

MĂSURAREA FRECVENȚELOR ȘI A INTERVALELOR DE TIMP

Măsurarea numerică a frecvențelor sau perioadelor se face printr-o *metodă de comparație*. Aparatul de măsură folosit se numește *numărător universal* și permite, în funcție de configurație, măsurarea frecvențelor, a perioadelor, a intervalelor de timp, a rapoartelor de frecvențe ș.a.

Principiul de măsură al numărătorului universal

Schema simplificată a numărătorului universal este dată în figura 1.

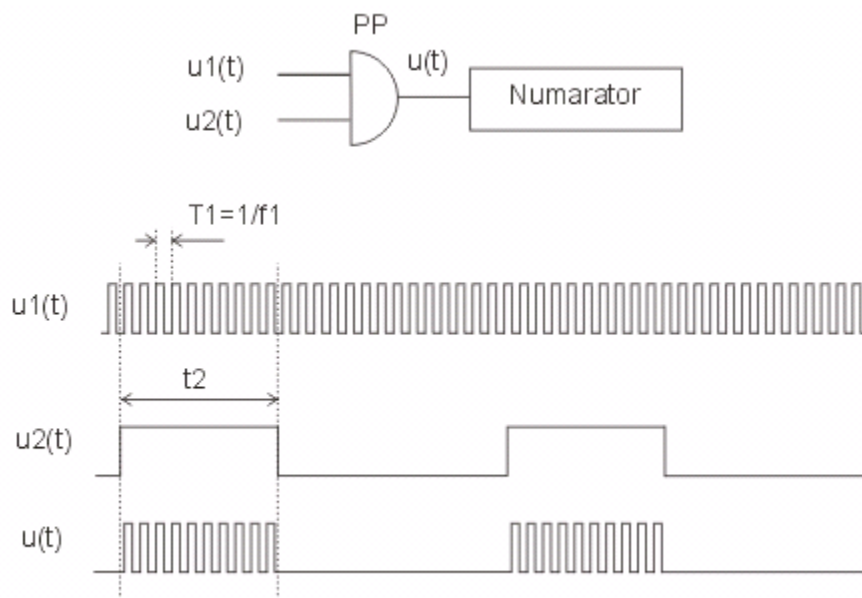


Fig. 1

La cele 2 intrări ale unei porți de tip ȘI, numită *Poarta Principală*, se aplică semnale periodice, unul fiind un semnal dreptunghiular mai rapid de frecvență f_1 (sau perioadă T_1) și celălalt o succesiune de impulsuri dreptunghiulare mai lente de durată t_2 . Numărul de impulsuri acumulate în numărătorul conectat la ieșirea porții este determinat de câte impulsuri scurte de durată T_1 intră într-un interval t_2 :

$$N = t_2/T_1 = f_1 t_2$$

dacă numărătorul este resetat după fiecare impuls t_2 , sau

$$N = M f_1 t_2$$

dacă numărătorul este resetat după fiecare M impulsuri t_2 (măsurare multiplă,

care permite sporirea rezoluției de măsură)

Această schemă poate fi folosită pentru măsurări variate, în funcție de alegerea f_0 , T_1 :

- dacă $f_1 = f_x$ (necunoscut) și $t_2 = T_B$ (cunoscut), atunci $N = f_x T_B$ adică numărul din numărător este proporțional cu *frecvența* semnalului, aceasta putînd fi măsurată direct (configurația frecvențmetru)
- dacă $t_2 = T_x$ (necunoscut) și $f_1 = f_B$ (cunoscut), atunci $N = T_x f_B$ adică numărul din numărător este proporțional cu *perioada* semnalului (configurația periodmetru)
- alte posibilități, de exemplu raport de frecvențe, etc.

Configurația “frecvențmetru” a numărătorului universal

Schema acestei configurații este dată în figura 2. Blocurile componente vor fi descrise pe rînd.

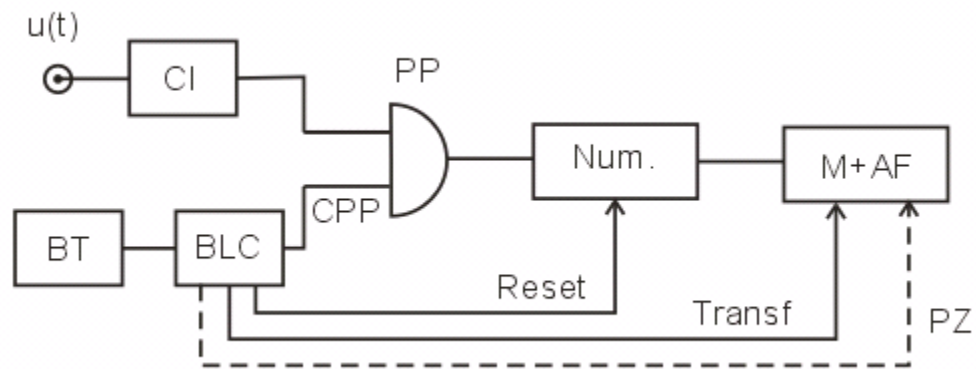


Fig. 2

CI - Circuitul de intrare

Primește la intrare un semnal de orice formă și amplitudine pe care îl transformă într-un semnal dreptunghiular de aceeași frecvență și de nivel compatibil cu circuitele logice. Realizează o serie de operații de condiționare a semnalului și conține în principal următoarele elemente:

- Atenuator calibrat cu câteva trepte; în principal are rolul de a evita depășirea gamei dinamice de intrare.
- Amplificator cu circuit de protecție; acesta amplifică semnalul pînă la nivelul cerut de circuitele logice care urmează
- Reglaj al nivelului triggerului, realizat de fapt prin însumarea cu o tensiune continuă reglabilă.
- Formator; acesta transformă semnalul care poate avea o formă oarecare în semnal dreptunghiular.
- Selector de polaritate (front crescător sau căzător)

În figura 3 este reprezentat un semnal de intrare (de formă sinusoidală) convertit de către CI într-un semnal dreptunghiular. Conversia se face la intersecția semnalului cu cele 2 praguri U_{p+} , U_{p-} .

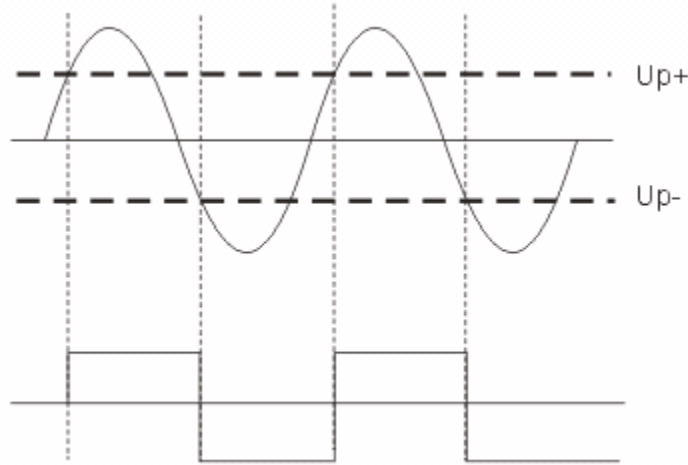


Fig. 3

Caracteristici determinate de circuitul de intrare

- Impedanța de intrare - până la frecvențe de ordinul zecilor de MHz se preferă o rezistență de intrare de $1\text{M}\Omega$, în paralel cu care apare, inevitabil, o capacitate de ordinul a câteva zeci de pF. Pentru frecvențe mari se preferă o impedanță de $50\ \Omega$ la care efectul capacității este mai puțin important.
- Gama dinamică — definită ca domeniu al semnalelor de intrare pentru care amplificatoarele care preced triggerul se comportă liniar- este mai puțin importantă decât la alte aparate, de exemplu osciloscopia, voltmetre. Totuși, depășirea acestei game poate conduce la fenomene de saturație, ce limitează comportarea în frecvență și poate duce la scăderea impedanței de intrare. O limitare la intrare este necesară pentru protecția amplificatoarelor. Aceasta protecție este eficientă în cazul impedanței de intrare de $1\text{M}\Omega$, și mai puțin eficientă în cazul impedanței de $50\ \Omega$, caz în care se pot utiliza și siguranțe foarte rapide.
- Sensibilitatea - este definită ca semnalul de intrare minim care poate fi măsurat - specificată de obicei pentru un semnal sinusoidal, în valoare eficace. Sensibilitatea este determinată de diferența dintre pragurile U_{p+} , U_{p-} ale triggerului (fereastra trigger):

$$U = \frac{U_{p+} - U_{p-}}{2}$$

Aparent, poate fi mărită prin apropierea pragurilor, dar prin îngustarea ferestrei trigger scade imunitatea față de zgomot, deci în ultimă instanță, sensibilitatea este limitată de zgomot.

PP - Poarta principală

Este un circuit ȘI, având pe una din intrări impulsurile de numărare iar pe cealaltă un semnal de comandă ce determină deschiderea porții pe o durată determinată de timp.

BT - Baza de timp

Este constituită dintr-un oscilator de mare precizie și stabilitate și un lanț de divizoare de frecvență, ca în figura 4. De mare importanță pentru eroarea de măsură a aparatului este eroarea relativă a frecvenței etalonului cu cuarț:

$$\varepsilon = \frac{f_Q - f_{Q_0}}{f_{Q_0}}$$

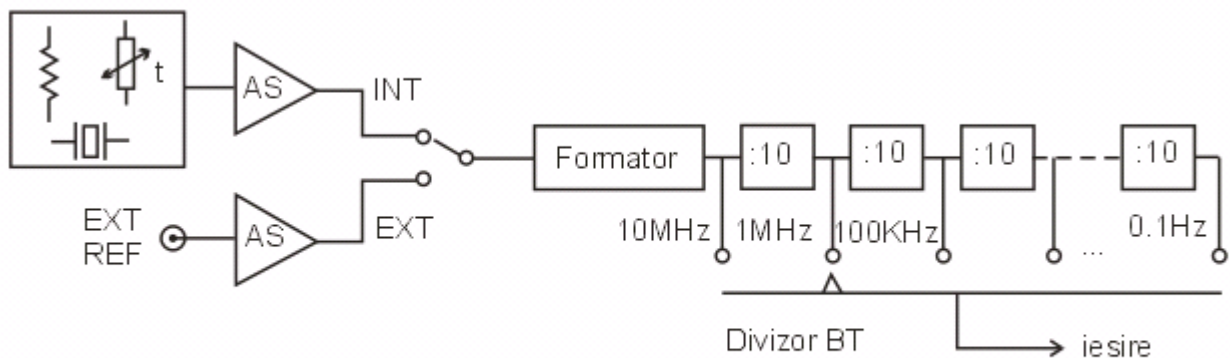


Fig. 4

Precizia frecvenței oscilatorului cu cuarț este influențată de mai mulți factori:

- temperatură;
- variația tensiunii de alimentare;
- îmbătrânire (stabilitatea pe termen lung);
- câmpuri magnetice;
- câmpuri gravitaționale;
- vibrații, umiditate etc.

a) Variația cu temperatura

În cazul unui oscilator cu cuarț bine construit, frecvența de oscilație depinde practic numai de parametrii cuarțului, dar și aceștia depind în oarecare măsură de temperatură. Modul concret de variație depinde de tipul cuarțului. Există o temperatură în jurul căreia $\Delta f / f = 0$.

În funcție de precizia dorită, oscilatorul poate fi construit în variantele:

- la temperatura camerei - RTXO (*Room Temperature Crystal Oscillator*).
Printr-o alegere optimă a tăieturii cristalului se poate obține un coeficient

de variație de cca. 10^{-6} /°C.

- oscilatorul compensat în temperatură - TCXO (*Temperature Compensated Crystal Oscillator*). În acest caz există un element variabil cu temperatura, care să producă o variație în sens invers față de cuarț a frecvenței. Pe această cale se obține un coeficient de variație cu temperatura de cca. 10^{-7} /°C
- oscilator termostatat - OCXO (*Oven Controlled Crystal Oscillator*) cu două variante:

- cu sistem de încălzire pornit-oprit (încălzirea este cuplată când temperatura din incintă scade sub o anumită valoare și decuplată când depășește o altă valoare). Prezența acestor oscilatoare poate fi detectată prin zgomotul specific pe care îl produc, de tipul unui declic care se aude periodic. Precizia poate ajunge la 10^{-8} /°C

- cu control proporțional (curentul de încălzire este variat continuu în funcție de diferența dintre temperatura din incintă și cea ideală). În acest caz se poate obține un coeficient de 10^{-9} /°C

Dacă se dispune de un oscilator extern mai precis decât cel intern (de exemplu, bazat pe referință cu cesiu sau pe un receptor GPS) acesta se va cupla la borna EXT OSC, în acest caz oscilatorul intern fiind scos din funcție.

b) Variația cu tensiunea de alimentare

Eroarea rezultată din această variație este determinată de eficiența sistemului de stabilizare a tensiunii de alimentare și de schema utilizată pentru oscilator. În principiu se pot obține coeficienți de variație de ordinul 10^{-7} ... 10^{-8} pentru o variație de 10% a tensiunii de alimentare (înainte de stabilizare).

c) Variația în timp

Are două componente, ilustrate în figura 5:

- îmbătrânirea - caracterizată prin stabilitatea pe termen lung - este o deplasare lentă dar continuă în timp a frecvenței datorată migrării unor particule mici între cristalul de cuarț și electrozi. Depinde de tipul cristalului și de regulă este mai importantă în prima lună de utilizare. Valori tipice sunt de 10^{-8} ... 10^{-9} / lună.
- stabilitatea pe termen scurt, este afectată de defecte microscopice în structura cristalului și de instabilitatea circuitului oscilator. Are un caracter aleator, fiind deseori considerată în zgomot de fază (variații aleatoare ale fazei sau frecvenței). Este specificată prin valoarea normată medie pătratică că pentru o secundă și poate avea valori de 10^{-9} - 10^{-11} /s. În general, oscilatorul etalon are un trimer ce permite un reglaj în limite reduse a frecvenței. Cunoscând stabilitatea pe termen lung și impunând o eroare acceptabilă rezulta intervalele de timp la care este necesară o operație de recalibrare a oscilatorului.

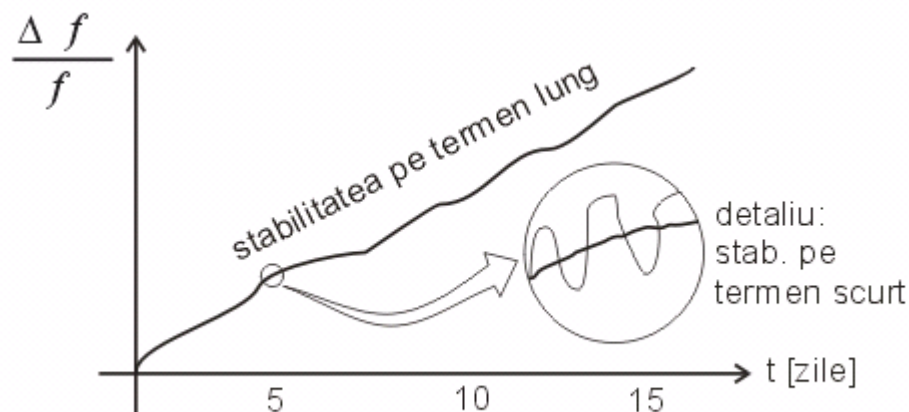


Fig. 5

BLC - Blocul logic de control

Furnizează semnale de comandă pentru diversele părți componente astfel încât aparatul să îndeplinească funcțiunea dorită.

Principalele funcțiuni ale acestui bloc sunt:

- generează semnalul de comandă a porții principale T_{CPP} , de lungime egală cu perioada bazei de timp selectate
- comandă transferul conținutului numărătorului în memorie, la sfârșitul unui ciclu de măsură, și resetează numărătorul;
- comandă timpul de reciclare, care reprezintă timpul în care semnalul CPP este inhibat (pauza între 2 masuratori).
- comandă afișarea unității de măsură: Hz, kHz, MHz și poziția punctului zecimal

Funcționarea BLC poate fi urmărită pe formele de undă din figura 6.

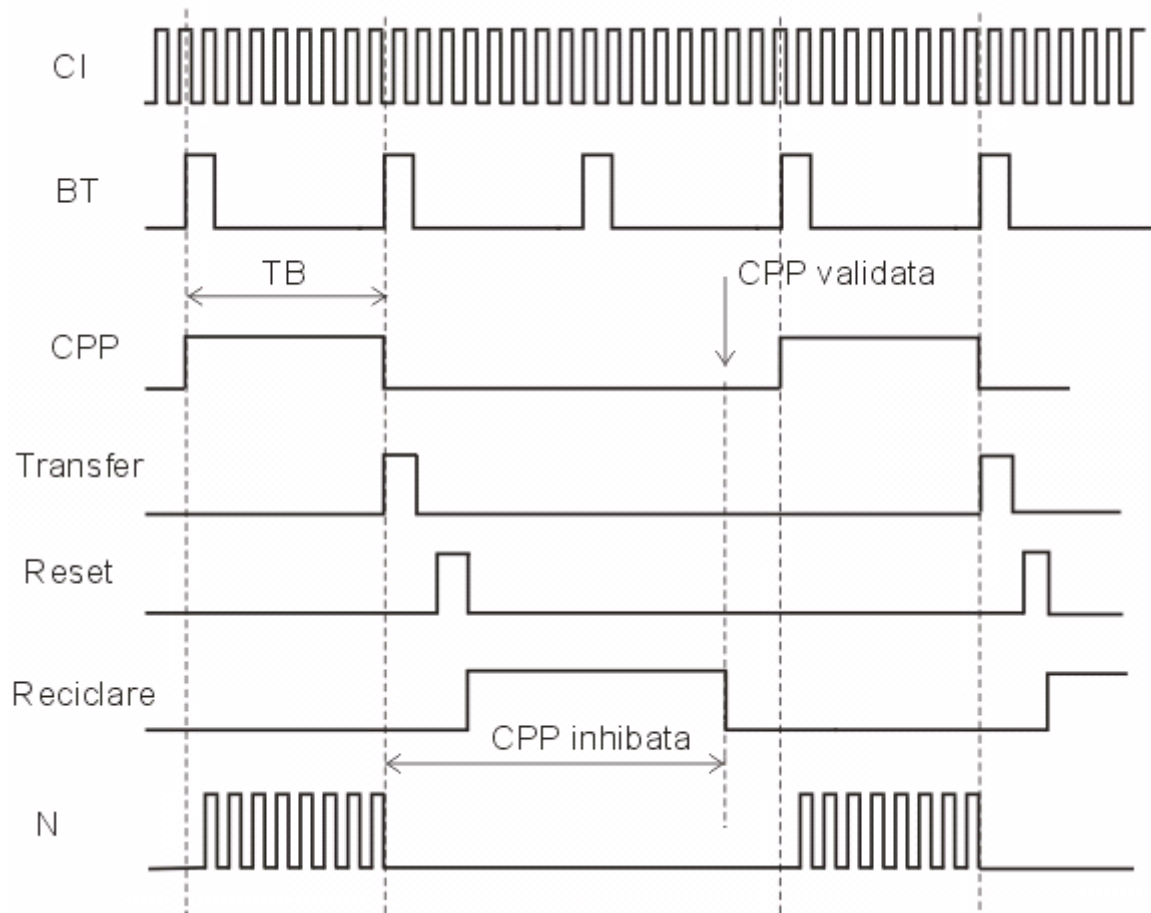


Fig. 6

Semnificația N_x și poziția punctului zecimal

Numărul din numărător va avea valoarea

$$N_x = \frac{T_B}{T_x} = T_B f_x ;$$

prin urmare valoarea măsurată este

$$f_x = \frac{N_x}{T_B} .$$

Rezoluția (frecvența minimă măsurată) se obține pentru valoarea minimă din numărător $N_x=1$, adică:

$$f_{x0} = \frac{1}{T_B}$$

Numărul din numărător nu poate fi decât întreg întrucât reprezintă numărul de impulsuri numărate (nu are sens numărarea unei fracțiuni de impuls). Punctul zecimal PZ este aprins de BLC pe diferite poziții în funcție de durata T_B și unitatea de măsură cea mai comodă pentru utilizator. Să considerăm pentru T_B valorile 0.1, 1 și 10s. Din formula $f_x = N_x / T_B$, poziția PZ și unitatea de măsură în care este afișat rezultatul sunt

date în tabelul 1. Pentru situația $T_B = 0.1s$ se observă că se trece la afișarea în KHz întrucât afișarea în zeci de Hz nu este practică.

T_B	Frecvența indicată	Rezoluția	Poziția PZ
$T_B = 10 s$	$f_x = 0.1N_x (Hz)$	0.1 Hz	xxxxx.x (Hz)
$T_B = 1s$	$f_x = N_x (Hz)$	1 Hz	xxxxxx (Hz)
$T_B = 0.1s$	$f_x = 10N_x (Hz) = 0.01N_x (KHz)$	0.01 KHz	xxxx.xx (KHz)

Tabel nr 1.

Erori în măsurarea frecvențelor

Se pot pune în evidență două cauze de erori.

a) eroarea datorată impreciziei oscilatorului cu cuarț.

Valoarea citită N_X este interpretată ca $f_{xm} = \frac{N_X}{T_{B0}} = N_X f_{B0}$, unde f_{B0} este valoarea nominală a frecvenței bazei de timp. Valoarea sa reală este afectată de o anumită eroare, ce derivă din eroarea etalonului cu cuarț.

$$f_B = f_{B0}(1 - \varepsilon_Q)$$

Rezulta deci o eroare relativă:

$$\varepsilon'_r = \frac{f_{xm} - f_X}{f_X} = \varepsilon_Q$$

b) eroarea de cuantizare, datorată reprezentării rezultatului printr-un număr întreg.

Din cauza nesincronismului dintre momentul deschiderii porții și impulsurile numărate apare o incertitudine de o unitate. În exemplul din figura 7, pentru același timp T_B , dacă numărătorul numără pe front pozitiv, se pot obține valorile $N_X = 2$ sau $N_X = 3$.

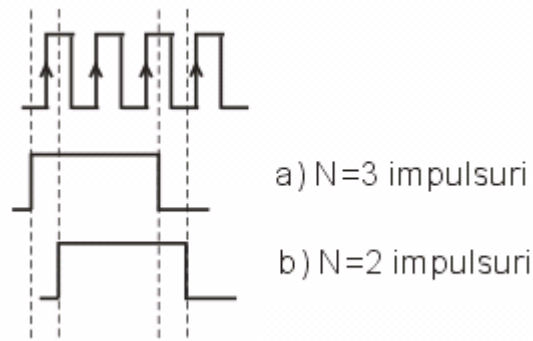


Fig. 7

Sau, altfel spus, numărul măsurat N_{xm} de impulsuri (întreg) poate varia cu o unitate de la o măsurătoare la alta. Eroarea relativă este:

$$\varepsilon''_r = \pm \frac{|N_{xm} - N_X|}{N_X} = \pm \frac{(N_X + 1) - N_X}{N_X} = \pm \frac{1}{N_X}$$

Datorită acestei forme de exprimare, eroarea aceasta mai este numită *eroare de tip 1/N*.

De exemplu, putem calcula această eroare pentru $T_B=1s$, respectiv $10s$ și pentru 2 valori ale frecvenței f_x : $1Hz$ și $10Hz$. Rezultatele sînt date în tabelul 2

$\varepsilon_{1/N} = \frac{1}{f_x T_B}$	$f_x = 1Hz$	$f_x = 10Hz$
$T_B=1s$	1	0.1
$T_B=10s$	0.1	0.01

Tabel 2

Reprezentînd grafic eroarea de $1/N$ în funcție de frecvență, se obțin graficele din figura 8 a) (la scară liniară) și b) (la scară logaritmică). Eroarea poate fi redusă prin mărirea duratei deschiderii porții principale, deci a lui T_B , dar o creștere peste valoarea de $10s$ nu este însă practică, deoarece ar echivala cu o mărire exagerată a duratei măsurătorii.

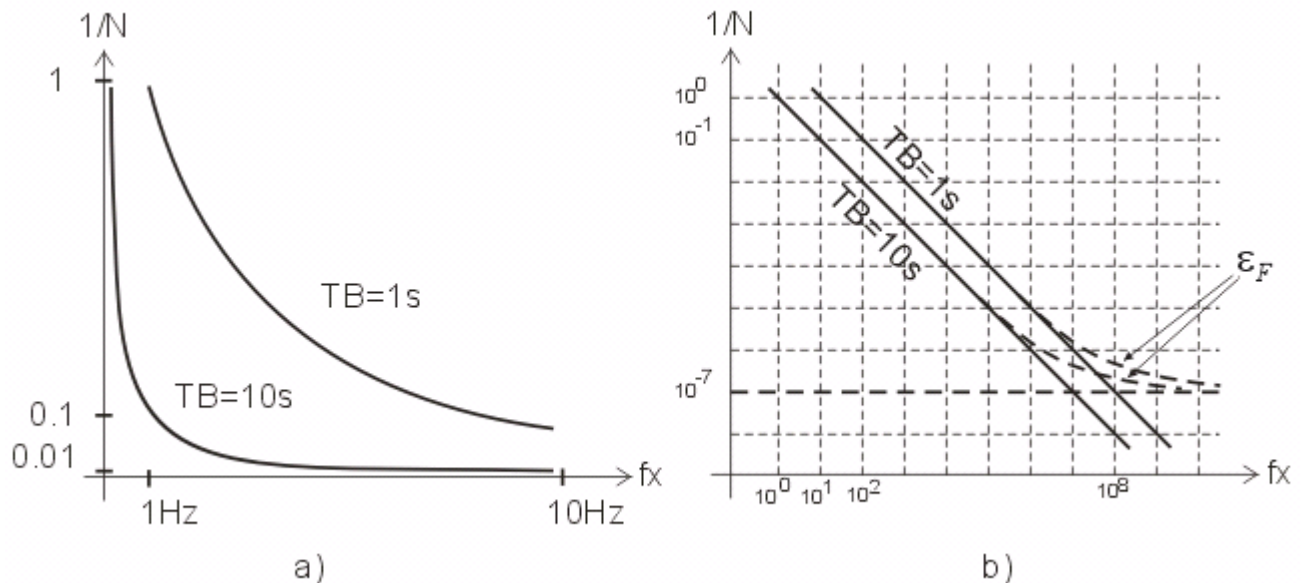


Fig. 8

Eroarea totală este $\varepsilon_{rF} = \varepsilon_r' + \varepsilon_r''$. La frecvențe mici este mai important al doilea tip de eroare, în timp ce la frecvențe mari, va predomina primul tip. Ca urmare, la creșterea frecvenței eroarea nu scade nelimitat, ea fiind mărginită inferior de valoarea ε_Q . De exemplu, în figura 8b a fost reprezentată și eroarea totală (cu linie punctată groasă), pentru $\varepsilon_Q = 10^{-7}$. Se observă curbarea caracteristicilor care tind către o asimptotă orizontală.

Efectul zgomotului

Zgomotul suprapus peste semnal modifică lungimea impulsurilor generate la trecerea semnalului peste pragurile triggerului, ca în figura 9. Aceasta nu duce însă la modificarea numărului impulsurilor deci nici a valorii frecvenței măsurate. Dacă însă zgomotul depășește, ca amplitudine vârf la vârf, fereastra triggerului el poate genera impulsuri suplimentare și, în consecință, va conduce la erori, ca în figura 10. Aceste

erori nu sînt cuantificabile numeric precum erorile de tip a) și b) deoarece ele apar de un număr necunoscut de ori (aleator) în timpul unei măsurători. Frecvența indicată va diferi puternic de cea reală (va fi mai mare de un număr de ori care variază de la măsurătoare la măsurătoare.) Pericolul impulsurilor false este cu atât mai mare cu cât panta semnalului este mai mică în zona nivelelor de prag. De obicei, caracterul aleator al acestor erori permite reducerea lor astfel: se reglează nivelul triggerului pînă cînd indicația din numărător variază cît mai puțin de la o măsurare la alta.

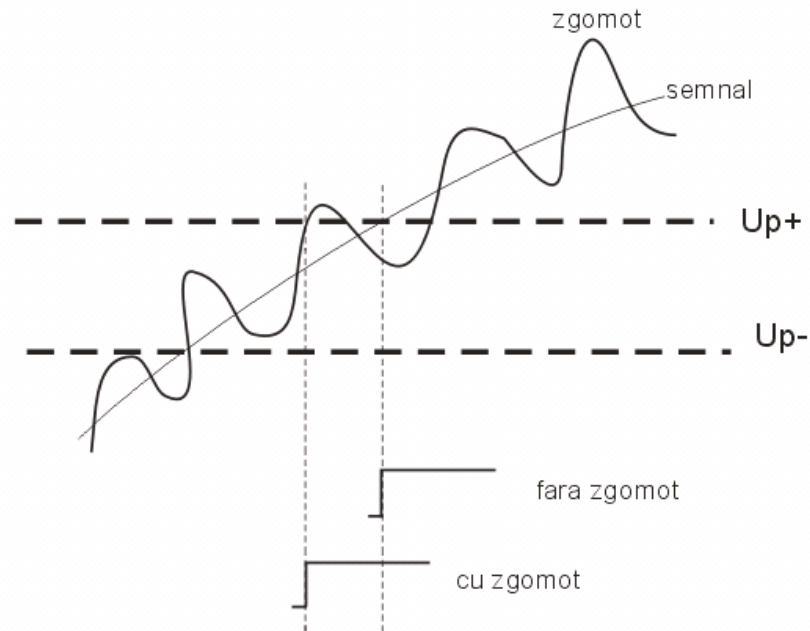


Fig. 9

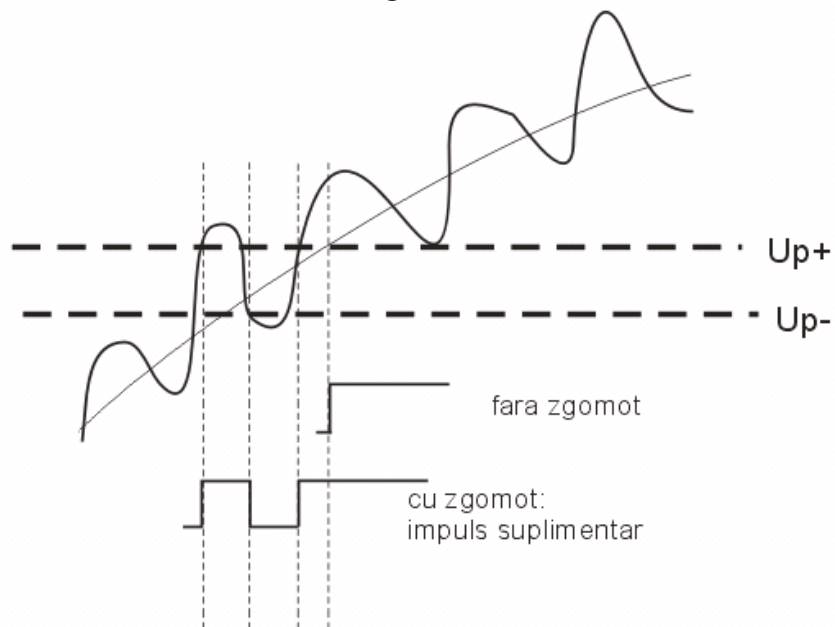


Fig. 10

Alegerea nivelului triggerului

Alegerea corectă a nivelului triggerului, având în vedere forma semnalului măsurat, este esențială pentru realizarea unei măsurări corecte. Vom ilustra această idee prin câteva exemple.

Exemplu. Măsurarea frecvenței purtătoare a unui semnal ca cel din figura 11, la care amplitudinea variază în timp. În cazul alegerii pragurilor în varianta U_{P1} instrumentul va indica o valoare mai mică decât cea corectă. În varianta U_{P2} , la fiecare perioadă a semnalului se generează câte un impuls, așa încât se va măsura corect frecvența. Acest semnal se numește modulat în amplitudine.

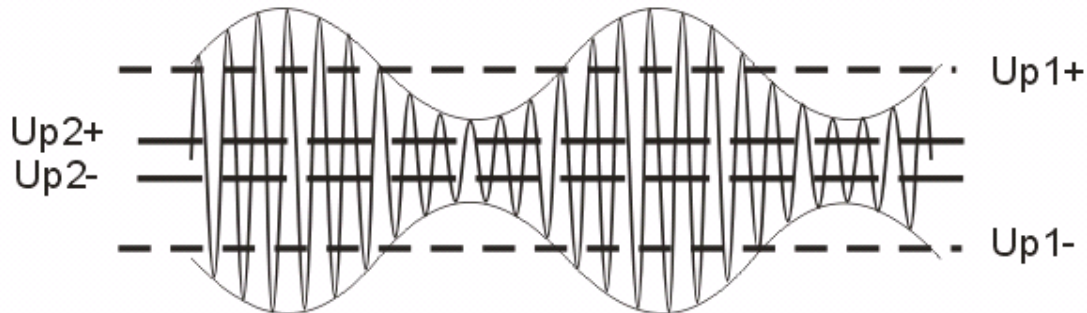


Fig. 11

Configurația periodmetru

Principalele caracteristici ale acestei configurații sunt:

- Tactul număratorului este furnizat de baza de timp, din care sînt selectate de această dată *frecvențe mari* începînd cu frecvența oscilatorului cu cuarț. Vom lua de exemplu $f_Q = 10$ MHz, rezultînd perioade ale tactului T_B de 0.1, 1, 10, 100 μ s
- Timpul CPP este dat de circuitul de intrare; notînd perioada acestuia cu T_x rezulta că aceasta va fi și durata deschiderii porții principale;

Schema bloc este dată în figura 12. Se observă că se inversează poziția BT cu CI față de configurația frecvențmetru.

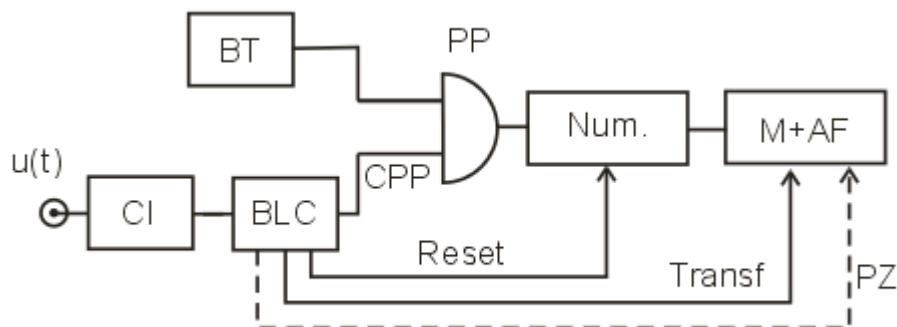


Fig. 12

Formele de undă asociate funcționării sînt reprezentate în figura 13.

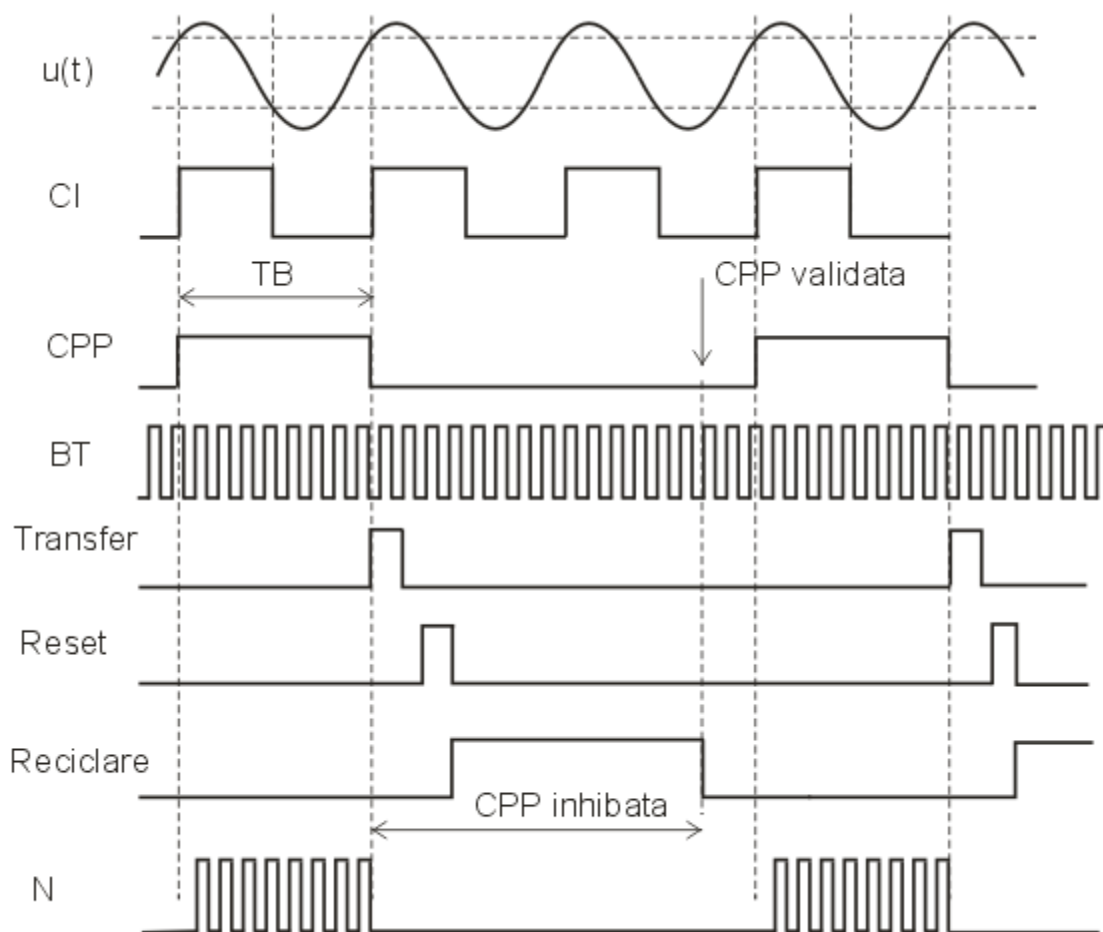


Fig. 13

Semnificatia N_x si pozitia punctului zecimal

$$N_x = \frac{T_x}{T_B} \Rightarrow T_x = T_B N_x$$

Rezolutia măsurării perioadei se obține pentru $N_x=1$: $T_{x0} = T_B$, astfel încât rezolutia optima corespunde frecvenței maxime din baza de timp. Similar cu tabelul 1, tabelul 3 ilustrează în 3 situații legătura dintre T_B și valoarea afișată.

T_B	Perioada indicată	Rezoluția	Poziția PZ
$T_B = 0.1 \mu s$	$T_x = 0.1 N_x (us)$	$0.1 \mu s$	xxxxxx.x (μs)
$T_B = 1 \mu s$	$T_x = N_x (us)$	$1 \mu s$	xxxxxxx (μs)
$T_B = 10 \mu s$	$f_x = 10 N_x (us) = 0.01 N_x (ms)$	$0.01 ms$	xxxx.xx (ms)

Tabel nr 3.

Erori în configurația periodmetru

a) eroarea datorată impreciziei oscilatorului cu cuarț

Valoarea măsurată este $T_{xm} = N_x T_{B0}$ unde T_{B0} este valoarea nominală a perioadei bazei de

timp. În realitate: $T_{xm} = \frac{T_x}{T_B} T_{B0} = T_x \frac{f_Q}{f_{Q0}} = T_x (1 + \varepsilon_Q)$, deci: $\varepsilon_r' = \varepsilon_Q$, similar cu

configurația frecvențmetru.

b) eroarea de cuantizare

Aceasta este tot de forma $1/N$ ca și în configurația precedentă:

$$\varepsilon_r'' = \pm \frac{1}{N_x} = \pm T_{BT} f_x$$

Se constată că în această configurație eroarea este proporțională cu frecvența semnalului și are valoarea minimă când se lucrează cu frecvența maximă a bazei de timp.

Să comparăm această eroare cu eroarea de același tip în cazul configurației frecvențmetru. Avem în cele două cazuri: $\varepsilon_{rF}'' = \pm \frac{1}{T_{BF} f_x}$, $\varepsilon_{rT}'' = \pm T_{BT} f_x$.

Vom numi *frecvență critică* frecvența pentru care $|\varepsilon_{rF}''| = |\varepsilon_{rT}''|$, adică (fig 14):

$$\frac{1}{T_{BF} f_{cr}} = T_{BT} f_{cr} \Rightarrow f_{cr} = \frac{1}{\sqrt{T_{BF} T_{BT}}}$$

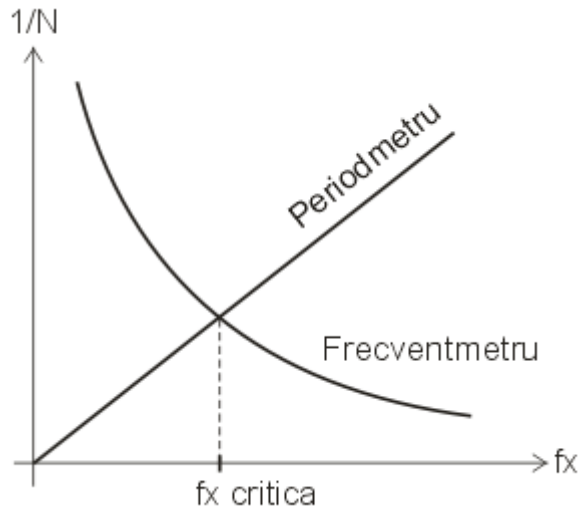


Fig. 14

Pentru o evaluare corectă, vom lua pentru fiecare caz perioada bazei de timp care conduce la eroarea minimă, așadar:

$$f_{cr} = \frac{1}{\sqrt{T_{BF \max} T_{BT \min}}}$$

De exemplu, pentru un numărător universal la care $T_{BT} = 0.1 \mu s$, $T_{BF} = 10 s$, se obține $f_{cr} = 1 kHz$. Pentru $f < f_{cr}$ (la frecvențe mici) este mai avantajos modul de lucru periodmetru, în timp ce la frecvențe mari, $f > f_{cr}$ este preferată configurația frecvențmetru.

La frecvențe mici, singura modalitate de a măsura precis frecvența fără a mări exagerat timpul de măsură este folosirea modului periodmetru. Dezavantajul este că acesta indică direct perioada, nu frecvența. Aparatul numit *frecvențmetru reciproc* (*reciprocal counter*) automatizează acest proces astfel:

- măsoară frecvența pe modul frecvențmetru
- compară valoarea găsită cu frecvența critică
- dacă este inferioară frecvenței critice, măsoară folosind modul periodmetru, apoi calculează $1/T_x$ și afișează frecvența.

În acest fel se poate măsura frecvența cu precizie maximă indiferent de valoarea acesteia.

c) Erori de basculare a triggerului

Sunt cauzate de zgomotele suprapuse peste semnalul de intrare și zgomotele cauzate de circuitele de intrare ale numărătorului. Sunt erori aleatoare care se manifestă prin variații aleatoare ale momentelor de declanșare și de revenire, conducând la o variație aleatoare a timpului de deschidere a PP. Se mai numesc și erori de conversie pentru că au loc la conversia semnalului în impulsul de deschidere a porții. Spre deosebire de configurația frecvențmetru, putem evalua numeric această eroare deoarece se întâmplă doar de două ori în cadrul unei măsurări (la începutul și la sfârșitul CPP).

Vom aproxima semnalul în jurul nivelului de prag cu tangenta în acel punct și vom considera un impuls perturbator de amplitudine E_n (*noise* = zgomot) ca în figura 15. Datorită zgomotului, intersectarea pragului se face mai devreme cu un timp ΔT_x .

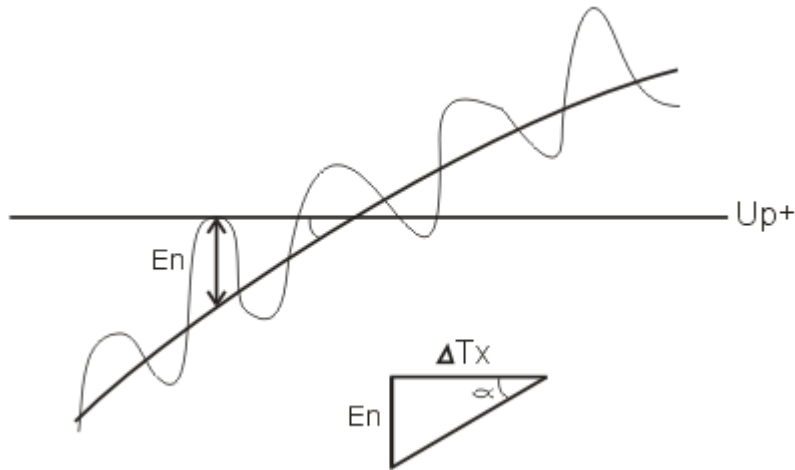


Fig. 15

Notând cu $\operatorname{tg} \alpha$ panta tangentei: $\frac{\Delta T_x}{E_n} = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} \Rightarrow \Delta T_x = \frac{E_n}{\operatorname{tg} \alpha}$. În cazul cel mai defavorabil, o eroare de sens contrar poate apărea la bascularea următoare, care conduce la lungirea cu $2\Delta T_x$ a timpului de deschidere a PP. Rezulta o eroare relativă:

$$\varepsilon_r''' = \frac{2\Delta T_x}{T_x} = \frac{2E_n}{T_x \operatorname{tg} \alpha}, \text{ unde } \operatorname{tg} \alpha = \left. \frac{du(t)}{dt} \right|_{u=U_p} \text{ reprezintă panta de variație a semnalului (slew-rate), în jurul pragului. Evident, eroarea este cu atât mai mare cu cât panta este}$$

mai mica.

In cazul unui semnal sinusoidal: $u(t) = U \sin(\omega t) \Rightarrow \frac{du(t)}{dt} = U\omega \cos(\omega t)$.

Panta maxima se obtine cand semnalul trece prin zero: $\sin(\omega t) = 0 \Rightarrow \cos(\omega t) = \pm 1$.

Valoarea maximă a pragului este deci $U_p = 0$, pentru care se obtin: $\frac{du(t)}{dt}|_{U_p} = U\omega$,

$$\varepsilon_r''' = \frac{2E_n}{T_x \omega U} = \frac{1}{\pi} \frac{E_n}{U} = \frac{1}{\pi RSZ}.$$

unde raportul dintre amplitudinile semnalului și a zgomotului se numește uzual *raport semnal-zgomot* și se notează $RSZ = U/E_n$

De exemplu pentru un raport semnal/zgomot $RSZ = 100$, deci 20dB, se obține:

$\varepsilon_r''' = \frac{1}{\pi} [\%] \cong 0.3\%$, valoare destul de ridicata, chiar in conditiile unui raport

semnal/zgomot bun. Deoarece aceasta eroare este generata de zgomot, este normal ca ea sa fie exprimată sub forma erorii medii patratice:

$$\sqrt{(\varepsilon_r''')^2} = \sqrt{(\varepsilon_{r1}''')^2 + (\varepsilon_{r2}''')^2} = \sqrt{2} E_{nef} \frac{1}{T_x \tan \alpha}$$

in care s-au presupus erorile corespunzatoare bascularilor succesive ale triggerului sunt independente.

Această a treia cauza de eroare este mai supărătoare în cazul configurației periodmetru, față de configurația frecvențmetru, intervenind chiar la nivele mici ale zgomotului în raport cu fereastra triggerului.

Măsurarea perioadelor multiple

Rezoluția și precizia se pot îmbunătăți făcând măsurarea pe un număr mai mare (10 sau 100) de perioade. Configurația de măsură este dată în figura 16. Singura deosebire față de cea precedentă constă în introducerea unui divizor de frecvență cu câteva decade între CI și BCP, simultan cu mutarea punctului zecimal cu tot atâtea poziții mai la stînga. Ca urmare, pentru un factor de divizare 10^k , se obține $T_{CPP} = 10^k T_x$

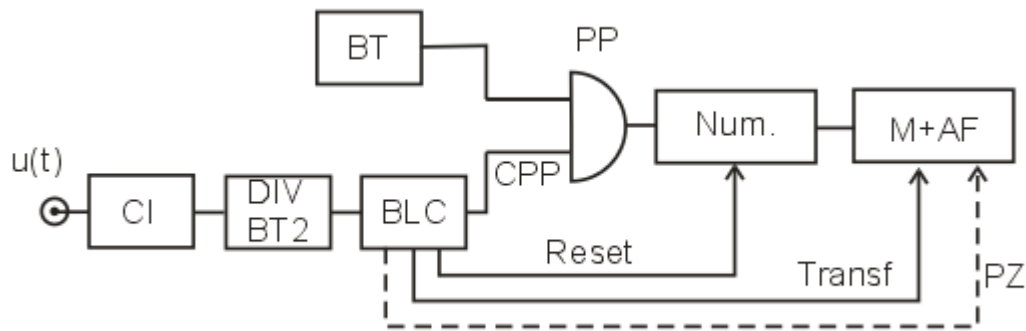


Fig. 16

$$N_x = 10^k \frac{T_x}{T_B} \Rightarrow T_{xm} = 10^{-k} T_B T_k.$$

Se observă că rezoluția este $10^{-k} T_B$, deci de 10^k ori mai buna. Acelasi rezultat s-ar putea obține și utilizând o frecvență de la BT de 10^k ori mai mare, care însă ridică probleme practice deosebite.

Eroarea datorata bazei de timp ramane nemodificata: $\varepsilon'_{rk} = \varepsilon'_{r0} = \varepsilon_Q$.

Eroarea de cuantizare va fi: $\varepsilon''_{rk} = \pm \frac{1}{N_x} = \pm \frac{T_B f_x}{10^k} = \pm 10^{-k} \varepsilon''_{r0}$ deci se reduce de 10^k ori.

Eroarea datorata $2\Delta T_x$, dar pentru $10^k T_x$, deci pentru T_x : $\varepsilon'''_{rk} = \frac{2\Delta T_x}{10^k T_x} = \varepsilon'''_{r0} 10^{-k}$.

Prin urmare, eroarea totală este

$$\varepsilon_{rk} = \varepsilon_Q + 10^{-k} (\varepsilon''_{r0} + \varepsilon'''_{r0})$$

Marirea lui k conduce la creșterea timpului de masură.

Masurarea raportului a doua frecvente

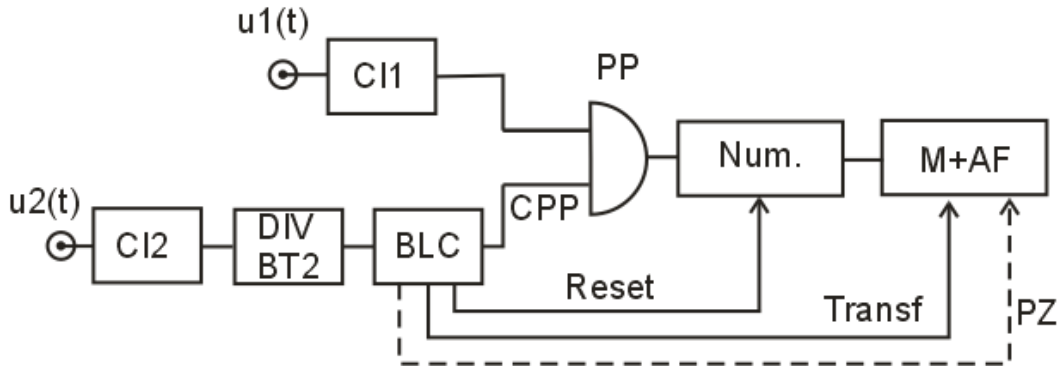


Fig. 17

Se observă că de această dată apar două circuite de intrare (figura 17). Semnalul aplicat la intrarea primului circuit de intrare este cel cu frecvența mai mare și el determină frecvența de tact. Durata deschiderii porții (durata impulsului CPP) este determinată de semnalul de pe canalul al doilea, de frecvență mai mică:

$$\frac{1}{10^{-k} f_2} = 10^k T_2.$$

Numărul de impulsuri numarate in acest interval este:

$$N_x = \left[\frac{10^k T_2}{T_1} \right] + (1) \Rightarrow N_x \cong \frac{10^k T_2}{T_1} = 10^k \frac{f_1}{f_2} \text{ deci valoarea masurata a raportului de}$$

frecvențe este: $\left(\frac{f_1}{f_2}\right) = 10^{-k} N_x$. Rezolutia este de 10^{-k} .

Erori:

- Baza de timp nu mai intervine, asa incat eroarea de primul tip dispare
- Eroare de cuantizare: $\varepsilon_{rk}'' = \pm 10^{-k} \left(\frac{f_1}{f_2}\right)_m^{-1}$
- Eroarea de basculare datorata canalului CI_2 , care asigura durata deschiderii portii principale, care la periodometre este ε_{rk0}''' , iar avand in vedere masuarea multiplă, $\varepsilon_{rk}''' = 10^{-k} \varepsilon_{rk0}'''$.

Masurarea intervalelor de timp intre doua impulsuri

Din schema bloc (fig. 18) rezulta urmatoarele particularitati:

- Și această configurație necesită două circuite de intrare, schema funcționând cu două semnale de intrare, când comutatorul K este pe poziția B, sau cu unul singur, pe poziția A.
- Se introduce un circuit de comandă a porții principale cu două intrări de tip SET/RESET (START/STOP), pe front pozitiv. Un front pozitiv pe START duce ieșirea în 1, un front pozitiv pe STOP o duce în 0. Acest circuit cu 2 stări stabile se numește bistabil.
- Frecvența de tact este dată de baza de timp din care se extrag frecvențele mari (ca in configurația periodmetru). Durata deschiderii porții principale este determinată de semnale de intrare.

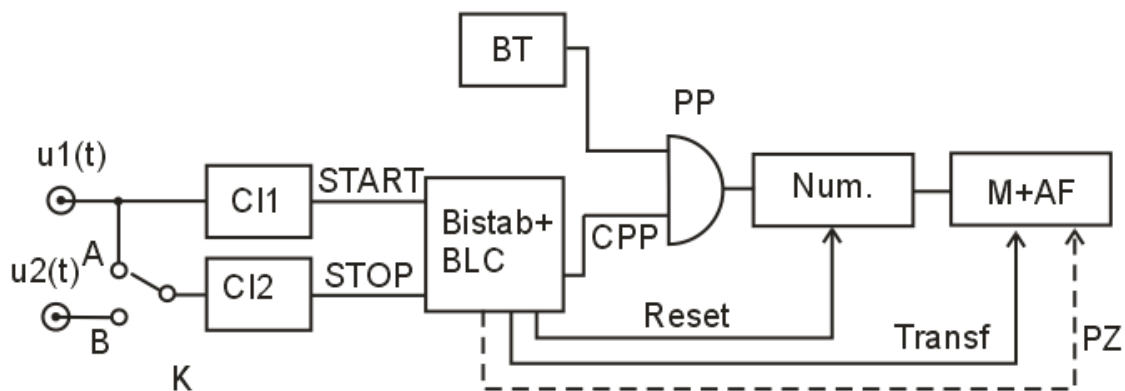


Fig. 18

Formele de unda asociate functionarii sint date in figura 19.

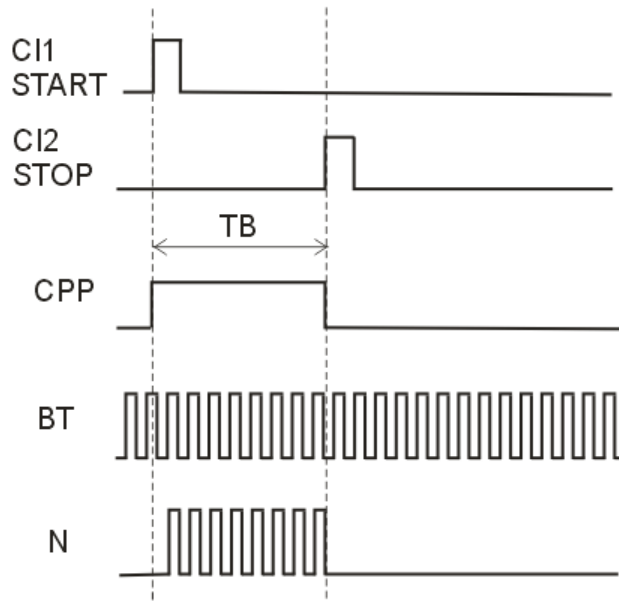


Fig. 19

Semnificatia intervalului de timp T_x masurat depinde de alegerea fronturilor, a nivelelor de prag si a pozitiei comutatorului K. Exemple: (figura 20)

- măsurarea timpului de creștere a unui impuls; se aleg fronturile de același tip (fronturi crescătoare pentru măsurarea timpului de creștere), iar nivelele sînt 10%, respectiv 90% din amplitudinea semnalului ($U_{P1} < U_{P2}$).
- Dacă se aleg nivelele invers ($U_{P1} > U_{P2}$) se măsoară perioada unui semnal format dintr-un tren de impulsuri
- măsurarea duratei unui impuls; se aleg fronturi diferite si nivele identice
- în cazurile a), b), c) se folosea $K=A$, adică ambele intrari pe același semnal. Pentru $K=B$ se poate măsura întârzierea (și eventual defazajul, dacă se măsoară și perioada) între 2 semnale avînd aceeași frecvență.

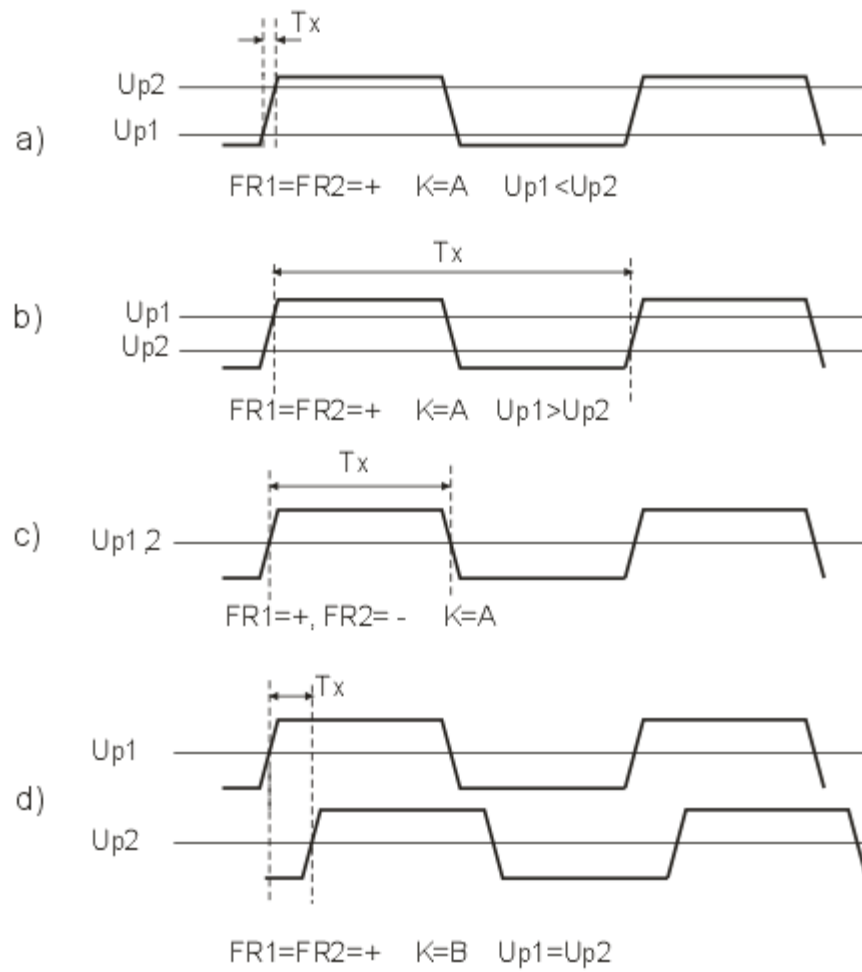


Fig. 20