

Prelegerea nr. 12

MODULATOARE ȘI DEMODULATOARE DE MĂSURARE

În unele aparate electronice se pune problema amplificării cu 60 ... 100 dB a unor tensiuni lent variabile (cvasicontinue), cu componente variabile de cel mult câteva zeci de Hz și cu nivel foarte scăzut (μV sau mV). Deoarece amplificatoarele cu cuplaj direct au derivate de zero semnificative, dacă nu se iau precauții speciale, utilizarea lor nu se justifică decât în aplicații cu semnale care ocupă benzi de frecvență largi.

Problema amplificării tensiunilor cvasicontinue se simplifică însă dacă semnalul se transformă în tensiuni alternative modulate sau în impulsuri modulate, adică în tensiuni periodice a căror amplitudine și fază sau frecvență și fază redau informația conținută în tensiunea cvasicontinuă sub forma valorii și polarității sale. Sistemul de modulație cel mai folosit în acest scop este modulația liniară de amplitudine cu purtătoarea suprimate.

În conformitate cu teorema eșantionării, frecvența purtătoare trebuie să fie de cel puțin două ori mai mare decât componenta de frecvență cea mai înaltă cuprinsă în spectrul tensiunii lent variabile cu care trebuie să se facă modularea, pentru ca semnalul să se poată reproduce exact.

Structura unui amplificator de tensiune lent variabilă cu modulare-demodulare este dată în fig. 13.1.

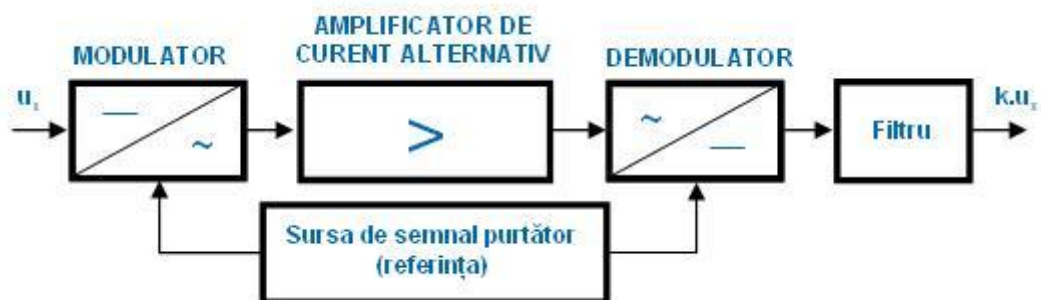


Figura 13.1

Pentru realizarea modulatorilor se utilizează mai multe tipuri de dispozitive: comutatorul electromagnetice, diodele semiconductoare, tranzistoare bipolare și cu efect de câmp, diode varicap.

Modulator cu comutator electromagnetice

O schemă de modulator cu comutator electromagnetice și transformator este dată în fig. 13.2 a, iar în fig. 13.2 b, c, d se descriu elemente de echivalență ale acestuia.

Sistemul constituit din sursa de tensiune cvasicontinuă U_1 , comutatorul electromagnetice și transformatorul cu priză mediană este echivalent cu un generator de tensiune cu formă de undă dreptunghiulară, debitând pe una din jumătățile primarului transformatorului (fig. 13.2 b).

Forma de undă a generatorului de tensiune echivalent debitând pe jumătate din primar este prezentată în fig. 13.2 c. Se observă că între cele două semiunde dreptunghiulare rămâne câte un interval de timp Δt , corespunzător trecerii armăturii mobile a comutatorului de pe contactul 1 pe contactul 2, timp în care tensiunea este zero.

Intervalul Δt este mic în raport cu durata unei semiunde dreptunghiulare (sub 10%) și efectele sale sunt neglijabile.

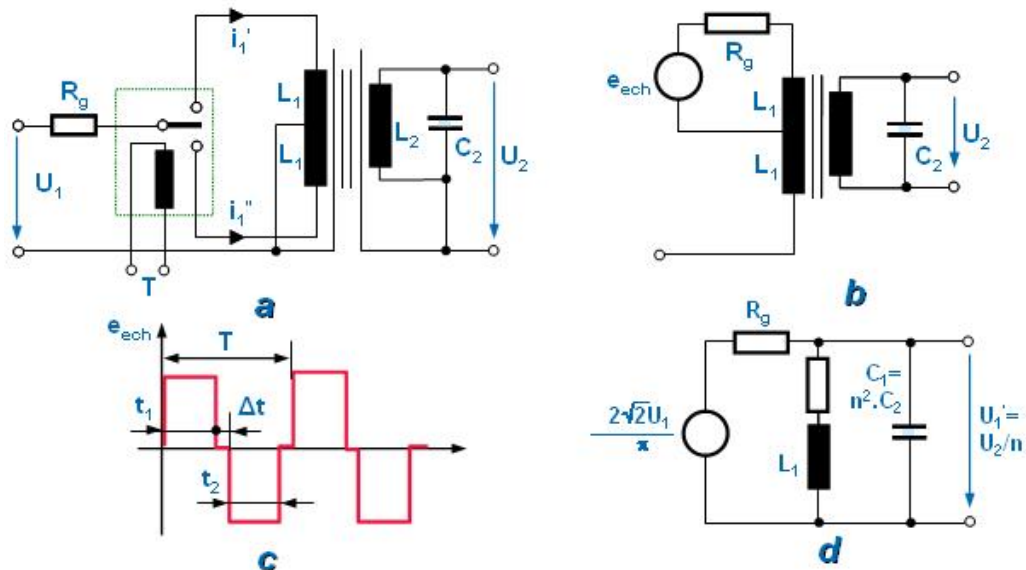


Figura 13.2

Secundarul transformatorului este de cele mai multe ori acordat pe frecvența de comutație, astfel încât singura componentă importantă a unei dreptunghiulare din primar este fundamentală, având valoarea efectivă:

$$U_{ef} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1 \approx 0,9 \cdot U_1$$

Se consideră transformatorul ca fiind ideal. Circuitul echivalent al sistemului, referit la primar pentru componenta fundamentală este dat în fig. 13.2. d.

Modulatorul cu comutator electromagnetic are câteva dezavantaje majore:

- **frecvența purtătoare nu poate depăși ordinul sute de Hz (cu greu se depășește 1 kHz din cauza problemelor legate de inerția sistemului mecanic);**
- **fiabilitatea este scăzută datorită uzurilor rapide la solicitările dinamice mari;**
- **reglarea și întreținerea impun personal cu calificare ridicată, crescând costul întreținerii și reparațiilor.**

Modulatorul de acest tip se utilizează la prelucrarea semnalelor slabe (de ordinul μV și nA), datorită tensiunilor reziduale și a curenților de fugă foarte mici ce caracterizează contactul mecanic.

Modulatoare cu tranzistoare bipolare

În fig. 13.3 a, b sunt prezentate două scheme tipice de modulatoare cu tranzistoare bipolare. Schemele derivă din modulatorul cu comutator electromagnetic, prin înlocuirea contactelor mecanice cu comutatoare statice cu tranzistoare. Datorită lipsei pieselor în mișcare sunt mai sigure în funcționare și crește frecvența maximă de lucru.

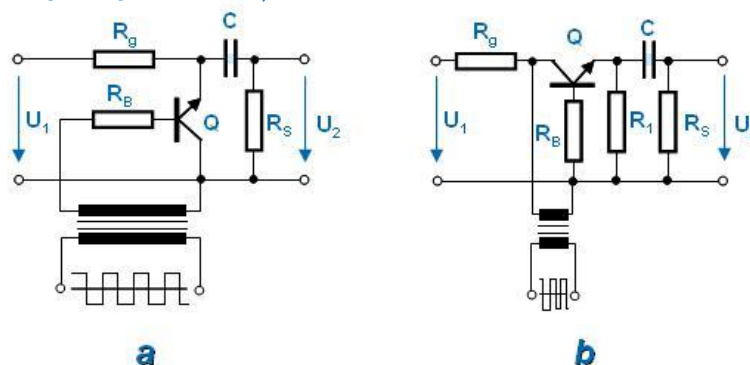


Figura 13.3

Circuitul din fig. 13.3 a este un modulator de tip paralel, iar în fig. 13.3 b este un modulator de tip serie. Condensatorul C suprimă compo-nenta continuă din circuitul de intrare, la ieșirea modulatorilor apărând tensiunea alternativă (semnalul modulat).

Pentru modulatorul serie, rezistența R_1 asigură închiderea circuitului de ieșire al tranzistorului. Se observă posibilitatea de a separa galvanic circuitul modulator de generatorul frecvenței purtătoare, comanda în baza tranzistoarelor fiind făcută prin transformatoare de impuls.

Performanțele electrice ale acestor modulatori sunt cu atât mai bune cu cât se utilizează tranzistoare cu caracteristici de comutație mai bune. Se observă de asemenea utilizarea conexiunii inversate a tranzistoarelor, deoarece în conexiune inversată tensiunile reziduale sunt mult mai mici decât în conexiune directă și se reduce nivelul minim al semnalelor ce pot fi tratate cu aceste modulatori.

Modulatori cu tranzistoare cu efect de câmp

Modulatorii cu tranzistoare cu efect de câmp pun în valoare caracteristicile de comutație ale acestor dispozitive (în principal raportul foarte mare al rezistențelor pentru starea de blocare și de conducție).

În fig. 13.4 este schema electrică a unui modulator cu tranzistor cu efect de câmp cu joncțiuni.

Circuitul corespunde unui modulator de tip paralel. Dioda D compensează curentul rezidual al tranzistorului în stare blocată. Pe catodul diodei (cu siliciu) se aplică semnal (dreptunghiular) în antifază cu semnalul de comandă al comutatorului din modulator (aplicat pe poarta TEC-ului).

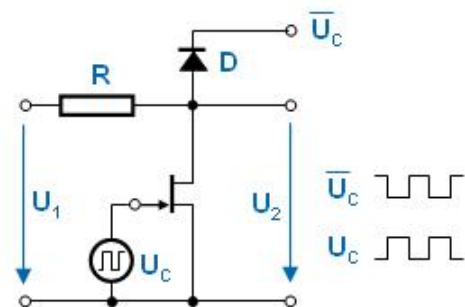


Figura 13.4

Modulatori cu diode varicap

În fig. 13.5 a, b se prezintă două modulatori în punte cu două, respectiv patru diode varicap.

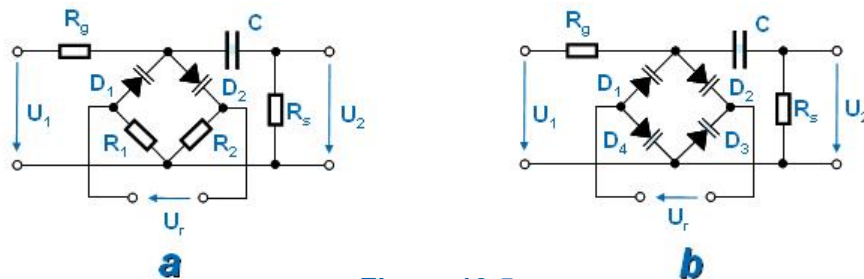


Figura 13.5

Pentru schema cu două diode din fig. 13.5 a, condiția de echilibru a punții (în curent alternativ), are forma (13.1):

$$R_1 \cdot X_2 = R_2 \cdot X_1 \quad (13.1)$$

Dacă capacitățile (diodelor varicap) ar fi fără pierderi, iar rezistențele nu ar avea și componente reactive, echilibrul punții ar fi independent de frecvență și s-ar folosi un singur reglaj pentru echilibrarea inițială.

Practic însă, pentru a compensa efectul mărimilor parazite, se adaugă trimeri în paralel cu rezistențele din punte. Condensatoarele C din ambele scheme împiedică apariția tensiunii continue (modulatori) în circuitul rezistenței de sarcină R_s .

Tensiunea cvasicontinuă (U_1), care modulează purtătoarea (U_r) de înaltă frecvență, funcție de polaritatea sa, mărește capacitatea unei diode varicap și o micșorează pe a celeilalte, dezechilibrând puntea.

Ca urmare, pe diagonala verticală va apărea o tensiune alternativă cu frecvența purtătoarei și amplitudine dependentă de tensiunea de intrare (modulatoare). Acest semnal se transferă prin condensatorul C și apare pe rezistența de sarcină R_s .

Considerând puntea cu brațe egale, sunt valabile relațiile:

$$R_1 = R_2 = R \quad X_1 = X_2 = X$$

Dacă variațiile de semn contrar ale celor două capacități (de la diodele varicap) vor fi egale, tensiunea de dezechilibru a punții va fi de forma (13.2):

$$U = \frac{U_1}{2} \cdot \frac{\Delta X}{X} \tag{13.2}$$

Tensiunea de dezechilibru, ce se obține la o tensiune continuă de intrare dată, este proporțională cu tensiunea de alimentare a punții și cu sensibilitatea diodei varicap. Pentru montajul în punte cu patru diode varicap, sensibilitatea modulatorului se dublează însă crește prețul. În ambele montaje se pune problema împerecherii riguroase a diodelor, ceea ce creează anumite dificultăți în realizare și întreținere.

Aplicațiile modulatorilor cu diode varicap se referă la semnale furnizate de surse de tensiune cu impedanțe interne foarte mari (de exemplu mai mari de $10^{10} \Omega$, la traductoarele de concentrație). Acest fapt provine din impedanța de intrare extrem de ridicată a modulatorilor de acest tip (se obține ușor $10^9 \Omega$).

Pentru a menține aceste valori foarte mari ale impedanțelor de intrare, trebuie să se evite intrarea în conducție a diodelor. Îndeplinirea acestei condiții impune să nu se depășească valoarea de 30 ... 50 mV (efectiv) pentru tensiunea de alimentare a punții. Montajele prezintă derivate foarte mici, de ordinul 0.1 ... 0.2 $\mu V/^\circ C$, ceea ce este un avantaj însemnat.

Pentru a înlătura efectul perturbațiilor electromagnetice (ce se pot manifesta foarte pregnant având în vedere impedanțele foarte mari ale circuitelor), etajul ce preia informația se face acordat pe frecvența f a purtătoarei. În acest mod se obține un circuit cu discriminare de frecvență.

Amplificator cu modulare cu trenuri de impulsuri

Se prezintă în continuare un amplificator cu modulare în amplitudine a impulsurilor.

Schema circuitului este dată în fig. 13.6 a, iar în fig. 13.6 b sunt formele de undă care caracterizează funcționarea amplificatorului.

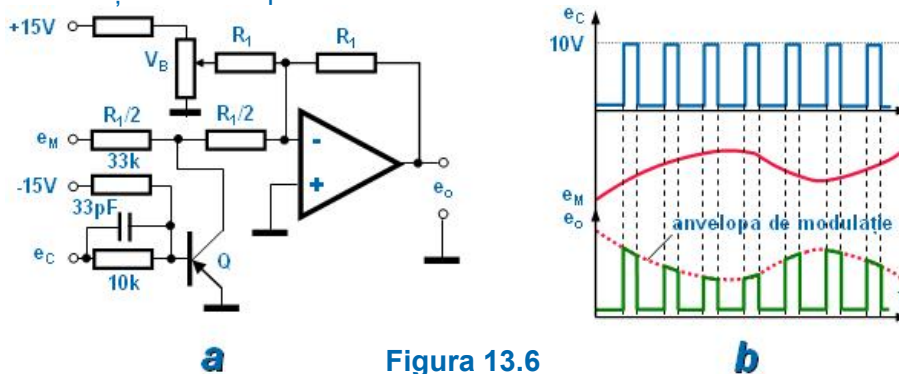


Figura 13.6

În acest circuit, trenul de impulsuri aplicat la intrarea e_c comută tranzistorul Q între stările **ON** și **OFF**. Tensiunea de intrare (modulatoare) e_M este în permanență negativă și variază în domeniul 0 ... -10 V. Semnalul de comandă (purtătoarea) comută pe nivele de 0, respectiv +10 V. Când e_c este la nivelul de +10 V, tranzistorul Q este blocat (**OFF**) și la ieșire se obține tensiunea:

$$e_{o\text{off}} = -e_M - V_B$$

Când e_c are nivelul de 0 V, tranzistorul Q se saturează (ON), iar la ieșirea amplificatorului se obține tensiunea:

$$e_{oon} = -V_B - 2 \cdot V_{CEsat}$$

Tensiunea V_B se introduce pentru a permite compensarea tensiunii de decalaj la ieșirea amplificatorului operațional datorat tensiunii de saturație a tranzistorului modulator. Pentru a reduce efectul tensiunii de saturație se recomandă utilizarea unui tranzistor de comutație. O altă cale de reducere a tensiunii de saturație o constituie utilizarea conexiunii inversate a tranzistorului. Această soluție prezintă însă dezavantajul limitării gamei dinamice a semnalului de intrare (nu poate depăși V_{BER} , tipic 5V).

În locul tranzistorului bipolar se poate folosi un tranzistor cu efect de câmp. Decalajul în starea ON va fi mai mic în acest caz.

Demodulatoare

Așa cum rezultă din schema prezentată în fig. 13.1, după amplificarea tensiunii modulate (într-un amplificator de curent alternativ), se pune problema extragerii semnalului cvasicontinuu (modulator) amplificat, păstrând forma și polaritatea inițială. Această operațiune este realizată de blocul demodulator. Funcție de modul în care se realizează operațiunea de demodulare întâlnim:

- detectoare nesensibile la fază
- detectoare sensibile la fază

Detectoare nesensibile la fază

În anumite aplicații nu ne interesează decât mărimea semnalului de intrare, polaritatea sa fiind neesențială sau implicită. Pentru extragerea informației despre semnal se pot utiliza detectoare nesensibile la fază.

Detector nesensibil la fază cu diode

Detectoarele nesensibile la fază se bazează pe circuite simple (fig. 13.7 a, b).

Detectorul din fig. 13.7 a este un montaj în punte, iar cel din fig. 13.7 b, montaj semipunte. Primul circuit are o sensibilitate dublă față de cel de-al doilea.

Pentru montajul în punte, valoarea de curent continuu I_c ce se obține este :

Dezavantajele acestor detectoare se referă la neliniaritatea (de tip prag de sensibilitate) ce duce la lipsa de sensibilitate la valori reduse ale tensiunii de intrare și lipsa posibilității de a sesiza inversarea fazei curentului redresat.

Pentru aplicații cu valori mici ale tensiunii de intrare se pot utiliza redresoare de precizie.

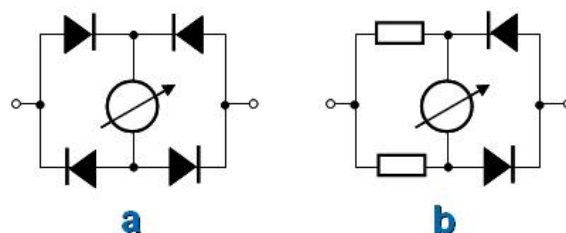


Figura 13.7

Detectoare sensibile la fază

Principala caracteristică a unui detector sensibil la fază este aceea că oferă la ieșire un semnal care depinde de defazajul dintre semnalul de intrare și un semnal de referință.

Utilizarea acestor detectoare permite rezolvarea problemelor legate de detectorul de nul pentru echilibrarea punților în curent alternativ, având în vedere faptul că aceste detectoare reacționează și la semnul mărimii măsurate, ceea ce asigură și stabilirea sensului reglajului.

Detector sensibil la fază cu comutator electromagnetic

Schema de principiu a unui astfel de detector este dată în fig. 13.8, iar formele de undă corespunzătoare în fig. 13.9.

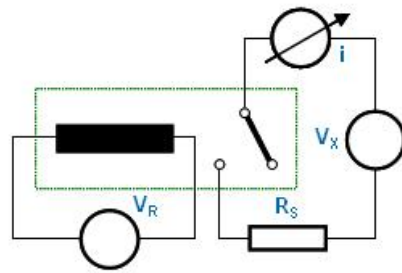


Figura 13.8

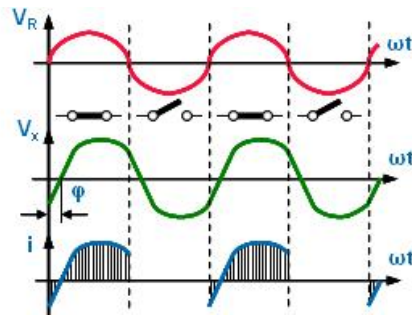


Figura 13.9

Pentru analiza funcționării circuitului presupunem că închiderea contactului comutatorului se realizează pentru alternanțele pozitive ale semnalului de referință V_R .

Calculăm valoarea medie a curentului ce apare în circuitul de ieșire. Tensiunea (modulată) alternativă are forma (13.3):

$$v_x(\omega t) = V_x \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (13.3)$$

Cum sarcina detectorului este pur rezistivă (R_S), curentul ce apare are forma (13.4):

$$i(\omega t) = \frac{V_x}{R_S} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (13.4)$$

Calculăm valoarea efectivă a curentului în circuitul de sarcină ținând seama de faptul că pentru o perioadă completă a tensiunii de referință, contactul este închis numai pentru o semiperioadă (pozitivă):

$$I = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \frac{V_x}{R_S} \cdot \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) =$$

$$\frac{V_x}{2 \cdot \pi \cdot R_S} \int_0^{\pi} \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t) = \frac{V_x}{2 \cdot \pi \cdot R_S} \cdot \left[-\cos(\omega t - \varphi) \Big|_0^{\pi} \right] = \frac{V_x}{2 \cdot \pi \cdot R_S} \cdot 2 \cdot \cos \varphi$$

Rezultă prin urmare forma (13.5) a valorii medii a curentului:

$$I = \frac{V_x}{\pi \cdot R_S} \cdot \cos \varphi \quad (13.5)$$

Rezultatul pune în evidență dependența valorii medii a curentului prin circuitul de sarcină de defazajul dintre tensiunea de semnal v_x și referința V_R . Sensibilitatea detectorului sensibil la fază de acest tip este maximă pentru valori ale defazajului $\varphi = k\pi$, $k = 0, 1, \dots$ și nulă pentru $\varphi = (2k+1)\pi/2$, $k = 0, 1, \dots$

Utilizarea comutatorului electromagnetic în construcția detectoarelor sensibile la fază asigură nivelul minim de tensiuni și curenți de eroare, valorile tipice fiind sub 1 μV și 1 nA. Frecvența de lucru limitată și existența pieselor în mișcare (necesitând operații de reglaj și întreținere relativ dese și calificate) constituie două dezavantaje majore ale acestui tip de detector sensibil la fază.

Detectoare sensibile la fază cu diode

Schema de principiu a unui detector sensibil la fază cu diode este prezentată în fig. 13.10. Presupunem că tensiunea de comandă este continuă și egală cu $+U_r$, iar amplitudinea tensiunii de la bornele fiecăreia din cele două diode este $U_x \ll U_r/2$ (tipic se alege $U_x < U_r$

/10). În fig. 13.11 se prezintă caracteristica diodei, căreia i se aplică semnalul $+U_r + U_x \cdot \sin(\omega t)$.

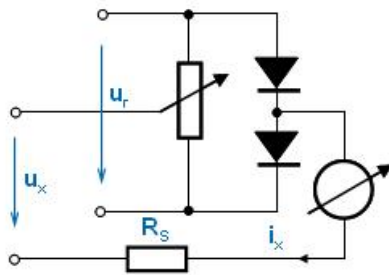


Figura 13.10

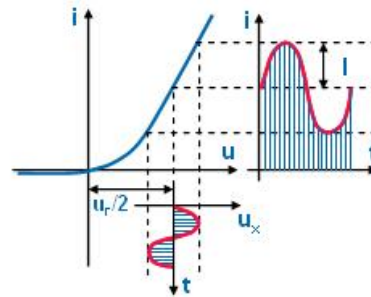


Figura 13.11

Se poate observa faptul că dioda conduce curentul pe durata ambelor alternanțe ale tensiunii u_x . Prin urmare, dacă acționează simultan semnalele $U_r/2$ și u_x , ambele diode conduc și prin aparatul de măsură circulă curentul alternativ i_x . Dacă se va aplica tensiunea $-U_r$, ambele diode vor fi blocate și curentul i_x va fi nul. Dacă tensiunea de comandă este alternativă, sub forma unei unde dreptunghiulare de amplitudine U_r și dacă $U_x \ll U_r/2$, diodele vor conduce în cursul unei semiperioade a tensiunii U_r și vor fi blocate în cursul celeilalte.

Expresia tensiunii de comandă este (13.6):

$$u_r = \begin{cases} -U_r, & \omega t \in [\pi, 2\pi) \\ +U_r, & \omega t \in [0, \pi) \end{cases} \quad (13.6)$$

Semnalul de intrare u_x are forma (13.7):

$$u_x(\omega t) = U_x \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad (13.7)$$

În aceste condiții, valoarea medie a curentului prin circuitul de sarcină I_C , are expresia (13.8):

$$I_C = \frac{U_x}{\pi \cdot R_s} \cdot \cos \varphi \quad (13.8)$$

Deducerea expresiei (13.8) se face în același mod cu situația detectorului sensibil la fază cu comutator electromagnetic. Valoarea medie a curentului în circuitul de sarcină nu este determinată doar de rezistența R_s , ci și de defazajul φ dintre u_r și u_x .

Un alt circuit este așa-numitul "detector sensibil la fază în inel", prezentat în fig. 13.12. Se precizează și schema echivalentă de contacte a circuitului.

Într-o semiperioadă a tensiunii de referință U_r conduc diodele I și II, borna 1 fiind conectată la borna 2, care corespunde poziției superioare a comutatorului în circuitul echivalent. În cursul celei de-a doua alternanțe conduc numai diodele III și IV, borna 1 conectându-se la borna 3, corespunzător cu poziția inferioară a comutatorului din schema echivalentă.

Trebuie menționat faptul că, odată cu schimbarea alternanței tensiunii de comandă a detectorului, se impune inversarea fazei semnalului de intrare. În aceste condiții sensibilitatea circuitului este dublă față de montajul anterior.

În caz contrar sensibilitatea este zero, justificându-se din punct de vedere matematic prin aceea că integrala definită a unei funcții periodice de tip sinusoidal, calculată pe o perioadă a

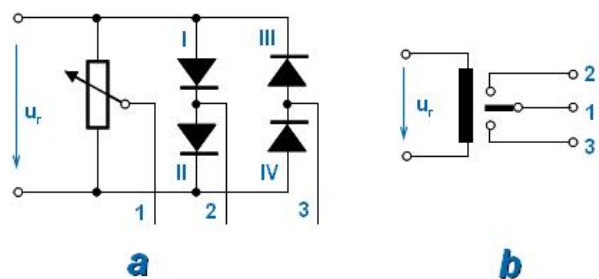


Figura 13.12

funcției, este zero. Fără inversarea de fază menționată, în circuitul de sarcină apare semnalul alternativ de intrare (defazat față de referință), indiferent de polaritatea tensiunii de comandă.

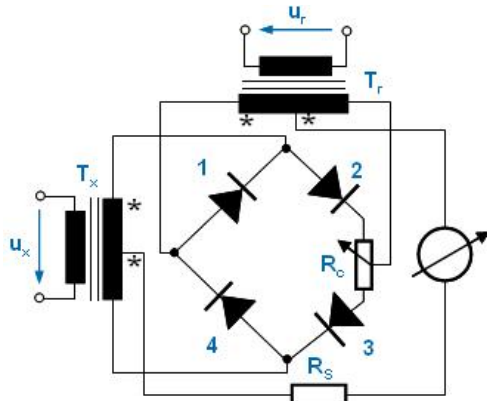


Figura 13.13

Rezolvarea problemei inversării de fază, simultan cu posibilitatea separării galvanice între circuitele de semnal și comandă, este asigurată de o schemă de tipul celei prezentate în fig. 13.13.

Pe o semiperioadă a tensiunii de comandă conduc diodele 1 și 2, pe cealaltă diodele 3 și 4. În schemă este precizat și sensul de realizare a înfășurărilor (sensul de bobinare nu se schimbă pentru secțiunile secundarelor), încât să fie îndeplinită condiția de inversare a fazei.

R_c este un potențiomtru de compensare a asimetriei circuitului cu diode, permițând reglajul de zero al detectorului.

Detectoare sensibile la fază cu tranzistoare

În schemele de detecție sensibilă la fază, tranzistoarele sunt comandate de către tensiunea de referință U_r pe bază, astfel încât pe durata unei întregi semiperioade a acesteia să se stabilească pentru tensiunea de intrare u_x conducția pe calea colector - emitor. Și în acest caz se obține o valoare medie a curentului prin circuitul de sarcină de forma stabilită la DSF cu comutator electromagnetic.

Cea mai simplă schemă de detector sensibil la fază cu un tranzistor este prezentată în fig. 13.14.

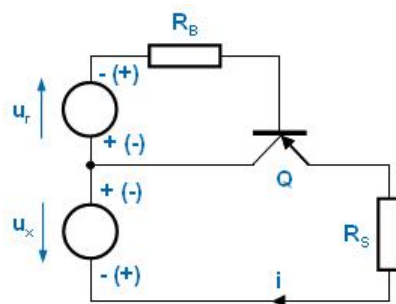


Figura 13.14

Pentru obținerea de performanțe ridicate se preferă conexiunea inversată a tranzistorului. Aceasta asigură valori mai reduse pentru tensiunile reziduale, deci reduce nivelul minim al semnalului de intrare ce poate fi tratat, în limite de erori acceptabile, cu acest circuit.

Sursa de tensiune de referință u_r , rezistența serie R_B și calea colector-bază constituie circuitul de comandă, în timp ce sursa de tensiune u_x , calea emitor-colector și rezistența de sarcină R_S constituie circuitul de măsurare în care se obține curentul detectat cu valoare medie dependentă de defazaj.

În cazul unui defazaj diferit de zero între u_r și u_x ($\varphi \neq 0$), starea de conducție sau de blocare a tranzistorului nu este determinată numai de tensiunea de referință u_r aplicată pe bază.

La valori instantanee negative ale tensiunilor u_r și u_x (polaritățile prezentate între paranteze în fig. 13.14), dacă modulul tensiunii u_x depășește pe cel al tensiunii u_r , emitorul devine pozitiv față de bază, tranzistorul redevenind conductor în conexiune directă (deși tensiunea de comandă este negativă și ar trebui ca tranzistorul să rămână blocat).

În acest fel, pentru $\varphi \neq 0$ apare un curent de eroare ce modifică tipul de dependență între u_x și valoarea medie a curentului de sarcină.

Ca urmare a acestei limitări, circuitul cu un singur tranzistor nu poate fi folosit decât dacă defazajul este invariabil zero, sau dacă, indiferent de fază, amplitudinea tensiunii de referință u_r este totdeauna mai mare decât valoarea instantanee a tensiunii de intrare u_x .

Pentru a evita intrarea în conducție nedorită, se poate utiliza soluția cu înscrierea a două tranzistoare legate cu căile emitor-colector în opoziție, ca în fig. 13.15.

Circuitele de bază ale celor două tranzistoare sunt comandate în paralel de către tensiunea de referință U_r .

În acest caz, deși tensiunea de comandă pe bază u_r nu este obligatorie să fie de amplitudine mare (prin comparație cu valoarea instantanee a tensiunii de semnal), independent de valoarea și polaritatea tensiunii de semnal u_x , pentru semiperioada negativă a tensiunii u_r (cu polaritatea dintre paranteze), cel puțin unul din tranzistoare este blocat, având ambele joncțiuni polarizate invers. Situațiile ce pot apărea sunt prezentate în mod sintetic în Tabelul 13.1.

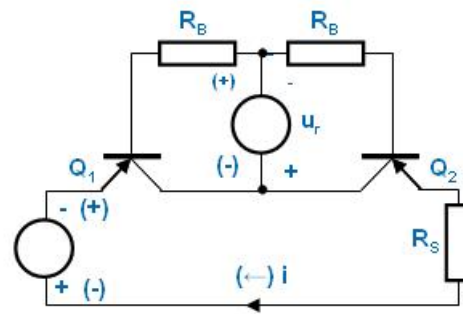


Figura 13.15

Tabelul 13.1

u_r	u_x	Q1	Q2	curent i
-,+	-,+	Ai	S	\rightarrow
-,+	(+),(-)	S	Ai	(\leftarrow)
(+),(-)	-,+	B	Ad	0
(+),(-)	(+),(-)	Ad	B	0

S-au folosit notațiile:

- Ai - tranzistor activ în conexiune inversată
- Ad - tranzistor activ în conexiune directă
- S - tranzistor saturat
- B - tranzistor blocat

Situațiile de polarizare din circuit se obțin analizând individual fiecare tranzistor (celălalt fiind considerat scurtcircuitat pe calea colector-emitor).

Din tabelul 13.1 rezultă că la polaritatea negativă a tensiunii de comandă (precizată între paranteze), întotdeauna curentul în circuitul de sarcină este zero.

Un avantaj suplimentar al acestei scheme îl constituie faptul că variația cu temperatura a tensiunii reziduale totale pe cele două tranzistoare înseriate, cu căile emitor-colector în opoziție, este în mai mare măsură compensată.

Detectoarele sensibile la fază cu două tranzistoare de tipul prezentat asigură detecția pe durata unei singure alternanțe a tensiunii u_r , ceea ce produce o sarcină foarte neliniară pentru sursa de semnal. Cum de regulă semnalul u_x este furnizat etajului de detecție de un amplificator, modificarea în limite atât de largi a valorii sarcinii poate avea efecte defavorabile asupra funcționării sale (apar în special probleme de stabilitate).

Pentru a evita acest inconvenient, simultan cu dublarea sensibilității detectorului, se poate utiliza o schemă pe principiul prezentat, dar cu detectarea ambelor alternanțe, ca în fig. 13.16.

Și în acest caz, ca și la detectorul cu diode în inel, este necesar să se asigure inversarea de fază a semnalului de intrare la schimbarea polarității tensiunii de comandă.

Această funcție este realizată de transformator, prin menținerea aceluiași sens de bobinare pentru ambele secțiuni ale secundarelor. Schema mai prezintă și avantajul că asigură separarea galvanică între circuitele de semnal, comandă și sarcină.

Utilizând DSF cu tranzistoare, se obțin curenți reziduali sub $0.01 \mu\text{A}$ și tensiuni reziduale sub 0.1 mV , până la $40 \dots 50 \text{ }^\circ\text{C}$. Pentru un domeniu de variație al tensiunii de intrare având limita inferioară de 10 mV se asigură o funcționare liniară cu o precizie mai bună de 1% .

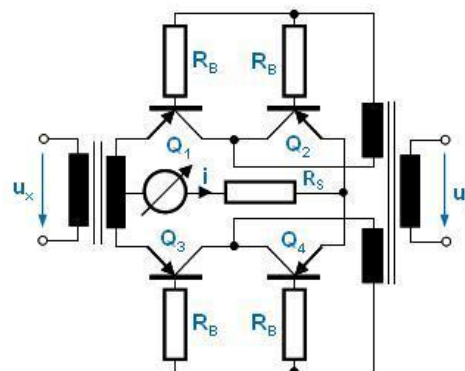


Figura 13.16

MULTIPLEXARE ȘI DEMULTIPLEXARE ANALOGICĂ

Operațiunea de multiplexare are loc atunci când mai multe circuite chopper serie sunt comutate secvențial și periodic pentru a mixa în timp informațiile provenind de la mai multe surse de semnal analogic de intrare.

Structura de principiu a unui circuit de multiplexare este prezentată în fig. 10.1.

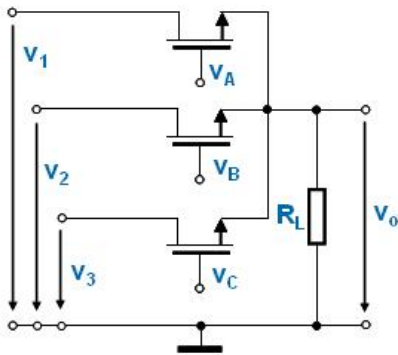


Figura 10.1

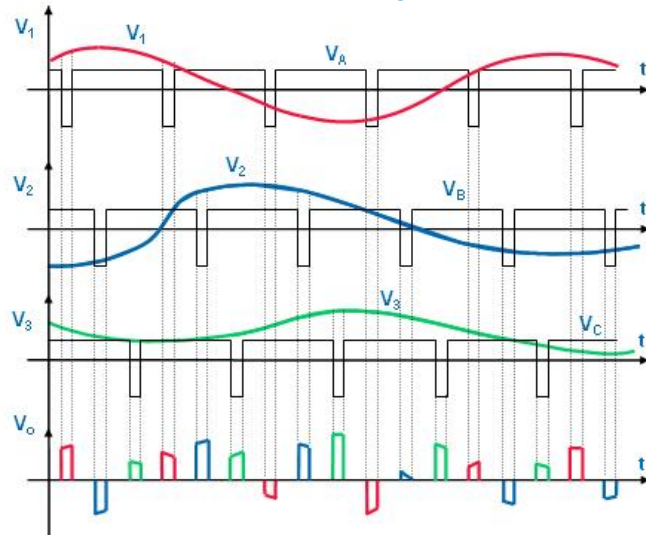


Figura 10.2

Fiecare tranzistor MOS serie este cuplat într-o secvență de un impuls de poartă corespunzător. La ieșire apare un impuls de amplitudine egală cu cea a semnalului analogic asociat.

Semnalul de ieșire rezultat va consta dintr-un tren de impulsuri intercalate provenit din eșantionarea câtorva semnale analogice. Modul de obținere a eșantioanelor de pe fiecare canal și forma de undă de la ieșirea multiplexorului rezultă și din fig. 10.2.

Spațiile dintre impulsurile adiacente păstrează separate informațiile de la fiecare intrare. Folosind o viteză (rată) de eșantionare corespunzătoare, toată informația conținută în semnalele originale de intrare va fi transferată în trenul de impulsuri de ieșire. Acest tren de impulsuri poate fi prelucrat secvențial cu un singur sistem complex.

Multiplexarea permite ca intervalele de timp dintre impulsurile unui set de eșantioane să poată fi folosite pentru manevrarea altor seturi de eșantioane. Când prelucrarea necesită echipamente costisitoare, rezultă un mare avantaj economic din folosirea multiplexării.

Un alt avantaj este acela că relațiile de timp dintre informațiile analogice originale sunt păstrate mult mai bine (prin prelucrarea într-un singur circuit suferă întârzieri egale).

Chopperle serie pot fi utilizate direct într-un sistem de multiplexare simplu. Fiecare element serie, cuplat și decuplat, va afecta un singur semnal. Dacă se folosesc chopperle paralele, trebuie proiectată o structură de circuit astfel încât fiecare traseu să rămână izolat față de celelalte.

Pentru a evita trecerile între diferite semnale, dispozitivele de eșantionare trebuie să aibă un raport mare al rezistențelor în starea de blocare și starea de conducție. De asemenea o mică parte din semnalele necomutate se regăsește pe rezistența elementului conectat.

Toate semnalele contribuie la apariția unui semnal de ieșire redus în timpul intervalului de timp în care sunt blocate toate comutatoarele. Pentru a minimiza acest semnal, rezistența de sarcină a multiplexorului R_L se alege:

$$R_{ON} \ll R_L \ll R_{OFF} \quad (10.1)$$

unde:

- R_{ON} - rezistența în stare de conducție a comutatorului MOS;

- R_{OFF} - rezistența în stare de blocare a comutatorului MOS.

O optimizare suplimentară se obține dacă se conectează paralel cu sarcina R_L un chopper care să șunteze ieșirea prin acționarea sa în intervalul de timp dintre două impulsuri succesive.

Semnalul multiplexat tratat serie poate fi descompus în componentele sale individuale prin operațiunea de demultiplexare. Semnalul multiplexat este conectat în mod sincron (ținând seama de operațiunea de multiplexare) la un număr corespunzător de sarcini.

O deosebită atenție trebuie acordată oricăror întârzieri suferite de semnalul multiplexat pe durata prelucrării. Întârzieri egale trebuie introduse în semnalele de control al demultiplexării. În caz contrar, momentele de comandă a demultiplexorului pot coincide cu intervalul de separare dintre impulsurile multiplexate, sau chiar, la întârzieri mai mari, semnalul unui canal poate fi transferat la demultiplexare canalului inferior.

În final se obține pe fiecare ieșire a demultiplexorului un semnal sub formă de tren de impulsuri. Fiecare tren de impulsuri poate fi convertit din nou la semnal analogic prin folosirea unui filtru trece-jos având o frecvență de tăiere de valoare (teoretică) jumătate din frecvența de eșantionare.