

10 .

MASURAREA NELINIARITATII CIRCUITELOR ELECTRONICE

Dupa cum se stie, exista o multitudine de criterii de clasificare a circuitelor electronice, iar unul dintre cele mai importante este acela care le împarte, dupa natura caracteristicii de transfer, în circuite liniare si neliniare.

Liniaritatea este o proprietate care corespunde unui raport constant între variatia incrementală a efectului si variatia incrementală a cauzei; un sistem este deci liniar, daca se caracterizeaza prin relatii de superpozitie între marimile de iesire (efecte) si cele de intrare (cauze), adica, daca y_1 si y_2 sunt raspunsurile la excitatiile x_1 , respectiv x_2 , atunci $y_1 + y_2$ este raspunsul la $x_1 + x_2$, iar ay_1 este raspunsul la ax_1 . Într-o exprimare mai concisa si mai generala, daca y_k este raspunsul la excitatia x_k , $k = 1, 2, \dots, n$, atunci $\sum_k a_k y_k$ este raspunsul la $\sum_k a_k x_k$. Modulelor sistemelor

caracterizate prin aceasta proprietate li se pot aplica operatiile de comutativitate, distributivitate si asociativitate. Deoarece dispozitivele electronice sunt în general neliniare, dar pot fi considerate liniare în domenii de functionare limitate, pentru a obtine o comportare liniara a circuitelor în raport cu semnalele de intrare, trebuie impuse anumite restrictii, prin respectarea carora sa se asigure functionarea dispozitivelor în zonele liniare ale caracteristicilor. Din categoria circuitelor liniare, cele mai raspândite sunt: atenuatoarele, amplificatoarele, stabilizatoarele etc., la care raspunsul trebuie sa fie „fidel” semnalului (excitatiei), adica „nealterate”.

Sistemele neliniare sunt acele sisteme care nu sunt liniare, adica nu se bucura de proprietatea de superpozitie. Realizarea unor dispozitive si circuite liniare în domenii cât mai largi de functionare a întâmpinat de-a lungul timpului multe dificultati, motiv pentru care liniaritatea a fost privita ca un ideal, în timp ce neliniaritatea a capatat conotatii peiorative. Ulterior, necesitatea obtinerii unor relatii neliniare bine definite, stabile si controlabile (multiplicare, ridicare la patrat, exponentiere, logaritmare etc.) a facut din aceste circuite o categorie larg utilizata în foarte multe aplicatii.

10.1. DISTORSIUNI

O problema foarte importanta este aceea a modului în care un sistem de transmisie a semnalelor, fie el amplificator, filtru, canal fizic de propagare etc. intervine asupra *formeii semnalului de intrare*. Teoretic, amprenta pe care o lasa sistemul asupra semnalului transmis are natura binara: forma semnalului este, sau nu este alterata. Aceasta amprenta depinde, evident, de apartenenta sistemului considerat la una din cele doua categorii amintite: cea a sistemelor liniare sau a

celor neliniare. Practic, orice circuit deformează semnalul transmis, dar acest lucru nu trebuie considerat neapărat un neajuns, având în vedere faptul că semnalul de la intrare este constituit prin suprapunerea semnalului util cu unul perturbator, iar scopul este acela de a transmite cât mai nedistorsionat semnalul util și de a-l elimina pe cât posibil pe cel perturbator. Concluzia firească este că circuitul în cauză trebuie să „știe” să facă distincția între cele două componente și să le prelucreze corespunzător. La fel de firesc trebuie însă să și acceptăm faptul că, oricâte eforturi s-ar face de către proiectanți și fabricanți, circuitele întotdeauna vor distorsiona semnalele utile și nu vor rejecta complet semnalele perturbatoare. Acest subcapitol va aborda problema deformării semnalelor utile, iar – pentru simplitate – se va considera că nu există componenta perturbatoare, deci semnalul de intrare este în totalitate semnal util. Odată acceptată această ipoteză, este important de subliniat faptul că obținerea la ieșire a unui răspuns de altă formă decât cea de la intrare se constituie, în multe aplicații, în chiar scopul urmărit (circuite de ridicare la patrat, logaritmare, detecție etc.). De aceea, se considera obligatorie fructificarea, acolo unde este posibil, a diferenței semantice care există între termenii „deformare” și „distorsionare” (distorsionare $\Leftrightarrow$ deformare nedorită, suparatoare), în sensul folosirii acestora la locul și momentele potrivite.

Prin definiție, un cuadripol nu deformează semnalul de la intrare $x(t)$, dacă forma acestuia este reprodusă de către semnalul de ieșire $y(t)$, adică:

$$y(t) = A_0 x(t - t_0), \quad \forall t \quad (10.1)$$

unde $A_0 \in \mathbf{N}$, $t_0 \in \mathbf{R}_+$.

Dacă un circuit îndeplinește această relație, atunci:

- $x(t)$ este multiplicat cu A_0 ;
- $x(t)$ este întârziat cu $t_0 > 0$.

Satisfacerea celor două condiții conduce la concluzia că $y(t)$ are aceeași formă ca $x(t)$.

În cazul particular al aplicării la intrare a unui semnal sinusoidal $x(t) = X \sin \omega t$, atunci condiția de nedistorsionare se scrie:

$$y(t) = A_0 [\sin \omega(t - t_0)] = Y \sin(\omega t - \varphi_0). \quad (10.2)$$

Relația (10.2) demonstrează că răspunsul circuitului la semnalul de intrare sinusoidal $x(t)$ nu conține armonici, el fiind constituit dintr-o singură componentă spectrală și anume aceea de pulsație ω , aceeași cu a lui $x(t)$.

Asa cum s-a precizat, modul de deformare a semnalului de intrare depinde de tipul circuitului.

A. Dacă circuitul este neliniar, atunci între mărimea de ieșire y și cea de intrare x nu există o relație de proporționalitate:

$$y = f(x) \neq kx,$$

obținându-se caracteristici de transfer neliniare, ca cele din figura 10.1.

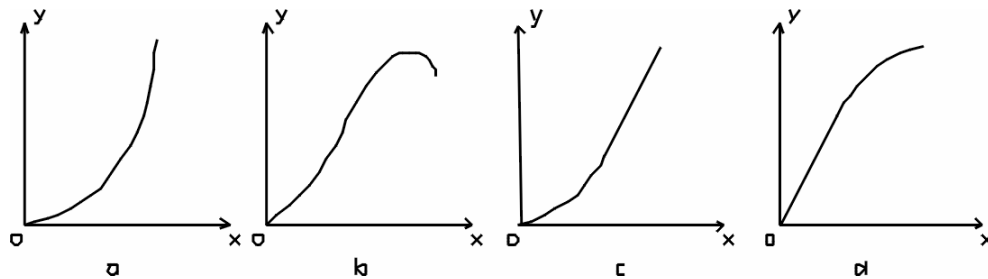


Fig. 10.1

Neliniaritatea caracteristicii de transfer, si implicit efectele ei, se pot manifesta fie la toate nivelele (fig. 10.1, a si b), fie doar la semnalele de intrare mici (fig. 10.1, c), sau mari (fig. 10.1, d), în aceste ultime cazuri fiind vorba de caracteristici liniare pe portiuni, care au avantajul ca, pe domenii de liniaritate, se pot aplica metode de analiza specifice circuitelor liniare.

Daca se presupune o dependenta polinomiala:

$$y = a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_1 x + a_0$$

si daca semnalul de intrare este sinusoidal $x(t) = X \cos \omega t$, efectul consta în aparitia în raspunsul $y(t)$, a unor componente noi, inexistente în semnalul de intrare, si anume: o componenta continua si componente pe frecventele ω , 2ω etc., cunoscute sub numele de *armonici*. De exemplu, pentru $n = 2$, se obtine:

$$\begin{aligned} y(t) &= a_0 + a_1 X \cos \omega t + a_2 X^2 \cos^2 \omega t = \\ &= a_0 + \frac{a_2 X^2}{2} + a_1 X \cos \omega t + \frac{a_2 X^2}{2} \cos 2\omega t. \end{aligned}$$

În cazul în care semnalul de intrare este o suprapunere de componente pe frecventele $\omega_1, \omega_2, \dots$, atunci un calcul similar arata ca raspunsul va fi compus atât din componente pe frecventele $\omega_1, \omega_2, \dots$ si armonici ale acestora, cât si din componente de frecvente $p_1 \omega_1 + p_2 \omega_2 + \dots$, unde $p_i \in \mathbb{N}$, numite *produse de intermodulatie*, la care se adauga si o componenta continua. De exemplu, considerând aceeasi dependenta polinomiala de gradul doi si un semnal de intrare de forma $X_1 \cos \omega_1 t + X_2 \cos \omega_2 t$, atunci se obtine:

$$\begin{aligned} y(t) &= [a_0 + \frac{a_2}{2} (X_1^2 + X_2^2)] + a_1 X_1 \cos \omega_1 t + a_1 X_2 \cos \omega_2 t + \\ &+ a_2 \frac{X_1^2}{2} \cos 2\omega_1 t + a_2 \frac{X_2^2}{2} \cos 2\omega_2 t + a_2 X_1 X_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \\ &+ a_2 X_1 X_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \end{aligned}$$

Combinarea componentelor amintite în semnalul de iesire face ca forma acestuia sa difere de cea a semnalului de intrare, iar distorsiunile de acest tip se numesc **distorsiuni de neliniaritate**.

B. Daca circuitul este liniar, atunci metoda transformatei Fourier pentru deducerea raspunsului la semnalul de intrare $x(t)$:

$$Y(j\omega) = H(j\omega)X(j\omega), \quad (10.3)$$

unde:

$$Y(j\omega) = F \{y(t)\},$$

$$X(j\omega) = F \{x(t)\},$$

sunt transformatele Fourier ale semnalelor de iesire si de intrare, iar:

$$H(j\omega) = F \{h(t)\}$$

este functia de transfer a circuitului, adica transformata Fourier a functiei pondere $h(t)$, adica raspunsul circuitului la impulsul Dirac $\delta(t)$.

Semnalul de iesire $y(t)$ se determina aplicând transformata Fourier inversa:

$$y(t) = F^{-1} \{Y(j\omega)\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Înlocuind $Y(j\omega)$ data de relatia (10.3), se obtine:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (10.4)$$

Pe de alta parte, daca circuitul nu deformeaza semnalul de intrare, atunci $y(t)$ este dat de relatia (10.4), din care – aplicând transformata Fourier – se obtine:

$$Y(j\omega) = A_0 X(j\omega) e^{-j\omega t_0}. \quad (10.5)$$

Revenind în domeniul timp, rezulta:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Y(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

si înlocuind $Y(j\omega)$ dat de relatia (10.5) ajungem la:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A_0 X(j\omega) e^{-j\omega t_0} e^{j\omega t} d\omega. \quad (10.6)$$

Pentru ca expresiile (10.4) si (10.6) sa coincidă, trebuie îndeplinita conditia:

$$H(j\omega) = A_0 e^{-j\omega t_0}. \quad (10.7)$$

Relatia (10.7) este echivalenta cu:

$$\begin{cases} |H(j\omega)| = |A_0| \\ \arg H(j\omega) = \Phi(\omega) = -\omega t_0 + k\pi \end{cases} \quad (10.8)$$

$$(10.9)$$

unde:

$$k = \begin{cases} 0 & \text{daca } A_0 > 0 \\ 1 & \text{daca } A_0 < 0 \end{cases}$$

Relatiile (10.8) si (10.9) reprezinta conditiile pe care trebuie sa le îndeplineasca un circuit liniar pentru a nu deforma semnalul de intrare; ele pot fi rescrise si sub formele:

$$|H(j\omega)| = \text{const} \quad (10.10)$$

si

$$t_g = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega} = t_0 = \text{const.}, \quad (10.11)$$

adica modulul functiei de transfer si *timpul de întârziere de grup* (t_g) sunt independente de frecventa. Seturile echivalente (10.8), (10.9) si (10.10), (10.11) se numesc **conditiile de nedistorsiune** ale unui sistem liniar, iar reprezentarile lor grafice nu sunt altceva decât caracteristicile de frecventa ale unui sistem liniar fara distorsiuni (fig. 10.2):

$$|H(j\omega)| = \text{const.} - \text{caracteristica de amplitudin e}, \quad (\text{fig. 10.2, a})$$

$$\Phi(\omega) = -\omega t_0 + k\pi - \text{caracteristica de faza}, \quad (\text{fig. 10.2, b})$$

$$t_g = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega} = t_0 = \text{const.} - \text{caracteristica de timp}$$

$$\text{cu întârziere de grup.} \quad (\text{fig. 10.2, c})$$

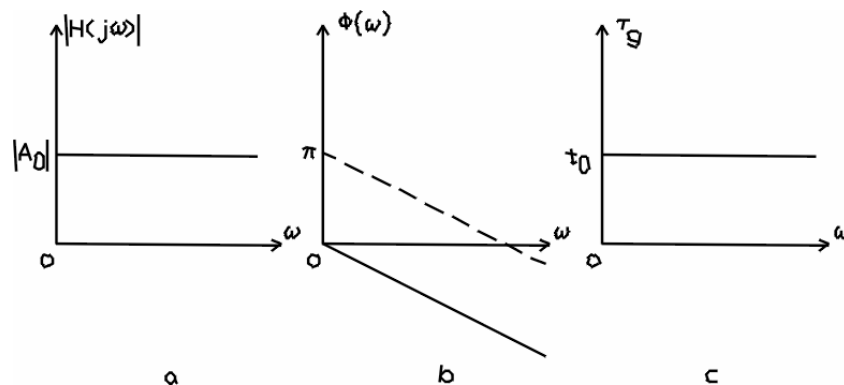


Fig. 10.2

Circuitele reale nu pot avea caracteristicile de frecventa din figura 10.2, abaterile constând în faptul ca atât $|H(j\omega)|$ cât și t_g nu sunt constante ci depind de frecventa.

Daca semnalul de intrare este sinusoidal, aceste abateri nu produc deformarea semnalului la iesire, deci nu exista distorsiuni.

În cazul când semnalul de intrare nu este sinusoidal, atunci circuitul poate altera forma acestuia, provocând distorsiuni de doua tipuri, în functie de cauza care le produce:

- distorsiuni de amplitudine;
- distorsiuni de faza.

Distorsiuni de amplitudine (sau de atenuare). Acestea sunt introduse daca $|H(j\omega)| \neq \text{constant}$ în banda ocupata cu frecventa semnalului.

Faptul ca $|H(j\omega)| \neq \text{constant}$ are ca efect multiplicarea neuniforma a componentelor cu frecvente diferite. Alura generala a caracteristicii de amplitudine este reprezentata în figura 10.3.

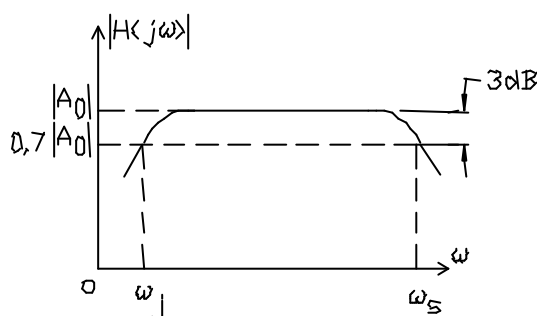


Fig. 10.3

Daca semnalul de intrare contine doua componente ale caror frecvente se situeaza în intervalul în care $|H(j\omega)| = |A_0| = \text{const.}$, atunci circuitul nu introduce distorsiuni (în masura în care și $t_g = \text{const.}$) pentru ca toate componentele sunt multiplificate la fel.

Daca însa semnalul de intrare contine și componente în afara intervalului în care $|H(j\omega)| = |A_0| =$

$= \text{const.}$, atunci, acestea nu vor mai fi multiplificate cu acelasi factor ($|A_0|$) și se produc distorsiuni de amplitudine.

În practica distorsiunile de atenuare se apreciaza deseori dupa largimea de banda în care circuitul îndeplineste conditia:

$$20 \lg \left| \frac{A_0}{H(j\omega)} \right| \leq 3 \text{ dB} \quad (6 \text{ dB}).$$

Aceasta largime de banda $[\omega_j, \omega_s]$ poarta numele de “banda la 3 dB” și corespunde unei scaderi a lui $|H(j\omega)|$ de la valoarea maxima $|A_0|$, pâna la $0.7|A_0|$ (respectiv $0.5|A_0|$), ceea ce este echivalent din punctul de vedere energetic cu înjumătățirea puterii. Cu alte cuvinte, se considera ca, practic, semnalul nu este deformat, daca spectrul sau este cuprins în intervalul $[\omega_j, \omega_s]$ (și evident $t_g = \text{const.}$).

Un exemplu. Se considera un semnal:

$$x(t) = \sin \omega_0 t - 0,5 \sin 5 \omega_0 t,$$

aplicat la intrarea unui amplificator caracterizat prin $\omega_0 < \omega_s \ll 5\omega_0$. Dacă panta caracteristicii de amplitudine în domeniul frecvențelor înalte este suficient de mare în valoare absolută, putem accepta ca armonica $5\omega_0$ este practic rejectată, fiind amplificată doar componenta de frecvență ω_0 . Semnalul de ieșire $y(t)$ va fi constituit asadar dintr-o singură componentă. În figura 10.4 sunt reprezentate grafic cele două semnale $x(t)$ și $y(t)$, observându-se diferența de formă dintre acestea.

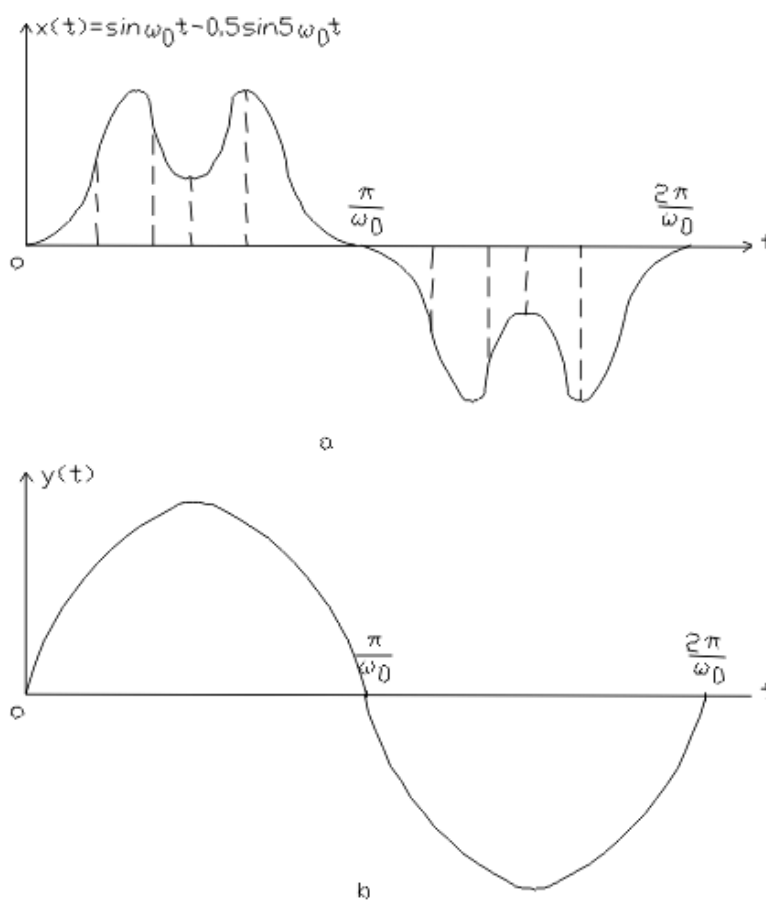


Fig. 10.4

Distorsiuni de fază (sau de întârziere de grup). Dacă defazajul introdus de circuit nu variază liniar cu frecvența, adică relațiile (10.9), respectiv (10.11) nu sunt satisfăcute:

$$t_g = -\frac{dF(\omega)}{d\omega} \neq \text{const.},$$

atunci, chiar pentru $|H(j\omega)| = \text{const.}$, semnalul de la iesire nu are aceeași formă cu semnalul de intrare, aparând astfel distorsiuni de fază. Considerând, de exemplu, ca semnalul din figura 10.4,a este aplicat la intrarea unui circuit pentru care $t_g \neq \text{const.}$, atunci se intuiește ușor că cele două componente de frecvență ω_0 , respectiv $5\omega_0$ nefiind întârziate în mod egal, la ieșire, prin suprapunerea lor se obține un semnal de altă formă decât cea inițială.

Distorsiunile de fază pot fi caracterizate într-o manieră similară cu cea descrisă în cazul distorsiunilor de amplitudine, prin lărgimea de bandă în care $t_g - t_0$ nu depășește o anumită valoare (de exemplu 0,2 μs ; 0,4 μs etc.).

În practică, distorsiunile și caracteristica de fază ale unui circuit sunt mai mult sau mai puțin importante, în funcție de domeniul de utilizare (reglare automată, televiziune, respectiv audiofrecvență etc.)

În încheierea acestui subcapitol, trebuie subliniat faptul că toate circuitele reale sunt într-o măsură mai mare sau mai mică neliniare, chiar dacă acest lucru este dorit sau nu. Efectul constă în apariția la ieșire a tuturor categoriilor de distorsiuni descrise, iar măsurarea lor se face folosind tehnici speciale, proprii fiecărui tip în parte.

10.2. MASURAREA DISTORSIUNILOR DE NELINIARITATE

Măsurarea distorsiunilor de neliniaritate se poate face în mai multe locuri: fie prin măsurarea amplitudinilor armonice, respectiv a produselor de intermodulație, fie prin raportarea puterii datorate armonice la puterea fundamentalei sau a semnalului util, sau prin măsurarea puterii produse într-o anumită bandă de frecvență de semnale din alte benzi. Acestor metode le corespund aparate specifice: analizoarele de frecvență măsoară amplitudinile componentelor unui semnal, iar distorsiometrele permit măsurarea puterii armonice.

Alegerea metodei de măsurare depinde de destinația sistemului supus analizei (măsurării)

10.2.1. Măsurarea distorsiunilor de neliniaritate cu ajutorul analizatoarelor spectrale

Este cunoscut faptul că, teoretic, oricărui semnal $x(t)$ i se poate asocia seria Fourier:

$$f_n(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^n (C_k \cos k\omega t + S_k \sin k\omega t), \quad (10.12)$$

unde:

$$C_k = \frac{2}{T} \int_T x(t) \cos k\omega t dt, \quad k \in \mathbb{N}$$

$$S_k = \frac{2}{T} \int_T x(t) \sin k \omega t \, dt, \quad k \in \mathbb{N}$$

cu $T = \frac{2\pi}{\omega}$.

Expresia (10.12) aproximeaza semnalul $x(t)$ cu atât mai precis cu cât n este mai mare, iar intervalul de timp pe care este valabila aceasta estimare depinde de tipul semnalului.

a. Daca $x(t)$ este periodic, de perioada $T = \frac{2\pi}{\omega}$ si îndeplinește anumite conditii (de exemplu: criteriul suficient al lui Dirichlet), atunci seria Fourier (10.12) este convergenta, iar suma ei coincide cu semnalul $x(t)$ pentru orice $t \in \mathbb{R}_+$, adica:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} f_n(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (C_k \cos k \omega t + S_k \sin k \omega t) = x(t),$$

în orice t punct de continuitate al lui $x(t)$, respectiv:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} f_n(t_0) = \frac{x(t_0+0) + x(t_0-0)}{2},$$

în orice t_0 punct de discontinuitate de speta I al lui $x(t)$.

Daca se considera:

$$A_k = \sqrt{C_k^2 + S_k^2}$$

si:

$$\varphi_k = -\arctg \frac{S_k}{C_k},$$

atunci se deduce ca semnalul $x(t)$, periodic cu $T = \frac{2\pi}{\omega}$, poate fi echivalat prin:

$$x(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(k \omega t + \varphi_k), \quad (10.13)$$

care reprezinta forma canonica (compacta) a seriei Fourier.

Expresiile (10.12) si (10.13) arata ca spectrul unui semnal periodic are un caracter discret, deoarece este constituit dintr-o suma de componente de frecvente distincte (0, ω , 2ω , 3ω etc.).

Aparatul caruia i se aplica la intrare un semnal periodic $x(t)$, iar la iesire furnizeaza amplitudinile A_k ale componentelor spectrale, se numeste **analizor spectral**.

b. Daca $x(t)$ este neperiodic, atunci seria Fourier (10.12) aproximeaza $x(t)$ doar într-un interval de lungime T , în afara acestuia putând exista deosebiri mari

între $f_n(t)$ și $x(t)$. În acest caz, trecerea din domeniul timp în domeniul frecvență se face cu ajutorul transformatei Fourier:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt, \quad (10.14)$$

care arată că aceste semnale, spre deosebire de cele periodice, au un spectru continuu.

Teorema Parseval (v. cursul “Semnale, circuite și sisteme”), aplicată semnalelor impuls, arată că energia impulsului este:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |X(j\omega)|^2 d\omega, \quad (10.15)$$

unde $|X(j\omega)|^2$ este **densitatea spectrală de energie**.

Puterea semnalului, mediata pe un interval T , este:

$$P = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt. \quad (10.16)$$

În cazul semnalelor de energie (putere) medie finită, aceeași putere se exprimă prin:

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt. \quad (10.17)$$

Ceea ce interesează este **densitatea spectrală de putere**, care este însă greu accesibilă, astfel încât se recurge la măsurarea puterii medii într-o bandă B . Aceasta aproximează densitatea spectrală de putere cu atât mai precis cu cât lățimea de bandă este mai mică. Expresia puterii medii a unui semnal $x(t)$ într-o bandă centrală pe frecvență f_0 este:

$$P(f_0, B) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T |x_B(t)|^2 dt. \quad (10.18)$$

În figura 10.5 este prezentată schema bloc a unui astfel de analizor spectral; acesta este format dintr-un filtru trece bandă de frecvență centrală f_0 și bandă de trecere B , urmat de un detector patratic, de tip analogic, alcătuit dintr-un bloc de ridicare la patrat și un circuit de integrare pentru realizarea medierii. Detectorul patratic se poate realiza în două variante (fig. 10.5,a și fig. 10.5,b). În ambele cazuri, la ieșirea sistemului descris, se obține un semnal proporțional cu valoarea medie a pătratului semnalului $x_B(t)$, adică cu puterea medie a semnalului în banda considerată.

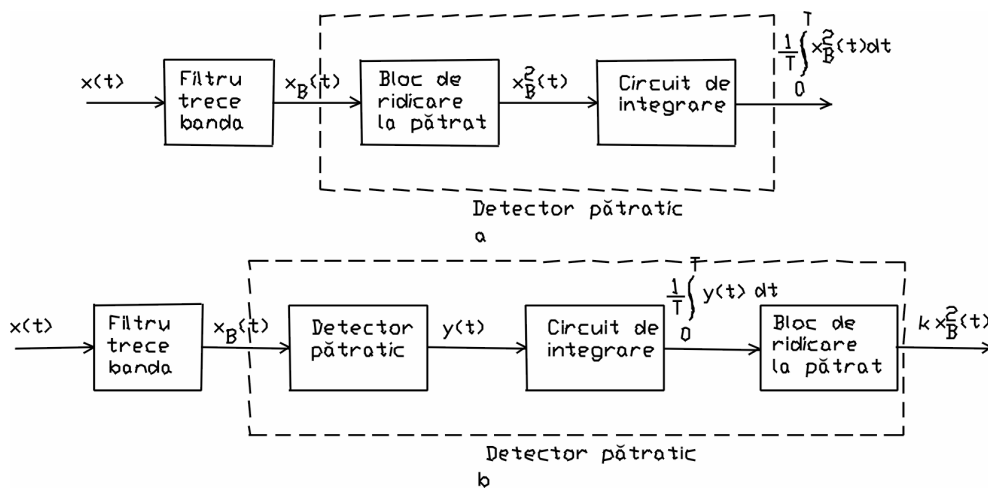


Fig. 10.5

În funcție de tehnica aleasă pentru realizarea filtrării semnalului în vederea separării componentelor spectrale, se disting mai multe tipuri de analizoare.

Analizoare în timp real. Analizările în timp real (cu filtre în paralel) conțin un sistem de k filtre conectate în paralel, la intrările cărora este aplicat semnalul de analizat (v. fig. 10.6,a). Filtrele sunt de tip trece bandă și au fiecare o bandă de trecere B_f în jurul unei frecvențe proprii f_i . Cele k filtre trebuie să acopere prin benzile lor de trecere bandă totală B , conform relației $B = k B_f$ (v. fig. 10.6,b).

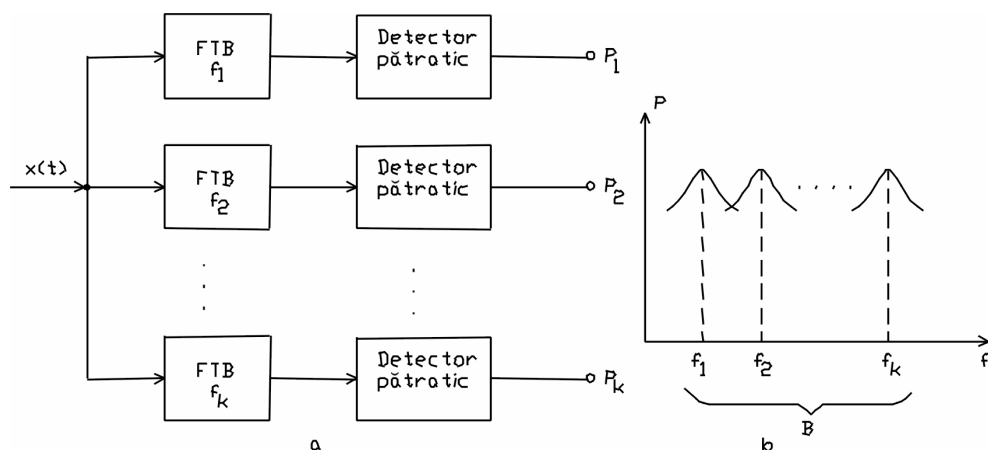


Fig. 10.6

Analizatorul în timp real evaluează densitatea spectrală de putere în k puncte pe axa frecvenței, având avantajul rapidității efectuării analizei semnalului $x(t)$, datorită faptului că extragerile componentelor spectrale se fac simultan. Durata analizei este dată de perioada T de mediere a detectorului. Teorema esanționării

impune ca $T \geq \frac{1}{B_f}$, în practica alegându-se pentru T o valoare egala cu un multiplu de $\frac{1}{B_f}$, ceea ce asigura medierea. Acest tip de analizor prezinta dezavantajul complexitatii sistemului de detectie si afisare, care ar necesita k detectoare urmate fiecare de câte un instrument de masurat. Pentru a elimina acest dezavantaj, se prefera folosirea unui sistem secvential foarte rapid, care sa preia esantioane de la iesirile detectoarelor si sa le aplice placilor de deflexie verticala ale unui osciloscop, în timp ce pe placile de deflexie orizontala se aplica un semnal proportional cu frecventa filtrului testat. În acest fel, pe ecranul osciloscopului se obtin amplitudinile componentelor semnalului analizat (fig. 10.7)

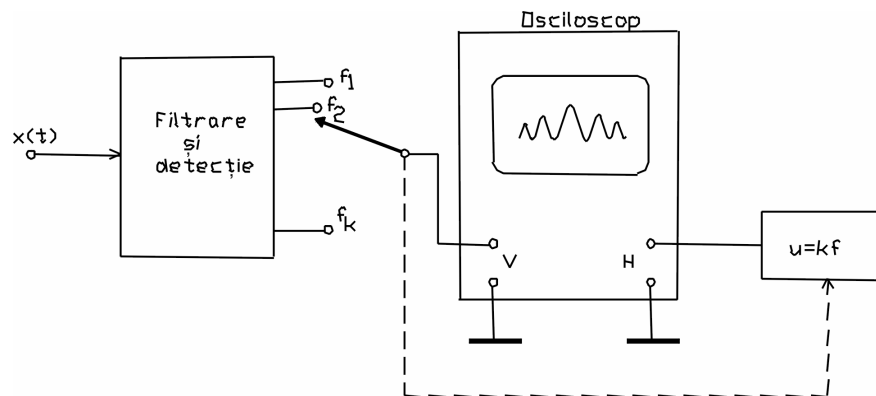


Fig. 10.7

Pentru a se îmbunătăti dinamica si precizia acestor analizoare (limitate de detectia de tip analogic), se recurge la esantionarea semnalului înaintea detectiei si folosirea unui detector de tip numeric (fig. 10.8).

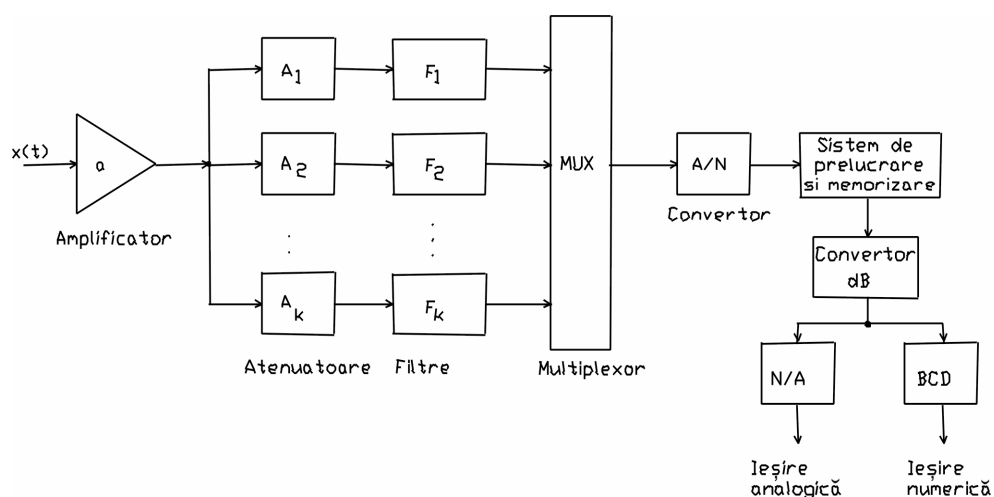


Fig. 10.8

Semnalul de analizat $x(t)$ este amplificat și aplicat apoi unui sistem de canale de atenuare și filtrare. Semnalele obținute la ieșirile filtrelor sunt aplicate la intrările unui multiplexor, care aplică esantioanele acestora, succesiv, unui convertor analog-numeric. Un sistem de prelucrare calculează și memorează media patrată a acestor esantioane sub formă numerică, iar rezultatele se pot furniza atât sub formă numerică cât și analogică. Filtrele se caracterizează prin $Q = \text{const.}$ (selectivitate constantă și un $B_f = \text{const.}$), iar timpul de integrare este reglabil.

Analizatoarele în timp real se folosesc de obicei pentru domenii de frecvență restrânse, deoarece, în cazul unor domenii B prea largi, pentru a obține o rezoluție satisfăcătoare, selectivitatea necesară filtrelor face ca numărul acestora să crească la valori inacceptabile.

Analizoare seriale. Spre deosebire de analizoarele cu filtre în paralel, analizoarele seriale realizează extragerea componentelor spectrale nu simultan, ci succesiv, folosind pentru aceasta fie un filtru acordabil, fie un oscilator și un circuit de mixare.

Analizoarele cu filtru acordabil (fig. 10.9) conțin un singur filtru, a cărui frecvență de acord este reglată succesiv la valorile corespunzătoare componentelor spectrale de către un generator de tensiune în dinți de ferăstrău aplicată, de asemenea, și pe plăcile de deflexie orizontală ale unui osciloscop. Semnalul de la ieșirea filtrului este detectat, amplificat și aplicat plăcilor de deflexie verticală, pe ecranul osciloscopului obținându-se spectrul semnalului de analizat.

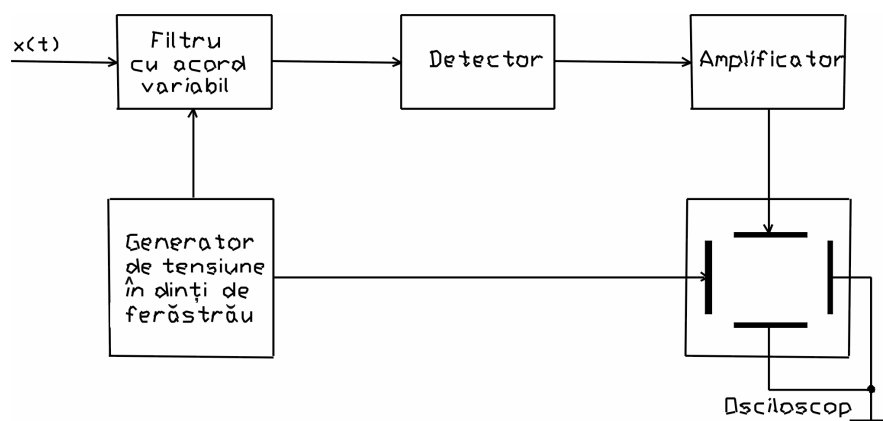


Fig. 10.9

Realizarea dificilă a filtrelor cu acord variabil face ca acest tip de analizor să aibă importanță mai mult teoretică, în practică, în locul lor fiind preferate analizoarele cu heterodinare.

Analizoarele cu heterodinare realizează extragerea succesivă a componentelor semnalului cu ajutorul unui singur filtru acordat de data aceasta pe o frecvență fixă, în timp ce baleierea spectrului este realizată prin intermediul unui

oscilator comandat de un generator de tensiune în dinti de ferăstrău, și a unui etaj de mixare (fig. 10.10). Tensiunea în dinti de ferăstrău este aplicată, de asemenea, și plăcilor de deflexie orizontală ale unui osciloscop.

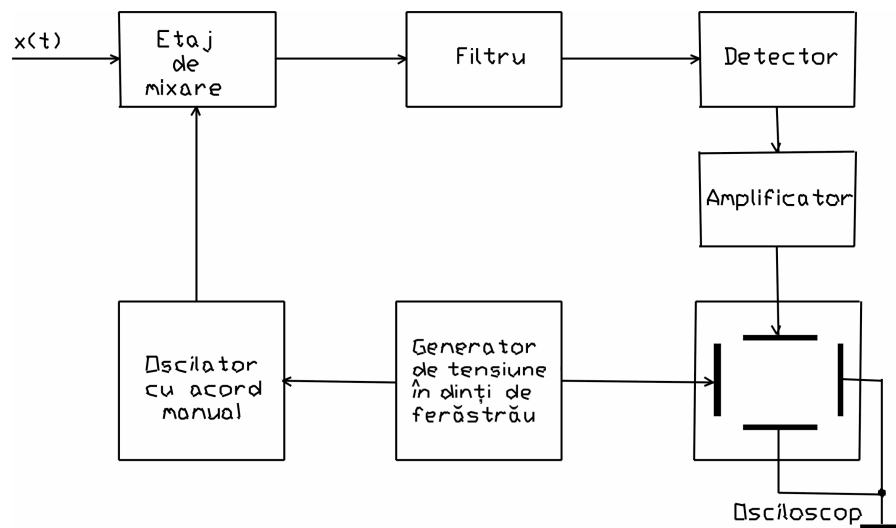


Fig. 10.10

Tensiunea de la ieșirea oscilatorului baleiază un interval de frecvențe determinat de amplitudinea tensiunii în dinti de ferăstrău, iar frecvența f_0 în jurul careia se face baleierea se fixează manual. Etajul de mixare are o caracteristică patratică și amestecă tensiunea de analizat $x(t)$ cu aceea a oscilatorului. Deoarece frecvența oscilatorului variază, se obține interferența acestuia cu armonici succesive f_x ale semnalului de analizat, iar componentele obținute $f_0 + f_x$ vor fi selectate pe rând de filtru, apoi detectate, amplificate și vizualizate. Uneori, pentru a simplifica realizarea oscilatorului, acordul și baleierea se efectuează separat de către două oscilatoare distincte.

Pentru a obține un timp de măsurare cât mai scurt, pe de o parte, și pentru a nu pierde anumite evenimente din evoluția semnalelor spectrului variabil în timp, pe de altă parte, se urmărește ca baleierea spectrului semnalului să se facă într-un interval de timp cât mai mic. Creșterea vitezei de baleiere atrage însă după sine creșterea benzii filtrului, ceea ce conduce la scăderea rezoluției analizorului. Într-adevăr, considerând că variația frecvenței oscilatorului are loc în trepte, fiecare valoare a frecvenței fiind menținută un interval de timp T în care are loc mixarea, filtrarea, detectia și afisarea componentelor spectrale, atunci, conform teoremei esanționării, acest timp T nu poate fi mai mic decât $\frac{1}{B_f}$, iar pentru k componente

spectrale, timpul minim va fi $\frac{k}{B_f}$. Micșorarea acestui timp de analiză necesită, evident, creșterea benzii B_f a filtrului, adică scăderea rezoluției.

În concluzie, antagonismul evidentiat între viteza de baleiere și rezoluția măsurării se constituie în principala limitare a analizelor cu heterodinare. Pentru a se obține totuși cu un singur filtru timpi de măsurare comparabili cu ai analizelor cu filtre în paralel, s-au cautat și găsit soluții noi, care s-au materializat în analizele cu filtru dispersiv și analize cu compresie de timp.

Analizele cu filtru dispersiv au schema bloc din figura 10.5, dar în locul filtrului de tip trece bandă este folosit un filtru de bandă largă, de construcție specială, care întârzie diferit componentele spectrale aplicate la intrare. Acestea suferă astfel o dispersie temporală, parșind filtrul și fiind apoi detectate și măsurate succesiv, în conformitate cu decalajele administrate. Dificultățile de realizare a filtrului dispersiv restrâng aria de utilizare a acestor analize la o gamă redusă de aplicații speciale.

Analizele cu compresie de timp realizează, cu un singur filtru, timpi de analiză comparabili cu cei ai analizelor cu filtru în paralel, folosind în acest scop tehnica numerică. Acest tip de analizor funcționează pe baza memorării evoluției semnalului într-un interval de timp T și a prelucrării succesive a datelor memorate, în intervale de timp foarte mici în raport cu T , variind de fiecare dată frecvența de acord a filtrului. În figura 10.11 este ilustrat schematic acest principiu de funcționare prin prezentarea “desfasuratorului” operației de analiză.

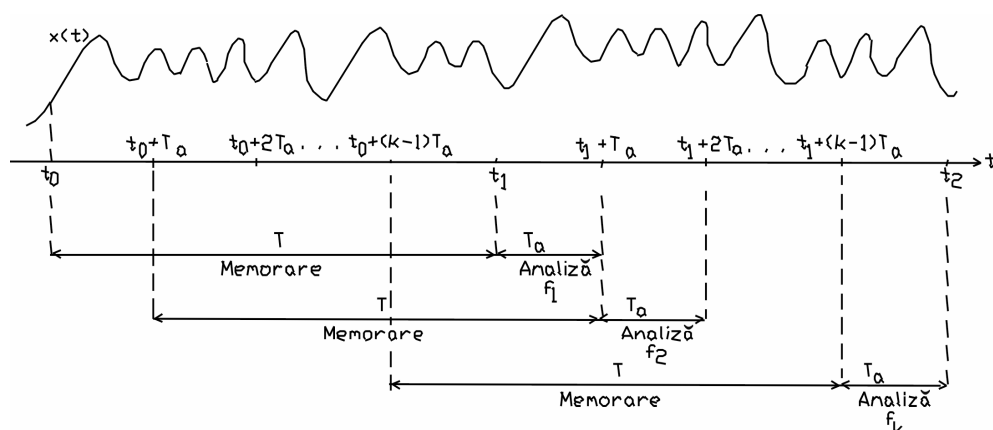


Fig. 10.11

Sistemul memorează evoluția semnalului pe o durată T între momentele t_0 și t_1 . La momentul t_1 se începe analiza datelor memorate, adică extragerea componentei de frecvență f_1 . Aceasta analiză durează un interval de timp $T_a \ll T$, până în momentul $t_1 + T_a$, la care se începe analiza datelor memorate despre evoluția semnalului în intervalul $[t_0 + T_a, t_1 + T_a]$, evident de aceeași lungime T , analiză care constă în extragerea componentă de frecvență f_2 cu ajutorul aceluiași filtru, caruia i s-a modificat frecvența de acord. Procedura se reia în continuare, în fiecare interval $[t_1 + (m-1)T_a, t_1 + mT_a]$ fiind extrasă componenta de frecvență f_m , $m \geq 1$ pe baza informației memorate despre evoluția semnalului din ultimul interval de lungime T încheiat, adică $[t_0 + (m-1)T_a, t_1 + mT_a]$.

Extragerea unui numar k de componente spectrale pe frecventele $f_1, f_2, \dots, f_k$, necesita un timp total de analiza kT_a . Daca timpul total de analiza este egal cu timpul de culegere a datelor, $kT_a = T$, atunci analizorul cu un singur filtru functioneaza în timp real.

În figura 10.12 este prezentata schema bloc a unui analizor cu compresie de timp. Acesta cuprinde trei componente principale: compresorul de timp, analizorul cu heterodinare si blocul de mediere (integrare) numeric.

Filtrul trece jos de la intrare limiteaza banda de frecvente la un interval de analiza dorit B , existând posibilitatea comutarii mai multor domenii de masurare. Din acest semnal se preia, conform teoremei esantionarii, un numar de B esantioane pe secunda, unde B este intervalul de frecvente ales. Esantioanele sunt convertite în forma numerica si apoi memorate, în ordine cronologica, în registrul de deplasare. În consecinta, viteza de esantionare si implicit numarul de esantioane memorate trebuie ajustate în functie de largimea benzii de analiza alese B , acest rol fiind îndeplinit de circuitul de temporizare si control. Acelasi circuit comanda însa apoi si extragerea datelor din registrul în care au fost memorate, dar cu o viteza mult mai mare decât aceea cu care au fost înregistrate, si apoi reconversia lor în forma analogica. Prin aceste prelucrari succesive, un semnal $x(t)$, care are în timp real o anumita variatie într-un interval T , este transformat într-un semnal care are aceeași variatie, dar într-un interval T_a mult mai scurt. Concluzia este ca semnalul $x(t)$ a suferit o compresie de timp cu un factor $\frac{T}{T_a}$ (este ca si cum $x(t)$ ar reprezenta un "arc" cu spire inegale, care este supus unei comprimari). Efectul de compresie este ilustrat în figura 10.13.

Semnalul $x(t)$ comprimat în timp este aplicat la intrarea unui analizor cu heterodinare. Aici el este supus prelucrarilor obisnuite: mixare cu un semnal de frecventa variabila generat de un oscilator comandat în tensiune, filtrare si apoi detectie. La iesirea detectorului se obtine rezultatul analizei Fourier a semnalului $x(t)$, adica amplitudinile componentelor spectrale, care sunt accesibile direct, dupa o amplificare, la iesirea 1, sau pot fi transmise unui bloc de mediere, unde se realizeaza o integrare numerica (conversie A/N , sumare, conversie N/A), în vederea determinarii puterii medii din banda B .

Timpul de analiza obtinut de un astfel de analizor este spectaculos de mic în raport cu timpul necesar unui analizor cu heterodinare obisnuit. Astfel, pentru analiza unui semnal cu o banda de 400 Hz, la o rezolutie de 1 Hz, un analizor cu heterodinare necesita un timp de masurare de 400 s, în timp ce un analizor cu compresie de timp, caracterizat printr-un interval de analiza pentru o componenta $T_a = 200 \mu s$, realizeaza masurarea într-un interval $T = KT_a = 400 \cdot 200 \cdot 10^{-6} = 80 \text{ ms}$, de 5000 ori mai mic. Principala limitare a acestui analizor este largimea de banda B a semnalelor analizate, care nu poate fi prea mare (cel mult 50 kHz), datorita faptului ca, pentru realizarea compresiei, viteza de memorare a esantioanelor data de intervalul dintre ele, care este $\frac{1}{B}$, trebuie sa fie mult mai mica decât viteza de extragere si prelucrare rapida, data de T_a . Deci $\frac{1}{B} \gg T_a$ implica $B \ll \frac{1}{T_a}$, adica B este limitata superior de compresie si analiza.

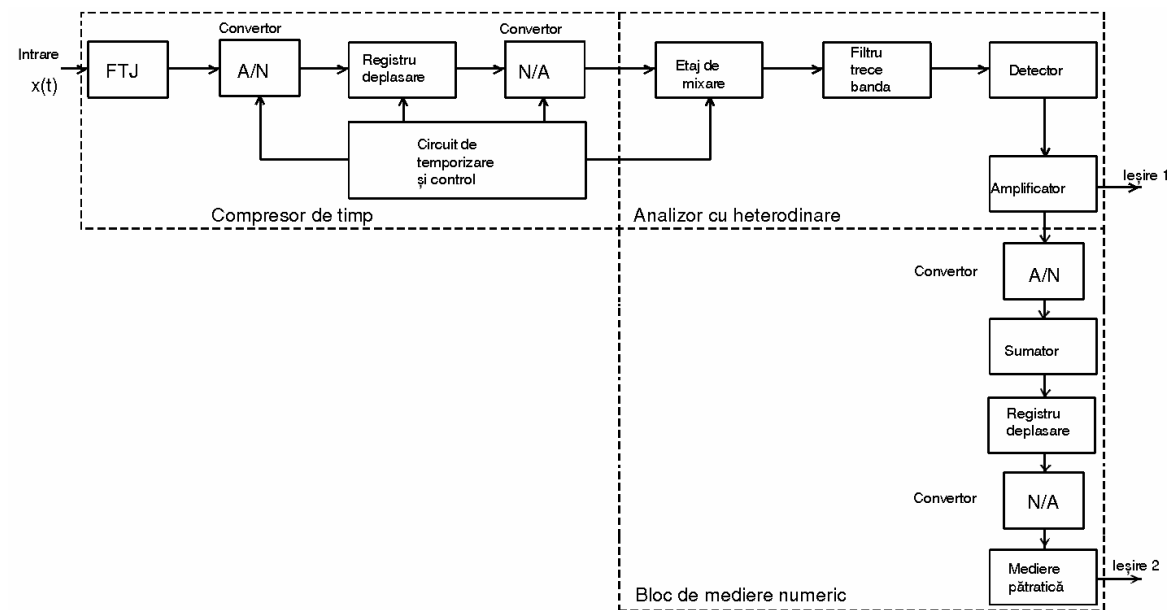


Fig. 10.12

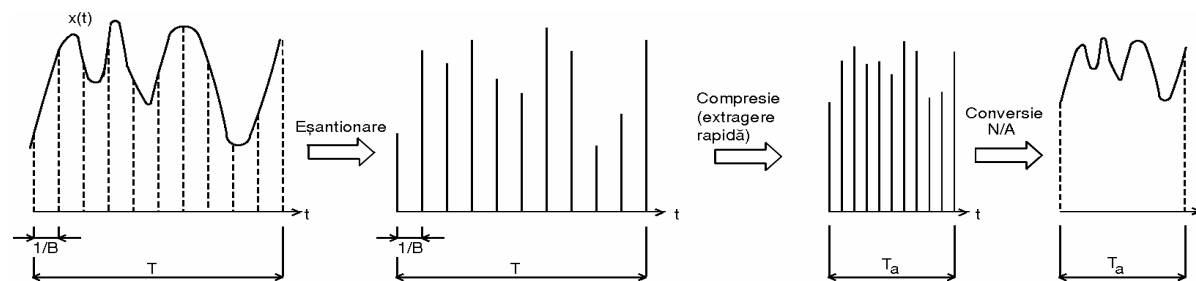


Fig. 10.13

Analizor de spectru prin corelatie. Dupa cum se stie, functia de inter-corelatie a doua semnale $x_1(t)$ si $x_2(t)$ are expresia:

$$r_{12}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_1(t) x_2(t+t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_1(t+t) x_2(t) dt, \quad (10.19)$$

unde t este decalajul dintre semnale.

Functia de autocorelatie se obtine considerând în definitia de mai sus $x_1(t) = x_2(t) = x(t)$:

$$r(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) x(t+t) dt. \quad (10.20)$$

Un sistem capabil sa genereze aceste functii se numeste **corelator** si are schema bloc din figura 10.14.

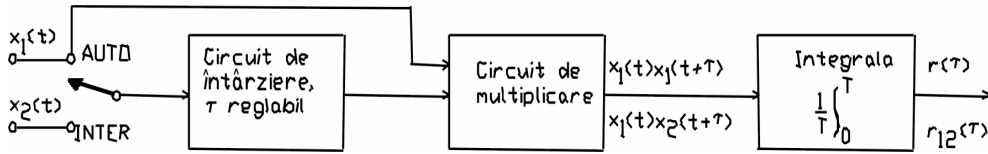


Fig. 10.14

Operatiile pot fi realizate atât prin tehnici analogice cât si prin tehnici numerice. Acestea din urma sunt bazate pe esantionarea semnalelor si calculul functiilor de corelatie, folosind relatii specifice semnalelor discrete:

$$r_{12}(p) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_{1k} x_{2k+p}, \quad (10.21)$$

$$r(p) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k x_{k+p}, \quad (10.22)$$

în care N este numarul de esantioane, iar p – decalajul.

Teorema Wiener-Hincin arata ca transformata Fourier a functiei de autocorelatie reprezinta chiar densitatea spectrala de putere $S(?)$, adica:

$$S(?) = \mathbf{F}\{r(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (10.23)$$

unde:

$$\text{Re}\{S(\omega)\} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \cos \omega t dt, \quad \text{Im}\{S(\omega)\} = - \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \sin \omega t dt. \quad (10.24)$$

Acest rezultat conduce la ideea unui analizor format dintr-un ansamblu corelator-transformator Fourier (fig. 10.15).

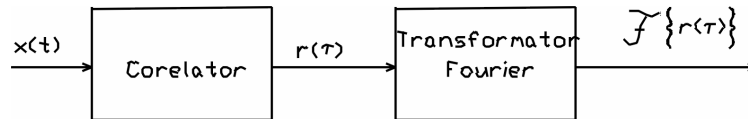


Fig. 10.15

Blocul care realizeaza transformata Fourier este detaliat în figura 10.16. El contine o memorie în care sunt înregistrate datele numerice ale functiei de autocorelatie provenite de la corelator. Un bloc special genereaza un sistem de ponderi care au rolul de a netezi spectrul în cazul semnalelor cu spectre largi de forme deosebite (cu "v rfuri" la anumite frecvente).

Într-un alt bloc de memorare sunt înregistrate valorile functiilor $\sin x$ si $\cos x$ într-un numar stabilit de puncte. Transformatorul Fourier foloseste apoi un multiplicator numeric si un integrator pentru a calcula partile reala si imaginara ale transformatei Fourier, precum si un bloc de calcul, la iesirea caruia se obtin modulul si argumentul acesteia.

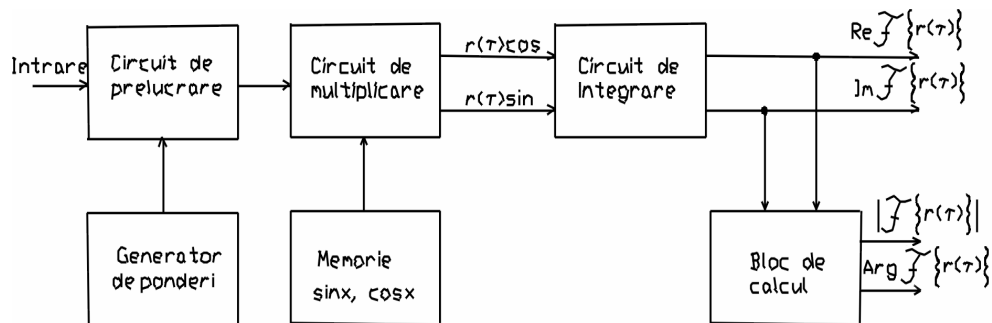


Fig. 10.16

10.2.2. Masurarea distorsiunilor de neliniaritate cu ajutorul distorsiometrelor

O alta posibilitate de evaluare a neliniarit tii sistemelor este aceea de a determina gradul de deformare a semnalului transmis prin masurarea factorului de distorsiuni. Se numeste **factor de distorsiuni** radacina patrata a raportului dintre puterea debitata în armonici si puterea debitata în fundamentala:

$$d = \sqrt{\frac{P_{arm}}{P_1}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^n U_k^2}{U_1^2}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2}}{U_1}. \quad (10.25)$$

O alta varianta de definire a factorului de distorsiuni este de a raporta puterea debitata în armonici la puterea semnalului total:

$$\delta^* = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^n U_k^2}}. \quad (10.26)$$

Definitiiile din (10.25) si (10.26) pornesc de la ideea ca la intrarea semnalului studiat se aplica un semnal sinusoidal de tip tensiune:

$$x(t) = U \sin \omega t,$$

iar la iesire, datorita neliniaritatii sistemului, raspunsul $y(t)$, de asemenea o tensiune, contine componente noi:

$$y(t) = a U \sin \omega t + \sum_{k=2}^{\infty} U_k \sin(k \omega t + \phi_k). \quad (10.27)$$

În expresia tensiunii de iesire s-a ignorat componenta continua, iar a reprezinta factorul de transfer al sistemului (amplificare în tensiune); U_k , $k\omega$, ϕ_k sunt amplitudinile, pulsatiile si fazele armonicilor.

Daca în (10.25) se tine cont de (10.27), atunci:

$$d = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{a U}. \quad (10.28)$$

Presupunând ca semnalul de intrare este el însusi distorsionat, adica:

$$x(t) = U \sin \omega t + \sum_{k=2}^{\infty} U'_k \sin(k \omega t + \phi'_k), \quad (10.29)$$

si deci este caracterizat prin propriul sau factor de distorsiuni:

$$\delta_x = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k'^2}}{U}, \quad (10.30)$$

atunci, în ipoteza ca amplitudinile U'_k sunt mici si nu introduc distorsiuni, raspunsul sistemului are expresia:

$$y(t) = a U \sin \omega t + \sum_{k=2}^{\infty} U_k \sin(k \omega t + \phi_k) + \sum_{k=2}^{\infty} a_k U'_k \sin(k \omega t + \phi_k''), \quad (10.31)$$

în care a_k si ϕ_k'' sunt amplificarea, respectiv defazajul introduse de sistem pentru armonica de amplitudine U'_k si pulsatia $k\omega$.

Daca se considera ca circuitul studiat are caracteristici de amplitudine si faza independente de frecventa, adica:

$$\begin{aligned} a_k &= a = \text{const.} \\ f_k'' &= f_k = f = \text{const.}, (\forall) k \in N, \end{aligned} \quad (10.32)$$

atunci factorul de distorsiuni masurat la iesire are expresia:

$$\delta_m = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_k + aU_k')^2}}{aU}. \quad (10.33)$$

Dupa ridicarea la patrat se obtine:

$$\delta_m^2 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}{a^2 U^2} + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_k'^2}{U^2} + 2 \frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_k U_k'}{a U^2}. \quad (10.34)$$

Daca în (10.34) se tine cont de (10.28) si (10.30), se obtine:

$$d_m^2 = d^2 + d_x^2 + 2 \frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_k U_k'}{a U^2},$$

adica:

$$d_m^2 > d^2 + d_x^2. \quad (10.35)$$

Inegalitatea (10.35) arata ca patratul factorului de distorsiuni masurat la iesire (d_m^2) este mai mare decât suma patratelor factorilor de distorsiuni ai circuitului studiat (d^2), respectiv semnalului de intrare (d_x^2). În consecinta, factorul de distorsiuni d nu se poate determina cu precizie, chiar daca se cunosc d_x , d_m , ceea ce impune utilizarea unor semnale de intrare cu factor de distorsiune d_x cât mai mici.

În practica factorul de distorsiuni este masurat cu ajutorul unor aparate speciale, numite **distorsiometre**.

Uzual acestea masoara factorul de distorsiuni d^* , definit prin (10.26). Se poate arata usor ca, pentru factori de distorsiune d de valori mici, cum este cazul tuturor aplicatiilor în care se doreste ca semnalele sa nu fie deformate, definitiile (10.25) si (10.26) conduc practic la rezultate identice. Într-adevar, ridicând la patrat se obtine:

$$d^2 = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}{U_1^2} \Leftrightarrow \frac{1}{\delta^2} = \frac{U_1^2}{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2},$$

iar:

$$d^{*2} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2} \Leftrightarrow \frac{1}{\delta^{*2}} = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}.$$

Rezulta usor ca:

$$\frac{1}{\delta^{*2}} = \frac{1}{\delta^2} + 1,$$

sau:

$$d^* = \frac{\delta}{\sqrt{\delta^2 + 1}}. \quad (10.36)$$

Se observa ca, daca d are valori mici, atunci $d^2 \ll 1$ si deci:

$$d^* \cong d. \quad (10.37)$$

Masurarea factorului de distorsiuni impune, asa cum arata definitiile (10.25) si (10.26), separarea armonicilor din semnal, adica rejectia fundamentalei. Pentru realizarea acestui lucru exista mai multe tehnici care au condus la diferite tipuri de distorsiometre.

Distorsiometre cu filtru. Distorsiometrele cu filtru contin ca element central un filtru cu rolul de a elimina din semnal fundamentala. Rejectia completa a fundamentalei si transmisia armonicilor cu factor de transfer constant sunt posibile doar teoretic, în practica acceptându-se anumite tolerante.

Filtrele folosite în distorsiometre pot fi “trece sus” sau “opreste banda”.

Caracteristica de amplitudine normata a unui filtru “trece sus” este reprezentata în figura 10.17 si arata ca, odata cu eliminarea fundamentalei, sunt rejectate din semnal toate componentele spectrale de frecvente mai mici ca a fundamentalei, ceea ce constituie un avantaj.

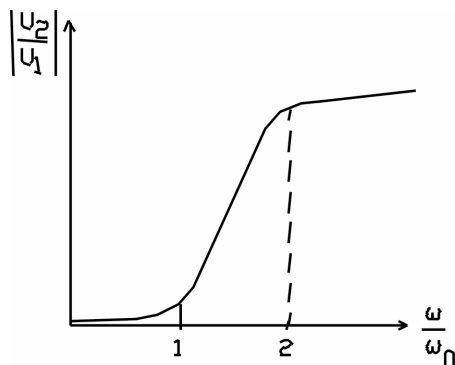


Fig. 10.17

Dezavantajul acestui tip de filtru este acela ca, în general, are frecventa de taiere (punctul de frângere) fixa.

Spre deosebire de acestea, filtrele “opreste banda” au caracteristici de amplitudine care permit doar rejectarea fundamentalei, lasând sa treaca atât componentele de frecvente mai mari (armonicile) cât si cele de frecvente mai mici (zgomote provenite din sursele de alimentare), ceea ce constituie un dezavantaj. Pe de alta parte, aceste filtre au avantajul ca valoarea frecventei

rejectate poate fi reglata (între anumite limite). Alura caracteristicii de amplitudine a unui filtru “opreste banda” este reprezentata în figura 10.18.

În figura 10.19 este reprezentat schematic principiul de masurare al factorului de distorsiuni.

Valoarea efectiva $U_{ef\ tot} = U_1$ a întregului semnal este masurata de un voltmetru conectat înainte de filtru, iar valoarea efectiva $aU_{ef\ arm} = U_2$ a semnalului din care a fost eliminata fundamentală si contine doar armonici, este masurata de un al doilea voltmetru, plasat dupa filtru (s-a presupus ca filtrul introduce o atenuare constanta tuturor armonicilor). În aceste conditii, factorul de distorsiuni este:

$$\delta = \frac{U_{ef\ arm}}{U_{ef\ tot}} = \frac{U_2}{aU_1}$$

si poate fi calculat daca se cunosc valorile efective ale tensiunilor de la intrarea si iesirea filtrului, precum si atenuarea filtrului în banda de trecere.

Deoarece calculul raportului este incomod în practica, sau cautat variante constructive care sa evite acest lucru. Un exemplu este prezentat în figura 10.20.

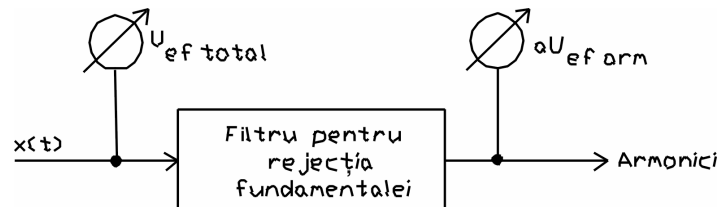


Fig. 10.19

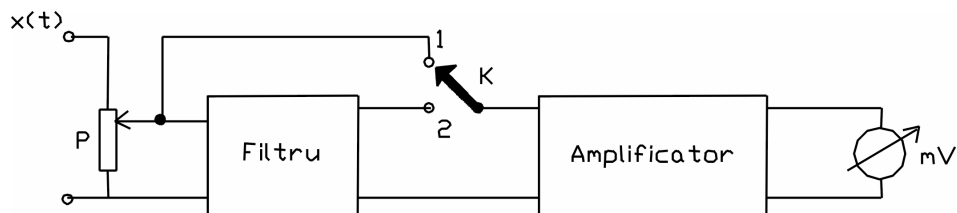


Fig. 10.20

Modul de operare cu acest distorsiometru cuprinde doua etape, corespunzatoare celor doua pozitii ale comutatorului K. La început se trece comutatorul în pozitia 1 si, cu ajutorul potentiometrului P, se regleaza nivelul semnalului de

intrare, astfel încât acul indicator al milivoltmetrului să ajungă în dreptul unui reper fix, deci:

$$U_1 = U_{ef\ tot} = \text{const.}$$

Apoi, se trece comutatorul în poziția 2 și se citește valoarea tensiunii de ieșire indicată de milivoltmetru:

$$U_2 = aU_{ef\ arm} = adU_{ef\ tot}.$$

Deoarece $U_{ef\ tot} = \text{const.}$, rezulta că:

$$U_2 = kd, \quad (10.38)$$

ceea ce arată că deviația acului milivoltmetrului este proporțională cu factorul de distorsiuni. În concluzie, cadranul milivoltmetrului poate fi gradat în valori ale factorului de distorsiuni, care, astfel poate fi citit direct.

Un aspect foarte important este acela al stabilității în frecvență a generatorului de semnal. În cazul distorsiometrelor cu filtru “trece sus”, eventualele mici variații ale frecvenței fundamentale, produse de instabilitatea generatorului, nu aduc prejudicii semnificative operației de măsurare, deoarece forma caracteristicii de amplitudine a acestui filtru produce în continuare transmisia armonicilor, iar rejectia fundamentalei, deși modificată, continuă să aibă loc. Situația este cu totul altă în cazul filtrelor “oprește banda”, unde o mică variație a frecvenței fundamentale compromite operația de măsurare. Într-adevăr, forma caracteristicii de amplitudine a filtrului “oprește banda” face ca, în cazul modificării frecvenței fundamentale, aceasta să treacă prin filtru în loc să fie rejectată, ceea ce determină creșterea falsă a factorului de distorsiuni. În această situație apare ideea folosirii unui filtru mai puțin selectiv, care să asigure rejectia fundamentalei și în cazul descris. Soluția folosirii unui filtru mai puțin selectiv nu este însă acceptabilă, deoarece, în condiții normale, de stabilitate bună a frecvenței fundamentale, ar fi atenuată nepermis de mult armonica a doua, ceea ce ar conduce la un factor de distorsiuni mai mic, deci mai bun, dar fals. În concluzie, distorsiometrele cu filtre “oprește banda” trebuie folosite cu generatoare de semnal cu stabilitate bună.

Există însă distorsiometre care asigură o măsurare precisă chiar în cazul instabilității (în anumite limite) în frecvență a generatorului. Acestea sunt distorsiometrele cu acord automat.

Distorsiometre cu acord automat. Aceste distorsiometre prezintă avantajul acordării automate în vederea rejectării fundamentalei și permit citirea directă a factorului de distorsiuni. Acordul automat elimină erorile inerente cauzate de imprecizia acordării manuale, pe de o parte, și de instabilitatea frecvenței semnalului analizat, pe de altă parte. Un alt avantaj rezulta din posibilitatea utilizării unor filtre foarte selective pentru rejectia fundamentalei.

Schema bloc a unui astfel de distorsiometru este prezentată în figura 10.21.

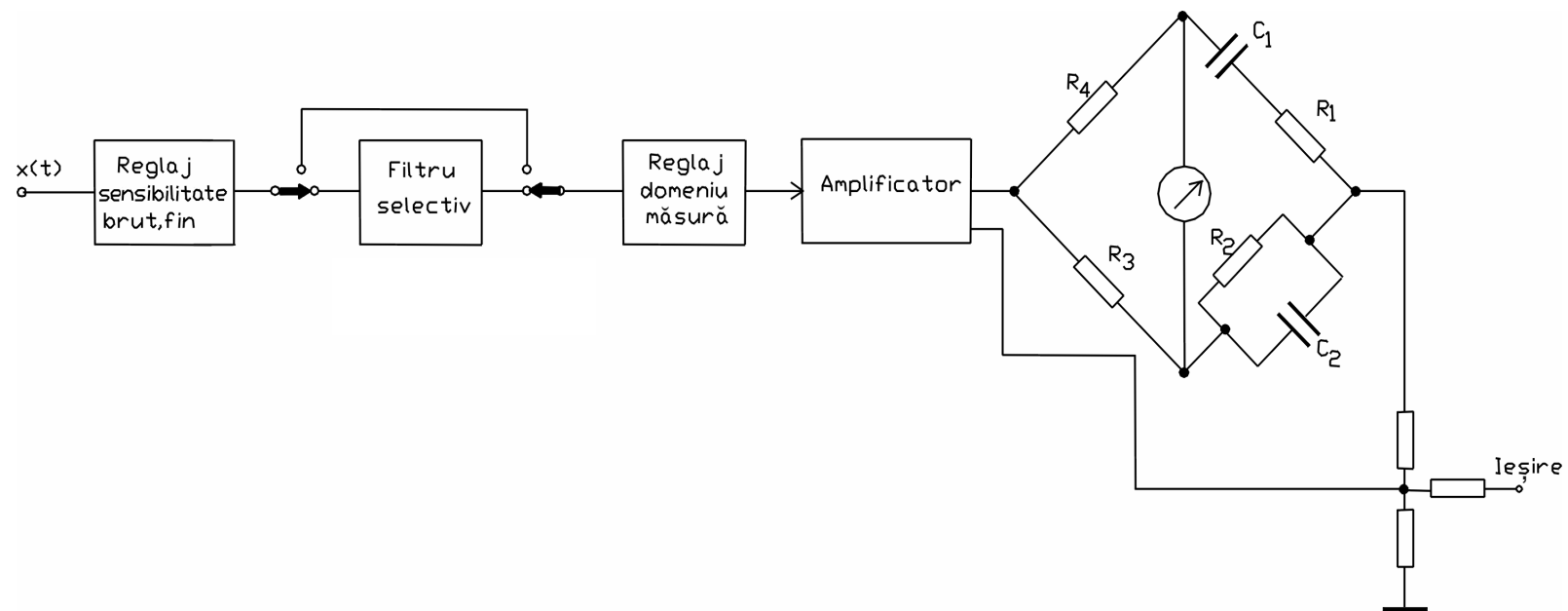


Fig. 10.21

Aparatul este compus dintr-un filtru selectiv si un circuit pentru acordul automat. Acesta din urma are ca elemente centrale o punte Wien si doua detectoare sensibile la faza, care furnizeaza un semnal de eroare, proportional cu valoarea si semnul defazajului dintre semnalul de dezechilibru din diagonala detectoare a puntii si semnalul din diagonala sa de alimentare. Acest semnal are rolul de a ajusta, printr-un cuplaj optic, valorile elementelor rezistive R_1 , R_2 si R_3 din bratele puntii, în vederea anularii defazajului.

Acordul puntii se realizeaza în etape: operatorul efectueaza un acord preliminar, aproximativ, prin ajustarea valorile condensatoarelor C_1 si C_2 ale puntii, dupa care se trece în regim de lucru automat, în care se obtine acordul pe frecventa dorita, circuitul functionând ca un sistem de reglare automata dupa abatere a frecventei de acord.

Aparatul contine, de asemenea, elemente pentru reglajul brut (în trepte) si fin (continuu) al sensibilitatii precum si pentru modificarea domeniului de masurare.

10.3. MASURAREA DISTORSIUNILOR DE INTERMODULATIE

Asa cum am precizat în subcapitolul 10.1, daca la intrarea unui circuit neliniar se aplica un semnal constituit dintr-o suma de componente de frecvente diferite, atunci raspunsul va contine, pe lânga componentele pe frecventele de la intrare si armonicile acestora, si componente pe frecvente reprezentând combinatii liniare ale frecventelor de intrare, numite *produse de intermodulatie*. În aceasta situatie, care este de altfel foarte des întâlnita în practica, distorsiunile nu mai pot fi evaluate prin factorul de distorsiuni definit anterior si masurat cu ajutorul distorsiometrelor, ci se impune definirea unei marimi speciale pentru aprecierea gradului de deformare a semnalului si implicit gasirea unor metode de masurare adecvate.

Marimea propusa în acest caz este **coeficientul de distorsiuni de intermodulatie**.

Considerând ca la intrarea circuitului studiat se aplica simultan doua semnale sinusoidale de amplitudini U_1 si U_2 si frecvente f_1 si f_2 , atunci, prin definitie, coeficientul de distorsiuni de intermodulatie este:

$$c_d = \frac{U_d}{U_1 + U_2} , \quad (10.39)$$

unde U_d este amplitudinea componentei de joasa frecventa, $f_1 - f_2$, rezultata prin intermodulatie. În concluzie, coeficientul de distorsiuni de intermodulatie este utilizat pentru aprecierea globala a comportarii circuitelor neliniare în cazul aplicarii simultane a doua semnale. Valoarea acestui coeficient nu depinde de frecventele f_1 si f_2 , cu conditia ca diferenta dintre ele sa fie relativ mica (de la zeci

de Hz la mii de Hz), iar în intervalul dintre ele caracteristica de amplitudine a circuitului sa nu aiba o panta mare.

Coeficientul de distorsiuni de intermodulatie se determina cu ajutorul formulei (10.39) dupa masurarea amplitudinilor U_1 , U_2 si U_d , asa cum se arata schematic în figura 10.22.

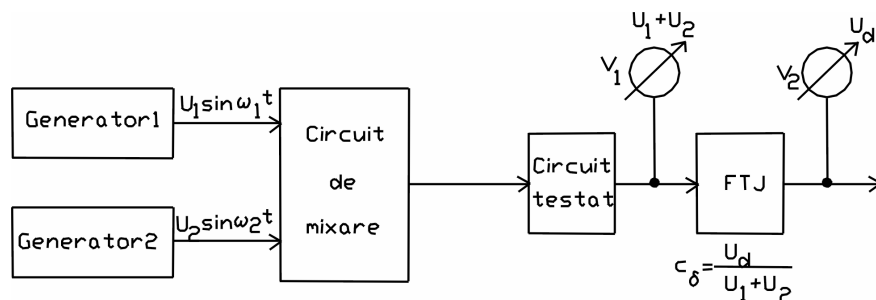


Fig. 10.22

Voltmetrul V_1 este unul de vârf si masoara valoarea maxima $U_1 + U_2$ a tensiunii obtinute prin amestecul celor doua semnale, iar voltmetrul V_2 masoara amplitudinea U_d a componentei de joasa frecventa ($\omega_1 - \omega_2$) separata de filtrul “trece jos”.

Aparatele care masoara coeficientul de distorsiuni de intermodulatie se numesc **intermodulometre**. Schema bloc a unui intermodulometru este prezentata în figura 10.23 si contine doua elemente principale: intermodulatorul, care genereaza semnalul complex ce urmeaza a fi aplicat circuitului testat si modulometrul, care permite evaluarea coeficientului de distorsiuni de intermodulatie.

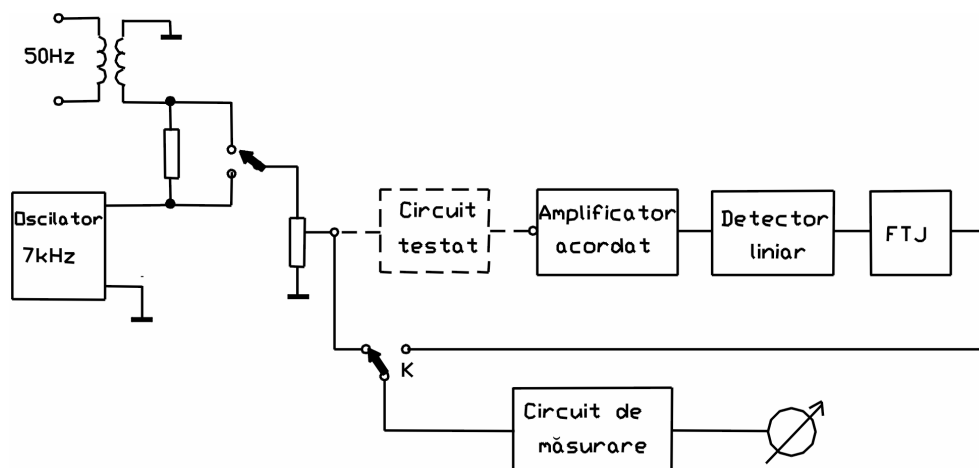


Fig. 10.23

Semnalul complex este produs pornind de la doua semnale de frecvente fixe. Unul are frecventa $f_1 = 50$ Hz si provine de la o înfasurare a transformatorului de

retea, iar celalalt, de frecventa $f_2 = 7$ kHz, este generat de un oscilator. Cele doua semnale sunt amestecate într-o retea rezistiva care, împreuna cu transformatorul si oscilatorul, formeaza intermodulatorul. Tensiunea rezultata în urma amestecului în retea rezistiva constituie semnalul complex care va fi aplicat circuitului supus studiului printr-un montaj potentiometric. Tensiunea de la iesirea acestuia este aplicata modulometrului constituit dintr-un amplificator acordat pe 7 kHz care suprima complet componentele de 50 Hz, un detector liniar, un filtru “trece jos” cu o caracteristica de amplitudine plata pâna la aproximativ 600 Hz, care rejecteaza toate componentele de frecvente peste 700 Hz, si un circuit de masurare.

Comutatorul K aplica circuitului de masurare pe rând semnalul modulat si semnalul de la iesirea filtrului, permitând astfel compararea amplitudinii semnalului total cu amplitudinea componentei de joasa frecventa din cadrul produsului de intermodulatie. Circuitul de masurare are impedanta de intrare mare (1 M Ω), sensibilitate reglabila si se comporta liniar într-o banda de frecvente cuprinsa între 10 Hz si 50 kHz.