

UKŁADY ELEKTRONICZNE II

Nieliniowe zastosowania wzmacniaczy operacyjnych (wykład 1)

1 Sposoby generacji funkcji nieliniowych.

Podział układów z względu na metody generacji funkcji nieliniowej:

- bezpośrednia – wykorzystanie nieliniowych charakterystyk elementów nieliniowych. Zalety - prostota układów i duża szybkość działania. Wada – ograniczona liczba charakterystyk elementów – ograniczona liczba zastosowań.

- pośrednia – generacja funkcji nieliniowej przy pomocy innych funkcji nieliniowych np.:

$$\exp(\ln(x) + \ln(y)) = x \cdot y$$

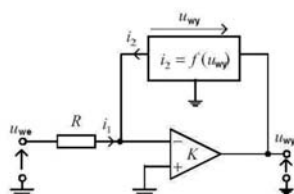
Zaleta – duże możliwości w generacji funkcji nieliniowych. Metoda najczęściej stosowana.

- aproksymacyjna – polega na aproksymacji lub interpolacji funkcji nieliniowej innymi funkcjami, zazwyczaj funkcją liniową (aproksymacja odcinkowa). Ważne czynniki – błąd przybliżenia i związana z nim łatwość realizacji układowej.

Podział metod generacji funkcji nieliniowych ze względu na wyjściową postać generowanej funkcji:

- metoda funkcji jawnej – funkcja zapisana jest w postaci jawnej. Metoda polega na generacji funkcji elementarnych, a następnie za pomocą operacji matematycznych (dodawania, mnożenia itp.) na funkcjach elementarnych uzyskuje się żadaną funkcję nieliniową.

- metoda funkcji odwrotnej – układ posiada człon generujący funkcję $y = f(x)$. Gdy człon ten jest umieszczony w pętli sprzężenia zwrotnego układu to układ realizuje funkcję odwrotną $y = f^{-1}(x)$.



Rys. 1. Przykład realizacji funkcji odwrotnej

Dla wzmacniacza idealnego:

$$K \rightarrow \infty \quad R_{in} = \infty$$

Można zapisać równania:

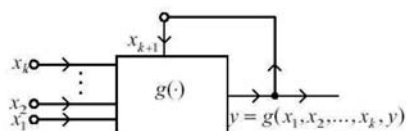
$$i_1 = -i_2 \quad \frac{u_{we}}{R} = -f(u_{wy})$$

Po przekształceniach otrzymujemy:

$$u_{wy} = -R \cdot f^{-1}(u_{we})$$

Przykład – wzmacniacz logarytmujący.

- metoda funkcji uwikłanej – wynika z przedstawienia funkcji $y = f(x)$ w postaci: $y - g(x, y) = 0$



Rys. 2. Realizacja funkcji uwikłanej

Metoda ta umożliwi generację funkcji wymiernych, ponieważ pozwala zrealizować dzielenie licznika przez mianownik.

2 Struktura i sposób działania układów logarytmujących i wykładniczych

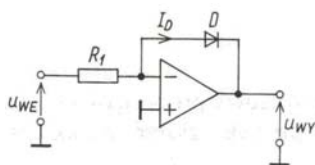
Zadaniem układu logarytmicznego jest wytworzenie napięcia wyjściowego o wartości proporcjonalnej do logarytmu wartości unormowanego napięcia wejściowego

$$u_{wy} = -k_D \log \frac{u_{we}}{U_R} = -k_E \ln \frac{u_{we}}{U_R}$$

gdzie: k_D , k_E – stałe skalowania, $k_D = k_E \ln 10$

U_R – napięcie normujące, dodatnie dla $u_{we} > 0$,
ujemne dla $u_{we} < 0$.

Najprostsza realizacja – wykorzystanie charakterystyki diody półprzewodnikowej i metody funkcji odwrotnej



Rys. 3. Wzmacniacz logarytmujący z diodą półprzewodnikową

Napięcie wyjściowe układu:

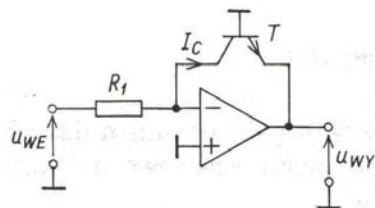
$$u_{wy} = -m U_T \ln 10 \log \frac{u_{we}}{I_S R_1}$$

W temperaturze pokojowej:

$$u_{wy} = -(1...2) \cdot 60 mV \cdot \log \frac{u_{we}}{I_S R_1}$$

gdzie: I_S jest prądem wstecznym,
 $U_T = kT/q$ – potencjał elektrokinetyczny złącza,
 m – współczynnik korekcyjny $m = (1 - 2)$.

Dokładność układu ograniczona do dwóch dekad. Wady – pasożytnicza rezystancja szeregową diody (spadek napięcia – błąd logarytmowania, zależność wsp. m od prądu).



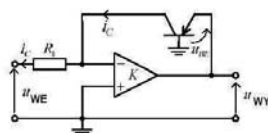
Rys. 4. Wzmacniacz logarytmujący z tranzystorem bipolarnym npn

Napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wy} = -u_{be} = -U_T \ln \frac{u_{we}}{I_{CS} R_1}$$

Zaletą – wyeliminowanie wpływu współczynnika m na napięcie wyjściowe. Zakres pracy – dziewięć dekad przy zastosowaniu WO o małych prądach wejściowych. Wada – silna zależność u_{wy} od temperatury.

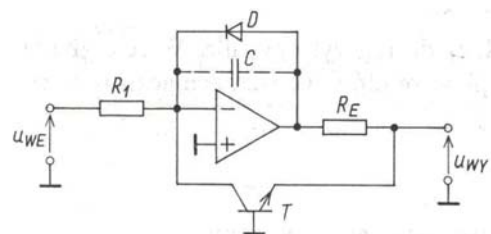
Inne rozwiązania układów logarytmujących:



Rys. 5. Wzmacniacz logarytmujący z tranzystorem bipolarnym pnp

Napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wy} = U_T \ln \left(\frac{-u_{we}}{I_{CS} R_1} \right)$$



Rys. 6. Układ logarytmujący z kompensacją częstotliwościową

Napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wy} = -u_{be} = -U_T \ln \frac{u_{we}}{I_{CS} R_1}$$

Zastosowanie tranzystora T zwiększa wzmocnienie układu – wzmacniacz może się wzbudzić.

Rezystor R_E ogranicza wzmocnienie. Kondensator C ogranicza pasmo wzmacniacza – kompensacja biegunem dominującym.

Dioda D zapobiega przesterowaniu wzmacniacza przy ujemnych napięciach wejściowych co uniemożliwia uszkodzenie tranzystora zbyt dużym napięciem wstecznym.

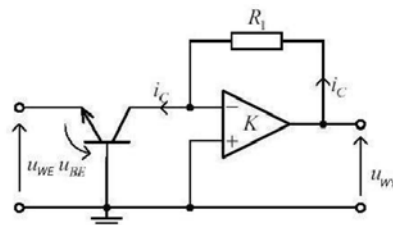
Układy wykładnicze

Układ wykładniczy generuje funkcję odwrotną do funkcji logarytmicznej

$$u_O = k_w 10^{-u_I/U_w} = k_w \exp(-u_I/U_E) \quad (3.72)$$

gdzie: k_w - stała skalowania

U_w, U_E - napięcia normujące ($U_w = U_E \ln 10$).



Prąd kolektora tranzystora dany jest równaniem:

$$i_C = I_{CS} \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right) = I_{CS} \exp\left(-\frac{u_{we}}{U_T}\right)$$

Napięcie wyjściowe układu:

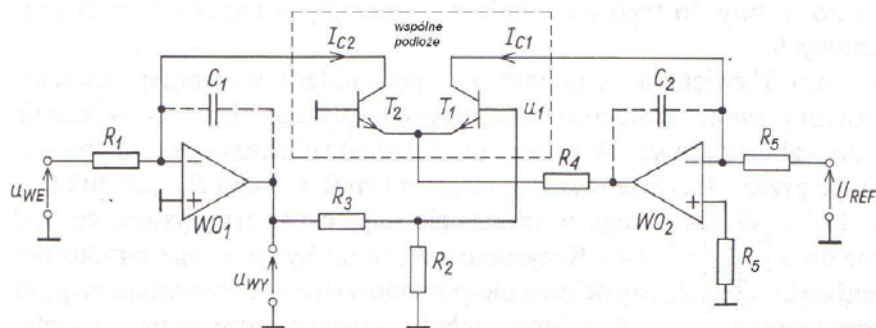
Rys. 10. Schemat prostego wzmacniacza wykładniczego

$$u_{wy} = i_C R_1 = I_{CS} R_1 \exp\left(-\frac{u_{we}}{U_T}\right)$$

Wada układu – silna zależność parametrów od temperatury.

3 Kompensacja temperaturowa w układach logarytmujących i wykładniczych.

Wszystkie prezentowane układy posiadają jedną znaczącą wadę – silną zależność parametrów od temperatury.



Rys. 7. Wzmacniacz logarytmujący skompensowany termicznie

Zależność opisująca napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wy} = -U_T \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \ln \left(\frac{R_5}{R_1} \frac{u_{we}}{U_{REF}} \right)$$

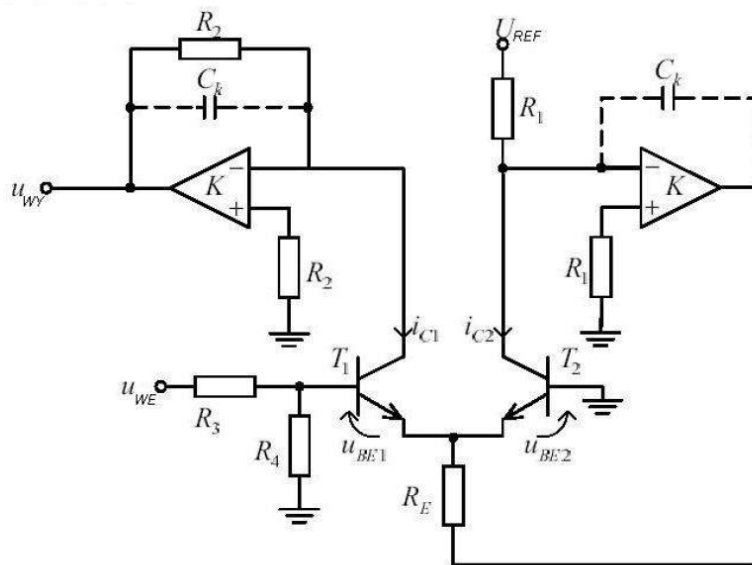
gdy: $U_T = 26\text{mV}$, $R_3/R_4 = 15.7$, $R_5/(U_{REF}R_1) = 1\text{V}$ to:

$$u_{wy} = -\log(u_{we})$$

Wtedy nachylenie charakterystyki wynosi 1V/dek u_{we} .

Wada układu – zależność U_T od temperatury. Można zastosować tranzystory w układzie scalonym ze stabilizacją temperatury lub zastosowanie R_2 zależnego od temperatury:

$$\frac{\Delta R_2 / R_2}{\Delta T} = 0.33\%/^{\circ}\text{C}$$



Rys. 11. Wzmacniacz wykładniczy skompensowany temperaturowo

Wadą prostego układu wykładniczego jest silna zależność jego charakterystyki przejściowej od temperatury. W podobny sposób jak w przypadku układu logarytmicznego możemy skonstruować schemat układu wykładniczego z kompensacją zmian termicznych charakterystyki (rys.3.23).

Napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wy} = U_{REF} \frac{R_2}{R_1} \exp \left(\frac{u_{we}}{U_T} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right)$$

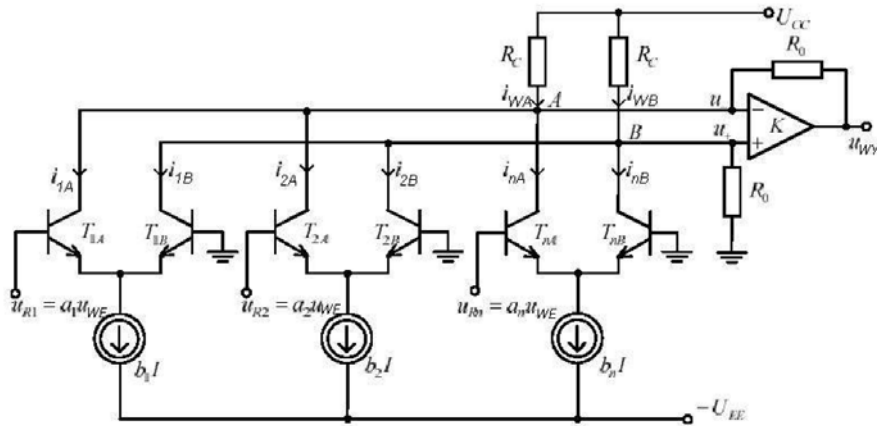
gdy: $U_T = 26\text{mV}$, $U_{REF}R_2/R_1 = 1\text{V}$, $R_3/R_4 = 15.7$ to:

$$u_{wy} = 10^{u_{we}}$$

4 Szerokopasmowy wzmacniacz logarytmujący.

aproxymującą z założoną dokładnością funkcję logarytmiczną

$$y \approx y_a = a + b \lg x$$



Rys.8. Szerokopasmowy wzmacniacz logarytmujący

Różnicowe prądy kolektorowe opisuje równanie:

$$i_R = \alpha I \tanh\left(\frac{u_R}{2U_T}\right)$$

Dla n par różnicowych sumaryczny prąd dany jest równaniem:

$$i_{WR} = i_{WA} - i_{WB} = \sum_{j=1}^n i_{Rj} = \alpha I \sum_{j=1}^n b_j \tanh\left(a_j \frac{u_{we}}{2U_T}\right)$$

Definiując zmienne:

$$x = \frac{u_{we}}{2U_T} \quad y = \frac{i_{WR}}{\alpha I}$$

Otrzymujemy zależność:

$$y = \sum_{j=1}^n b_j \tanh(a_j x)$$

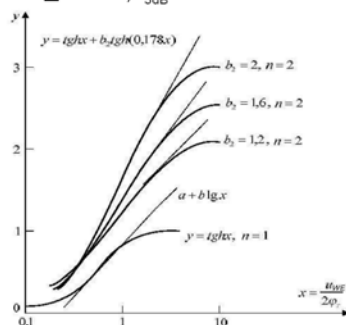
która aproxymuje równanie:

$$y \approx y_a = a + b \log(x)$$

Napięcie wyjściowe wzmacniacza dane jest zależnością:

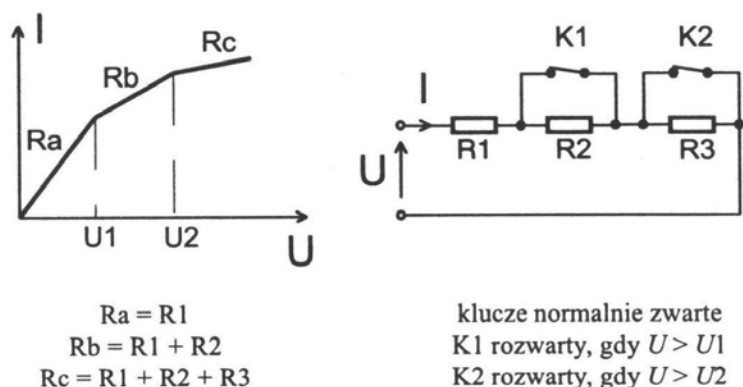
$$u_{wy} = i_{WR} R_0$$

Liczba stopni różnicowych decyduje o szerokości dynamicznego zakresu napięć wejściowych, np. SN76502 zawiera dwa czterostopniowe wzm.log., zakres zmian $u_{we} = 60\text{dB}$, dokładność $\pm 0.5\text{dB}$, $f_{3\text{dB}} = 40\text{MHz}$.

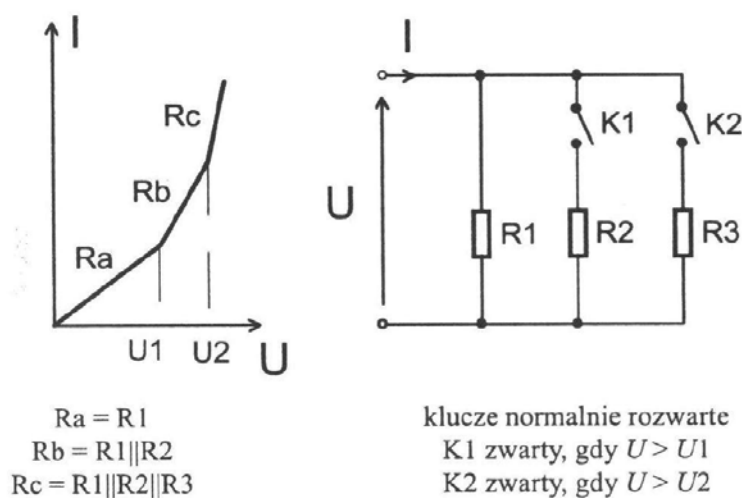


Rys. 9. Charakterystyki statyczne szerokopasmowego wzmacniacza logarytmującego

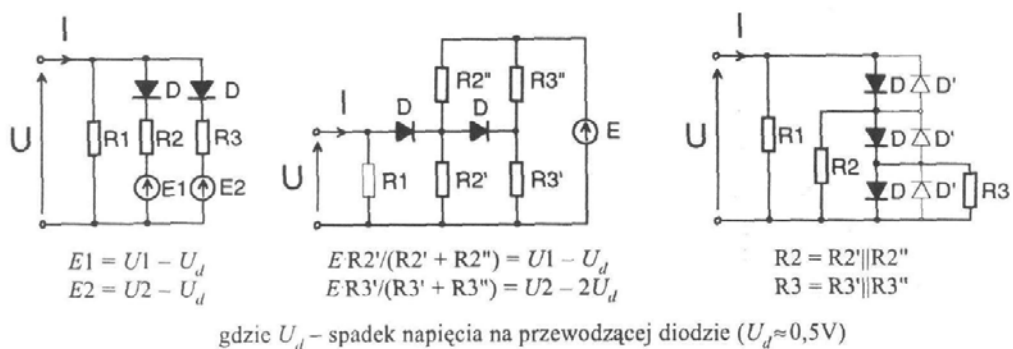
5 Zasada aproksymacji odcinkowej funkcji nieliniowej (przykłady)



Rys.12. Aproksymacja odcinkowa funkcji wypukłej



Rys.13. Aproksymacja odcinkowa funkcji wklęsłej



Rys. 14. Przykłady realizacji praktycznej charakterystyki wklęsłej odcinkami linii prostych: z wieloma źródłami pomocniczymi, z jednym źródłem pomocniczym i bez źródła pomocniczego

6 Zasada działania ograniczników napięcia. Przykładowe struktury.

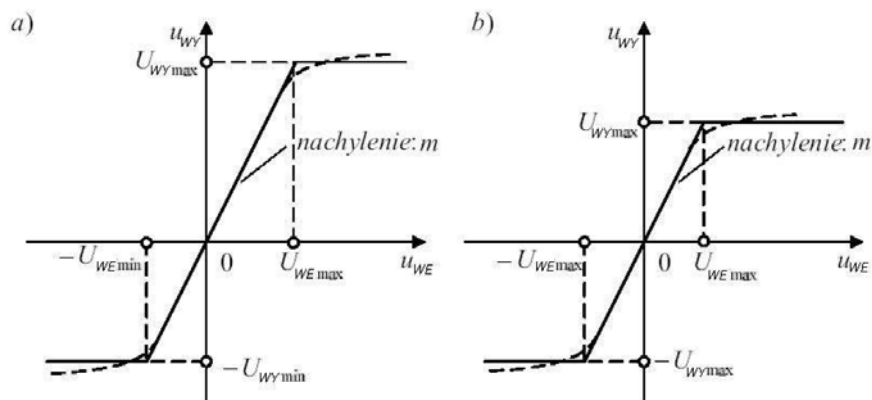
Ograniczniki napięcia należą do grupy układów kształtujących. Ich zadaniem jest odpowiednie ukształtowanie przebiegu wyjściowego przez odcięcie części przebiegu wejściowego leżącej powyżej lub poniżej pewnej wartości napięcia odniesienia. Najbardziej są rozpowszechnione proste ograniczniki diodowe, w których dioda pełni funkcję przełącznika, tzn. przewodzi tylko wtedy, kiedy na jej anodzie występuje napięcie dodatnie względem katody, nie przewodzi zaś dla polaryzacji odwrotnej.

Ograniczniki amplitudy napięcia spełniają zależność:

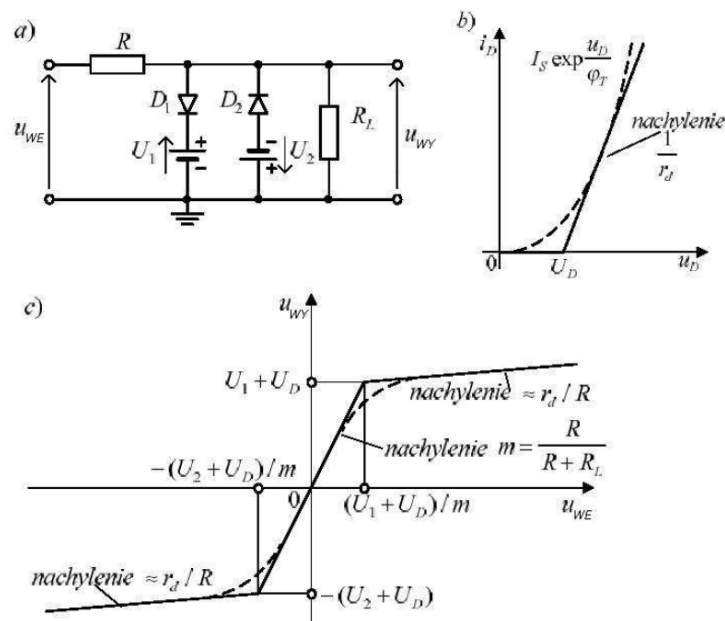
$$u_{wy} = f(u_{we})$$

gdzie:

$$u_{wy} = \begin{cases} U_{wy \min} ; & u_{we} < U_{we \min} \\ mu_{we} ; & \text{dla } U_{we \min} \leq u_{we} \leq U_{we \max} \\ U_{wy \max} ; & u_{we} > U_{we \max} \end{cases}$$



Rys. 24. Charakterystyki przejściowe ograniczników napięcia: a) niesymetrycznego, b) symetrycznego



Rys. 25. Ogranicznik napięcia: a) schemat ideowy, b) sposób aproksymacji charakterystyki diody, c) charakterystyka ogranicznika

Dla małych napięć wejściowych:

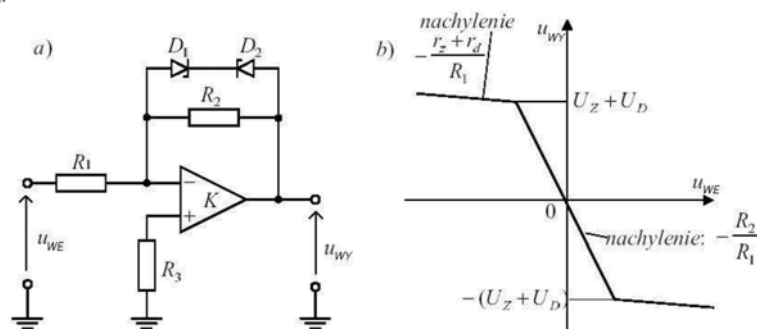
$$u_{wy} = \frac{R_L}{R + R_L} u_{we} = m u_{we}$$

Maksymalne napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wy \max} = u_{we} + U_D = \frac{R_L}{R + R_L} u_{we \max} = m u_{we \max}$$

Po przekroczeniu maksymalnego napięcia wyjściowego nachylenie charakterystyki ogranicznika wynosi:

$$\frac{R_L \parallel r_d}{R + R_L \parallel r_d} \approx \frac{r_d}{R} \quad \text{dla } r_d \ll R, R_L$$



Rys. 26. Wzmacniacz odwracający z ogranicznikiem napięcia zbudowanym z diod Zenera: a) schemat ideowy, b) charakterystyka przejściowa układu

7 Zasada działania układów progowych. Przykładowe struktury.

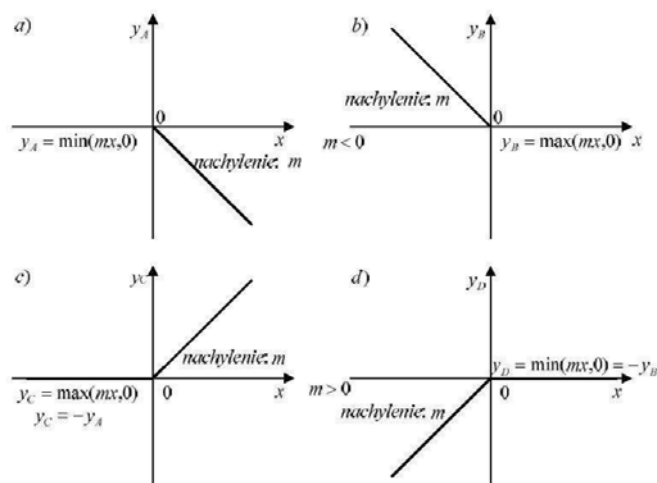
Układy progowe realizują funkcję:

$$y = \pm \max(mx, 0)$$

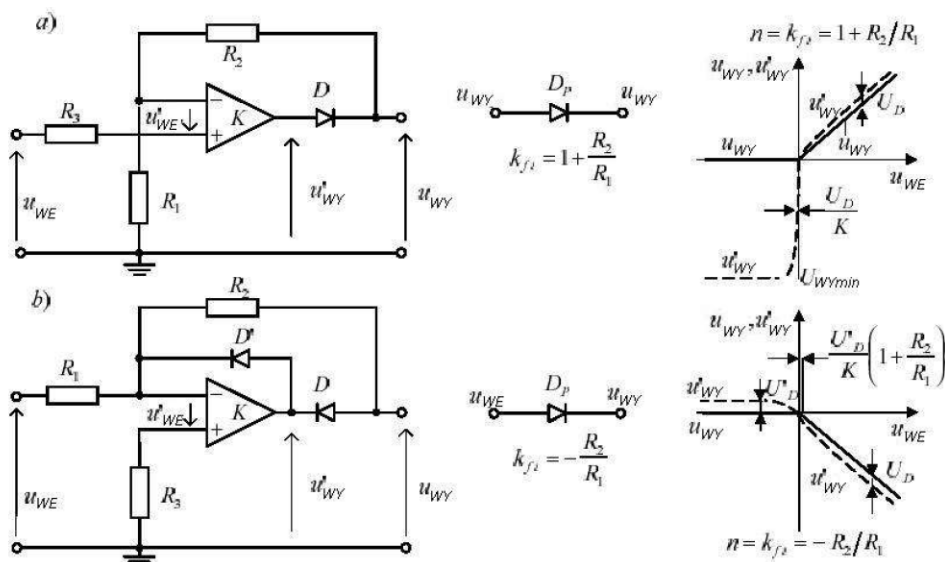
lub

$$y = \pm \min(mx, 0)$$

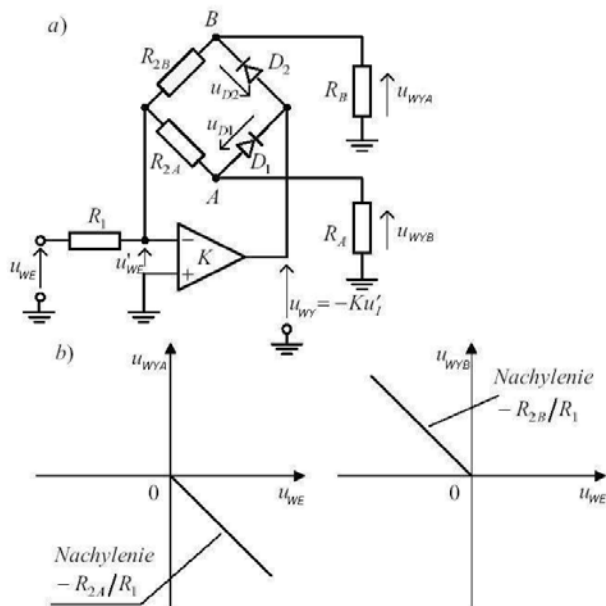
czyli przebieg wyjściowy układu jest funkcją liniową napięcia wejściowego układu (ze współczynnikiem kierunkowy m) dla napięć o jednej polaryzacji, a dla napięć wejściowych o polaryzacji przeciwnej jest równy zero.



Rys. 27. Idealne charakterystyki układów progowych



Rys. 28. Diodowe układy progowe: a) nieodwracający, b) odwracający



Rys. 29.
Dwuwyjściowy
układ progowy:

- b) Schemat ideowy,
- c) charakterystyki statyczne dla idealnego WO

Napięcie wyjściowe układu:

$$u_{WYA} = \begin{cases} -\frac{R_{2A}}{R_1} u_{WE} & \text{przy } u_{WE} > 0 \\ 0 & \text{przy } u_{WE} \leq 0 \end{cases}$$

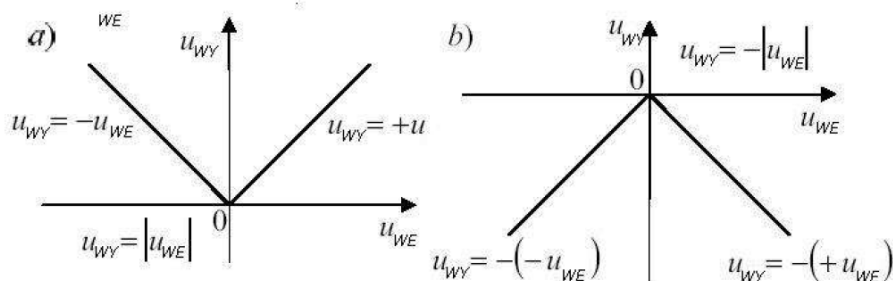
$$u_{WYB} = \begin{cases} -\frac{R_{2B}}{R_1} u_{WE} & \text{przy } u_{WE} < 0 \\ 0 & \text{przy } u_{WE} \geq 0 \end{cases}$$

Można także regulować próg zadziałania układu.

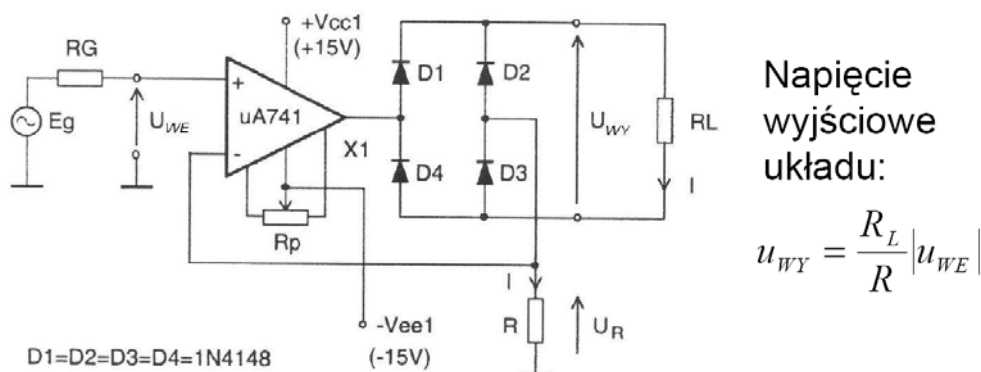
8 Precyzyjne prostowniki dwupołówkowe i szczytowe

Precyzyjne prostowniki dwupołówkowe są układami realizującymi wartość bezwzględną (moduł) funkcji wejściowej:

$$u_{wy} = a|u_{we}|$$

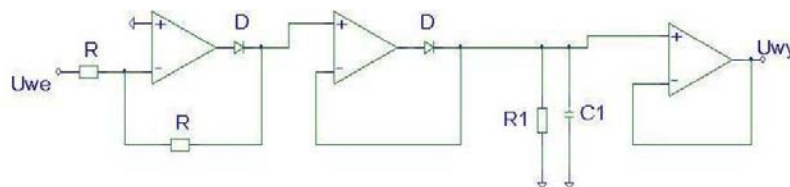


Rys. 31. Charakterystyka przejściowa precyzyjnego prostownika dwupołówkowego: a) dla $a = 1$, b) dla $a = -1$



Rys. 32. Precyzyjny prostownik dwupołówkowy

Wyeliminowany wpływ spadku napięcia na diodach na wartość napięcia wyjściowego – diody wpięte w pętlę sprzężenia zwrotnego wzmacniacza.



Rys. 33. Schemat ideowy precyzyjnego prostownika szczytowego

Napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wy} = \max(u_{we})$$

Dokładność przetwarzania zależy od pasma częstotliwości pracy układu i związanego z nim doboru stałej czasowej filtra wygładzającego R_1C_1 . Przy projektowaniu układu należy zwrócić także uwagę na maksymalny prąd wyjściowy WO oraz na jego wsp. szybkości zmian nap. wyjściowego (slew rate).

Analogowe układy mnożące (wykład 2)

9. Rodzaje i parametry analogowych układów mnożących (z modulacją szerokości impulsów, z wykorzystaniem układów logarytmujących i wykładniczych).

Zadaniem analogowych układów mnożących jest wytworzenie napięcia wyjściowego proporcjonalnego do iloczynu napięć wejściowych:

$$u_{wy} = k_m u_x u_y = \frac{u_x u_y}{E_R}$$

gdzie: u_x, u_y – napięcia wejściowe,

$k_m = 1/E_R$ – stała skalowania,

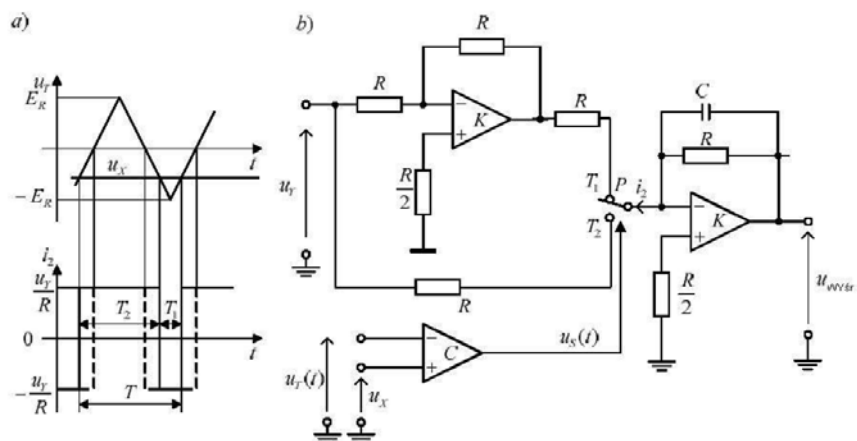
E_R – normujące napięcie odniesienia, zazwyczaj +10V lub -10V.

Układy mnożące możemy podzielić ze względu na zakresy napięć wejściowych:

- układy jednoćwiartkowe – układy, w których napięcia u_x i u_y są jednobiegunowe,
- układy dwućwiartkowe – układy, w których jedno z napięć wejściowych ma ustaloną biegunowość,
- układy czteroćwiartkowe – układy, w których napięcia wejściowe u_x i u_y mogą posiadać dowolny znak.

Układy mnożące (realizowane w technice scalonej) możemy podzielić także ze względu na sposób realizacji funkcji mnożenia:

- poprzez modulację szerokości i amplitudy impulsów prostokątnych,
- poprzez zastosowanie operacji logarytmowania i potęgowania,
- poprzez zastosowanie kwadratorów,
- poprzez wykorzystanie tranzystorowych wzmacniaczy różnicowych o zmiennej transkonduktancji (metoda sterowanego podziału prądu).



Rys. 2. Układ mnożący wykorzystujący metodę modulacji amplitudy i szerokości impulsów: a) przebiegi czasowe, b) uproszczony schemat ideowy

Napięcie sterujące kluczem wyrażone jest zależnością:

$$u_S(t) = \begin{cases} U_{S \max} & \text{dla } u_x > u_T \\ U_{S \min} & \text{dla } u_x < u_T \end{cases}$$

Dla napięcia u_x zachodzi związek (rys.2a):

$$\frac{u_x}{E_R} = \frac{2T_1}{T} - 1$$

Napięcie wyjściowe układu:

$$u_{wY} = \left(\frac{2T_1}{T} - 1 \right) u_y = \frac{u_x u_y}{E_R}$$

Zalety układu - duża dokładność – błąd statyczny δ_0 mieści się w zakresie (0.01...0.1 %), $f_{3dB} = 1\text{kHz}$, $S < 0.7\text{V/ms}$.

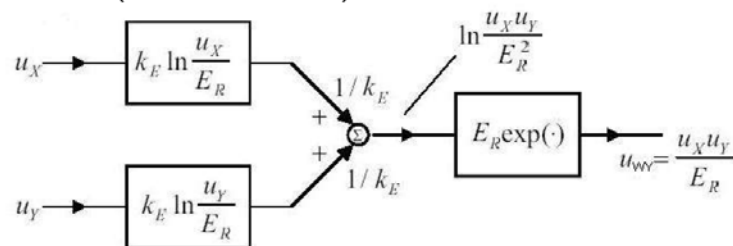
Ograniczenia:

- czas przełączania klucza, który powinien być pomijalny w stosunku do okresu przełączania,
- częstotliwość uśredniania filtra dolnoprzepustowego powinna być dużo większa od częstotliwości sygnału aby czas uśredniania był duży.

Dlatego układy te stosuje się w przypadku mnożenia przebiegów wolno zmiennych. Dodatkowa wada – duże skomplikowanie układu i wysoki koszt.

Układy mnożące oparte na wzmacniaczach logarytmujących i wykładniczych realizują funkcję:

$$u_{wY} = E_R \exp \left(\ln \frac{u_x}{E_R} + \ln \frac{u_y}{E_R} \right) = \frac{u_x u_y}{E_R} \quad \text{dla } u_x, u_y > 0$$

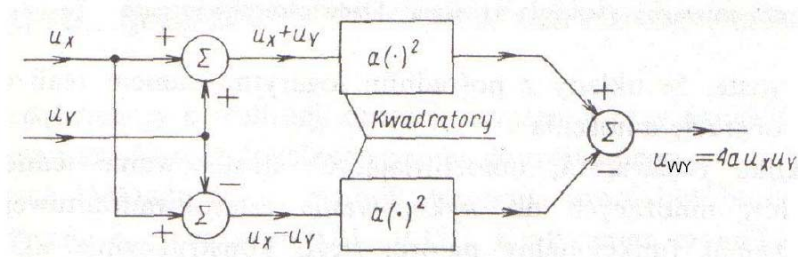


Rys. 3. Schemat blokowy układu mnożącego wykorzystującego wzmacniacze logarytmujące i wzmacniacz realizujący funkcję wykładniczą

Zaletą układu jest pełna kompensacja temperaturowa, pod warunkiem, że wszystkie tranzystory mają takie same parametry i taką samą temperaturę. Dlatego układ powinien być zrealizowany w technice scalonej.

Wadą układu jest to, że wszystkie napięcia wejściowe muszą być dodatnie, czyli układ jest mnożnikiem jednoćwiartkowym.

10. Mnożenie z wykorzystaniem kwadratorów.



Rys. 6. Schemat blokowy układu mnożącego wykorzystującego kwadratory

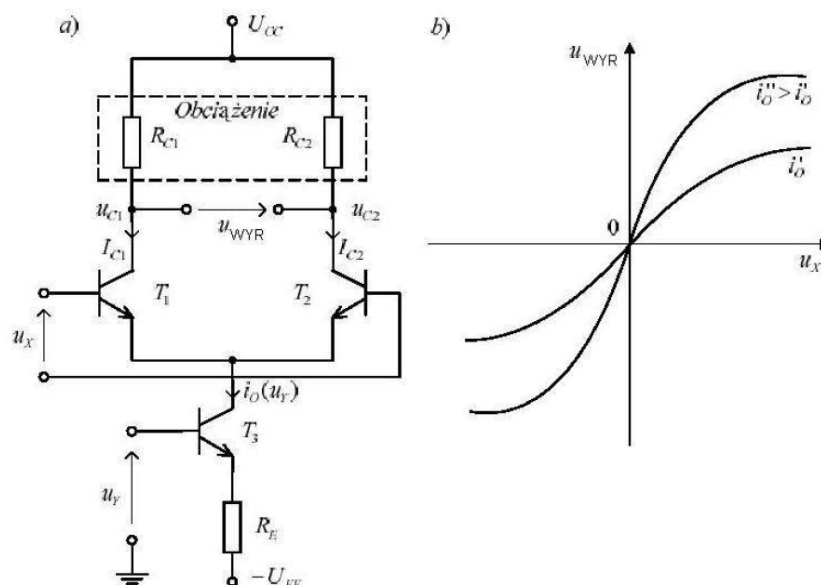
Układ realizuje funkcję:

$$u_{wy} = a(u_x + u_y)^2 - a(u_x - u_y)^2 = 4au_x u_y$$

W rzeczywistych układach mnożących z kwadratorami błąd mnożenia zależy głównie od jakości kwadratorów. Funkcję paraboliczną w kwadratorach realizuje się za pomocą aproksymacji odcinkowej z wykorzystaniem drabinek diodowo – rezystorowych (patrz poprzedni wykład). W celu zmniejszenia błędu aproksymacji układy te zawierają dużą liczbę diod, przez co w układach tych wymagana jest dobra kompensacja temperaturowa oraz źródła napięć odniesienia o dużej stabilności. Innym sposobem realizacji kwadratorów jest technologia CMOS, gdzie wykorzystuje się kwadratową zależność prądu drenu I_D tranzystorów od napięcia U_{GS} .

Generalnie układy te posiadają lepsze parametry od omawianych wcześniej: $\delta_0 < 0.5\%$, $f_{3dB} < 2 \text{ MHz}$, $S < 3 \mu\text{V/s}$.

11. Transkonduktancyjne układy mnożące.



Rys. 7. Dwucwiartkowy mnożnik transkonduktancyjny (modulator pojedynczo zrównoważony)

Źródło prądowe wzmacniacza ma wydajność opisaną zależnością:

$$i_0(u_y) = I_0 + g_m u_y$$

Różnicowe napięcie wyjściowe wzmacniacza:

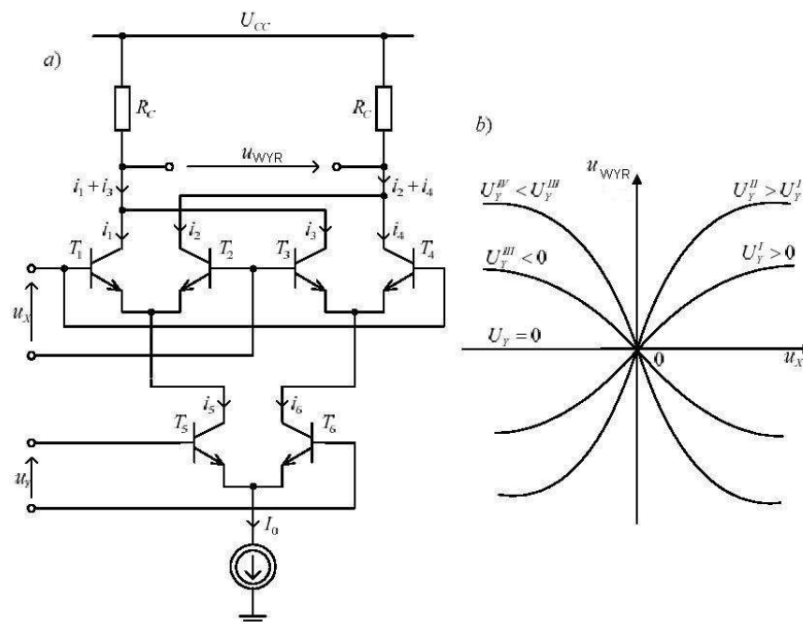
$$u_{WYR} = i_0 R_C \tanh \frac{u_x}{2U_T}$$

Korzystając za zależności:

$$\tanh \frac{u_x}{2U_T} \approx \frac{u_x}{2U_T} \quad \text{dla} \quad |u_x| \ll 2U_T$$

Napięcie wyjściowe układu wynosi:

$$u_{WYR} = (I_0 + g_m u_y) R_C \tanh \frac{u_x}{2U_T} \approx I_0 R_C \frac{u_x}{2U_T} + g_m R_C \frac{u_x u_y}{2U_T}$$



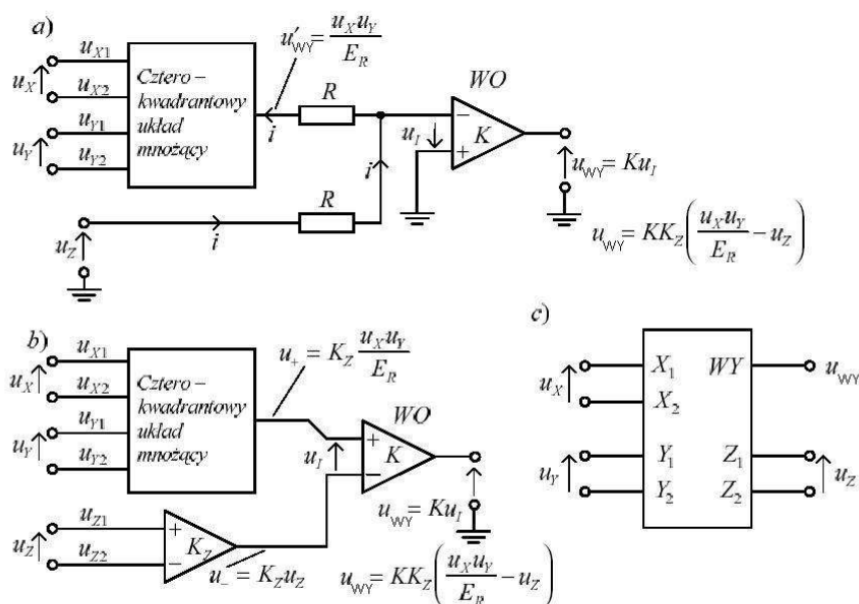
Rys. 8. Czterókwartkowy transkonduktancyjny układ mnożący (modulator podwójnie zrównoważony)

Wadą obu prezentowanych mnożników transkonduktancyjnych jest bardzo mały zakres napięć wejściowych. Można ten zakres powiększyć dwoma sposobami:

- zastosowanie tzw. przetwornika Gilberta,
- zastosowanie we wzmacniaczach różnicowych dużych rezystancji emiterowych czyli sprzężenia zwrotnego (patrz semestr I „Wzmacniacze prądu stałego”).

Bardzo często stosuje się oba sposoby linearyzacji jednocześnie.

12. Uniwersalne układy mnożące i przykłady zastosowań (układ dzielący, układ pierwiastkujący, dwupółówkowy prostownik precyzyjny, przetwornik wartości skutecznej, przetwornik trójkąt – sinus, detektor fazoczuły).



Rys. 12. Uniwersalne układy mnożące: a) z niesymetrycznym wejściem, b) z symetrycznym wejściem, c) oznaczenie układu z rys.b

I tak przykładowo dla układu z rys. 12a:

- podłączenie wyjścia wzmacniacza z wejściem Z ($u_z = u_{wy}$):

$$u_{WY} = \frac{u_x u_y}{E_R}$$

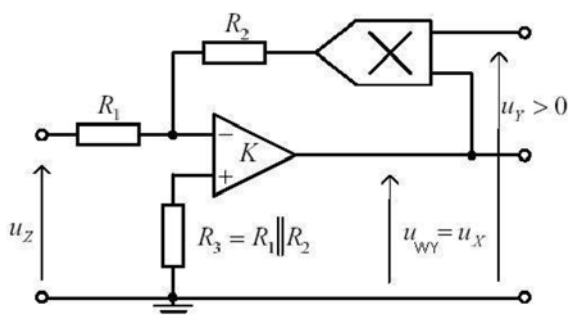
- podłączenie wyjścia wzmacniacza z wejściem Y ($u_v = u_{wy}$):

$$u_{wy} = E_R \frac{u_z}{u_x} \quad \text{dla} \quad u_x < 0$$

- podłączenie wyjścia wzmacniacza z wejściami X i Y

$$(u_x = -u_y = u_{wy}): \quad u_{wy} = \sqrt{-E_R u_z} \quad \text{dla} \quad u_z < 0$$

Przykład uniwersalnego wzmacniacza mnożącego – AD535.



Rys. 13. Układ dzielący zbudowany z wykorzystaniem mnożnika

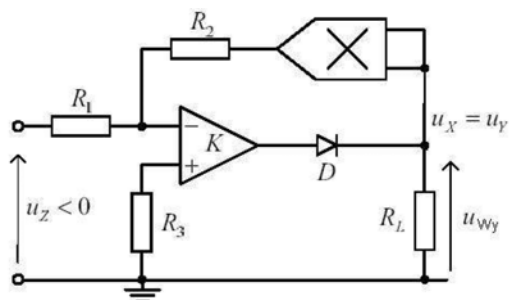
Napięcie wyjściowe układu dane jest zależnością:

$$u_{wy} = u_x \approx -\frac{R_2}{R_1} E_R \frac{u_z}{u_y} \quad \text{dla} \quad u_y > 0$$

Uwzględniając błąd operacji mnożenia:

$$u_{wy} = -\frac{R_2}{R_1} E_R \frac{u_z}{u_v} + \delta_0 \frac{E_R}{u_v}$$

Ważny jest wpływ amplitudy u_v na wartość błędu.



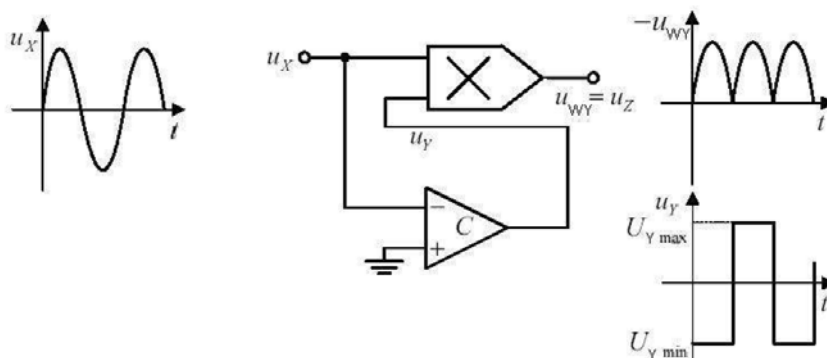
Rys. 14. Schemat układu pierwiastkującego wykorzystującego układ mnożnika

Napięcie wyjściowe układu dane jest zależnością:

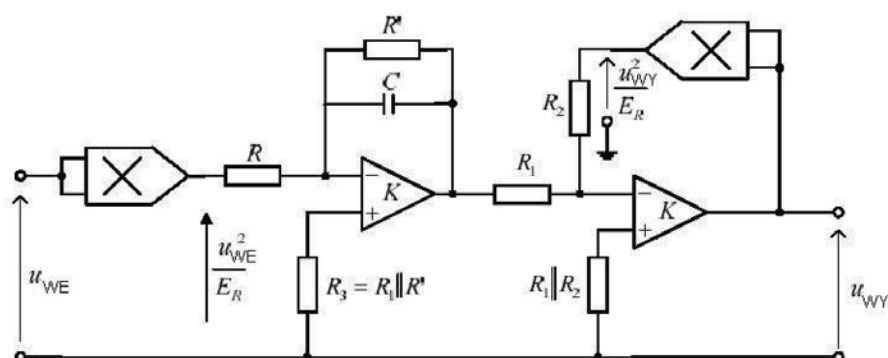
$$u_{wy} = u_x \approx \sqrt{-\frac{R_2}{R_1} E_R u_z} \quad \text{dla } u_z < 0$$

Błąd operacji pierwiastkowania wzrasta wraz z maleniem napięcia u_z .

Dioda półprzewodnikowa zapobiega zablokowaniu (zatrzaśnięciu) się układu gdy napięcie u_z będzie większe od zera. Przy braku diody i zastosowaniu $u_z > 0$ układ by się nasycił i powrót do normalnego działania byłby możliwy po rozwarciu pętli SZ.

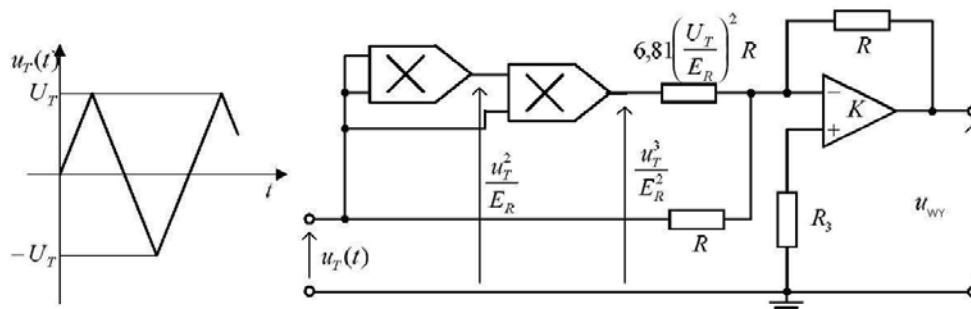


Rys. 15. Układ precyzyjnego prostownika dwupołówkowego zbudowanego z układu mnożącego



$$u_{wy} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{RC} \int_0^T u_{we}^2(t) dt}$$

Rys. 16. Układ przetwornika wartości skutecznej



Rys. 17. Układ przetwornika trójkąt sinus zbudowany w oparciu o układy mnożące

Wejściowe napięcie trójkątne dane jest zależnością:

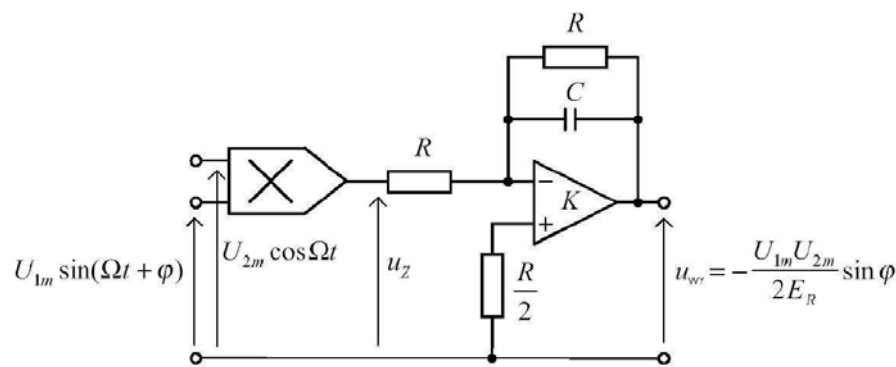
$$u_T(t) = (-1)^k \frac{2U_T}{\pi} (\omega t - k\pi) \quad \text{dla} \quad \frac{(2k-1)\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{(2k+1)\pi}{2}$$

Przebieg sinusoidalny można aproksymować szereg potęgowym:

$$U_m \sin \omega t = U_m \left[\omega t - \frac{(\omega t)^3}{3!} + \frac{(\omega t)^5}{5!} - \dots \right]$$

Napięcie wyjściowe układu dane jest zależnością:

$$u_{wy} = U_m \sin \omega t \approx U_m \left[\omega t - \frac{(\omega t)^3}{6.81} \right]$$

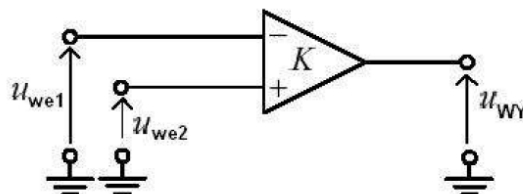


Rys. 18. Schemat detektora fazoczułego

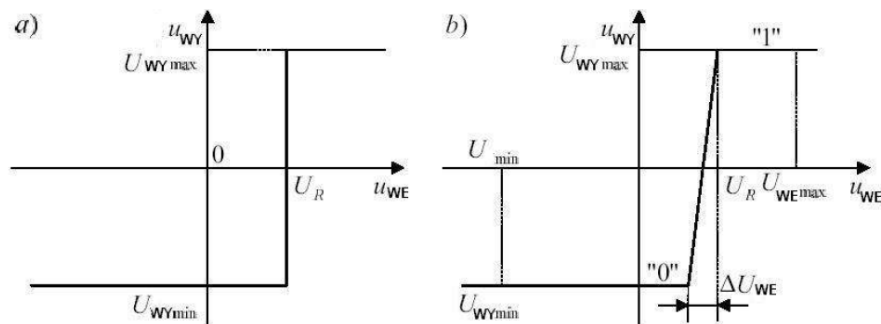
Komparatory napięcia (wykład 3)

13. Rodzaje i parametry komparatorów.

Komparatorem napięcia nazywamy szerokopasmowy wzmacniacz operacyjny, którego napięcie wyjściowe przyjmuje jedynie dwie skrajne wartości: minimalną lub maksymalną, przy czym poziomy tego napięcia są zazwyczaj dopasowane do standardów cyfrowych (TTL, CMOS, ECL). Ponieważ komparatory pracują bez wewnętrznego sprzężenia zwrotnego są stale przesterowane. Dlatego też są one tak konstruowane aby wyeliminować konsekwencje wynikające z pracy w warunkach przesterowania, czyli przeciwdziałać nasyceniu tranzystorów.



Rys. 1. Symbol komparatora z zaznaczonymi napięciami wejściowymi i napięciem wyjściowym



Rys. 2. Charakterystyka przejściowa komparatora: a) idealnego, b) rzeczywistego

Komparatory realizują następującą funkcję:

$$U_{wy} = \begin{cases} U_{wy \min} & u_{we} < U_R \\ 0 & \text{dla } u_{we} = U_R \\ U_{wy \max} & u_{we} > U_R \end{cases} \quad U_R - \text{napięcie odniesienia}$$

Najważniejsze parametry komparatorów napięcia:

- wzmacnienie napięciowe,
- współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego CMRR,
- czułość (rozdzielczość),
- czas odpowiedzi,
- szybkość narostu napięcia wyjściowego
- maksymalne dopuszczalne napięcie wejściowe i maksymalne dopuszczalne różnicowe napięcie wejściowe,
- poziomy napięcia wyjściowego,
- maksymalne prądy wyjściowe,
- obciążalność wyjściowa.

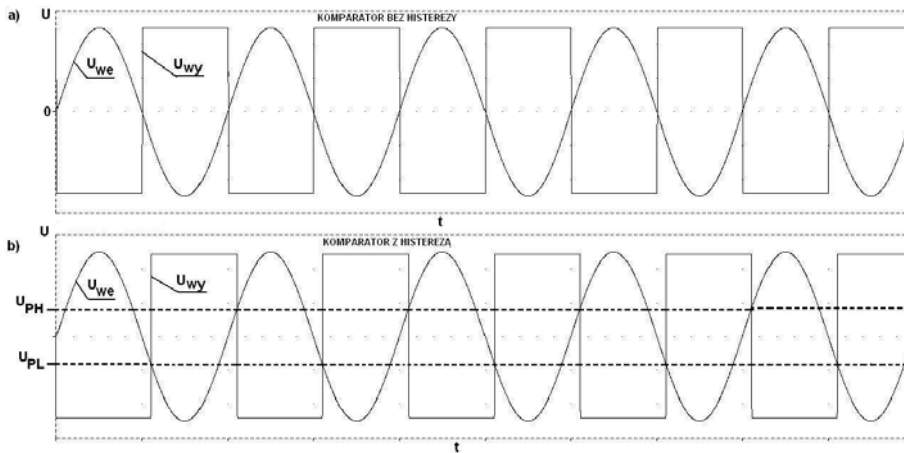
Komparatory możemy podzielić na:

- nieregeneracyjne – gdzie przerzut pomiędzy stanami wyjściowymi układu wynika ze wzmacnienia różnicy napięć wejściowych z silnym ograniczeniem U_{wy} (zależność szybkości zmian U_{wy} od szybkości zmian napięć wejściowych)
- regeneracyjne – (przerzutnikowe) przerzut jest wyzwalany po przekroczeniu przez różnicę napięć wejściowych strefy czułości komparatora (mała zależność szybkości zmian U_{wy} od szybkości zmian napięć wejściowych)

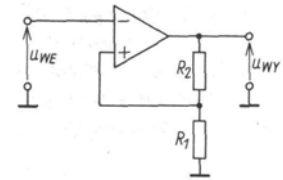
Niektóre komparatory posiadają możliwość:

- strobowania (wymuszania na wyjściu jednego ze stanów logicznych),
- zatraskiwania (zapamiętania na wyjściu aktualnego stanu logicznego).

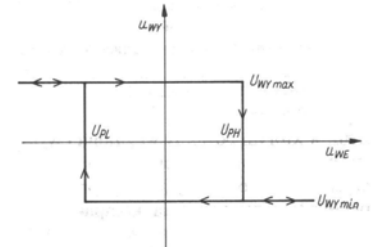
14. Komparatory: odwracający, nieodwracający i okienkowy



Rys. 3. Przebiegi wejściowe i wyjściowe komparatorów odwracających: a) bez histerezy, b) z histerezą



Rys. 4. Schemat komparatora odwracającego z histerezą



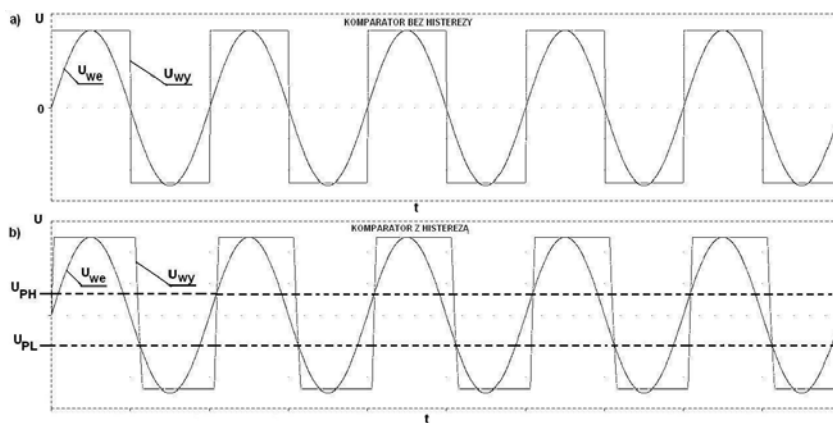
Rys. 5. Charakterystyka przejściowa komparatora odwracającego

Dla układu obowiązują następujące zależności:

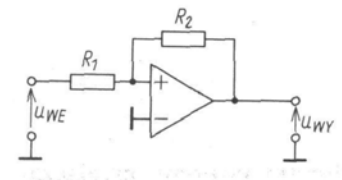
$$U_{PL} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{wy \min}$$

$$U_{PH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{wy \max}$$

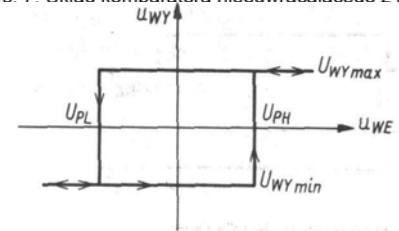
$$\Delta U_{we} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{wy \max} - U_{wy \min})$$



Rys. 6. Przebiegi wejściowe i wyjściowe komparatorów nieodwracających: a) bez histerezy, b) z histerezą



Rys. 7. Układ komparatora nieodwracającego z histerezą



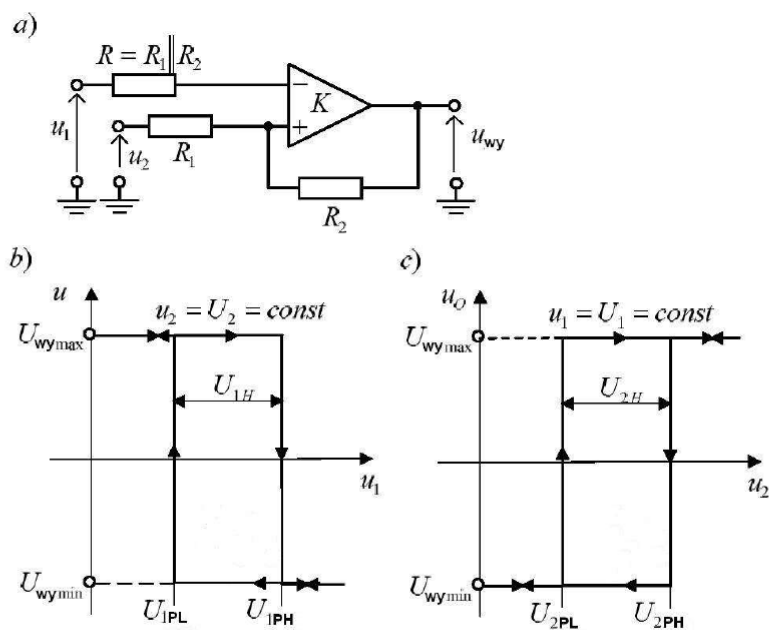
Rys. 8. Charakterystyka przejściowa komparatora nieodwracającego

Dla układu obowiązują zależności:

$$U_{PL} = -\frac{R_1}{R_2} U_{wy \min}$$

$$U_{PH} = -\frac{R_1}{R_2} U_{wy \max}$$

$$\Delta U_{we} = \frac{R_1}{R_2} (U_{wy \max} - U_{wy \min})$$



Rys. 9. Uniwersalny komparator z histerezą: a) schemat układu, b) charakterystyka komparatora odwracającego, c) charakterystyka komparatora nieodwracającego

Dla układu odwracającego:

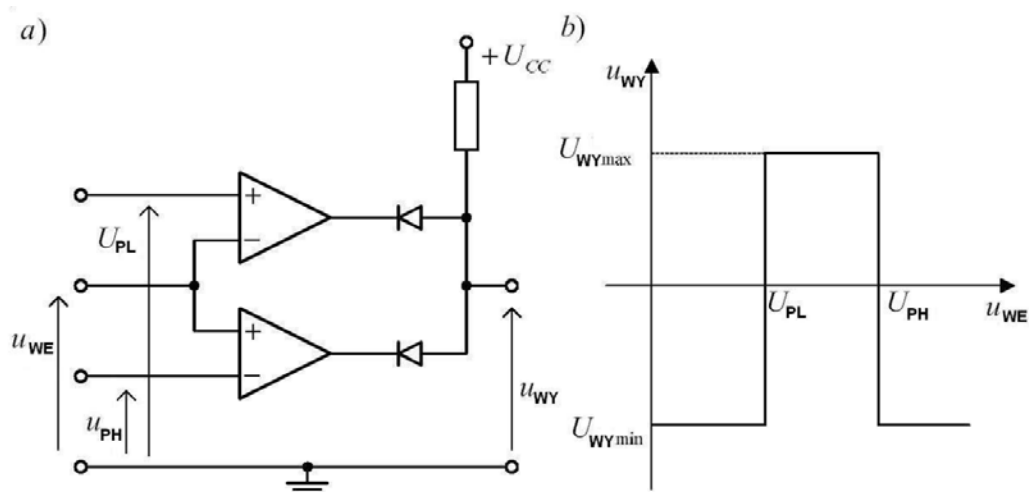
$$U_{1PL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{wymin}$$

$$U_{1PH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_2 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{wymax}$$

Dla układu nieodwracającego:

$$U_{2PL} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_1 - \frac{R_1}{R_2} U_{wymax}$$

$$U_{2PH} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_1 - \frac{R_1}{R_2} U_{wymin}$$

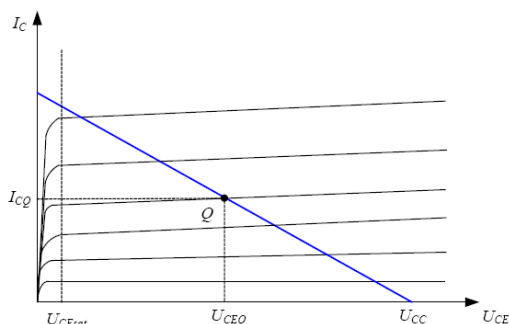


Rys. 10. Komparator okienkowy: a) schemat układu, b) charakterystyka przejściowa

Układy impulsowe (wykład 4)

15. Tranzystor jako klucz (parametry)

W układach *liniowych* potencjał kolektora dobiera się pomiędzy U_{CC} a U_{CEsat} . W układach tych U_{WY} jest liniową funkcją U_{WE} . Dlatego też U_{WY} nie może osiągać dodatniej ani ujemnej granicy zakresu wysterowania, ponieważ wystąpią zniekształcenia

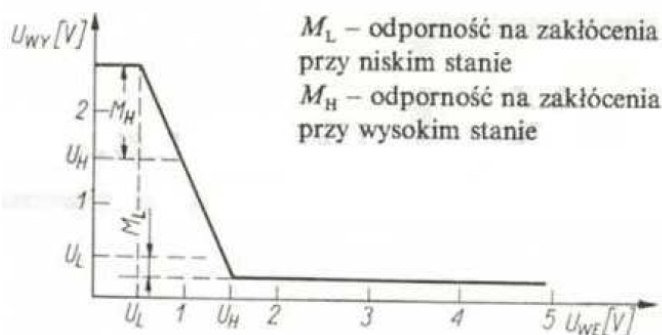
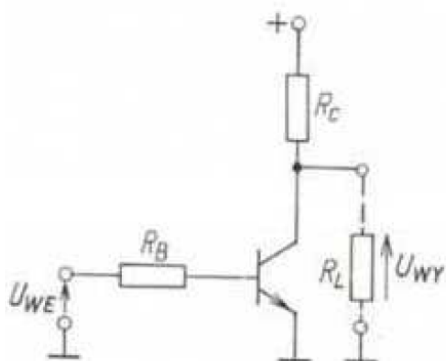


W układach *cyfrowych* mamy do czynienia z dwoma stanami pracy. Stan wysoki **H** (high) i stan niski **L** (low).

Wysokość napięć na tych poziomach zależy od zastosowanych układów. Zakładamy, że poziomy pośrednie napięcie nie występują.

Przykład inwertera

charakterystyka przejściowa dla $R_L = R_C$



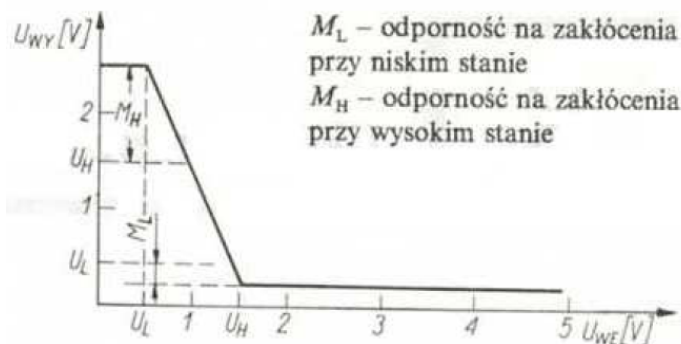
Układ powinien mieć następujące właściwości:

Dla $U_{WE} \leq U_L$ powinno być $U_{WY} \geq U_H$

Dla $U_{WE} \geq U_H$ powinno być $U_{WY} \leq U_L$

Warunki te powinny być spełnione nawet w najbardziej niekorzystnym przypadku. Aby to zapewnić należy odpowiednio dobierać poziomy U_H oraz R_C i R_B .

Charakterystyka przejściowa dla $R_L = R_C$

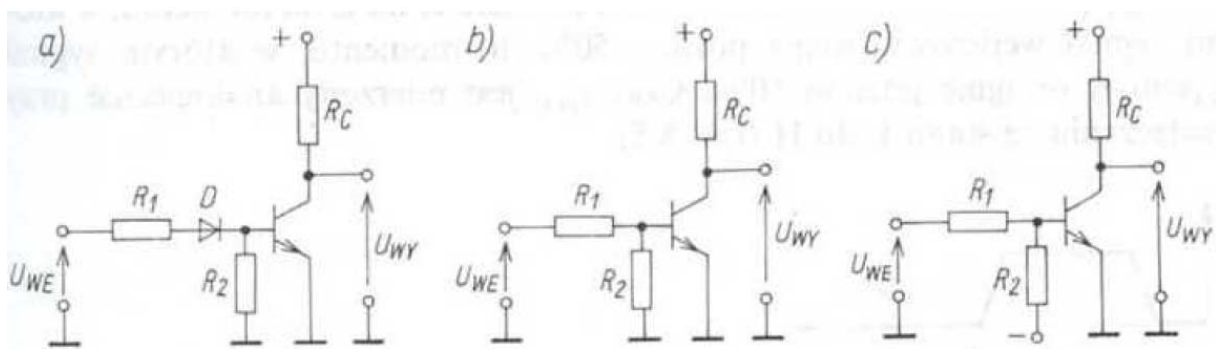


$$M_L = U_L - U_{WY}$$

$$M_H = U_{WY} - U_H$$

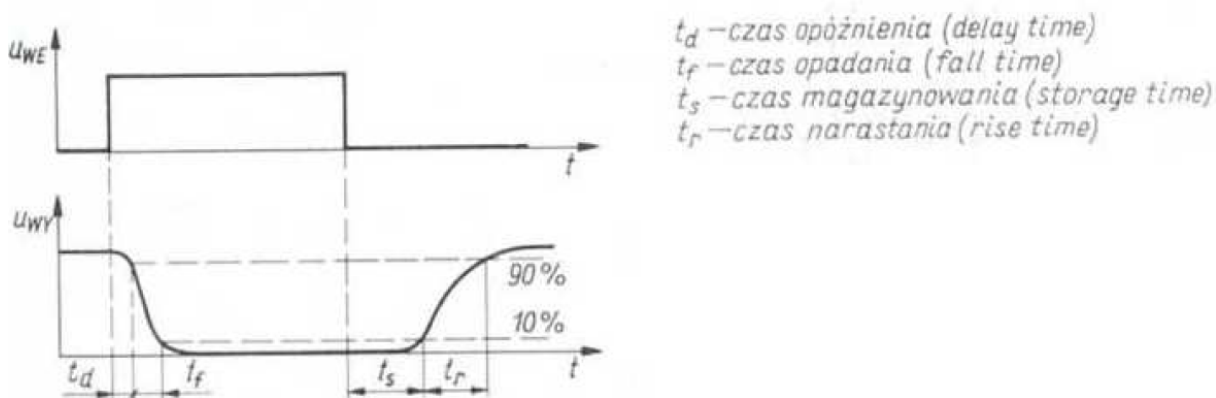
Odporności na zakłócenia są miarą pewności działania układu.

Chcąc poprawić odporność na zakłócenia należy zwiększyć U_L ponieważ $U_{WY} \cong U_{CEsat}$ i nie może być mniejsze



Poprawa odporności na zakłócenia rys.a) układ z dodatkowa diodą , rys.b),c) układy z dzielnikiem napięcia

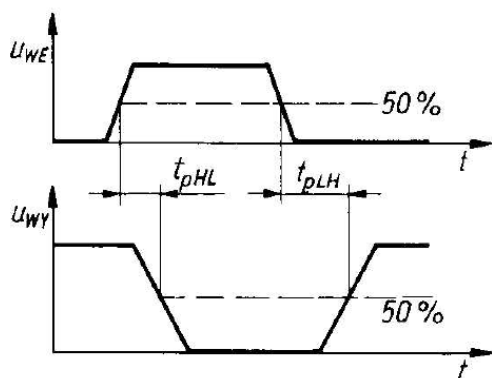
Najistotniejszym parametrem klucza są czasy przełączania



Czas magazynowania t_s występuje przy zatykaniu tranzystora ze stanu nasycenia ($U_{CE} = U_{CEsat}$).
 Jeżeli $U_{CE} > U_{CEsat}$ to $t_s = 0$ chcąc mieć szybkie klucze wykorzystujemy to zjawisko tworząc tzw. klucze z tranzystorami nienasyconymi.

Właściwości dynamiczne układów cyfrowych określa się sumarycznie tzw. **czasem propagacji bramki** t_p (propagation delay time)

$$t_p = \frac{1}{2} (t_{pLH} + t_{pHL})$$

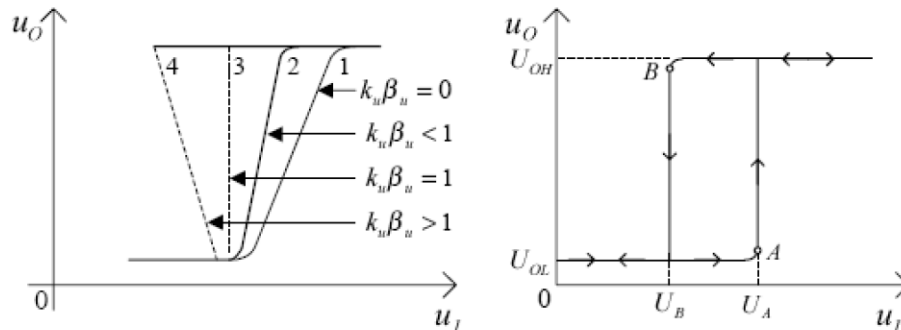


Czas t_{pHL} mierzony jest przy przełączaniu ze stanu H do L od momentu, kiedy U_{WE} osiąga poziom 50% do momentu, kiedy U_{WY} osiąga 50%.

Czas t_{pLH} mierzony analogicznie przy przełączaniu z L do H.

16. Przerzutniki bistabilne (symetryczne, Schmitta, ze sprzężeniem emiterowym).

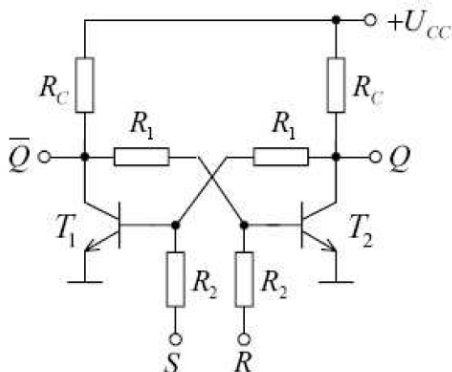
Układy przerzutnikowe zbudowane są najczęściej w postaci dwóch kaskodowo połączonych inwerterów, objętych szerokopasmowym dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Silne +SZ wywołuje zjawisko niestabilności, prowadząc do szybkiego przerzutu od jednego stanu stabilnego do drugiego. Silne +SZ prowadzi do ch-tyki przejściowej o ujemnym nachyleniu co oznacza, że ch-tyka zakreśla pętlę histerezy.



Przerzutnik różni się od układów analogowych ze +SZ (generatory), że ich U_{wy} zmienia się skokowo a nie łagodnie jak w generatorach.

RODZAJE PRZERZUTNIKÓW

⇒ **przerzutnik bistabilny:** charakteryzuje się dwoma stanami stabilnymi, w których może pozostawać nieskończenie długo. Przejście pomiędzy stanami następuje pod wpływem impulsu zewnętrznego.



Na S podajemy dodatnie napięcie:

- T1 przewodzi,
- maleje U_{C1} ,
- maleje I_{B2} ,
- U_{C2} rośnie,
- wzrasta I_{B1} płynący przez R_1 .

Stan ustalony, gdy U_{C1} spadnie do wartości U_{CEsat} (T_2 zatkany a T_1 przez płynący I_{B1} utrzymany w stanie przewodzenia).

Odlączenie napięcia z S niczego nie zmienia (stan ustalony).

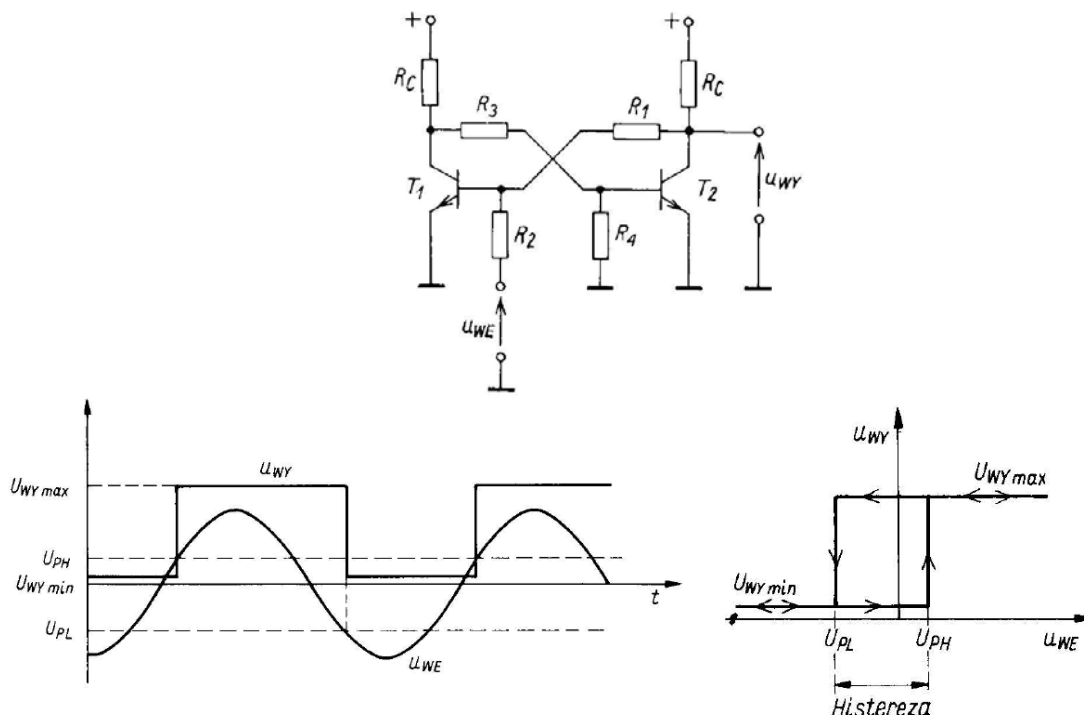
Stan poprzedni przez podanie napięcia na R

Wejście		Wyjście	
R	S	Q	\bar{Q}
L	L	stan poprzedni	stan poprzedni
H	L	L	H
L	H	H	L
H	H	stan niedozwolony	stan niedozwolony

Gdy $R = S = H$ oba tranzystory nasycone, po zaniku napięcia jeden przewodzi, drugi zatkany ale nie wiadomo który. Stan logicznie zabroniony !!

Przerzutnik bistabilny SCHMIDTA

Inicjacja przeskoku poprzez podawanie na zmianę dodatniej i ujemnej wartości U_{WE} .



Gdy U_{WE} przekroczy U_{PH} (górny próg przełączania) to U_{WY} skacze do U_{WYmax} (górną granicąysterowania).

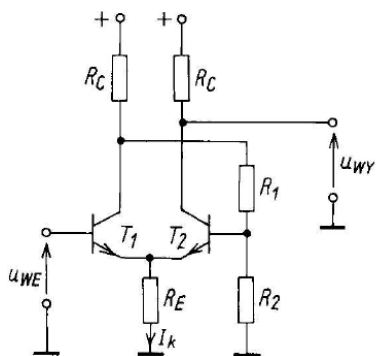
Gdy U_{WE} spada poniżej U_{PL} (dolny próg przełączania) o U_{WY} powraca do U_{WYmin} (dolną granicą).

Szerokość pętli histerezy – jest to różnica napięć pomiędzy poziomem wł a wyl.

Histereza tym mniejsza im mniejsza różnica pomiędzy U_{WYmax} a U_{WYmin} lub im większe tłumienie wprowadzane przez dzielnik R_1, R_2 .

Zmniejszając histerezę osłabiamy +SZ co prowadzi do tego, że układ przestaje być bistabilny (dla $R_1 \rightarrow \infty$ Zwykły wzmacniacz dwustopniowy).

Przerzutnik bistabilny SCHMIDTA ze sprzężeniem

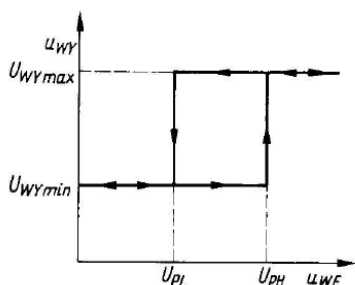


Gdy $U_{WE} \leq 0$ to T_1 zatkany a T_2 przewodzi (sterowany przez R_1, R_2).

Prąd I_k powoduje powstanie spadku napięcia na R_E , który głębiej zatyka T_1 .

Gdy U_{WE} wzrasta powyżej U_{PH} to T_1 wchodzi w stan aktywny i układ przechodzi w drugi stan (T_1 aktywny, T_2 odcięty).

Ponowne malenie U_{WE} powoduje przerzut do poprzedniego stanu.



Zastosowanie:

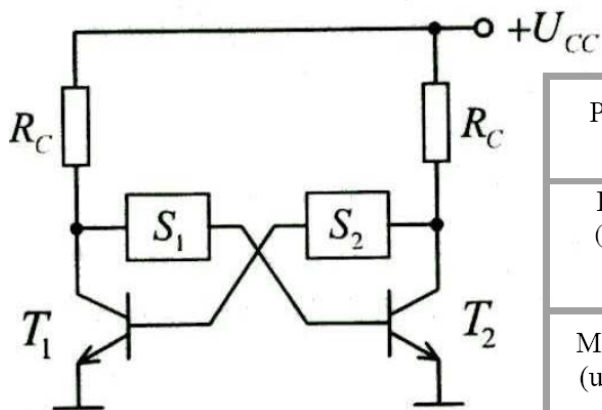
- układ kształtujący;
- dyskryminator amplitudy,
- detektor poziomu,
- itp.

Zalety:

- WY jest odseparowane od WE, zapewniony jest sygnał wy o stosunkowo dużej mocy;
- na WE nie pojawiają się sygnały wytwarzane wewnątrz układu (SZ podany na połączone emitery)
⇒ **przerzutnik monostabilny (uniwibrator):** *charakteryzuje się jednym stanem stabilnym. Drugi stan trwa tylko przez określony czas, zależny od wartości elementów układu. Po upływie tego stanu samoczynnie wraca do stanu stabilnego. Przejście układu do stanu quasi-stabilnego inicjowane sygnałem zewnętrznym.*

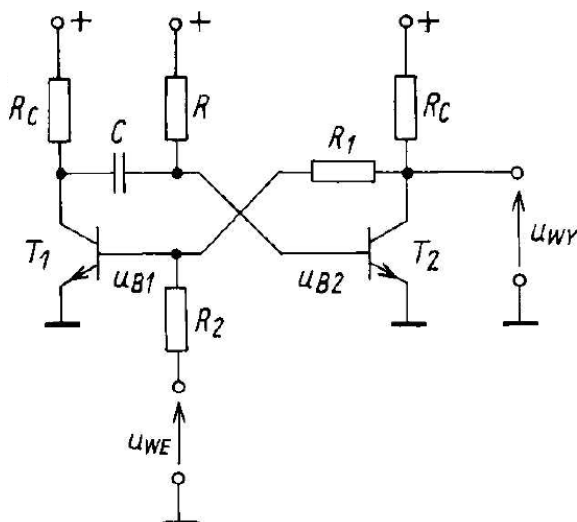
⇒ **przerzutnik astabilny (multiwibrator):** *nie ma stanu stabilnego lecz dwa stany quasi-stabilne. Stałe zmienia swój stan pod wpływem pobudzenia zewnętrznego. Okresowe samoczynne przechodzenie z jednego stanu w drugi wyznaczają czasy przeładowania elementów reaktancyjnych.*

Każdy z przerzutników można zrealizować w podstawowej strukturze dobierając odpowiednie człony sprzęgające (rezystory lub kondensatory)



Przerzutnik	Człon S ₁	Człon S ₂
Bistabilny (przerzutnik Schmitta)	R	R
Monostabilny (uniwibrator)	R	C
Astabilny (multiwibrator)	C	C

17. Przerzutnik monostabilny (uniwibrator).



W stanie ustalonym T₂ przewodzi a T₁ zatkany.

Dodatni impuls U_{WE} powoduje przejście T₁ do stanu przewodzenia. Wskutek tego U_{C1} skokowo od wartości U_{CC} zmienia się do 0. Skok ten przeniesiony zostaje przez RC na bazę T₂.

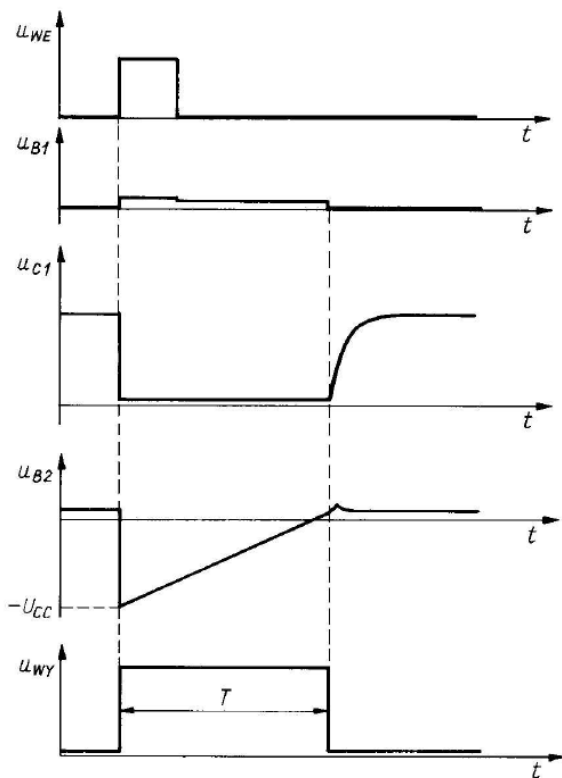
U_{B2} zmienia się od 0,6V do -U_{CC} + 0,6V ≈ -U_{CC} i T₂ zostaje zatkany.

R₁ w SZ podtrzymuje przewodzenie T₁ nawet po powrocie U_{WE} do 0.

C ładuje się przez R

$$U_{B2}(t) \approx U_{CC} \left(1 - 2e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

T₂ jest zatkany, aż U_{B2} wzrośnie do 0,6V. Nastąpi to po czasie $T \approx RC \ln 2 \approx 0,7RC$
Po tym czasie T₂ znowu zaczyna przewodzić (stan stabilny).

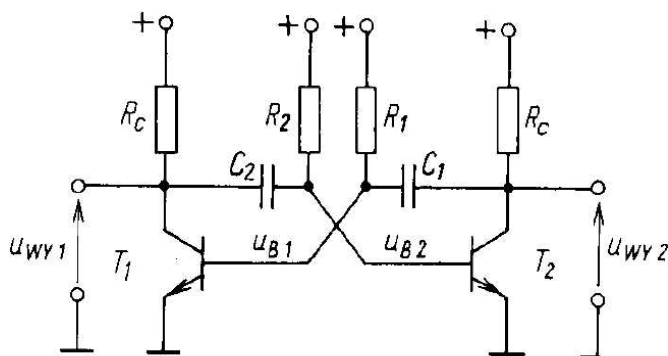


Układ wraca do stanu stabilnego nawet, gdy czas trwania impulsu U_{WE} jest dłuższy od T (T_1 przewodzi do chwili zaniku U_{WE} i $+SZ$ nie działa).

Po procesie przełączania C musi naładować się przez R_C . Jeśli nie zdąży całkowicie się naładować do chwili nowego impulsu U_{WE} , czas trwania następnego impulsu ulega skróceniu.

Jeżeli efekt ten ma być mniejszy niż 1%, T_1 musi być zatłaczany co najmniej przez $T = 5R_C C$

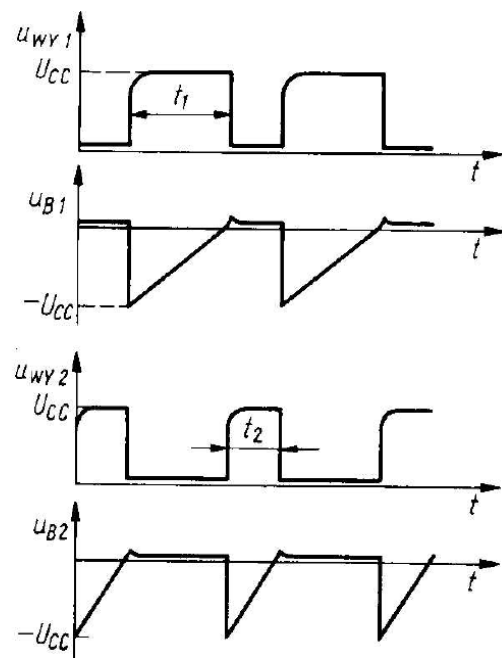
18. Przerzutnik astabilny.



$$t_1 = R_1 C_1 \ln 2 \quad t_2 = R_2 C_2 \ln 2$$

W czasie t_1 zablokowany jest tranzystor T_1 a w t_2 T_2 . Stan układu zmienia się zawsze, gdy zaczyna przewodzić dotychczas zatkany tranzystor.

Układ trudny w realizacji (warunki na odpowiedni dobór R , problemy ze wzбудzaniem układu) nie stosuje się w praktyce.



Układ pracuje z tranzystorami bez nasycenia umożliwia to uzyskanie znacznie większych częstotliwości przełączania niż układ z tranzystorami nasasyconymi.

Multiwibrator tego typu znajduje bardzo szerokie zastosowanie w praktyce. Stosowany jest głównie w układach z fazową pętlą sprzężenia zwrotnego (PLL). Jako układ generacyjny przestrajany w dużym zakresie wolnozmiennym napięciem sterującym (generatory VCO – voltage controlled oscillator).

Przerzutniki astabilne ze sprzężeniem emiterowym są dostępne w postaci monolitycznych układów scalonych.

19. Budowa i zastosowania układu „555”.

Uniwersalny i szeroko stosowany układ regeneracyjnego formowania impulsów – *układ scalony 555*.

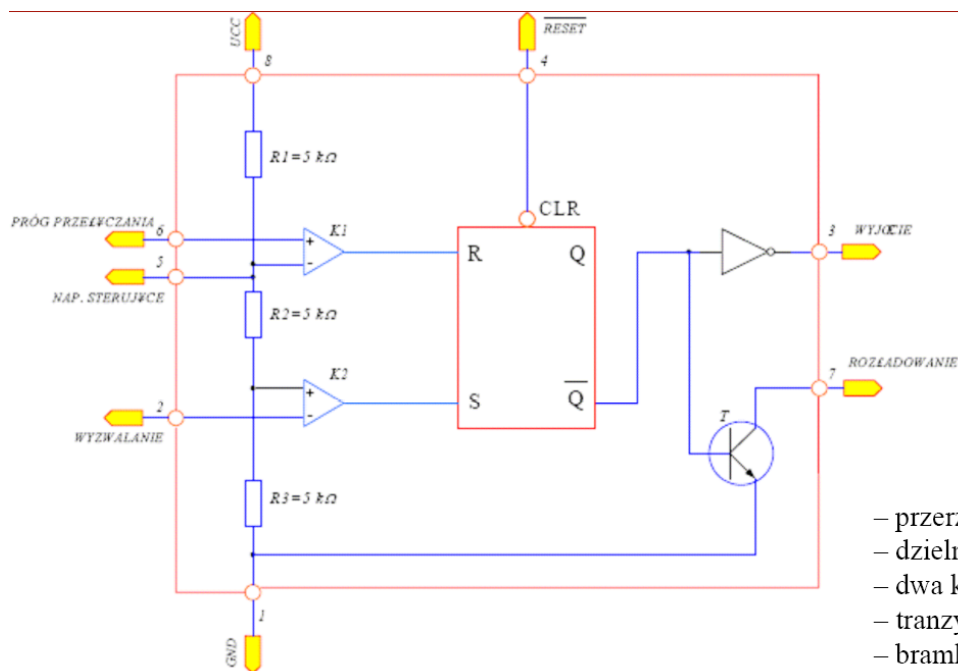
Układ opracowany przez firmę Signetics produkowany w kilku odmianach przez wiele firm.

Układ 555 charakteryzuje się:

- małą wrażliwością na zmiany napięcia zasilającego,
- dużą stałością temperaturową,
- generowania impulsów o czasie trwania od mikrosekund do kilku minut,
- możliwością regulowania wypełnienia impulsów przy pracy astabilnej,
- małym poborem prądu,
- dużą obciążalnością (do 200mA),
- dużą odpornością na zakłócenia.

Stosując układ 555 można zrealizować:

- przerzutnik monostabilny,
- przerzutnik astabilny,
- dyskryminator szerokości impulsów,
- analogowy dzielnik częstotliwości,
- modulator szerokości impulsów,
- przetwornik napięcie – częstotliwość.



- przerzutnik RS,
- dzielnik napięciowy,
- dwa komparatory,
- tranzystor rozładowujący,
- bramka separująca wyjście

Generatory drgań sinusoidalnych (wykład 5)

20. Podstawowe parametry generatorów sinusoidalnych.

GENERATORY – układy elektroniczne, które w kontrolowany sposób przetwarzają energię źródła zasilania w drgania elektryczne o określonym kształcie, częstotliwości i mocy przekazując je do obciążenia.

Podział ze względu na stałość częstotliwości i mocy generowanych drgań:

⇒ generatory częstotliwości – duża stałość częstotliwości (wzorce f , wzбудnice nadajników)

⇒ generatory mocy – duża moc wyjściowa i duża sprawność energetyczna bez optymalizacji stałości częstotliwości.

Podział ze względu na rozwiązania układowe i sposób pracy elementów aktywnych:

⇒ generatory sprzężeniowe – element aktywny objęty pętlą +SZ, dzięki czemu uzyskuje się od tłumienie obwodu generacyjnego,

⇒ generatory dwójnikowe (generatory o ujemnej rezystancji) – element o ujemnej rezystancji lub konduktancji wykorzystany jest do od tłumienia obwodu generacyjnego.

Podział ze względu na rodzaj elementów wykorzystanych do generacji drgań:

⇒ generatory LC,

⇒ generatory ze stabilizacją piezoelektryczną – kwarcowe,

⇒ generatory RC.

Stażłość częstotliwości:

⇒ bezwzględna niestałość częstotliwości:

$$\Delta f(t) = f(t) - f_0$$

f_0 – częstotliwość na początku obserwacji,
 $f(t)$ – częstotliwość w chwili t obserwacji.

⇒ względna niestałość częstotliwości:

$$\delta f(t) = \frac{\Delta f(t)}{f_0}$$

⇒ stałość częstotliwości – średnia względnych niestałości f mierzonych w czasie doby lub roku:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{f_0} \frac{\int_0^T (df) dt}{T}$$

Dobowe stałości częstotliwości dla generatorów:

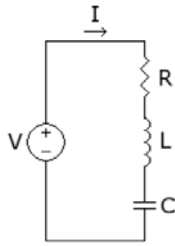
- atomowych $\pm(10^{-12} - 10^{-14})$,
- kwarcowych $\pm(10^{-6} - 10^{-10})$,
- LC $\pm(10^{-3} - 10^{-4})$,
- RC $\pm(10^{-2} - 10^{-3})$.

Zawartość harmoniczných w nominalnych warunkach pracy.

Zakres przestrajania.

Poziomy i widma fluktuacji amplitudy i fazy.

REZONANS SZEREGOWY - NAPIĘĆ



Rezonans występuje gdy wartość spadków napięć na cewce i kondensatorze są sobie równe.

Impedancja zastępcza obwodu:

$$Z = R + j(X_L - X_C)$$

Reaktancja zastępcza obwodu w stanie rezonansu jest równa 0 ($\text{Im}(Z) = 0$).

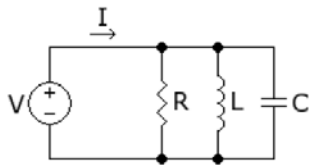
$$X_L - X_C = 0$$

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Częstotliwość rezonansowa:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

REZONANS RÓWNOLEGŁY - PRĄDOWY



Rezonans występuje gdy wartość prądów płynących przez cewkę i kondensator są sobie równe.

Admitancja zastępcza obwodu:

$$Y = G + j(B_C - B_L)$$

Susceptancja zastępcza obwodu w stanie rezonansu jest równa 0 ($\text{Im}(Y) = 0$).

$$B_C - B_L = 0$$

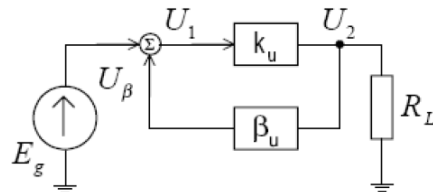
$$\omega C = \frac{1}{\omega L}$$

Częstotliwość rezonansowa:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

21. Warunki generacji drgań.

Ogólny schemat blokowy generatora sprzężeniowego



wzmocnienie wzmacniacza bez SZ

$$k_u(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = |k_u| \exp(j\varphi_u)$$

transmitancja pasywnego czwórnika SZ

$$\beta_u(j\omega) = \frac{U_\beta}{U_2} = |\beta_u| \exp(j\varphi_\beta)$$

transmitancja układu ze SZ

$$k_f(j\omega) = \frac{U_2}{E_g} = \frac{k_u(j\omega)}{1 - k_u(j\omega)\beta_u(j\omega)}$$

Aby sprawdzić czy generator jest zdolny do generacji drgań, należy:

- przerwać obwód SZ,
- obciążyć WY SZ rezystancją równą R_{WE} wzmacniacza,
- podać na wzmacniacz napięcie U_1 ,
- zmierzyć napięcie U_2 ,
- generator jest zdolny do wytworzenia drgań gdy $U_1 = U_2$

Warunek generacji:

$$U_1(j\omega) = U_2(j\omega) = \beta_u(j\omega)k_u(j\omega)U_1(j\omega)$$

Wzmocnienie w pętli SZ musi być zatem równe:

$$k_u(j\omega)\beta_u(j\omega) = \operatorname{Re}(k_u\beta_u) + j\operatorname{Im}(k_u\beta_u) = |k_u\beta_u| \exp[j(\varphi_u + \varphi_\beta)] = 1$$

Warunek amplitudy:

$$|k_u\beta_u| = 1 = \operatorname{Re}(k_u\beta_u) = 1$$

drgania mogą być generowane wówczas, gdy wzmacniacz kompensuje tłumienie wprowadzone przez obwód SZ (w praktyce warunek ≥ 1 , gdyż nawet niewielkie zmniejszenie wzmocnienia mogłoby prowadzić do zerwania drgań; warunek > 1 może powodować zniekształcenia U_{wy} wynika to z nieliniowości wzmacniacza)

Warunek fazy:

$$\operatorname{Im}(k_u\beta_u) = 2\pi n, \quad \text{lub} \quad \varphi_u + \varphi_\beta = 2\pi n, \quad \text{gdzie} \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

drgania mogą być generowane wówczas, gdy napięcie wyjściowe jest w fazie z napięciem wejściowym

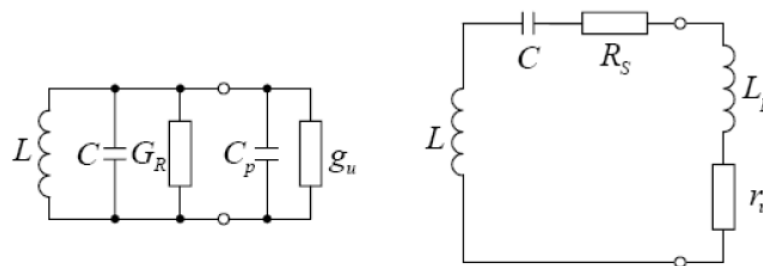
Warunki generacji powinny być spełnione tylko dla jednej określonej częstotliwości. Zapewnia się to z pewnym przybliżeniem przez odpowiedni dobór elementów RC lub LC.

Zasada działania generatorów z elementami aktywnymi o ujemnej rezystancji opiera się na ich zdolności od tłumiania stratnych obwodów rezonansowych LC.

Dynamiczna rezystancja (konduktancja) ujemna elementów aktywnych jest wynikiem ich ch-yk prądowo-napięciowych, które na pewnym odcinku posiadają ujemne nachylenie.

Elementy o ujemnej rezystancji typu:

- N (uzależnione napięciowo, np. dioda tunelowa) stosowane do od tłumiania obwodów równoległych,
- S (uzależnione prądowo, np. tranzystor lawinowy, tyrystor) stosowane w obwodach szeregowych.



Graniczne warunki generacji dla układu z elementem:

– typu N

$$Y = G_R + g_u + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C + j\omega C_p = 0$$

– typu S

$$Z = R_s + r_u + \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + j\omega L_p = 0$$

Graniczne warunki amplitudy ($\text{Re} = 0$):

$$G_R = |g_u| \quad R_S = |r_u|$$

aby drgania były podtrzymane warunek amplitudy powinien być spełniony z nadmiarem:

$$G_R < |g_u| \quad R_S < |r_u|$$

Graniczne warunki fazy ($\text{Im} = 0$):

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_p)}}$$

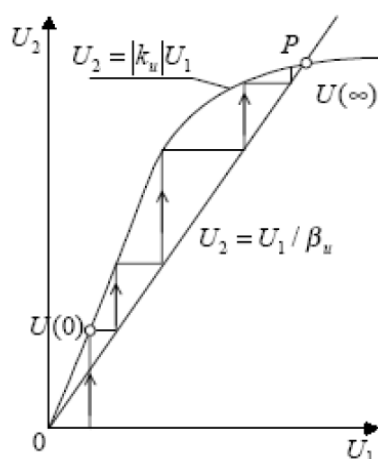
$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{(L + L_p)C}}$$

ω_0 – pulsacja drgań (wzory Thomsona)

22. Sposoby wzbudzania się drgań (miękkie, twarde)

Wzbudzenie miękkie

Proces narastania drgań i osiągnięcia stanu ustalonego generatora można przedstawić w oparciu o ch-yki przejściowe k_u i β_u . Nieliniowości elementów aktywnych powodują, że ch-yki wzmacniaczy są także nieliniowe i zależne od klasy pracy wzmacniaczy. Ch-yka β_u jest liniowa, jeśli jest on zrealizowany z liniowych elementów pasywnych

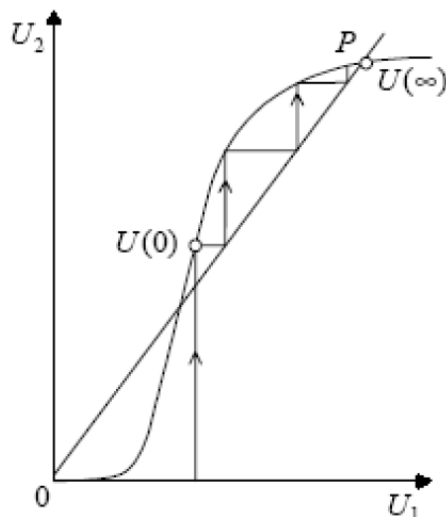


Ch-yka wzmacniacza w początkowym okresie jest liniowa (wzmacniacz klasy A, AB lub B).

Nawet dla małych amplitud napięcia $k_u \beta_u \gg 1$.

Po załączeniu napięcia zasilania i przypadkowym pobudzeniu (np. napięciem szumów) amplituda drgań narasta od wartości początkowej $U(0)$ do wartości ustalonej $U(\infty)$ w pkt P, w którym $k_u \beta_u = 1$. Dalszy wzrost amplitudy nie jest możliwy

Wzbudzenie twarde

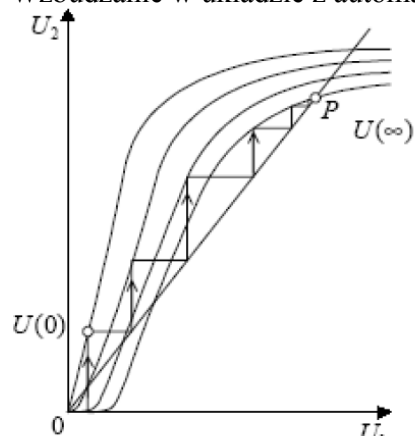


Ch-yka wzmacniacza narasta dopiero po pewnej wartości progowej napięcia U_I (wzmacniacz klasy C).

Przy małych amplitudach napięcia warunek generacji nie jest spełniony ($|k_u| < 1/|\beta_u|$).

Aby nastąpiło wzbudzenie drgań układ musi być silnie pobudzony, np. przez podanie napięcia zasilania. Amplituda drgań narasta od wartości początkowej $U(0) > 0$ do wartości ustalonej $U(\infty)$ w pkt P, w którym $k_u \beta_u = 1$.

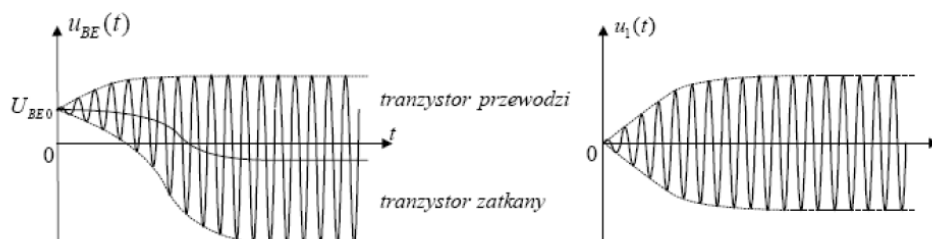
Wzbudzenie w układzie z automatyczną polaryzacją obw. wej. wzmacniacza



Wzmacniacz selektywny pracuje w klasie C z dynamiczną polaryzacją obwodu wejściowego.

Na początku wzmacniacz pracuje w klasie A – wzbudzenie miękkie.

Pod wpływem narastającej amplitudy drgań wytwarza się rosnące napięcie polaryzujące obwód wejściowy wzmacniacza przesuwając punkt pracy wzmacniacza do klasy C.



23. Generatory LC – (rodzaje, warunki generacji, sposoby zasilania)

Rodzaje

W generatorach LC stosuje się tranzystory bipolarne lub unipolarne, można je realizować również na wzmacniaczach operacyjnych lub bramkach cyfrowych.

Połączenie elementu aktywnego z obwodem rezonansowym może być realizowane za pomocą obwodów sprzęgających wykonanych jako transformatory, dzielniki pojemnościowe lub indukcyjne.

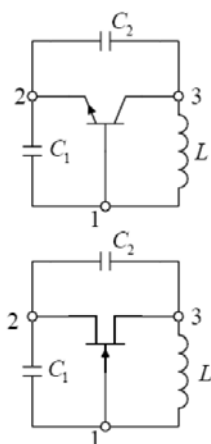
Istnieją 3 podstawowe struktury generatorów LC (różne sprzężenie obwodu rezonansowego z elementem aktywnym)

- generator Colpittsa,
- generator Hartleya,
- generator Meissnera.

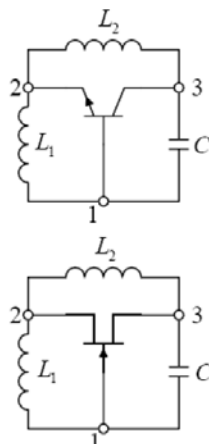
Na tej bazie powstało wiele innych odmian generatorów np.:

- generator Clappa odmiana Colpittsa,
- generatory kwarcowe (Pierce'a) odmiana Colpittsa i Hartleya.

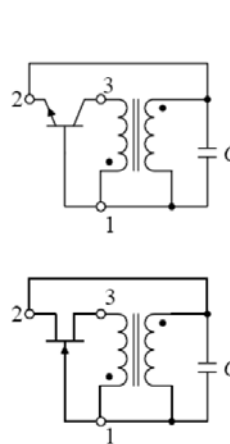
Generator Colpittsa



Generator Hartleya



Generator Meissnera

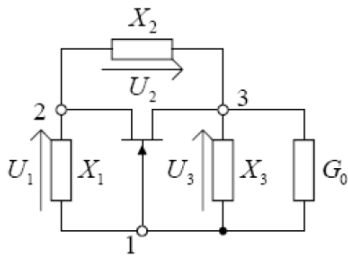


gdy węzeł 1 uziemiony – konfiguracja OB. Lub OG; gdy węzeł 2 uziemiony – konfiguracja OE lub OS

Warunki generacji

- Generator trójpunktowy OG

Układ z elementem aktywnym (JFET) nieobciążającym obwód rezonansowy – konfiguracja OG



obwód rezonansowy to elementy X_1, X_2, X_3 ,
 G_0 element reprezentujący straty obwodu,

Ponieważ OG nie zmienia fazy napięcia wyjściowego U_3 ,
 dzielnik X_1, X_2 musi się składać z reaktancji tego samego typu
 aby podział U_3 był bez zmiany fazy.

jeśli $X_1, X_2 = X_C$ to $X_3 = X_L$ – generator Colpittsa

jeśli $X_1, X_2 = X_L$ to $X_3 = X_C$ – generator Hartleya

Z warunku fazy wyznaczyć można częstotliwość drgań generatora (dla częstotliwości rezonansowej ω_0 obwód rezonansowy reprezentuje konduktancję G_0)

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Z warunku amplitudy otrzymujemy:

$$k_{u0}(\omega_0)\beta_0(\omega_0) = k_u(\omega_0) \frac{X_1}{X_1 + X_2} \geq 1$$

Ponieważ $k_u(\omega_0)$ jest duże, to przy $k_u \gg 1$ warunek amplitudy jest łatwy do spełnienia nawet przy $X_1 \ll X_2$, tj. przy:

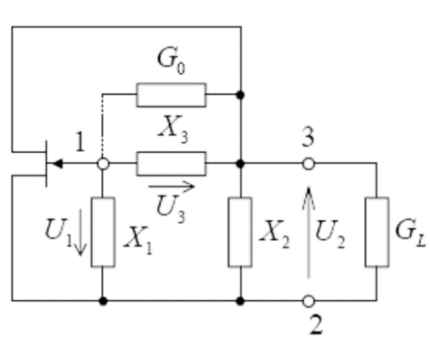
$C_1 \gg C_2$ dla Colpittsa,

$L_1 \ll L_2$ dla Hartleya.

Warunek ten jest szczególnie istotny dla tranzystorów bipolarnych, wówczas X_1 jest bocznikowane niewielką r_{wej} tranzystora. Wpływ tej rezystancji będzie mały, gdy $X_1 \ll X_2$ oraz $X_1 \ll r_{wej}$.

- Generator trójpunktowy OS

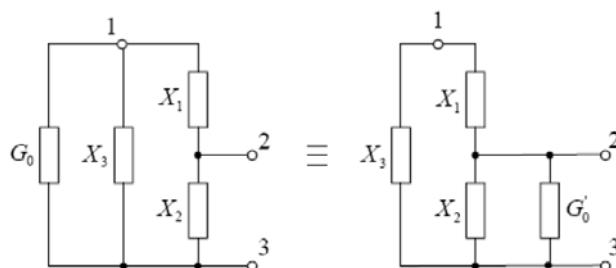
Układ z elementem aktywnym (JFET) – konfiguracja OS, obciążenie G_L



Układ OS odwraca fazę o 180° , zatem dzielnik X_1, X_2 powinien wnieść dalsze przesunięcie o 180° tak aby była zgodność faz napięć U_1 oraz U_3 . Słuszny jest zatem warunek fazy jak dla OG:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

Konduktancję G_0 można przetransformować do zacisków do których przyłączona jest G_L



$$G'_0 = \frac{G_0}{p^2}$$

$$p = \frac{X_2}{X_1 + X_2}$$

Warunkiem powstania drgań w układzie jest, aby pierwiastki równania były rzeczywiste. Otrzymujemy jeden pierwiastek:

$$p_1 \approx \frac{g_m}{g_m + G_L}$$

Ponieważ:

$$p_1 = \frac{X_2}{X_1 + X_2} \approx \frac{g_m}{g_m + G_L}$$

otrzymujemy warunek amplitudy:

$$\frac{X_1}{X_2} \approx \frac{G_L}{g_m}$$

• Generator Colpittsa i Hartleya

Warunki powstania drgań w układzie Colpittsa:

– amplitudy:

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{G_L}{g_m}$$

– fazy:

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \omega_0^2 L$$

Warunki powstania drgań w układzie Hartleya:

– amplitudy:

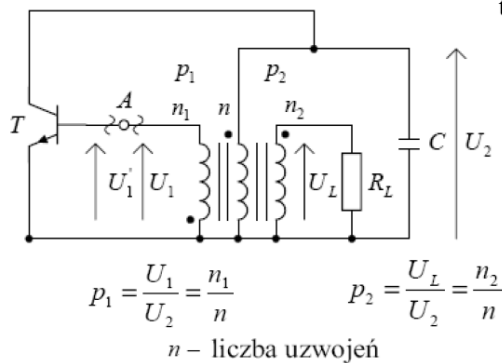
$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{G_L}{g_m}$$

– fazy:

$$L_1 + L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C}$$

• Generator Meissnera

Schemat zmiennoprądowy



Sprzężenie obwodu rezonansowego poprzez transformator

Rozcięcie pętli pozwala na określenie wzmocnienia $k_u \beta_u$.

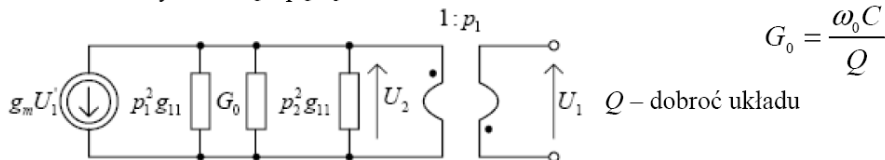
Zakładając częstotliwość graniczną tranzystora dużo większą od częstotliwości generacji można przyjąć, że y_{we} tranzystora ma charakter rzeczywisty.

Obwód LC dla częstotliwości rezonansowej:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

można zastąpić konduktancją dynamiczną G_0

Model liniowy z rozciętą pętlą SZ



Wypadkowa konduktancja obwodu dla częstotliwości rezonansowej f_0

$$G_R = G_0 + p_1^2 g_{11} + p_2^2 G_L$$

Ponieważ OE odwraca fazę o 180° , to dla spełnienia warunku fazy, dodatkowe przesunięcie o 180° musi zapewnić transformator (przy odpowiednim połączeniu w obwodzie bazy).

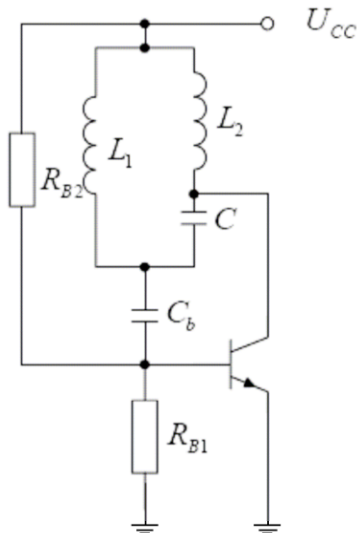
Warunek amplitudy

$$k_u(\omega_0) \beta_u(\omega_0) = \left(\frac{-g_m}{g_{ds} + p_1^2 g_{11} + p_2^2 G_L} \right) (-p_1) = 1$$

Z tego warunku wyznaczamy przekładnię transformatora.

Zasilanie

- Generator Hartleya – zasilanie szeregowo



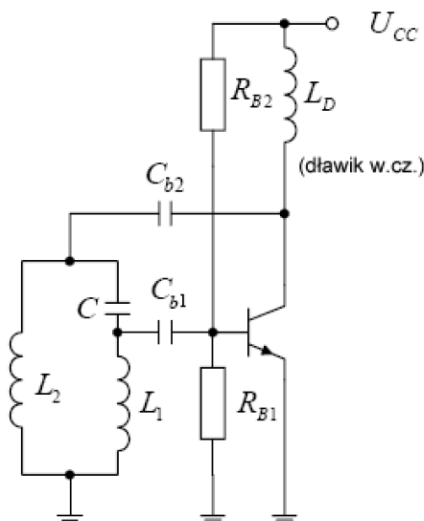
Składowa stała I_C płynie przez cewkę obwodu rezonansowego.

Połączenie obwodu rezonansowego z bazą tranzystora oddzielone jest przez C_b sprzęgającą.

Na C_b po wytworzeniu się drgań pojawia się dodatkowe napięcie przesuwające stopniowo pkt pracy tranzystora do pracy w klasie AB, B lub C.

Stała czasowa rozładowania C_b powinna być duża w porównaniu z okresem drgań generatora.

- Generator Harleya - zasilanie równoległe



Składowa stała I_C płynie przez dławik w.cz. i nie płynie przez obwód rezonansowy.

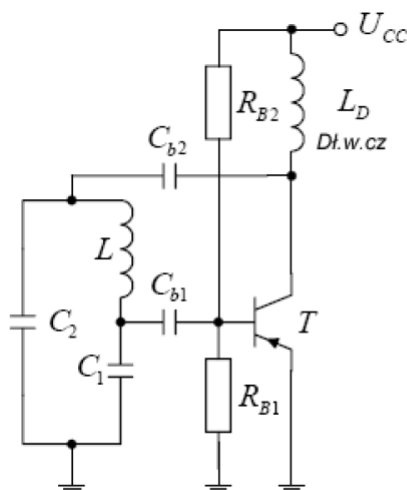
Obwód rezonansowy połączony jest poprzez C_{b1} do bazy zaś poprzez C_{b2} do kolektora tranzystora.

Sposób zasilania stosowany szczególnie w generatorach mocy, ponieważ przez dławik nie płynie prąd w.cz. i zapewnione jest dzięki temu dobre dopasowanie źródła zasilającego.

W układzie również występują małe straty mocy w obwodzie zasilania.

Wada: trudność wykonania dławika tak by nie posiadał własnych rezonansów.

- Generator Colpittsa – zasilanie równoległe



Składowa stała I_C płynie przez dławik w.cz. i nie płynie przez obwód rezonansowy.

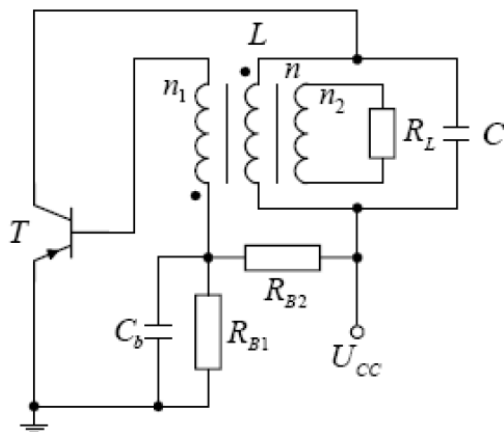
Obwód rezonansowy połączony jest poprzez C_{b1} do bazy zaś poprzez C_{b2} do kolektora tranzystora.

Sposób zasilania stosowany szczególnie w generatorach mocy, ponieważ przez dławik nie płynie prąd w.cz. i zapewnione jest dzięki temu dobre dopasowanie źródła zasilającego.

W układzie również występują małe straty mocy w obwodzie zasilania.

Wada: trudność wykonania dławika tak by nie posiadał własnych rezonansów.

- Generator Meissnera – zasilanie szeregowe

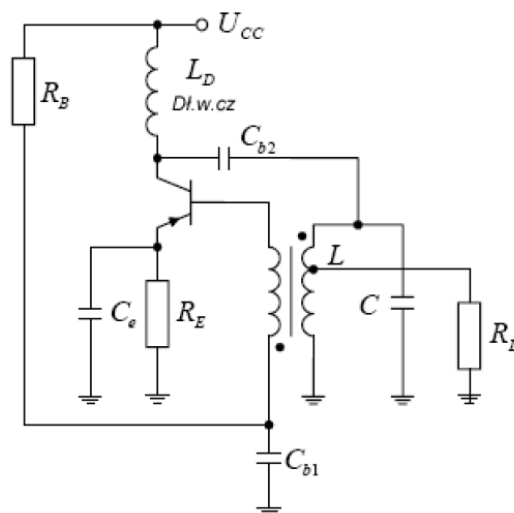


C_b zapewnia małą impedancję w obwodzie sterującym dla przebiegów w.cz. (zwiera R_{B1} , R_{B2}), ponadto jest elementem automatycznej polaryzacji bazy.

Gdy narasta amplituda drgań na C_b stopniowo narasta ujemne napięcie (ładowanie impulsami I_B). Dzięki temu generator wzbudza się miękko (klasa A) a w miarę narastania amplitudy drgań jego pkt. Pracy przesuwa się do klasy AB, B lub C.

W tym sposobie pracy układ wykazuje własności stabilizujące amplitudę generowanego przebiegu.

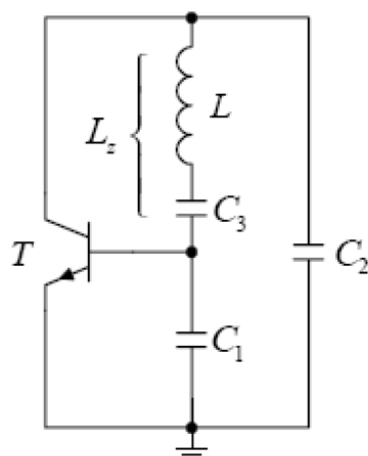
- Generator Meissnera – zasilanie równoległe



C_{b1} spełnia podobną rolę jak C przy zasilaniu szeregowym.

C_{b2} sprzęga obwód rezonansowy z kolektorem tranzystora.

- Generator Clappa (odmiana Colpittsa)



Układ generuje jedynie dla częstotliwości większych od częstotliwości rezonansu szeregowego obwodu L , C_3 .

W tym zakresie f obwód może pełnić rolę indukcyjności zastępczej o wartości silnie rosnącej ze wzrostem f drgań.

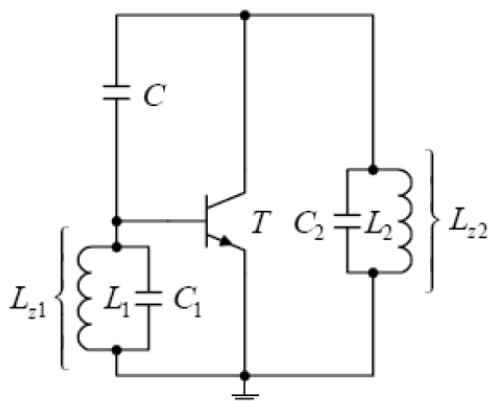
$$L_Z = L - \frac{1}{\omega^2 C_3}$$

Jeżeli C_1 i C_2 są tak dobrane, że są wyraźnie większe od C_3 (kilkakrotnie większe) a wypadkowa pojemność obwodu wynikająca z szeregowego połączenia C_1 , C_2 i C_3 niewiele mniejsza od C_3 to układ generuje drgania o f nieznacznie większej od f rezonansu szeregowego L , C_3 .

W układzie tym C_1 , C_2 , L mogą być znacznie większe niż odpowiedniki w układzie Colpittsa.

Istotną zaletą przy projektowaniu generatorów o dużych częstotliwościach, wówczas wartości C_1 , C_2 , L potrzebne do zapewnienia wymaganej częstotliwości drgań stają się porównywalne z pojemnościami i indukcyjnościami pasożytniczymi układu.

- Generator Kuhna-Hutha – odmiana Hartleya

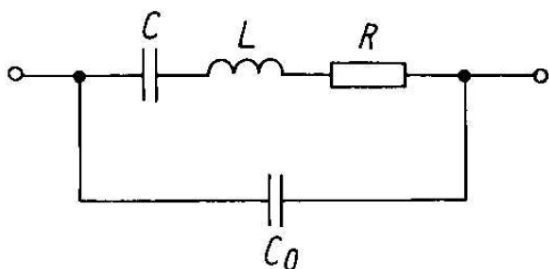


Funkcje indukcyjności zastępczych L_{z1} i L_{z2} spełniają odpowiednio obwody L_1, C_1 i L_2, C_2 .

24. Generatory kwarcowe – model zastępczy rezonatora kwarcowego, rezonans szeregowy i równoległy, przykładowe struktury układów

Jeżeli od elektrod przyłożone zostanie napięcie zmienne (sinus) to w elemencie piezoelektrycznym (kwarc) wytworzy się zmienne pole elektryczne. W wyniku zjawiska piezoelektrycznego wibrator zaczyna drgać, co prowadzi do pojawienia się na jego powierzchni zmiennych ładunków elektrycznych (płynie prąd).

Rezonator zachowuje się jak obwód rezonansowy o dużej dobroci. Współczynnik temperaturowy częstotliwości rezonansowej jest bardzo mały. Osiągalna stałość częstotliwości duża: $\pm(10^{-6} - 10^{-10})$.



Dobroć rezonatora (duża bo duży stosunek L do C):

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

L , R i C odpowiadają parametrom mechanicznym kwarcu, (L – masa kwarcu, R – oporność mechaniczna, C – sprężystość płytki kwarcu),

C_0 – pojemność statyczna elektrod i przewodów doprowadzających.

W układzie rezonatora mogą występować dwa rodzaje rezonansu:

\Rightarrow szeregowy ($Z_K = 0$)

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

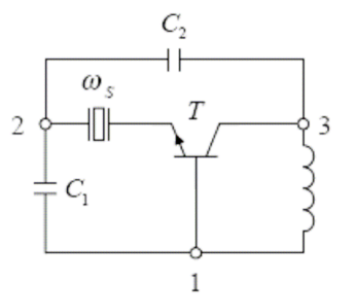
\Rightarrow równoległy ($Z_K = \infty$)

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}$$

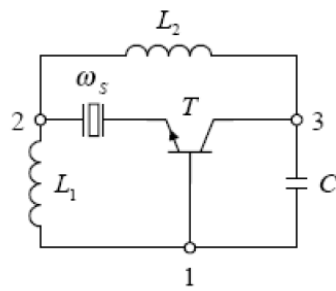
f_s zależy tylko od parametrów kwarcu natomiast f_R również od C_0 związanej z pojemnościami montażowymi. W związku z tym rezonans równoległy jest mniej stabilny.

Zastosowanie rezonatora kwarcowego w układach generacyjnych wynika z charakteru zmian jego impedancji w funkcji częstotliwości. Możliwe są dwie grupy układowe generatorów kwarcowych:

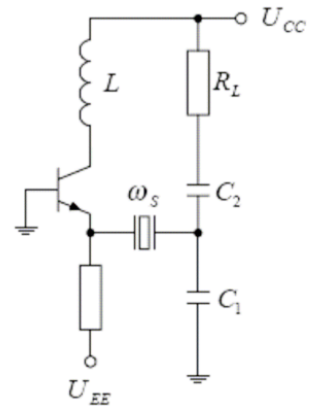
\Rightarrow generatory, w których rezonator wykorzystywany jest jako selektywny element sprzęgający o małej rezystancji (praca przy rezonansie szeregowym) – generatory Butlera,



z czwórnikiem sprzęgającym
Colpittsa

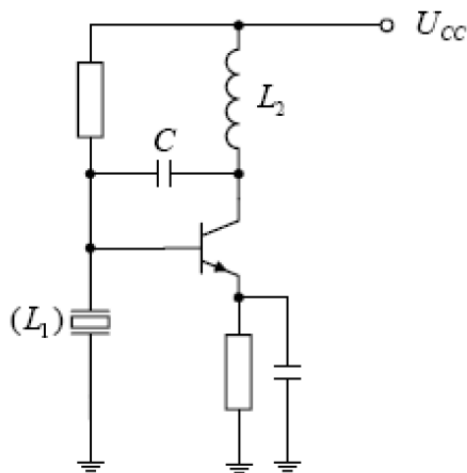


z czwórnikiem sprzęgającym
Hartleya

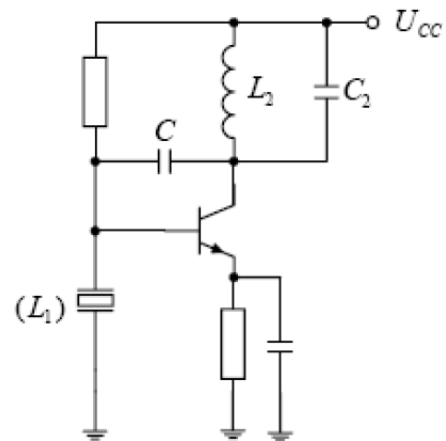


praktyczna realizacja z czwórnikiem
sprzęgającym Colpittsa

⇒ generatory, w których kwarc pracuje jako zastępcza indukcyjność, o wartości szybko rosnącej z częstotliwością (praca w przedziale częstotliwości pomiędzy rezonansem szeregowym a równoległym) – generatory Pierce'a



Hartleya-Pierce'a
z indukcyjnością



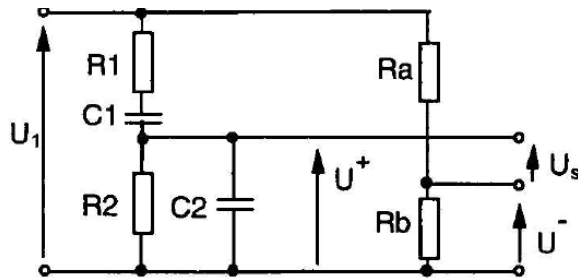
Hartleys-Pierce'a z obwodem
rezonansowym

25. Generatory RC. Zasada działania i schematy (mostek Wienera, podwójne T, przesuwniki fazowe, układ ARW)

Generatory RC stosuje się do pracy w zakresie małych częstotliwości (kilka Hz do 10 MHz). W tym zakresie f w generatorach LC wartości L i C stają się zbyt duże (nie nadają się do miniaturyzacji) a dobroć obwodu rezonansowego maleje.

W porównaniu z generatorami LC mają gorszą stałość częstotliwości $[\pm(10^{-2} - 10^{-3})]$, jednakże generują sygnał o bardzo małych zniekształceniach i umożliwiają przestrajanie f w zakresie 1:10 na jednym podzakresie.

- Mostek Wienera



Najczęściej stosowana struktura selektywna.

W mostku wyróżniamy:

⇒ gałąź selektywną β^+ (R_1, C_1, R_2, C_2),

⇒ gałąź aperiodyczną β^- (R_a, R_b).

Transmitancja gałęzi selektywnej:

$$\beta^+ = \frac{U^+}{U^-} = \frac{\beta_0^+}{1 + jQ^+v}$$

gdzie: $v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ - odstrojenie,

$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_2}$ - pulsacja, przy której $|\beta^+|$, osiąga maksimum β_0^+ ,

$\beta_0^+ = \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2}}$ - maksimum modułu transmitancji β^+ ,

$Q^+ = \beta_0^+ \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 R_2}}$ - dobroć gałęzi β^+ .

Transmitancja gałęzi aperiodycznej:

napięcie wyjściowe na przekątnej mostka:

$$U_s = U^+ - U^- = \beta^+ U_1 - \beta^- U_1 = (\beta^+ - \beta^-) U_1 = \beta U_1$$

$$\beta^- = \frac{U^-}{U_1} = \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

gdzie: $\beta = \frac{U_s}{U_1}$ - transmitancja mostka.

W praktyce najczęściej: $C_1 = C_2 = C$ $R_1 = R_2 = R$ $R_a = 2R_b + \varepsilon$

$\varepsilon \ll 1$ współczynnik niezrównoważenia mostka dla pulsacji ω_0

co oznacza, że: $\omega_0 = \frac{1}{CR}$ $\beta_0^+ = \frac{1}{3}$ $\beta_0 = \frac{\varepsilon}{9}$ $Q^+ = \frac{1}{3}$ $R_a = (2 + \varepsilon)R_b$

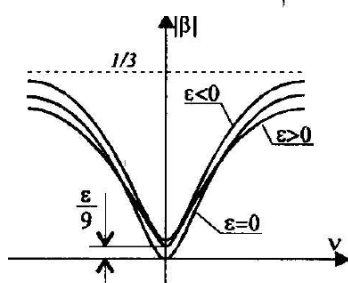
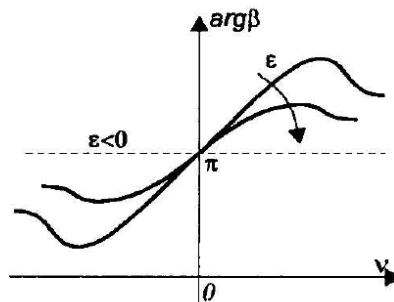
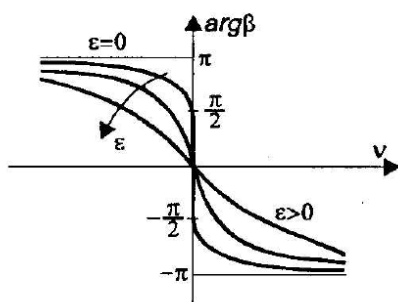
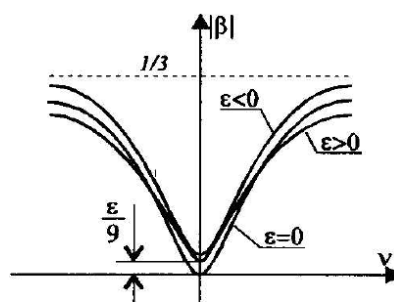
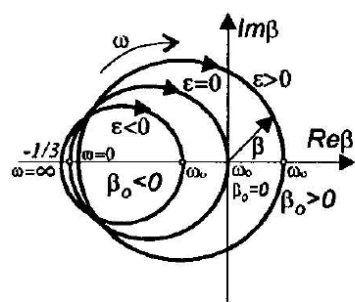
$Q = \frac{1}{\varepsilon} = \frac{1}{9|\beta_0|}$ dobroć mostka

Dla tych założeń transmitancje gałęzi określone są zależnościami:

$$\beta^+ = \frac{1}{3 + jv}$$

$$\beta^- = \frac{1}{3 + \varepsilon}$$

$$\beta = \frac{U_s}{U_1} = \beta^+ - \beta^- = \frac{1}{3 + jv} - \frac{1}{3 + \varepsilon} \approx \beta_0 \left(1 - j \frac{v}{\varepsilon} \right)$$



Selektywny zaporowy charakter, wynika z przebiegu $|\beta^+|$
 $|\beta^-|$ nie zależy od częstotliwości

Fazy β i β^+ są zgodne (przy $\epsilon \geq 0$ mostek nie odwraca fazy i warunek fazy jest spełniony dla ω_0 niezależnie od stopnia niezrównoważenia mostka). Z warunku generacji otrzymamy pulsacje drgań generatora:

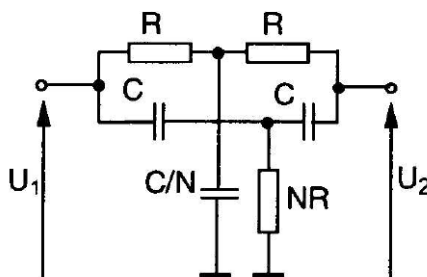
$$\omega_0 = \frac{1}{CR}$$

Z warunku amplitudy $k_u(\omega_0)\beta(\omega_0) \geq 1$:

$$\epsilon \geq \frac{9}{k_u(\omega_0)}$$

Rezystory R_a R_b pracują w pętli automatycznej regulacji wzmacnienia (ARW).

- Podwójne T



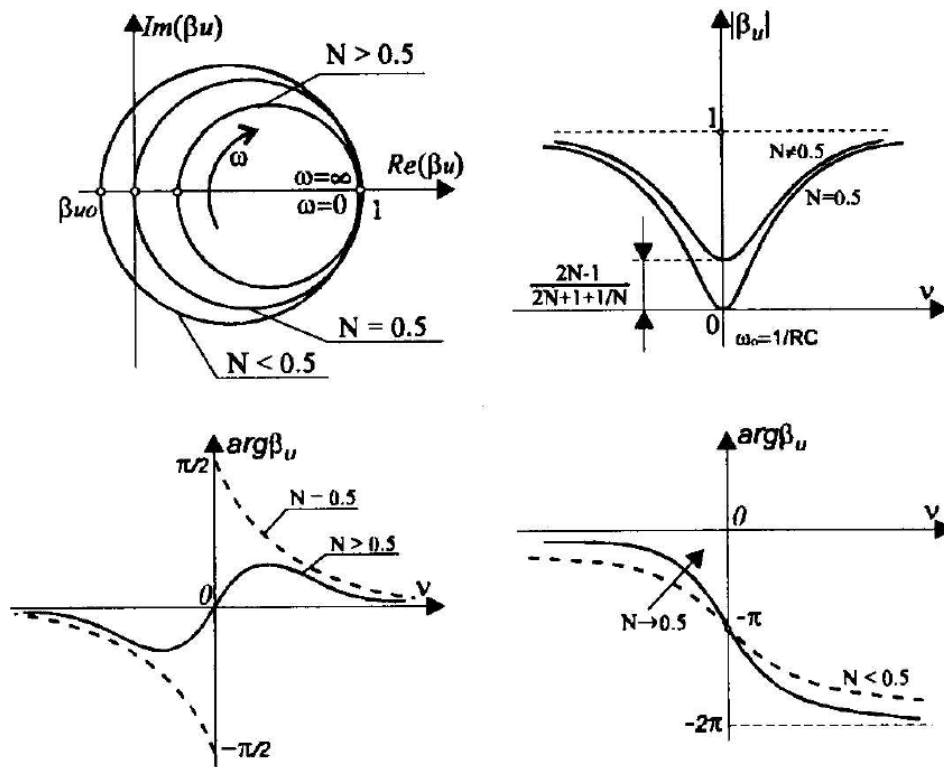
Transmitancja mostka:

$$\beta_u(\nu) = \beta^+ = \frac{U_2}{U_1} = \frac{(2N-1) + j\nu}{\left(2N+1 + \frac{1}{N}\right) + j\nu}$$

gdzie:

$$\nu = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

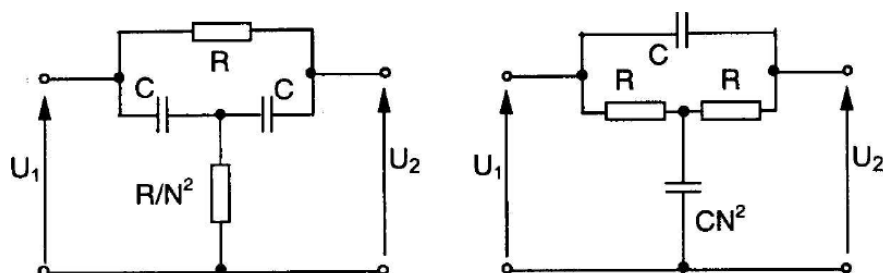


Układ przydatny tylko dla $N < 0,5$.

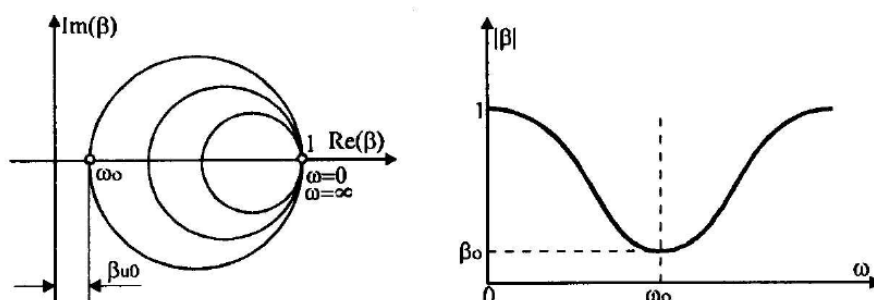
Stopień zrównoważenia mostka zależy od wartości N .

Dla $N < 0,5$ czwórnik odwraca fazę o 180° , natomiast dla $N = 0$ mostek nie odwraca fazy (mostek zerowy).

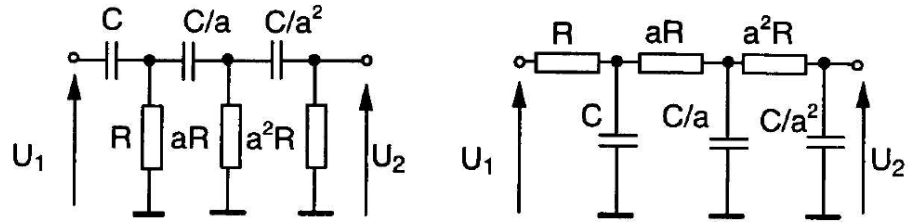
- Mostek bocznikowane T



Transmitancja mostka ma analogiczny przebieg jak w układzie podwójne T. Minimum modułu transmitancji występuje dla: $\omega_0 = \frac{N}{RC}$. Mostek nie przesuwają fazy zatem musi współpracować ze wzmacniaczem dającym przesunięcie o 180° .



Przesuwniki czasowe



Jako przesuwniki fazowe stosuje się łańcuchowe układy złożone z ogniw Γ typu CR lub RC.

Przesuwniki CR mają charakterystykę górnoprzepustową, a przesuwniki RC dolnoprzepustową.

Struktury przesuwników nie wykazują właściwości selektywnych, jednakże przesuwają fazę co umożliwia ich stosowanie w pętli β^+ .

Pojedynczy człon CR daje przesunięcie równe: $\varphi = \arctg\left(\frac{1}{\omega RC}\right)$

człon RC natomiast: $\varphi = -\arctg(\omega RC)$

Najczęściej stosuje się przesuwniki złożone z 3 lub 4 ogniw Γ i elementami dobranymi tak by odwrócić fazę o 180° .

Struktury generatorów

Generator RC składa się w ogólnym przypadku ze wzmacniacza o wzmocnieniu:

$$|k_u| e^{j\psi}$$

oraz czwórnika RC o transmitancji

$$|\beta| e^{j\varphi}$$

Człon RC zapewnia selektywne +SZ spełniające warunki generacji:

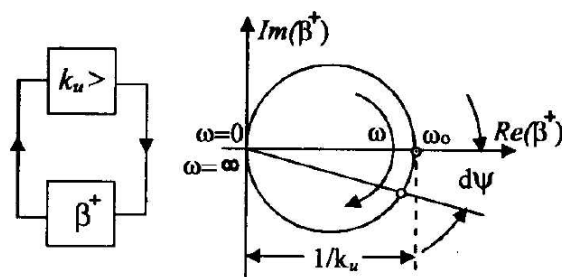
\Rightarrow amplitudy

$$k_u \beta = 1$$

\Rightarrow fazy

$$\psi + \varphi = 2n\pi$$

- Jedna pętla SZ



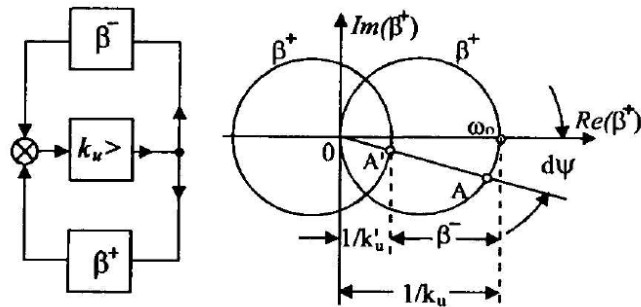
Właściwości rezonansowe gałęzi zwrotnej β^+ w pobliżu pulsacji ω_0 określa dobroć fazowa Q^+ :

$$Q^+ = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial \varphi}{\partial \omega} \Big|_{\omega \rightarrow \omega_0}$$

Dobroć fazowa Q^+ gałęzi selektywnej decyduje o stałości drgań generatora, która jest tym lepsza, im większa Q^+ . Układy z jedną pętlą SZ mają zazwyczaj małe dobroci, zwykle $Q^+ < 1$.

Dobroć można zwiększyć powiększając wzmocnienie wzmacniacza k_u do k_u' i wprowadzając dodatkowe -SZ.

- Dwie pętle SZ



Wprowadzenie pętli β^- powoduje, że warunek amplitudy przyjmuje postać:

$$k_u'(\beta^+ - \beta^-) = k_u'(\beta_0 - \beta^-) = k_u' \beta = 1$$

Dla ω_0 pętla β^+ przyjmuje wartość β_0 . Zwiększenie wzmocnienia i wprowadzenie -SZ powoduje zwiększenie dobroci układu:

$$Q = \frac{k_u'}{k_u} Q^+$$

-SZ istotnie polepsza właściwości generatora i dlatego najczęściej stosuje się generatory z dwiema pętlami SZ: zależną od częstotliwości β^+ i niezależną (aperiodyczną) β^- .

⇒ zależną od częstotliwości β^+

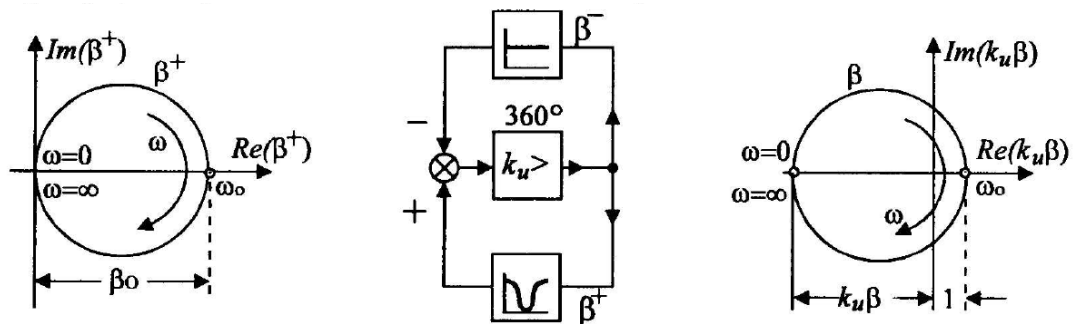
⇒ niezależną (aperiodyczną) β^- .

Pętla -SZ często też wykorzystywana jest do automatycznej regulacji drgań generatora – ARW (Automatyczna Regulacja Wzmocnienia).

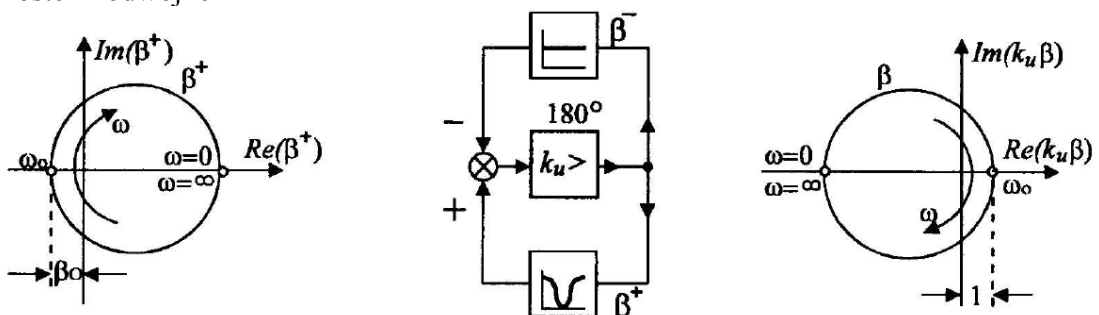
W ARW wykorzystuje się nieliniowe własności elementów takich jak:

- ⇒ żarówka,
- ⇒ termistor,
- ⇒ tranzystor JFET.

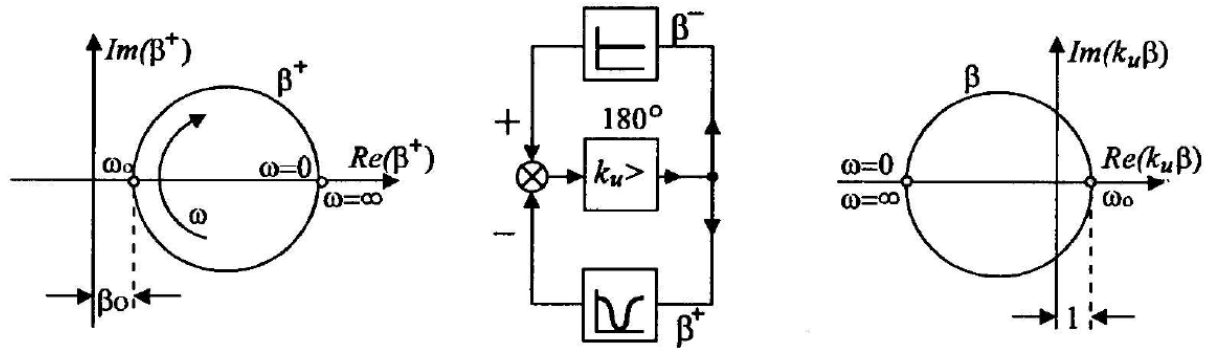
- Mostek Wiena



- Mostek Podwójne T

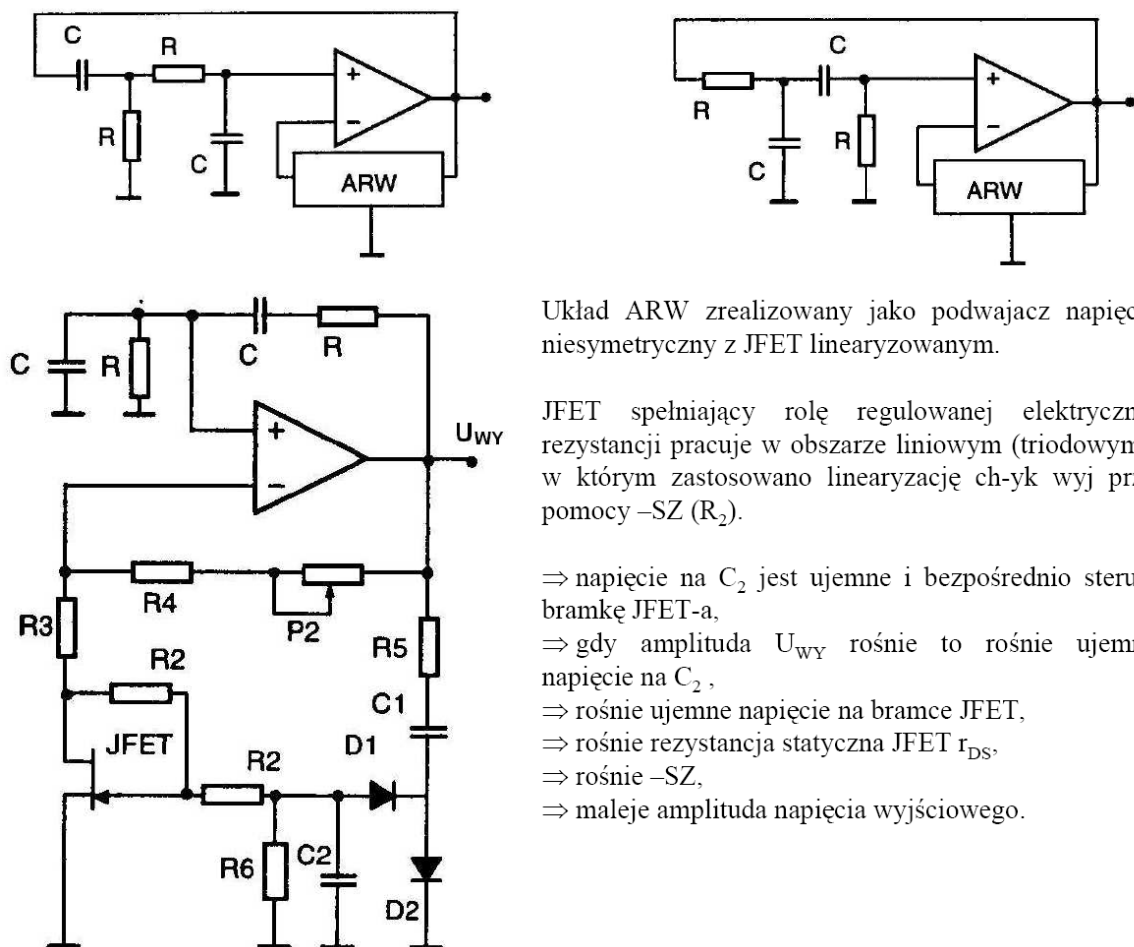


- Mostek bocznikowane T

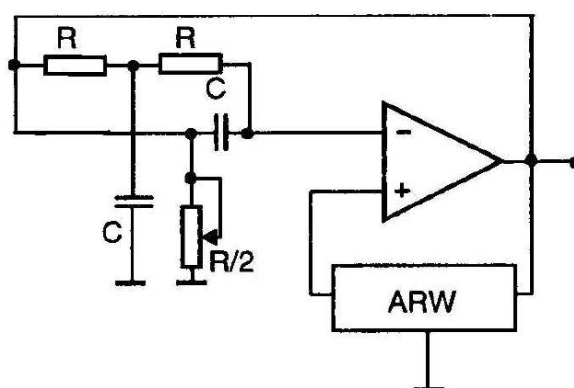


Rozwiązania Układowe

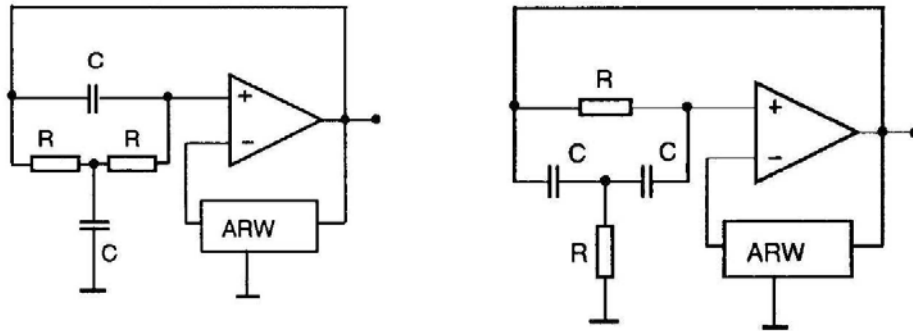
- Mostek Wiena



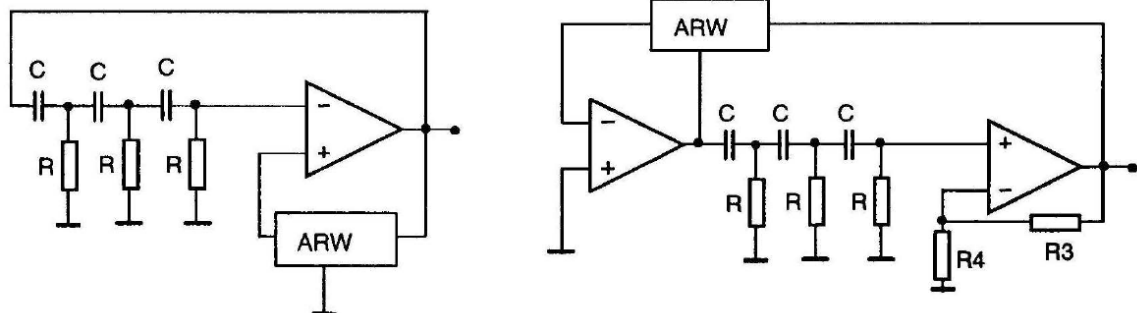
- Mostek Podwójne T



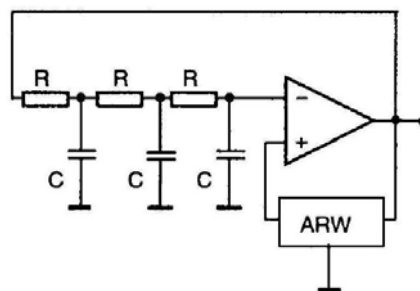
- Mostek bocznikowane T



- Układ z przesuwnikami CR

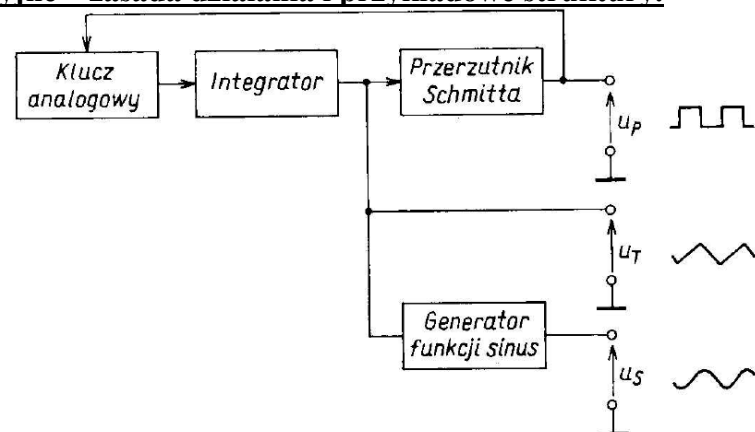


- Układ z przesuwnikami RC



Generatory funkcyjne (wykład 6)

26. Generatory funkcyjne – zasada działania i przykładowe struktury.

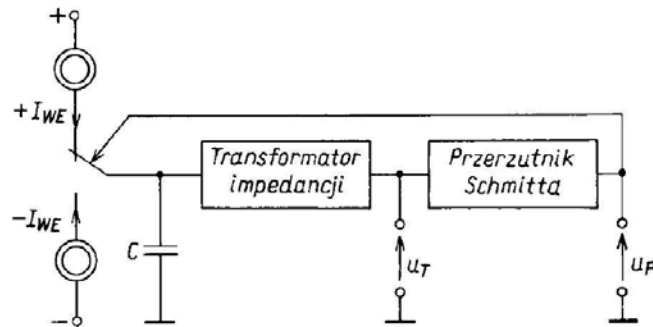


Na integrator podawane jest napięcie stale dodatnie lub ujemne.

Jeśli U_{wy} integratora osiągnie poziom włączenia lub wyłączenia przerzutnika Schmitta, zostaje odwrócony znak napięcia na wej integratora.

Na wyjściu układu powstaje napięcie trójkątne, zmieniające się między poziomami wyzwania przerzutnika Schmitta.

- Układ z integratorem

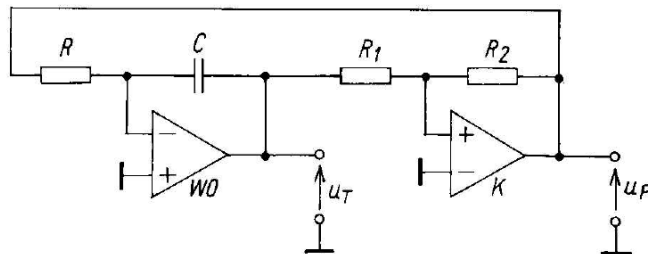


Za pomocą klucza wymuszany jest przepływ prądu $+I_{WE}$ lub $-I_{WE}$.

Aby obciążenie nie zniekształcało trójkątnego napięcia na kondensatorze stosuje się układ dopasowujący impedancję (wtórniki).

Zaletą tego układu jest to, że przełącznik prądu wtórniki napięciowy łatwo realizuje się dla wielkich częstotliwości.

- Układ ze źródłami prądowymi



$$\text{Częstotliwość } f = \frac{R_2}{4R_1} \frac{1}{RC}$$

$$\text{Amplituda } U_{tm} = \frac{R_1}{R_2} U_{Pmax}$$

Przerzutnik Schmitta dostarcza stałego napięcia wyjściowego, które jest całkowane przez integrator. Po osiągnięciu przez napięcie wyj integratora poziomu wyzwania przerzutnika natychmiast zmienia się znak całkowanego napięcia u_P .

Napięcie wyj integratora zaczyna się zmieniać w przeciwnym kierunku, aż do osiągnięcia drugiego poziomu wyzwania.

Aby wartości $+i$ i $-$ nachylenia były równe, komparator musi mieć symetryczne napięcie wyjściowe $\pm U_{Pmax}$. Wówczas amplituda drgań trójkątnych:

$$U_{tm} = \frac{R_1}{R_2} U_{Pmax}$$

Okres drgań jest 4 razy większy niż czas potrzebny do zmiany napięcia wyj integratora od 0 do U_{tm}

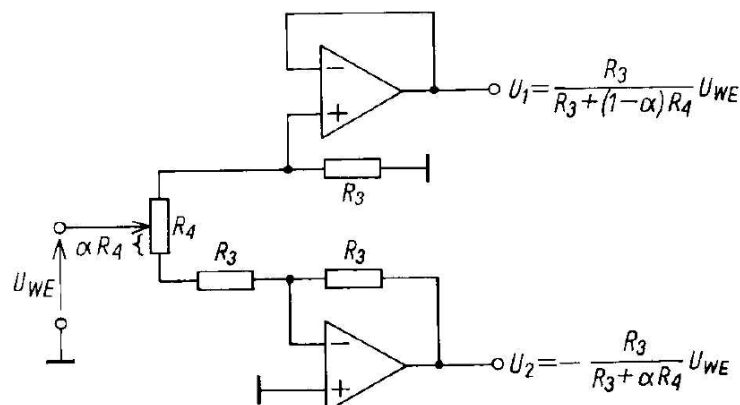
$$T = 4 \frac{R_1}{R_2} RC$$

- Generator o przestrajanej częstotliwości

Jeżeli chcemy zmienić tylko symetrię bez zmiany f , należy moduł jednego z napięć zwiększyć a drugiego zmniejszyć tak by wartość T była stała.

$$T = t_1 + t_2 = 2RCU_{tmax} \left(\frac{1}{U_1} + \frac{1}{|U_2|} \right)$$

Warunek ten można spełnić stosując układ.



Napięcia wyjściowe nie zależy od współczynnika symetrii α .

$$\frac{1}{U_1} + \frac{1}{|U_2|} = \frac{1}{U_{WE} R_3} (2R_3 + R_4)$$

Współczynniki wypełnienia t_1/T i t_2/T można ustawiać potencjometrem między wartościami:

Częstotliwość w układzie:

$$f = \frac{R_3}{2RC(2R_3 + R_4)} \frac{U_{WE}}{U_{imax}}$$

$$\frac{R_3}{2R_3 + R_4} \quad \text{a} \quad \frac{R_3 + R_4}{2R_3 + R_4}$$

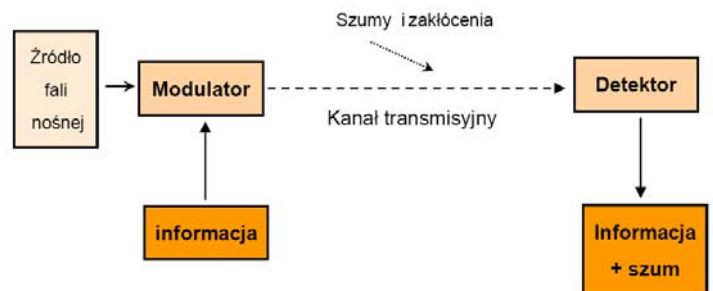
Dla $R_4 = 3R_3$ otrzymujemy wartość między 20% a 80%.

Modulatory i detektory (wykład 7)

Modulacja nazywa się proces, w którym sygnał użyteczny małej częstotliwości (sygnał modulujący) wpływa na określone parametry sygnału sinusoidalnego wielkiej częstotliwości (sygnału modulowanego), powodując np. chwilowe zmiany jego amplitudy lub częstotliwości. W wyniku otrzymuje się sygnał zmodulowany, którego amplituda lub częstotliwość jest proporcjonalna do wartości sygnału modulującego. Jest to więc przeniesienie informacji zawartej w przebiegu sygnału o małej częstotliwości na przebieg o wielkiej częstotliwości (przebieg nośny), czyli zakodowanie jej w parametrach tego przebiegu. Modulację stosuje się w nadajnikach w celu przesłania sygnału użytecznego, np. o częstotliwościach akustycznych, w paśmie ściśle określonych częstotliwości radiowych. Dla sinusoidalnego sygnału modulowanego rozróżnia się:

- Przekształcenie sygnału informacyjnego do postaci dogodnej do transmisji w kanale telekomunikacyjnym

Polega na zmianie, któregoś z parametrów "fali nośnej" (amplitudy, częstotliwości, fazy....)...
W odbiorniku zmiany te są odtwarzane w celu odzyskania informacji....

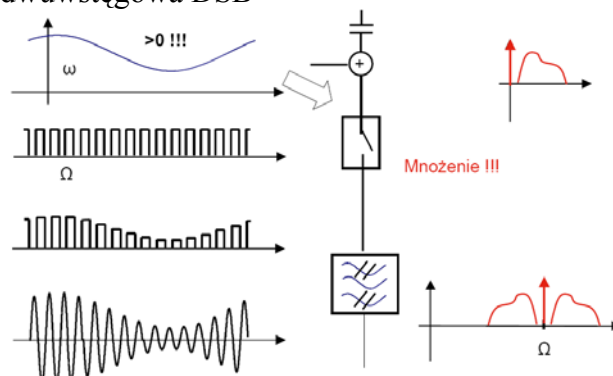


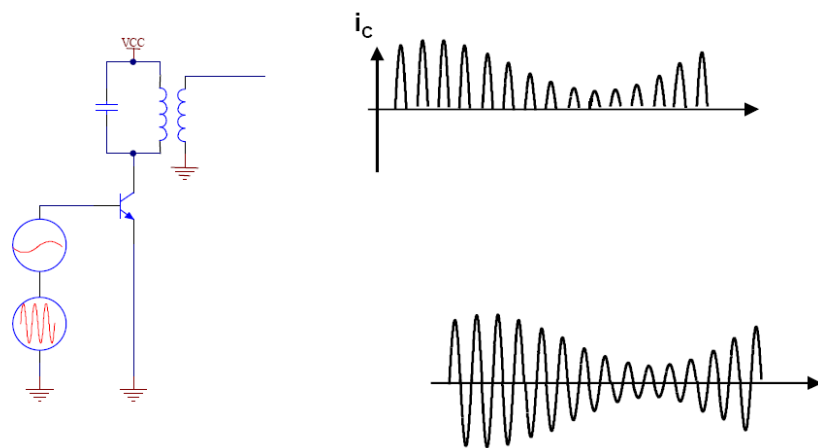
$$P = \frac{(SNR) \cdot (B)}{3} \left[\frac{bit}{s} \right] = [dB] \cdot [Hz]$$

27. Modulacja i detekcja sygnałów AM (przykłady)

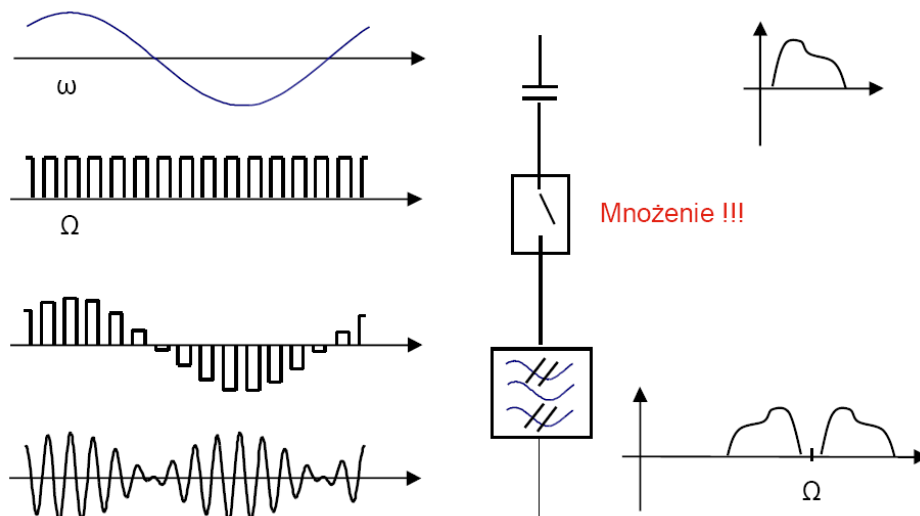
– **modulację amplitudy (AM – amplitude modulation)**, polegającą na przekształceniu sygnału modulowanego o stałej częstotliwości w taki sposób, że amplituda otrzymanego sygnału zmodulowanego jest proporcjonalna do wartości sygnału modulującego;

- Modulacja dwuwstęgowa DSB

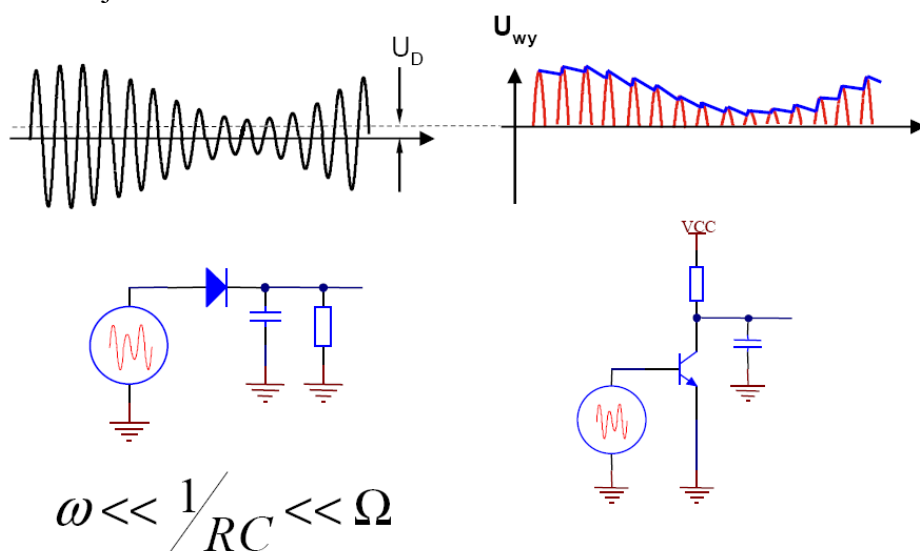




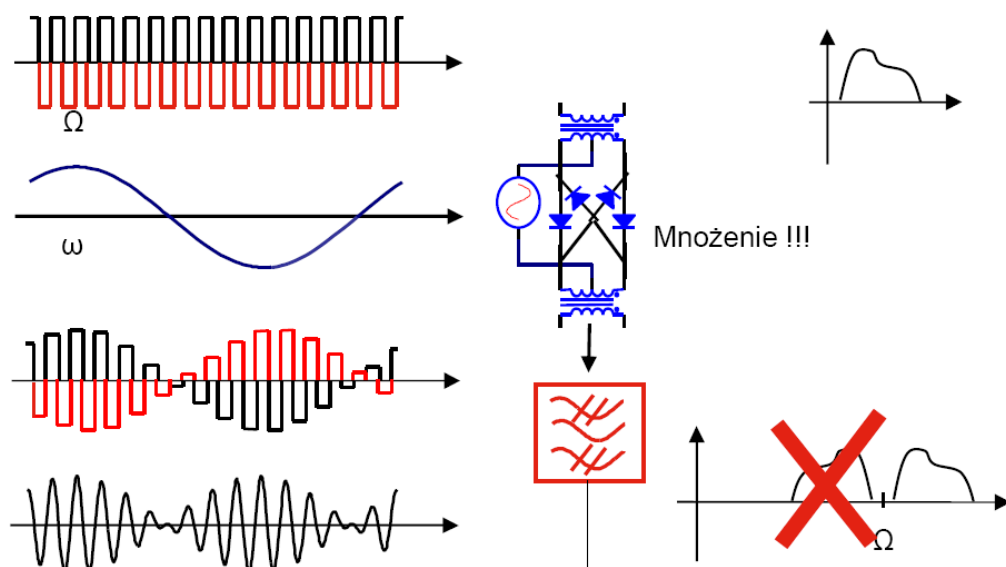
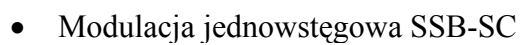
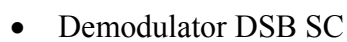
- Modulacja dwuwstęgowa DSB SC (wytlumiona nośna)



- Modulacja jednowstęgowa SSB
- Modulacja z tłumioną wstęgą boczną VSB
- Detekcja DSB



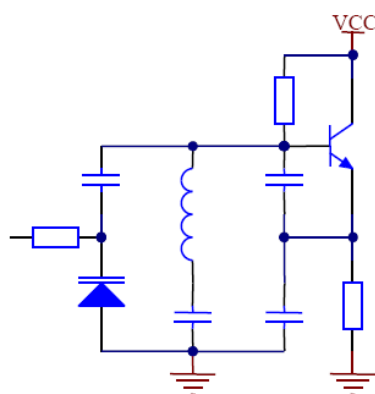
- Detekcja AM synchroniczna



28. Modulacja i detekcja sygnałów FM (przykłady).

– *modulację częstotliwości* (FM – *frequency modulation*), przy której amplituda sygnału zmodulowanego jest stała, jego częstotliwość zaś zmienia się wokół częstotliwości sygnału modulowanego proporcjonalnie do wartości sygnału modulującego;

- bezpośrednia modulacja częstotliwości VCO



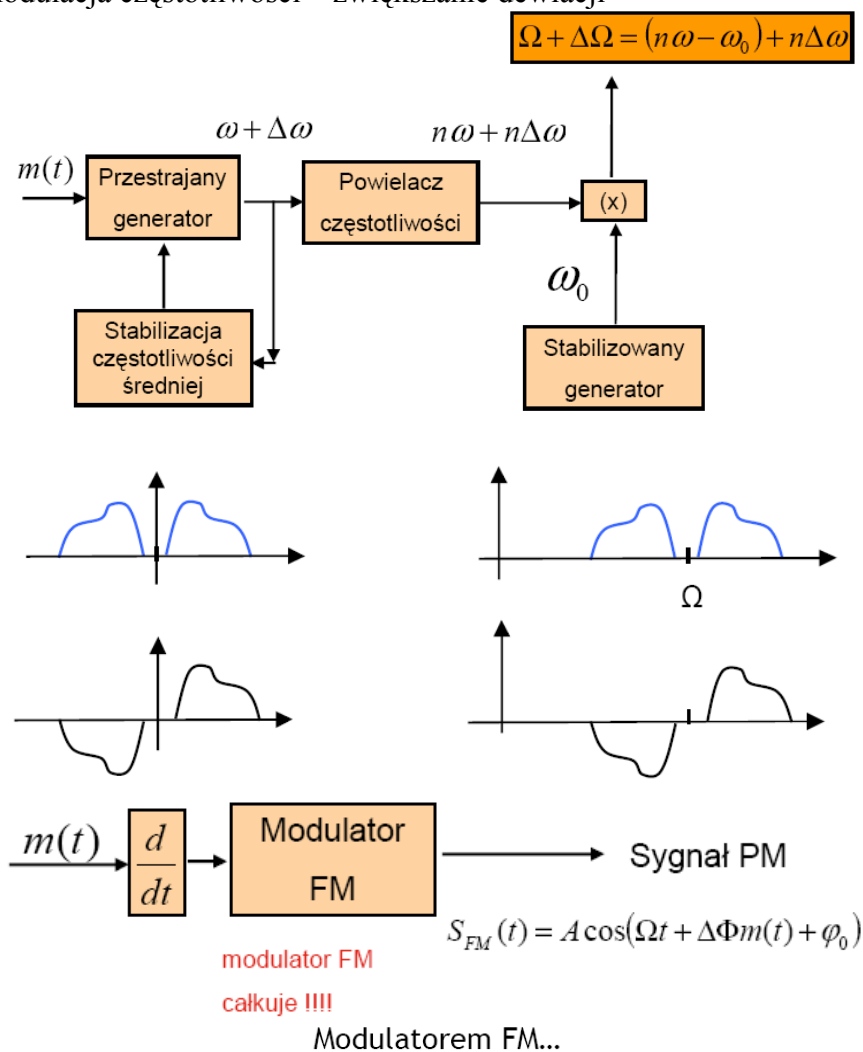
$$\Omega = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{C_o}{\sqrt{1-u/V}}$$

$$\Omega = \Omega_0 + f(m(t))$$

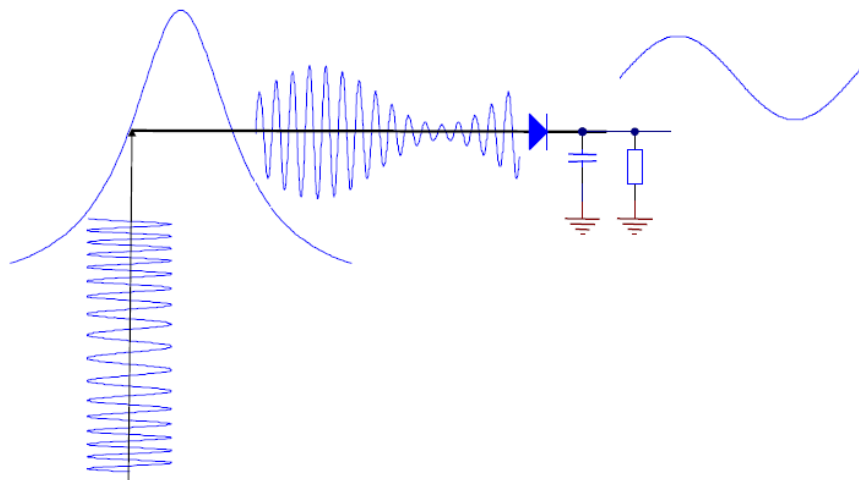
Funkcja mocno nieliniowa !!!!

- modulacja częstotliwości – zwiększanie dewiacji

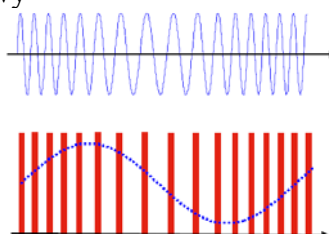


Może być każdy generator
o częstotliwości zależnej od napięcia
czyli VCO !!!

- demodulator



- demodulator impulsowy

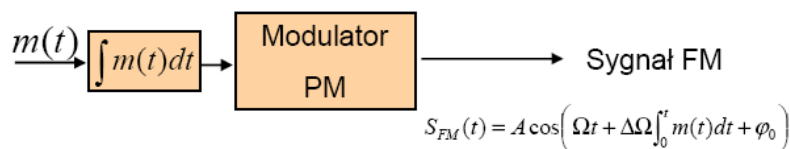
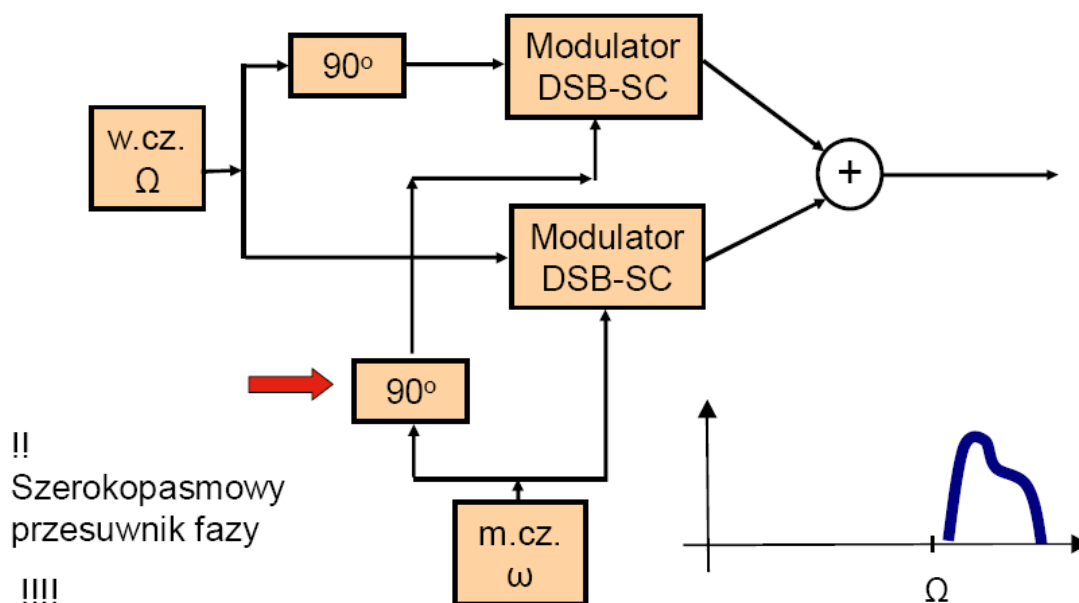


29. Modulacja i detekcja sygnałów PM (przykłady).

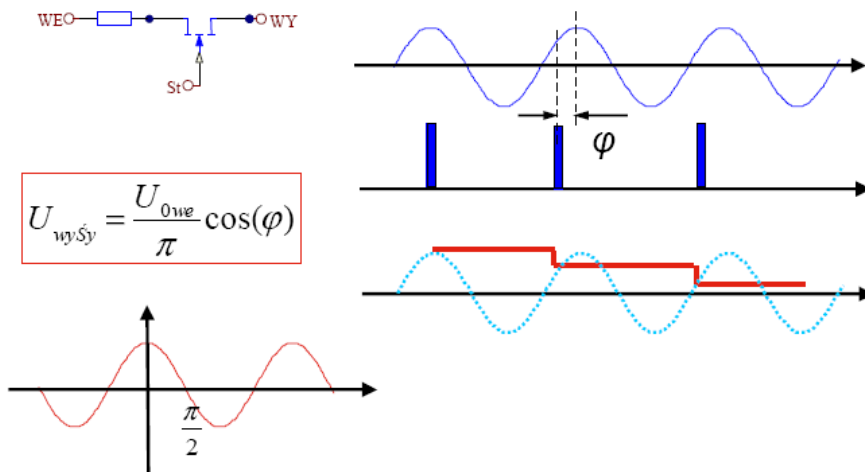
– *modulację fazy* (PM – *phase modulation*), gdy faza sygnału zmodylowanego zmienia się proporcjonalnie do wartości sygnału modulującego.

Ponieważ modulacje częstotliwości i fazy są ze sobą związane (przy modulacji częstotliwości występuje również modulacja fazy i odwrotnie), to noszą one wspólną nazwę *modulacji kąta*.

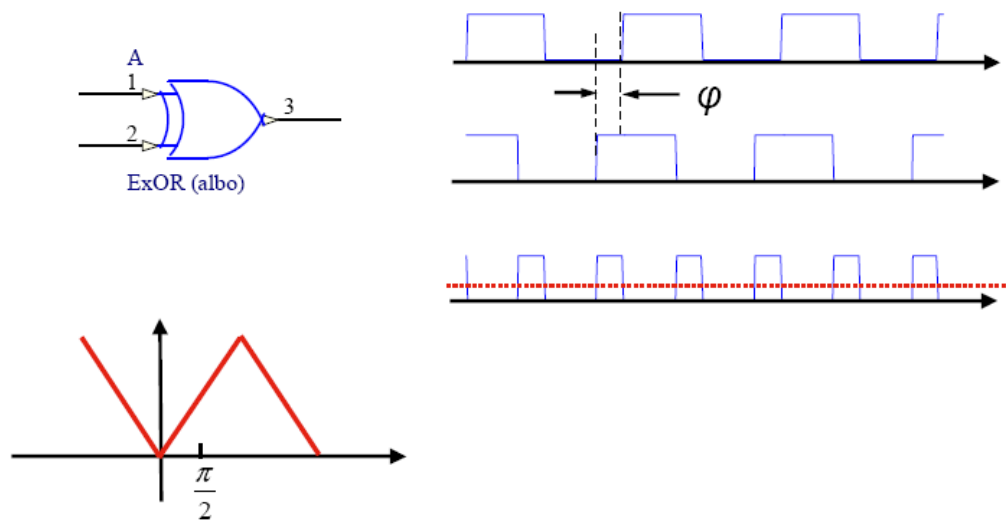
- Modulator fazowy SSB-S.C.



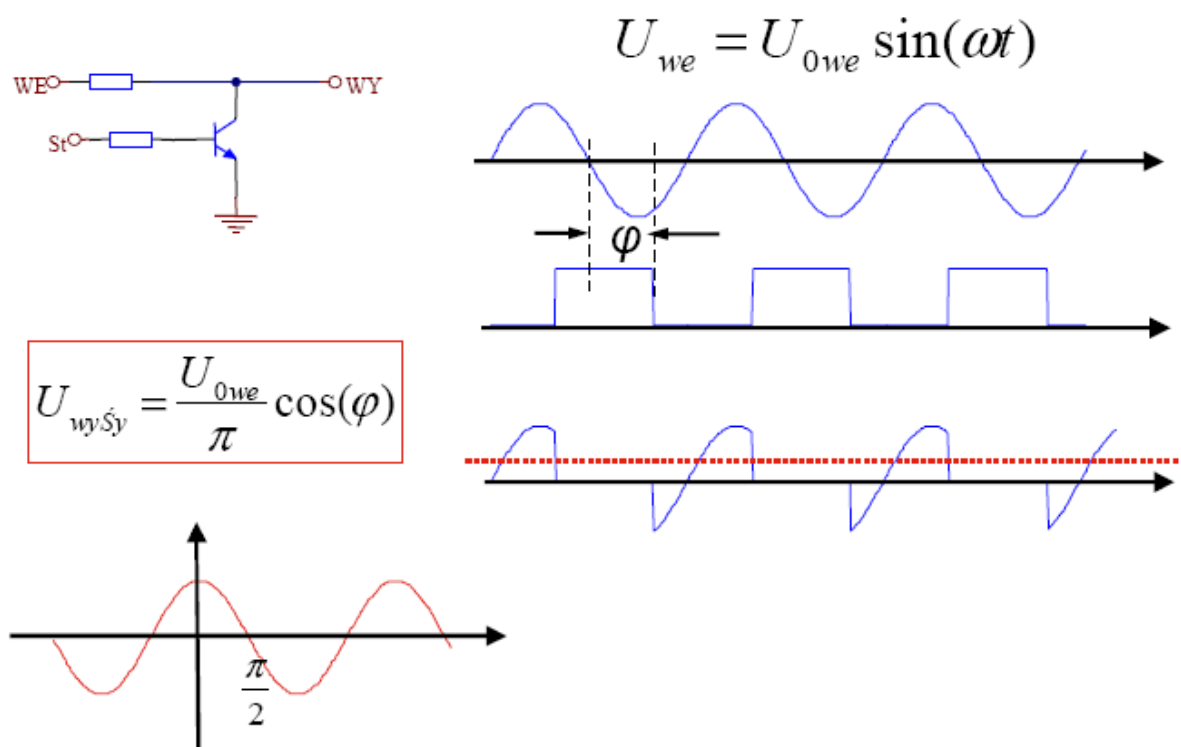
- detektor fazy – układ próbkująco-pamiętający



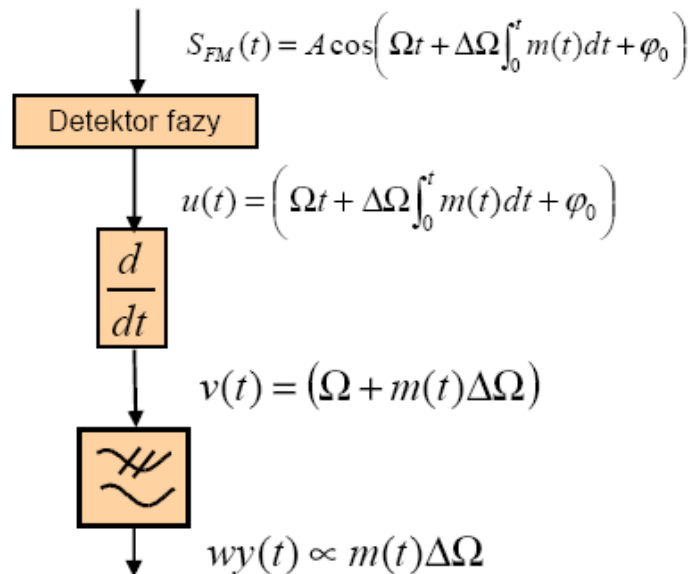
- bramka EXOR



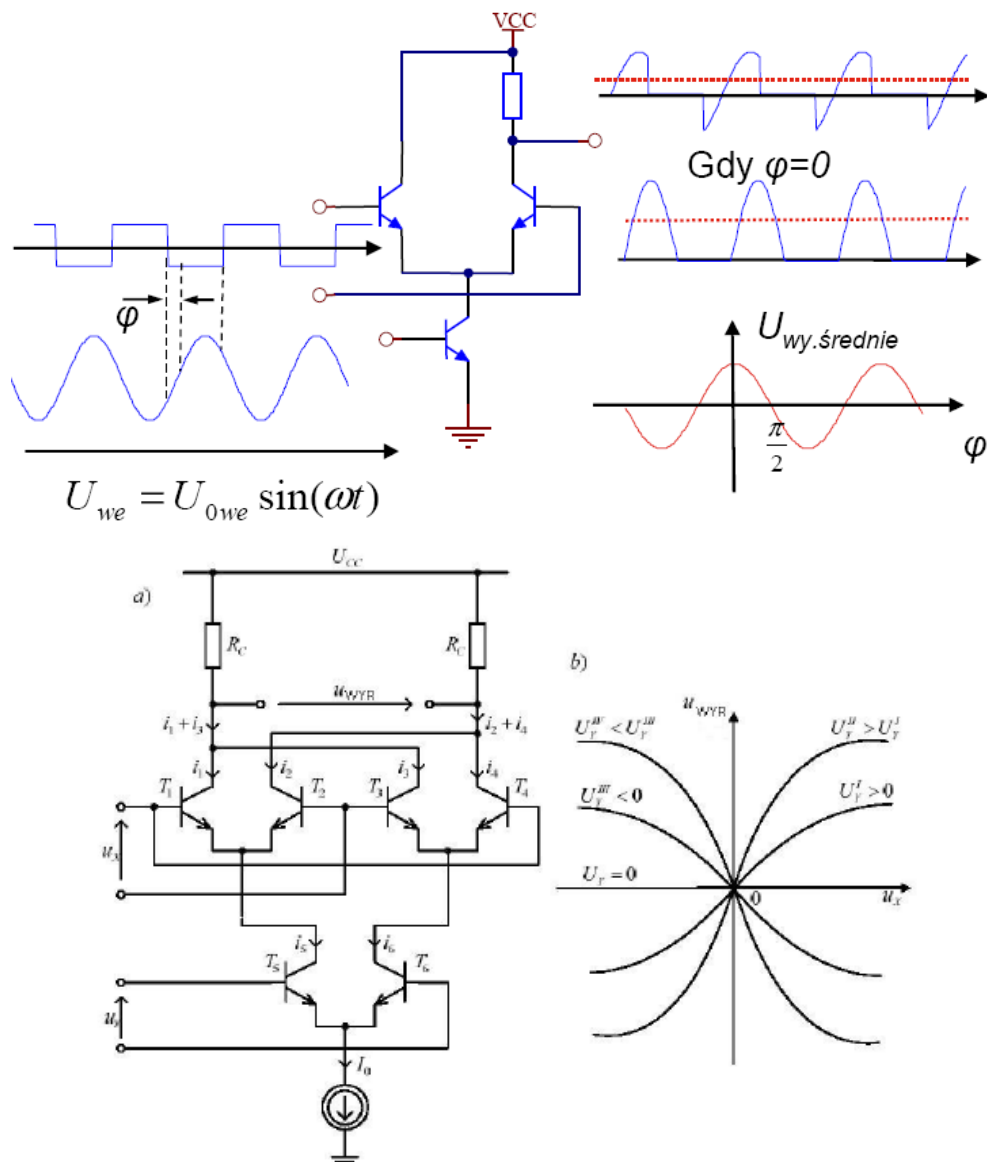
- klucz – układ mnożący



- detekcja częstotliwości przez detekcję fazy



30. Układ mnożący jako demodulator (detektory podwójnie zrównoważone).



Rys. 8. Czteroćwiartkowy transkonduktancyjny układ mnożący (modulator podwójnie zrównoważony)

Napięcia wejściowe są powiązane z prądami wejściowymi zależnościami:

$$i_x = \frac{u_x}{R_x} \quad i_y = \frac{u_y}{R_y}$$

Różnicowy prąd wyjściowy układu jest dany równaniem:

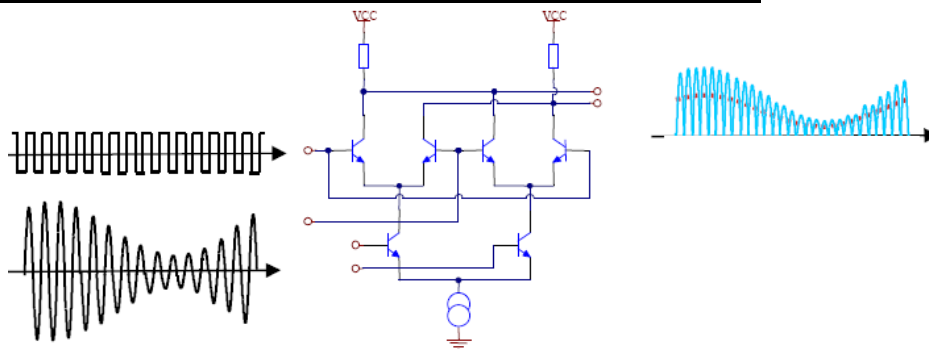
$$i_{WTR} = 2 \frac{i_x i_y}{I_{01}}$$

Napięcie wyjściowe obliczamy z zależności:

$$u_{WTR} = i_{WTR} R_C = \frac{2R_C}{I_{01} R_x R_y} u_x u_y = k_m u_x u_y$$

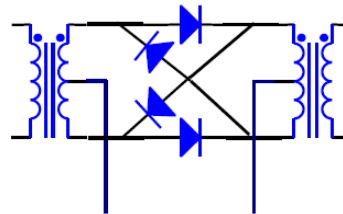
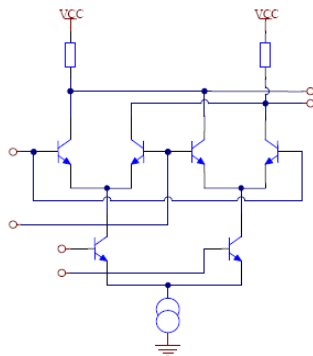
gdzie $k_m = \frac{2R_C}{I_{01} R_x R_y}$ jest stałą mnożenia, różną zwykle 0.1 V^{-1} .

31. Detekcja synchroniczna (zasada działania, detektor kwadraturowy).



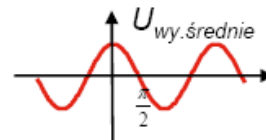
Gdy $\varphi=0$

To nie jest detekcja szczytowa,
a średnia



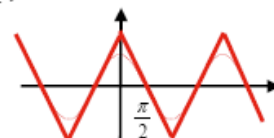
Gdy na wejścia podamy przebiegi o różnych częstotliwościach $U_1 \cos(\omega_1 t)$ i $U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi)$ oraz U_2 ma **dużą** amplitudę to:

$$U_{wy, \text{średnie}} = \begin{cases} U_1 \cos \varphi & \text{dla } \omega_1 = \omega_2 \\ 0 & \text{dla } \omega_1 \neq \omega_2 \end{cases}$$

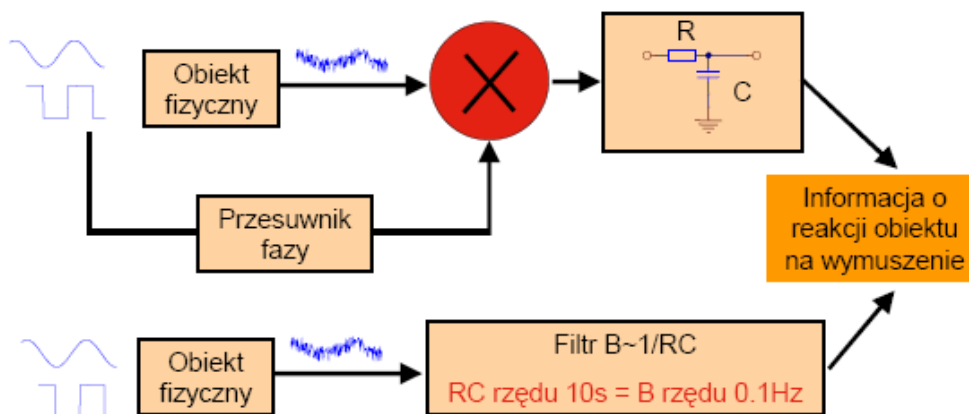


Gdy na wejścia podamy przebiegi o różnych częstotliwościach $U_1 \text{rec}(\omega_1 t)$ i $U_2 \text{rec}(\omega_2 t)$ to:

$$U_{wy, \text{średnie}} = \begin{cases} U_1(\varphi - \pi/2) & \text{dla } \omega_1 = \omega_2 \\ 0 & \text{dla } \omega_1 \neq \omega_2 \end{cases}$$



Układ mnożący == detektor synchroniczny

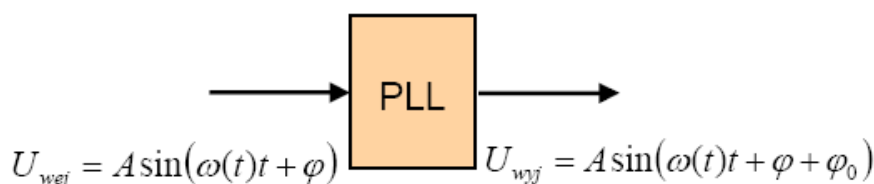


Detekcja synchroniczna i PLL (wykład 8)

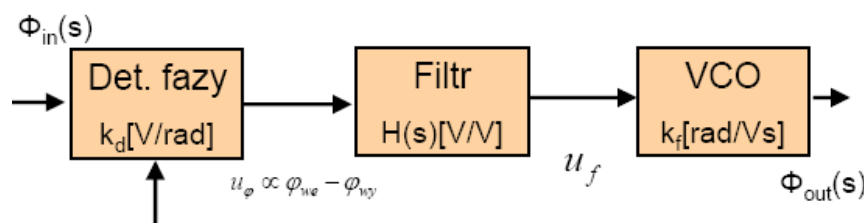
32. Zasada działania pętli fazowej (PLL)

Służą do synchronizacji przebiegów

-tzn. na wyjściu uzyskuje się sygnał o „dokładnie” tej samej częstotliwości, co sygnał wejściowy i tej samej fazie (z dokładnością do stałej)



- Synchronizuje się do częstotliwości podstawowej lub harmoniczných
- Może utrzymywać częstotliwość przy zanikach sygnału wejściowego (filtr całkujący)
- Sygnał wejściowy może być mocno zaszumiony lub zakłócany (fazowo lub amplitudowo)
- Z szumu wyławia jeden sygnał (ma charakter filtru selektywnego)



$$G_{otw}(s) \equiv \frac{\Phi_{out}}{\Phi_{in}} = k_d \frac{k_f}{s} H(s) = \frac{\text{licznik}(s)}{s^{np}(\text{wielomian}(s))}$$

Typ = krotność zerowego bieguna transmitancji otwartej pętli

$$A \sin(\omega(t)t + \varphi(t)) = A \sin(\Phi(t))$$

$$\omega(t) \equiv \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad \text{z definicji}$$

$$\omega(t) \equiv \omega_0 + k_f u(t) \quad \text{z "potrzeby"}$$

$$\frac{d\Phi(t)}{dt} = \omega_0 + k_f u(t)$$

$$\Phi(t) = \int_0^t (\omega_0 + k_f u(t)) dt$$

$$\Phi(s) \asymp \frac{k_f}{s} U(s)$$

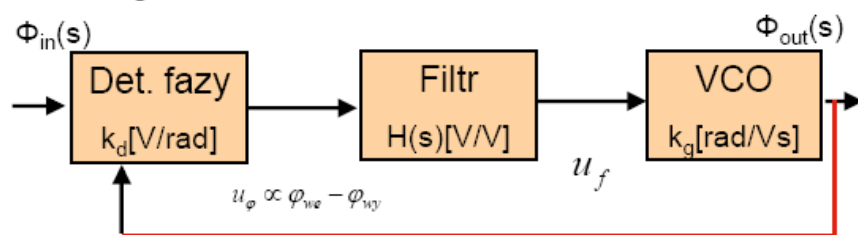
$$U_{in} = A \sin(\omega t + \Phi_{in}(t))$$

$$\Phi_{in}(t) \asymp \Phi_{in}(s)$$

$$U_{out} = A \sin(\omega t + \Phi_{out}(t))$$

$$\Phi_{out}(t) \asymp \Phi_{out}(s)$$

W przekształceniu Laplace'a
całkowaniu odpowiada
dzieleniu przez **s**



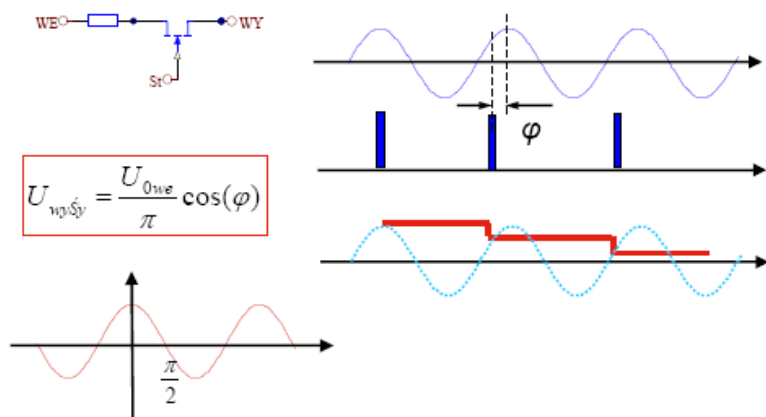
$$G_{zam}(s) \equiv \frac{\Phi_{out}}{\Phi_{in}} = \frac{k_d k_q H(s)}{s + k_d k_q H(s)} = \frac{\text{Licznik}(s)}{\text{Mianownik}(s)} = \frac{\text{Licznik}(s)}{s^{rzad} + reszta(s)}$$

Rząd układu =

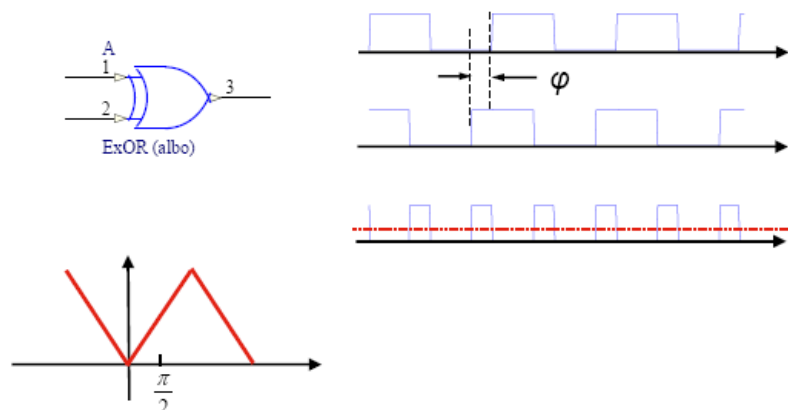
rząd licznika funkcji transmitancji układu z
zamkniętą pętlą

33. Przykłady bloków funkcjonalnych (detektor fazy, VCO, filtr)

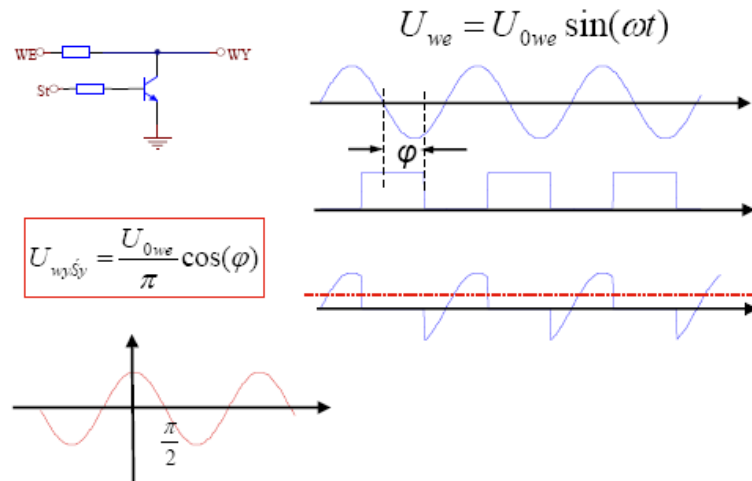
- detektor fazy – układ próbkująco-pamiętający



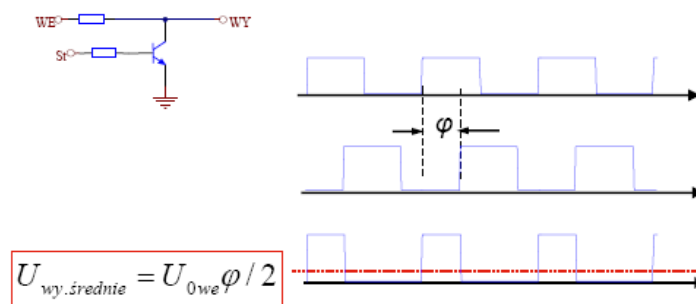
- detektor fazy – bramka EXOR



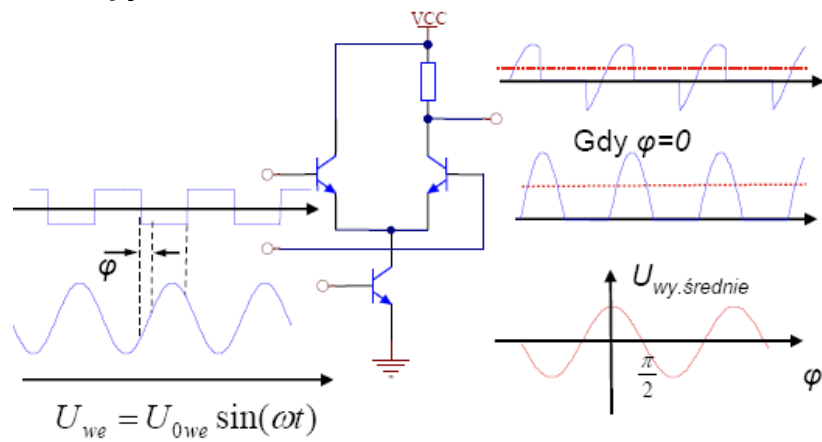
- detektor fazy – klucz układ mnożący



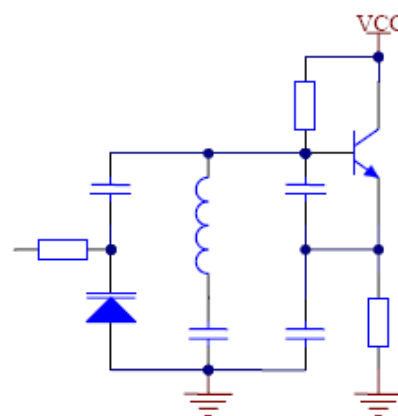
lub



- układ mnożący



- Bezpośrednia modulacja częstotliwości VCO



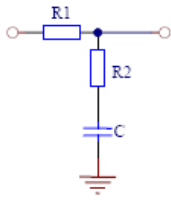
$$\Omega = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$C = \frac{C_o}{\sqrt{1-u/V}}$$

$$\Omega = \Omega_0 + f(m(t))$$

Funkcja mocno nieliniowa !!!!!

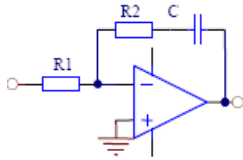
- filtr



$$G_{otw}(s) = \frac{1 + R_2 C s}{1 + (R_1 + R_2) C s} \cdot \frac{k_d k_f}{s}$$

Typ pierwszy

$$H(s) = \frac{1 + R_2 C s}{1 + (R_1 + R_2) C s}$$



$$G_{otw}(s) = \frac{1 + R_2 C s}{R_1 C s} \cdot \frac{k_s k_f}{s}$$

Typ drugi

$$H(s) = \frac{1 + R_2 C s}{R_1 C s}$$

- reakcja na sygnał wejściowy

$$\Phi_{out}(s) = G_{zam}(s) \Phi_{in}(s)$$

$$\Phi_{out}(t) \succ \Phi_{out}(s)$$

$$\omega(t) = \frac{d\Phi_{out}(t)}{dt}$$

Skokowa zmiana fazy
(np. PSK impulsowa modulacja fazy)

$$\Phi_{in}(t) = \Delta\varphi$$

$$\Phi_{in}(s) = \frac{\Delta\varphi}{s}$$

Skokowa zmiana częstotliwości
(np. FSK impulsowa modulacja częstotliwości)

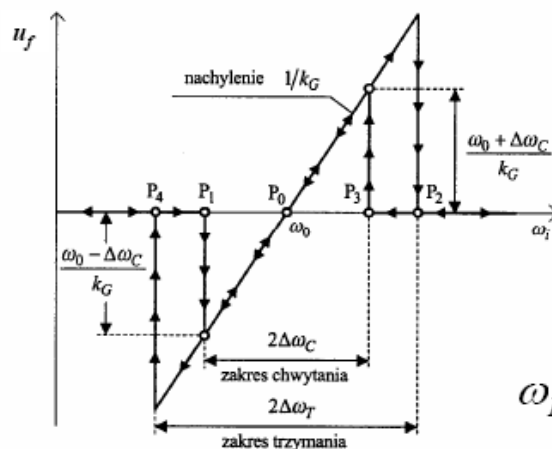
$$\Phi_{in}(t) = \Delta\omega t$$

$$\Phi_{in}(s) = \frac{\Delta\omega}{s^2}$$

Liniowa zmiana częstotliwości
(np. modulacja „chirp”)

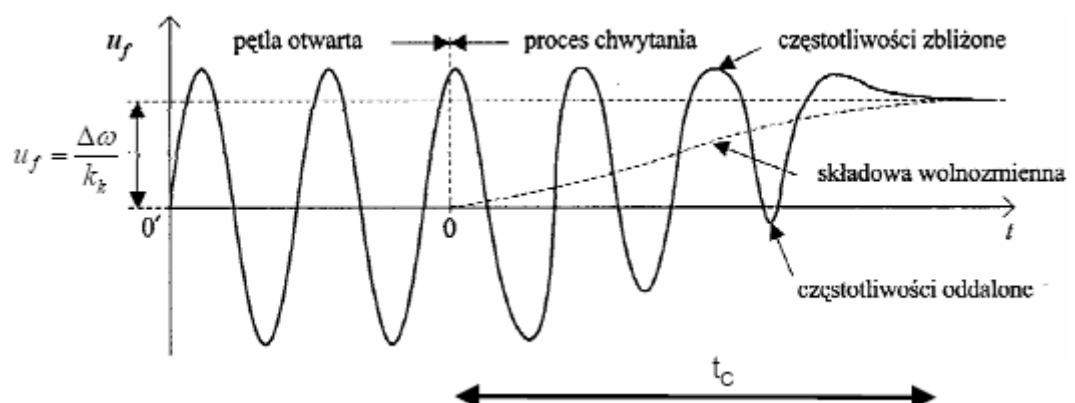
$$\Phi_{in}(s) = \frac{V}{s^3}$$

$$\Phi_{in}(s) = \frac{V}{s^3}$$



$$\omega_L < \omega_C < \omega_T$$

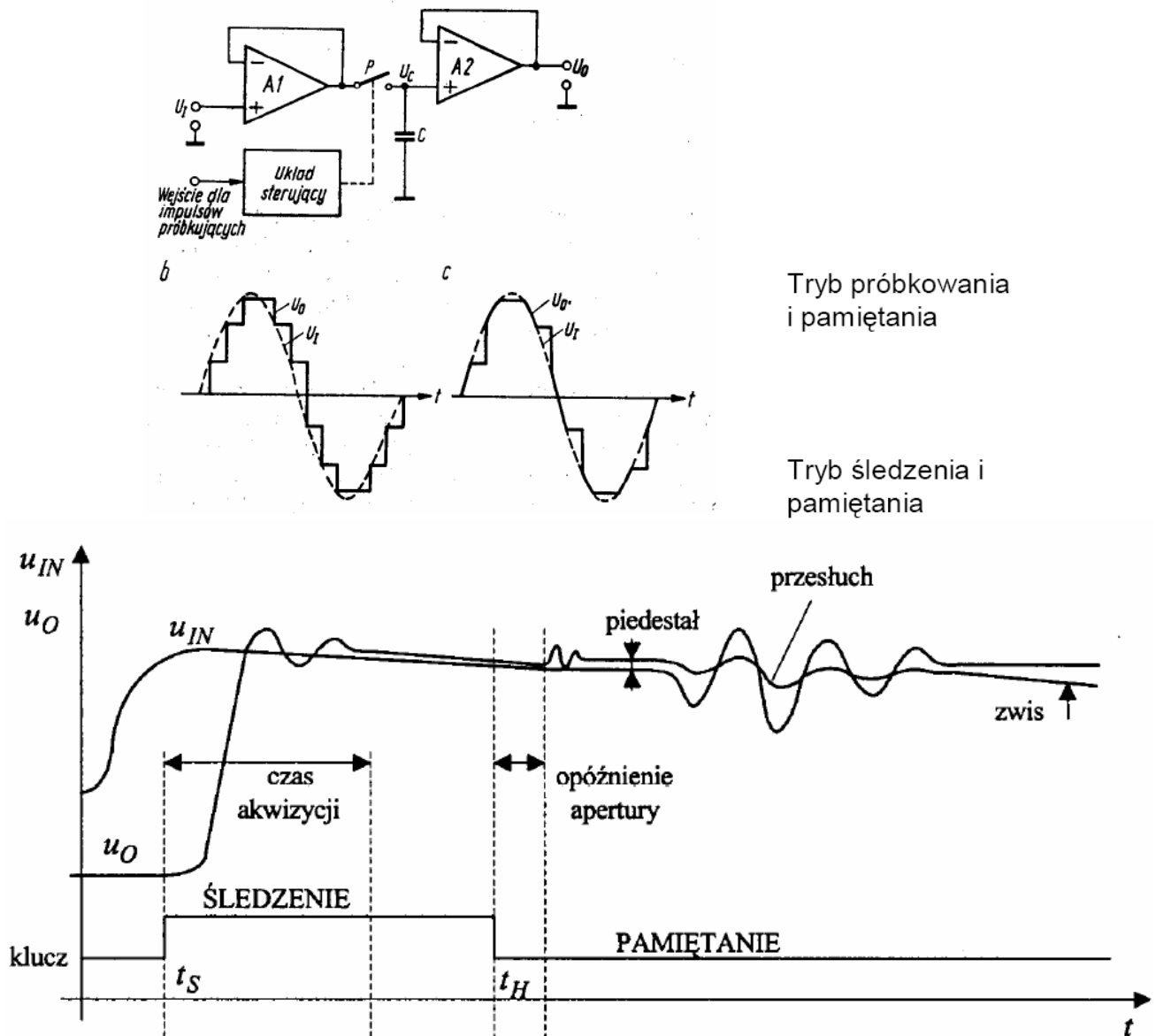
tu $k_G = k_f$



34. Zastosowania (detektor AM, detektor FM i PM, synteza częstotliwości)

- Demodulacja AM
- Detekcja synchroniczna
- Modulatory i demodulatory FM i PM
- Synteza częstotliwości
- Synchronizacja systemów telekomunikacyjnych

Przetworniki CA i AC (wykład 9 i 10)



Przetworniki a/c (*analogowo-cyfrowe*) i c/a (*cyfrowo-analogowe*) są to układy umożliwiające współpracę systemów analogowych i cyfrowych. Działanie tych układów polega na przetwarzaniu sygnału analogowego na sygnał cyfrowy (przetworniki a/c) lub odwrotnie – sygnału cyfrowego na sygnał analogowy (przetworniki c/a). Ponieważ sygnał cyfrowy może przyjmować tylko jedną z dwu możliwych wartości 0 lub 1, podczas gdy wartości sygnału analogowego należą do ciągłego, nieprzeliczalnego zbioru, zatem w przetwarzaniu tych sygnałów podstawowym zagadnieniem jest tzw. *dyskretyzacja* sygnału.

Dyskretyzacja sygnału ciągłego (analogowego) jest procesem, w wyniku którego otrzymuje się przebieg schodkowy (nieciągły) o ustalonych poziomach schodków lub o ustalonych początkach schodków (rys. 10.20). Dyskretyzacja prowadzi zawsze do utracenia pewnej ilości informacji zawartej w sygnale ciągłym. Strata jest tym mniejsza, im bliżej siebie leżą poziomy kwantowania.

Kwantowanie polega na określeniu ciągu ustalonych wartości $(y_1, y_2, \dots, y_1, \dots, y_m)$, które może przybierać funkcja w nieskończonym zbiorze wartości ciągłych. Przyjmuje się, że wartość ustalona (dyskretna) reprezentuje wszystkie wartości ciągłe z odpowiadającego jej przedziału, np. y_i – z przedziału (x_i, x_{i+1}) . Każdej wartości y_i ($i = 1, 2, \dots, m$) przypisuje się odpowiednie słowo kodowe zgodnie z przyjętym sposobem kodowania.

W przetwornikach a/c i c/a do reprezentowania wielkości analogowych najczęściej korzysta się z kodów dwójkowych (naturalnego, uzupełnieniowego do 2) lub dwójkowo-dziesiętnych (BCD). Informacja cyfrowa jest przedstawiana w postaci słów kodowych n -bitowych $A = a_{n-1} \dots a_1 \dots a_0$ (gdzie $a_i = 0$ lub 1).

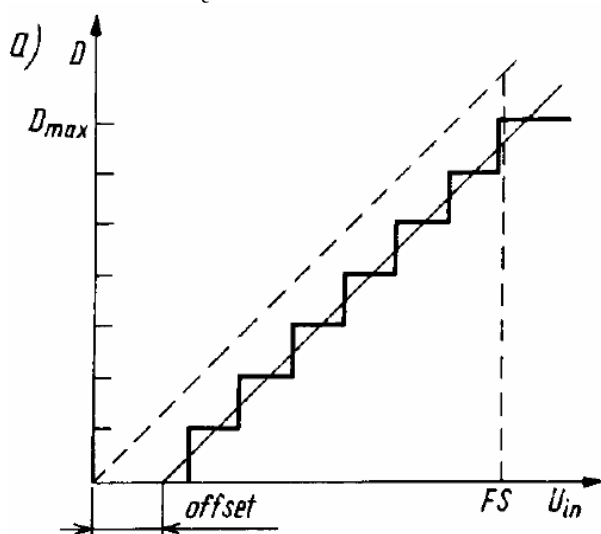
W przetwornikach n -bitowych liczba rozróżnialnych poziomów kwantowania wynosi 2^n , a krok kwantowania (szerokość przedziału kwantowania) Q określa iloraz $U_{FS}/2^n$, w którym U_{FS} jest zakresem przetwarzania przetwornika. Wartość napięcia reprezentowaną przez słowo kodowe A można obliczyć z zależności

$$U(A) = U_{FS} A_{10}/2^n$$

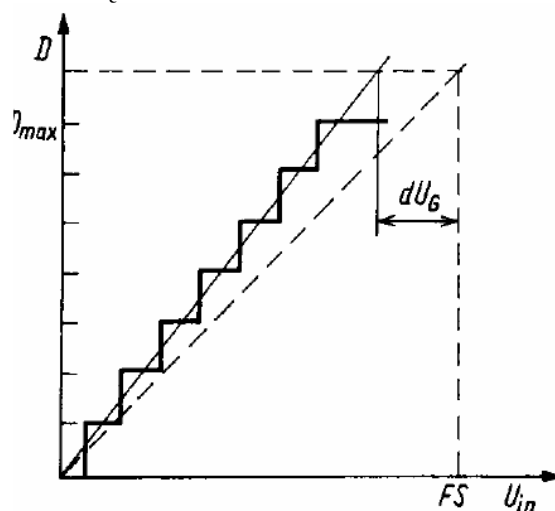
gdzie A_{10} jest liczbą dziesiętną odpowiadającą liczbie dwójkowej zapisanej słowem kodowym A .

35. Błędy przetwarzania przetworników AC i CA

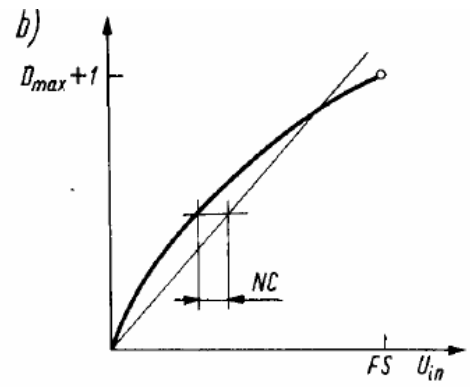
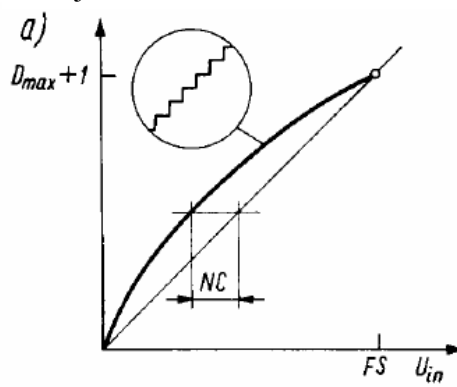
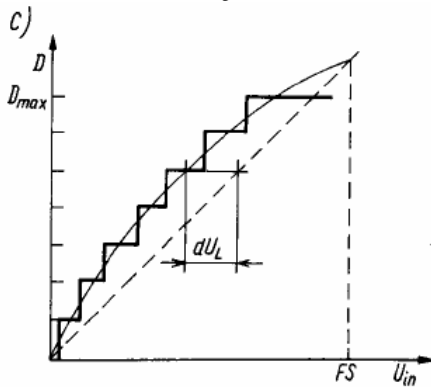
- Przesunięcie zera



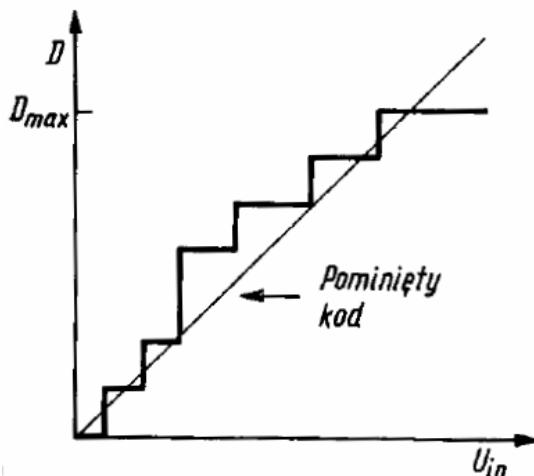
- Błąd skali



- Błąd nieliniowości całkowitej



- Błąd nieliniowości różniczkowej



$$NR < \frac{U_{FS}}{2^n}$$

- To przetwornik nie gubi kodów

- Inne

- Termiczny przesunięcia zera (dryft zera)
- Termiczny zmiany liniowości ($U_{FS}(T)$)
- Zmiany skali od napięcia zasilania
- Zmiany skali od temperatury
- Błąd liniowości
- Kwantyzacji ($U_{FS}/2^n$)
- Całkowity błąd (najgorszy przypadek)
- Całkowity błąd średniokwadratowy

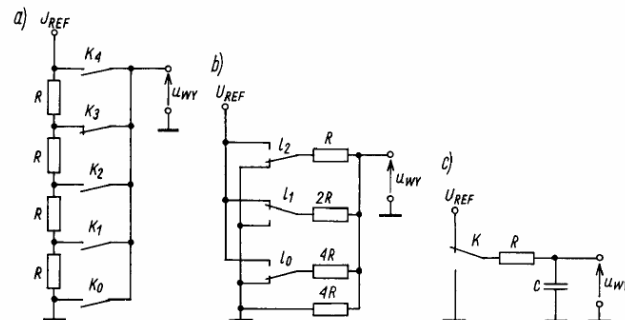
36. Przetworniki CA (rodzaje i przykładowe struktury).

Przetworniki a/c można podzielić na układy o przetwarzaniu bezpośrednim i pośrednim.

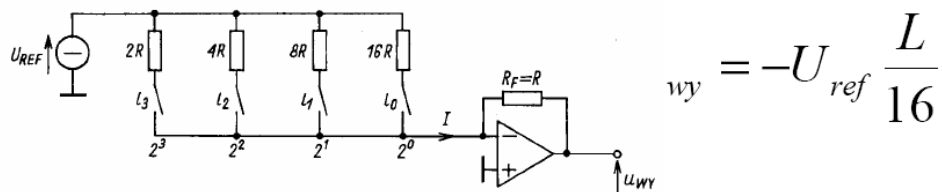
W przetwornikach a/c o przetwarzaniu *bezpośrednim* napięcie wejściowe (przetwarzane) jest bezpośrednio porównywane z napięciem odniesienia należącym do jednego z 2^n przedziałów napięć, przy czym każdemu przedziałowi jest przypisane n -bitowe słowo kodowe. Wynik cyfrowy przetwarzania odpowiada wartości napięcia wejściowego. Tak działają przetworniki a/c równoległe (z komparatorami) i szeregowo (z przetwornikiem c/a) wykorzystujące metodę kolejnych przybliżeń (sukcesywnej aproksymacji). Podstawową zaletą przetwornika o działaniu bezpośrednim jest duża szybkość przetwarzania. Na przykład przetworniki równoległe o rozdzielczości $6 \div 9$ bitów mają czas przetwarzania mniejszy od kilku nanosekund. Przetworniki szeregowo mimo dłuższego czasu przetwarzania (kilka mikrosekund) wyróżniają się z kolei większą rozdzielczością ($6 \div 16$ bitów).

W przetwornikach a/c o działaniu *pośrednim* napięcie wejściowe jest przetwarzane na wielkość pośrednią, z reguły czas lub częstotliwość, która jest następnie mierzona jedną z metod cyfrowych (zwykle metodą opartą na zliczaniu impulsów), dając w wyniku sygnał wyjściowy cyfrowy reprezentowany słowem kodowym odpowiadającym wartości napięcia wejściowego (przetwarzanego). Do tej grupy należą przetworniki całkujące. Wyróżniają się one dużą rozdzielczością ($12 \div 28$ bitów) i dokładnością, lecz mają długi niekiedy czas przetwarzania (od kilkudziesięciu do kilkuset milisekund).

- Równoległe (liczba kluczy 2^n)
- Wagowe (liczba kluczy n)
- Zliczające (liczba kluczy 1 - PWM)



- Sumowanie ważonych prądów

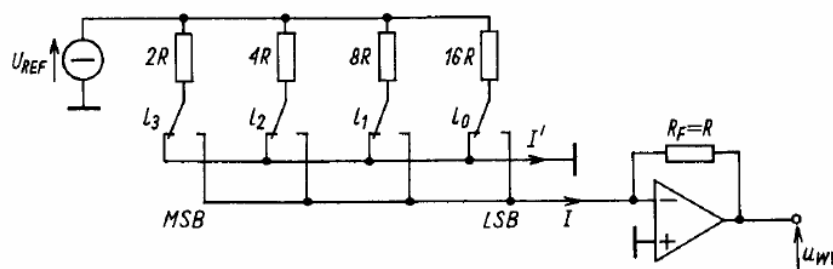


$$u_{wy} = -U_{ref} \frac{L}{2^n}$$

Wady:

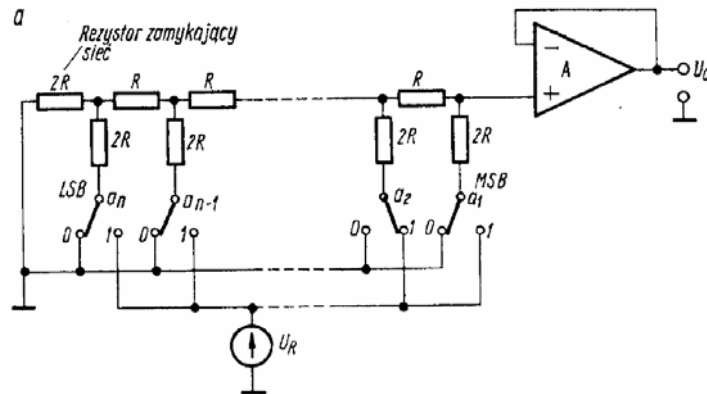
- przeładowywanie pojemności pasożytniczych rezystorów,
- zmienne obciążanie źródła odniesienia.

- Zestyki przełączane



$$u_{wy} = -U_{ref} \frac{L}{2^n}$$

- Drabinka rezystancyjna R-2R



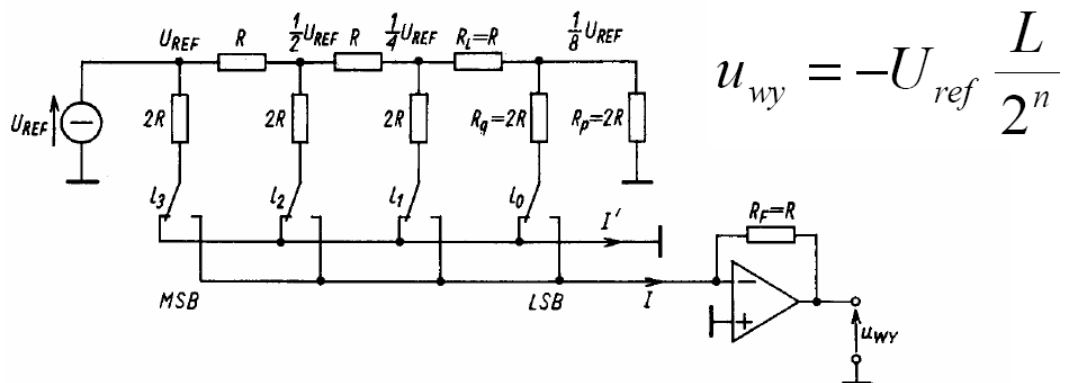
Zalety:

Łatwe wykonanie powtarzalnych rezystorów,

Źródło odniesienia obciążone jest rezystancją R,

Może być stosowany bez wzmacniacza.

- Drabinka rezystancyjna odwrócona R-2R



Zalety:

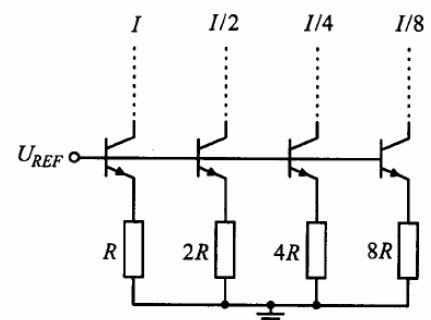
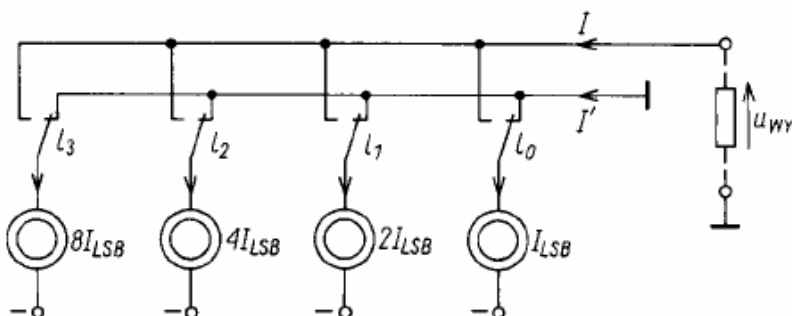
Łatwe wykonanie powtarzalnych rezystorów,

Źródło odniesienia obciążone jest rezystancją R,

Na rezystorach stale są te same napięcia – większa szybkość.

- Ze źródłami prądowymi

$$u_{wy} = ILR_L$$



Trudne do realizacji w układzie scalonym

- Parametry
 - Monotoniczność
 - Błąd całkowy (liniowość)
 - nieliniowość różniczkowa
 - Przesunięcie zera (offset)
 - Błąd skalowania
 - Dynamika - rozdzielczość
 - „Glitch”

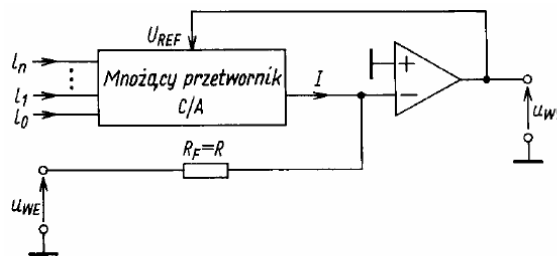
37. Przetworniki CA mnożące i dzielące (schemat i zasada działania).

- Mnożące

$$\left. \begin{aligned} u_{wy} &= U_{ref} \frac{L}{2^n} \\ U_{ref} &= u_{we} \end{aligned} \right\} \Rightarrow u_{wy} = u_{we} \cdot \frac{L}{2^n}$$

Wszystkie dotychczas pokazane struktury
były przetwornikami mnożącymi

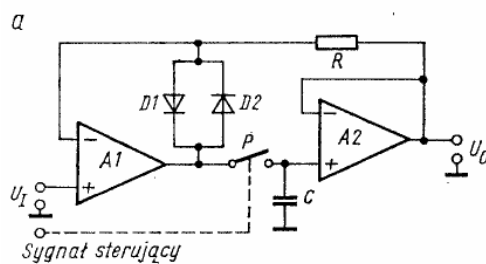
- Dzielące



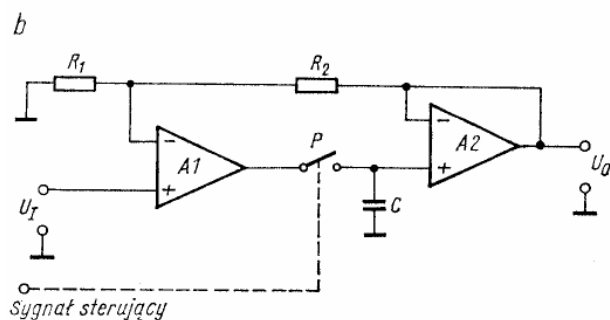
$$u_{wy} = -u_{we} \frac{2^n}{L}$$

38. Układy próbkująco – pamiętający i śledząco - pamiętający (zasada działania, parametry).

- Układ PP
 - Ze sprzężeniem zwrotnym



wtórnikowy



ze wzmacnieniem

W układzie próbkującym z pamięcią jest okresowo mierzona (próbkowana) i zapamiętywana wartość chwilowa napięcia analogowego sygnału wejściowego. Układy takie są szeroko stosowane w systemach gromadzenia informacji analogowej i przetwarzania jej do postaci cyfrowej, w których pracują z przetwornikami analogowo-cyfrowymi, zapewniając podczas przetwarzania ustaloną wartość napięcia na wejściu przetwornika. Podstawowy układ próbkujący składa się z szybkiego klucza analogowego, kondensatora pamiętającego oraz bufora o dużej rezystancji wejściowej (rys. 10.17). Klucz, którym jest zwykle tranzystor MOS lub układ analogowy CMOS, umożliwia próbkowanie przebiegu wejściowego, tzn. krótkotrwałe, okresowe podawanie go na kondensator pamiętający. Gdy klucz, załączany krótkimi impulsami próbkującymi, jest zwarty (ma małą rezystancję, zwykle kilkadziesiąt omów), wówczas napięcie na kondensatorze nadąża za zmianami napięcia wejściowego. Szybkie wyłączenie klucza (duża rezystancja rzędu $10^9 \Omega$) powoduje zatrzymanie na kondensatorze aktualnej wartości chwilowej napięcia wejściowego, a więc jego zapamiętanie. Układ buforujący, którym jest wtórnik napięciowy o dużej rezystancji wejściowej, chroni kondensator przed rozładowaniem w czasie między impulsami próbkującymi, tzn. w fazie pamiętania, oraz zapewnia małą rezystancję wyjściową układu.

Układy próbkująco-pamiętające charakteryzuje się dwoma najważniejszymi parametrami określającymi wprowadzane przez układ błędy próbkowania oraz pamiętania. *Błąd próbkowania*, równy różnicy między napięciem wejściowym U_i a napięciem na kondensatorze U_C , wynika z niedoładowania kondensatora pamiętającego do wartości U_i , wskutek nieprawidłowych relacji między czasem próbkowania (czasem włączenia klucza) a stałą czasową ładowania kondensatora. Stała czasowa ładowania kondensatora powinna być dużo mniejsza od czasu próbkowania, a więc do zminimalizowania błędu próbkowania rezystancja klucza w stanie włączenia powinna być jak najmniejsza. *Błąd pamiętania* wynika natomiast z niepożądanego rozładowywania kondensatora w czasie pamiętania. Zależy on od czasu pamiętania i stałej czasowej rozładowania kondensatora. W celu zmniejszenia błędu pamiętania w układzie należy stosować elementy o bardzo małych prądach upływu. Rezystancja klucza w stanie wyłączenia oraz rezystancja wejściowa bufora powinny więc być bardzo duże, a upływność kondensatora pamiętającego bardzo mała. Od sumarycznej wartości prądu upływu I_u zależy bowiem szybkość zmian napięcia na kondensatorze. Na przykład, jeżeli prąd upływu klucza w stanie wyłączenia wynosi 5 nA, a prąd wejściowy wtórника 10 nA, to dla pojemności $C = 100 \text{ nF}$, szybkość rozładowania kondensatora

$$\frac{\Delta U_C}{\Delta t} = \frac{I_u}{C} = 150 \text{ mV/s}$$

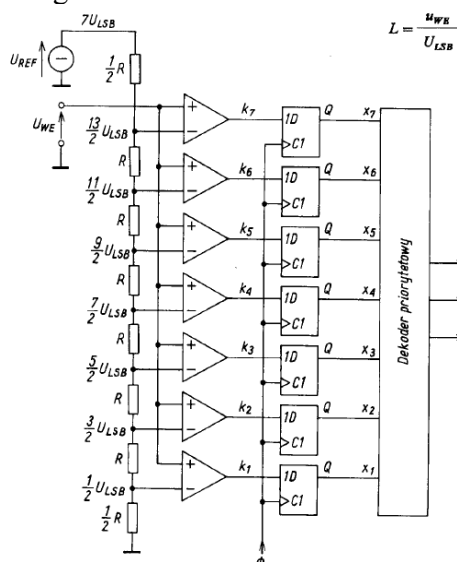
39. Przetworniki AC – zasada działania („flash”, kompensacyjny, „delta”, „sigma delta”, całkujące).

- Bezpośrednie (porównujące napięcie)

W przetwornikach a/c o przetwarzaniu *bezpośrednim* napięcie wejściowe (przetwarzane) jest bezpośrednio porównywane z napięciem odniesienia należącym do jednego z 2^n przedziałów napięć, przy czym każdemu przedziałowi jest przypisane n -bitowe słowo kodowe. Wynik cyfrowy przetwarzania odpowiada wartości napięcia wejściowego. Tak działają przetworniki a/c równoległe (z komparatorami) i szeregowe (z przetwornikiem c/a) wykorzystujące metodę kolejnych przybliżeń (sukcesywnej aproksymacji). Podstawową zaletą przetwornika o działaniu bezpośrednim jest duża szybkość przetwarzania. Na przykład przetworniki równoległe o rozdzielczości $6 \div 9$ bitów mają czas przetwarzania mniejszy od kilku nanosekund. Przetworniki szeregowe mimo dłuższego czasu przetwarzania (kilka mikrosekund) wyróżniają się z kolei większą rozdzielczością ($6 \div 16$ bitów).

- Bezpośrednie (równoległe, szeregowe, mieszane)

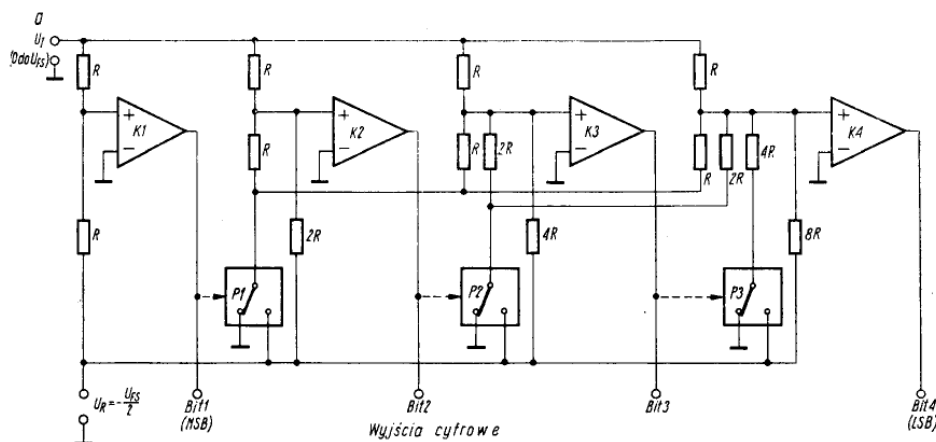
- równoległe



Cechy:

- Szybkość (ponad 100MHz),
- Mała rozdzielczość (4,6,8,10 bitów),
- Stosunkowo duża moc
- Wykonywany w technologii bipolarnej – najszybsze to ECL

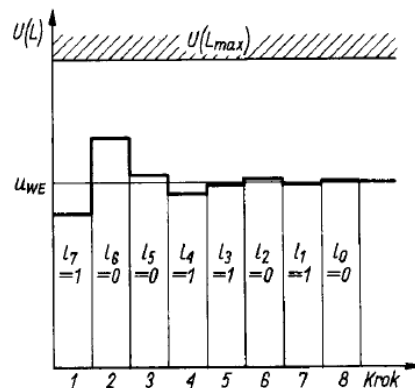
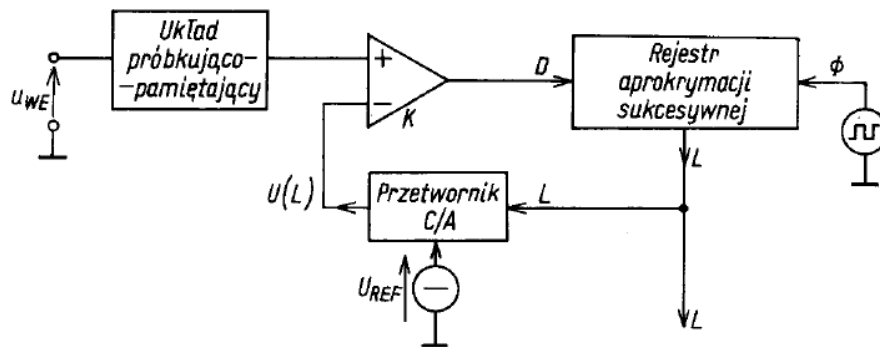
- szeregowe



Mniejsza liczba komparatorów, mniejsza szybkość działania
(czas propagacji komparatorów i przełączników)

Obecnie mniej popularne

- Kompensacyjne (równomierne, wagowe,)

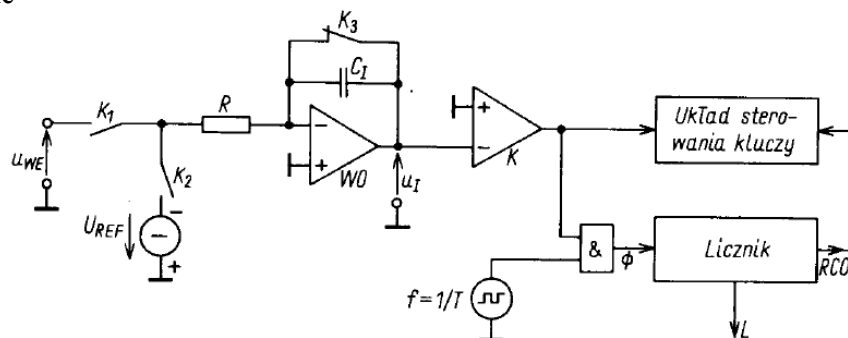


	l_7	l_6	l_5	l_4	l_3	l_2	l_1	l_0
l_7								
l_6								
l_5								
l_4								
l_3								
l_2								
l_1								
l_0								

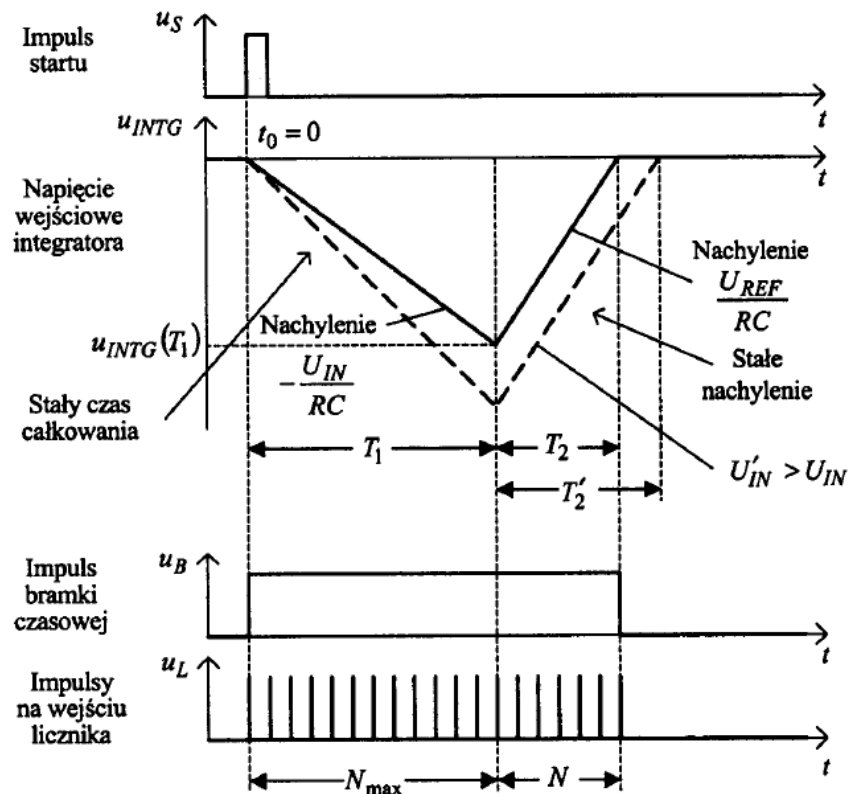
• Pośrednie (z zamianą na czas lub częst.)

W przetwornikach a/c o działaniu *pośrednim* napięcie wejściowe jest przetwarzane na wielkość pośrednią, z reguły czas lub częstotliwość, która jest następnie mierzona jedną z metod cyfrowych (zwykle metodą opartą na zliczaniu impulsów), dając w wyniku sygnał wyjściowy cyfrowy reprezentowany słowem kodowym odpowiadającym wartości napięcia wejściowego (przetwarzanego). Do tej grupy należą przetworniki całkujące. Wyróżniają się one dużą rozdzielczością ($12 \div 28$ bitów) i dokładnością, lecz mają długi niekiedy czas przetwarzania (od kilkudziesięciu do kilkuset milisekund).

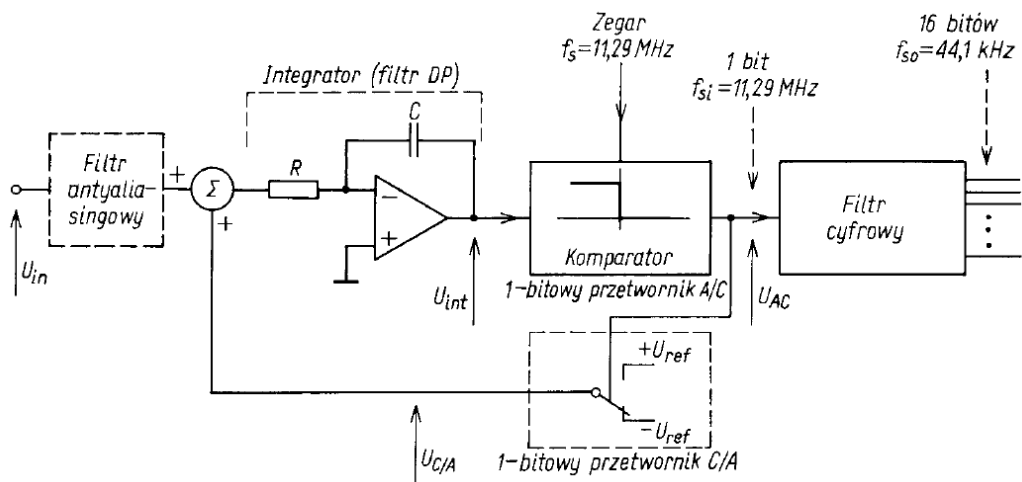
- Całkowanie (jedno i wielokrotne)
- dwukrotne



$$N = 2^n \frac{u_{we}}{U_{REF}}$$

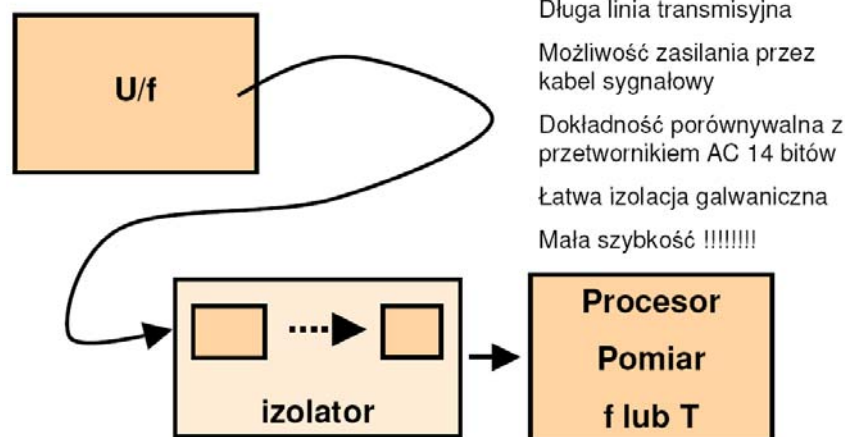


- Wynik jest niezależny od:
 - stabilności i liniowości przebiegu liniowego
 - częstotliwości zegara
 - parametrów komparatora
 - zakłóceń periodycznych (mierzy wartość średnią za okres całkowania)
- całkowanie czterokrotne
 - Wynik jest niezależny od:
 - stabilności i liniowości przebiegu liniowego
 - częstotliwości zegara
 - parametrów komparatora
 - zakłóceń periodycznych (mierzy wartość średnią za okres całkowania)
 - Zmian termicznych wzmacniacza i komparatora
 - Zmian termicznych źródła odniesienia
 - Częstotliwościowe (równoważenie ładunku, delta-sigma)



40. Scalone przetworniki AC - parametry.

Działanie układu opiera się na ładowaniu kondensatora stałym prądem proporcjonalnym do przetwarzanego napięcia. Napięcie wejściowe w pierwszej kolejności konwertowane jest na prąd. Najprostszą realizacją przetwornika U/I jest rezystor, który razem z kondensatorem tworzy układ całkujący. Narastające na kondensatorze napięcie porównywane jest przez komparator z napięciem odniesienia. W chwili zrównania się tych napięć na wyjściu komparatora pojawia się stan wysoki powodujący wyzwolenie uniwibratora. Wytworzony przez uniwibrator impuls podawany jest na klucz napięciowy rozładowujący kondensator. Po zakończeniu trwania impulsu klucz zostaje rozarty, następuje ponowne ładowanie kondensatora i cały cykl się powtarza. Częstotliwość generowanych impulsów zależna jest od wartości napięcia wejściowego. Im większe napięcie wejściowe tym większe jest natężenie prądu ładującego kondensator i napięcie na kondensatorze szybciej osiąga wartość równą napięciu odniesienia.



Rodzaj przetwornika	Rozdzielczość [bitów]	Czas przet.	Uwagi
„flash”	8-10	ns-μs	najszybsze
Kompensacyjne	10-16	10-100 μs	
„delta-sigma”	12-16-24	1-100ms	
Podwójne całkowanie	12-16-24	10-500ms	Często z kompensacją zera
Poczwórne całkowanie	12-20-24	10-500ms	Kompensacja dryftów termicznych

Optoelektronika (wykład 11)

Optoelektronika obejmuje badania i zastosowania efektów wzajemnego oddziaływania światła z elektronami ośrodków, czyli efektów wykorzystywanych przy budowie urządzeń generujących, przekazujących, analizujących i przetwarzających informacje.

W matematycznych modelach mówi się o przekształceniach:

Elektron – światło (np. źródła światła)

Światło – światło (np. procesy transmisji światła)

Światło – elektron (np. fotoprzetworniki)

We współczesnej elektronice wykorzystywane są fale światła o długości z przedziału 200 nm do 50 μm.

Długość fali decyduje o barwie, a intensywność o jasności

Strumień świetlny Φ – liczba kwantów światła (fotonów), które w jednostce czasu przechodzą przez powierzchnię **F** - lumen [lm]

Dla punktowego źródła światła zdefiniowano **kąt bryłowy Ω** = powierzchnia kuli / (promień)², steradian [sr]

Światłość (mówi o jasności) **$I = d\Phi/d\Omega$** , kandela [cd=lm/sr] Czyli źródło światła ma światłość 1 cd jeżeli emituje strumień świetlny równy 1 lm przez powierzchnię widzianą pod kątem 1 sr.

Jasność świetlenia powierzchni **F** jest **natężenie oświetlenia $E = d\Phi/dFn$** , lux [lx=lm/m²]

Przykładowe wartości:

0,1..0,2 lx – natężenie przy pełni księżyca

0,2..2 lx – można czytać gazetę

500..1000 lx – zalecane natężenie oświetlenia miejsca do pisania

50 000 lx – światło dzienne

41. Fala elektromagnetyczna - zakresy długości fal radiowych, mikrofalowych, optycznych

Nazwa	Częstotliwość	
MF Radio	1MHz,	1000,000Hz
HF Radio	10MHz,	10,000,000Hz
VHF Radio	100MHz	100,000,000Hz
Microwaves	10GHz	10,000,000,000Hz
Infrared Light	200THz	200,000,000,000,000Hz!

□ Dla GHz musi być światło !!!

Parametry fali elektromagnetycznej podlegające modulacji

E_0 - amplituda

Φ - faza

P - polaryzacja

λ (ω) - długość fali (częstotliwość)

42. Detektory - rodzaje, parametry (zakresy spektralne, zasilanie)

Detekcja fal

• detekcja liniowa

anteny → pomiar **poła elektrycznego**

$$E_0 e^{-i\omega t}$$

$$E = E_1 + E_2$$

• detekcja nieliniowa

odbiorniki energii

oko, reakcje chemiczne (emulsje fotograficzne),
efekt fotoelektryczny (fotodiody, fotopowielacze)
liczniki fotonów, etc.

→ pomiar **natężenia fali** EM

$$I \propto |E(t)|^2 = |E_0 e^{-i\omega t}|^2 = |E_0|^2$$

Gdy $E = E_1 + E_2$, wtedy w natężeniu pojawiają się człony interferencyjne

$$I \propto |E_1 + E_2|^2 = |E_{10}|^2 + |E_{20}|^2 + E_{10} E_{20}^* e^{-i(\varphi_1 - \varphi_2)} + E_{10}^* E_{20} e^{+i(\varphi_1 - \varphi_2)}$$

Granica optyka ↔ fale radiowe (mm):

- gdy możemy „nadażyć” za zmianami $E(t)$ – fale radiowe
- gdy nie nadążamy i rejestrujemy tylko obwiednię $I \propto |E|^2$ – optyka

Detektory termiczne

Pod wpływem światła zmienia się temperatura elementu aktywnego, co może spowodować zmianę objętości, ciśnienia, przewodnictwa elektrycznego itp.

Elementu proporcjonalnie do zaabsorbowanej energii.

Mniejsza szybkość działania.

Zależne od częstotliwości promieniowania (długości fali)

Detektory fotonowe

Zaabsorbowane fotony (wew lub zewnętrzny efekt fotoelektryczny) powodują mierzalną zmianę rozkładu nośników w elemencie aktywnym.

Większa szybkość działania

Zależność sygnału detektora od częstotliwości promieniowania (długości fali)

• Parametry

Czas narastania i opadania - Odpowiedź detektora na skokową zmianę sygnału optycznego. Czas w którym sygnał zmienia się od 10 do 90% poziomu maksymalnego

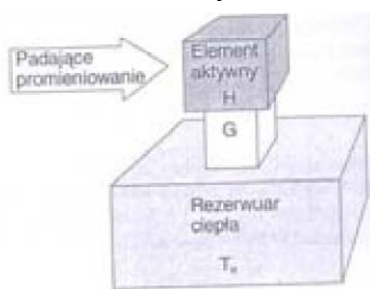
Prąd ciemny - Prąd przy całkowicie zaciemnionym fotodetektorze. Silnie zależy od temperatury, ogranicza pomiar dla słabych sygnałów świetlnych.

Stosunek sygnał-szum SNR - Ogranicza pomiar słabych sygnałów optycznych

Wydajność kwantowa - η = liczba uwolnionych elektronów / liczba padających fotonów

Dynamika - Maksymalny zakres zmian natężenia promieniowania dla którego odpowiedź detektora jest liniowa

• Detektory termiczne



Detektory piroelektryczne - Najszybciej działające detektory termiczne, czułe na szybkość zmian natężenia promieniowania. Światło jest absorbowane przez kryształ ferromagnetyczny z trwałym momentem dipolowym umieszczony między okładkami kondensatora. Pod wpływem ciepła zmienia się polaryzacja i powstaje ładunek powierzchniowy. Różnica potencjałów między okładkami mówi o zaabsorbowanej energii.

- **Detektory fotonowe**

Próżniowe

- fotokomórka
- fotopowielacz

Półprzewodnikowe

- fotodioda
- fotorezystor
- fototranzystor
- fotoogniwo

Fotokomórki próżniowe - Fotony wybijają elektrony z materiału fotoczułego pokrywającego fotokatodę w *zewnętrznym efekcie fotowoltaicznym*.

Fotopowielacze:

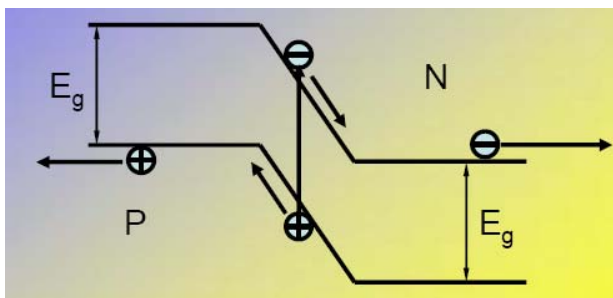
Bardzo czułe – zliczanie fotonów

Duże rozmiary

Zasilanie od kilkuset do kilku tysięcy voltów

Zakres pracy – zwykle $\lambda < 1,1 \mu\text{m}$

- **Fotodioda p-n**



Złącze p-n spolaryzowane w kierunku zaporowym.

Pod wpływem fotonu o energii większej od E_g generacja pary elektron-dziura w obszarze złącza.

Mała sprawność, mała szybkość działania.

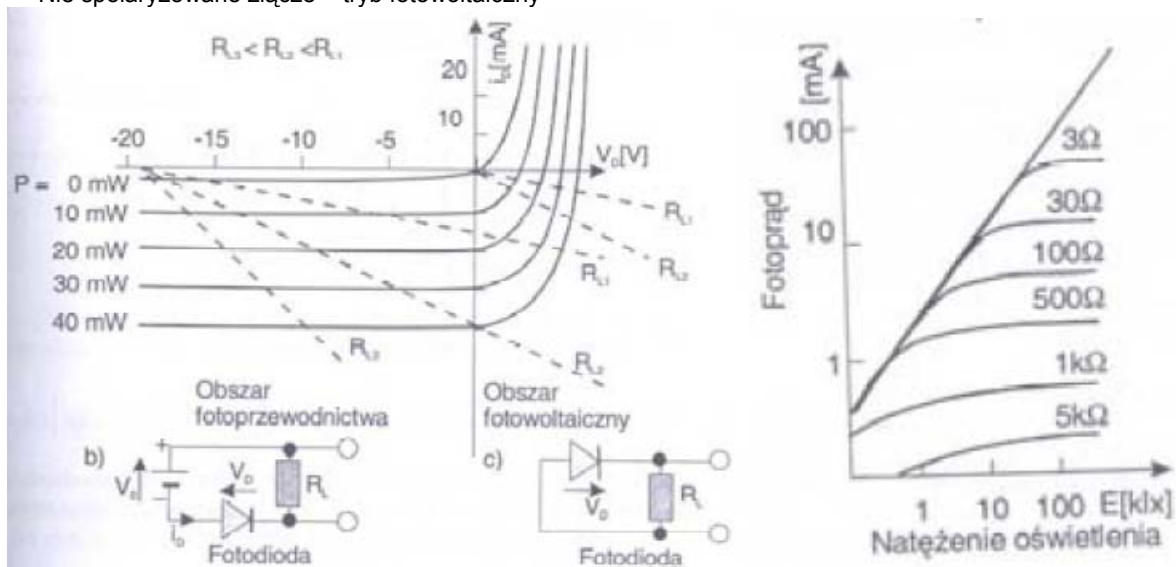
W stanie ciemnym (przy braku oświetlenia) przez fotodiode płynie tylko prąd ciemny, będący prądem wstecznym złącza określonym przez termiczną generację nośników.

Oświetlenie złącza powoduje generację dodatkowych nośników i wzrost prądu wstecznego złącza, proporcjonalny do natężenia padającego promieniowania.

Może pracować w dwóch trybach:

Spolaryzowane w kierunku zaporowym – tryb fotoprzewodnictwa

Nie spolaryzowane złącze – tryb fotowoltaiczny



- **Fotodioda PIN**

Złącze p-n spolaryzowane w kierunku zaporowym.

Obszar złącza „poszerzony” za pomocą półprzewodnika samoistnego

Duża sprawność, Duża szybkość działania

- **Fotodiody „specjalne”**

- Lawinowe (APD)

Bardzo duża czułość (sprawność kwantowa większa niż 1)

Szybkość porównywalna z diodami PIN

Zasilane wysokim napięciem

- Shottkyego

Bardzo szybkie (złącze metal półprzewodnik) – 100GHz

Mała czułość („płytkie” złącze)

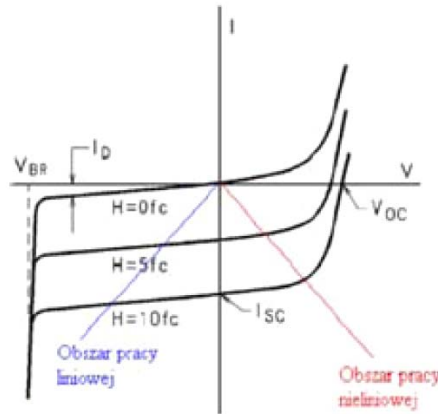
- Fotoogniwo

Złącze p-n o bardzo dużej powierzchni

Generacja par elektron-dziura powoduje powstanie SEM na elektrodach ogniwa

- Fotodioda lawinowa jest elementem pracującym w zakresie przebiecia lawinowego złącza pn.
- Fotodioda lawinowa jest najbardziej czułym, półprzewodnikowym detektorem światła. Fotoprąd jest tak duży, jak w zwykłej fotodiodzie, ale jest wzmacniany w warstwie, gdzie fotoelektrony są przyspieszane przez silne pole elektryczne. Pociąga to za sobą dalsze elektrony, które z kolei pociągają następne. Jest to tak zwany efekt lawinowy. Sygnał jest wzmacniany wewnętrznie ok. 100 razy. Diody lawinowe są czułe na różnice napięcia i temperatury i dlatego muszą być bardzo dokładnie kompensowane.

Należy pamiętać, żeby fotodioda pracowała w liniowym zakresie pracy, co wiąże się z jej odpowiednią polaryzacją w kierunku zaporowym.



- **Fotorezystor**

Fotorezystorem nazywa się element półprzewodnikowy bezzłączowy, który pod wpływem promieniowania świetlnego silnie zmienia swoją rezystancję. Część roboczą (światłoczułą) fotorezystora stanowi cienka warstwa półprzewodnika osadzona na podłożu dielektrycznym wraz z elektrodami metalowymi doprowadzającymi prąd ze źródła zewnętrznego.

– **podział**

- Siarczek kadmu CdS – czuły na światło widzialne
- Selenek kadmu CdSe – czuły na światło podczerwone

– **parametry**

- Rezystancja przy oświetleniu $E = 10\text{lx}$
- Rezystancja przy oświetleniu $E = 100\text{lx}$
- Rezystancja ciemna po 1 sekundzie
- Czułość maksymalna dla długości fali
- Dopuszczalna moc maksymalna
- Czas przełączania

- **Fototranzystory**

– **zasada działania**

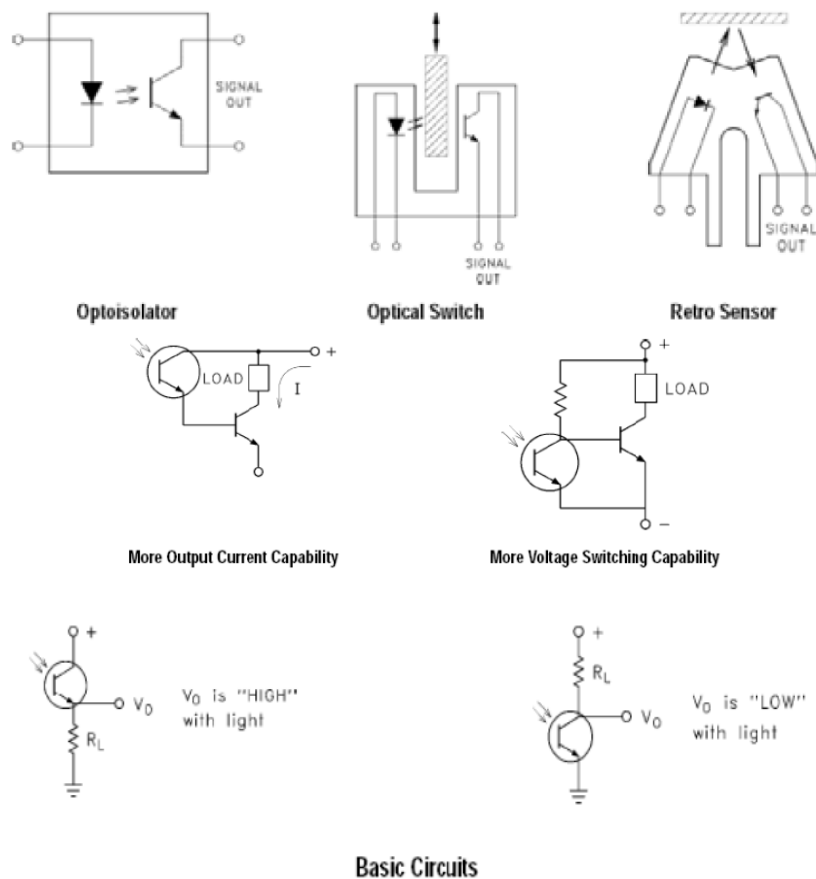
- Działają jak zwykłe tranzystory
- W obudowie okno umożliwiające podświetlenie bazy
- Padające promieniowanie na bazę spolaryzowanego fototranzystora powoduje powstanie nośników

– **podział ze względu na:**

- długość fali promieniowania, na które czuły jest fototranzystor
- obudowy – przezroczyste, ciemne
- dodatkowe elementy wewnętrzne

– **parametry**

- Maksymalne napięcie U_{ce}
- Prąd świecenia przy odpowiednim napięciu U_{ce} oraz natężeniu promieniowania
- Kąt detekcji
- Maksymalny prąd kolektora I_c
- Rodzaj obudowy (czarna, przezroczysta)
- Charakterystyka czułości
- Czas narastania/opadania



Sensory optyczne -porównanie

- Najczęściej używanymi sensorami optycznymi są fotodiody PIN oraz fototranzystory, rzadziej fotorezystory
- Fotodiody PIN mają szerokie pasmo działania i niskie szumy (mają lepsze parametry od zwykłych fotodiod)
- Fototranzystory są bardziej czułe na promieniowanie, od razu wzmacniają sygnał. Są jednak nieco wolniejsze, bardziej szumią
- Fotodiody lawinowe są najczulsze ze wszystkich elementów, wymagają jednak kompensacji temperatury i napięcia, są drogie
- Fotorezystory są również czułymi elementami, są jednak wolne. Zaletą jest niski koszt.

43. Diody elektroluminescencyjne i lasery (parametry, zakresy spektralne zasilanie)

Dioda elektroluminescencyjna (LED), dioda półprzewodnikowa złączowa (ze złączem p-n), emitująca promieniowanie elektromagnetyczne w wyniku zamiany energii nośników prądu (elektronów, dziur) na energię promieniowania (fotonów) w procesie rekombinacji promienistej. Emisja promieniowania następuje podczas przepływu prądu przez diodę polaryzowaną w **kierunku przewodzenia**. Natężenie, a także światłość i moc promieniowania DEL są w szerokim zakresie wprost proporcjonalne do wartości tego prądu, natomiast długość fali promieniowania zależy od rodzaju (w tym składu, domieszek) półprzewodnika.

LED -parametry

- Długość fali emitowanego promieniowania
- Natężenie światła
- Prąd przewodzenia (typowy, maksymalny)
- Kąt świecenia
- Napięcie przewodzenia

Połączenie dwóch diod LED przeciwnie pozwala na uzyskanie diody dwukolorowej. W zależności od kierunku przepływu prądu dioda świeci na różny kolor.

Zalety diod elektroluminescencyjnych:

- mały pobór prądu
- mała wartość napięcia zasilającego
- duża sprawność
- mała moc strat
- małe rozmiary
- duża trwałość
- duża wartość luminacji

LASERY

Właściwości	LED	Diody laserowe	Diody laserowe jednomodowe
Szerokość widmowa [nm]	20-100	1-5	<0,2
Czas narostu [ns]	2-250	0,1-1	0,05-1
Pasmo modulacji [MHz]	<300	2000	6000
Sprawność sprzęgania ¹⁾	bardzo mała	średnia	duża
Pasujące włókno	wielomodowe SI ²⁾ wielomodowe GRIN ³⁾	wielomodowe GRIN jednomodowe	jednomodowe
Czułość temperaturowa	mała	duża	duża
Złożoność obwodu	prosty	złożony	złożony
Czas życia [h]	10 ⁵	10 ⁴ -10 ⁵	10 ⁴ -10 ⁵
Koszt	mały	duży	największy
Główne zastosowania	linie średniej długości, średnie szybkości transmisji danych	długie linie, duże szybkości transmisji danych	bardzo długie linie, bardzo duże szybkości transmisji danych

Light **Amplification** by Stimulated Emission of Radiation

1. LASERY GAZOWE

- LASERY ATOMOWE
- LASERY JONOWE
- LASERY MOLEKULARNE
- LASERY EKSCYMEROWE

2. LASERY NA CIELE STAŁYM

- LASERY POMPOWANE LAMPAMI WYŁADOWCZYMI
- LASERY POMPOWANE LASERAMI PÓLPRZEWODNIKOWYMI !!!
- LASERY ŚWIATŁOWODOWE !!!

3. LASERY PÓLPRZEWODNIKOWE !!!

4. LASERY BARWNIKOWE

5. LASERY NA SWOBODNYCH ELEKTRONACH

6. LASERY CHEMICZNE

Cechy promieniowania laserowego

Duża gęstość energii

Wąskie widmo (monochromatyczność)

Dobra jakość wiązki (quasi-równoległa)

Koherencja (zdolność fali do interferencji z samą sobą - spójność):

- czasowa (stabilność fazy w czasie)
- przestrzenna (stabilność frontu falowego w czasie)

Pompowanie jest wzbudzaniem atomów, cząsteczek umożliwiającym uzyskanie inwersji obsadzeń.

Sposoby pompowania:

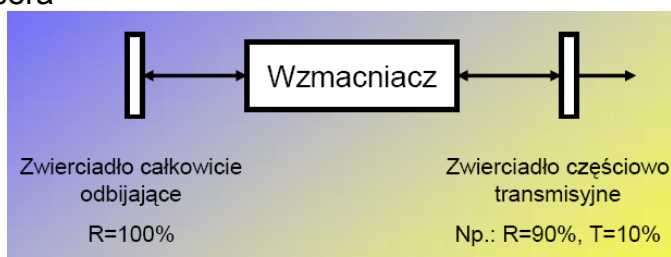
Elektryczne – zderzenia z elektronami podczas wyładowania

Optyczne – oświetlenie ośrodka promieniowaniem o odpowiedniej długości fali

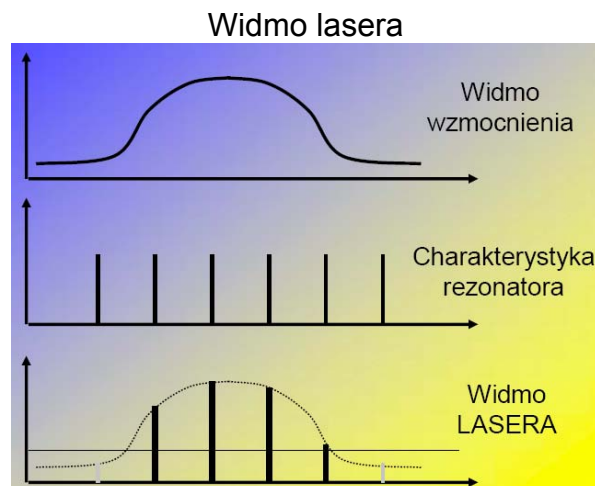
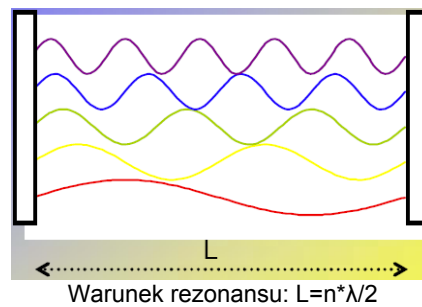
Elektryczne – wstrzykiwanie nośników mniejszościowych w obszar złącza półprzewodnikowego

Reakcje chemiczne, rozprężanie adiabatyczne....

Budowa typowego lasera



Rezonator Fabry-Perota - Rezonator taki stanowi dodatnie sprzężenie zwrotne w laserze tylko dla określonych długości fali – w rezonansie



• Lasery He-Ne

Typowa rura lasera He-Ne:

- Wypełniona He i Ne w stosunku 5:1 do 20:1
- Ciśnienie – dziesiąte części kPa
- Długość – od 10cm do 100cm
- Średnica – 2mm – 8mm
- Typowy prąd przy wyładowaniu ciągłym jarzeniowym od 5 do 100 mA
- Rezonatory wewnętrzne i zewnętrzne
- Emitowane światło jest spolaryzowane liniowo

- Ok. 30 linii emisyjnych (od 593,9 nm do 3,39 μm)
- Szeroko stosowane ze względu na:
 - Łatwość obsługi
 - Prostota konstrukcji
 - Niezawodność działania.
- Typowe parametry:
 - Najczęściej wykorzystywana długość fali 632,82 nm
 - Moc – 0,5 – 50 mW
 - Średnica wiązki – 0,5 – 2,0 mm
 - Rozbieżność wiązki – 0,5 – 2 mrad
 - Stabilność – 5%/h
 - Długość koherencji – od 0,1 m do kilku m,
 - Trwałość – do 20 000h
 - Sprawność na ogół nie przekracza 0,1%

• Lasery molekularne

Cząsteczki charakteryzują się większą różnorodnością poziomów energetycznych niż atomy. Poprzez wzbudzenie cząsteczek do wyższych poziomów elektronowych uzyskuje się akcje laserowe nawet w obszarze UV. Podczerwień i daleka podczerwień jest dostępna dzięki przejściom między stanami oscylacyjno-rotacyjnymi w cząsteczkach.

• Lasery CO₂

Ogromna wydajność (jak na laser gazowy) – ok. 40%).

Możliwe linie emisyjne ok. 9,4 μm i 10,4 μm .

Z rury o długości 1 m uzyskuje się moc 50 W.

Zastosowanie przepływu gazów pozwoliło uzyskać 1 kW

Przy pracy impulsowej można uzyskać wzrost mocy do 1MW.

Przy wysokich ciśnieniach – strojenie w zakresie kilku mikrometrów w obszarze 10 μm .

- **Lasery ekscymerowe**

Lasery ekscymerowe należą do klasy laserów emitujących w UV. Ośrodkiem aktywnym są cząsteczki będące stabilne wyłącznie w stanach wzbudzonych (ekscymery – w skład cząsteczki wchodzi atomy tego samego pierwiastka, ekscypleksy – atomy różnych pierwiastków).

Wykorzystywane pierwiastki – gazy szlachetne – He, Ar, Ne, Kr, Xe.

Przykładowe długości fali – $\Delta\lambda = 5\text{nm}$, $\lambda_{\text{max}} = 172,5\text{ nm}$ – laser ksenonowy $\lambda = 193\text{ nm}$ - laser ArF – jedna z najkrótszej długości fali możliwych do uzyskania i to z dużą wydajnością energetyczną.

Pompowanie: wysokoenergetyczną wiązką elektronów lub wysokoprądowym wyładowaniem elektrycznym.

- **Lasery cieczowe**

Lasery barwnikowe – ośrodek czynny – roztwór organicznych związków nieorganicznych.

Pasma absorpcji – $200\text{ nm} - 1000\text{ nm}$.

Szerokie pasmo emisji – dowolna długość fali laserowej od ultrafioletu do bliskiej podczerwieni (przy zmianie barwników) w sposób ciągły, np. Rodamina 6G emituje w zakresie od 540 nm do 620 nm .

Efektywne źródła piko i femto sekundowych impulsów.

- **Lasery na ciele stałym**

Laser tytanowo-szafirowy - Stosowane jako domieszka w światłowodach

- **Lasery półprzewodnikowe**

Krzem nie ma znaczenia - **przerwa energetyczna skośna** – nie świeci w normalnych warunkach

Główną grupę półprzewodników używanych do budowy laserów półprzewodnikowych stanowią związki **A_{III}B_V**

A – Ind, Ga, In; In, Ga, Al (gr. III układu okresowego)

B – Arsen, Fosfor, Azot; As, P, N (gr. V układu okresowego)

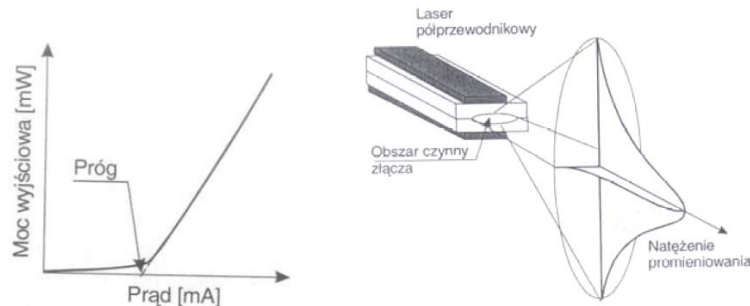
Szerokość przerwy zabronionej określa energię generowanego fotonu

Podstawowy typ laserów w optoelektronice, bo:

Łatwość modulacji natężenia promieniowania, Niewielkie napięcie zasilania, małe wymiary, Duże moce wyjściowe

Wady:

Trudności w zbudowaniu laserów świecących w przedziale widzialnym od niebieskiego do zielonego.



44. Wyświetlacze CRT, plazmowe, LCD - zasada działania

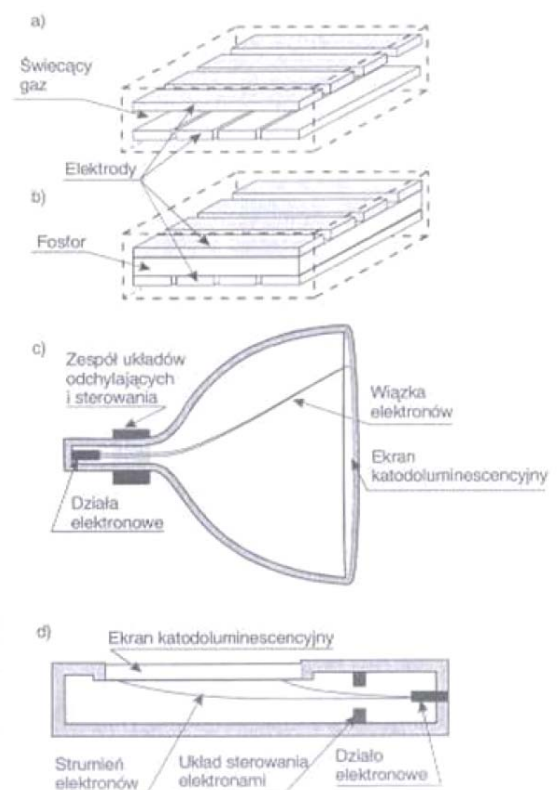
Typy wyświetlaczy:

Macierzowe uniwersalne wskaźniki alfanumeryczne, których działanie oparte jest na wyładowaniu w gazach, luminescencji (elektroluminescencji) półprzewodników czy aktywności optycznej kryształów

- przenośne ekrany służące do zobrazowania informacji, najczęściej ciekłokrystaliczne
- wielkoformatowe wyświetlacze do zastosowań telewizyjnych, które można łączyć w jeszcze większe ekrany

Inny podział: Aktywne i Pasywne

Pasywne wyświetlacze zmieniają padające na nie lub przechodzące przez nie promieniowanie w obszarze aktywnym, dzięki takim efektom jak: rozpraszanie, absorpcja, zmiana płaszczyzny polaryzacji itd. LCD, *Liquid Crystal Display*, należą do tej grupy.

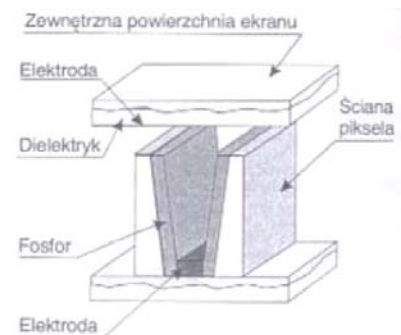


Wyświetlacze plazmowe – *Plasma Display Panel - PDP*

PDP składa się z dwu warstw prostopadle zorientowanych elektrod w odległości ułamka milimetra, między którymi znajduje się mieszanina gazów, zwykle neonu i ksenonu. Przyłożenie napięcia do elektrod powoduje wyładowanie i świecenie gazu w miejscu krzyżowania elektrod. Świecenie gazu w obszarze UV wywołuje świecenie luminoforu na odpowiednie kolory RGB (tak jak w CRT)

Zalety: duży kąt widzenia i duży kontrast (2x większe niż CRT), duże rozmiary np. 70" i odporność na zakłócenia elektromagnetyczne

Wady: wielkość piksela (0,8 do 1,1mm), trudności z czernią i bielą.



Wyświetlacze elektroluminescencyjne

W budowie wyświetlaczy elektroluminescencyjnych wykorzystuje się tzw. klasyczną elektroluminescencję materiałów półprzewodnikowych świejących pod wpływem zmiennego lub stałego prądu.

Używane materiały to:

Fosfor z domieszką:

ZnS:Mn – czerwony

ZnS:Tb – zielony

(Mg, Ba) Al₂S₄:Eu – niebieski

W celu uzyskania innych kolorów: inne domieszki pierwiastkami ziem rzadkich oraz ich związkami.

Zalety: duża trwałość (1000h)

Wady: duży pobór mocy, mała sprawność, trudności z uzyskaniem pełnej gamy kolorów

Wyświetlacze katodoluminescencyjne – *Cathode Ray Tube – CRT*

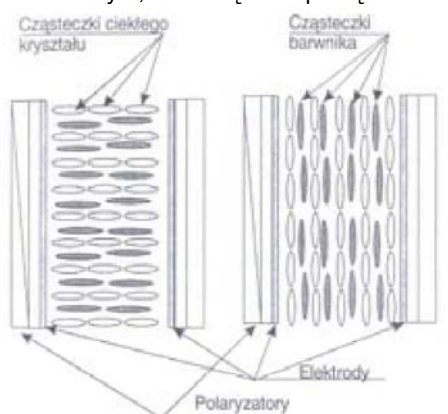
Świecenie materiału przy wzbudzeniu wiązką elektronów – wykorzystywane w klasycznych telewizorach i monitorach. Działa elektronowe – przyspieszanie elektronów w polu elektrycznym – płytki odchylające – ekran (cienka folia aluminiowa - 0.1 μ m i warstwa fosforu). Barwne ekrany pokryte są luminoforem (ZnxCd1-xS – zielony, ZnS:Ag – niebieski, Y₂O₂S:Eu,Tb)

Standardowy ekran CRT TV w Europie ma obraz złożony z 625 linii (PAL), w USA 525 linii (system NTSC).

Nowy standard High-Definition CRT ma 1125 linii – obraz z 2 półramek wyświetlanych naprzemiennie. W Europie częstotliwość odświeżania wynosi 25 Hz.

Wyświetlacze ciekłokrystaliczne – *Liquid Crystal Display – LCD*

Ciekły kryształ – ciecz posiadające niektóre właściwości kryształu – odrębny stan skupienia – mezofaza – coś pomiędzy ciałem stałym, a cieczą izotropową.



Zalety:

- Łatwość obsługi
- Niewielkie wymagania energetyczne (do wysterowania wystarczy kilka V i pojedyncze mA)
- Dobry kontrast obrazu
- Brak części ruchomych – duża niezawodność
- Cecha Charakterystyczna: działają dzięki transmisji lub odbiciu światła, a nie emisji

Wady:

- Stosunkowo duże czasy przełączania
- Silna zależność parametrów od temperatury

