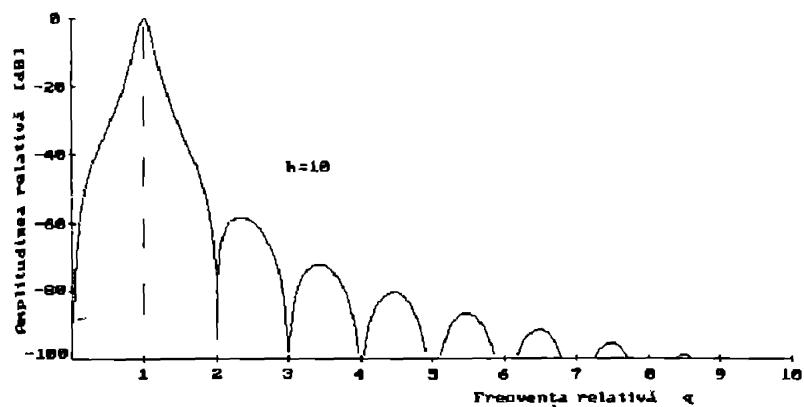
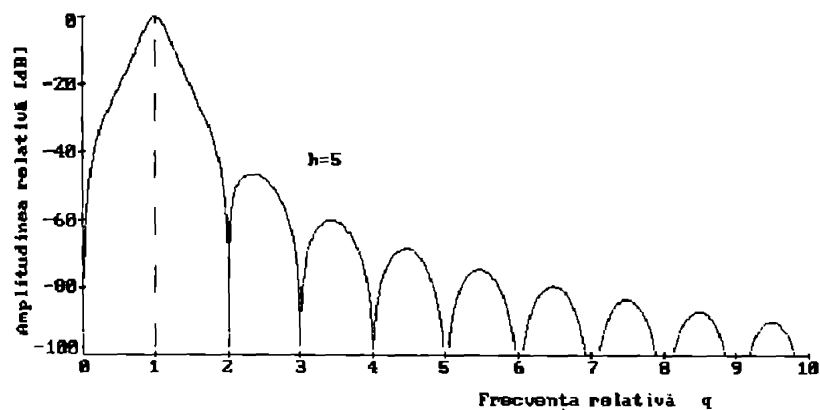


Fig. 6.6 Caracteristica amplitudine-frecvență a aparatului avînd schema bloc prezentată în fig. 6.3

În cazul în care semnalele perturbatoare sînt sinusoidale cu frecvențe ce satisfac relația (6.58) și zgomote de frecvență ridicată ($q > 4$) —situație tipică pentru semnalele de dezechilibru— soluția eliminării FTJ este net

superioară celei clasice chiar și pentru p cuprins între 20 și 60 perioade T_r .

Cazul C. În fig. 6.7 s-a evidențiat eroarea cumulată de trunchiere $64T_0\mu$, $\mu \in (0,1)$. Intervalul de mărime RT_0 aproximează prin lipsă a-64-a parte a perioadei T_r .

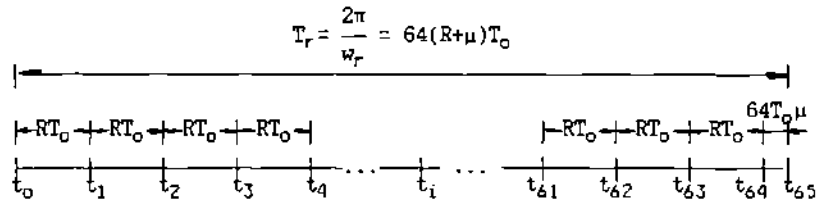


Fig. 6.7 Modul de divizare al perioadei T_r în 64 intervale egale și evidențierea erorii de trunchiere.

În aceste condiții, semnalul de referință s_r , definit de relația (6.48) are dezvoltarea în serie Fourier:

$$s_r(t) = C_0/2 + \sum_{k=1}^m (S_k \sin k\omega_r t + C_k \cos k\omega_r t) \quad (6.68)$$

unde

$$S_k = \frac{2}{T_r} \int_{t_0}^{t_{65}} s_r(t) \sin k\omega_r t dt \quad \text{și} \quad C_k = \frac{2}{T_r} \int_{t_0}^{t_{65}} s_r(t) \cos k\omega_r t dt \quad (6.69)$$

Ținînd cont de relația, (6.68), rezultă:

$$S_k = \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{64} \frac{R}{R+\mu}\right) \left[\sum_{i=0}^{62} \sin \frac{\pi i}{32} \sin \left[\frac{k\pi}{64} (2i+1) \frac{R}{R+\mu} - 1 \right] \right] + \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{63}{32} \pi\right) \sin \left[\frac{63}{64} k\pi \frac{2R+\mu}{R+\mu} \right] \sin \left[\frac{k\pi}{64} \frac{R+64\mu}{R+\mu} \right] \quad (6.70)$$

$$C_k = \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{k\pi}{64} \frac{R}{R+\mu}\right) \left[\sum_{i=0}^{62} \sin \frac{\pi i}{32} \cos \left[\frac{k\pi}{64} (2i+1) \frac{R}{R+\mu} - 1 \right] \right] + \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{63}{32} \pi\right) \cos \left[\frac{63}{64} k\pi \frac{2R+\mu}{R+\mu} \right] \sin \left[\frac{k\pi}{64} \frac{R+64\mu}{R+\mu} \right] \quad (6.71)$$

Amplitudinea armonicilor de ordin k a semnalului s_r este deci:

$$A_k = \sqrt{S_k^2 + C_k^2} \quad (6.72)$$

După cum rezultă din relația (4.60) eroarea datorată armonicilor semnalului de referință este dependentă direct de factorul de distorsiuni armonice ale acestuia. Pe baza relației (6.73) se poate calcula factorul de distorsiuni pentru diferite valori ale parametrului μ considerând un număr finit de armonici. Această procedură este argumentată de faptul că lanțul de prelucrare analogică a semnalelor de dezechilibru are o bandă de frecvență limitată. Considerând primele 65 respectiv 62 de armonici ale semnalului de referință, s-a calculat factorul de distorsiuni în funcție de parametrul μ pentru $R=1000$.

Rezultatele sînt prezentate grafic în fig. 6.8.

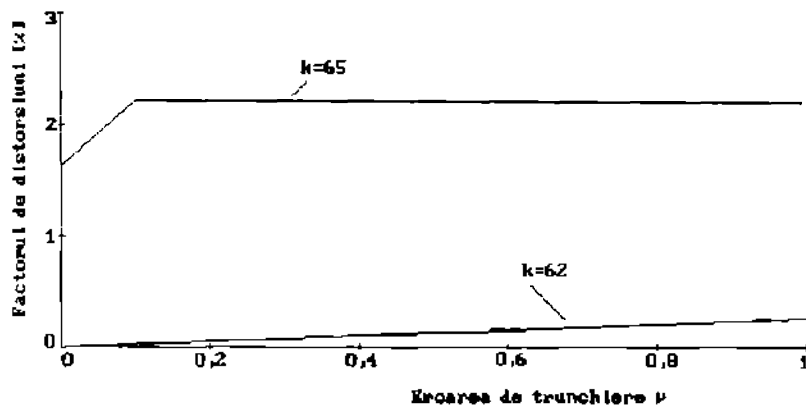


Fig. 6.8 Influența erorii de trunchiere μ asupra factorului de distorsiuni al semnalului de referință ($R=1000$)

Din analiza variației factorului de distorsiuni din fig. 6.6 rezultă necesitatea eliminării armonicilor 63 și 65 care au nivele mult mai mari decât armonicile introduse datorită erorii de trunchiere. Această operație se realizează prin limitarea corespunzătoare a benzii de trecere a lanțului de prelucrare a semnalului de dezechilibru. Se remarcă de asemenea creșterea practic liniară a factorului de distorsiuni în funcție de μ atunci când se consideră doar primele 62 armonici. În acest caz factorul de distorsiuni nu depășește 0,3% pentru $\mu=1$. Această situație este însă o situație limită. Ținând cont de relația (4.60) rezultă că factorul de distorsiuni al semnalului de referință

este, în acest caz, suficient de redus pentru aplicația analizată. Astfel pentru semnale de dezechilibru cu factor de distorsiuni de 1000% rezultă (relația 4.60) erori maxime de determinare a amplitudinii de 3%. Se asigură cu prisosință o viteză ridicată de convergență a procesului de echilibrare chiar și la nivele foarte scăzute ale dezechilibrului când apare creșterea factorului de distorsiuni a semnalului de dezechilibru.

CAP. 7 REZULTATE EXPERIMENTALE

7.1 Introducere.

În cadrul unor contracte de cercetare științifică au fost realizate trei echipamente pentru echilibrarea giromotoarelor electrice. Aparatele pentru măsurarea dezechilibrului din cadrul acestor echipamente respectă cele trei scheme bloc propuse de autor, prezentate în cap. 3, 3.4.A, 3.4.B și 3.4.C. Pe lângă aceste aparate, instalațiile cuprind sistemele mecanice de rezemare cît și cele pentru corecția dezechilibrului. Primele două echipamente sînt destinate echilibrării giromotoarelor electrice asincrone avînd turații nominale ridicate și mase relativ reduse iar cea de-3-a pentru giromotoare electrice de gabarite mai mari și turații nominale reduse fiind adaptată și pentru giromotoare cu suspensie interioară Hooke. Toate instalațiile sînt în prezent în serviciu.

7.2 Sistemul mecanic de rezemare.

Toate cele trei echipamente de echilibrare folosesc regimul de lucru deasupra frecvențelor de rezonanță (reazeme elastice). Ca element elastic este utilizat inelul din sîrmă de oțel prezentat în cap. 2.2. Aceste inele au fost dimensionate conform procedurii descrise (pct. 2.2) iar întreg ansamblul reazemelor elastice a fost testat pentru a se determina frecvențele de rezonanță. Pentru instalațiile de echilibrat A și B s-au utilizat același sistem mecanic de rezemare destinat giromotoarelor electrice asincrone cu masa cuprinsă între 50-250 g și avînd turații de nominale cuprinse între 6.000 și 60.000 rot/min. Un al 2-lea sistem de rezemare, realizat în cadrul soluției C, a fost proiectat pentru giromotoare avînd masa cuprinsă între 0,1-3Kg și turația nominală între 3.600-8.000 rot/min.

Sistemul de rezemare utilizat în cadrul soluțiilor A și B este cel prezentat (împreună cu traductoarele de vibrații) în fig. 7.1.

Pentru diametrul inelului $D=35$ mm a rezultat (rel. 2.1) diametrul sîrmei $d=0,8$ mm. S-au determinat experimental frecvențele de rezonanță ale întregului sistem reazeme-traductoare de viteză-giromotor montat în rama de echilibrare.

În acest scop s-au urmărit amplitudinea și faza semnalelor de la traductoarele

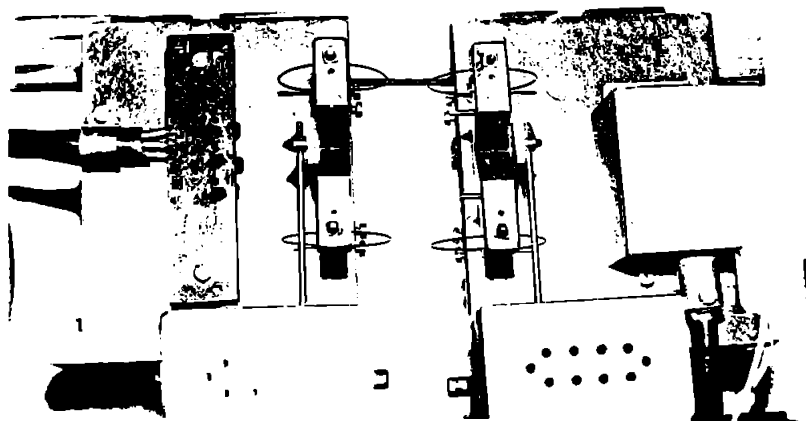


Fig. 7.1 Sistemul mecanic de rezemare și traductoarele de vibrații utilizate în cadrul soluțiilor A și B.

de vibrații atunci când frecvența de rotație a giromotorului aflat pe reazeme parcurge domeniul de interes. Pentru această operație s-a utilizat un giromotor având un dezechilibru de aproximativ 20 ori mai mare decât cel rezidual admisibil. Alimentarea giromotorului a fost asigurată de la sursă trifazată având frecvența și amplitudinea reglabile [73] construită în cadrul instalației de echilibrare.

S-a constatat experimental dependența frecvențelor de rezonanță de diametrul sîrmei de oțel, dar și de parametri greu de luat în calcul: strîngerea elementelor de montare a inelelor, gradul de simetrie al celor patru inele și alți factori. Pentru dimensiunile inelelor amintite și pentru un giromotor cu masa rotorului 65 g frecvențele de rezonanță determinate conform procedurii prezentat au fost sub valoarea de 73 Hz. Această valoare este suficient de coborîtă pentru a permite ca echilibrarea să aibă loc în domeniul 100-1000 Hz iar sistemul de rezemare să se comporte ca reazeme elastice. În cazul soluției C inelele utilizate au $D=65$ mm iar $d=1.1$ mm, rezultînd frecvențe de rezonanță inferioare valorii 47 Hz.

Spectrul semnalului de dezechilibru, a fost determinat utilizînd giromotore cu diferite dezechilibre, la diferite frecvențe. S-a constatat prezența aceluiași componente spectrale indiferent de frecvența de rotație și de mărimea dezechilibrului. În fig. 7.2 este prezentat spectrul obținut la frecvența de $f_r=350$ Hz și dezechilibru de 12,3 μ m (de cca. 195 ori dezechilibrul rezidual

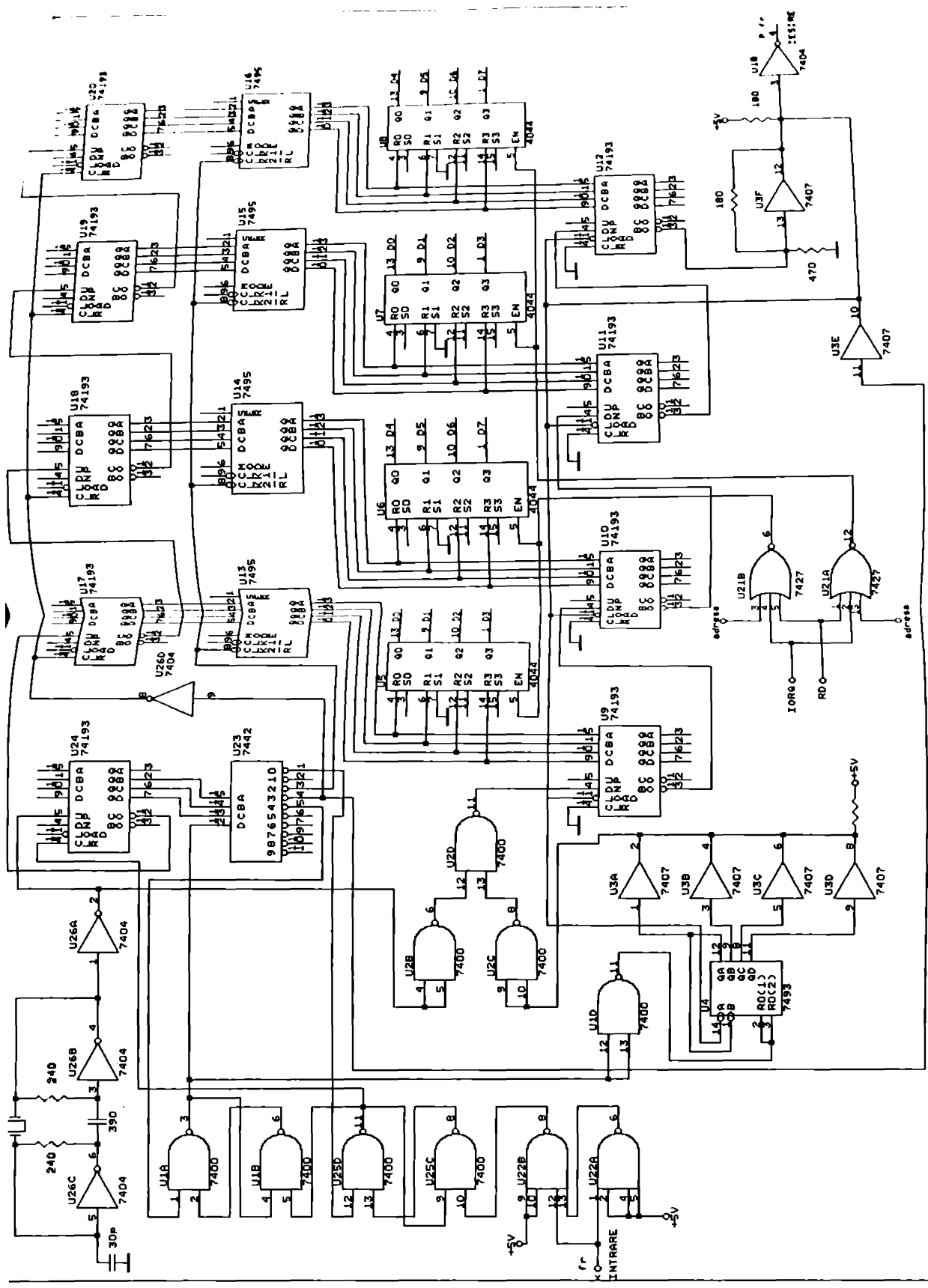


FIG. 7.3

corespunzător clasei G04).

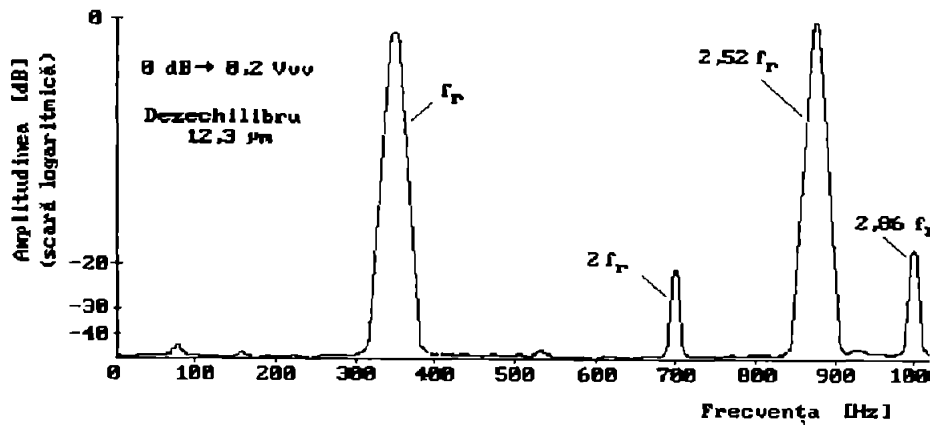


Fig. 7.2 Spectrul semnalului de dezechilibru

Din fig. 7.2 se remarcă prezența armonicei a doua, respectiv a subarmonicilor 2,52 și 2,86 datorate unor defecte ale rulmenților pe bile [89]. S-au evidențiat și armonici superioare, avind ordinul egal cu numărul de bile al rulmenților, de obicei 6 sau 9 deci în afara domeniului de interes. Din analiza componentelor spectrale ale semnalului de dezechilibru rezultă valabilitatea concluziilor privind rejecția semnalelor perturbatoare, prezentate în subcap. 6.3 și 6.4.

7.3 Rezultate experimentale referitoare la soluția A

Această soluție a fost prezentată sub formă de schemă bloc în cap.3, la 3.4.A. Conform acestei scheme bloc a fost proiectat, realizat și experimentat un aparat pentru măsurarea dezechilibrului giromotoarelor.

Schema electronică a multiplicatorului de frecvență este prezentată în fig. 7.3. Aceasta respectă întocmai schema bloc prezentată în subcap. 5.3 și reprezintă o optimizare a criteriilor prezentate în acest capitol. Schema prezentată realizează un factor de multiplicare $P=16$ impus de circuitul numărător U24. Factorul de divizare este conținut de numărătorul de 16 biți format din U17-U20, fiind memorat la sfârșitul fiecărei perioade în registrul de memorie realizat cu U13-U16. Divizorul programabil format de U9-U12, divide frecvența generatorului de tact (U26) la factorul R impus de către ieșirile registrului de memorie. Factorul de programare R poate fi citit în orice moment de către calculator prin cele două porturi de intrare de câte 8 biți fiecare U5,U6 respectiv U7,U8. Numărătorul U4 numără impulsurile de la ieșirea divizorului programabil ce marchează divizarea perioadei în 16 subin-

tervale egale și împreună cu cele patru circuite inversoare cu colector în gol (U3) sesizează al 16-lea impuls generat de divizorul programabil și blochează accesul impulsurilor de tact spre divizorul programabil. printr-un semnal "0" la intrarea porții U2C. În acest fel se realizează înlocuirea celui de-al 16-lea impuls generat de divizorul programabil cu impulsul "real" care marchează începutul perioadei următoare.

Multiplicatorul de frecvență a fost testat ca bloc de sine stătător. În prima etapă, s-a utilizat ca semnal de intrare, semnalul generat de etalonul de frecvență al numărătorului universal E0206, avind valoarea nominală 10 MHz, divizat în exterior pentru a obține frecvența dorită. Se asigură în acest fel o stabilitate suficientă a frecvenței de intrare ($10^{-7}/24h$ [83]) pentru a se putea evidenția erorile proprii circuitului testat. În scopul determinării erorii de trunchiere medii pătratice, conținutul numărătorului U24 a fost memorat la fiecare a doua perioadă a semnalului de intrare și citit de către calculator. În schimb factorul de divizare R a fost înscris în memoria calculatorului la fiecare perioadă. Pentru fiecare valoare a frecvenței semnalului de intrare s-au realizat 100 de măsurători repetate. Frecvența de tact a multiplicatorului a fost $f_0=22.000.142$ Hz. Rezultatele experimentale sînt prezentate în tabelul I.

TABELUL I

| Nr. | Frecvență de intrare | R calculat | R măsurat | Eroare medie pătratică[%] |
|-----|----------------------|------------|-----------|---------------------------|
| 1 | 99,99683 Hz | 13.750 | 13.750 | 0,0027 |
| 2 | 199,9936 Hz | 6.830 | 6.830 | 0,0047 |
| 3 | 399,9873 Hz | 3.437 | 3.437 | 0,01 |
| 4 | 999,9683 Hz | 1.375 | 1.375 | 0,025 |

Factorul de divizare R a rezultat egal cu cel calculat în toate situațiile. Nivelul redus al erorii pătratice medii se datorează în principal valorii reduse ale erorii de basculare. Aceasta depinde sensibil de durata fronturilor impulsurilor aplicate la intrarea multiplicatorului. În cazul experimentului prezentat timpul de creștere al impulsurilor a fost sub 80 ns, dar s-a constatat experimental că pînă la valori de 3-4 μs ale timpului de creștere, modificarea erorii de declanșare este nesemnificativă. Această bună comportare se datorează formatorului de impulsuri realizat cu U1,U2,U25 și U23.

Pentru testarea întregului multiplicator s-a utilizat un divizor pro-

gamabil exterior avînd la intrare impulsurile de tact ale multiplicatorului de frecvență și numărătorul universal EO206 în regim de măsurare a raportului a două frecvențe. În acest mod cu ajutorul divizorului programabil exterior se poate aplica la intrarea multiplicatorului impulsuri cu frecvența dorită și în același timp într-un raport bine cunoscut cu frecvența de tact. Numărătorul EO206 a fost astfel configurat încît să măsoare raportul dintre frecvența impulsurilor de la ieșirea multiplicatorului și a celor de la intrarea sa.

Deoarece frecvența de tact și frecvența de la intrarea multiplicatorului sînt într-un raport întreg, eroarea de trunchiere este nulă, dacă acest întreg este multiplu de $P=16$. S-a impus această condiție pentru că eroarea de trunchiere a fost evidențiată deja în precedenta etapă. În această situație s-a urmărit evidențierea comportării multiplicatorului de frecvență o dată cu creșterea frecvenței de tact și determinarea valorii maxime pentru această mărime.

Rezultatele experimentale au relevat comportarea corectă a multiplicatorului în domeniul 40-1000 Hz pentru frecvența de intrare, frecvența de tact fiind cuprinsă între 16-22 MHz. S-a constatat apariția a două fenomene care limitează creșterea în continuare a acesteia. În primul rînd, timpul necesar pentru stabilizarea ieșirilor numărătorului care conține factorul R. Un al doilea factor îl constituie durata impulsurilor de la ieșirea multiplicatorului, durată egală cu jumătate din perioada tactului; pentru frecvențe de tact superioare valorii de 20 MHz, aceste impulsuri nu mai sînt sesizate de către celelalte circuite din aparat. Aceste limitări au determinat ca în cazul multiplicatorului de frecvență prezentat frecvența de tact maximă să fie 27 MHz, rezultînd o frecvență de intrare minimă de $f_{min}=26$ Hz pentru $R_{max}=65000$.

Al doilea bloc funcțional din cadrul aparatului A, care a fost testat individual este filtrul trece-bandă comandat numeric, prezentat în cap. 4 (fig. 4.6).

Testarea performanțelor s-a realizat în regim sinusoidal. Frecvența semnalului de la intrare s-a măsurat cu numărătorul universal EO206 în regim de frecvențmetru. Pentru determinarea frecvenței centrale de acord a FTB, a fost utilizată informația de fază: semnalele de intrare și de ieșire ale filtrului sînt aplicate la intrările X și Y ale unui osciloscop pentru obținerea figurii Lyssajou corespunzătoare. În cazul acordului, imaginea de pe ecranul osciloscopului indică defazajul $\pi/2$; în această situație se măsoară frecvența centrală măsurînd frecvența semnalului de la intrarea FTB cu ajutorul frecvențmetrului. Codul numeric aflat la intrările de comandă ale FTB este de asemenea cunoscut. Osciloscopul joacă rolul unui indicator de nul, influențînd preci-

zia măsurării doar prin sensibilitatea sa. Sensibilități ridicate pe cele două căi, 10 mV/div-20 mV/div permit sesizarea unei abateri de la frecvența centrală a unui FTB (dacă $Q \geq 20$) mai mici decât 0.005 Hz. Utilizând această metodă s-au obținut următoarele rezultate experimentale:

| | | |
|---|-----------|-----|
| -frecvența de acord minimă | 30 | Hz |
| -frecvența de acord maximă | 1000 | Hz |
| -rezoluția de reglare a frecvenței centrale | 0,015 | Hz |
| -excursia maximă a tensiunii de ieșire | ± 5 | V |
| -factorul de calitate selectabil: 4,97; 10,23; 15; 21,3 | | |
| -amplificarea la frecvența de rezonanță | 9,98 | V/V |
| -variația maximă a amplificării la rezonanță în domeniul 30-1000 Hz | $\pm 0,2$ | % |
| -neliaritate maximă a caracteristicii cod numeric-frecvență centrală FTB | $\pm 0,3$ | % |
| -monotonie a caracteristicii cod numeric-frecvență centrală FTB asigurată pentru toată gama codurilor numerice de comandă. | | |

Datorită monotoniei, frecvența centrală a FTB poate fi reglată automat pe frecvența f_r a semnalului de dezechilibru conform metodei descrise în cap.4, 4.3. Defazajul introdus de FTB datorat poziționării frecvenței centrale, conform relației (4.3.a) variază liniar de la $0,027^\circ$ la 1000 Hz la $0,27^\circ$ la 100 Hz, pentru $Q=20$.

Intregul aparat pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor avind structura prezentată în fig. 3.4 A, a fost testat pentru semnale de intrare sinusoidale. În acest scop s-a utilizat un generator de funcții care generează un semnal sinusoidal împreună cu un semnal dreptunghiular de aceeași frecvență. Semnalul sinusoidal poate fi defazat față de cel dreptunghiular cu un defazaj cunoscut. Semnalul sinusoidal s-a aplicat la intrările v_1 și v_2 ale aparatului iar cel dreptunghiular la intrarea de referință de fază v_r . Amplitudinea semnalului de intrare a fost măsurată cu voltmetrul numeric Hewlett-Packard tip HP 3455A. În urma efectuării mai multor șiruri de măsurători repetate la diferite frecvențe în toată gama 30-1000 Hz cu semnal sinusoidal aplicat succesiv și respectiv simultan la cele două intrări, s-au obținut următoarele rezultate experimentale globale:

| | | |
|--|-----------|-----|
| -amplitudinea maximă a semnalelor sinusoidale la intrările v_1 și v_2 | 1 | V |
| -tensiunea maximă la intrarea v_r | $\pm 2,5$ | V |
| -aplicarea pe calea comună | 10 | V/V |
| -eficiența reglării automate a amplificării | 256/1 | |

| | |
|---|------------------|
| -diafonia maximă între cele două canale | -110 dB |
| -frecvența semnalului de intrare | 50-1000 Hz |
| -eroarea de măsurare a amplitudinii | $\pm 0,05$ % |
| -eroarea de măsurare a fazei | $\pm 0,04^\circ$ |
| -rezoluția la măsurarea amplitudinii | 1/60.000 |
| -rezoluția la măsurarea fazei | 0,01 $^\circ$ |
| -eroarea maximă de poziționare a FTB | $\pm 0,008$ Hz |
| -durata unei măsurări complete pe ambele canale | 13 s |
| -durata unei măsurări exclusiv reglarea FTB și reglarea amplificării | 1,1 s |

Intregul aparat a fost testat prin realizarea mai multor echilibrări de giromotoare electrice avînd: masa rotorului $M=117$ g, turația nominală 60.000 rot/min și diametrul rotorului $2r=32$ mm. Inițial s-a realizat o etalonare a întregului ansamblu: sistem mecanic de rezemare-traductoare -aparat pentru măsurarea dezechilibrului, prin utilizarea procedurii prezentate în subcap. 2.4. Pentru masa de probă s-au utilizat șuruburi cîntărite cu o balanță analitică mase de 89,32 mg (planul stîng) respectiv 89,67 mg (în planul drept).

S-au realizat etalonări la diferite frecvențe în intervalul 100-4500 Hz. S-a constatat experimental existența unui optim în domeniul 200-280 Hz, din punct de vedere al raportului favorabil între coeficienții de autoinfluența și cei de interinfluență cît și al erorilor de măsurare. La frecvențe superioare valorii 300 Hz timpul necesar stabilizării turației giromotorului devine inacceptabil de lung și de asemenea giromotoare cu dezechilibre mari nu pot fi aduse la aceste turații. Din aceste motive, procesele de echilibrare s-au realizat la frecvențe în domeniul amintit. Corecția dezechilibrului ds-a realizat prin găurire cu un burghiu cu vîrf din carburi metalice cu diametrul 2 mm, unghiul de ascuțire fiind de $128,2^\circ$, măsurat cu metode optice.

În tabelul II sînt prezentate ciclurile de echilibrare corespunzătoare întregului proces de echilibrare pentru un giromotor cu caracteristicile amintite, la frecvența de 240 Hz. Dezechilibrul rezidual a fost determinat utilizînd metoda masei de test, prezentată în standardul ISO 1940/1974 "Calitatea echilibrării rotoarelor rigide" [53]. Pentru realizarea maselor de test s-a utilizat un cilindru de ceară de albine divizat în părți egale, porțiunile rezultate fiind cîntărite cu o balanță analitică. Masa unei porțiuni a rezultat de 0,2 mg. Dezechilibrele reziduale la sfîrșitul procesului de echilibrare, corespunzătoare fiecărui plan, rezultate în urma aplicării metodei amintite sînt prezentate în tabelul II.

TABELUL II

| Nr. crt. | Parametrii găurii | | | Masa totală îndepărtată | | Abatere față de situația finală | |
|---|-------------------|-----------|--------------|-------------------------|--------------|---------------------------------|--------------|
| | Adâncime [mm] | Masă [mg] | Unghi [grad] | Masă [mg] | Unghi [grad] | Masă [mg] | Unghi [grad] |
| PLANUL STÎNG - dezechilibrul rezidual: 0,0087 μm (0,06 mg) | | | | | | | |
| 1 | 0,61 | 11,62 | -112 | 11,62 | -112,0 | 0,45 | 6,21 |
| 2 | 0,21 | 0,49 | -173 | 11,84 | -114,4 | 0,05 | -172,30 |
| 3 | 0,1 | 0,05 | 7,7 | 11,81 | -114,18 | 0 | 0 |
| PLANUL DREPT - dezechilibrul rezidual: 0,0066 μm (0,05 mg) | | | | | | | |
| 1 | 1,4 | 54,2 | -100 | 54,21 | -100 | 27,6 | 168,9 |
| 2 | 0,83 | 27,3 | -1,5 | 60,78 | -73,30 | 0,53 | 111,9 |
| 3 | 0,2 | 0,43 | -74,6 | 61,21 | -73,31 | 0,42 | 136,5 |
| 4 | 0,13 | 0,12 | -43,5 | 61,31 | -73,25 | 0 | 0 |

Din relația (1.13), cunoscând dezechilibrul rezidual e și cel inițial e_0 , și numărul de cicluri de echilibrare p , rezultă eficiența medie a procesului de echilibrare pentru cele două plane:

$$E_{med} = 1 - \sqrt[p]{\frac{e}{e_0}}, \quad E_{med1} = 1 - \sqrt[3]{\frac{0,06}{11,87}} = 0,828 \quad E_{med2} = 1 - \sqrt[4]{\frac{0,05}{61,36}} = 0,831$$

Mediind rezultatele pentru cele două plane de echilibrare rezultă o eficiența medie $E_{med} \approx 83\%$. Dezechilibrul rezidual pentru ambele plane de echilibrare este $0,087 + 0,066 = 0,153 \mu\text{m}$. de cca 4 ori mai scăzut decît cel prevăzut de clasa G04. Eficiența de echilibrare este însă determinată în primul rînd de erorile introduse de operația de găurire și într-o măsură mai redusă de erorile datorate fluctuațiilor turației giromotorului pe durata măsurării.

7.4 Rezultate experimentale referitoare la soluția B

Soluția B, prezentată în subcap. 3.4.B este o perfecționare directă a soluției A prin faptul că s-a inclus în structura aparatului pentru măsurarea dezechilibrului (fig. 3.8) un bloc pentru reglare turației giromotorului de echilibrat (fig.5.6). Acest bloc, care realizează și funcția de multiplicare a frecvenței, a fost testat ca subsansamblu independent. Pentru reglarea turației, a fost necesar să se comande sursa de alimentare a giromotorului. Aceasta este un motor electric asincron trifazat, cu rotor exterior. Sursa de alimentare a fost concepută de autor, în colaborare [63], și a fost realizată ca o componentă a echipamentului de echilibrare. Blocul de reglare a turației transmite impulsuri avînd frecvența $18f_a$ (f_a - frecvența tensiunii de alimen-

tare a giromotorului) și un al-2-lea semnal logic care selectează unul din două nivele prestabilite ale tensiunii de alimentare. Aceste două legături ale blocului de reglare a turației cu sursa de alimentare au fost izolate optic pentru a preveni apariția unor perturbații suplimentare datorate buclei de masă. Acest bloc asigură măsurarea turației giromotorului conform aceluiași principiu ca și cel utilizat în soluția A. Testarea performanțelor de reglare a turației s-a realizat măsurând perioada de rotație a giromotorului cu umărătorul universal E0206, având la intrare semnalul v_r în regim permanent în două situații: cu giromotorul alimentat de la sursa de alimentare recomandată de blocul reglare a turației și în cazul cînd bucla de reglare a turației a fost închisă. S-a constatat experimental o îmbunătățire importantă a stabilității turației prin acțiunea buclei de reglare automată de la valoarea $1,3 \cdot 10^{-3}$ în regim liber la 10^{-4} din turația prescrisă, în regim reglat. Performanțele privind erorile de măsurare a frecvenței semnalului v_r sînt aceleași ca în cazul soluției A.

Deoarece schema de măsurare are aceeași structură cu cea utilizată în soluția A, performanțele privind erorile de măsurare sînt identice cu cele prezentate anterior. Cele opt frecvențe fixe alese pentru soluția B au fost determinate ca avînd valorile: 101,56; 200,08; 241,08; 198,62; 339,12; 408,32; 513,02; 1000,40 Hz, egale cu cele calculate, corespunzătoare divizării frecvenței de tact stabilizate cu cuarț, avînd valoarea 10.244.155 Hz, la factorii de divizare, respectiv: $512 \times (197, 100, 83, 67, 59, 49, 39, 20)$.

Giromotor tip 1

TABELUL III

| Frecvența [Hz] | α_{11} | β_{11} | α_{12} | β_{12} | α_{21} | β_{21} | α_{22} | β_{22} |
|----------------|---------------|--------------|---------------|--------------|---------------|--------------|---------------|--------------|
| 101,56 | - 1,72 | 2,44 | 1,75 | - 1,72 | 2,39 | - 0,79 | 0,52 | 3,88 |
| 200,08 | - 2,01 | 10,54 | 1,64 | 1,03 | 1,35 | 0,08 | - 1,26 | 15,04 |
| 241,06 | - 0,62 | 14,05 | 3,31 | 3,03 | 2,24 | 0,87 | 2,20 | 20,43 |

Giromotor tip 2

TABELUL IV

| Frecvența [Hz] | α_{11} | β_{11} | α_{12} | β_{12} | α_{21} | β_{21} | α_{22} | β_{22} |
|----------------|---------------|--------------|---------------|--------------|---------------|--------------|---------------|--------------|
| 101,56 | - 0,99 | 4,34 | 2,09 | - 1,85 | 2,16 | - 1,42 | 0,76 | 3,70 |
| 200,08 | - 0,85 | 10,62 | 0,59 | 2,29 | 0,57 | 3,99 | - 0,95 | 13,07 |
| 241,06 | - 0,29 | 13,32 | 0,74 | 2,96 | 1,11 | 4,78 | - 0,25 | 15,58 |

Echipamentul de echilibrare conform soluției B a fost testat realizînd echilibrarea mai multor exemplare de giromotoare din două grupe dimensionale: $M_1=117$ g, $r_1=16$ mm, respectiv $M_2=65$ g, $r_2=14$ mm. Etalonarea a urmat aceeași

procedură ca în cazul a fiind realizată la fiecare din cele 8 frecvențe fixe. S-a confirmat din nou existența regiunii optime în domeniul 200-280 Hz. Coeficienții de influență, complecși $a_{1k} = \alpha_{1k} + j\beta_{1k}$ ($1, k=1, 2$.) corespunzătorii celor două tipuri de giromotoare ce au rezultat în urma etalonării sînt prezentați în tabelele III respectiv IV.

Din tabelele III și IV rezultă îmbunătățirea comportării sistemului mecanic de rezemare la frecvențele 200,08 respectiv 241,06 Hz evidențiată prin coeficienți de autoinfluență mult mai mari față de cei de interinfluență. Performanțele mai slabe la frecvența 101,56 Hz se explică prin apropierea de frecvența de rezonanță superioară (73 Hz) a sistemului mecanic. Frecvența de 101,56 Hz a fost prevăzută numai pentru a fi utilizată în cazul giromotoarelor cu dezechilibru inițial deosebit de ridicat, mai mare decît 40 μm , situație în care se realizează un ciclu de echilibrare la această frecvență. Se asigură scăderea dezechilibrului la valori ce permit ridicarea turăției. Procesul de echilibrare va fi realizat la frecvențele din domeniul optim. În acest scop aparatul măsoară dezechilibrul la frecvența 101,56 Hz, și trece automat la frecvența de 200,08 Hz în cazul cînd acest dezechilibru este inferior pragului amintit. Se observă că pentru cele două frecvențe din domeniul optim variația coeficienților cu frecvența cît și modificările acestora în raport cu tipul giromotorului sînt mici, atît ca modul cît și ca fază. Acest fapt confirmă comportarea sistemului de rezemare ca reazeme elastice (deasupra frecvențelor de rezonanță)

Cu aceste valori s-au realizat, mai multe echilibrări de giromotoare. Eficiența medie de echilibrare a rezultat de 88% deci o îmbunătățire cu 5% față de cazul A. Dezechilibrul rezidual obținut a fost practic același, $e=0,015 \mu\text{m}$. Timpul necesar pentru un ciclu de echilibrare s-a redus considerabil de la cca 4,5 min la cca 1,5 min, ca urmare a scurtării regimului tranzițiu corespunzător accelerării giromotorului pînă la turăția de echilibrare.

Din compararea rezultatelor experimentale ale celor două soluții A și B, rezultă avantajele celei de-a doua. Aceasta asigură o eficiență de echilibrare superioară și scurtarea importantă a duratei întregului proces de echilibrare. Se confirmă în acat fel ipotezele prezentate de autor în cap. 5.

7.5 Rezultate experimentale referitoare la soluția C

O primă etapă în experimentarea soluției C, a constituit-o determinarea spectrului semnalelor de referință utilizate în filtrarea sincronă. În acest scop au fost măsurate valorile generate de către convertorul numeric-analogic multiplicator (fig. 3.9) atunci cînd la intrarea sa analogică se aplică tensiunea de referință a CAN cu dublă integrare, iar la intrările numerice sînt

aplicate succesiv codurile numerice $N_i(t)$ corespunzătoare funcției sinusoidale (rel. 4.76). Tensiunea de ieșire a CNAM a fost măsurată cu voltmetrul numeric HP 3455A. Valori obținute sînt prezentate în fig. 7.4. Aceste valori sînt

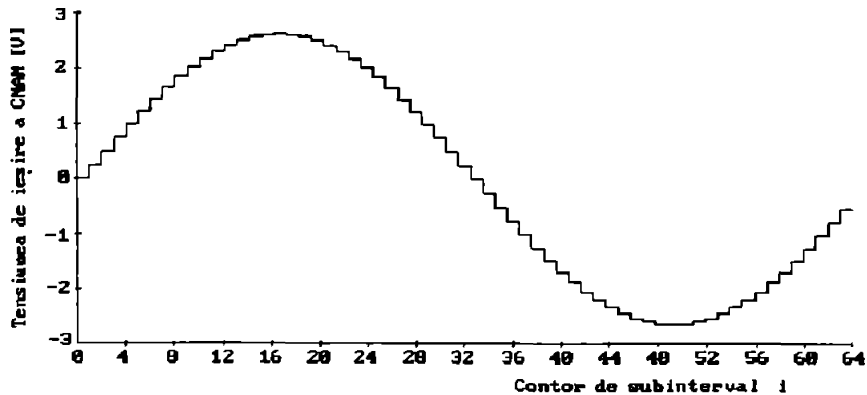


Fig. 7.4 Semnalul de referință obținut la ieșirea CNAM

diferite de cele teoretice, date de relația (4.72). În continuare au fost căutate prin program codurile numerice care, aplicate la intrările CNAM conduc la obținerea la ieșirea sa a unor nivele de tensiune cât mai apropiate de cele teoretice. În urma procesului de căutare au rezultat valori avînd abateri maxime față de cele teoretice, egale cu jumătate din cuanta CAN cu dublă integrare. Acest rezultat a fost confirmat printr-o nouă măsurare cu voltmetrul numeric. Spectrul semnalului sinusoidal corespunzător nivelelor corectate este prezentat în fig. 7.5. Se observă reducerea importantă a nivelului tuturor armonicilor, exceptînd cele de ordin 63 și 65 care apar și în cazul ideal, datorită frecvenței $64f_c$, de comutare a treptelor de tensiune. Celelalte armonici superioare sînt sub nivelul de -100 dB față de fundamentală. Factorul de distorsiuni armonice în acest caz este $2,89 \cdot 10^{-5}$ de aproximativ 35 de ori mai redus decît cel corespunzător semnalului de referință înaintea operației de corecție, adică 0,001. Cei doi factori de distorsiuni au fost calculați considerînd numai primele 62 armonici, deoarece efectul acestora, asupra semnalului produs, este anulat prin filtrarea componentelor de același ordin din semnalul de dezechilibru.

Intregul aparat proiectat conform schenei bloc din fig. 3.4.C. a fost realizat și experimentat în regim permanent sinusoidal și prin realizarea mai multor echilibrări de giromotoare avînd masa de 130 g și turația nominală de

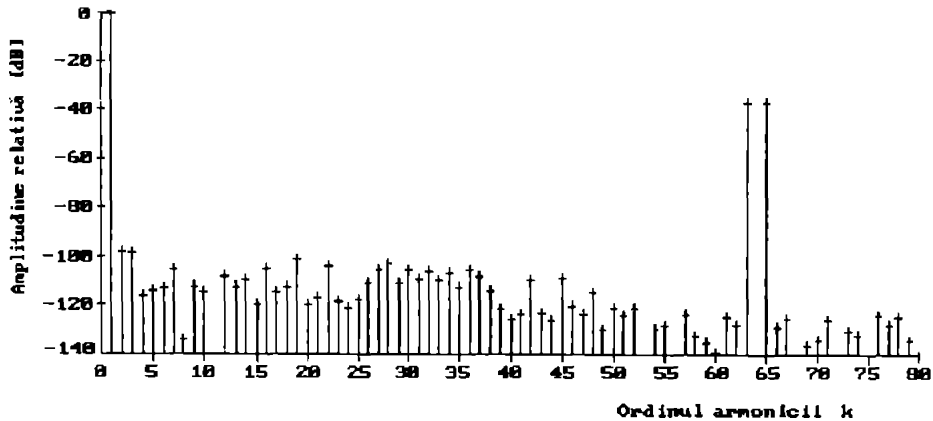


Fig. 7.5 Spectrul semnalului de referință după operația de corecție

de 6.000 rot/min. Giromotoarele au suspensie interioară de tip Hooke. Corecția dezechilibrului se realizează prin montarea unor știfturi filetate cu mase cunoscute, în găuri filetate prestabilite. Armonicile superioare datorate lagărelor pe rulmenți au rezultat experimental, în acest caz, în domeniul de frecvențe de lucru ale aparatului și cu nivele comparabile cu fundamentala, pentru dezechilibre de cca. 100 ori dezechilibrul rezidual admis. Capacitatea de rejecție a semnalelor perturbatoare de mod normal a fost testată prin compararea rezultatelor măsurării dezechilibrului în două situații: când semnalul de dezechilibru este filtrat exterior cu un filtru trece-bandă de ordin 4 care asigură o atenuare minimă în banda de oprire de -40 dB și în absența acestui filtru. În cele două situații rezultatele au fost identice, confirmând rezultatele teoretice din subcap. 6.4.2.

În urma echilibrării mai multor giromotoare de acest tip, s-a obținut o eficiență de echilibrare medie de cca. 95% și un dezechilibru rezidual de 0.015 μm . Îmbunătățirea eficienței de echilibrare cu 7% față de soluțiile precedente nu poate fi pusă însă exclusiv pe seama superiorității schemei de măsurare, ci trebuie luat în considerare faptul că erorile aferente operației de corecție a dezechilibrului sînt în acest caz mai mici, datorate doar imperfecțiunilor de prelucrare mecanică și erorilor cu care se cunosc masele știfturilor de corecție.

CAP.8 CONCLUZII

Teza de doctorat abordează problema echilibrării giromotoarelor electrice, în cadrul mai larg al echilibrării rotoarelor rigide.

1. Capitolul 1 este o sinteză a principalelor probleme legate de echipamentele de echilibrare a rotoarelor rigide. Sînt prezentate definiții, clasificări, terminologie specifică, diferite tipuri de echipamente de echilibrare și performanțele lor.

1.1 Autorul introduce mărimea p_{max} -numărul maxim de cicluri de echilibrare- și determină relația de calcul (rel. 1.13) a acestei mărimi în funcție de de eficiența medie a procesului de echilibrare E_{med} . Mărimea introdusă se dovedește deosebit de utilă în evaluarea practică a performanțelor procesului de echilibrare.

2. În capitolul 2 autorul realizează o analiză originală privind particularitățile specifice echilibrării giromotoarelor electrice. Sînt evidențiați factorii care sporesc suplimentar dificultatea echilibrării acestor tipuri de rotoare rigide: cerințele clasei de echilibrare G04, turația foarte ridicată, masa redusă a rotorului și corecția dezechilibrului prin găuri de echilibrare. Sînt prezentate soluții de principiu pentru depășirea acestor limitări, soluții ce vor fi dezvoltate în cadrul lucrării.

2.1 Autorul a relevat (subcap. 2.13) ponderea determinantă a erorilor aferente operației de corecție a dezechilibrului prin realizarea de găuri în rotor, în bilanțul erorilor globale ale procesului de echilibrare. Rezultă în acest fel necesitatea utilizării unui giromotor etalon pentru etalonarea echipamentelor de echilibrare.

2.2 Autorul stabilește (subcap. 2.4) condițiile pentru minimizarea erorilor la operația de etalonare, pe baza relațiilor de calcul a coeficienților de influență. Se arată că vectorii de dezechilibru introduși prin masele de etalonare trebuie să fie comparabili cu cei corespunzători dezechilibrului inițial și dezechilibrului rezultat.

3. Capitolul 3. este consacrat studiului structurilor aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide.

3.1 Autorul realizează o clasificare originală (subcap.3.2) a aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide și o analiză (subcap. 3.3) a soluțiilor cunoscute, relevând avantajele și dezavantajele fiecăreia. Ca rezultat al analizei, se prezintă superioritatea (în stadiul actual) a soluțiilor mixte care înglobează blocuri de prelucrare analogică a semnalelor, comandate de către un sistem numeric cu logică programată (calculator) care guvernează funcționarea întregului aparat și realizează prelucrări numerice asupra datelor achiziționate.

3.2 Se prezintă trei structuri (subcap. 3.4 A,B,C) de aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide concepute de autor, care au fost realizate și experimentate, fiind în prezent în funcțiune la beneficiar.

Cele trei soluții (A,B,C) conțin următoarele contribuții originale ale autorului:

3.3 Utilizarea convertorului analog-numeric cu dublă integrare pentru determinarea proiecțiilor semnalelor de dezechilibru (A,B,C). Se asigură o importantă îmbunătățire a rejecției semnalelor perturbatoare de mod normal și se elimină necesitatea operației de filtrare trece-jos pentru selecția componentei continue.

3.4 Utilizarea filtrului trece-bandă comandat numeric și metoda de acordare a sa pe frecvența semnalului de referință de fază(A). Se obține minimizarea erorilor de poziționare a filtrului trece-bandă și se asigură premisele automatizării procesului de echilibrare.

3.5 Utilizarea unui bloc de reglare a turației giromotorului de echilibrat, bloc care realizează totodată și operația (obligatorie) de multiplicare a frecvenței semnalului de referință de fază (B). Se exclude astfel necesitatea acordării filtrului trece-bandă, acestă rezultând cu o structură mult simplificată și se elimină erorile de poziționare ale FTB. În același timp se micșorează drastic erorile datorate fluctuațiilor turației giromotorului de echilibrat în timpul procesului de măsurare. Crește precizia operației de etalonare și scade timpul necesar pentru stabilizarea turației giromotorului de echilibrat.

3.6 Realizarea operației de multiplicare din cadrul filtrului sincron (C), prin utilizarea unui convertor numeric-analogic multiplicator. Se efectuează astfel simultan două operații: generarea semnalelor de referință și multiplicarea lor cu semnalul de dezechilibru, rezultând o structură mult simplificată, având performanțe superioare față de cele cunoscute. Autorul propune o metodă de minimizare a erorilor convertorului numeric-analogic folosit printr-o procedură de autocalibrare condusă de către calculator. Aplicarea metodei propuse are ca efect global înlocuirea cerințelor privind erorile de neliniaritate integrală și diferențială a convertorului, cu cerințe

mult mai ușor de îndeplinit, privitoare la monotonie asigurată și rezoluție ridicată.

3.7 Utilizarea (C) convertorului analog-numeric cu dublă integrare pentru măsurarea componentei continue a semnalului produs de la ieșirea multiplicatorului. Se asigură rejecția totală a semnalelor perturbatoare de mod serie, aleatoare cu medie nulă și sinusoidale cu perioada submultiplu întreg al duratei de integrare.

4. Capitolul 4 este consacrat analizei soluțiilor privind filtrarea semnalelor de la traductoarele de vibrații în scopul extragerii și apoi măsurării amplitudinii și fazei componentei fundamentale.

4.1 Autorul a evidențiat erorile care sînt introduse de filtrul trece-bandă acordat pe frecvența semnalului de referință de fază, erori datorate abaterii frecvenței centrale a FTB față de frecvența de rotație a rotorului de echilibrat (relațiile 4.3.a și 4.3.b). Se arată că erorile de fază sînt cele mai importante.

4.2 În scopul minimizării erorilor mai sus amintite, autorul propune utilizarea unui filtru trece-bandă cu frecvența centrală comandată numeric care să fie inclus într-o buclă de reglare automată a frecvenței de acord, condusă de către calculator. Se descrie schema originală a filtrului bazată pe utilizarea convertoarelor numeric-analogice multiplicatoare pentru reglarea numerică a frecvenței centrale, conectate într-o configurație pentru mărirea rezoluției de la 8 la 16 biți (fig. 4.4).

4.3 Se descrie metoda originală, propusă de autor, pentru reglarea filtrului trece-bandă. Această metodă exploatează avantajul existenței în structura aparatului (soluția A) a multiplicatorului de frecvență numeric, a schemei de măsurare a amplitudinii și fazei și a unui generator de semnal de test.

4.4 Se arată că eroarea de poziționare a filtrului trece-bandă nu depinde de liniaritatea caracteristicii cod numeric-frecvență centrală a filtrului. În condițiile monotoniei acestei caracteristici și a unei rezoluții suficient de ridicate, abaterea de frecvență obținută prin aplicarea metodei propuse depinde doar de precizia multiplicatorului de frecvență, care impune fază semnalului de test și de precizia de măsurare a fazei.

4.5 Multiplicatorul de frecvență, conceput de autor, permite măsurarea cu precizie ridicată a perioadei semnalului de referință de fază. Alegerea abaterii de fază drept semnal de eroare pentru bucla de reglare automată precum și algoritmul de reglare utilizat permit obținerea unei abateri maxime de $\pm 0,008\text{Hz}$ a frecvenței centrale față de frecvența prescrisă, valoare confirmată de rezultatele experimentale (subcap 7.2).

4.6 Se descrie o schemă originală de filtru trece-bandă cu 8 frecvențe

fixe, comutabile, conceput pentru a fi utilizat în cadrul soluției B. Acesta oferă posibilitatea reglării fine a frecvenței de acord a FTB în jurul valorii prestabilite, prin utilizarea, într-o configurație originală, a unui convertor numeric-analogic multiplicator pentru ajustarea fină a unei rezistenței care determină frecvența centrală. Sînt deduse relația de calcul care descrie dependența frecvenței centrale de codul numeric de comandă (4.23) și expresia rezoluției de reglare (4.28).

4.7 Se prezintă o analiză detaliată a filtrului sincron ca soluție alternativă filtrului trece-bandă acordabil. Sînt relevate principalele operații implicate de principiul de filtrare analizat: generarea semnalelor de referință, multiplicarea lor cu semnalul de dezechilibru și filtrarea trece-jos. Se stabilesc criteriile de proiectare pentru principalele blocuri din structura unui filtru sincron din cadrul unui echipament de echilibrare. Ca rezultat al analizei, autorul stabilește o limită maximă pentru eroarea de măsurare a amplitudinii datorate prezenței armonicilor în spectrul semnalelor de referință. Se arată că această eroare este inferioară produsului dintre factorii de distorsiuni armonice ai semnalului ce trebuie filtrat, respectiv a al semnalului de referință (relația 4.60).

4.8 Autorul propune o structură originală pentru realizarea filtrării sincrone a semnalelor de dezechilibru care utilizează un convertor numeric-analogic multiplicator pentru efectuarea simultană a două din cele trei operații amintite: generarea semnalelor de referință și multiplicarea acestora cu semnalul ce trebuie filtrat. Se obțin performanțe superioare prin eliminarea erorilor aferente generării semnalelor de referință în condițiile simplificării considerabile a complexității circuitelor.

4.9 Se prezintă analiza comportării structurii de filtru sincron propuse. Se stabilește relația de calcul a factorului de rejecție a armonicilor din semnalul de intrare în funcție de rezoluția convertorului numeric-analogic multiplicator și de numărul de trepte/periodă utilizate pentru sinteza semnalelor de referință (relația 4.88). Ca rezultat al analizei efectuate, se stabilesc criterii de alegere a celor doi parametri amintiți evidențiindu-se faptul că mărirea rezoluției convertorului utilizat conduce la mărirea mult mai importantă a eficienței de filtrare decît mărirea numărului de trepte/periodă. Se arată că dacă acest al-2-lea parametru este mai mare decît 64 mărirea sa în continuare are un efect neglijabil asupra eficienței de filtrare.

5. Capitolul 5 este dedicat analizei multiplicatoarelor de frecvență, bloc funcțional obligatoriu în structura oricărui echipament de echilibrare.

5.1 Sînt analizate soluțiile cunoscute pentru realizare multiplicatoarelor de frecvență destinate aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului rot-

oarelor rigide: multiplicatoare cu PLL numeric și multiplicatoare numerice. Sînt relevate avantajele cît și limitările soluțiilor prezentate. În urma analizei rezultă superioritatea, în cazul aplicației urmărite, a multiplicatoarelor numerice. Soluțiile cunoscute nu asigură o relație de fază riguros stabilită între impulsurile de intrare și cele de ieșire și deasemenea nu permit realizarea unui timp de stabilizare redus al întregului sistem de reglare automată. Ambele cerințe nesatisfăcute sînt obligatorii în cazul aparatelor pentru măsurarea dezechilibrului.

5.1 Aceste dezavantaje sînt eliminate de circuitul multiplicator (fig. 5.2) propus de autor în cadrul cererii de brevet de invenție [16]. Se asigură următoarele avantaje față de soluțiile cunoscute: domeniul frecvențelor de lucru mult mai larg, timpul de stabilizare minim, egal cu perioada semnalului de intrare T_r , absența fluctuațiilor de frecvență și a zgomotului de fază și asigurarea relației de fază constante între impulsurile de la intrarea și de la ieșirea multiplicatorului. Datorită structurii sale multiplicatorul de frecvență conceput de autor, permite măsurarea perioadei semnalului de referință de fază cu erori relative reduse de max. 0,025% la 1000 Hz respectiv 0,0027% la 100 Hz, confirmate experimental (subcap. 7.2).

5.2 Autorul a analizat erorile introduse de multiplicatorul de frecvență propus. În urma analizei, se stabilesc: mecanismul de apariție a erorii de trunchiere, relația de calcul (5.12), precum și modalitățile de reducere a acestei erori prin mărirea frecvenței de tact și/sau prin utilizarea circuitului propus de autor (fig. 5.4), care asigură reducerea de P ori a erorii de trunchiere.

5.3 Avantajele soluției propuse de autor constau în: domeniul frecvențelor de lucru mult mai larg, absența zgomotului de fază și timpul de stabilizare considerabil mai redus. Cu toate acestea, în cazul cînd frecvența semnalului de la intrarea multiplicatorului prezintă fluctuații mari, eroarea de numărire devine mult mai importantă fără a putea fi micșorată sub limita impusă de timpul de stabilizare minim. Pentru a depăși limitările impuse de fluctuațiile turației rotorului de echilibrat, în cazul giromotoarelor electrice, autorul propune soluția reglării turației acestora. Deși reglarea turației în timpul procesului de echilibrare este un principiu cunoscut, noutatea adusă în cadrul lucrării constă în faptul că, soluția propusă asigură prin însăși structura sa, realizează atît reglarea turației giromotorului de echilibrat cît și multiplicarea frecvenței semnalului de referință de fază, asigurînd minimizarea erorii de trunchiere.

5.4 Se prezintă analiza funcționării circuitului de reglare a turației giromotoarelor electrice propus de autor (fig 5.5) și criteriile de proiectare optimală. Soluția propusă are aproximativ aceeași complexitate hardware ca și

a multiplicatorului de frecvență, realizând însă în plus, reglarea automată a turației rotorului de echilibrat la o valoare prescrisă. Această nouă funcție aduce cu sine mai multe avantaje importante: micșorarea timpului de stabilizare, reducerea importantă a fluctuațiilor frecvenței de rotație în regim permanent, reducerea erorii de trunchiere și a erorilor introduse de FTB și asigurarea desfășurării întregului proces de echilibrare la aceeași frecvență. Se obține o îmbunătățire globală a performanțelor procesului de echilibrare. Performanțele circuitului au fost confirmate experimental (subcap. 7.3) obținându-se o reducere considerabilă a fluctuațiilor turației giromotorului de echilibrat de la $1,3 \cdot 10^{-3}$ la 10^{-4} din valoarea prescrisă.

5.5 Se prezintă metoda pentru măsurarea turației giromotorului de echilibrat utilizând circuitul pentru reglarea turației propus de autor, realizând aceleași performanțe ca și în cazul multiplicatorului de frecvență.

6. Capitolul 6 cuprinde analiza metodelor de măsurare a amplitudinii și fazei componentei fundamentale a semnalelor de dezechilibru, corespunzătoare celor trei metode (A,B,C) propuse de autor.

6.1 Autorul analizează erorile introduse de circuitul de măsurare (pentru soluțiile A și B) DSF-CAN cu dublă integrare, în regim permanent sinusoidal, fără semnale perturbatoare și cu erori de poziționare a FTB nule. Se stabilesc expresiile erorilor de măsurare a amplitudinii (rel. 6.36.a) și respectiv a fazei (6.36.b). Din analiza efectuată rezultă că eroarea de amplitudine are două componente: prima, determinată în principal de tensiunile de decalaj și curenții de polarizare ai amplificatoarelor operaționale utilizate și o a doua componentă datorată erorii de trunchiere a multiplicatorului de frecvență. Eroarea de fază este generată îndeosebi de eroarea de trunchiere. Relațiile (6.27) relevă dependența acestei componente de faza măsurată: eroarea de fază prezintă un minim când una din proiecții este nulă sau dacă cele două proiecții sînt egale în modul și de semne contrare. Valoarea maximă se obține dacă cele două proiecții sînt egale.

6.2 Se prezintă analiza rejecției semnalelor perturbatoare de mod normal de către circuitul DSF-CAN cu dublă integrare. Se remarcă o îmbunătățire importantă a rejecției semnalelor perturbatoare de mod normal prin utilizarea tandemului DSF-CAN cu dublă integrare. Armonica a-3-a este rejectată cu aproximativ -40 dB, valoare suficientă în majoritatea cazurilor. De asemenea caracteristica de transfer globală este mult mai selectivă decît cea a FTB prezentînd o cădere rapidă pentru $1 < q < 2$, iar pentru frecvențele înalte ($q > 3$) factorul de rejecție este cuprins între -50 dB și -80 dB. Această proprietate este foarte importantă, în cazul semnalelor de dezechilibru ale giromotoarelor, deoarece acestea prezintă îndeosebi armonici de ordin 2 și de ordin superior, subarmonici ($2,52f_r$; $2,86f_r$ în cazul concret prezentat în subcap. 7.5)

precum și zgomote de frecvențe ridicate, datorate lagărelor pe rulmenți.

6.3 Este analizată, în regim permanent sinusoidal, schema de măsurare din cadrul soluției C, comparând performanțele de rejecție a semnalelor perturbatoare de mod normal, în absența, respectiv în prezența unui filtru trece-jos la ieșirea multiplicatorului. Se stabilesc relațiile de calcul pentru amplitudinea relativă în funcție de frecvența relativă q a semnalului perturbator și a parametrului p (numărul de perioade T_r de integrare) (relația 6.57), respectiv h (f_r /frecvența de tăiere a FTJ) (relația 6.67). Cele două mărimi sînt reprezentate grafic pentru diferite valori ale parametrilor amintiți (fig. 6.5 și 6.6). Din analiza comparativă a celor două cazuri rezultă superioritatea soluției C față de soluțiile A și B, realizînd rejecții de minim -50 dB ($p=100$) respectiv -60 dB ($h=10$) față de numai -40 dB și necesitatea acordării FTB în corespunzătoare soluțiilor A și B. Prezența filtrului trece-jos implică dezavantajul timpului de stabilizare necesar pentru ca tensiunea continuă de la ieșirea sa să nu difere cu mai mult de $\pm \frac{1}{2}$ din cuanta CAN față de valoarea de regim permanent. Timpul de stabilizare crește dacă w_c scade (h crește) conducînd la valori de ordinul 2-4 secunde pentru CAN rezoluție de 16 biți. Acestea corespund unor valori cuprinse între 200-400 de perioade pentru parametrul p și deci la performanțe echivalente sau chiar mai bune pentru varianta A. În plus, pentru $p \geq 100$ (fig. 6.5.c) se obține o selectivitate superioară a caracteristicii de transfer în jurul valorii $q=1$. Se poate spune că soluția eliminării filtrului trece-jos asigură o selectivitate ridicată pentru un timp de măsurare moderat (100-150 perioade T_r) și o bună rejecție a semnalelor perturbatoare de mod normal, fiind preferabilă soluției "clasice" care utilizează FTJ, iar în cazurile cînd măsurarea se realizează în regim de accelerare/decelerare este singura aplicabilă (în condițiile precizate în cap. 3 pct. 3.4.C).

6.4 Se evidențiază efectul erorii de trunchiere asupra factorului de distorsiuni armonice al semnalelor de referință. Autorul a stabilit relația de calcul a armonicilor semnalului de referință în prezența erorii de trunchiere (rel. 6.70, 6.71, și 6.72). Din analiza variației factorului de distorsiuni (fig. 6.6) în funcție de eroarea de trunchiere rezultă necesitatea eliminării armonicilor 63 și 65 care au nivele mult mai mari decît armonicile introduse datorită erorii de trunchiere. În acest caz factorul de distorsiuni nu depășește 0,3%. Ținînd cont de relația (4.60) rezultă că factorul de distorsiuni al semnalului de referință este, în acest caz, suficient de redus pentru aplicația analizată. Astfel pentru semnale de dezechilibru cu factor de distorsiuni de 1000% rezultă erori maxime de determinare a amplitudinii de 3%. Se asigură cu prisosință o viteză ridicată de convergență a procesului de echilibrare chiar și la nivele foarte scăzute ale dezechilibrului cînd apare

creșterea factorului de distorsiuni a semnalului de dezechilibru.

7. Capitolul 7 cuprinde rezultatele experimentale privind cele trei soluții propuse în cadrul tezei de doctorat. Rezultatele experimentale obținute confirmă valabilitatea calculului și ipotezelor originale expuse de autor.

7.1 Soluția A a fost experimentată realizând echilibrarea mai multor giromotoare electrice asincrone având masa rotorului de 117 g și turația nominală de 60.000 rot/min până la un dezechilibru rezidual de 0,015 μm cu o eficiență de echilibrare medie de 83%. Rezultatele experimentale aferente soluției B au confirmat superioritatea acesteia, obținându-se o îmbunătățire cu cca 5% a eficienței de echilibrare medie, ca urmare a reglării turației giromotorului de echilibrat.

7.2 Soluția C a fost experimentată prin echilibrarea unor giromotoare cu suspensie interioară tip Hooke, având masa rotorului de 130 g și turația nominală de 6.000 rot/min, obținându-se o eficiență de echilibrare medie de cca 95% și un dezechilibru rezidual de 0,015 μm . Si în acest caz se confirmă rezultatele teoretice obținute în cap 6.

Ca o concluzie generală a lucrării se poate afirma că cele trei soluții propuse de autor rezolvă problemele ridicate de echilibrarea rotoarelor rigide și în special a giromotoarelor electrice, asigurând o îmbunătățire importantă a performanțelor procesului de echilibrare. Structurile mixte de aparate pentru măsurarea dezechilibrului rotoarelor rigide, care cuprind blocuri de prelucrare analogică a semnalelor, comandate de către calculator, reprezintă încă, în stadiul actual, soluții performante pentru domeniul studiat.

Soluțiile dezvoltate în lucrare acoperă o arie mult mai largă, putând fi utilizate direct, în toate aplicațiile care necesită extragerea, în scopul măsurării cu precizie ridicată, a amplitudinii și fazei unui semnal sinusoidal puternic corupt de semnale perturbatoare de mod normal.

BIBLIOGRAFIE

1. Broch, J.T., Mechanical And Shock Measurements. Brüel & Kjaer, 1980
2. Vasiliev, V.S., Kutko, P.S., Mașini și dispozitive pentru echilibrare dinamică, Ed. Tehnică, București, 1961
3. Șepetilnikov, V.A. (coordonator). Bazele tehnicii de echilibrare, vol. 1, Moskva, 1975
4. Federn, K., Auswuchttechnik, Springer-Verlag, Berlin, 1977
5. Pop, E., Măsurarea mărimilor electrice și neelectrice, I.P. Timișoara, 1982
6. Blackburn, B.J., Csokmay, J.M., Digital Electronic Blancing Apparatus, U.S. Patent no. 4.357.832, 1982
7. Morrow, R.S., Penn, L.D., Combination Balance Analyser And Vibration Spectrum Analyser, U.S. Patent no. 3.938.394, 1976
8. Teodorescu, D., Crișan, M., Petrașcu, D., Filtru sincron pentru mașini de echilibrat electronice, Brevet România nr. 87.976, 1983
9. Yoshihumi, H., Saburo, K., Method And Apparatus For Digitally Analysing Dynamic Unbalance Of A Rotating Body, U.S. Patent no. 4.345.472, 1982
10. Millea, A., Măsurări electrice. Principii și metode, Editura tehnică, București, 1980
11. Mortensen, J.A., Apparatus For The Determination Of Unbalance In Rotating Bodies, U.S. Patent no. 4.060.002, 1977
12. Argeșeanu, A., Mașină și metodă de echilibrare dinamică folosind prelucrarea numerică a semnalelor, Sesiunea tinerilor absolvenți, Timișoara, 1988
13. Hartular, A., Schuster, B., Circuite PLL, Circuite integrate liniare, vol 1, Editura Tehnica, București, 1979
14. Ardelean, I., Giuroiu, H., Petrescu, L.L., Circuite integrate CMOS, Manual de utilizare, Editura Tehnică, București, 1986
15. Stoian, A., Metodă și circuit pentru reglarea frecvenței centrale a filtrelor trece-bandă comandate numeric, Cerere de brevet de invenție nr. 142 413, 1989
16. Stoian, A., Multiplicator de frecvență pentru aparate electronice de echilibrat, Cerere de brevet de invenție nr. 142 412, 1989
17. Constantin, P. și colectiv, Electronică industrială, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976

18. Gazin.P.I.. Filtres actifs. Manuel d'applications. C.I.L., Tome 3, 1978
19. Mateescu,A.,Dumitru,N., Semnale și circuite de telecomunicații, Editura didactică și pedagogică, București, 1980
20. Sheingold,D.H., Nonlinear Circuits Handbook, Analog Devices Inc., U.S.A., Norwood, 1974
21. Wilson,J.,Whitemore,G., Application Guide to CMOS Multiplying D/A Converters, Analog Devices Inc. U.S.A., Nordwood, 1986
22. Stoian,A.,Gal,C., Filtru activ comandat numeric, Sesiunea com. șt. a tinerilor absolvenți, I.P. Timișoara, 1988
23. Cartianu,Gh., Analiza și sinteza circuitelor electrice, Ed. Didactică și pedagogică. București, 1972
24. Bentel.R., Method And Apparatus For Measurement And Indicating The Unbalance Of A Rotor. U.S. Patent no. 4.109.312, 1978
25. Sheingold.D.H., Multiplier Application Guide, Analog Devices Inc., U.S.A., Nordwood. 1978
26. ***, General Catalog, Burr-Brown, 1990
27. Turgel,R.S.,Oldham,N.M., High-Precision Audio Frequency Phase Calibration Standard, IEEE Trans. Instr. Meas. vol. IM-27, 1978
28. Oldham,N.M., A 50-ppm AC Reference Standard Wich Spans 1 Hz To 50 kHz. IEEE Trans. Instr. Meas. vol. IM-29,1980
29. Bachmair,H.,Vollmert,R., Comparison Of Admittances By Means Of Double-Sinewave Generator. IEEE Trans. Instr. Meas. vol. IM-29, 1980
30. Stoian.A.,Jurca,T., Metodă de calcul a spectrului semnalului sinusoidal generat sintetic prin conversie numeric-analogică, Buletin St. Tehn. IPT, Tom 35(49),1990
31. Jurca,T.,Stoian.A., Calculul factorului de distorsiuni al semnalului sinusoidal generat cu convertoare numeric-analogice cu rezoluție finită, Calitate, fiabilitate, metrologie, nr. 7-8, 1989
32. Hassun,R.,Kovalick,A.W., An Arbitrary Waveform Synthesizer For DC To 50 MHz, Hewlett-Packard Journal, April 1988
33. Manassewitsch,V., Frequency Synthesis. Theory and Design, John Willey & Sons, 1974
34. McJunkin,B.L., Fractional-N Synthesis Module, Hewlett-Packard Journal, August 1989
35. Higgins,T.M., Generating a Phase Locked Binary Reference Frequency, Hewlett-Packard Journal, Febr. 1989
36. Chu,D.C., Reading A Counter On The Fly, Hewlett-Packard Journal, Febr. 1989

37. Neumann,U. și colectiv. Digital Signal Generator Combines Digital And Analog Worlds. Hewlett-Packard Journal. April 1987
38. Naforniță,M., Contribuții la măsurarea numerică a puterii reactive, în regim periodic nesinusoidal. Teză de doctorat. I.P. Timișoara. 1983
39. McJunkin,L.B.,Hoover,D.M., Design Considerations In A Fast Hopping VCO, Hewlett-Packard Journal, Oct. 1989
40. Jeng,Y.C., Digital Spectra of Nonuniformly Sampled Signals, IEEE Trans. Instr. Meas., vol. IM-37, 1988
41. ***, RCA Solid State Application Note ICAN-6230, 1985
42. Teodorescu,D.,Schaed,A., Mașină de echilibrat rotoare, Brevet România nr. 91760, 1987
43. Teodorescu,D.,Schaed,A., Dispozitiv de afișare și memorare a parametrilor la mașinile de echilibrat, Brevet România nr. 91756, 1987
44. Teodorescu,D.,Schaed,A., Mașină de echilibrat cu tub cinescop, Brevet nr. 91455, 1987
45. Vaughan,J., Static And Dynamic Balancing, Brüer & Kjaer Application Notes, 1987
46. Giers,A.,Holdinghausen,P.,Schneider,H., Method And Apparatus For Ascerting And Indicating The Angular Position Of An Unbalance In A Rotor, U.S. Patent no. 4.064.761, 1977
47. Retlinger,W., Balancing Rotatable Bodies, U.K. Patent no. 2.029.987 A. 1978
48. Muller,R., Method And Apparatus For Imbalance Determination. U.S. Patent no, 3826.146, 1974
49. Suzuki,M.,Hasegava,M., Method Of Correcting Unbalance Of A Rotating Body, U.S. Patent no. 2.3367.967, 1985
50. Seghesio,J.C., Balancing Apparatus For Measurement Of Want Of Balance, U.S. Patent no. 3.805.623, 1974
51. Giers,A.,Holdinghauser,P., Method And Apparatus For The Adjustment Of A Dynamic Balancing Machine, U.K. Patent no. 2.087.081 A, 1981
52. Schönfeld,H.,Hauer,A., Procedure For Balancing Of Rotors Without Journals. U.S. Patent no. 4.543.825, 1985
53. ***, Balance Quality Of Rotating Rigid Bodies, ISO Standard no. 1940, 1974
54. ***, Balancing Machines-Descriptions And Evaluation, ISO Standard no. 2953, 1975
55. ***, Field Balancing Equipment-Description And Evaluation, ISO Standard no. 2371, 1974
56. ***, Balancing-Vocabulary, ISO Standard no. 1925, 1974

57. Kovalev, M.P., Morjakov, S.P., Terehova, C.S., Echilibrarea statică și dinamică a instalațiilor giroscopice, Moskva, 1965
58. Aron, I., Racicovschi, D.V., Giromotoare electrice și giroscopae neconvenționale, Editura tehnică, București, 1986
59. Pavlov, V.A., Bazele construirii aparatelor giroscopice, Editura tehnică, București, 1952
60. Belea, C., Lungu, R., Cismaru, C., Sisteme giroscopice și aplicațiile lor, Editura "Scrisul Românesc", 1986
61. Stoian, A., Ivășchescu, V., Gal, C., Particularități specifice echilibrării dinamice a giromotoarelor electrice, Sesiunea com. șt. a tinerilor absolvenți, I.P. Timișoara, 1989
62. Stoian, A., Metodă de realizare a găurilor de echilibrare, Cerere de brevet de invenție nr. 142 411, 1989
63. Bennett, T., Byrne, J.R., Balancing System For A Rotating Mass, U.S. Patent no. 3.935.746, 1976
64. Vatrtanian, D.Z., Grigorian, A.H., Kandaian, S.G., Gamă de mașini de echilibrat automatizate, Teoria și practica mecanicii de echilibrare, Moskva 1975
65. Griazev, G.V., Kalinin, V.I., Calculul parametrilor sistemului mecanic de rezemare și determinarea condițiilor pentru echilibrarea giromotoarelor, Teoria și practica mecanicii de echilibrare, Moskva 1975
66. Stoian, A., Ivășchescu, V., Gal, C., Aspecte privind convergența procesului de echilibrare dinamică a giromotoarelor, Sesiunea com. șt. a tinerilor absolvenți, I.P. Timișoara, 1989
67. Stoian, A., Digital, Computer Based Apparatus For Measuring The Unbalance Of Electric Asynchronous Gyromotors, Proceedings Of The International Conference On Applied And Theoretical Electronics, ICATE '91, vol 3, Craiova, 1991
68. Stoian, A., Ivășchescu, V., Automatic Speed Control Circuit For Electric Asynchronous Gyromotors Digital Balancing Apparatus, Proceedings Of The International Conference On Applied And Theoretical Electronics, ICATE '91, vol 3, Craiova, 1991
69. Stoian, A., Cimponeriu, A., A High Performance Synchronous Filter Using CMOS Multiplying DAC, Proceedings Of The International Conference On Applied And Theoretical Electronics, ICATE '91, vol 3, Craiova, 1991
70. Stoian, A., Aparat numeric pentru determinarea dezechilibrului rotoarelor rigide, Cerere de brevet de invenție nr. 142 414, 1989
71. Gal, C., Stoian, A., Ivășchescu, V., Circuite de prelucrare analogică pentru vectormetru cu calculator personal, TIM-S, Sesiunea com. șt. a tinerilor absolvenți, I.P. Timișoara, 1989

72. Gal,C.,Stoian,A.,Ivăşchescu,V.. Traductor electrodinamic de viteză. Sesiunea com. şt. a tinerilor absolvenţi. I.P. Timișoara. 1989
73. Stoian,A.,Jurca,T., Sursă de tensiune trifazată pentru alimentarea giromotoarelor. Sesiunea de com. şt. ICSITA. Bucureşti, 1988
74. Ivăşchescu,V.,Stoian,A.,Gal,C., Algoritm de relare a unui filtru comandat numeric, Sesiunea com. şt. a tinerilor absolvenţi, I.P. Timișoara, 1989
75. Ivăşchescu,V.,Stoian,A.,Gal,C., Algoritm de reglare automată a turației giromotoarelor electrice asincrone, Sesiunea com. şt. a tinerilor absolvenţi, I.P. Timișoara, 1989
76. Buzdugan,Gh.,Mihăilescu E.,Radeş,M., Măsurarea vibrațiilor, Editura academiei, 1979
77. Darlow,M.S., Balancing High Speed Machinery. Theory, Practice And Experimental Results, Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 1, no. 1, ian. 1987
78. Lyman,F.,Lyman,J., Rotor Balancing Apparatus And System, U.S. Patent no. 3.952.602, 1976
79. Wooley,R.P., Non-Spinning Dynamic Balancing Machine And Method, U.S. Patent no. 4.532.803, 1985
80. Bigret,R., Device For Applying Imbalance To A Rotor, U.S. Patent no. 4.517.822. 1985
81. Eickhart,G., Methods Of And Apparatus For Determining And Indexing Angular Position Of Unbalance Of Rotary Bodies, U.K. Patent no. 2.100.867.A, 1982
82. Bandhopadhyay,K., Universal Balancing Machine, U.S. Patent no. 4.750.361, 1988
83. Beny,J.,Tompkins,D.E., Method And Apparatus For Locating The Dynamic Axis Of A Sphere, International Patent no. WO 03125, 1985
84. ***, Numărător univesal E0206. Carte tehnică, IEM Bucureşti, 1988
85. Wilson,D.L.,Jones,P.M., Balance Work Support And Chuck, U.S. Patent no. 4.545.247, 1985
86. Schönfeld,H., A Nethod For The Correction Of Unbalance Present In A Rotary Body, U.K. Patent 2.026.702.A, 1979
87. Ellis.V., Vibration Monitoring In Rotary Bladed Machines, U.K. Patent no. 2.143.037.A, 1985
88. Baher,H., Analog And Digital Signal Processing, John Willey & Sons, London, 1990
89. Silver,S.L., Electronic Measurements Using Statistical Techniques. Electronic World, June 1968
90. ***, Mechanical Test Handbook, Hewlett-Packard Co., 1986

91. Mirsky,G., Radioelectronic Measurements, MIR Publishers, Moskow, 1978
92. Halloran,D., Apparatus For, And Method Of, Measuring Dynamic Forces, U.S. Patent no. 4.029.539, 1985
93. Nugier,J.G., Dynamic Balancing Machine, U.S. Patent no. 4.653.324, 1987
94. Litnovich,G., Device For Dynamic Balancing Of Rotors, U.S. Patent no. 3.830.109, 1978
95. Himmeler,G.,Ohms,K.P., Bearing For A Balancing Machine, U.S. Patent no. 3.832.905, 1978
96. Nouvian,A.R.,Verment,R., Appareil et procede d'equilibrage d'un systeme tournant notamment des rotors basse pression d'un turboreacteur, Brevet d'invention nr. 8.506.335, 1987
97. Abramovici,E., Dispositif pour l'equilibrage d'un organe tournant notamment de machine a l'usage energetique, Brevet d'invention nr. 8.400.294, 1985
98. Holz,R.,Vercherin,D., Dispositif et outillage de correction de balourd d'un rotor de turbomachine et procede pour la mise en oeuvre, Brevet d'invention nr. 8.402.646, 1985