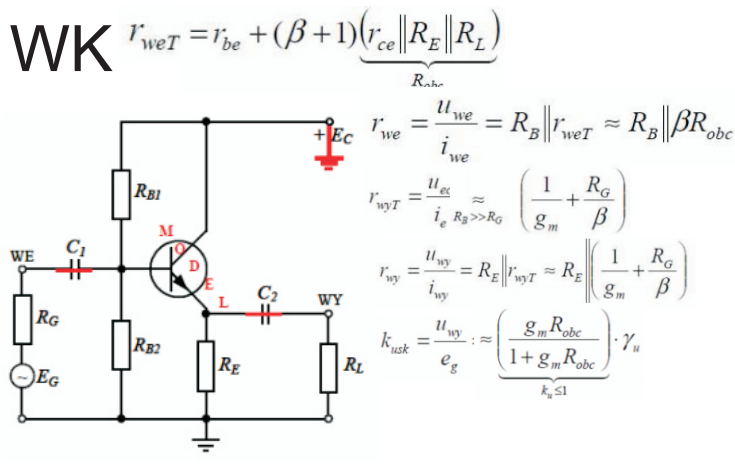
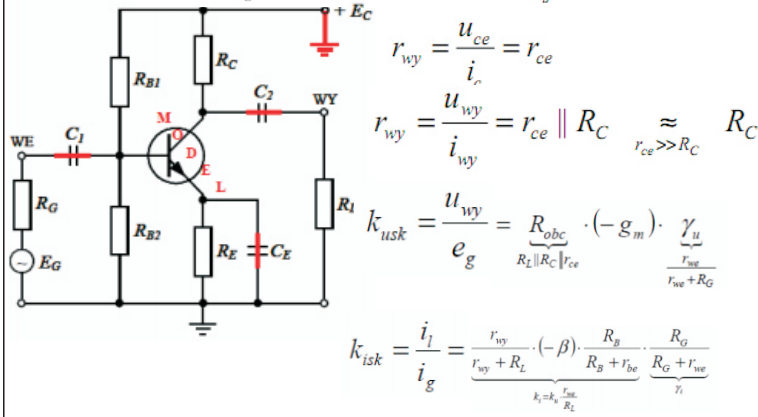


1. Podstawowe wzmacniacze tranzystorowe

WE $r_{weT} = \frac{u_{be}}{i_b} = r_{be}$ $r_{we} = \frac{u_{we}}{i_{we}} = \frac{R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel r_{be}}{R_B} \approx r_{be}$ $R_B \gg r_{be}$



Parametr	KONFIGURACJA		
	WE	WK	WB
Wzmocnienie napięciowe k_u	$-g_m R_{obc}$ (duże)	≤ 1	$g_m R_{obc}$ (duże)
Max wzmocnienie prądowe ($R_L = 0$) k_i	$\approx -\beta$ (duże)	$\approx (\beta + 1)$ (duże)	≤ 1
Rezystancja wejściowa r_{we}	$\approx r_{be}$ (średnie)	$\approx R_B \parallel \beta R_{obc}$ (duże zależy od R_L)	$\approx r_{eb} = \frac{1}{g_m}$ (małe)
Rezystancja wyjściowa r_{wy}	$\approx R_C$ (duże)	$\approx R_E \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_G}{\beta} \right)$ (małe zależy od R_G)	$\approx R_C$ (duże)

Wartość dolnej częstotliwości granicznej będzie zależała od wzajemnego usytuowania biegunów składowych częstotliwości.

Gdy istnieje biegun dominujący, tzn. większy od największego z pozostałych o co najmniej dwie oktawy (4 razy) to f_d przyjmuje wartość:

$$f_d \approx f_{\max}$$

Gdy wszystkie bieguny nie są od siebie odległe (wzajemne oddalenie mniejsze niż 2 oktawy) to f_d przyjmuje wartość:

$$f_d \approx 1,1 \sqrt{f_1^2 + f_2^2 + \dots + f_n^2} \quad n - \text{ilość biegunów}$$

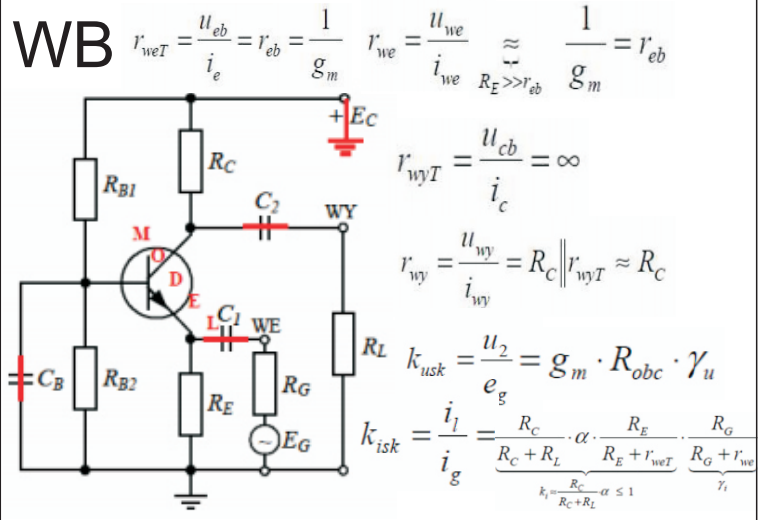
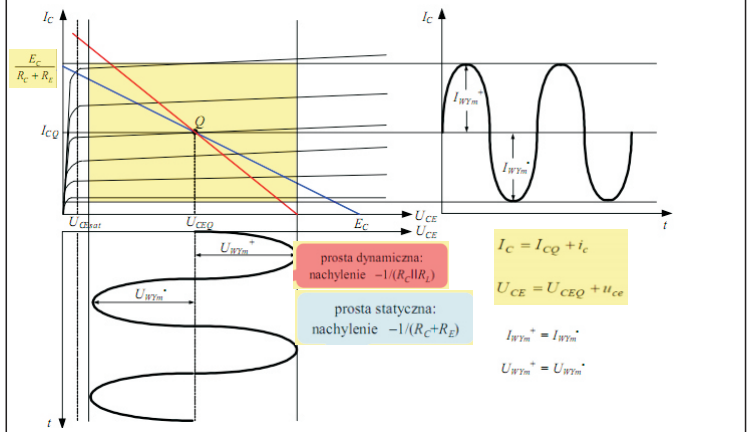
Gdy bieguny są sobie równe to f_d przyjmuje wartość:

$$f_d \approx \frac{f_1}{\sqrt[3]{2} - 1}$$

Szacowanie punktu pracy

Tranzystor w układzie wzmacniacza:

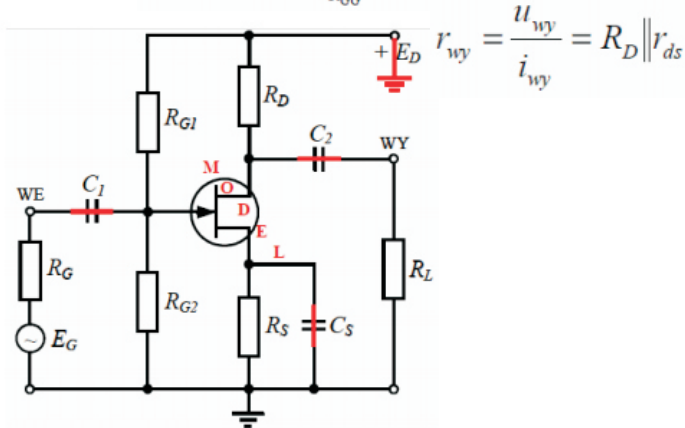
- ustalony p...p. dostosowany do amplitudy wzmacnianego sygnału,
 - sygnał wyjściowy powinien być nieznkształcony,
- Prosta pracy** to linia na charakterystyce wyj. po której przemiesza się p.p. gdy zmieniają się jego warunkiysterowania.



KONFIGURACJA		
WE	WK	WB
$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot c_{we} \cdot r_{we} \parallel R_G}$	$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_G \parallel R_E \cdot \left(c_{be} + \frac{c_{bc}}{g_m \cdot r_{ce} \parallel R_E \parallel R_L} \right)}$	$f_{s2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_L \parallel R_C \cdot c_{bc}}$
(średnia)	(duża)	(b. duża) do f_T

WS

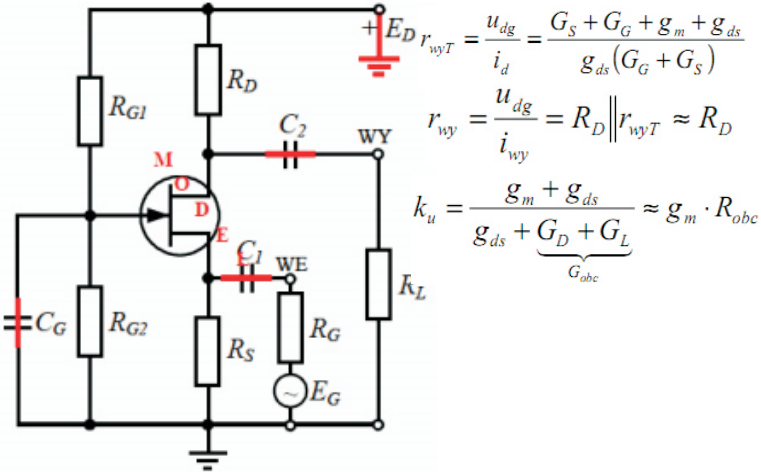
$$r_{we} = \frac{u_{we}}{i_{we}} = \underbrace{R_{G1} \parallel R_{G2}}_{R_{GG}} \parallel r_{weT} \approx R_{GG}$$



$$k_{usk} = \frac{u_{wy}}{e_g} = \underbrace{R_L \parallel R_D \parallel r_{ds}}_{R_{obc}} \cdot (-g_m) \cdot \underbrace{\gamma_u}_{\frac{r_{we}}{r_{we} + R_G}}$$

WG

$$r_{weT} = \frac{u_{sg}}{i_s} \approx \frac{1}{g_m} \quad r_{we} = \frac{u_{we}}{i_{we}} = R_S \parallel r_{weT} = \frac{1}{G_S + g_m}$$



$$r_{wyT} = \frac{u_{dg}}{i_d} = \frac{G_S + G_G + g_m + g_{ds}}{g_{ds}(G_G + G_S)}$$

$$r_{wy} = \frac{u_{dg}}{i_{wy}} = R_D \parallel r_{wyT} \approx R_D$$

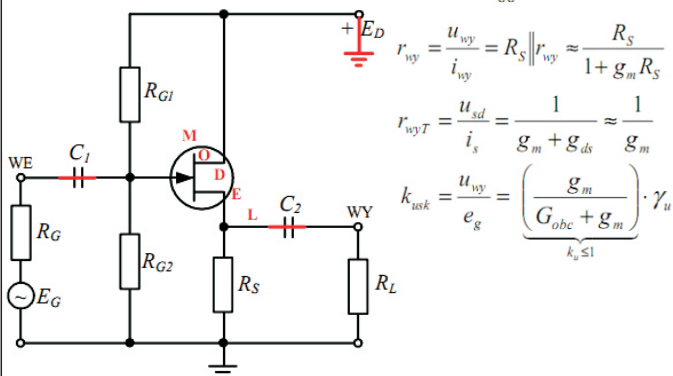
$$k_u = \frac{g_m + g_{ds}}{g_{ds} + \underbrace{G_D + G_L}_{G_{obc}}} \approx g_m \cdot R_{obc}$$

układ ze względu na niewykorzystanie właściwości tranzystorów polowych – dużej r_{gs} , jako samodzielny wzmacniacz praktycznie nie stosowany.
układ wykorzystywany w tzw. układach kaskodowych

WD

$$r_{weT} = \infty$$

$$r_{we} = \frac{u_{we}}{i_{we}} = \underbrace{R_{G1} \parallel R_{G2}}_{R_{GG}} \parallel r_{weT} \approx R_{GG}$$



$$r_{wy} = \frac{u_{wy}}{i_{wy}} = R_S \parallel r_{wyT} \approx \frac{R_S}{1 + g_m R_S}$$

$$r_{wyT} = \frac{u_{sd}}{i_s} = \frac{1}{g_m + g_{ds}} \approx \frac{1}{g_m}$$

$$k_{usk} = \frac{u_{wy}}{e_g} = \left(\frac{g_m}{G_{obc} + g_m} \right) \cdot \gamma_u \quad k_u \leq 1$$

Parametr	KONFIGURACJA		
	WS	WD	WG
Wzmocnienie napięciowe k_u	$-g_m R_{obc}$	≤ 1	$g_m R_{obc}$
Rezystancja wejściowa R_{we}	$\approx R_{GG}$	$\approx R_{GG}$	$\frac{1}{G_S + g_m}$
Rezystancja wyjściowa R_{wy}	$R_D \parallel r_{ds}$	$\frac{R_S}{1 + g_m R_S}$	$\approx R_D$

Efekt Millera

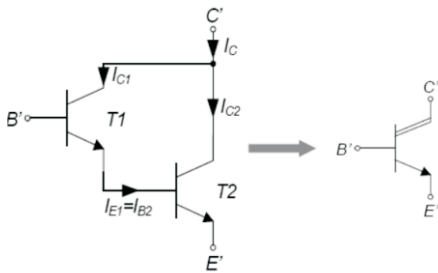
Zjawisko zwielokrotniania pojemności (ogólnie amplitancji) między wejściem i wyjściem wzmacniacza, w stosunku zależnym od k_u .

W układzie o wspólnym kolektorze słaby wpływ efektu Millera, gdyż kolektor tranzystora jest połączony z niskorezystywnym źródłem zasilania

W układzie o wspólnej bazie nie ma oddziaływania wyjścia wzmacniacza na wejście przez pojemność C_{kb} , gdyż baza ma ustalony potencjał.

2. Wzmacniacze prądu stałego i szerokopasmowe

Układ Darlingtona



Układ Darlingtona - układ wzmacniacza na tranzystorach bipolarnych o szczególnie dużym wzmacnieniu, w którym emiter tranzystora w stopniu wstępnym połączony jest galwanicznie z bazą drugiego stopnia wzmacniającego, a kolektory obu tranzystorów są połączone ze sobą. Prąd emitera pierwszego tranzystora równy jest więc prądowi bazy drugiego, a prądy kolektorów obu tranzystorów sumują się.

Współczynnik wzmacnienia $\beta_{\text{Darlington}}$ układu jest iloczynem współczynników wzmacnienia obu tranzystorów wchodzących w skład układu:

$$\beta' = \beta_1 + \beta_2(\beta_1 + 1) \approx \beta_1\beta_2$$

Wadą takiego układu jest podwyższone napięcie polaryzacji bazy pierwszego tranzystora względem emitera drugiego, które jest sumą napięć polaryzacji obu tranzystorów składowych:

$$V_{BE} = V_{BE1} + V_{BE2}$$

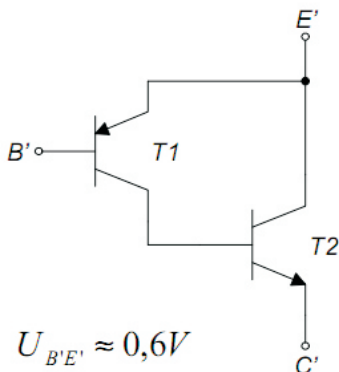
Problemem jest również wolniejsze przełączanie się. Pierwszy tranzystor nie może aktywnie hamować prądu bazy drugiego, więc układ wolniej wyłącza się. By to zniwelować, rezystancja bazy drugiego tranzystora jest często rzędu kilkuset omów.

Układ ma też większe przesunięcie fazy przy wysokich częstotliwościach w porównaniu z pojedynczym tranzystorem, co obniża jego stabilność.

Układ stosowany gdy potrzebne duże wzmacnienie prądowe (np. do WK).

$$r_{we} = 2r_{be1} = 2\beta' \frac{\varphi_T}{I_C}$$

Układ Sziklaiego



Układ Sziklaiego – układ wzmacniacza oparty na tranzystorach bipolarnych o bardzo dużym wzmacnieniu, podobny do układu Darlingtona, w którym zastosowane są jednak tranzystory o przeciwstawnej (komplementarnej) polaryzacji, tzn. np. pierwszy z nich (sterujący, na rysunku obok oznaczony T1) jest p-n-p, a drugi n-p-n.

Emiter tego pierwszego tranzystora połączony jest z kolektorem drugiego, natomiast kolektor pierwszego tranzystora steruje wprost bazą drugiego.

Całość w układzie jak na rysunku obok zachowuje się jak pojedynczy tranzystor n-p-n o znacznym wzmacnieniu. Wynikowy tranzystor Sziklaiego swój kolektor ma tam, gdzie jest emiter tranzystora T2.

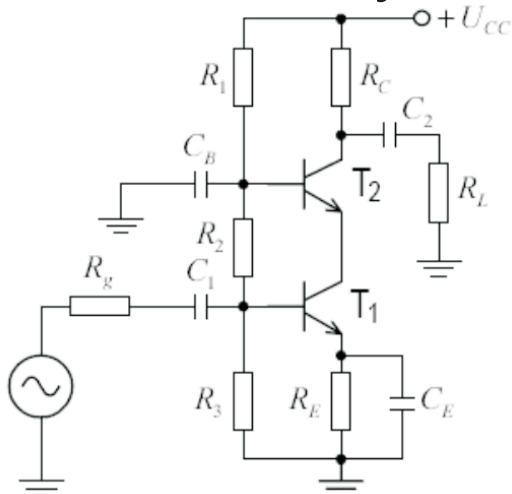
Układ Sziklaiego eliminuje jedną z wad układu Darlingtona, polegającą na potrzebie stosowania podwyższonego (de facto podwojonego) napięcia polaryzującego pierwszy stopień wzmacniacza.

$$\beta' \approx \beta_1\beta_2$$

$$r_{we} = r_{be1} = \beta' \frac{\varphi_T}{I_C}$$

$$r_{wy} = \frac{1}{2} r_{ce2}$$

Układ kaskody



T1 pracuje w konfiguracji OE

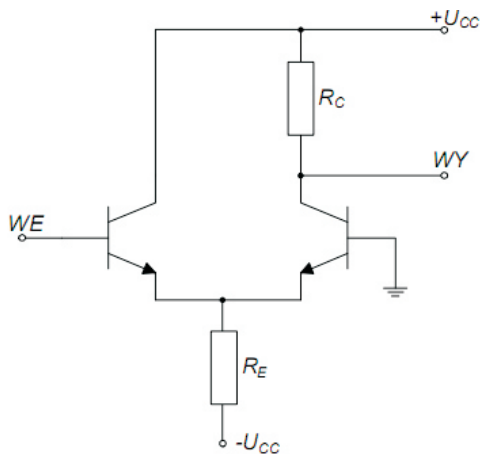
T2 pracuje w konfiguracji OB ze sterowaniem prądowym

- bardzo małe oddziaływanie wyjścia układu na jego wejście
- szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości
- duża liniowość charakterystyki przejściowej
- Efekt Millera jest niezauważalny, zatem wartość górnej częstotliwości granicznej jest duża

$$r_{we} = r_{beT1} \quad r_{wy} = R_C \quad f_{gr} \approx f_T$$

$$k_{uT1T2} = -g_m R_C$$

Układ WK-WB



T1 pracuje w konfiguracji WK

T2 pracuje w konfiguracji WB ze sterowaniem napięciowym

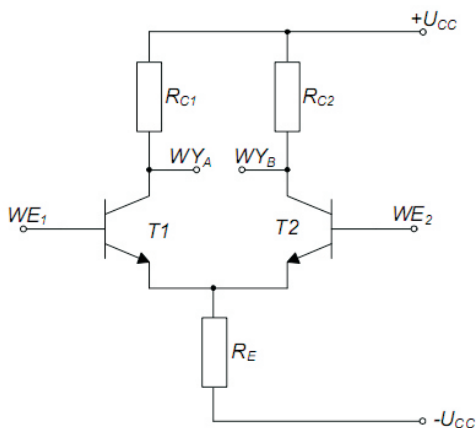
Wzmacniacz w konfiguracji WK ma dużo większą częstotliwość graniczną w porównaniu do układu WE. Dlatego układ charakteryzuje się bardzo dobrymi właściwościami częstotliwościowymi (porównywalnie z kaskodą).

Wzmocnienie napięciowe zapewnia stopień WB. Lecz jest ono mniejsze niż dla kaskody.

Zaletą układu jest kompensacja zmian temperaturowych napięcia UBE (ograniczony wpływ temperatury) tranzystorów co nie występuje w kaskodzie. Takie rozwiązanie układowe jest stosowane w technice scalonej.

$$k_u = \frac{1}{2} G_m R_C \quad r_{we} = 2r_{be} \quad r_{wy} \approx R_C$$

Wzmacniacz różnicowy



Podstawowa cecha w.r. jest zdolność wzmacniania różnicy wartości sygnałów wej. (tzw. różnicowych), tłumienia natomiast ich wspólnej części (tzw. wspólnych) – możliwe jest zatem wzmacnianie małych sygn. różnicowych na tle dużych sygn. wspólnych.

– wzmocnienie różnicowo – różnicowe (powszechn. wzmocnienie różnicowe):

$$K_{UR} = \frac{U_{wyr}}{U_{wer}} \quad \text{przy} \quad U_{wes} = 0$$

– wzmocnienie różnicowo – sumacyjne (powszechn. wzmocnienie sumacyjne):

$$K_{US} = \frac{U_{wyr}}{U_{wes}} \quad \text{przy} \quad U_{wer} = 0$$

Wzmocnienia KUR i KUS są parametrami wzmacniacza różnicowego, na których podstawie określa się dodatkowy parametr – współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego CMRR (ang. Common Mode Rejection Ratio). Współczynnik ten jest miarą jakości wzmacniacza różnicowego.

$$CMRR = \frac{K_{UR}}{K_{US}}$$

Sprężenie emiterowe (dodanie rezystorów w obwodach emitorowych tranzystorów) pozwala na zwiększenie zakresu liniowej pracy układu, jednak jednocześnie zmniejsza wzmocnienie różnicowe

symetryczny:

$$\begin{aligned} r_{wy} &= \frac{R_C r_{ce}}{R_C + r_{ce}} \approx R_C & CMRR &= \frac{K_{UR}}{K_{US}} = \infty \\ r_{wer} &= 2r_{be} & K_{UR} &= -g_m (R_C \parallel r_{ce}) \\ r_{wes} &= \frac{r_{be}}{2} + (\beta + 1)R_E & K_{US} &= 0 \end{aligned}$$

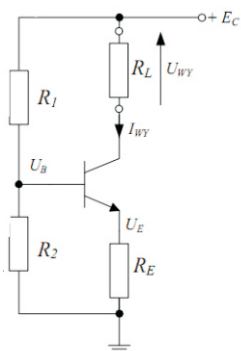
niesymetryczny:

$$\begin{aligned} K_{UR} &= -\frac{1}{2} g_m (R_C \parallel r_{ce}) \\ K_{US} &= -\frac{R_C}{2R_E} \end{aligned} \quad \boxed{CMRR = \frac{K_{UR}}{K_{US}} \approx g_m R_E}$$

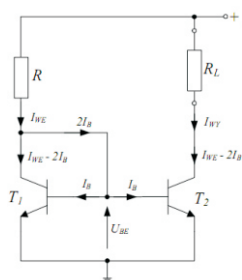
Obciążenie aktywne

Zastąpienie R_e obciążeniem aktywnym pozwala na zwiększenie tłumienia sygnału sumacyjnego oraz zwiększenie wzmocnienia sygnału różnicowego. Obciążenie aktywne można zrealizować na m.in.:

źródło prądowe z potencjometrycznym zasilaniem bazy



układ powielania prądu - LUSTRO PRĄDOWE



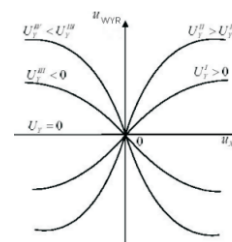
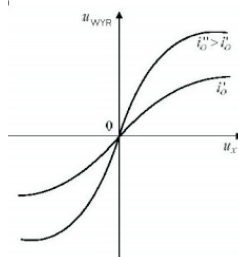
Transkonduktancyjne układy mnożące

1. Dwuściwkowy mnożnik transkonduktancyjny- efekt mnożenia może wystąpić tylko w I i III ćw.
2. Czterociwkowy..-modulator podwójnie zrównoważony

Oba mnożniki mają b.mały zakres napięć wejściowych, przy których układ mnoży dokładnie. Można ten zakres liniowej pracy powiększyć, stosując:

- przetwornik Golberta
- duże R_e

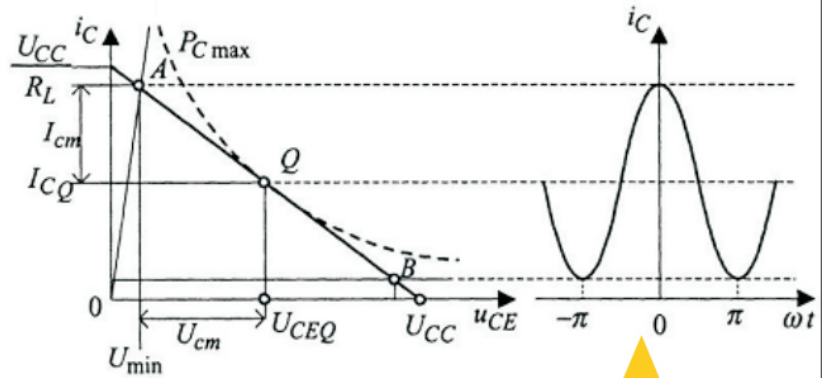
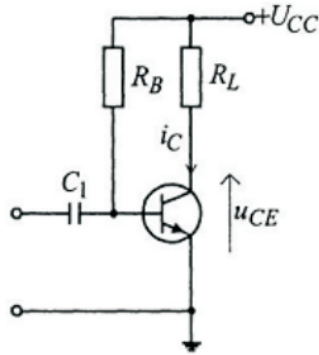
w praktyce stosuje się oba jednocześnie



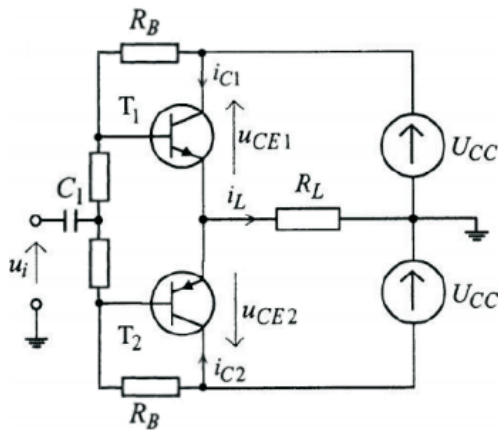
W przetworniku Gilberta stosuje się diody (mające logarytmiczny charakter napięcia od prądu) dla zlinearyzowania eksponentialnego charakteru tranzystora.

3. Wzmacniacze mocy

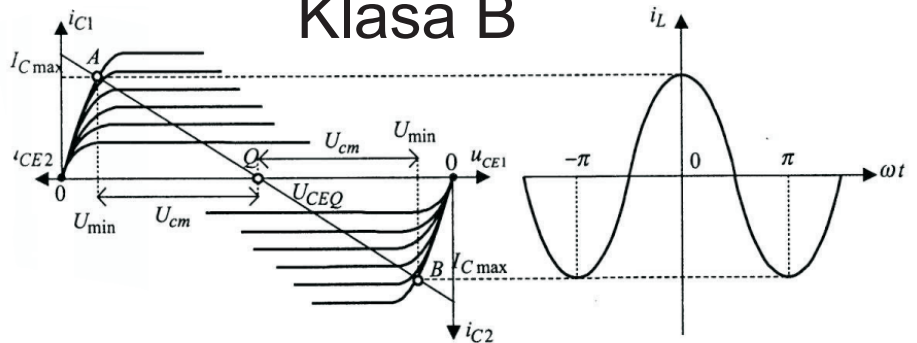
Klasa A



- Tranzystor przewodzi przez cały okres sygnału, kąt przeływu 0 stopni
- Niewielka moc wydzielana do obciążenia, duże straty dla prądu stałego (mała sprawność wzmacniacza na poziomie 25%)
- Punkt pracy dobrany tak, aby nie powstały przesterowania i aby tranzystor się nie zatkał (duża moc tracona przy braku sterowania)



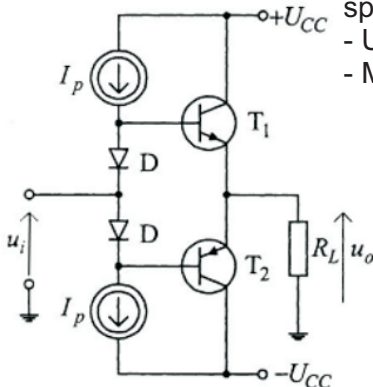
Klasa B



- Każdy z tranzystorów (T1 i T2) przewodzi tylko przez połowę okresu, kąt przeływu π
- Punkt pracy tranzystorów w pobliżu odcięcia prądu - niewielka moc tracona przy braku sterowania (niewielki spoczynkowy prąd kolektora)
- Duża sprawność energetyczna przy pełnym sterowaniu (65%-70%)
- Duże zniekształcenia skrośne przy małych amplitudach (związane z nieliniowością tranzystora w tym obszarze)

Klasa AB

- Każdy z tranzystorów (T1 i T2) przewodzi przez większą część okresu, kąt przeływu między π a 2π
- Punkt pracy ustalany przez diody i źródła prądowe: większy niż w klasie B prąd spoczynkowy, mniejsze zniekształcenia skrośne
- Ustalenie punktu pracy to kompromis pomiędzy ilością zniekształceń a sprawnością
- Mniejsza sprawność energetyczna niż w klasie B

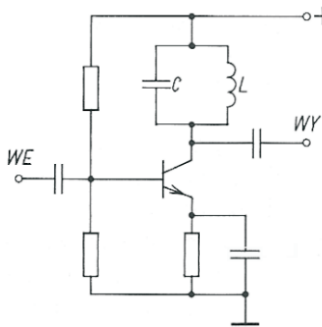


Klasa C

Są to wzmacniacze selektywne (z obwodem rezonansowym LC, filtrami ceramicznymi, filtrami RC w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego).

- duża sprawność na poziomie 80%
- zastosowanie we wzmacniaczach ogromnej mocy
- duże zniekształcenia

Obwód rezonansowy

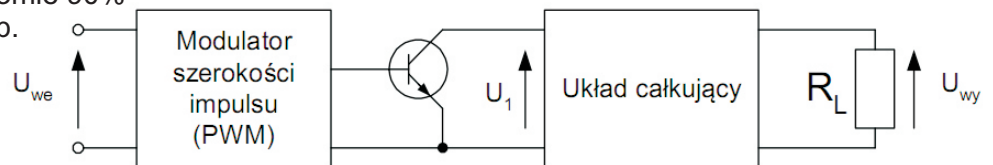
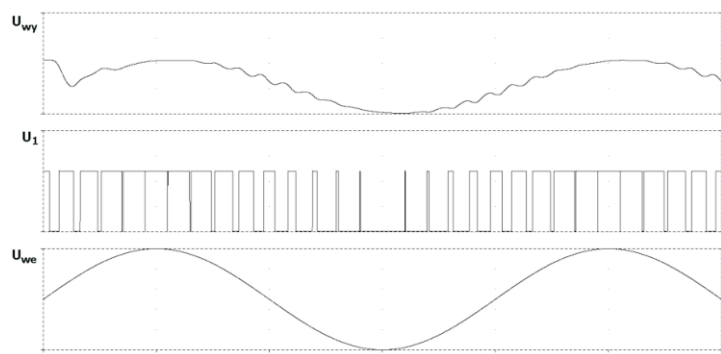


Wzmocnienie zależy od częstotliwości, gdyż w obwodzie kolektora jest równoległy obwód LC, stąd największe wzmocnienie występuje dla częstotliwości rezonansowej a pasmo wzmocnienia jest ustalane przez dobroć obwodu

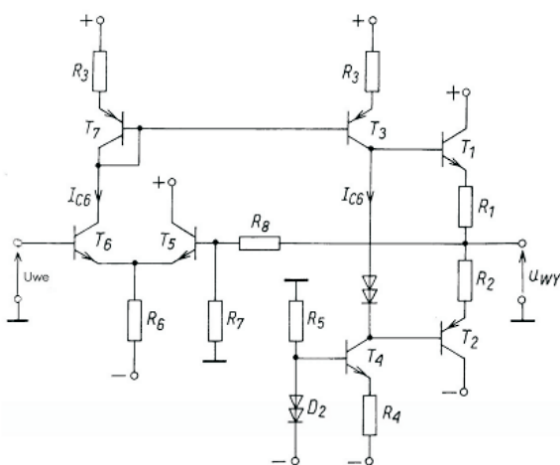
Klasa D

Wzmacniacz impulsowy

- próbkowanie sygnału z dużą częstotliwością
- szerokość próbki proporcjonalna do amplitudy sygn. wejściowego
- duże zniekształcenia i aliasing, ale wielkie moce jakie można uzyskać
- bardzo duża sprawność na poziomie 90%
- mała wrażliwość na zmiany temp.



Wzmacniacz mocy jako całość - bloki funkcjonalne

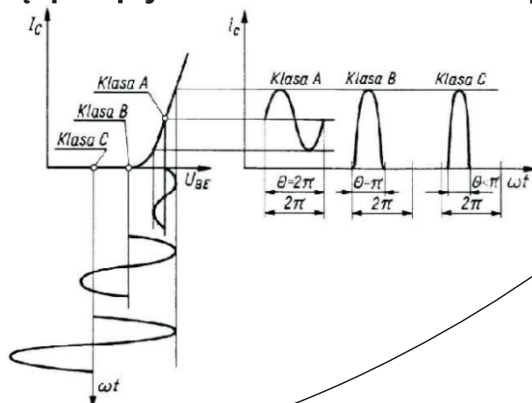


Wzmocnienie napięciowe całego układu:

$$K_{Uf} = 1 + \frac{R_7}{R_8}$$

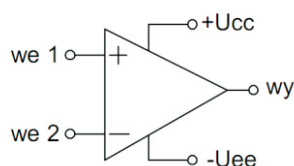
Wzmacniacz składa się z przedwzmacniacza (układ wstępnie wzmacniający sygnał, objęty pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, które pozwala skuteczniej eliminować zniekształcenia skrośne, które powstają we wzmacniaczu), pętli globalnego sprzężenia zwrotnego oraz stopnia końcowego (końcówki mocy), który służy do dostarczenia dużej mocy do obciążenia.

Kąt przeływu w zależności od klasy



4. Wzmacniacze operacyjne

Parametry idealnego i rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego



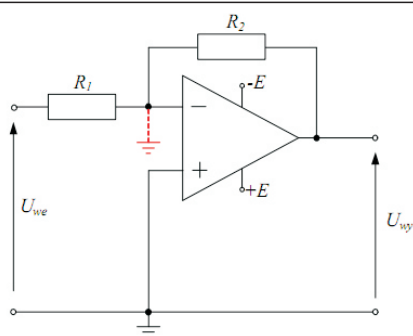
- ' we1 (+) – wejście nieodwracające fazy napięcia
- ' we2 (') – wejście odwracające fazę napięcia
- ' wy – wyjście niesymetryczne
- ' (+Ucc) – dodatnie napięcie zasilania wzmacniacza
- ' ('Uee) – ujemne napięcie zasilania wzmacniacza

Idealny wzmacniacz charakteryzuje się:

- nieskończenie dużym różnicowym wzmocnieniem napięciowym;
- zerowym wejściowym napięciem niezrównoważenia
- nieskończenie dużą impedancją wejściową,
- zerową impedancją wyjściową,
- nieskończenie szerokim pasmem przenoszonych częstotliwości,
- nieskończenie dużym zakresem dynamicznym sygnału.

Rzeczywisty wzmacniacz charakteryzuje się:

- wzmocnienie napięciowe sygnału różnicowego nie jest nieskończenie wielkie, choć bardzo duże i wynosi 100-140dB
- wzmocnienie wejściowego napięcia niezrównoważenia nie jest równe zero; podaje się współczynnik tłumienia sygnału wspólnego CMRR, który w decybelach określa o ile mniejsze jest wzmocnienie sygnału wspólnego od wzmocnienia różnicowego (rzędu 80-140dB)
- impedancja wejściowa nie jest nieskończenie wielka, choć bardzo duża - rzędu megaomów
- impedancja wyjściowa nie jest równa zero (rzędu kilkuset omów)
- pasmo przenoszenia sygnałów nie jest nieograniczone, powyżej częstotliwości granicznej wzmocnienie zaczyna spadać



wzm.odwracający

$$I_{we} = \frac{U_{we}}{R_1} \quad I_{wy} = \frac{U_{wy}}{R_2} \quad I_{we} = -I_{wy}$$

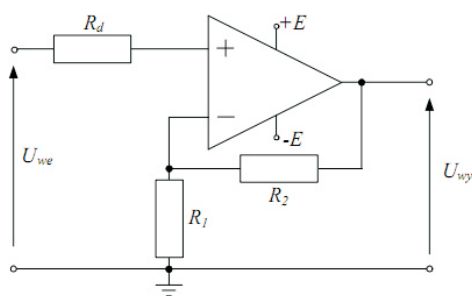
$$K_U = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{we} = R_1 \frac{1}{1 + \left| \frac{K_U}{K_{UR}} \right|} \approx R_1$$

$$R_{wy} = R_{wy0} \frac{R_1 + R_2}{R_1(1 + K_{UR}) + R_2} \approx R_{wy0} \left| \frac{K_U}{K_{UR}} \right|$$

W celu kompensacji wejściowych prądów polaryzacji:

$$R_d = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$



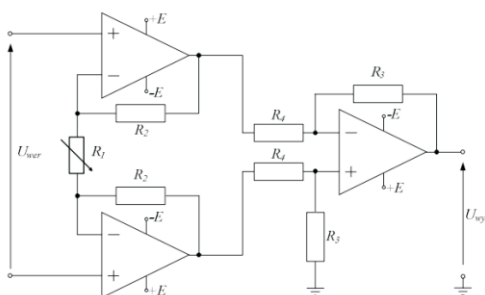
wzm. nieodwracający (wtórnik napięciowy)

$$K_U = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \frac{R_1 + R_2}{K_{UR} R_1}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$R_{we} = R_{we0}$$

$$R_{wy} = \frac{R_{wy0}}{K_{UR}}$$

W celu kompensacji wejściowych prądów polaryzacji: $R_d = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$



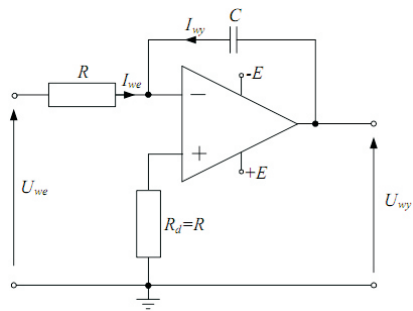
wzm. pomiarowy

$$U_{wy} = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3} U_{wer}$$

$$R_{we} = 2 R_{we0}$$

Regulacja wzmocnienia układu odbywa się zazwyczaj przez zmianę wartości rezystora R1.

układ całkujący

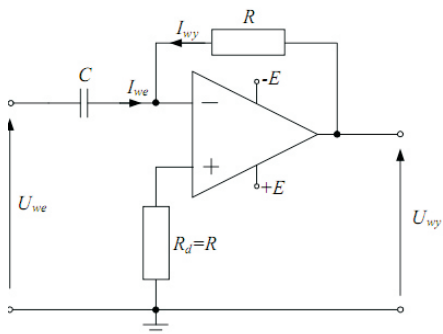


$$U_{wy}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{we}(t) dt + U_0$$

$$I_{we} = \frac{U_{we}(t)}{R} \quad I_{wy} = I_C = C \frac{dU_{wy}(t)}{dt}$$

$$I_{we} = -I_{wy}$$

układ różniczkujący

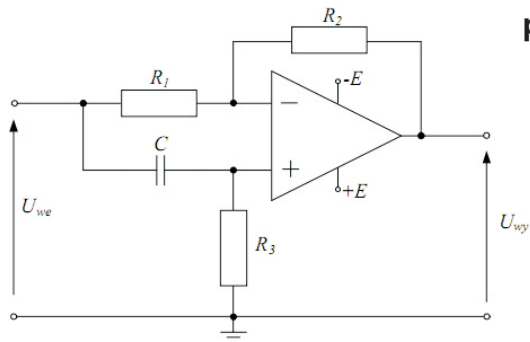


$$U_{wy}(t) = -RC \frac{dU_{we}(t)}{dt}$$

$$I_{we} = C \frac{dU_{we}(t)}{dt} \quad I_{wy} = \frac{U_{wy}(t)}{R}$$

$$I_{we} = -I_{wy}$$

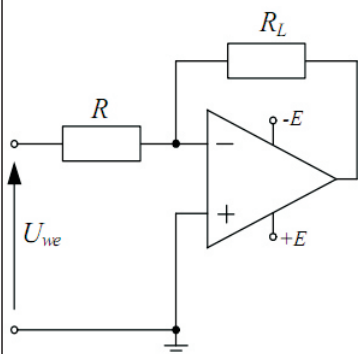
przesuwnik fazy



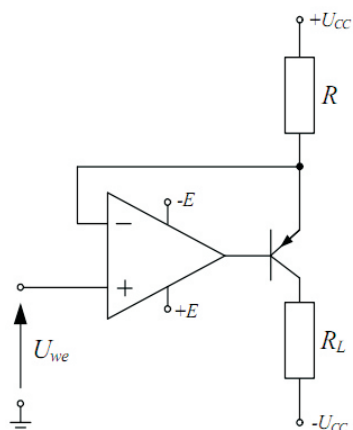
$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{1 - sCR_3}{1 + sCR_3}$$

Dla zmian wartości rezystancji R_3 od 0 do ∞ można regulować przesunięcie fazowe od 180° do 0.

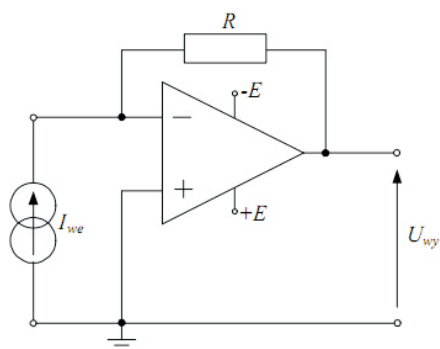
przetwornik U/I



$$I_L = \frac{U_{we}}{R}$$



$$I_L = \frac{U_{cc} - U_{we}}{R}$$



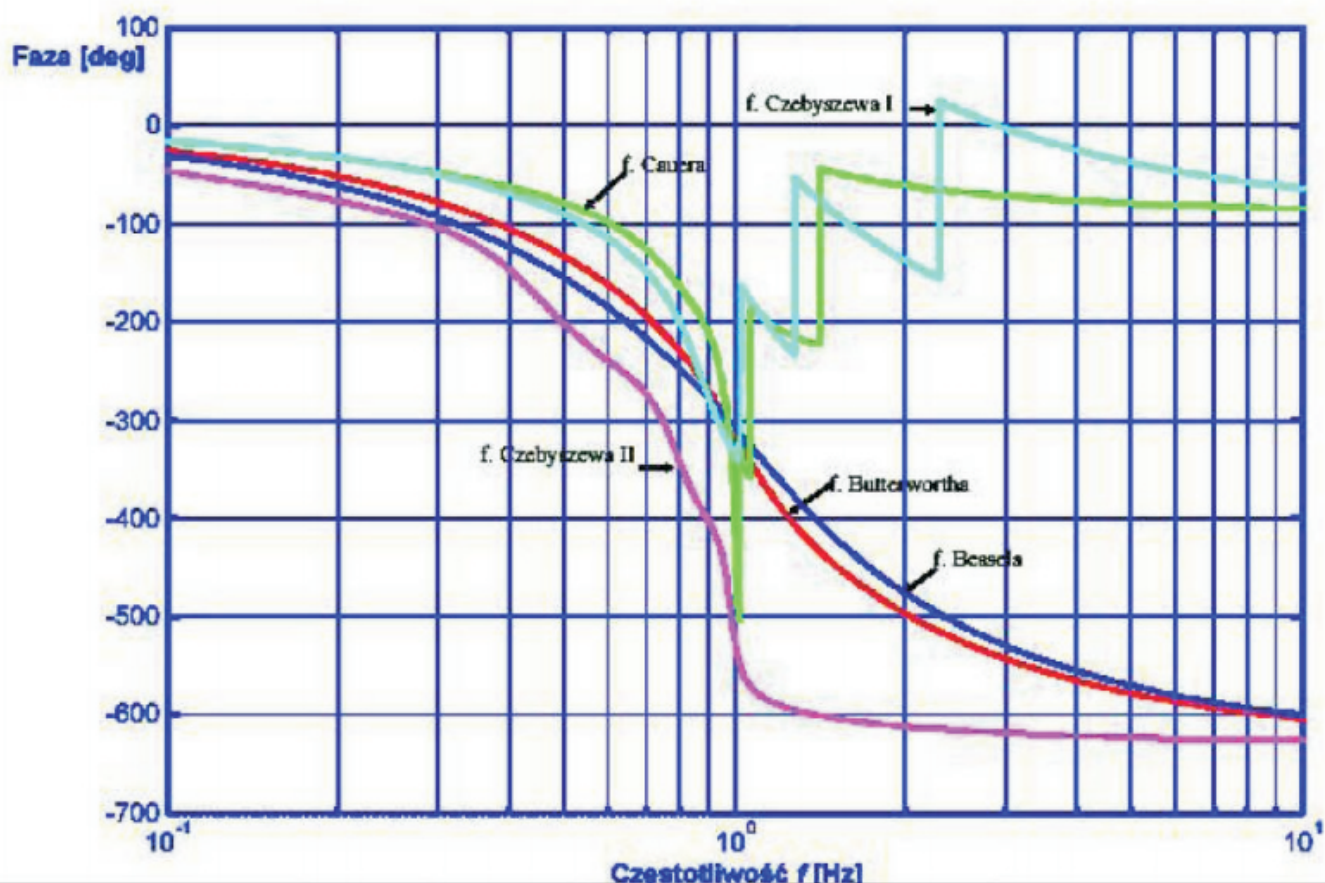
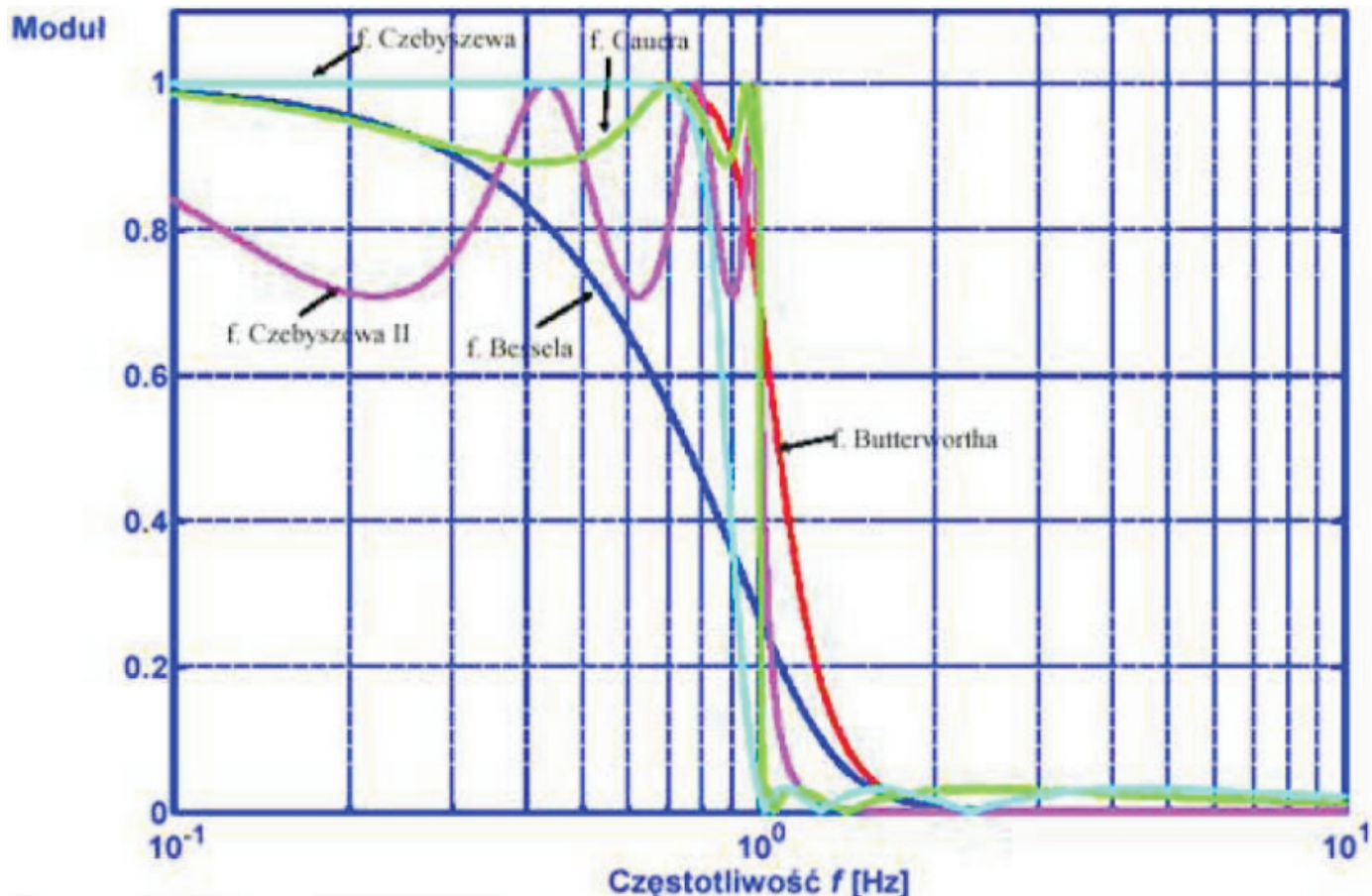
$$U_{wy} = -I_{we} R$$

5. Filtry aktywne

Ze względu na sposób działania filtry aktywne dzielimy na:

- filtry o pracy ciągłej (ang. continuous time filters)
- filtry C przełączane (ang. switched capacitor)

Podział ze względu na sposób aproksymacji charakterystyki częstotliwościowe:



•**Filtr Butterwortha** charakteryzuje się płaskim pasmem przepustowym, nieliniowością charakterystyki fazowej oraz małą stromością charakterystyki, którą można zwiększyć zwiększając rząd filtru co jednak radykalnie zwiększa ilość obliczeń.

•**Filtr Czebyszewa** charakteryzuje się tętnieniami pasma przepustowego oraz zaporowego, nieliniowością charakterystyki fazowej i większą w porównaniu z filtrem Butterwortha stromością charakterystyki.

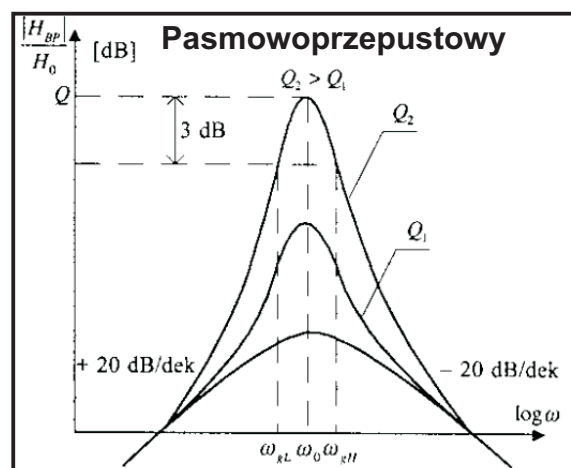
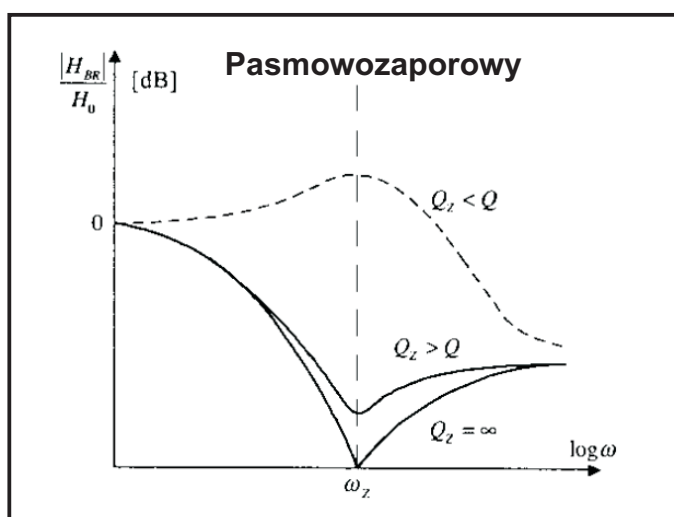
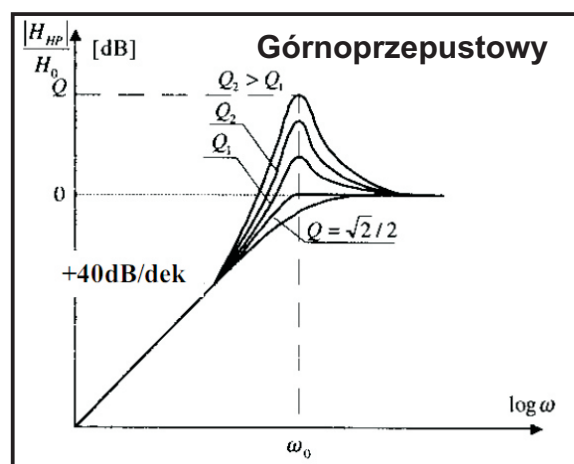
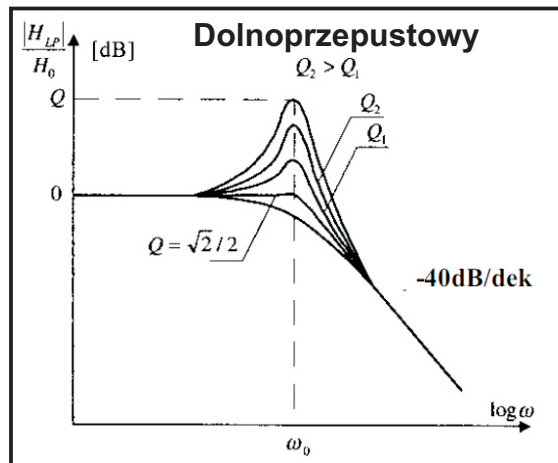
•**Filtr Eliptyczny (Cauera)** charakteryzuje się dużą nieliniowością charakterystyki fazowej oraz dużą stromością nachylenia charakterystyki. W paśmie przepustowym jak i zaporowym występują tętnienia. Filtr Eliptyczny można stosować tylko tam, gdzie faza nie stanowi istotnego parametru projektowego.

•**Filtr Bessela lub Thompsona** charakteryzuje się wyjątkowo płaską charakterystyką fazową ale małą stromością charakterystyki amplitudowej. Ma stałe opóźnienie grupowe.

Podział ze względu na rodzaj charakterystyk:

- dolno przepustowa
- pasmowo przepustowa
- pasmowo zaporowa
- górno przepustowa

SEKCJA BIKWADRATOWA



Filtry z przełączaną pojemnością

Filtry charakteryzują się:

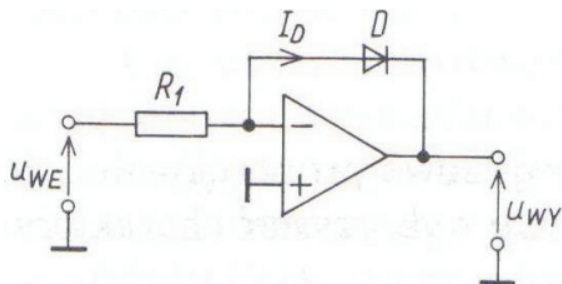
- współczynniki transmitancji filtru nie zależą od wartości pojemności ale od ich stosunków,
- częstotliwość graniczna filtru jest wprost proporcjonalna do f zegara, ze współczynnikiem proporcjonalności zależnym od stosunku C.

Dzięki temu filtry:

- mają dużą dokładność wykonania (niemożliwą w innych technologiach);
- mogą być automatycznie przestrajane poprzez zmianę f zegara.

6. Wzmacniacze operacyjne-zastosowania nieliniowe

Układ logarytmujący



$$I_D = I_S \exp\left(\frac{u_{AK}}{m\phi_T}\right) \quad u_{AK} = m\phi_T \ln \frac{I_D}{I_S}$$

Działanie polega na tym, aby na wyjściu otrzymać napięcie U_{wy} , którego wartość jest proporcjonalna do logarytmu napięcia wejściowego U_{we} .

Za pomocą dodatkowych rezystancji oraz pojemności można ograniczać wzmocnienie i pasmo sygnału wejściowego.

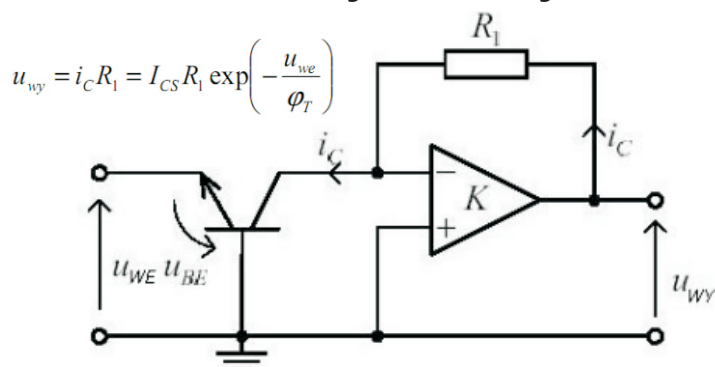
Gdy zastosujemy tranzystor zamiast diody

Zaleta – wyeliminowanie wpływu współczynnika m na napięcie wyjściowe.

Zakres pracy – dziewięć dekad przy zastosowaniu WO o małych prądach wyjściowych. (2 dekad dla diody)

Wada – silna zależność u_{wy} od temperatury; tranzystora T zwiększa wzmocnienie układu co może powodować wzbudzenie się układu.

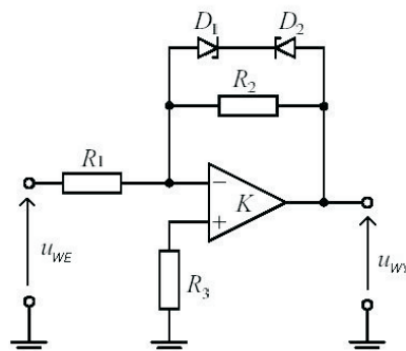
Układ wykładniczy



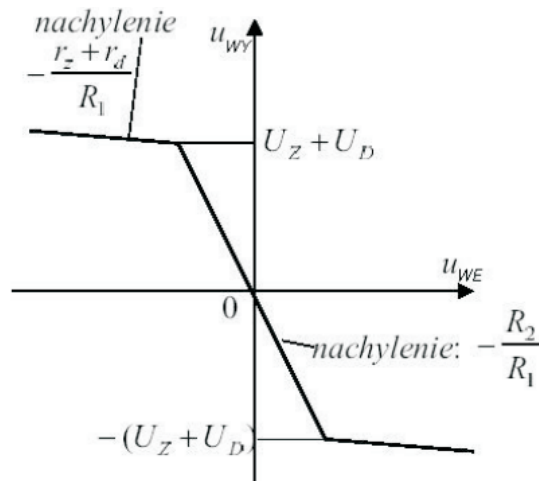
Działanie polega na tym, aby na wyjściu otrzymać napięcie U_{wy} , którego wartość jest proporcjonalna do eksponenta napięcia wejściowego U_{we} .

Parametry układu silnie zależne od temp.

Ograniczniki napięcia

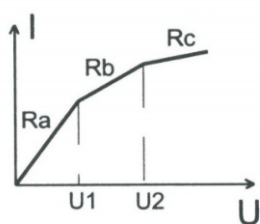


Nieliniowy układ elektroniczny służący do ograniczenia maksymalnych wartości napięć. Dla ujemnych, bądź dodatnich wartości napięcia sterującego przekraczających próg przewodzenia diody, układ przestaje przewodzić.

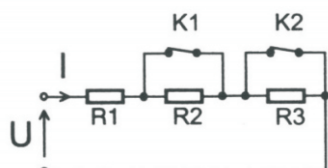


Ograniczenie u_{wy} do wartości $U_Z + U_D$ (U_D - napięcie progowe diody w kierunku przewodzenia)

Aproksymacja odcinkowa funkcji wypukłej

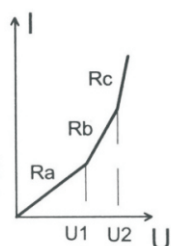


$$\begin{aligned} R_a &= R_1 \\ R_b &= R_1 + R_2 \\ R_c &= R_1 + R_2 + R_3 \end{aligned}$$

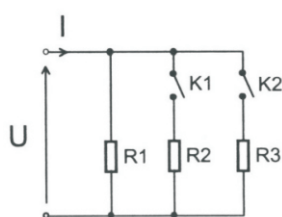


klucze normalnie zwarte
K1 rozarty, gdy $U > U_1$
K2 rozarty, gdy $U > U_2$

Aproksymacja odcinkowa funkcji wklęsłej



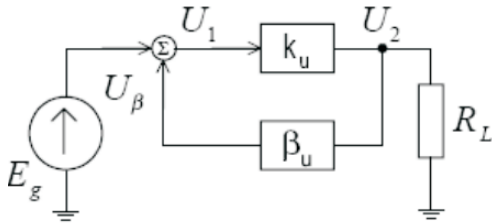
$$\begin{aligned} R_a &= R_1 \\ R_b &= R_1 || R_2 \\ R_c &= R_1 || R_2 || R_3 \end{aligned}$$



klucze normalnie rozarte
K1 zwarty, gdy $U > U_1$
K2 zwarty, gdy $U > U_2$

7. Układy generujące

Warunki wzbudzeń drgań w generatorach sprzężeniowych



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

- przerwać obwód SZ,
- obciążyć WY SZ rezystancją równą RWE wzmacniacza,
- podać na wzmacniacz napięcie U_1 ,
- zmierzyć napięcie U_2 ,
- generator jest zdolny do wytworzenia drgań gdy $U_1 = U_2$ (amplituda i faza)

Warunek amplitudy:

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

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

Warunek fazy:

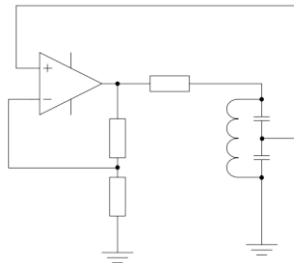
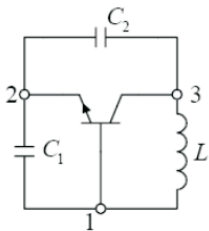
$$\text{Im}(k_u \beta_u) = 2\pi n, \quad \text{lub} \quad \varphi_u + \varphi_\beta = 2\pi n,$$

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.

Podstawowe generatory LC

Generator Colpittsa

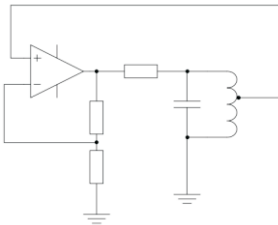
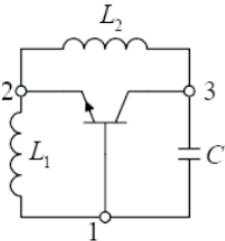


Warunki powstania drgań w układzie Colpittsa:

– amplitudy: $\frac{C_2}{C_1} = \frac{G_L}{g_m}$

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

Generator Hartlewa

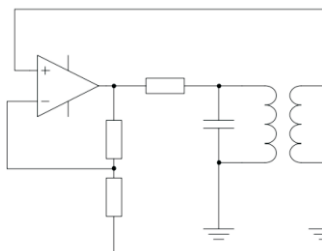
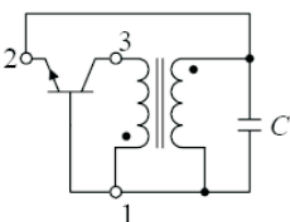


Warunki powstania drgań w układzie Hartlewa:

– amplitudy: $\frac{L_1}{L_2} = \frac{G_L}{g_m}$

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

Generator Meissnera

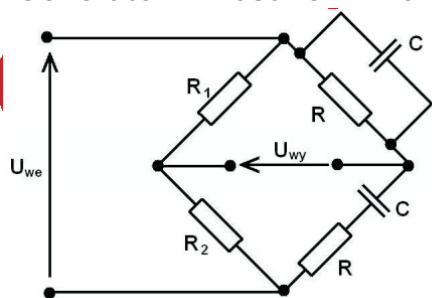


Warunek amplitudy:

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

Obwód rezonansowy musi dać przesunięcie 180° realizowane jest to poprzez nawinięcie uzwojeń trafo. w przeciwnym kierunku. Cb zapewnia małą impedancję w obwodzie sterującym dla przebiegów w.c.z. (zwiera RB1, RB2), ponadto jest elementem automatycznej polaryzacji bazy. Gdy narasta amplituda drgań na Cb stopniowo narasta ujemne napięcie (ładowanie impulsami IB). Dzięki temu generator wzbudza się miękko (klasa A) a w miarę narastania amplitudy drgań jego punkt pracy przesuną się do klasy AB, B lub C. W tym sposobie pracy układ wykazuje własności stabilizujące amplitudę generowanego przebiegu.

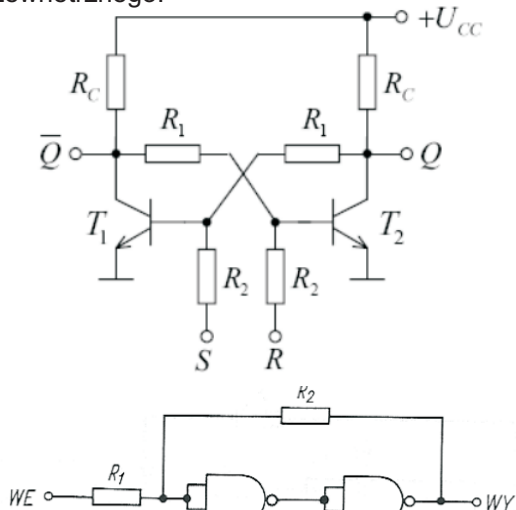
Generator z mostkiem Wiena



Mostek jest idealnie zrównoważony, gdy moduł transmitancji β osiąga minimum

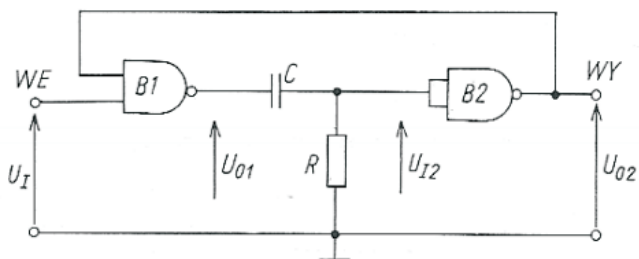
Bistabilny

charakteryzuje się dwoma stanami stabilnymi, w których może pozostawać nieskonczenie długo. Przejście pomiędzy stanami następuje pod wpływem impulsu zewnętrznego.



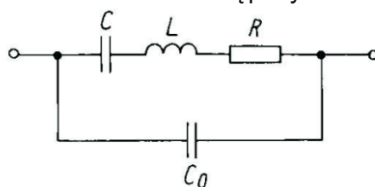
Monostabilny

(uniwibrator): charakteryzuje się jednym stanem stabilnym. Drugi stan trwa tylko przez określony czas, zależny od wartości elementów układu. Po upływie tego czasu samoczynnie wraca do stanu stabilnego. Przejście układu do stanu quasi-stabilnego inicjowane sygnałem zewnętrznym.



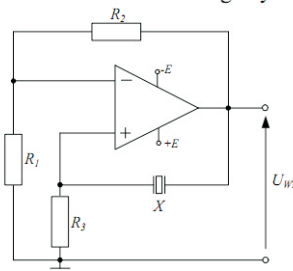
Rezonator kwarcowy

schemat zastępczy



L, R i C odpowiadają parametrom mechanicznym kwarcu, (L – masa kwarcu, R – oporność mechaniczna, C – sprężystość płytki kwarcu), C0 – pojemność statyczna elektrod i przewodów doprowadzających.

Układ w rezonansie szeregowym

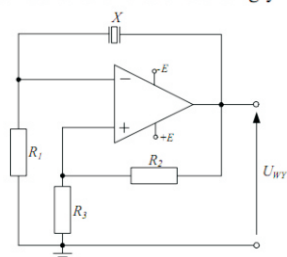


X w pętli +SZ (nie zmienia fazy)

($Z_K = 0$)

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

Układ w rezonansie równoległym



X w pętli -SZ (zmienia fazę o 180°)

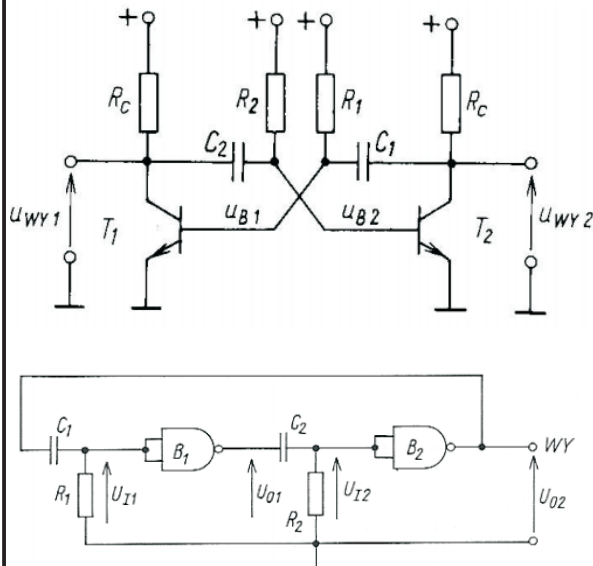
($Z_K = \infty$)

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

f_s zależy tylko od parametrów kwarcu natomiast f_R również od C0 związanej z pojemnościami montażowymi. Wzwiązku z tym rezonans równoległy jest mniej stabilny.

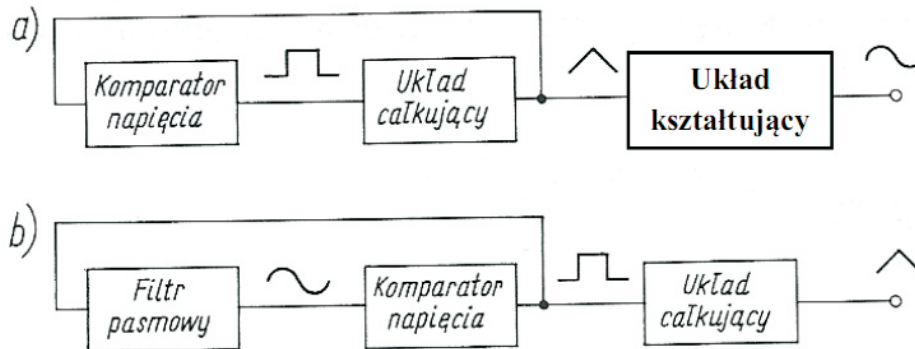
Astabilny

(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.



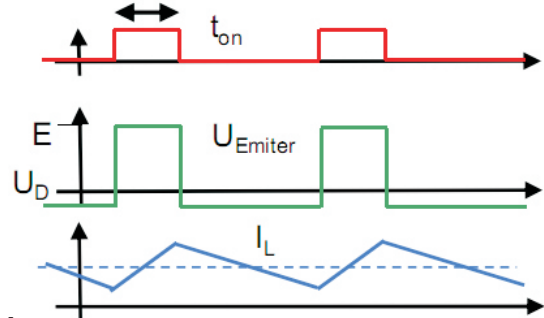
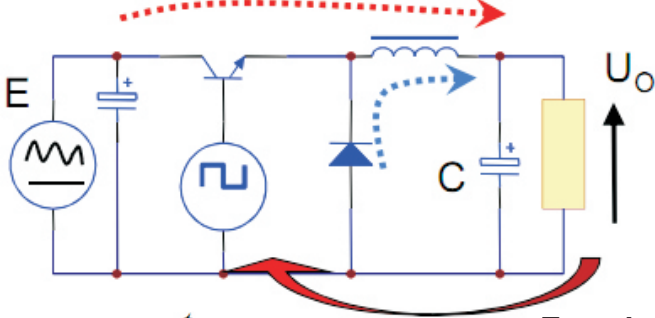
Generatory funkcyjne

Generatorem funkcyjnym nazywamy układ, wytwarzający kilka wzajemnie zsynchronizowanych przebiegów o różnych kształtach ale tej samej f . Generatory wytwarzają na ogół przebiegi trójkątne, prostokątne i sinusoidalne, dostępne z oddzielnych wyjść. Do budowy używa się WO i komparatorów.



8. Przetwornice napięcia

Obniżająca napięcie



$$U_0 = \gamma E = \frac{t_{on}}{T} E$$

$$I_{Lszczyt} \approx 2I_{Omax}$$

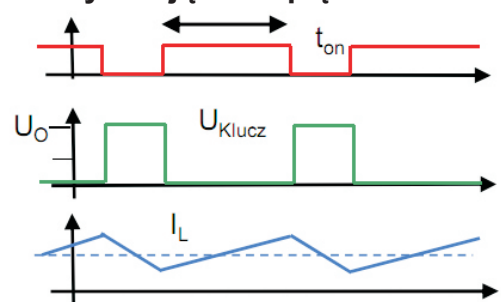
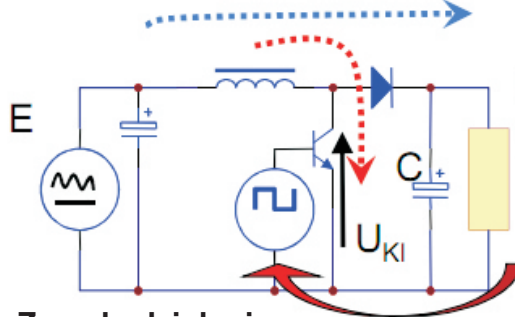
$$L_{min} \geq \frac{E - U_0}{I_{Lszczyt}} t_{on}$$

$$C > \frac{I_{Omax} T}{4U_{Otetnień}}$$

Zasada działania:

Gdy klucz jest załączony (tranzystor przewodzi), gromadzona jest w cewce energia jednocześnie jest ona przekazywana do obciążenia i kondensatora. W stanie wyłączenia klucza obwód źródła jest odłączony, regulator nie pracuje. Wartość średnia napięcia wyjściowego jest wprost proporcjonalna do czasu załączenia klucza.

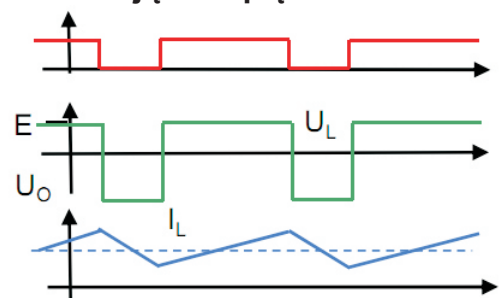
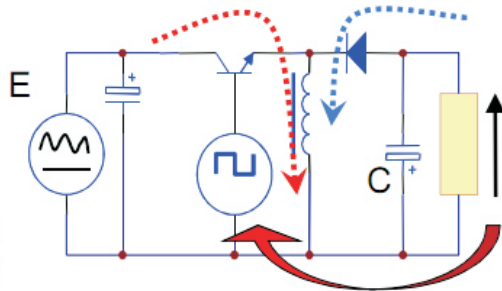
Podwyższająca napięcie



Zasada działania:

Gdy klucz jest załączony (tranzystor przewodzi), gromadzona jest w cewce energia jednocześnie jest ona przekazywana poprzez diodę do obciążenia i kondensatora w czasie wyłączenia tranzystora. Im większy jest współczynnik wypełnienia imp. sterującego tym większe jest napięcie wyjściowe.

Odwracająca napięcie



Zasada działania:

Gdy klucz przewodzi gromadzona jest energia w cewce, a dioda blokuje dalszy przepływ prądu do dalszej części obwodu. Gdy wyłączymy klucz odwracana jest polaryzacja napięcia na cewce i prąd płynie w dalszej części obwodu zgodnie z kierunkiem przewodzenia diody.

$$U_0 = \frac{1}{1-\gamma} E$$

$$I_{Lszczyt} \approx 2I_{Omax} \left(1 + \frac{t_{on}}{t_{off}} \right)$$

$$L_{min} \geq \frac{E}{I_{Lszczyt}} t_{on}$$

$$C > \frac{I_{Omax} T}{U_{Otetnień}}$$

$$U_0 = \frac{\gamma}{1-\gamma} E$$

$$I_{Lszczyt} \approx 2I_{Omax} \left(\frac{1}{1-\gamma} \right)$$

$$L_{min} \geq \frac{E}{I_{Lszczyt}} t_{on}$$

$$C > \frac{I_{Omax} T}{U_{Otetnień}}$$

U_0 – napięcie wyjściowe,

E – napięcie wejściowe,

t_{on}, t_{off}, T – czas włączenia, wyłączenia klucza i okres,

$I_{Lszczyt}$ – prąd szczytowy indukcyjności i klucza

L_{min} – minimalna indukcyjność

$U_{Otetnień}$ – napięcie wyjściowe tętnień

9. Prostowniki

Transformator

Parametry:

- Moc (jednofazowe do 3kW)
- Znamionowe napięcie wejściowe – (np. 230V +10% !10%)
- Częstotliwość pracy (np.. 50Hz)
- Napięcie i prąd wtórny (lub przekładnia)
- Prąd biegu jałowego
- Napięcie izolacji
- Ciężar, wymiary
- Temperatura pracy

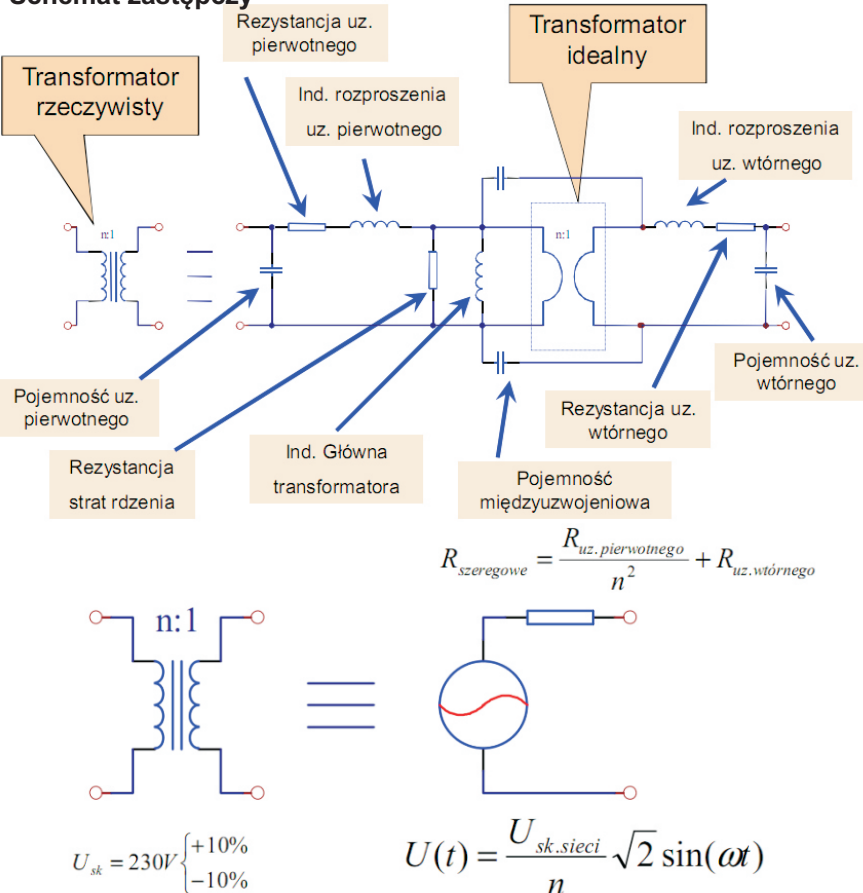
Woltów/ zwój

$$\frac{U}{Z} = \sqrt{2\pi f B_{\max} S}$$

Rodzaje:

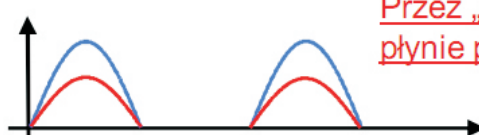
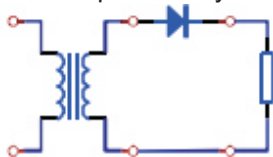
- Rdzenie typu EI, zwijane, toroidalne
- Materiał rdzenia
 - Blachy gorąco walcowane
 - Blachy zimnowalcowane

Schemat zastępczy



Prostowniki - obciążenie rezystancyjne

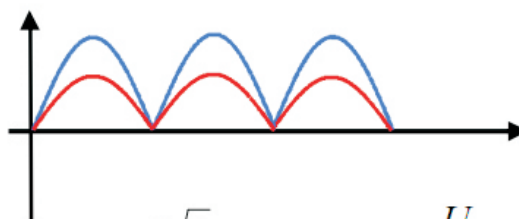
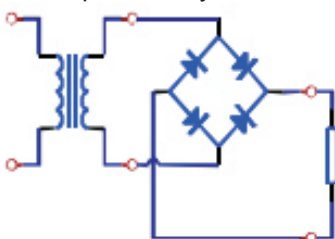
Jednopołówkowy



Przez „transformator”
płynie prąd stały !!!

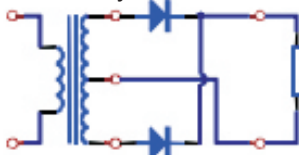
$$I_{\dot{s}r} = \frac{U_{\dot{s}r}}{R_0} \quad U_{\dot{s}r} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} E_{sk} \quad U_{sk} = \frac{E_{sk}}{2}$$

Dwupółkowy



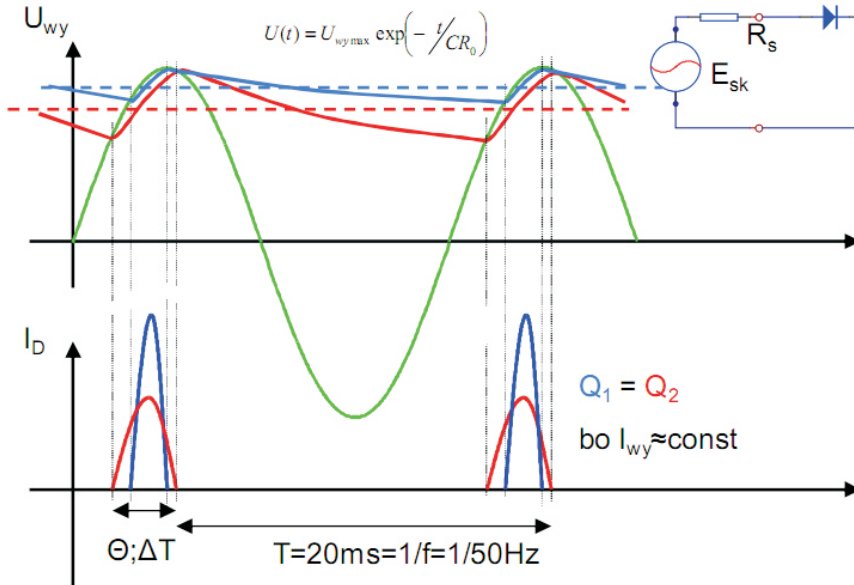
$$U_{\dot{s}r} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_{sk} \quad I_{\dot{s}r} = \frac{U_{\dot{s}r}}{R_0} \quad U_{sk} = E_{sk}$$

Mostkowy



Prostownniki - obciążenie pojemnościowe

Jednopołówkowe



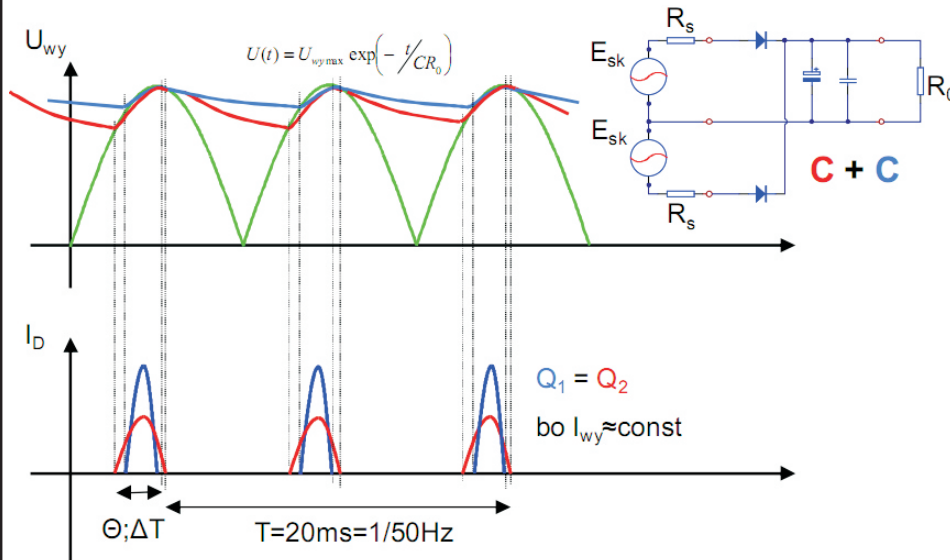
Wyściowe napięcie szczytowe (biegu jałowego tzn. bez obciążenia):

$$U_{wy,max,jal.} \approx \sqrt{2}E_{sk} - U_D$$

Napięcie tętnień (międzyszczytowe):

$$U_t \approx \frac{Q}{C} = \left(\frac{U_{wy,max}}{R_0} \right) \frac{T}{C} = \frac{U_{wy,max}}{fR_0C}$$

Dwupołówkowe



Wyściowe napięcie szczytowe biegu jałowego:

$$U_{wy,max,jal.} \approx \sqrt{2}E_{sk} - U_D$$

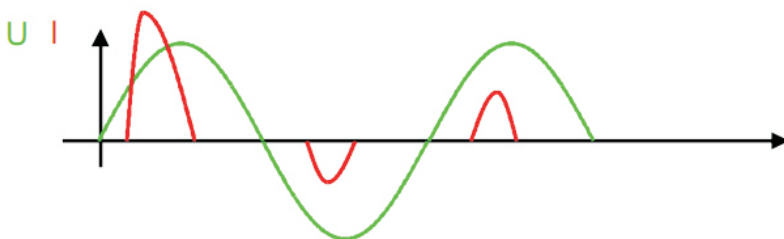
Prostownnik mostkowy:

$$U_{wy,max} \approx \sqrt{2}E_{sk} - 2U_D$$

Napięcie tętnień:

$$U_t \approx \frac{Q}{C} = \frac{I_{wy}Sr}{C} \frac{T/2}{C} = \frac{I_{wy}Sr}{2fC}$$

Zniekształcenia



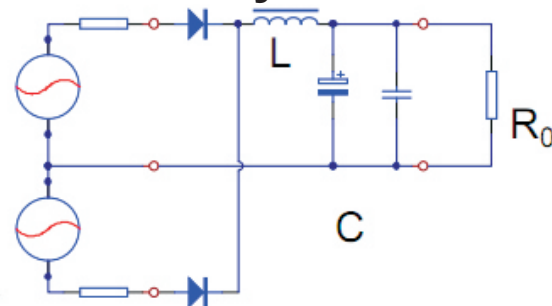
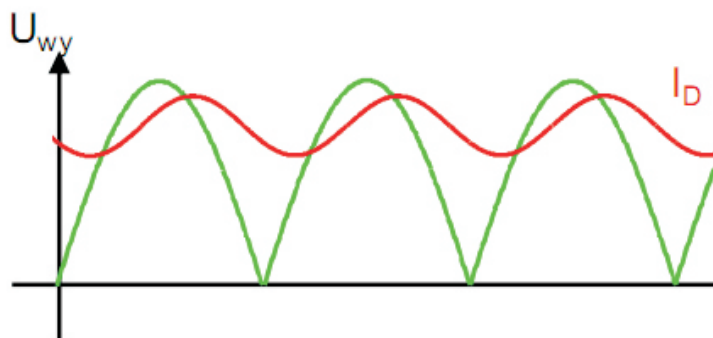
$$\eta = \frac{P_{czynna}}{U_{sk} \cdot I_{sk}} \leq 1 \quad \left[\frac{W}{VA} \right] = \left[\frac{W}{War} \right]$$

W związku z mniejszym od 1 współczynnikiem mocy prąd w obciążeniu występuje przez część okresu mniejszą, niż napięcie. Wprowadza to zniekształcenia.

Dodatkowo normy określają:

- Zawartość harmonicznych (do 40 harmonicznej)
- Fluktuacje napięcia związane z regulacją obciążeń
- Prąd włączania (jest z wielokrotności)

Zasilacze z filtrem indukcyjno-pojemnościowym



Skutki:

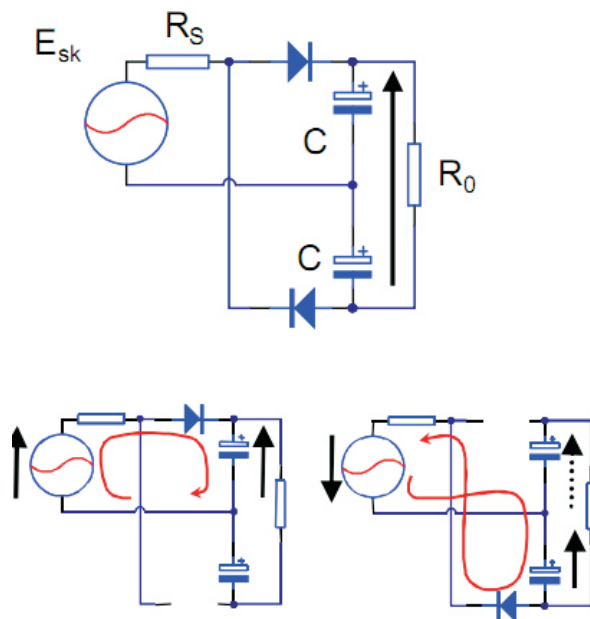
- Polepszenie filtracji – zmniejszenie tętnień
- Znaczne zmniejszenie zawartości harmonicznych
- Większy koszt
- Dławik musi być duży ze względu na jego nasycanie

Dla $L > L_{kr}$ kąt przepływu prądu jest pełny

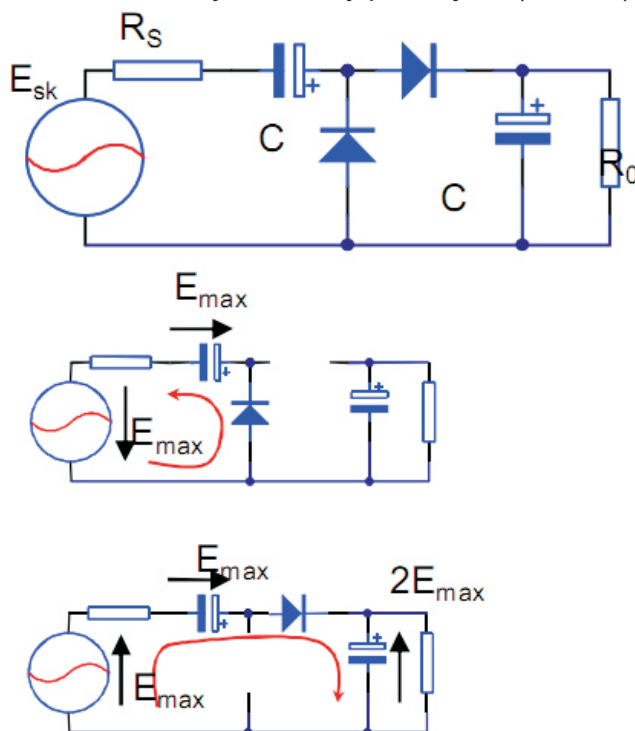
$$L > L_{krytyczne} = \frac{R_0}{3\omega}$$

Powielacze napięcia

Symetryczny podwajacz (Delona)



Niesymetryczny podwajacz (Villarda)



10. Stabilizatory

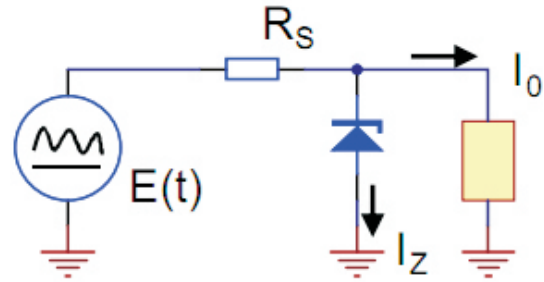
Główne parametry stabilizatorów:

- Napięcie wyjściowe
- Zakres napięć wejściowych
- Prąd wyjściowy maksymalny i znamionowy
- Prąd zwarcia
- Zakres temperatury pracy
- Sprawność energetyczna
- Prąd wyjściowy
- Dopuszczalny spadek napięcia (maksymalny i minimalny)
- Napięcie rozwarcia
- Zakres temperatury pracy
- Sprawność energetyczna
- Niestabilność od nap. zasilania
- Niestabilność od obciążenia (dynamiczna rezystancja wyjściowa)
- Niestabilność od temperatury
- Niestabilność długoterminowa
- Współczynnik stabilizacji napięcia
- Współczynnik stabilizacji prądu

Źródła napięć wzorcowych

- Diody Zenera
- Kompensowane diody Zenera – Scalone diody
- Band gap („napięcie baza emiter kompensowane termicznie”)
- Termostатовane źródła odniesienia

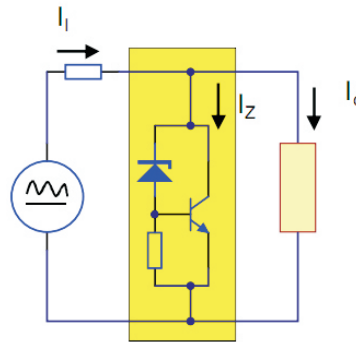
Stabilizatory parametryczne oparte na diodzie Zenera



- Wymagana duża różnica $E - U_O$ (wtedy R_S jest dostatecznie duże i stabilizacja skuteczna)
- Duże straty mocy $P_{strat} = (E - U_O)(I_Z + I_O) + U_Z I_Z$
- Duże szumy diody !!!!!
- Mała wydajność prądowa (I_{Zmax} związane z mocą diody)
- Słaba stabilność temperaturowa

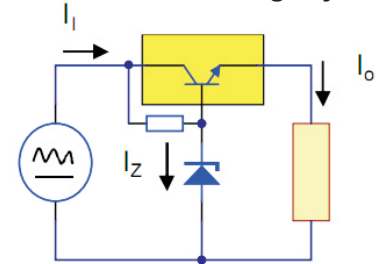
Nieliniowa charakterystyka diody Zenera oznacza, po przekroczeniu napięcia zenera duże zmiany prądu powodują niewielkie zmiany napięcia na diodzie.

Stabilizator równoległy



$$I_I = I_Z + I_O$$

Stabilizator szeregowy



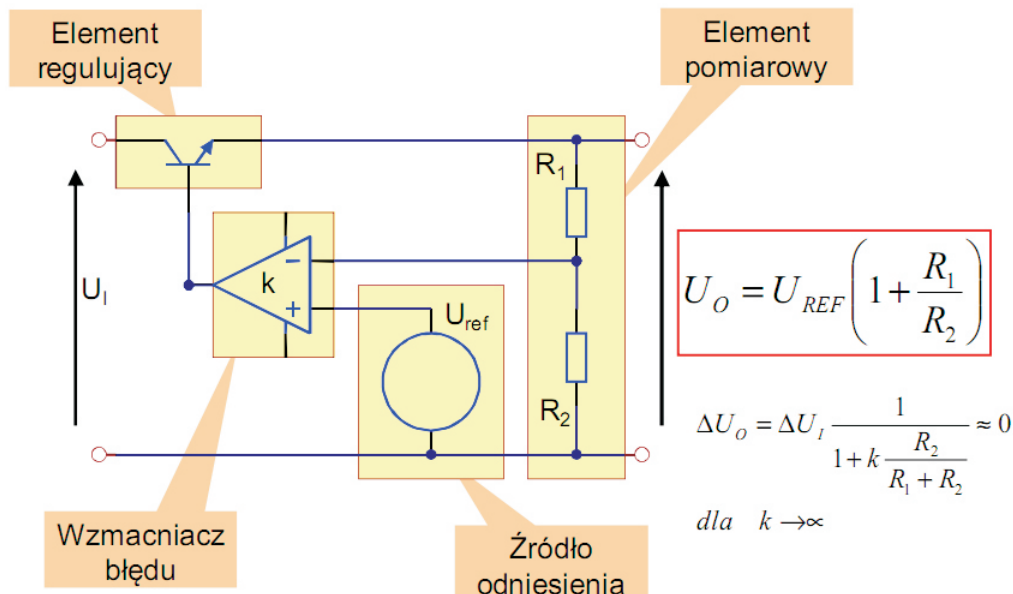
Mniejsze straty mocy

$$I_I \approx I_O$$

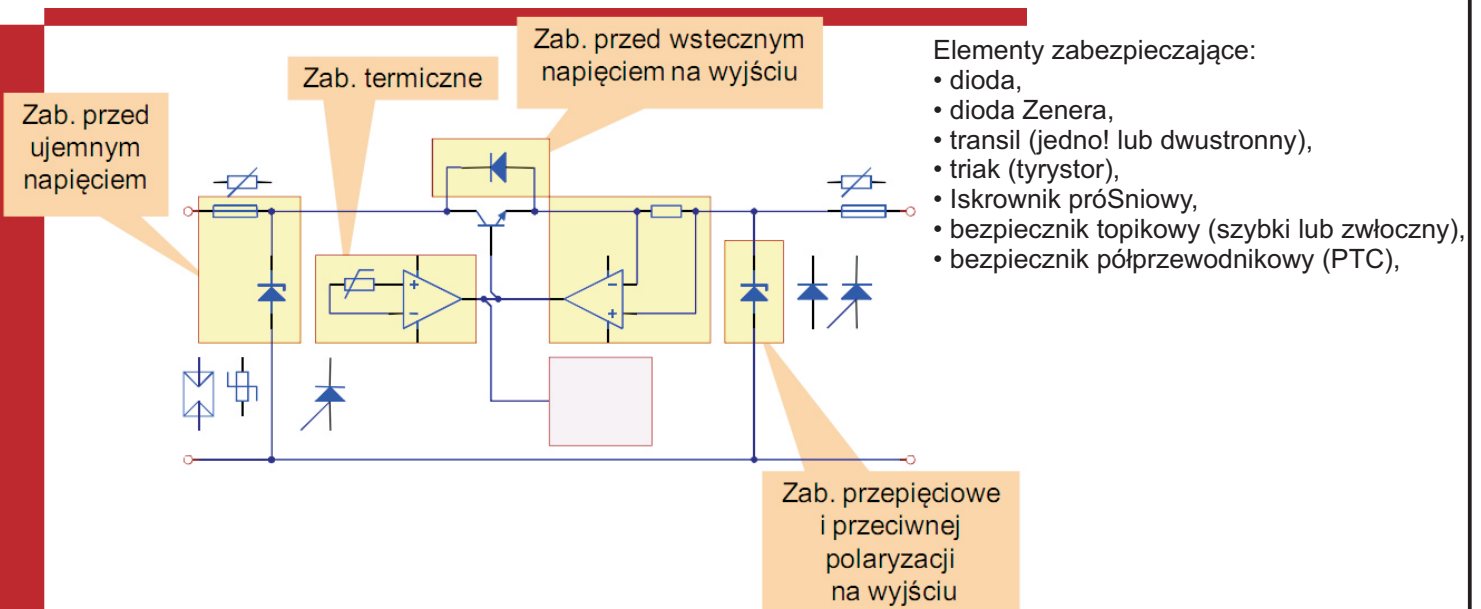
Stabilizatory kompensacyjne

Zasada działania:

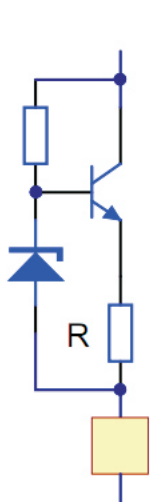
Stabilizatory kompensacyjne w procesie stabilizacji porównują napięcia stabilizowane ze wzorcowym, gdy będą się one różniły to stabilizator będzie działał na element regulujący tak aby skompensować różnicę napięć.



Sposoby zabezpieczeń stabilizatorów

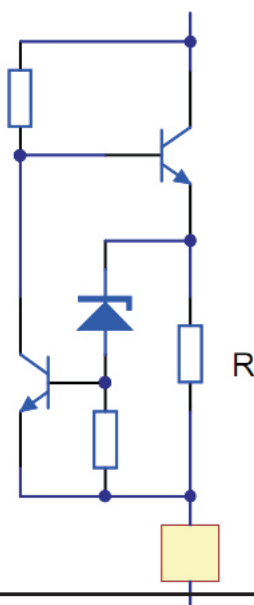


Stabilizatory prądu



$$I = \frac{U_{DZ} - U_{BE}}{R}$$

$$U_{\min} = U_{DZ} + U_{Tsat}$$



$$I = \frac{U_{DZ} + U_{BE}}{R}$$

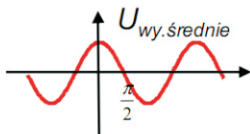
$$U_{\min} = U_{DZ} + U_{BE} + U_{Tsat}$$

11. Modulatory i demodulatory PLL

Detekcja synchroniczna

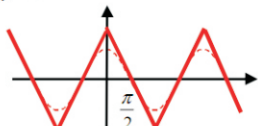
Gdy na wejścia podamy przebiegi o różnych częstotliwościach $U_1 \cos(\omega_1 t)$ i $U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi)$ oraz U_2 ma **dużą** amplitudę to:

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

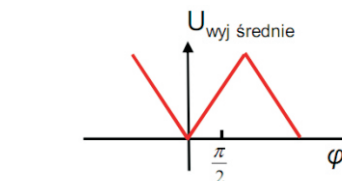
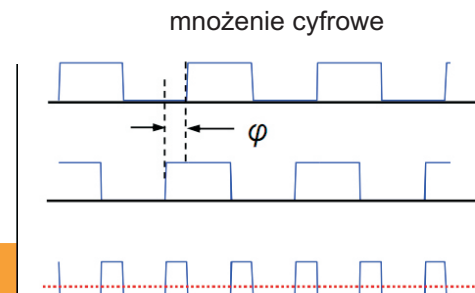
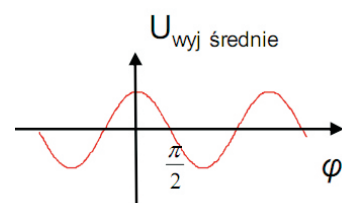
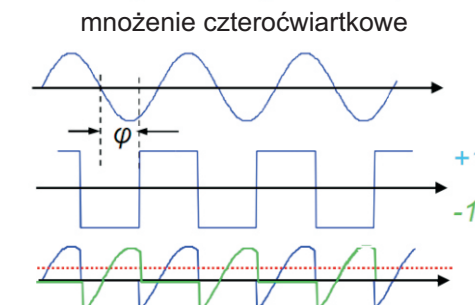
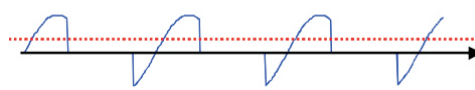
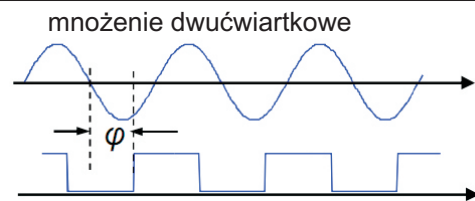


Gdy na wejścia podamy przebiegi o różnych częstotliwościach $U_1 \text{rec}(\omega_1 t)$ i $U_2 \text{rec}(\omega_2 t)$ to:

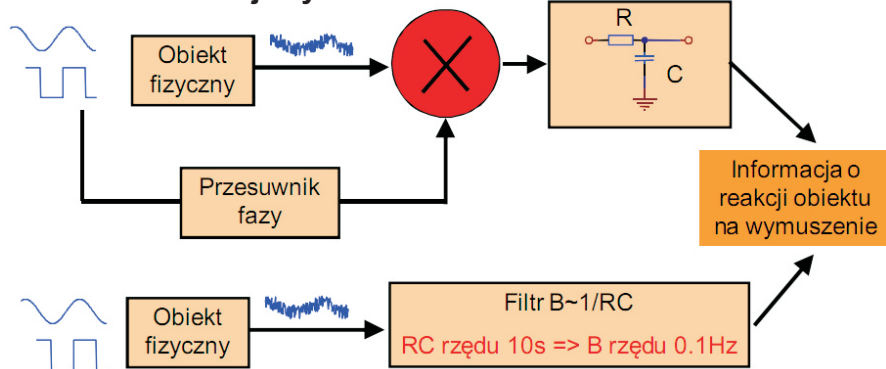
$$U_{wy, \text{średnie}} = \begin{cases} U_1 (\varphi - \pi/2) & \text{dla } \omega_1 = \omega_2 \\ 0 & \text{dla } \omega_1 \neq \omega_2 \end{cases}$$



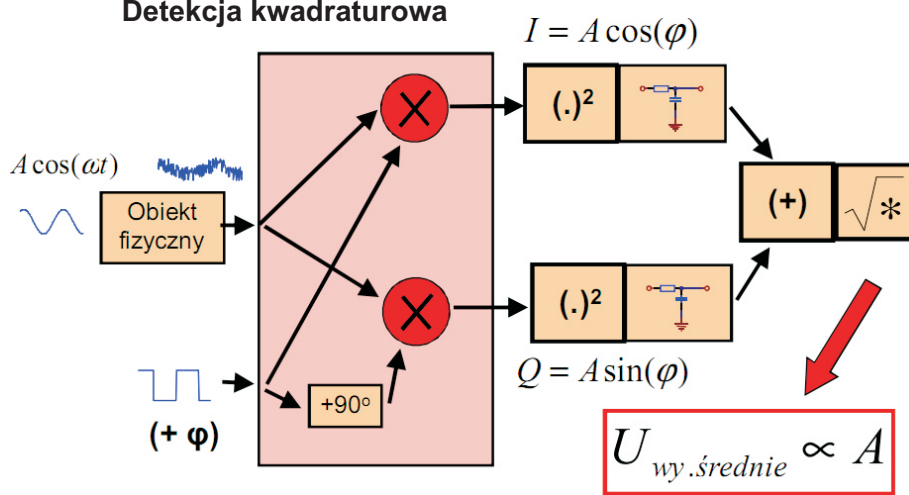
Detekcja fazy może być realizowana na przykład przy pomocy układu mnożącego (mnożenie dwu lub cztero-ćwiartkowe). Wartość napięcia na wyjściu układu równa jest wartości funkcji sinus z przesunięcia fazowego. Zmiana wartości napięcia na wyjściu zależna jest od przesunięcia fazowego (przesunięcie fazowe wpływa na część okresu sinusoidy którą badamy). Kolejnym sposobem realizacji jest użycie bramki **ex-or**. Podanie na wejście bramki dwóch sygnałów prostokątnych powoduje pojawienie się na wyjściu ciągu impulsów o wsp. wypełnienia wprost proporcjonalnym do przesunięcia fazowego. Wartość średnia sygnału złożonego z impulsów o pewnej szerokości rośnie wraz ze wzrostem wsp. wypełnienia.



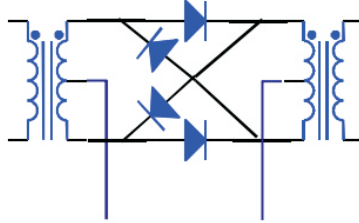
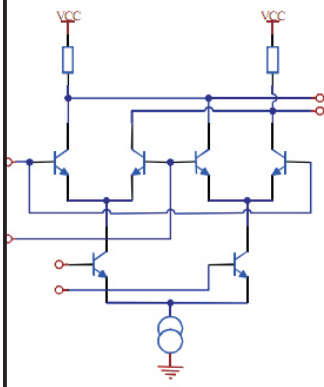
Detekcja synchroniczna



Detekcja kwadraturowa



Detektor podwójnie zrównoważony

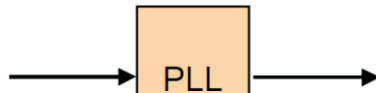
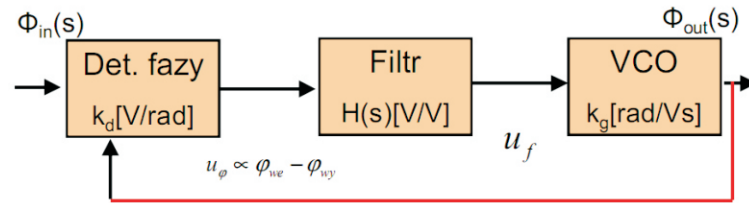


PLL

- Synchronizuje się do częstotliwości podstawowej lub harmonicznych
- 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)

Zasada działania:

PLL jest układem, który na wyjściu daje sygnał o takiej samej częstotliwości i w tej samej fazie (z dokładnością do pewnej stałej) co sygnał wejściowy.

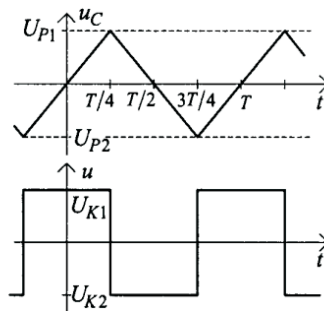
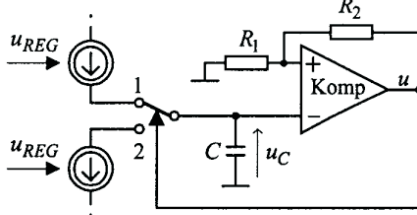


$$U_{wej} = A \sin(\omega(t)t + \varphi) \quad U_{wyj} = A \sin(\omega(t)t + \varphi + \varphi_0)$$

Detektor fazy

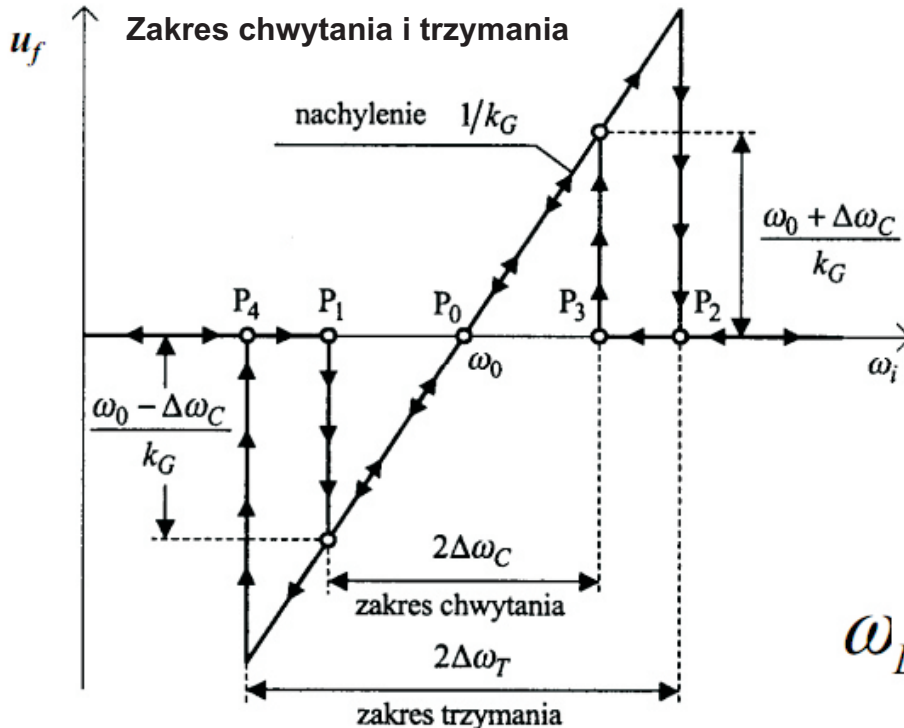
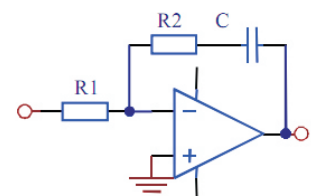
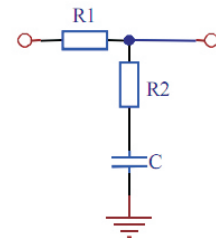
- układ próbkujący pamiętający
- bramka ex-or
- układ mnożący z kluczowaniem
- detektor podwójnie zrównoważony

VCO



- integrator przerzutnik
- ze sprzężeniem emiterowym
- bezpośrednia modulacja częstotliwości

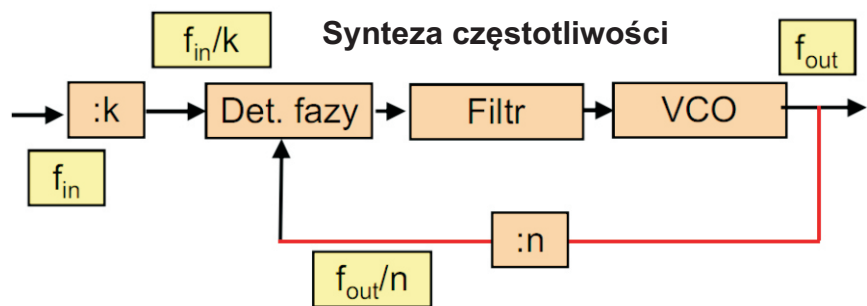
Filtr



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

Zastosowania PLL

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



$$\frac{f_{in}}{k} = \frac{f_{out}}{n} \quad \rightarrow \quad f_{out} = \frac{n}{k} f_{in}$$