

4 .

GENERATOARE DE SEMNALE

Generatoarele de semnale sunt aparate electronice care, în laboratoarele de masurari electronice, sunt utilizate ca surse de tensiune variabile în timp, cu o anumita forma de unda si cu nivel si frecventa reglabile. În esenta lor, generatoarele de semnal contin circuite electronice care transforma energia furnizata de sursa de curent continuu (de alimentare, E_a) în energie de curent alternativ furnizata la iesirea aparatului, într-un singur punct (la borne), cu semnalul $e_g(t + kT)$, reglabil într-un anumit domeniu de frecvente ($f = 1/T$).

Sunt denumite generatoare de semnale datorita faptului ca, în cazul acestor aparate, accentul nu se pune pe randamentul conversiei energiei electrice, ci pe calitatile formei de unda a semnalului de curent alternativ.

Un prim criteriu de clasificare a generatoarelor de semnal se refera la forma de unda a semnalului de la bornele de iesire; în functie de acest criteriu exista urmatoarele generatoare:

- *sinusoidale sau armonice*, când forma de unda a semnalului produs este sinusoidală;
- *de semnale liniar variabile*, când forma de unda este liniar crescătoare în timpul cursei active (crescătoare) si cu panta mare de cadere în timpul cursei inverse (descrescătoare);
- *de semnale dreptunghiulare*;
- *de semnale triunghiulare*;
- *de semnale trapezoidale*;
- *de semnale cu forme de unda specifice* unei anume aplicatii (spre exemplu, de semnale dreptunghiulare defazate în timp – în cazul circuitelor de sincronizare a functionarii calculatoarelor electronice).

De notat este ca nu exista un criteriu unic de calitate pentru toate formele de unda generate, fiecare având definite marimi specifice care, în fond, exprima cât de bine aproximeaza forma de unda de la iesirea generatorului modelul matematic al oscilatiei impuse de proces.

Pe lângă calitatea formei de unda, alt criteriu de calitate se refera la stabilitatea oscilatiei, în conditiile în care asupra sistemului actioneaza perturbatii (cele mai importante perturbatii constau în modificarea valorii tensiunii de alimentare a sursei de curent continuu si/sau în modificarea temperaturii la care functioneaza circuitul).

Un al doilea criteriu de clasificare al generatoarelor ia în considerare principiul de functionare. Din acest punct de vedere generatoarele de semnal pot fi:

- *parametrice*, atunci când generatorul contine un dispozitiv neliniar a carui caracteristica statica are o zona cu panta negativa (spre exemplu dioda tunel);
- *cu amplificator*, în cazul în care generatorul contine unul sau mai multe circuite de amplificare prevazute cu reactii pozitive si negative (selective sau nu).

Se pot evidentia si alte criterii de clasificare care sa exprime limitările în functionare (spre exemplu domeniul de frecventa) impuse de circuitele cu care au fost implementate sau de circuitul pe care îl deservesc.

Circuitele prezentate, în cadrul lucrării, au fost ordonate în functie de forma de unda generata si, când a fost cazul, s-a recurs si la alt criteriu de clasificare – fara a avea în obiectiv enumerarea tuturor circuitelor.

În primul rând, generatorul de semnal trebuie sa îndeplineasca conditiile impuse de sistemele cu care este interconectat în scopul realizării măsurării, conditii care se refera, de cele mai multe ori, la următoarele aspecte:

- precizia formei de unda;
- amplitudinea semnalului generat;
- stabilitatea oscilatiei;
- necesitatea modificării amplitudinii semnalului, a frecventei de oscilatie sau a formei de unda;
- functionarea în conditii de exploatare si de mediu impuse.

În scopul îndeplinirii tuturor conditiilor cerute de sistemul de masurat, uneori se impune “cuplarea” mai multor oscilatoare, comutarea unuia sau altuia realizându-se prin multiplexarea iesirilor sau activarea în functie de aplicatie.

În cadrul acestui capitol vor fi analizate numai aparatele care produc tensiuni electrice de forma si cu durate determinate (deci nu se vor trata generatoarele de zgomot). La forma de unda a tensiunii generate s-au facut referiri anterior; în ceea ce priveste repartitia în timp, tensiunile pot fi: periodice (în cazul cel mai frecvent), impulsuri singulare sau trenuri de impulsuri.

În functie de tipul generatorului, durata unui impuls poate fi cuprinsa între câteva ore si câteva nanosecunde, iar frecventa de repetitie a tensiunilor periodice poate lua valori de la câteva zeci de μHz până la câteva sute de MHz. Durata si frecventa de repetitie ale tensiunilor generate sunt reglabile între anumite limite, raportul între valoarea maxima si cea minima fiind de la 10^2 la 10^{10} .

În continuare vor fi analizate: generatoarele de semnal sinusoidal, generatoarele de impulsuri si asa-numitele generatoare de functii, adica cele mai importante si mai des utilizate generatoare de semnale în activitatea de masurari electronice.

4.1. GENERATOARE DE SEMNAL SINUSOIDAL

Generatoarele sinusoidale formeaza o clasa larga de aparate, datorita proprietatilor remarcabile pe care le are semnalul sinusoidal în tratarea circuitelor electronice în regim variabil.

În prezent, în functie de intervalul de frecventa pe care îl poate avea semnalul produs, generatoarele de semnal sinusoidal se clasifica în:

- generatoare de foarte joasa frecventa (0,00005 Hz la 50 kHz);
- generatoare de joasa frecventa – *JF* (0,1 Hz la 1 MHz);
- generatoare de audiofrecventa – *AF* (10 Hz la 100 kHz);
- generatoare de videofrecventa – *VF* (10 Hz la 10 MHz);
- generatoare de radiofrecventa – *RF* sau de înalta frecventa – *ÎF* (10 kHz la 100 MHz);
- generatoare de foarte înalta frecventa (10 MHz la 5000 MHz) etc.

Multe firme producatoare de aparataj electronic întrebuînteaza denumiri cu caracter general (“comercial”) ca : *oscilator* pentru aparatele la care se cunoaste precis frecventa semnalului (tensiunii) generate; *generator* sau *test-oscilator* pentru aparatele care au în plus un voltmetru pentru masurarea tensiunii de iesire si un atenuator calibrat; *generatoare de semnal* pentru aparatele la care semnalul produs poate fi modulat; *versa-tester* pentru aparatele care genereaza semnale de forma sinusoidala sau/si dreptunghiulara (la alegere, printr-un comutator de functii), au posibilitatea masurarii (si indicarii) frecventei si amplitudinii semnalului si – înca – pot masura si semnale externe (ca frecventa si nivel). În ce ne priveste, vom folosi termenul de *oscilator* numai pentru etajul (etajele) care genereaza efectiv semnalul de tensiune si *generator* pentru întreg aparatul (format din oscilator si etajele auxiliare – v. fig. 4.1). Generatoarele care produc semnale sinusoidale cu o frecventa baleiata (scanata) automat – comandata electric – între doua frecvente (f_{min} si f_{max}) se numesc *vobulatoare*.

4.1.1. Parametrii generatoarelor sinusoidale

Pentru a putea aprecia posibilitatile de utilizare ale diverselor generatoare, se definesc câtiva parametri de utilizare, calitate si performanta, pe care îi vom prezenta pe scurt în continuare.

Domeniul de frecvente. Fiecare generator este caracterizat prin valorile minima si maxima (f_{min} si f_{max}), între care poate fi cuprinsa frecventa de oscilatie. Legat de aceste valori extreme, se defineste: *gama* sau *banda de frecvente*, ca fiind un subdomeniu din intervalul $f_{max} - f_{min}$ în care frecventa poate fi variata (reglata) continuu; în acest fel, un domeniu de frecvente $f_{max} - f_{min}$ poate avea mai multe game de frecventa, ceea ce este precizat prin numarul de game al generatorului.

Pentru fiecare gama se definește așa-numitul *raport de acoperire*: $K_f' = f_{\max}' / f_{\min}'$, unde $f_{\max}'$ și $f_{\min}'$ sunt valorile extreme ale gamei considerate. De obicei numărul de game se alege în așa fel încât toate gamele să aibă același raport de acoperire K_f' și în acest caz, pentru generator sunt precizate: domeniul de frecvențe ($f_{\min}' \div f_{\max}'$), numărul de game și raportul de acoperire K_f' (de exemplu, un generator de audiofrecvență are domeniul de frecvențe 10 Hz la 100 kHz și dacă este realizat cu 4 game și raportul de acoperire 10, înseamnă că el poate lucra în gamele: 10 Hz la 100 Hz, 100 Hz la 1000 Hz, 1 kHz la 10 kHz și 10 kHz la 100 kHz). În cazul generatoarelor de înaltă frecvență se definesc: domeniul de frecvențe $f_{\min}' \div f_{\max}'$ și specificarea fiecărei game în mod individual prin limitele $f_{\min}' \div f_{\max}'$.

Stabilitatea de frecvență. Acest parametru se definește prin raportul $\Delta f / f$, dintre variația de frecvență Δf nedorită produsă de modificările unui singur parametru, electric sau neelectric (celelalte condiții rămânând neschimbate) și frecvența de oscilație f pe care a fost acordat oscilatorul. În funcție de parametrul perturbator se definesc următoarele stabilități de frecvență:

- în timp, pe termen scurt (de ordinul câtorva minute) și pe termen lung (de ordinul câtorva ore);
- cu temperatura mediului ambiant;
- cu tensiunea de alimentare;
- cu nivelul semnalului (tensiunii) de ieșire;
- cu sarcina de lucru R_L etc.

Nivelul maxim. În general se precizează tensiunea maximă $U_{\max}$ (ca amplitudine, adică valoarea de vârf $U_{v \max}$ sau ca valoare efectivă $U_{ef \max}$), produsă la bornele generatorului în gol (fără sarcină) sau pe o rezistență egală cu rezistența de ieșire a generatorului R_0 (așa-zisul mod de lucru adaptat, când are loc transferul maxim de putere de la generator către sarcină). De aceea, uneori se specifică și puterea maximă $P_{0 \max}$, care se poate obține într-o sarcină cu rezistența de lucru $R_L = R_0$.

Stabilitatea de amplitudine. Este un parametru care se definește prin raportul $\Delta U_0 / U_0$, dintre variația ΔU_0 nedorită a amplitudinii tensiunii generate, datorită modificării unui singur parametru, electric sau neelectric (celelalte condiții rămânând neschimbate) și amplitudinea tensiunii de ieșire U_0 (care a fost reglată), frecvența și sarcina fiind considerate întotdeauna constante (deoarece, la utilizarea lui, generatorul este reglat pe o anumită frecvență – ce se cere constantă, independentă de nivelul semnalului, iar sarcina este dată, de obicei cea de lucru adaptat, $R_L = R_0$). Se precizează stabilitățile de tensiune: în timp (pe termen scurt și pe termen lung), cu temperatura mediului ambiant (în $^\circ\text{C}$), cu tensiunea de alimentare a rețelei locale de curent alternativ etc.

Distorsiunile de neliniaritate, zgomotul și brumul. Puritya semnalului (adică nedeformarea lui față de o undă sinusoidală nemodulată), deci cu un spectru

de frecvență având – practic – un număr de armonice limitat și de mic nivel, se indică prin cunoscutul *coeficient (grad) de distorsiuni neliniare*:

$$\delta = \left(\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 \right)^{1/2} / U_1,$$

unde U_k ($k = 1, 2, \dots$) reprezintă valorile efective (eficace) ale tensiunilor sinusoidale de frecvență f_k (armonicele de ordin k) rezultate prin descompunerea în serie Fourier a tensiunii de ieșire $u_0(t + kT_1)$, de frecvență f_1 căci, în realitate, tensiunea de ieșire $u_0(t)$ are întotdeauna mici abateri (sau, la generatoarele de calitate mai puțin bună, mai mari abateri) față de o sinusoidă perfectă.

Pentru frecvențele joase se indică o tensiune parazită, provenită din zgomotul etajelor electronice și din brumul introdus de rețeaua de alimentare; această tensiune, notată cu $u_{zg + br}$ apare suprapusă peste tensiunea utilă u_0 . De aceea se precizează $U_{zg + br}$ pentru U_{0max} . De multe ori se indică un *coeficient global pentru distorsiuni, zgomot și brum* prin:

$$\delta' = \left(\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2 + U_{zg+br}^2 \right)^{1/2} / \left(\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 + U_{zg+br}^2 \right)^{1/2}.$$

Coeficientul δ' arată abaterea unei generate de la o sinusoidă perfectă. El se poate măsura simplu cu un distorsiometru reactiv (v. cap. 11).

Pentru generatoarele de înaltă frecvență, în loc de coeficientii δ și δ' se specifică spectrul de frecvență al armoniceilor, prin amplitudinile lor raportate la fundamentală: $20 \lg(U_k/U_1)$, în [dB], ceea ce se măsoară cu un voltmetru selectiv sau cu un analizor de spectru (v. cap. 11). Se mai specifică și conținutul de componente nearmonice (în dB), reprezentat de raportul $20 \lg(U_N/U_1)$, unde U_N poate fi o tensiune parazită cu frecvență diferită de un multiplu întreg al frecvenței f_1 a fundamentalei.

Caracteristica de frecvență. Acest parametru se definește ca fiind raportul $U_0(f)/U_0(f_r)$, dintre variația U_0 nedorită a tensiunii de ieșire la bornele generatorului, variație datorată modificării frecvenței de oscilație într-o anumită plajă și tensiunea de ieșire U_0 la frecvența de referință f_r .

Precizia. Generatoarele de semnale sinusoidale au, fără excepții, pe panoul frontal sisteme mecanice sau electronice de indicare a frecvenței de oscilație. Eroarea cu care se citește (măsoară) această frecvență este un parametru important, specificat întotdeauna de către fabricant. Unele aparate sunt prevăzute și cu atenuatoare calibrate, precum și cu voltmetre care indică tensiunea de ieșire (efectivă), în gol sau pe o rezistență de lucru egală cu rezistența de ieșire R_0 (modul de lucru adaptat); atât atenuatoarele cât și voltmetrele au specificate anumite erori de etalonare. Aceste erori (relative la determinarea frecvenței și nivelului semnalului generat) determină precizia globală a generatorului.

La aparatele mai performante se indica, în plus, si: precizia parametrilor de modulatie, a parametrilor de vobulare, a unghiului de faza (între doua iesiri defazate) s.a.

Atenuarea maxima. Pentru toate generatoarele se indica atenuarile maxime: cea fina ("continua") si – daca exista – cea în trepte. Pentru generatoarele de înalta frecventa se precizeaza semnalul minim de iesire $U_{0\ min}$ (exprimat în μV).

Parametrii de modulatie. La generatoarele de semnale sinusoidale prevazute cu posibilitatea modularii tensiunii produse u_0 în amplitudine (*MA*) sau /si în frecventa (*MF*) se precizeaza urmatorii parametri (specificali modulatiei):

- pulsatia (frecventa) de modulatie ω_m ;
- gradul de modulatie ce poate fi realizat: $m = U_m/U_0$, unde U_m este amplitudinea semnalului de modulatie în amplitudine, iar U_0 – valoarea maxima a tensiunii sinusoidale produsa de generator;
- deviatia maxima de frecventa, în cazul modulatiei de frecventa si eventual, indicele modulatiei de frecventa $\Delta f / \omega_m$;
- timpiai de crestere si cadere ai impulsului modulator în cazul în care *MA* se realizeaza cu semnale dreptunghiulare cu gradul de modulatie $m = 1$, ceea ce reprezinta un gen de modulatie cu impulsuri (*MI*);
- coeficientii de distorsiuni neliniare, introduse prin modulatie asupra semnalului modulator.

Acesti parametri sunt caracteristici generatoarelor de înalta frecventa, cu $f_{max} \leq 100$ MHz, desi exista si unele generatoare de joasa frecventa (0,1 Hz la 10 MHz) cu posibilitati de modulatie *MA*.

Modulatii reziduale si parazite. Brumul datorat retelei de alimentare cu energie electrica si în special zgomotul propriu al etajelor electronice ale generatorului de semnale conduce la modulatii inoportune (parazite) de amplitudine si frecventa, numite *modulatii reziduale*. În legatura cu acestea sunt specificate: gradul de modulatie reziduala pentru *MA* si deviatia de frecventa reziduala pentru *MF* (în Hz); ambele situatii sunt considerate pentru o anumita banda de trecere, specificata, a etajului detector din structura generatorului (v. fig. 4.1).

În timpul procesului util de modulatie *MA* apare – parazitara – si o modulatie *MF* (masurata ca abatere de frecventa maxima raportata procentual la frecventa de modulatie f_m). La fel, pentru o modulatie utila *MF* se produce si o modulatie parazitara *MA*, cu un anumit grad ce trebuie precizat.

Parametrii de vobulare. Asa cum am mai precizat, generatoarele cu baleiaj de frecventa comandata electric se numesc *vobulatoare*. Comanda electrica se face printr-o tensiune, numita *tensiune de comanda*. În plus fata de parametrii aratati pâna acum, la vobulatoare se mai precizeaza si urmatorii parametri specificali vobulatiei:

- coeficientul de acoperire prin vobulare $K_f'' = f_{max}'' / f_{min}''$ unde f_{max}'' si f_{min}'' sunt valorile extreme ale unui domeniu continuu de frecvente obtinut prin comanda electrica cu o tensiune variabila. Acest coeficient poate ajunge pâna la $K_f'' = 10^4$;

- limitele fiecărei benzi (game) vobulate, prin f'_{min} și f''_{max} din domeniul de frecvențe al aparatului;
- modelul de variație al frecvenței în funcție de tensiunea de comandă (liniar la K'_f mici și logaritmici la K''_f mari etc.);
- durata de vobulare, care sunt intervalele de timp în care frecvența variază de la f'_{min} la f''_{max} și invers.

Defazajul. Unele generatoare au câte două ieșiri de semnal sinusoidal, cu defazaj reglabil între ele. În asemenea cazuri, se precizează treptele și domeniul de reglaj “continuu” (fin) ale fazei.

Sincronizarea. Un generator cu frecvență fixată la o anumită valoare f și-o poate schimba într-o valoare apropiată f_s prin introducerea din exterior a unei așa numite tensiuni de sincronizare u_s cu frecvență f_s . Se definește, în acest caz, *coeficientul de sincronizare* corespunzător tensiunii exterioare (de obicei sinusoidală) prin:

$$K_s = (f - f_s) / f \cdot 100 / U_{s \max}$$

care se exprimă în procente pe volt [%/V].

Alți parametri. În funcție de anumite particularități funcționale, pentru generatoarele de semnale sinusoidale se mai pot indica și alți parametri ca:

- *la generatoarele cu posibilități de modulație* trebuie specificată cum se realizează aceasta – cu un generator auxiliar intern sau extern (de joasă frecvență ω_m) și care sunt parametrii acestui generator auxiliar pentru producerea tensiunii de modulație u_m ;
- *la vobulatoare* se precizează cum se face comanda electrică, cu un generator de tensiune intern sau extern (care furnizează tensiunea de comandă) și se specifică parametrii și caracteristicile lui;
- *în cazul generatoarelor de foarte joasă frecvență*, ieșirea lor poate avea tensiunea alternativă suprapusă peste o tensiune continuă (numită *de decalaj*), reglabilă, pentru care se dă plaja de reglaj a tensiunii continue;
- *la generatoarele programabile* se arată: modul de comandă numerică, coduri de comandă, timpul necesar efectuării operației comandate, memorie etc.

4.1.2. Schema bloc a generatoarelor sinusoidale

Structura funcțională, de principiu, a unui generator sinusoidal este prezentată în figura 4.1.

Diversele etaje ale generatorului sinusoidal din această figură sunt realizate corespunzător domeniului de frecvențe generate. Unele dintre ele pot lipsi, în funcție de performanțele aparatului (de exemplu etajele de modulare a generatoarelor care nu-si propun această funcție).

În cazul oscilatoarelor LC pot fi incluse și oscilatoarele care utilizează un cristal de cuarț deoarece acesta are o schema echivalentă cu inductivități și capacități.

Dintre oscilatoarele RC se utilizează cu precădere rețeaua de reacție de tip Wien, a cărei structură este prezentă în figura 4.3.

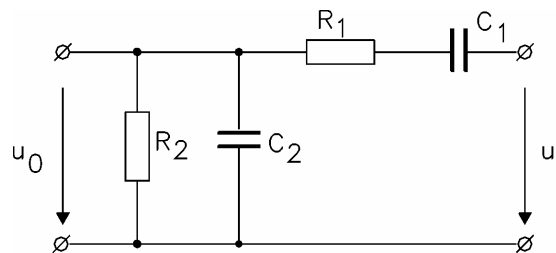


Fig. 4.3

Dacă se notează :

$$\underline{Z}_1 = R_1 + 1/jC_1\omega,$$

$$\underline{Z}_2 = R_2(1/jC_2\omega)/(R_2 + 1/jC_2\omega),$$

raportul tensiunilor (în condițiile în care impedanțele de intrare ale amplificatorului sunt mari) poate fi scris:

$$\beta = \underline{U}_0/\underline{U}_1 = \underline{Z}_2/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2).$$

Condiția de oscilație (4.1) se scrie în ipoteza că factorul de amplificarea al amplificatorului din buclă este real, adică:

$$\begin{aligned} \beta \underline{A} &= 1, \\ \operatorname{Re}(\beta \underline{A}) &= 1, \\ \operatorname{Im}(\beta) &= 0. \end{aligned} \tag{4.3}$$

relații care conduc la expresia frecvenței de oscilație:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

și amplificarea minimă:

$$A_{\min} = 1 + C_2/C_1 + R_1/R_2.$$

Dacă $R_1 = R_2 = R$ și $C_1 = C_2 = C$ se obține:

$$A_{\min} = 3$$

și

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}.$$

Valoarea factorului de amplificare calculat din conditia de oscilatie este o valoare minima de functionare îndelungata. La conectarea sursei de alimentare sau la o comanda externa, pentru ca circuitul sa intre în regim de oscilatii libere, trebuie ca tensiunea de regim a amplificatorului sa fie mai mare decât cea de regim permanent.

Dupa ce s-au stabilit în circuit câteva oscilatii se impune ca factorul de amplificare A sa scada la valoarea de regim permanent (astfel procesul va fi în avalansa: u_0 creste, ceea ce duce, prin retea de reactie, la cresterea lui u_1 , rezultând apoi un u_0 care creste s.a.m.d. pâna când elementul activ de circuit se distruge sau intra într-o zona de limitare, cu distorsionarea corespunzatoare a formei de unda).

Din aceste considerente rezulta ca circuitele de generare a oscilatiilor armonice sunt prevazute (de regula pe retea de reactie) cu elemente care sa limiteze valoarea semnalului ce se transfera la intrarea amplificatorului (ceea ce asigura si limitarea valorii tensiunii de iesire a generatorului). Se utilizeaza circuite de limitare cu diode montate antiparalel, diode Zener sau elemente active de circuit a caror rezistenta electrica se modifica prin actiunea unei tensiuni de comanda (de regula un tranzistor MOS).

Caracteristicile statice $I_D = f(U_{DS})$ la tensiuni mici drena-sursa ($U_{DS} < 0,5$ V) sunt liniare cu panta stabilita de valoarea tensiunii aplicate pe poarta dispozitivului (U_{GS}) conform figurii 4.4 (ce reprezinta caracteristicile statice ale tranzistorului MOS), ceea ce înseamna ca dispozitivul se comporta ca un rezistor:

$$r_{DS} = f(U_{GS}) .$$

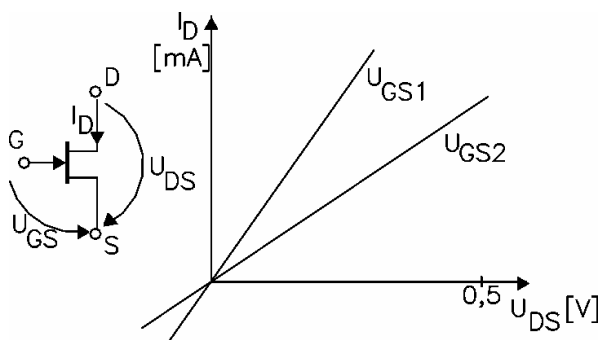


Fig. 4.4

Valoarea rezistentei poate fi calculata în functie de modelul adoptat pentru tranzistor :

$$1/r_{DS} = g_{d0}(1 - \sqrt{U_{GS}/U_T}) ,$$

unde: U_T este tensiunea de taiere, iar g_{d0} – conductanta dispozitivului la $U_{GS} = 0$ (ambele fiind catalogate pe tipuri de tranzistoare).

Pentru tranzistorul de tip TEC-J, se utilizează relația:

$$r_{ds} = 1/g_{m0} U_T / (U_T - U_{GS}) ,$$

în care $g_{m0} = 2I_{DSS}/U_T$ este conductanța la curențul de saturatie.

În figura 4.5 este prezentată o structură de generator de semnale armonice care utilizează rețeaua Wien (R_1C_1 și R_2C_2) prin intermediul căreia se realizează frecvența tensiunii de ieșire și funcționarea în regim stabil de oscilații.

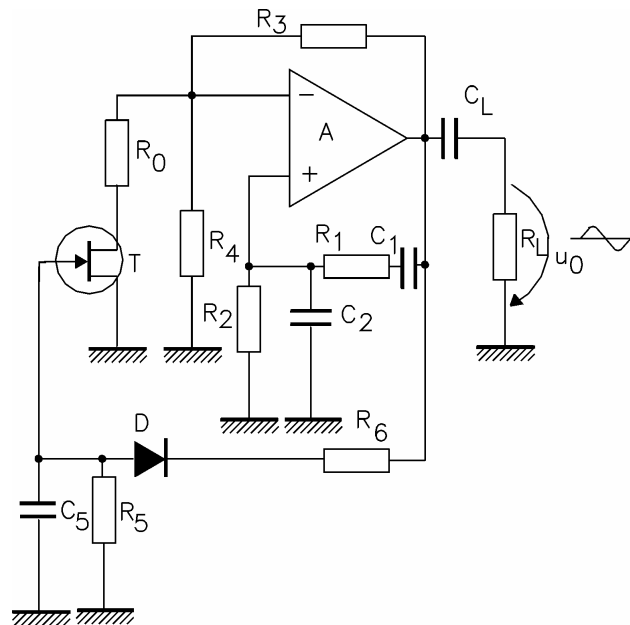


Fig. 4.5

Pentru îndeplinirea condiției de oscilație privind factorul de amplificare s-a conectat o rețea de reacție negativă, formată din rezistoarele R_3 și R_4 .

Factorul de amplificare $A = 1/\beta$ este obținut prin dimensionarea corespunzătoare a rezistoarelor R_3 și R_4 , deoarece aceasta determină valoarea amplificării sistemului cu reacție negativă:

$$A = 1 + R_3 / R_4 .$$

Amorsarea oscilațiilor, precum și limitarea valorii acestora, este realizată de valoarea rezistenței r_{DS} a tranzistorului TEC-J (notat cu T în figura 4.5) montat în paralel cu rezistorul R_4 .

Factorul de amplificare conține rezistența echivalentă :

$$R_{4t} = R_4 \parallel (r_{ds} + R_0) ,$$

care se modifică în funcție de valoarea tensiunii de la ieșirea ei (deci în funcție de amplitudinea sinusoidei de ieșire). La valori mici ale tensiunii u_0 , tensiunea de

curent continuu care se aplica pe poarta tranzistorului are o valoare mica, ceea ce determina o valoare mica si a rezistentei r_{DS} si implicit o valoare mica a R_4 , deci o valoare mare a factorului de amplificare A , adica $A > A_{osc} (= 3)$, ceea ce conduce la cresterea amplitudinii tensiunii de iesire.

Atunci când tensiunea de iesire a crescut suficient, va creste si valoarea rezistentei r_{DS} (prin cresterea tensiunii de negativare U_{GS}), pâna când $A = A_{osc} = \text{const.} (= 3)$, ceea ce este echivalent cu mentinerea constanta a amplitudinii tensiunii de iesire.

Pentru comanda portii tranzistorului *TEC-J* se utilizeaza circuitul de redresare format din dioda D si condensatorul C_5 (v. fig. 4.5). Rezistoarele R_6 si R_5 reprezinta un divizor de tensiune pentru a micsora tensiunea redresata:

$$U_{GT} = U_{redr} R_5 / (R_5 + R_6),$$

în domeniul necesar modificarii rezistentei r_{DS} .

Valoarea tensiunii redresate ($\sqrt{2}U_0 / \pi$) depinde de valoarea efectiva U_0 a tensiunii de iesire.

Pentru domeniul radiofrecventelor se utilizeaza încă **oscilatoarele în trei puncte**, a caror schema de principiu este prezentata în figura 4.6 (*a* – schema de principiu, *b* – schema echivalenta), cu structura Hartley sau Colpitz.

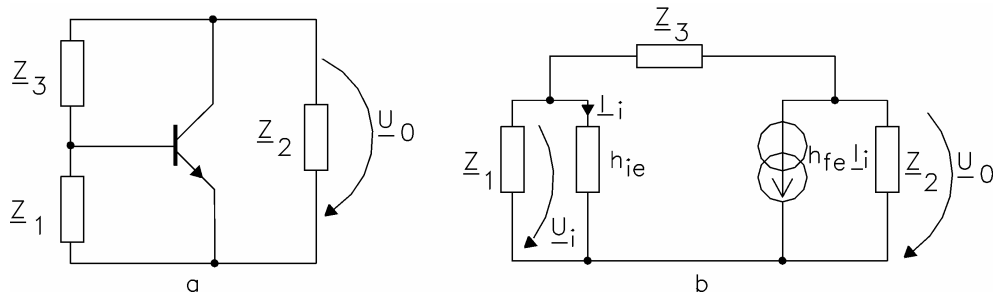


Fig. 4.6

În schema echivalenta a tranzistorului s-a luat în considerare impedanta de la iesire, considerând inegalitatea:

$$\frac{1}{h_{0e}} \gg |Z_2|.$$

Factorul de amplificare în tensiune:

$$\underline{A_u} = -h_{fe} \frac{\underline{I_i} \cdot \underline{Z_0}}{\underline{U_i}} = -\frac{h_{fe} \underline{I_i} \cdot \underline{Z_0}}{h_{ie} \underline{I_i}} = -h_{fe} \frac{\underline{Z_0}}{h_{ie}}.$$

Reactia este asigurata de impedantele $\underline{Z_3}$ si $\underline{Z_1} \parallel h_{ie}$ si are factorul:

$$\underline{\beta} = \frac{\underline{U_i}}{\underline{U_0}} = \frac{\underline{Z_1} \parallel h_{ie}}{\underline{Z_3} + \underline{Z_1} \parallel h_{ie}}.$$

Sursa de curent lucreaza pe impedanta formata din $\underline{Z}_2$ care se afla în paralel cu impedanta de la intrare:

$$\underline{Z}_0 = \underline{Z}_2 \parallel (\underline{Z}_3 + \underline{Z}_1 \parallel h_{ie}).$$

Conditia de oscilatie $\underline{A}_u \cdot \underline{\beta} = 1$ conduce la relatia:

$$h_{fe} \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) + h_{ie} (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) = 0. \quad (4.4)$$

Deoarece impedantele $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ sunt reactante (deci pot fi scrise sub forma $\underline{Z}_k = jX_k$ relatia (4.4) se poate desparti pe componente astfel:

$$\begin{aligned} X_1 + X_2 + X_3 &= 0, \\ h_{fe} &= -\left(1 + \frac{X_2}{X_3}\right). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Parametrul h_{fe} al tranzistorului este o marime pozitiva, ceea ce înseamna ca si membrul drept al egalitatii (4.5) trebuie sa fie pozitiv. Acest deziderat este îndeplinit pentru X_2 sau $X_3 < 0$ si $|X_2/X_3| > 1$. Din aceste considerente rezulta urmatoarele posibilitati:

$X_3 > 0$ si $X_1, X_2 < 0$ – inegalitati care definesc **oscilatorul de tip Colpitz** (X_3 – inductivitate si X_1, X_2 – capacitati);

$X_3 < 0$ si $X_1, X_2 > 0$ – inegalitati care definesc **oscilatorul de tip Hartley** (X_3 – capacitate si X_1, X_2 – inductivitati).

În figura 4.7 este prezentat un oscilator de tip Colpitz.

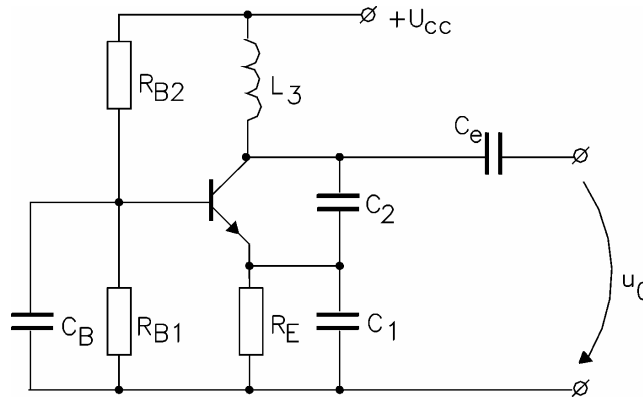


Fig. 4.7

Condensatorul C_B se dimensioneaza ca un scurtcircuit al rezistentelor de polarizare la frecventa de oscilatie:

$$\frac{1}{\omega_0 C_B} \ll R_{B1} \parallel R_{B2}.$$

Frecventa de oscilatie este:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_3 \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} .$$

În figura 4.8 este prezentat un oscilator Hartley, a carui frecventa de oscilatie este:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_3 (L_1 + L_2)}} .$$

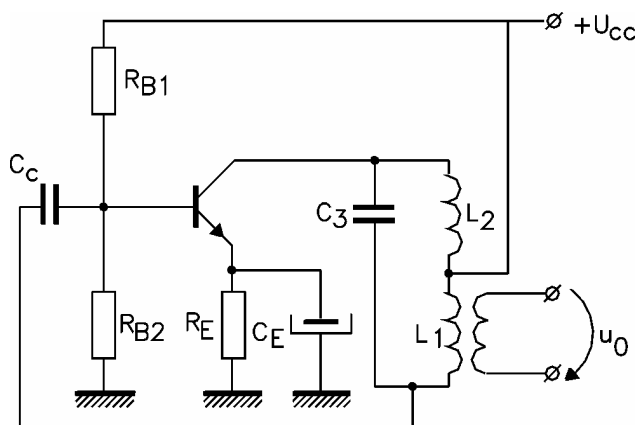


Fig. 4.8

Condensatorul C_E scurtcircuiteaza la frecventa de oscilatie rezistenta R_E ($\frac{1}{\omega_0 C_E} \ll R_E$), iar C_C este un condensator de cuplaj de impedanta mica la frecventa f_0 . Tensiunea de iesire este extrasa prin cuplarea uneia din inductivitati (L_1) cu circuitul de sarcina.

Conditia de amorsare a oscilatiilor se refera la panta tranzistorului calculata în punctul static de functionare ($g_{m0} = \frac{g_e I_{c0}}{mKT}$):

$$g_{m0} > \frac{1}{R} \frac{L_2}{L_1} ,$$

unde R este rezistenta inductivitatile aflate în serie.

Oscilatoarele în trei puncte, cu tranzistoare corespunzatoare, pot functiona pentru frecvente de ordinul sutelor de MHz.

În figura 4.9 este prezentata schema unui oscilator de tip Hartley cu *TEC-J*.

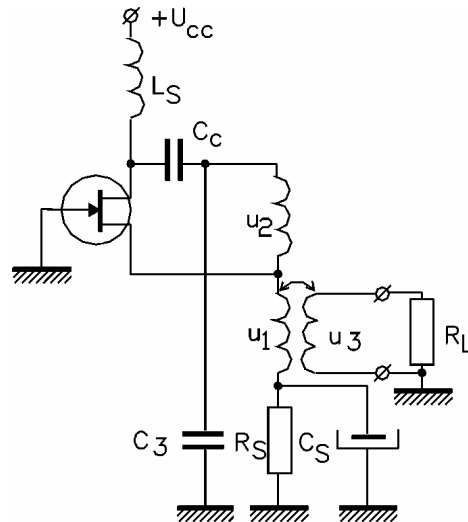


Fig. 4.9

Polarizarea în curent continuu a porții se realizează cu rezistorul R_S (scurtcircuitat de condensatorul C_S în curent variabil) :

$$\frac{1}{\omega_0 C_S} \ll R_S .$$

Semnalul se extrage prin cuplaj inductiv cu ajutorul înfășurării având la ieșire tensiunea notată cu u_3 .

Reactia este asigurată de înfășurarea cu tensiunea u_1 , ceea ce determină un factor de reacție:

$$\beta = \frac{U_1}{U_1 + U_2} ,$$

iar factorul de amplificare a *TEC-J* poate fi exprimat prin:

$$\underline{A}_u = g_m \underline{Z} ,$$

în funcție de panta g_m a tranzistorului și de impedanța de sarcină $\underline{Z}$. De notat că $\underline{Z}$ conține impedanța de ieșire a *TEC-J* (r_{DS}), impedanța de sarcină reflectată (R'_L) în circuitul primar cât și impedanța R_S raportată la circuitul primar.

Condiția de oscilație (4.1), adică:

$$\underline{A}_u \beta = 1 ,$$

conduce la condiții asupra pantei tranzistorului:

$$g_m \geq \frac{2}{\sqrt{R_d R_s}} ,$$

unde R_d este rezistența formată din $r_{DS} || QX_{CB} || R'_L$.

Stabilitatea frecvenței de oscilație a oscilatorului cu *TEC-J* este mai bună decât în cazul utilizării tranzistoarelor bipolare, deoarece capacitățile din schema echivalentă nu depind de valoarea curentului din circuit (care este afectat de temperatura).

Unele generatoare de semnale sinusoidale folosesc în etajul oscilatorului cu frecvență variabilă (v. fig. 4.1) un așa-zis **oscilator interferențial** (numit și “cu batai”) care are în structura lui câte două oscilatoare de bază (de tip *RC* sau *LC*), cu frecvențele f_1 și f_2 , o rețea de defazare, câte două multiplicatoare de

semnale (notate cu $\times$ în fig. 4.10) și câte două filtre trece jos (FTJ), ca în schema din figura 4.10

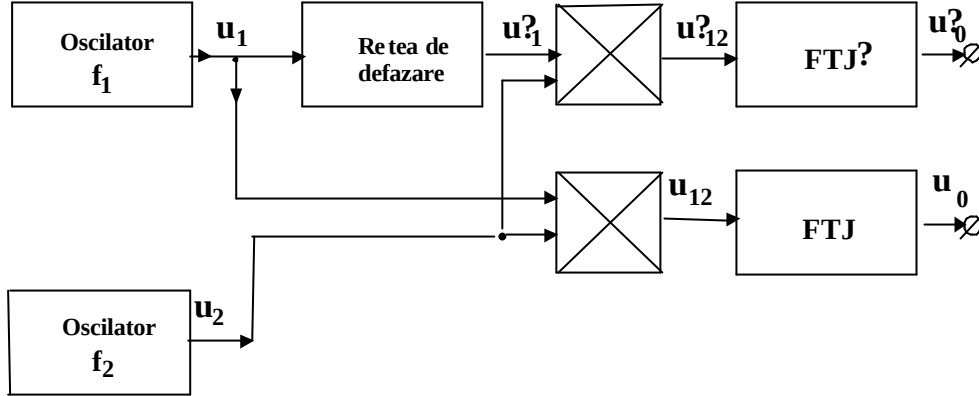


Fig. 4.10

Oscilatoarele produc semnalele de tensiune:

$$u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin \omega_1 t,$$

$$u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega_2 t,$$

iar la ieșirea etajului cu rețeaua de defazare se obține:

$$u_1' = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega_1 t - \varphi_0)$$

adică un semnal de tensiune defazat față de u_1 cu defazajul φ_0 . Atunci, din cele două multiplicatoare rezulta semnalele:

$$u_{12} = u_1 u_2 = 2U_1 U_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t = U_1 U_2 [\cos(\omega_1 - \omega_2)t - \cos(\omega_1 + \omega_2)t],$$

din care filtrul trece jos (FTJ) lasă să treacă numai componenta de joasă frecvență cu $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$, adică $u_0 = \sqrt{2}U_0 \sin \omega_0 t$, iar filtrul trece jos FTJ' – semnalul:

$$u_0' = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega_0 t - \varphi_0).$$

Se obțin astfel: două ieșiri diferențiale, benzi largi de frecvență (cu $f_1 = 40$ MHz și $f_2 = 30$ MHz la 39,9 MHz rezulta o frecvență a semnalului de ieșire $f_0 = 0,1$ MHz la 10 MHz), cu factorii de acoperire $K_f' = K_f'' = 100$ și domenii vobulate întinse. De aceea, acest etaj oscilator “cu batai” se folosește în vobulatoare și în generatoare de foarte joasă frecvență.

4.2. GENERATOARE DE IMPULSURI

Asa-zisele generatoare de impulsuri sunt, în fapt, generatoare de semnale periodice cu forma de unda dreptunghiulară (mai general spus, trapezoidală) sau neperiodice (impulsuri dreptunghiulare singulare, care simulează semnalele Dirac). În domeniul măsurărilor (testărilor) electronice, aceste generatoare sunt utilizate la încercarea: amplificatoarelor video, circuitelor logice secvențiale, număratoarelor etc., precum și la determinarea regimului tranzitoriu al etajelor electronice s.m.a. Oscilatoarele de impulsuri se găsesc în structura unor aparate electronice de măsurat tensiuni, timp, frecvențe, rezistențe s.a.

4.2.1. Parametrii generatoarelor de impulsuri

Multi dintre acești parametri sunt legați de forma pe care le au impulsurile generate. La frecvențe înalte, forma generală a impulsurilor este aratăată în figura 4.11, iar la frecvențe joase este indicată în figura 4.12.

În legătura cu aceste forme, se definesc următorii parametri ai impulsurilor de ieșire:

Perioada. Acest parametru reglabil, notat cu T_0 (v. fig. 4.11), este precizat uneori indirect prin frecvența de repetiție $f_0 = 1/T_0$. Pentru un generator sunt indicate limitele extreme între care se poate regla perioada T_0 (sau frecvența f_0).

Durata impulsului. Majoritatea generatoarelor au durata T_1 reglabilă, în condițiile menținerii unei perioade T_0 constante, precizându-se domeniul T_{1min} la T_{1max} . Există însă și aparate simple cu așa-numitul *factor de umplere* (definit prin raportul T_1/T_0) constant, având de obicei valoarea $T_1/T_2 = 1/2$ (impuls dreptunghiular simetric).

Durata fronturilor. Aceste intervale de timp, notate cu t_a și t_p (pentru frontul anterior și respectiv posterior – v. fig. 4.11), sunt de multe ori constante, garantându-se valorile maxime. Pentru unele generatoare, care au fronturi reglabile, se indică plaja t_{min} la t_{max} , pe ambele fronturi. Dacă $t_a = t_p$, semnalul trapezoidal generat este simetric, cu condiția $T_1 = T_0/2$.

Amplitudinea. Tensiunea la ieșire, U_0 , la bornele generatorului în gol sau pe o anumită rezistență de sarcină (de obicei 50 Ω) este indicată în valori vârf – vârf (v. fig. 4.11). Se mai specifică: amplitudinea maximă U_{0max} și plaja de reglaj a tensiunii U_0 .

Distorsiunea impulsurilor dreptunghiulare. Supracreșterile de tensiune: d_a , d'_a , d_p și d'_p (v. fig. 4.11), caderea palierelor, $? U_0/U_0$ (v. fig. 4.12) și duratele fronturilor (t_a , t'_p) caracterizează abaterile unui impuls real față de unul ideal (caz în care toți acești parametri sunt nuli). Se precizează numai valorile maxime ale lui d și $? U_0/U_0$.

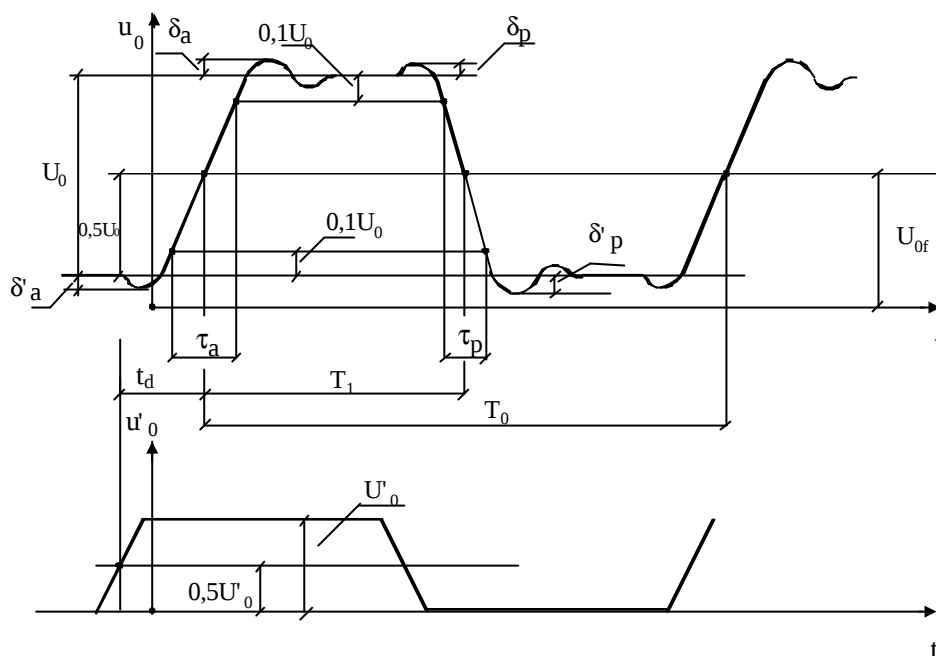


Fig. 4.11

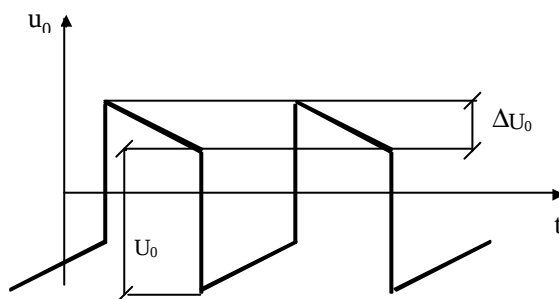


Fig. 4.12

Întârzierea. Intervalul de timp între un impuls de referință u'_0 (v. fig. 4.11), extern sau intern (ca, de pilda, un generator de tact), și impulsul de ieșire se numește *întârziere* și se notează cu t_d . Acest timp, t_d , este un parametru reglabil între două limite $t_{d\min}$ și $t_{d\max}$, care sunt precizate de fabricant.

Decalajul. De cele mai multe ori, impulsurile sunt suprapuse peste o tensiune continuă, zisa de decalaj și notată cu U_{of} (v. fig. 4.11). De obicei tensiunea U_{of} este reglabilă între valorile $-U_{of\max}$ și $+U_{of\max}$ independent de amplitudinea U_0 . La unele generatoare decalajul este constant, cu valori: $U_{of} = 0$ sau $U_{of} = \pm U_0/2$.

Precizia. Se referă la erorile cu care sunt indicate, cu dispozitive mecanice sau – mai frecvent – cu elemente electronice de afișaj situate pe panoul genera-

torului, marimile T_0 (sau f_0), T_1 , T_d și – eventual – U_0 , U_{of} , t_a și t_p . Precizia cu care se citesc acești parametri este specificată prin clasa de precizie a indicatoarelor respective.

Imprecizia aleatoare de comutare. Comutarea circuitelor generatorului de impulsuri nu are loc strict periodic, ci cu mici variații aleatoare în timp față de momentele t , $t + T_0$, $t + 2T_0, \dots$. Această imprecizie de comutare, denumită și “jitter” (ceea ce înseamnă: care tremura sau instabil), afectează parametrii T_0 , T_1 și T_d . Ea apare datorită zgomotului inerent, suprapus peste semnalele ce produc comutările circuitelor. Pentru aparatele cu performanțe mai ridicate se garantează cifre maxime de “jitter” (pentru raportul dintre variația maximă aleatoare față de o valoare medie și o valoare medie, ca de exemplu: $(T_0 \pm ? T_{0max})/T_0$). Efectul de “jitter” poate fi pus în evidență prin vizualizarea cu un osciloscop a tensiunii de ieșire u_0 (v. fig. 4.13), cu frecvențe de baleiere foarte mari în comparație cu f_0 , impulsurile dreptunghiulare u_0 aparând pe ecranul osciloscopului cu imagini difuze ale fronturilor.

Alți parametri. În funcție de calitatea generatorului se mai precizează: liniaritatea fronturilor, stabilitatea amplitudinii, caracteristicile de intrare ale porțiilor, modurile de lucru ș.a.

4.2.2. Schema de principiu a generatorului de impulsuri

În structura unui generator de impulsuri intra etaje ca: oscilatoare sinusoidale cu frecvență variabilă, circuite basculante de tip multivibrator, circuite formatoare (circuite basculante monostabile, circuite basculante de tip “trigger” Schmitt cu histererezis), limitatoare, porți, etaje de întârziere (de obicei un circuit basculant monostabil), etaje de formare în durată (tot un circuit monostabil comandat cu un impuls “scurt”), etaje pentru stabilirea fronturilor, amplificatoare de ieșire (care asigură nivelele dorite pentru U_0 , reglabile în limite largi, și tensiunile de decalaj U_{of} reglabile), detectoare de nivel, discriminatoare de frecvență, atenuatoare calibrate și dispozitive de indicare sau afișaj.

În figura 4.13 este prezentată schema de principiu a unui generator sinusoidal-dreptunghiular.

După cum se vede, el conține un oscilator, al cărui semnal de frecvență variabilă (reglabilă) este trecut printr-un circuit bistabil (un “trigger” Schmitt), la ieșirea căruia rezultă impulsuri dreptunghiulare cu fronturi rapide, de perioadă egală cu perioada tensiunii sinusoidale. Printr-un bloc de ieșire se asigură un semnal dreptunghiular cu nivel U_0 reglabil, cu durată T_1 uneori reglabilă și cu un decalaj U_{of} reglabil (acest semnal se obține la borna de ieșire u_0 și el are un factor de umplere T_1/T_0 de cca. 0,5 care poate fi și el reglat). Printr-un amplificator de ieșire și un atenuator calibrat se poate obține și un semnal sinusoidal (de la o altă borna de ieșire, u_s).

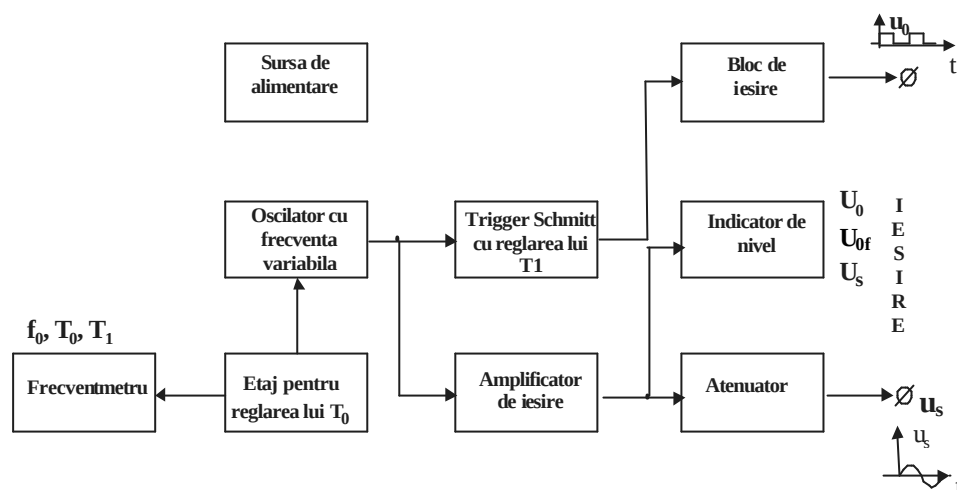


Fig. 4.13.

4.3. GENERATOARE DE FUNCTII

Aceste generatoare sunt astfel denumite deoarece produc simultan semnale cu mai multe forme de unda: triunghiulare, dreptunghiulare si sinusoidale (v. fig. 4.14). Spre deosebire de alte tipuri de oscilatoare armonice, generatoarele de functii formeaza tensiunea sinusoidală prin procesarea unei tensiuni triunghiulare simetrice cu ajutorul unor circuite neliniare (v. fig. 4.15), cu acestea putându-se obtine si orice alta forma dorita (de aici si numele *de generator de functii*).

Domeniul de frecvente acoperit de diversele variante ale generatoarelor de functii este cuprins între $5 \cdot 10^{-5}$ Hz si 50 MHz.

4.3.1. Parametrii generatoarelor de functii

În afara parametrilor generali întâlniti la orice generator de semnale (ca: domeniul de frecvente, stabilitatea, precizia, rezistenta de iesire, atenuarea, defazajul si decalajul), la generatoarele de functii se mai indica si câtiva **parametri specifici** si anume:

- **pentru tensiunile sinusoidale**: stabilitatea de amplitudine, distorsiunile neliniare si caracteristica de frecventa (definite asa ca în paragraful 4.1.1);
- **pentru tensiunile dreptunghiulare**: factorul de umplere, durata fronturilor si distorsiunile (v. subcap. 4.2);

- **pentru tensiunile triunghiulare**: factorul de umplere T_1/T_0 (v. fig. 4.14,b), definit la fel ca pentru tensiunile dreptunghiulare, si liniaritatea – prin *coeficientul de neliniaritate* care se exprima prin:

$$\delta_n = 1 - \left(\frac{du_c}{dt} \Big|_{t=T_1} \right) / \left(\frac{du_c}{dt} \Big|_{t=0} \right),$$

unde δ_n este coeficientul de neliniaritate, $u_c(t)$ – tensiunea triunghiulara, iar T_1 – durata frontului de crestere.

4.2.3. Elementele componente ale generatoarelor de functii

Dintre etajele componente, doua sunt strict specifice: oscilatorul dreptunghiular-triunghiular si rețeaua de formare a tensiunii sinusoidale.

Oscilatorul dreptunghiular-triunghiular. În figura 4.14 sunt reprezentate: *a* – schema de principiu a circuitului care produce simultan semnale de tensiune dreptunghiulara si triunghiulara; *b* – formele de unda ale semnalelor generate. Notatiile folosite în aceasta figura reprezinta: u_B – tensiunea la iesirea circuitului bistabil; u_C – tensiunea la bornele condensatorului de integrare, C ; T_1 si T_2 – intervalele de timp în care tensiunea u_B este $u_B > 0$ si – respectiv – $u_B < 0$; I_1 si I_2 – generatoarele de curent constant comandate de circuitul basculant; U_{p1} si U_{p2} – tensiunile de prag ale circuitului basculant bistabil.

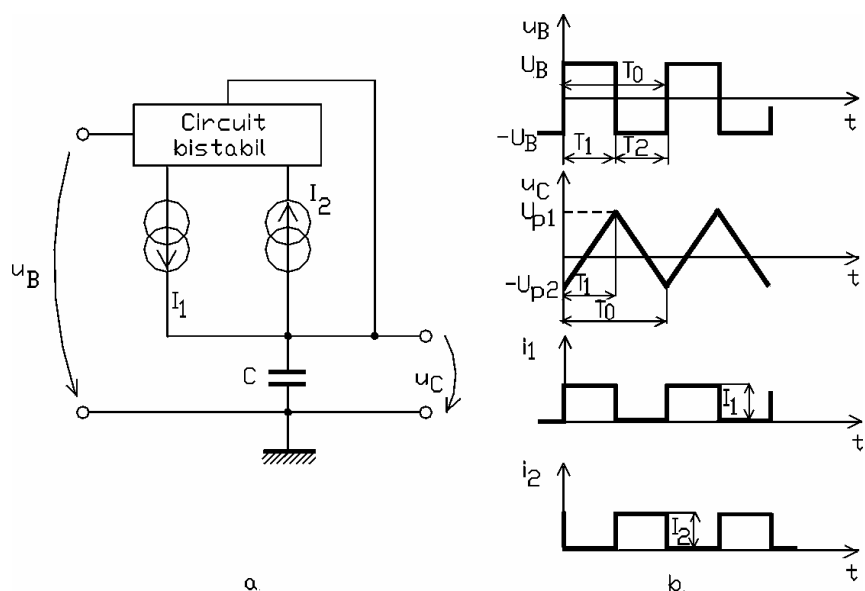


Fig. 4.14

Atunci când tensiunea u_C atinge pragul superior U_{p1} ($u_C = U_{p1}$) circuitul bistabil basculează comandând schimbarea curenților i_1 și i_2 de la valorile I_1 la 0 și – respectiv – de la 0 la I_2 . Apoi, tensiunea u_C începe să scadă și când ajunge la valoarea $u_C = -U_{p2}$ circuitul bistabil basculează din nou, comandând schimbarea valorii curenților (i_1 de la 0 la I_1 și i_2 de la I_2 la 0) și așa mai departe, cu o perioadă de repetiție $T_0 = T_1 + T_2$.

Pentru prima semiperioadă (T_1) se pot scrie relațiile :

$$0 \leq t \leq T_1 \Rightarrow u_C(t) = -U_{p2} + \frac{1}{C} \int_0^{T_1} i_1 dt = -U_{p2} + \frac{I_1 t}{2} \Big|_0^{T_1}, \quad (4.6)$$

caci $i_1 = I_1 = \text{const}$, iar pentru a doua semiperioadă (T_2) în mod analog:

$$T_1 \leq t \leq T_1 + T_2 \Rightarrow u_C(t) = U_{p1} + \frac{1}{C} \int_{T_1}^{T_1+T_2} i_2 dt = U_{p1} - \frac{I_2}{C} (t - T_1) \Big|_{T_1}^{T_1+T_2}, \quad (4.7)$$

caci în aceasta a doua semiperioadă $i_2 = -I_2 = \text{const}$.

Punând condițiile : $u_C(T_1) = U_{p1}$ și $u_C(T_1 + T_2) = -U_{p2}$ (v. fig. 4.14,b), relațiile (4.6) și (4.7) devin :

$$u_C(T_1) = U_{p1} = -U_{p2} + \frac{1}{C} I_1 T_1 \therefore T_1 = C(U_{p1} + U_{p2}) / I_1, \quad (4.8)$$

și:

$$u_C(T_1 + T_2) = -U_{p2} = U_{p1} - \frac{1}{C} I_2 (T_1 + T_2 - T_1) \therefore$$

$$T_2 = C(U_{p1} + U_{p2}) / I_2. \quad (4.9)$$

Din (4.8) și (4.9) se poate calcula frecvența de basculare, deci frecvența semnalelor u_B și u_C :

$$f_0 = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{\frac{C(U_{p1} + U_{p2})}{I_1} + \frac{C(U_{p1} + U_{p2})}{I_2}} =$$

$$= \frac{I_1 I_2}{(I_1 + I_2) C(U_{p1} + U_{p2})}. \quad (4.10)$$

Pentru modificarea frecvenței de oscilație, f_0 , se pot schimba în mod continuu, conform expresiei (4.10), valorile I_1 și I_2 și capacitatea condensatorului C , în trepte decadice. Modificarea pragurilor U_{p1} și U_{p2} ar necesita schimbarea tranzistoarelor, ceea ce, înșă, nu este posibil deoarece ar provoca variația amplitudinii semnalului triunghiular, fapt care ar împiedica formarea ulterioară a tensiunii sinusoidale.

Condensatorul C , dacă este fix, se alege cu valori ale capacității de la 10 la 20 μF (corespunzând frecvențelor minime generate) și trebuie să fie de cea mai bună calitate.

Reteaua de formare a tensiunii sinusoidale. În figura 4.15 sunt reprezentate: a – schema rețelei pasive de formare a unei tensiuni sinusoidale (u_s) plecând de la o tensiune triunghiulară (u_c) și b – mecanismul de formare u_s ? u_c și de limitare. Schema circuitului de formare (fig. 4.15,a) se conectează prin intermediul unui repetor la o tensiune triunghiulară (u_c) simetrică (cu $T_1 = T_2$ – v. fig. 4.14,b). Diodele $D_1, D_2, \dots, D_n$ și $D'_1, D'_2, \dots, D'_n$ servesc la formarea pulsurilor – fragmente de sinusoidă pozitive (când $u_c > 0$) și – respectiv – negative (atunci când $u_c < 0$). Grupurile de câte două rezistoare cu rezistențele de precizie R_{i1}, R_{i2} și R'_{i1}, R'_{i2} ($i = 1, 2, \dots, n$), stabilesc praguri a căror depășire în valoare absolută de către tensiunea u_c asigură deschiderea diodelor D_i, D'_i , ($i = 1, 2, \dots, n$). Pragurile sunt de forma:

$$U_i = \frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_{i2}} E$$

și

$$, (i = 1, 2, \dots, n) \quad (4.11)$$

$$U'_i = \frac{R'_{i1}}{R'_{i1} + R'_{i2}} (-E)$$

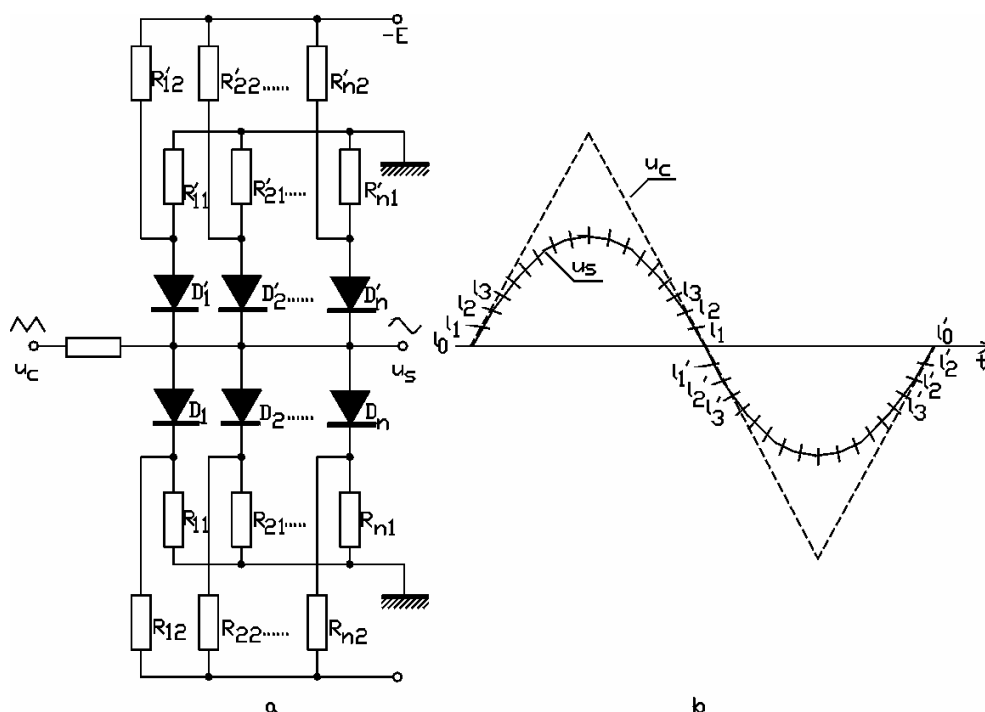


Fig. 4.15

Se obisnuieste sa se ia $R_{i1} = R'_{i1}$ si $R_{i2} = R'_{i2}$ ($i = 1, 2, \dots, n$), ceea ce implica $U_i = U'_i$ ($i = 1, 2, \dots, n$), rezultând doua semisinusoide identice (una pozitiva si alta negativa), deci un semnal sinusoidal simetric. Valorile vor fi $U_1 < U_2 < \dots < U_i < \dots < U_n$ si se vor calcula astfel divizoarele R_{i1} si R_{i2} din (4.11), asa încât tensiunile sa deschida pe rând diodele : $U_i - iU_{p1} = U_s \sin \frac{\pi/2}{i}$, $i = 1, 2, \dots, n$, unde n este numarul de “pasi” (esantioane $l_i - v.$ fig. 4.15,b) în care se descompune o patrime de sinusoida, iar U_s este valoarea maxima pe care vrem sa o aiba sinusoida. Asa cum se arata în [9], o retea cu $n = 24$ diode alimentata cu o tensiune triunghiulara vârf-vârf ($U_{p1} + U_{p2}$) de 10 V poate furniza tensiuni sinusoidale cu 0,5% distorsiuni si o valoare maxima de 2 V.

4.4. EXEMPLE DE GENERATOARE DE SEMNALE

4.4.1. Generator de semnal cu 555

Circuitul integrat 555, a carui schema bloc este aratata în figura 4.16, se alimenteaza cu tensiuni U_{cc} de maximum 18 V si poate sa furnizeze la iesirea Q_0 , (3) pe figura 4.16, un curent I_0 de maximum 200 mA. Este utilizat atât în regim de circuit basculant monostabil cât si în regim de astabil, în functie de componentele conectate la borne.

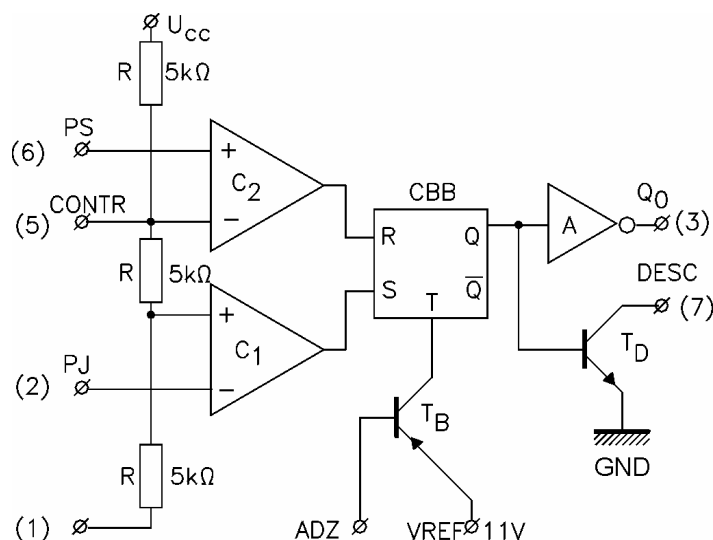


Fig. 4.16

Circuitul are în componența doua comparatoare, notate cu C_1 si C_2 , pe schema din figura 4.16, care au la una din intrari un potential constant (stabilit de divizorul rezistiv), iar la cealalta intrare, PJ/PS , au conectate surse de semnal.

În condițiile în care la borna *CONTR* nu se conectează un rezistor, potențialele stabilite de divizorul rezistiv determină pragurile: $U_{p1} = (R/3R) U_{cc} = U_{cc}/3$ și $U_{p2} = [(R + R)/3R]U_{cc} = 2U_{cc}/3$, astfel ca pentru $U_{cc} = 5\text{ V}$ avem $U_{p1} = 1,67\text{ V}$, $U_{p2} = 3,33\text{ V}$.

Bistabilul *RS* (*CBB* pe figura 4.16) înscrie *S* la ieșire ($Q = S$) dacă intrările sunt diferite ($R \neq S$) și lasă ieșirea *Q* nemodificată dacă starea intrărilor este în zero logic ($R = S = 0$).

Comparatorul C_1/C_2 determină un potențial ridicat ("1 logic") la ieșire dacă tensiunea conectată la borna notată (+) este mai mare decât tensiunea conectată la borna (-): $V_+ > V_-$.

Tinând seama că $U_{p1} = U_{1+}$ și $U_{p2} = U_{2-}$ în condițiile în care potențialele intrărilor *PJ* și *PS* se modifică între valorile 0 V și U_{cc} , s-au prezentat în figura 4.17 atât stările ieșirilor celor două comparatoare cât și starea ieșirii bistabilului (*CBB* din fig. 4.16).

Deoarece în schema este prevăzut amplificatorul *A* în regim de inversor, ieșirea C_i este $Q_0 = \overline{Q}$.

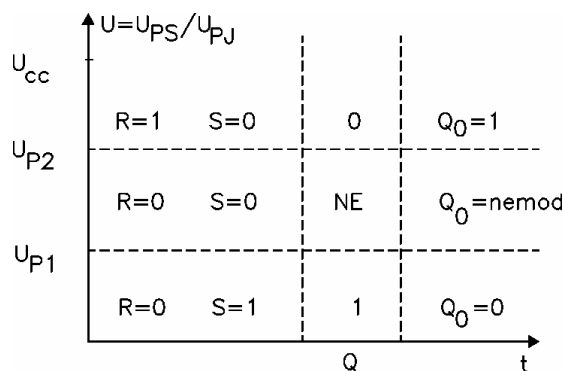


Fig. 4.17

Diagrama din figura 4.17 poate fi explicată în sensul că starea ieșirii Q_0 a circuitului integrat se modifică dacă unul din semnalele de la intrările *PJ*, *PS* iese din domeniul de limitare impus; deci, dacă $U_{ps} > U_{p2}$? $Q_0 = 0$, sau dacă $U_{pj} < U_{p1}$? $Q_0 = 1$.

Tranzistorul T_D (v. fig. 4.16), numit *de descarcare*, este saturat atunci când Q_0 este în zero logic, ceea ce face ca ieșirea *DESC* să fie la potențialul *GND* – de fapt la $U = 70\text{ mV}$ – altfel spus $Q_0 = 0$? $DESC = GND$.

Schemele de utilizare a circuitului integrat conțin totdeauna un condensator care se încarcă potrivit utilizării circuitului, iar T_D este utilizat la descarcarea rapidă a acestui condensator.

Tranzistorul T_B , de blocare, se saturează dacă *ADZ* este conectată la *GND*, ceea ce face ca ieșirea Q_0 să nu se mai modifice (ramâne în "1 logic"), indiferent de starea intrărilor *PJ*, *PS*. Dacă comanda de blocare nu este folosită, borna *ADZ* se conectează la sursa U_{cc} . Bornei *VREF* i se aplică un potențial de referință (de 11 V).

Intrarea *CONTR* este folosita uneori pentru a modifica pragurile U_{p1} , U_{p2} , de obicei fiind lasata în aer. Daca între *CONTR* si *GND* se conecteaza un rezistor de valoare R_1 [kO] avem:

$$R_2 = 2R \parallel R_1 = 10 \parallel R_1 = \frac{10R_1}{10 + R_1}, U_{p2} = \frac{R_2}{R_2 + 5} U_{cc}, U_{p1} = \frac{1}{2} U_{p2}.$$

De exemplu, pentru $R_1 = 5 \text{ kO}$? $U_{p2} = 0,4U_{cc}$, $U_{p1} = 0,2U_{cc}$.

Regimul de monostabil al circuitului integrat $\beta E555$ se obtine prin conectarea unui condensator C la borna *PS* si comanda bascularii prin intermediul bornei *PJ*, ca în figura 4.18,a.

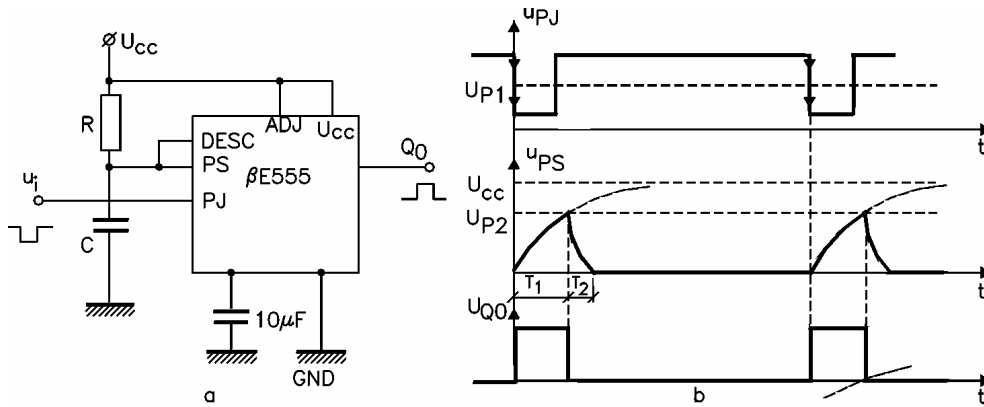


Fig. 4.18

Starea stabila a circuitului se obtine pentru tensiune de comanda $u_i > U_{p1}$. La conectarea sursei de alimentare, condensatorul C este descarcat ? $U_{ps} = 0$ si daca $u_i > U_{p1}$, iesirea Q_0 se stabileste în “0 logic” $Q_0 = L$ (adica “low”). În aceste conditii $\bar{Q} = 1$? T_D are potential mare pe baza, ceea ce implica T_D saturat si rezistenta mica r_{CE} a T_D scurtcircuitaaza condensatorul C , ceea ce face ca iesirea circuitului integrat sa ramâna în zero logic.

Bascularea circuitului are loc pe frontul descrescator al tensiunii u_i când aceasta scade sub pragul U_{p1} ($S = 1$ cu $R = 0$ face ca Q sa creasca ? $Q = 1$). Schimbarea starii iesirii determina conectarea bazei T_D la *GND* ($\bar{Q} = 0$) si condensatorul C nu va mai fi scurtcircuitat.

Începe procesul de încărcare a condensatorului de la sursa de alimentare U_{cc} prin rezistorul R , tensiunea la bornele acestuia modificându-se conform ecuatiei:

$$u_c = u_{ps} = U_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

în care $t = RC$ este constanta de timp de încărcare.

Procesul de încărcare încetează atunci când $u_{PS} = 2U_{cc}/3$, la $t = T_1$, deoarece comparatorul C_2 își basculează ieșirea în $R = 1$. Se determina astfel expresia timpului:

$$T_1 = t \ln 3 = 1,1 RC .$$

Schimbarea stării ieșirii comparatorului C_2 determina și schimbarea stării ieșirii circuitului integrat $Q_0 = 0$, deoarece CBB (v. fig. 4.16) primește la intrare $R = 1, S = 0$? $Q_0 = 0$. Totodată tranzistorul T_D va avea baza conectată la $\bar{Q} = 1$, acesta se va satura și condensatorul C se descarcă de sarcina acumulată prin spațiul colector-emitor într-un timp scurt de ordinul a $T_2 = (2 \dots 10) \mu s$.

Considerând timpul T_1 de același ordin de mărime cu T_2 , frecvența maximă a tensiunii u_i este :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{10^6}{10 + 10} = \frac{10^6}{20} = 50 \text{ kHz} .$$

Regimul de astabil (generator de tensiune cu forma de undă dreptunghiuară) al $\beta E555$ se obține prin conectarea în scurtcircuit a intrărilor PJ și PS , ca în figura 4.19.

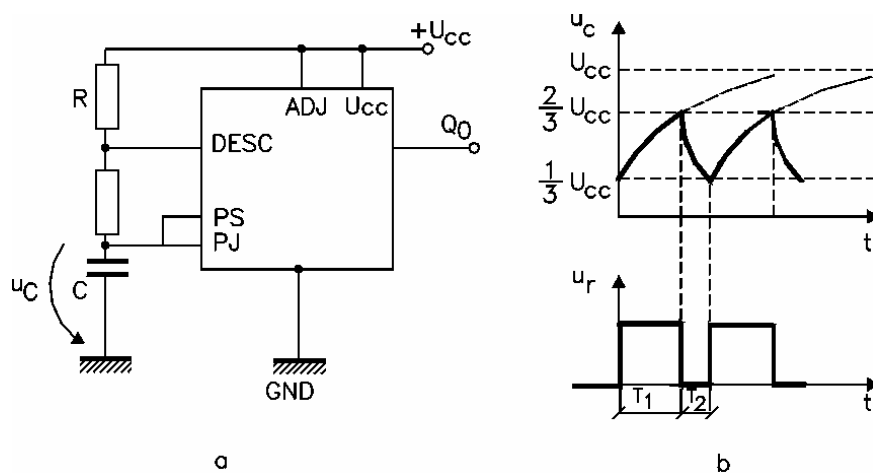


Fig. 4.19

La conectarea sursei cu t.e.m. U_{cc} , condensatorul C este descărcat $U_{PJ} \ll U_{cc}/3$? $S = 1, U_{PS} < 2U_{cc}/3$? $R = 0$? $Q_0 = 1, \bar{Q} = 0$? T_D blocat ceea ce face condensatorul să se încarce prin suma rezistențelor R_A și R_B cu constanta de timp $t = (R_A + R_B)C$. Când $u_c > U_{cc}/3$ atunci $u_{PJ} > U_{cc}/3$? $S = 0$, dar cum $R = 0$ rezultă că starea ieșirii nu se modifică (ramâne $Q_0 = 1$). Ieșirea Q_0 basculează atunci când tensiunea $u_c = 2U_{cc}/3$? $u_{PS} > 2U_{cc}/3$? $R = 1$ cu $S = 0$ ceea ce determină $Q_0 = 0$.

Deoarece $\bar{Q}$ devine 1 logic, baza T_D se va conecta la potential ridicat, T_D se satureaza si conecteaza punctul $DESC$ la masa, deci conecteaza R_B la GND . Condensatorul se va descarca de sarcina acumulata prin rezistenta R_B cu o constanta de timp:

$$t_2 = R_B C.$$

Rebascularea iesirii are loc când u_C scade sub valoarea de prag a PJ , adica:

$$u_C = u_{PS} \leq U_{CC}/3, \text{ rezultând } S = 1 \text{ cu } R = 0 \rightarrow Q_0 = 1.$$

Intervalele de tip T_1 si T_2 se determina din conditiile mai sus enuntate astfel :

$$\begin{aligned} u_C = 2 U_{CC}/3 &= U_{CC} - (U_{CC} - U_{CC}/3) e^{-\frac{T_1}{\tau_1}} \Rightarrow T_1 = (R_A + R_B)C \ln 2 = \\ &= 0,693(R_A + R_B); \\ u_C = U_{CC}/3 &= 0 - (0 - 2U_{CC}/3) e^{-\frac{T_1}{\tau_1}} \Rightarrow \\ \Rightarrow T_2 &= R_B C \ln 2 = 0,693 R_B C. \end{aligned} \quad (4.12)$$

Perioada tensiunii generate este atunci :

$$T = T_1 + T_2 = 0,693C (R_A + 2R_B),$$

la un factor de umplere:

$$K = \frac{T_1}{T} = 1 - \frac{R_B}{R_A + 2R_B}.$$

Circuitul $bE535$ poate functiona în regim de **generator de tensiune liniar variabila** daca condensatorul se încarca la curent constant, spre exemplu, prin intermediul tranzistorului T , ca în figura 4.20.

Circuitul din figura 4.20 functioneaza ca circuitul astabil, cu deosebirea ca în intervalul încarcării condensatorul acesta va avea un curent de încarcare constant, dictat de polarizarea tranzistorului T .

Potentialul bazei tranzistorului este exprimat pe doua cai:

$$\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = R_E I_E + U_{EB},$$

de unde:

$$I_c \approx I_E = \frac{1}{R_E} \left(\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} - U_{EB} \right).$$

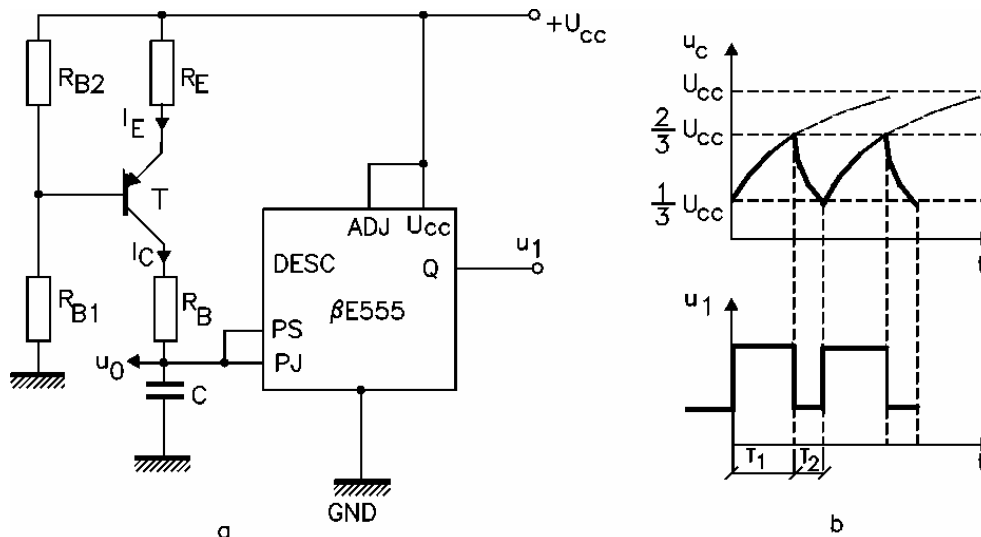


Fig. 4.20

Durata de încărcare a condensatorului se determina considerând curentul de încărcare constant, astfel ca:

$$C = \frac{\Delta q}{\Delta U} = \frac{I_c T_1}{\Delta U} = \frac{I_c T_1}{\frac{2}{3}U_{cc} - \frac{1}{3}U_{cc}} = \frac{3I_c T_1}{U_{cc}},$$

de unde rezulta:

$$T_1 = \frac{C \cdot U_{cc}}{3I_c}.$$

Descărcarea condensatorului are loc pe rezistența R_B , așa încât T_2 are aceeași expresie ca la circuitul astabil cu $\beta E555$ (v. 4.12).

4.4.2. Generator de semnale cu circuitul integrat 8038

Circuitul integrat 8038 are în structura sa tranzistoare de tipul Schottky, ceea ce îi permite să funcționeze la frecvența de până la 1 MHz. Referindu-ne la schema de principiu a circuitului integrat 8038 din figura 4.21, la ieșirea 3 se furnizează un semnal triunghiular, la ieșirea 9 un semnal dreptunghiular, iar la ieșirea 2 un semnal sinusoidal cu distorsiuni ale formei de undă mai mici decât 1%, la un curent de ieșire de maximum 25 mA (I_3 , I_9). Ieșirea de semnal dreptunghiular este cu colectorul în gol, ceea ce îi permite să furnizeze semnale *TTL* prin dimensionarea rezistorului R_L conectat între pinul 9 și sursa de alimentare U_{cc} .

În condițiile schemei din figura 4.22 rezistența R_A este formată din R_1 și kP :

$$R_A = R_1 + kP \text{ iar } R_B = R_2 + (1-k)P ,$$

ceea ce duce la obținerea unui generator de semnal cu circuitul integrat 8038 cu factor de umplere variabil.

Încărcarea și descărcarea condensatorului având loc la curent constant relația:

$$i_c = C \frac{du_c}{dt}$$

devine:

$$I = C \frac{\Delta U_c}{T} = C \frac{U_{c \max}}{T} \Rightarrow T = C \frac{U_{c \max}}{I} .$$

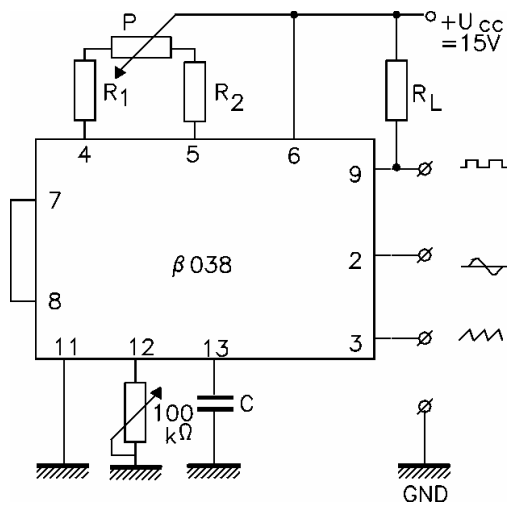


Fig. 4.22

În aceste condiții se calculează timpul de încărcare T_1 și cel de descărcare T_2 cu relațiile:

$$T_1 = \frac{C}{I_{C \text{ inc}}} U_{c \max} = \frac{5}{3} R_A C ,$$

precum și frecvența de oscilație:

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{3(2R_A - R_B)}{10R_A - R_B}$$

și factorul de umplere:

$$K = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = 1 - \frac{R_B}{2R_A} .$$

Modificarea factorului de umplere se face prin schimbarea poziției cursorului potentiometrului P .

Amplitudinea vârf-vârf a semnalului dreptunghiular depinde de tensiunile U_{PJ} și U_{PS} :

$$\Delta U = U_{PS} - U_{PJ} = \frac{2}{3} U_{cc} - \frac{1}{3} U_{cc} = \frac{1}{3} U_{cc} .$$

Expresia de mai sus a extensiei de tensiune pentru semnalul dreptunghiular conduce la ideea că se poate realiza un modulator de tensiune prin modificarea valorii tensiunii U_{cc} de către semnalul modulator (u_m):

$$U_{cc} = k u_m(t) .$$

De notat ca valorile rezistoarelor R_A si R_B sunt limitate de domeniul curentilor ce pot fi livrati de generatoare. Deoarece domeniul curentilor I_1 si I_2 este $10 \mu A \dots 5 mA$, rezistoarele R_A, R_B au domeniul $1 k\Omega \dots 10 M\Omega$.

Modularea în frecventa a semnalelor furnizate de circuitul integrat 8038 s-ar putea face utilizând un rezistor comandat în tensiune (cu un tranzistor MOS) în locul rezistorului R_A/R_B . De obicei nu se foloseste aceasta solutie deoarece circuitul permite modificarea curentilor furnizati de generatoarele I_1 si I_2 prin potentialul pinului 8 fata de pinul 11.

Se obtine un modulator în frecventa conectând semnalul modulator $u_m(t)$ la pinul 8.

În aceste conditii rezulta semiperioadele:

$$T_1 = \frac{C \cdot U_{cmax}}{I_1} = C \frac{U_{cc}}{3} \cdot \frac{R_A}{U_{cc} - U_8},$$

$$T_2 = C \frac{U_{cc}}{3} \cdot \frac{R_A R_B}{(U_{cc} - U_8)(2R_A - R_B)}$$

si frecventa:

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{3(2R_A - R_B)}{2U_{cc} R_A^2 C} (U_{cc} - U_s) = f_0 \left(1 - \frac{U_s}{U_{cc}} \right) = f_0 [1 - k_m u_m(t)].$$

Constatam ca factorul de umplere:

$$K = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = 1 - \frac{R_B}{2R_A},$$

ramâne la o valoare constanta.

Impedanta de intrare la borna 8 poate fi crescuta prin conectarea unui rezistor R_8 între pinul 8 si pinul 7, la valoarea $R_{in} = R + 8 k\Omega$.

Deviatia de frecventa poate fi marita daca u_m se aplica între pinul 8 si pinul 6.

Deoarece tensiunea sinusoidala este aproximata de circuitul de formare prin segmente de dreapta (dupa principiul aratat în figura 4.15), în scopul micșorării distorsiunilor formei de unda, între pinii 1 si 6 si între pinii 12 si 11 se conecteaza câte un potentiometru semireglabil de $100 k\Omega$ (valoarea rezistentei optime aflându-se în jurul a $82 k\Omega$).

4.4.3. Versatesterul de laborator tip E0502

Acest aparat, realizat de IEMI Bucuresti, este – în fapt – un generator de functii de joasa frecventa, cu afisare numerica, ce poate numara (ca nivel de tensiune, valoare efectiva si frecventa) si semnale din exterior. El reuneste, în intervalul $10 Hz$ la $10 MHz$, urmatoarele functii:

- generator de tensiune sinusoidala;
- generator de tensiune dreptunghiulara;

- voltmetru numeric de curent alternativ;
- frecvențmetru numeric.

Indicatia numerica a tensiunii si frecventei serveste atât la masurarea semnalelor produse de generatorul intern cât si la masurarea semnalelor externe.

Obtinerea unui semnal sinusoidal cu distorsiuni reduse ($\delta < 0,1\%$) si posibilitatile de reglare foarte fina a frecventei ($\Delta f = 0,01f_0/100$) si amplitudinii ($\Delta u = 0,1U_0/100$) permite masurari de precizie asupra amplificatoarelor, filtrelor etc. Obtinerea unui semnal dreptunghiular reglabil sau fix cu fronturi bune ($t_a, t_p \in \{30 \div 50\}$ ns sau $\{10 \div 15\}$ ns) permite masurarea raspunsului amplificatoarelor sau comanda diverselor circuite TTL. Existenta voltmetrului extern face posibila ridicarea caracteristicilor de frecventa ale cuadripolilor.

Schema bloc a generatorului E0502 este aratata în figura 4.23, de unde rezulta:

- semnalul sinusoidal se obtine într-un oscilator Wien, la care frecventa se regleaza decadic cu rezistoare si continuu cu un condensator variabil dublu;
- la iesire se selecteaza tensiunea oscilatorului sau o tensiune dreptunghiulara produsa de un trigger comandat de semnalul sinusoidal;
- tensiunea alternativa interna sau semnalul sinusoidal de intrare (extern) sunt detectate (prin doua detectoare de tensiune diferite, unul intern si altul extern), tensiunile continue obtinute fiind conduse la convertorul analog-numeric (de tip dubla panta), prin comutatoarele “ $U_{\text{extern}}-U_{\text{intern}}$ ”, comandate în curent continuu;
- oscilatorul cu quart piloteaza decadele de divizare care comanda poarta frecvențmetrului (la poarta poate fi comutat semnalul intern sau cel extern prin comutatorul “ $F_{\text{intern}}-F_{\text{extern}}$ ” comandate în curent continuu). Semnalul extern este trecut în prealabil prin amplificatorul frecvențmetrului, cu posibilitati de reglare ale pragului de basculare a triggerului;
- indicatia numerica a frecventei sau tensiunii este trimisa spre sistemul de afisare prin comutatorul “ $U-F$ ”, comandat în curent continuu.

Partea frontala a acestui aparat este aratata în schita din figura 4.24.

Principalele caracteristici tehnice ale versatesterului tip E0502, în cazul functionarii ca generator de semnal sinusoidal, sunt:

- **frecventa:** intervalul (domeniul) de frecvente de la 10 Hz la 10 MHz, reglaj în trepte decadice (v. fig. 4.24) si continuu (cu raport de acoperire $K'_{\min} = 1/10$ si cu plaja de aproximativ 0,5%), afisare cu patru cifre zecimale (9999), eroare maxima $\pm 0,01\%$ la $\pm 0,002\%$, stabilitate în timp $\Delta f/1$ MHz de $2 \times 10^{-4}/15$ min si $5 \times 10^{-4}/7$ ore, stabilitate la variatia nivelului sau sarcinii $\Delta f/1$ MHz = 5×10^{-4} , stabilitatea cu temperatura $\Delta f \times 100/(100 \text{ Hz} \div 1 \text{ MHz}) = \pm 0,05\%/^{\circ}\text{C}$, sincronizare (la $f = 10$ kHz) de $\pm 3\%$ pentru 1 V efectiv semnal sinusoidal extern (impedanta de intrare aproximativ 10 k Ω , tensiune continua de intrare maxima ± 10 V);

- **iesirea:** impedanta de iesire 50 Ω sau 600 Ω , curentul maxim de iesire 50 mA valoare efectiva (pentru scara de 3 V) si 17 mA efectiva (pentru scara de 10 V), cu protectie la scurtcircuit, tensiunile de iesire de 3,16 V efectiv pentru intervalul 10 Hz la 10 MHz si 10 V efectiv pentru intervalul 10 Hz la 1 MHz, decalajul zero, reglajul tensiunii de iesire în trepte (maximum 1/3000) si continuu (cu o plaja fina de 4%), distorsiuni 0,1% la 2%, afisarea tensiunii în valori eficace cu trei cifre zecimale (999), eroarea de masurare a tensiunii de iesire (în gol) de 1% la 4%;

- **tensiunea dreptunghiulara:** intervalul de frecventa 10 Hz la 1 MHz, valoarea maxima (vârf-vârf) la mersul în gol 20 V, curentul maxim debitat 70 mA pentru scara de 3 V si 25 mA pentru scara de 10 V, timpii de crestere (anterior) $t_a = 50$ ns si de scadere (posterior) $t_p = 30$ ns pe scara de 3 V si $t_a = t_p = 200$ ns pe scara de 10 V, supracresterile maxime ($\delta_a, \delta_p, \delta_a', \delta_p'$) maximum 5% din 3 V raportul de umplere $T_1/T_0 = 0,45$ la 0,55;

- **frecventmetrul extern:** intervalul de frecvente 10 Hz la 10 MHz, rezolutia maxima 1 Hz sau 0,1 Hz, afisarea cu patru cifre zecimale, eroarea de masurare 0,01, etalonul intern cu cristal de cuarț de 1 MHz etc.