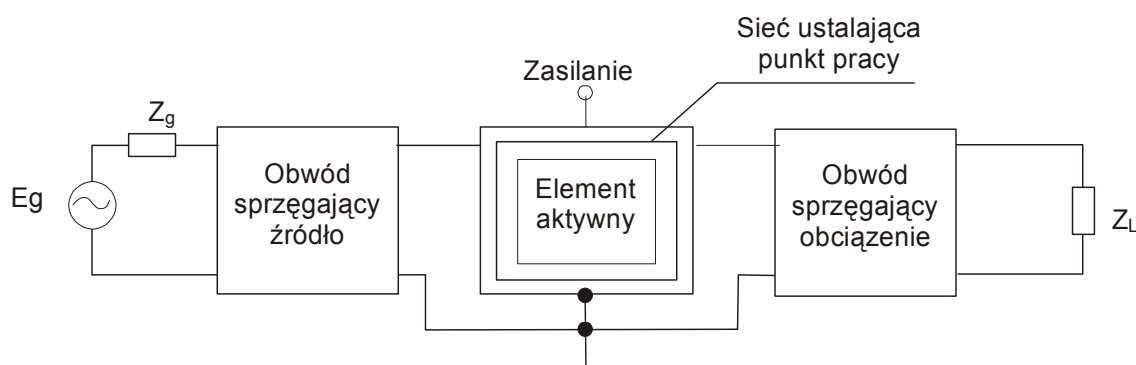


1. Koncepcja wzmacniaczy małych sygnałów

Najbardziej oczywistą funkcją tranzystorów w układach analogowych jest wzmacnianie. Funkcja ta realizowana jest za pomocą układów elektronicznych zwanych wzmacniaczami. **Idealnym wzmacniaczem liniowym** nazywamy ogólnie czwórnik, który ma zdolność zwiększania mocy sygnału elektrycznego przekazywanego przez ten czwórnik ze źródła do odbiornika bez zmiany kształtu przekazywanego sygnału. Wzmacnianie sygnałów elektrycznych odbywa się kosztem energii dostarczonej ze źródła zasilania, która jest zamieniana na energię sygnału wyjściowego. Przemiana energii z zasilacza następuje w elemencie aktywnym, którym jest najczęściej tranzystor.

W ramach niniejszego rozdziału będziemy zajmować się głównie wzmacniaczami jednostopniowymi. **Wzmacniaczem jednostopniowym** lub stopniem wzmacniacza nazywa się podstawowy zespół elementów elektronicznych służących do wzmacniania.

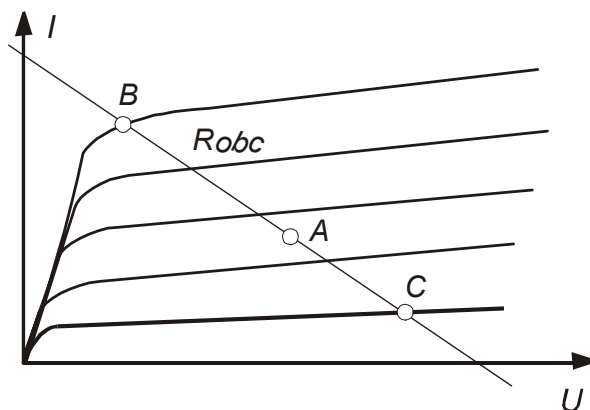
Źródło sygnału oraz obciążenie powinny być dołączone do tranzystora przez odpowiednie obwody sprzęgające, zapewniające najkorzystniejszy przepływ sygnału oraz kontrolowany wpływ na punkt pracy. Ogólny układ stopnia wzmacniającego przedstawiono na Rys.1.1.



Rys.1.1.Ogólny układ stopnia wzmacniającego

Obwody sprzęgające źródło i obciążenie z elementem aktywnym mogą mieć różne postacie, zależnie od rodzaju wzmacnianych sygnałów i ich widma. Jeśli widmo sygnału obejmuje bardzo małe częstotliwości, to obwody te przenoszą składową stałą. W przeciwnym przypadku składowa stała może być odseparowana kondensatorem (sprężenie pojemnościowe) lub transformatorem (sprężenie indukcyjne). Obwody sprzęgające mogą mieć istotny wpływ na wzmocnienie i pasmo przenoszonych częstotliwości.

Tranzystor zastosowany we wzmacniaczu musi mieć odpowiednio dobrany punkt pracy, który zapewni jego właściwości aktywne tzn. nie zmieni kształtu wzmacnianego sygnału oraz będzie dostosowany do jego amplitudy. Gdy amplituda sygnału na wyjściu wzmacniacza jest porównywalna z wartościami prądu i napięcia stałego polaryzującego tranzystor, najkorzystniejsze jest umieszczenie punktu pracy w środku użytecznego zakresu charakterystyk statycznych (punkt A na Rys.1.2.).



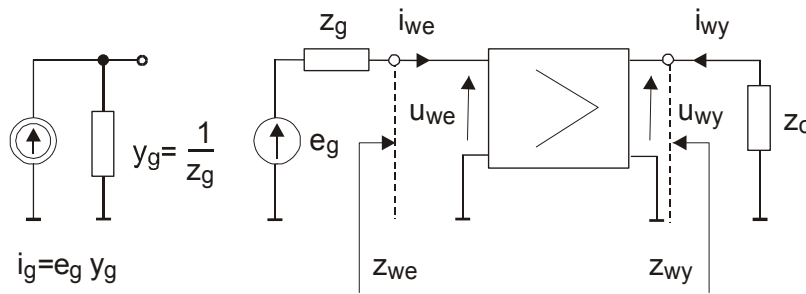
Rys.1.2.Dobór punktu pracy tranzystora w zależności od wzmacnianego sygnału

Wówczas dodatnia i ujemna połówka sinusoidalnego sygnału wyjściowego zostaną najmniej zniekształcone. Gdy wzmacniacz jest przeznaczony do wzmacniania jednopólnych impulsów,

punkt pracy należy umieścić w punkcie *B* dla dodatnich impulsów wyjściowych lub w punkcie *C* dla ujemnych impulsów wyjściowych. W przypadku wzmacniania bardzo małych sygnałów (rzędu μV lub mV), punkt pracy można umieścić w dowolnym miejscu między punktami *B* a *C*, kierując się uzyskaniem optymalnych parametrów małosygnałowego tranzystora (wzmocnienie, impedancje, częstotliwość graniczna, szумы). W dalszym ciągu tego rozdziału jest rozpatrywany taki właśnie przypadek.

1.1 Parametry wzmacniaczy

Podstawowe parametry wzmacniacza można zdefiniować zgodnie z oznaczeniami przedstawionymi na Rys.1.1. Należą do nich:



$$\begin{aligned} z_g &= R_g + jX_g \\ y_g &= \frac{1}{z_g} = G_g + jB_g \\ z_o &= R_o + jX_o \\ y_o &= \frac{1}{z_o} = G_o + jB_o \end{aligned}$$

Rys.1.1. Określenie napięć i prądów wejściowych i wyjściowych wzmacniacza

impedancja wejściowa i wyjściowa:

$$z_{we} = \frac{u_{we}}{i_{we}} = \frac{1}{y_{we}} \quad z_{wy} = \frac{u_{wy}}{i_{wy}} \bigg|_{e_g = 0} \quad (1.1.)$$

wzmocnienie napięciowe

$$k_u = \frac{u_{wy}}{u_{we}} \quad (1.2.)$$

skuteczne wzmocnienie napięciowe

$$k_{us} = \frac{u_{wy}}{e_g} = k_u \frac{z_{we}}{z_{we} + z_g} \quad (1.3.)$$

wzmocnienie prądowe

$$k_i = \frac{i_{wy}}{i_{we}} \quad (1.4.)$$

skuteczne wzmocnienie prądowe

$$k_i = \frac{i_{wy}}{i_g} = k_i \frac{y_{we}}{y_{we} + y_g} \quad (1.5.)$$

wzmocnienie mocy, które jest to stosunkiem mocy czynnej obciążenia do mocy czynnej pobranej przez wzmacniacz

$$k_p = |k_u k_i| = |k_i|^2 \frac{R_o}{r_{we}} = |k_u|^2 \frac{r_{we}}{R_o} \quad (1.6.)$$

skuteczne wzmocnienie mocy, które jest wzmocnieniem mocy w warunkach dopasowania na wejściu ($z_g = z_{we}$)

$$k_{ps} = 4|k_{is}|^2 \frac{R_o}{R_g} = 4|k_{us}|^2 \frac{R_g}{R_o} \quad (1.7.)$$

Oprócz parametrów zdefiniowanych na podstawie Rys.1.1. do podstawowych parametrów wzmacniacza należą również:

zniekształcenia liniowe, które można podzielić na **zniekształcenia tłumieniowe** (częstotliwościowe) i **zniekształcenia fazowe**. Pierwsze z nich zwane także zniekształceniami częstotliwościowymi, są wywołane nierównomiernym wzmocnieniem napięcia w funkcji częstotliwości. Zniekształcenia fazowe występują z powodu niewłaściwych przesunięć kątów fazowych napięcia i prądu w funkcji częstotliwości. Każdy wzmacniacz powinien wzmacniać bez zniekształceń tłumieniowych w określonym zakresie częstotliwości sygnały doprowadzone do jego wejścia. Oznacza to, że we wzmacniaczu m.cz. wzmocnienie sygnałów o dowolnej częstotliwości w całym przenoszonym paśmie powinno być jednakowe. Gdyby np wzmacniacz akustyczny nie spełniał tego wymagania, to uzyskany na wyjściu sygnał — po przetworzeniu w głośniku -mógłby być niezrozumiały. Badanie zachowania się wzmacniacza przy różnych częstotliwościach umożliwia sporządzenie tzw **charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza**, najczęściej jest to zależność wzmocnienia od częstotliwości.

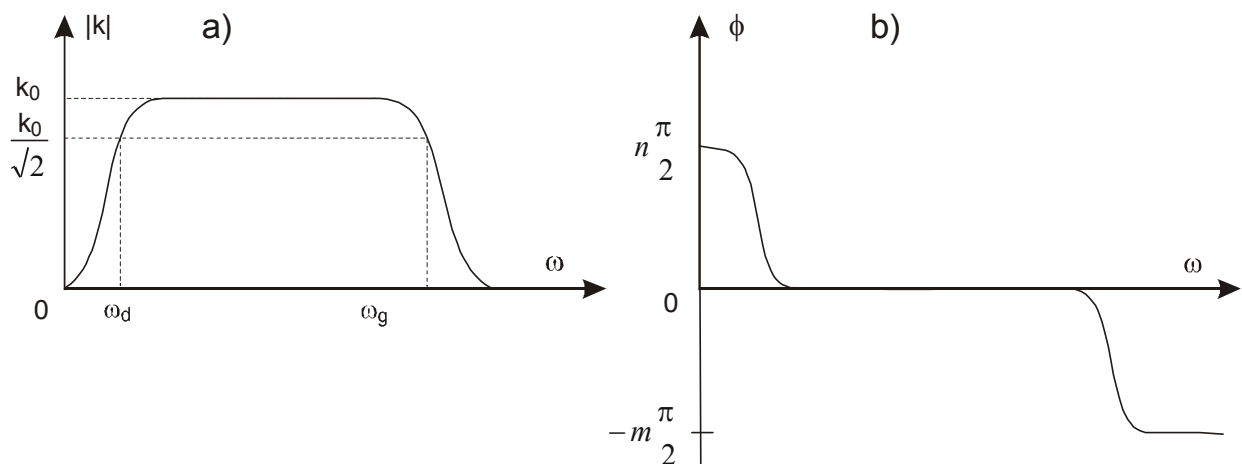
Zniekształcenia nieliniowe. Zniekształcenia nieliniowe polegają na powstawaniu sygnałów o częstotliwościach harmonicznym i kombinowanym. Sygnał na wyjściu urządzenia i zawiera dodatkowe składowe, których nie było w sygnale wejściowym. Przyczyną powstawania zniekształceń nieliniowych są nieliniowe zależności prądowo-napięciowe elementów nieliniowych (diod, tranzystorów, lamp). W wyniku oddziaływania sygnału na element nieliniowy sygnał ulega zniekształceniu, np. obciążeniu części wierzchołków sygnału sinusoidalnego.

1.1.1. Charakterystyki częstotliwościowe.

Jak wcześniej wspomniano charakterystyki częstotliwościowe umożliwiają badanie zachowania się wzmacniaczy przy różnych częstotliwościach. Z charakterystyk tych dla konkretnej częstotliwości można odczytać moduł i fazę reprezentowanej przez nie wielkości, najczęściej jest to wzmocnienie w postaci :

$$k = |k|e^{j\varphi} \quad (1.8.)$$

Tą zespoloną wartość wzmocnienia ilustruje się za pomocą dwóch charakterystyk amplitudowej i fazowej w sposób przedstawiony na Rys.1.2.



Rys.1.2. Charakterystyki częstotliwościowe wzmacniacza: a) amplitudowa, b) fazowa.

Wielkość k_0 jest modulem wzmocnienia w zakresie średnich częstotliwości, gdzie charakterystyka ma przebieg płaski. Pulsacje ω_d i ω_g są odpowiednio dolną i górną pulsacją graniczną, przy których moduł wzmocnienia zmniejsza się o wartość: $k_0 - k_0 / \sqrt{2}$. Jeśli charakterystyki sporządzone są w skali decybelowej odpowiada to zmniejszeniu modułu wzmocnienia o 3dB w stosunku do wartości k_0 . Skala decybelowa będzie bardzo często pojawiać się w toku różnych analiz wzmacniacza spróbujmy przyrzeć jej się nieco bliżej. W elektronice do wyrażenia stosunku dwóch wartości pewnej wielkości fizycznej np. mocy elektrycznej lub akustycznej, wzmocnienia itp., stosuje się jednostkę zwaną belem [B] lub 10 razy mniejszą i częściej używaną jednostkę zwaną decybelem [dB]. Matematyczną podstawą układu decybelowego są logarytmy dziesiętne.

Punktem wyjścia tego układu jednostek jest wzajemny stosunek mocy. Aby lepiej to zrozumieć posłużmy się przykładem.

Przykład.

Należy obliczyć wzmocnienie wzmacniacza, w którym źródło dźwięku dostarcza na wejście wzmacniacza sygnał o mocy 10 mW, a na wyjściu uzyskujemy moc 1W

$$k = \lg \frac{P_2}{P_1} \quad \text{-wzmocnienie wyrażone w belach [B]}$$

$$k = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \quad \text{-wzmocnienie wyrażone w decybelach [dB]}$$

$$k = \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{1}{0,01} = 10 \lg 100 = 20 \text{ dB}$$

Jeśli moce P_1 i P_2 wydzielają się w odbiornikach o jednakowej rezystancji R możemy uzyskać następujące zależności:

$$P_1 = \frac{U_1^2}{R} \quad \text{i} \quad P_2 = \frac{U_2^2}{R} \quad \text{oraz} \quad P_1 = I_1^2 R \quad \text{i} \quad P_2 = I_2^2 R$$

Ostatecznie otrzymujemy następujące zależności na stosunki napięć wyrażone w decybelach

$$k = 10 \lg \frac{\frac{U_2^2}{R}}{\frac{U_1^2}{R}} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}$$

oraz stosunki prądów w decybelach:

$$k = 10 \lg \frac{I_2^2 R}{I_1^2 R} = 20 \lg \frac{I_2}{I_1}$$

Praktycznie jeśli zasadnicze znaczenie ma wartość napięcia a nie mocy warunek równości rezystancji możemy pominąć:

Po tej krótkiej dygresji na temat decybeli możemy wrócić do głównego wątku tej części skryptu czyli określenia charakterystyk częstotliwościowych Dla układów elektronicznych skupionych, liniowych stacjonarnych zależność wzmocnienia od częstotliwości można przedstawić w postaci funkcji wymiernej zmiennej $j\omega$

$$k(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0} \quad (1.9.)$$

Wielkość k może być dowolną transmitancją tzn. wzmocnieniem prądowym lub napięciowym, transmitancją U_2 / U_1 lub I_2 / I_1 . Dla rzeczywistych układów elektronicznych spełniona jest nierówność $m \leq n$. Właściwości funkcji (1.9.) najlepiej rozpatrywać przedstawiając ją w postaci uzależnionej od miejsc zerowych licznika i mianownika, tzn od zer i biegunów funkcji $k(j\omega)$

$$\begin{aligned} k(j\omega) &= \frac{b_m(j\omega - z_1)(j\omega - z_2) \dots (j\omega - z_m)}{a_n(j\omega - p_1)(j\omega - p_2) \dots (j\omega - p_n)} = \\ &= k_0 \frac{\left(1 - \frac{j\omega}{z_1}\right) \left(1 - \frac{j\omega}{z_2}\right) \dots \left(1 - \frac{j\omega}{z_m}\right)}{\left(1 - \frac{j\omega}{p_1}\right) \left(1 - \frac{j\omega}{p_2}\right) \dots \left(1 - \frac{j\omega}{p_n}\right)} \end{aligned} \quad (1.10.)$$

Zera z_i są rzeczywiste lub zespolone sprzężone. Dla układu stabilnego bieguny p_i są albo ujemne albo zespolone sprzężone z ujemną częścią rzeczywistą. Od rozkładu zer i biegunów zależą liczne właściwości układów elektronicznych

Jeśli zera i bieguny są rzeczywiste można na podstawie ich znajomości w prosty sposób narysować przybliżone charakterystyki częstotliwościowe. Nazywamy je **charakterystykami asymptotycznymi Bodego**

Aby określić charakterystyki częstotliwościowe *Bodego* należy napisać wyrażenie na moduł i fazę funkcji $k(j\omega)$. Zgodnie z zależnością (1.8.) Otrzymujemy

$$|k| = k_0 \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2}{z_1^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{z_2^2}\right) \dots \left(1 + \frac{\omega^2}{z_m^2}\right)}}{\sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2}{p_1^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{p_2^2}\right) \dots \left(1 + \frac{\omega^2}{p_n^2}\right)}} \quad (1.11.)$$

jednocześnie

$$\varphi = -\arctg \frac{\omega}{z_1} - \arctg \frac{\omega}{z_2} - \dots - \arctg \frac{\omega}{z_m} + \arctg \frac{\omega}{p_1} + \dots + \arctg \frac{\omega}{p_n} \quad (1.12.)$$

Przybliżenie zastosowane przy konstrukcji charakterystyk asymptotycznych Bodego polega na następujących założeniach: Dla charakterystyki amplitudowej (1.11.):

$$1 + \frac{\omega^2}{z_j^2} = 1 + \frac{\omega^2}{\omega_{zj}^2} \approx 1 \quad \text{dla} \quad \omega \leq \omega_{zj} \quad (1.13.)$$

$$1 + \frac{\omega^2}{z_j^2} = 1 + \frac{\omega^2}{\omega_{zj}^2} \approx \frac{\omega^2}{\omega_{zj}^2} \quad \text{dla} \quad \omega \geq \omega_{zj} \quad (1.14.)$$

Natomiast dla charakterystyki fazowej

$$\arctg \frac{\omega}{z_j} \approx 0 \quad \text{dla} \quad \omega < 0,1\omega_{zj} \quad (1.15.)$$

$$\arctg \frac{\omega}{z_j} \approx \frac{\pi}{4} (\text{sign } z_j) \log \frac{10\omega}{\omega_{zj}} \quad \text{dla} \quad 0,1\omega_{zj} < \omega < 10\omega_{zj} \quad (1.16.)$$

$$\arctg \frac{\omega}{z_j} \approx \frac{\pi}{2} (\text{sign } z_j) \quad \text{dla} \quad \omega > 10\omega_{zj} \quad (1.17.)$$

Powyższe przybliżenia są także słuszne dla bieguna p . Jeżeli teraz przyjmiemy na przykład, że transmitacja układu zawiera jedno zero i dwa bieguny to wyrażenie, które ją określa ma postać:

$$|k| = k_0 \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2}{z_1^2}\right)}}{\sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2}{p_1^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{p_2^2}\right)}} \quad (1.18.)$$

Jeśli dodatkowo założymy że pulsacje ω_{z1} , ω_{p1} , ω_{p2} są uszeregowane rosnąco, to dla pulsacji $\omega < \omega_{z1}$ asymptotyczna charakterystyka amplitudowa jest stała i równa k_0 co można zapisać:

$$|k| \approx k_0 \quad \text{dla} \quad \omega < \omega_{z1} \quad (1.19.)$$

W kolejnym przedziale pulsacji zgodnie z przyjętymi przybliżeniami otrzymujemy:

$$|k| \approx k_0 \frac{\omega}{\omega_{z1}} \quad \text{dla} \quad \omega_{z1} < \omega < \omega_{p1} \quad (1.20.)$$

Wartość $|k|$ wzrasta teraz proporcjonalnie do ω , tzn. zwiększa się 10 razy (20 dB), gdy częstotliwość wzrasta 10 razy (o jedną dekadę). Można powiedzieć, że miejsce zerowe powoduje wzrost

charakterystyki częstotliwości owej z prędkością 20 dB/dek. Zwiększanie się wzmocnienia występuje aż do pulsacji, kiedy charakterystykę należy przybliżyć nowym wyrażeniem:

$$|k| \approx k_0 \frac{\omega_{z1}}{\omega} = k_0 \frac{\omega_{p1}}{\omega_{z1}} \quad \text{dla} \quad \omega_{p1} < \omega < \omega_{p2} \quad (1.21.)$$

Wpływ bieguna skompensował teraz wpływ zera i dla $\omega > \omega_{p1}$ charakterystyka jest stała. Biegun wprowadził tendencję opadającą w charakterystyce częstotliwościowej, odpowiadającą prędkości 20 dB/dek. Wykres $|k(j\omega)|$ pozostaje stały do pulsacji ω_{p2} , przy której należy uwzględnić kolejne wyrażenie w nawiasie we wzorze (1.11.).

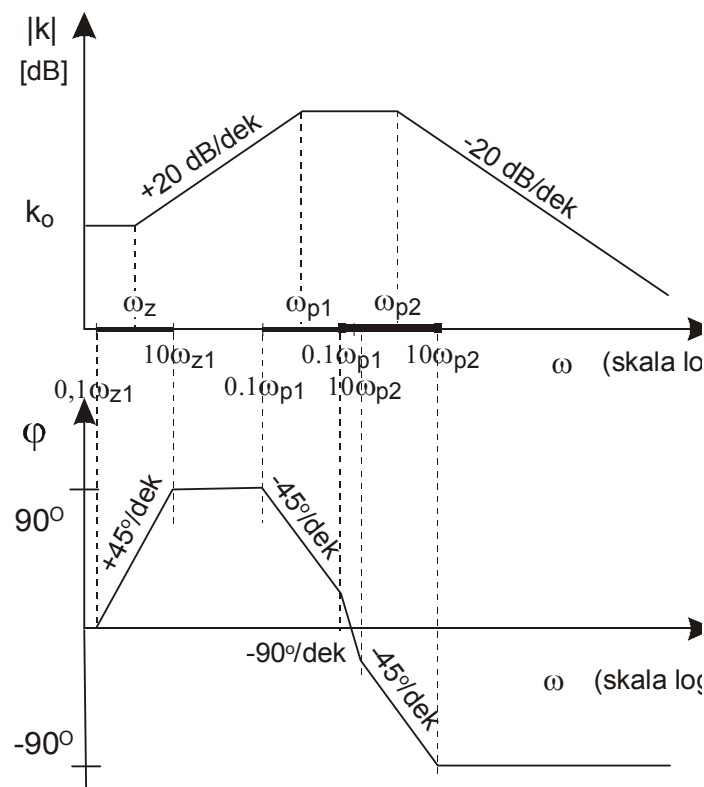
$$|k| \approx k_0 \frac{\omega_{p1} \omega_{p2}}{\omega_{z1} \omega} \quad \text{dla} \quad \omega_{p2} < \omega \quad (1.22.)$$

Drugi biegun wprowadził, więc kolejne zmniejszanie wzmocnienia z prędkością 20 dB/dek. Procedurę tę powtarza się aż do wyczerpania wszystkich zer i biegunów rozpatrywanej funkcji wymiernej (1.10.)

Analogiczne rozumowanie można przeprowadzić dla asymptotycznej charakterystyki fazowej. W rozpatrywanym przykładzie kolejności zer i biegunów, dla pulsacji $\omega < 0,1 \omega_{z1}$ faza jest równa zeru. Między $0,1 \omega_{z1}$ a $10 \omega_{z1}$ faza wzrasta (dla ujemnego zera) z prędkością $\pi/4$ radiana na dekadę. Po osiągnięciu wartości $\pi/2$ dla pulsacji $10 \omega_{z1}$ faza pozostaje stała, aż do $0,1 \omega_{p1}$

Z kolei ujemny biegun daje zmniejszanie się fazy z prędkością $\pi/4$ radiana na dekadę aż do $10 \omega_{p1}$. Powyżej tej częstotliwości faza znów pozostaje stała aż do osiągnięcia zakresu wpływu bieguna ω_{p2} . Jeśli omawiane zakresy częstotliwości w niektórych obszarach pokrywają się, to wpływy należy dodać, zgodnie z zależnością (1.12.).

Ilustracją powyższych rozważań dotyczących przebiegu charakterystyki częstotliwościowej jest Rys.1.3.



Rys.1.3. Przykładowe charakterystyki asymptotyczne Bodego dla jednego zera i dwóch biegunów

Przedstawiono tu szkic charakterystyk asymptotycznych Bodego dla przyjętej przykładowo sekwencji zer i biegunów. Zgodnie z otrzymanymi na podstawie przyjętych założeń zależnościami,

charakterystyki te składają się z odcinków linii prostych o standardowych nachyleniach, jeśli skala częstotliwości jest logarytmiczna, skala wzmacnienia jest w dB, skala fazy zaś jest liniowa

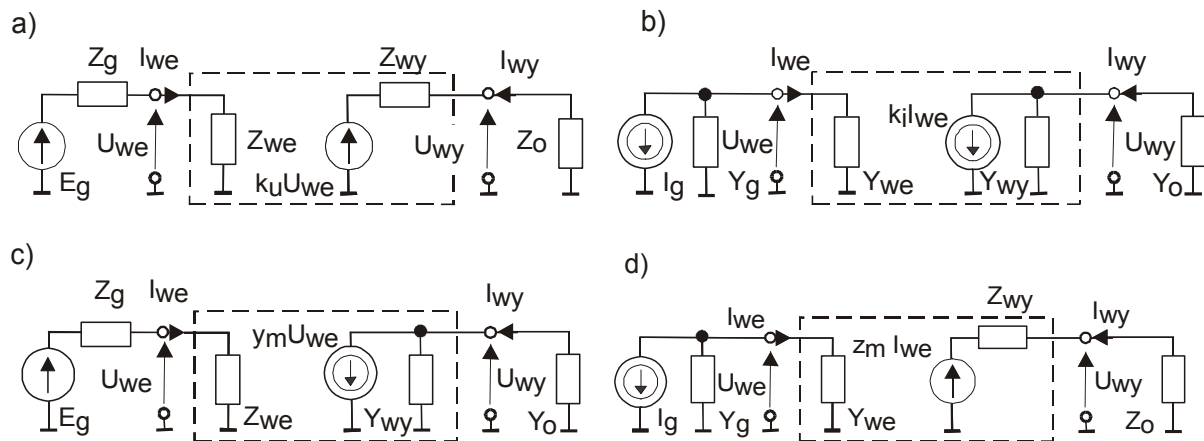
1.2 Klasyfikacja wzmacniaczy

Istnieje wiele sposobów klasyfikacji wzmacniaczy, spośród których najbardziej popularny jest podział ze względu na relacje zachodzące między rezystancją wejściową wzmacniacza R_{we} a rezystancją źródła sterującego R_g oraz między rezystancją wyjściową wzmacniacza R_{wy} a rezystancją obciążenia R_o . Według tych kryteriów wzmacniacze można podzielić na:

- a) wzmacniacze napięciowe b) wzmacniacze prądowe
c) wzmacniacze transadmitancyjne d) wzmacniacze transimpedancyjne

Schematy zastępcze powyższych wzmacniaczy przedstawione zostały na Rys.1.4.

a) **Idealny wzmacniacz napięciowy** jest układem, który dostarcza napięcia wyjściowego o wartości wprost proporcjonalnej do napięcia wejściowego, a współczynnik proporcjonalności (nazywany wzmacnieniem napięciowym) jest niezależny od wartości rezystancji źródła i obciążenia. Zastępczy układ Thevenina dla tego wzmacniacza przedstawiono na Rys.1.4.a).



Rys.1.4. Podział wzmacniaczy ze względu na własności obwodu wejściowego i wyjściowego. Wzmacniacze: a) napięciowy, b) prądowy, c) transadmitancyjny d) transimpedancyjny

W idealnym wzmacniaczu napięciowym spełnione są warunki:

$$r_{we} \rightarrow \infty, \quad r_{wy} = 0, \quad U_{wy} = k_u U_{we} = k_u E_g \quad (1.23.)$$

W praktyce źródło sterujące i obciążenie spełniają warunki:

$$r_{we} \gg R_g, \quad r_{wy} \ll R_o, \quad (1.24.)$$

b) **Idealny wzmacniacz prądowy** jest układem, który dostarcza prądu wyjściowego o wartości wprost proporcjonalnej do wartości prądu sygnału sterującego, a współczynnik proporcjonalności (nazwany wzmacnieniem prądowym) jest niezależny od R_g i R_o . Zastępczy układ Nortona dla wzmacniacza prądowego przedstawiono na Rys.1.4.b). W idealnym wzmacniaczu prądowym mamy:

$$r_{we} \rightarrow 0, \quad r_{wy} = \infty, \quad I_{wy} = k_i I_{we} = k_i I_g \quad (1.25.)$$

w praktyce zaś mamy:

$$r_{we} \ll R_g, \quad r_{wy} \gg R_o, \quad (1.26.)$$

c) **Idealny wzmacniacz transadmitancyjny** dostarcza prądu wyjściowego o wartości wprost proporcjonalnej do napięcia sygnału, niezależnie od wartości R_g i R_o . Współczynnik proporcjonalności nazywamy transadmitancją. Wzmacniacz transadmitancyjny przedstawiono na Rys.1.4.c) za pomocą układu zastępczego Thevenina na wejściu i układu Nortona na wyjściu. Idealny wzmacniacz transadmitancyjny otrzymujemy, gdy:

$$r_{we} \rightarrow \infty, \quad r_{wy} = \infty, \quad I_{wy} = y_m U_{we} = y_m E_g \quad (1.27.)$$

praktycznie zaś mamy

$$r_{we} \gg R_g, \quad r_{wy} \gg R_o, \quad (1.28.)$$

d) **Idealny wzmacniacz transimpedancyjny** dostarcza napięcia wyjściowego o wartości wprost proporcjonalnej do prądu sygnału niezależnie od R_g i R_o . Współczynnik proporcjonalności nazywamy transimpedancją. Wzmacniacz transimpedancyjny przedstawiono Rys.1.4.d) za pomocą układu zastępczego Nortona na wejściu i układu zastępczego Thevenina na wyjściu. W idealnym wzmacniaczu transimpedancyjnym:

$$r_{we} \rightarrow 0, \quad r_{wy} = 0, \quad U_{wy} = z_m I_{we} = z_m I_g \quad (1.29.)$$

w praktyce

$$r_{we} \ll R_g, \quad r_{wy} \ll R_o, \quad (1.30.)$$

Innym znanym sposobem podziału wzmacniaczy jest klasyfikacja ze względu na dobór punktu pracy. Według tego kryterium wzmacniacze można podzielić na:

- | | |
|-------------------------|------------------------|
| a) wzmacniacze klasy A | d) wzmacniacze klasy C |
| b) wzmacniacze klasy B | e) wzmacniacze klasy D |
| c) wzmacniacze klasy AB | |

a) **W klasie A** punkt pracy wybiera się w środku liniowej części charakterystyk statycznych. W ciągu całego okresu sterującego napięcia zmiennego płynie prąd przez tranzystor. Wzmacniacze kl. A wprowadzają bardzo małe zniekształcenia sygnałów. Sprawność tych wzmacniaczy jest jednak niewielka -maksymalnie 50%.

b) **W klasie B** punkt pracy wybiera się na krańcu liniowej części charakterystyki. W tranzystorze praktycznie punkt pracy znajduje się na charakterystyce I_{CEO} . Prąd kolektora w tranzystorze płynie we wzmacniaczach kl. B tylko w przybliżeniu przez jeden półokres napięcia sterującego. Wzmacniacze kl. B są stosowane w zasadzie jako wzmacniacze przeciwsołbne. Część okresu odpowiadająca przepływowi prądu kolektorowego (która jest zawarta między dwoma punktami odcięcia prądu), wyrażona w mierze katowej (w stopniach), nazywa się kątem odcięcia lub kątem przepływu θ prądu kolektorowego. Kąt przepływu tranzystora pracującego w kl. B jest równy $\theta = 180^\circ$.

c) We wzmacniaczach tych punkt pracy dobiera się pośrednio między kl. A i kl. B.

d) Są to wzmacniacze, w których prąd kolektorowy płynie w czasie krótszym niż półokres zmiennego napięcia sterującego, wzmacniacze tej klasy pracują głównie jako wzmacniacze rezonansowe wielkiej częstotliwości

e) We wzmacniaczach tej klasy element wzmacniający w czasie cyklu roboczego może znajdować się tylko w jednym z dwóch stanów: całkowitego zablokowania, kiedy nie płynie przez niego prąd, lub całkowitego odblokowania, kiedy spadek napięcia na nim jest bliski zera.

1.3 Konfiguracje wzmacniaczy

Jak wiadomo z poprzednich rozdziałów tranzystory będące we wzmacniaczach elementami aktywnymi zarówno bipolarne, jak i unipolarne, mają trzy końcówki, z których jedna służy jako wejście dla sygnału, druga jako wyjście, trzecia zaś jest elektrodą wspólną. W zależności od wyboru elektrody wspólnej rozróżniamy następujące konfiguracje pracy:

Dla tranzystora bipolarnego:

- wspólnego emitera (WE), baza jest wejściem, kolektor wyjściem;
- wspólnej bazy (WB), emiter jest wejściem, kolektor wyjściem;
- wspólnego kolektora (WC), baza jest wejściem, emiter wyjściem;

Dla tranzystora unipolarnego:

- wspólnego źródła (WS), bramka jest wejściem, dren wyjściem;
- wspólnej bramki (WG), źródło jest wejściem, dren wyjściem;
- wspólnego drenu (WD), bramka jest wejściem, źródło wyjściem;

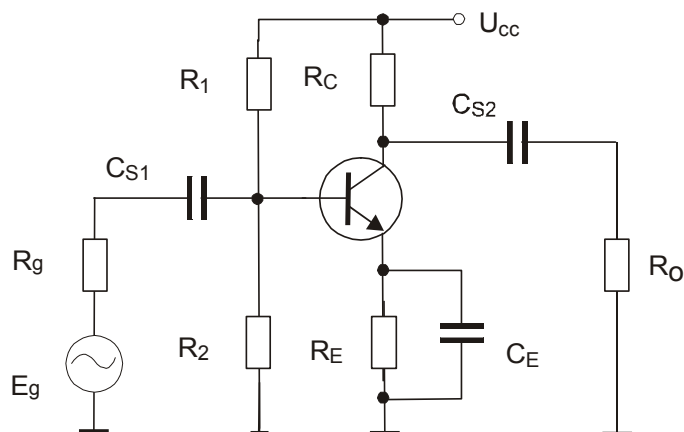
Bez względu na wybór konfiguracji układy realizujące są takie same jak omówiono w poprzednich rozdziałach opisujących układy zasilania tranzystorów

1.4 Wzmacniacz WE

Będziemy teraz zajmować się wzmacniaczem napięciowym klasy A ze sprzężeniem pojemnościowym. Układy takie są stosowane do wzmacniania sygnałów charakteryzujących się szerokim widmem częstotliwości

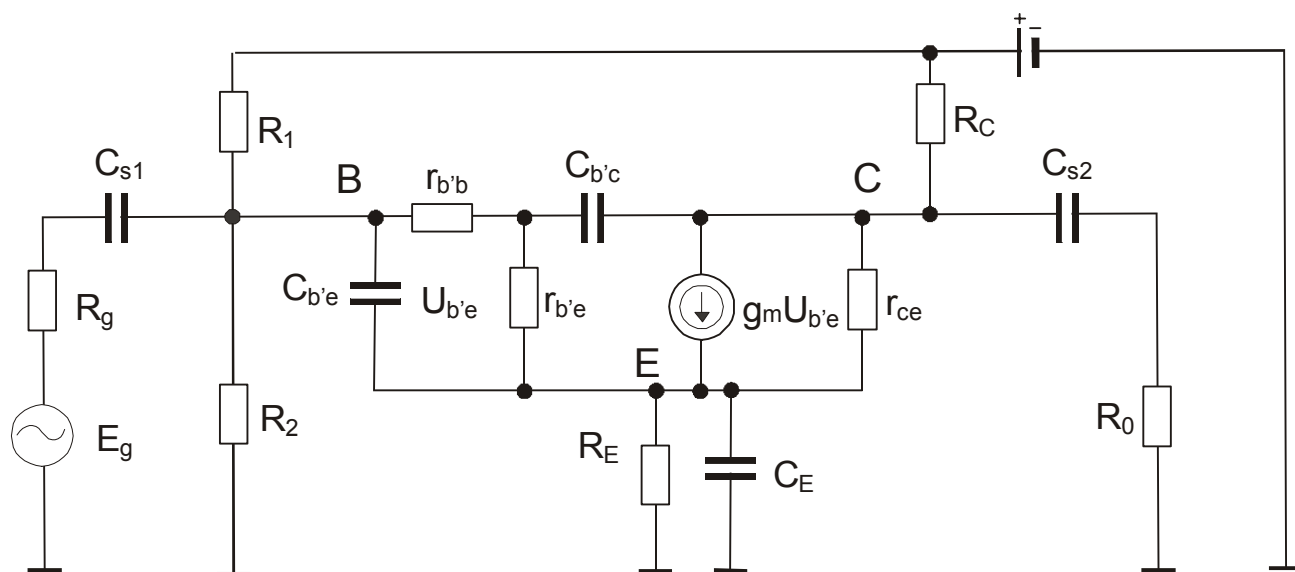
1.4.1. Schemat ideowy i zastępczy

Schemat ideowy wzmacniacza przedstawia Rys.1.5. Mamy tu tranzystor spolaryzowany w układzie potencjometrycznym R_1 R_2 , który zapewnia położenie punktu pracy w zakresie pracy aktywnej tranzystora oraz pracę wzmacniacza w klasie A



Rys.1.5. Schemat ideowy wzmacniacza w układzie WE

C_{S1} , C_{S2} są to pojemności sprzęgające, które zapewniają separację dla składowych stałych, a więc niezależność punktu pracy tranzystora od rezystancji R_O i składowych stałych generatora. C_E jest to pojemność blokująca dla średnich i wysokich częstotliwości, która ma za zadanie zmniejszenie dla składowej zmiennej wpływu sprzężenia emiterowego wprowadzonego w celu osiągnięcia odpowiedniej stabilności punktu pracy. Wszystkie trzy pojemności możemy określić mianem pojemności układowych. Dalszą analizę wzmacniacza przeprowadzimy w oparciu o jego małosygnałowy schemat zastępczy.



Rys.1.42. Schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE

Przejście od schematu ideowego do schematu zastępczego wzmacniacza dla średnich częstotliwości rozpoczniemy od zastąpienia tranzystora jego schematem zastępczym. Mamy do

wyboru dwa poznane wcześniej układy: schemat *hybryd II* oraz schemat z *parametrami h*. W tym rozdziale wybrano schemat hybryd Π ze względu na możliwość wygodniejszej analizy parametrów częstotliwościowych wzmacniacza.

Następnym krokiem po wyborze i optymalizacji schematu zastępczego tranzystora jest podłączenie pozostałych elementów układu. Najlepiej jest traktować je jako elementy dwu-końcówkowe włączone pomiędzy jakieś dwa punkty układu i tak rezystor R_E włączony jest pomiędzy emiter tranzystora a masę, rezystor R_C włączony jest pomiędzy kolektor tranzystora i źródło zasilania, rezystor R_1 włączony jest pomiędzy bazę tranzystora i źródło zasilania, rezystor R_2 włączony jest natomiast pomiędzy bazę i masę.

W dalszej kolejności widzimy elementy sprzęgające i tak: pojemność C_{S1} włączona jest pomiędzy bazę i rezystancję źródła sygnału R_g , zaś pojemność C_{S2} włączona jest pomiędzy kolektor a rezystancję obciążenia R_0 . pozostała pojemność C_E podłączona jest jak widać równolegle z rezystancją R_E .

Kolejnym elementem układu jest źródło zasilania napięciem stałym przyłożone pomiędzy masę układu a rezystancję R_C . Dla zmiennego sygnału sterującego wzmacniacz, źródło napięcia stałego możemy potraktować jako zwarcie, co uprości nam nieco postać schematu jego zastępczego.

Pozostałe elementy układu to rezystancja źródła sygnału R_g włączona pomiędzy źródło sygnału a pojemność C_{S1} , źródło sygnału włączone pomiędzy masę a R_g oraz rezystancja obciążenia R_0 włączona pomiędzy pojemność C_{S2} a masę. W wyniku dotychczasowych działań otrzymujemy schemat zastępczy wzmacniacza widoczny na Rys.1.42. Schemat ten podlega w trakcie dalszej analizy uproszczeniom zależnym od zakresu rozpatrywanych częstotliwości. Ogólne zasady traktowania pojemności w układach wzmacniaczy przedstawia Tab.1.43.

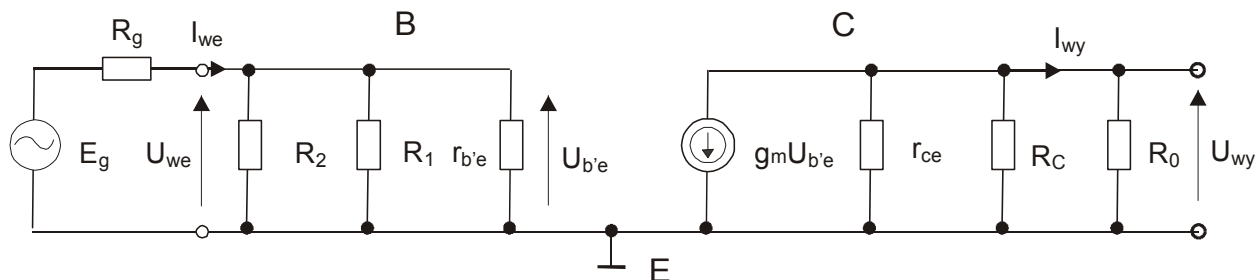
elementy pojemnościowe	m.cz.	śr. cz.	w.cz.
pojemności układowe	uwzględniamy	zwarcie	zwarcie
pojemności wewnętrzne	rozwarcie	rozwarcie	uwzględniamy

Tab.1.43. Sposób traktowania pojemności w analizie małosygnałowej wzmacniaczy

Przeprowadzimy w pierwszej kolejności analizę małosygnałową wzmacniaczy w zakresie średnich częstotliwości, gdyż dla tego zakresu można określić wiele istotnych parametrów.

1.4.2. Analiza wzmacniacza w układzie WE dla średnich częstotliwości

W zakresie średnich częstotliwości pojemności układowe można potraktować jako zwarcie, co wynika z małej wartości ich reaktancji dla tego zakresu pasma, pozwoli to na uproszczenie w schemacie zastępczym wzmacniacza (m. in. Rezystor R_E zostanie zwarty). Jak widać na Rys.1.42. w schemacie zastępczym tranzystora uwzględniono wszystkie elementy, jednak przy analizie w zakresie średnich częstotliwości można pominąć rezystancję rozproszoną bazy r_{bb} oraz pojemności wewnętrzne tranzystora: $C_{b'c}$ i $C_{b'e}$ (traktujemy je jako rozwarcie). Realizując wszystkie te uproszczenia, o których była mowa powyżej możemy uprościć go do postaci przedstawionej na Rys.1.6. W oparciu o ten schemat zastępczy dokonamy teraz definicji i analizy parametrów małosygnałowych wzmacniacza w zakresie średnich częstotliwości. Podstawowe z nich to:



Rys.1.6. Schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE po uproszczeniach

- **rezystancja wejściowa**, którą można określić wprost ze schematu zastępczego wzmacniacza jako rezystancję widzianą z zacisków wejściowych na prawo patrząc jako równoległe połączenie $R_1, R_2, r_{b'e}$ lub z definicji:

$$R_{we} = \left. \frac{U_{we}}{I_{we}} \right|_{U_{ce}=0} = \frac{U_{b'e}}{\frac{U_{b'e}}{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{b'e}}} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{b'e} \quad (1.31.)$$

Przyjmując uproszczenie

$$r_{b'e} \ll R_1 \parallel R_2 \quad (1.32.)$$

otrzymujemy:

$$R_{we} \approx r_{b'e} \quad (1.33.)$$

Jak widać z powyższych zależności rezystancja wejściowa jest tym większa im większa jest wartość połączenia $R_1 \parallel R_2$, co jest niekorzystne z punktu widzenia stabilizacji punktu pracy

- **rezystancja wyjściowa**, którą można określić wprost ze schematu zastępczego wzmacniacza jako rezystancję widzianą z zacisków wyjściowych na lewo patrząc jako równoległe połączenie R_C, r_{ce} lub z definicji:

$$R_{wy} = \left. \frac{U_{wy}}{I_{wy}} \right|_{E_g=0} = \frac{-g_m U_{b'e} (R_C \parallel r_{ce})}{-g_m U_{b'e}} = R_C \parallel r_{ce} \quad (1.34.)$$

Przyjmując uproszczenie

$$r_{ce} \gg R_C \quad (1.35.)$$

otrzymujemy:

$$R_{wy} \approx R_C \quad (1.36.)$$

- **wzmocnienie napięciowe**

$$k_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} \quad (1.37.)$$

po podstawieniu zależności :

$$U_{wy} = -g_m U_{b'e} (R_C \parallel r_{ce} \parallel R_0) \quad \text{oraz} \quad U_{we} = U_{b'e} \quad (1.38.)$$

otrzymujemy:

$$k_u = -g_m (R_C \parallel r_{ce} \parallel R_0) \quad (1.39.)$$

lub po przekształceniu:

$$k_u = -g_m R_0 \frac{R_C \parallel r_{ce}}{(R_C \parallel r_{ce}) + R_0} \quad (1.40.)$$

gdzie minus oznacza, że tranzystor odwraca fazę o 180° . Uwzględniając natomiast zależność (1.35.) wzór (1.39.) przybiera postać:

$$k_u = -g_m (R_C \parallel R_0) \quad (1.41.)$$

podstawiając zaś do (1.39.) zależność:

$$h_{21e} = \beta = g_m r_{b'e} \quad (1.42.)$$

otrzymujemy:

$$-k_u = \frac{\beta}{r_{b'e}} (R_0 \parallel R_C) \quad (1.43.)$$

wykorzystując zaś zależność

$$g_m = \frac{q}{kT} |I_C| = \frac{|I_C|}{25mV(300K)} \quad (1.44.)$$

otrzymujemy:

$$k_u = -40I_C (R_C \parallel R_0) \quad (1.45.)$$

Powyższa zależność pozwala nam określić wpływ punktu pracy na wzmocnienie napięciowe wzmacniacza. Reasumując rozważania, powyżej aby uzyskać duże wzmocnienie napięciowe należy:

- dobrać I_C pamiętając o ograniczeniach z tym związanych
- dobrać duże R_0
- dobrać możliwie duże R_C (ale R_C jest związane z I_C i jego ograniczeniem stąd niewielki zakres możliwości)
- obciążenie dynamiczne (źródła prądowe mała rezystancja statyczna, duża dynamiczna)

- **wzmocnienie napięciowe skuteczne**

$$k_{us} = k_u \frac{R_{we}}{R_{we} + R_g} \quad (1.46.)$$

Wykorzystując równania (1.40.) , (1.40.)

$$k_{us} = -g_m R_0 \frac{R_C \parallel r_{ce}}{(R_C \parallel r_{ce}) + R_0} \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{b'e}}{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{b'e} + R_g} \quad (1.47.)$$

- **wzmocnienie prądowe**

$$k_i = \frac{I_{wy}}{I_{we}} = \frac{g_m U_{b'e} \frac{r_{CE} \parallel R_C}{(r_{CE} \parallel R_C) + R_0}}{\frac{U_{we}}{R_{we}}} = \frac{g_m U_{b'e} \frac{r_{CE} \parallel R_C}{(r_{CE} \parallel R_C) + R_0}}{\frac{U_{b'e}}{(R_1 \parallel R_2) \parallel r_{b'e}}} \quad (1.48.)$$

$$R_1 \parallel R_2 \equiv R_B \quad (1.49.)$$

$$k_i = g_m (r_{b'e} \parallel R_B) \frac{r_{CE} \parallel R_C}{(r_{CE} \parallel R_C) + R_0} \quad (1.50.)$$

kiedy przyjmiemy uproszczenie:

$$R_0 \ll r_{CE} \quad (1.51.)$$

otrzymujemy

$$k_i \cong g_m (R_B \parallel r_{b'e}) \quad (1.52.)$$

zaś przy założeniu

$$R_B \gg r_{b'e} \quad (1.53.)$$

mamy:

$$k_i \cong g_m r_{b'e} \cong \beta \quad (1.54.)$$

w praktyce można przyjąć zarówno założenie (1.51.). jak i (1.53.) otrzymujemy wtedy:

$$k_i \approx g_m r_{b'e} \frac{R_C}{R_C + R_0} \approx \beta \frac{R_C}{R_0 + R_C} \quad (1.55.)$$

Analiza wzoru (1.50.) pozwala stwierdzić, że k_i jest tym większe, im R_C i R_B są większe (tzn. gdy $R_C \gg R_O$, $R_B \gg r_{b'e}$). Wzrost wartości R_B powoduje jednak pogorszenie stabilizacji prądu kolektora, natomiast duża wartość R_C pogorszenie stabilizacji napięcia kolektor - emiter. Zastosowanie źródła prądu w miejsce rezystora R_C (obciążenie dynamiczne) pozwala osiągnąć maksymalne wzmocnienie prądu.

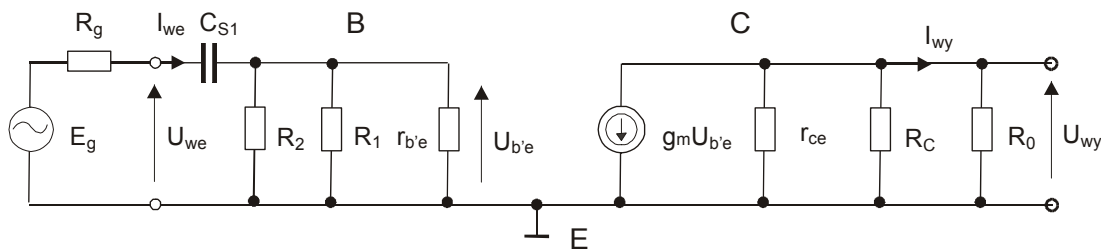
1.4.3. Analiza małosygnałowa wzmacniaczy w zakresie małych częstotliwości

Jak pokazuje Tab.1.43. w zakresie m.cz. wzmocnienie zależy od wartości pojemności układowych. Pojemności wewnętrzne elementu aktywnego traktujemy tu jako rozwarcie, gdyż ich reaktancje dla małych częstotliwości są tak małe w porównaniu z pozostałymi elementami schematu zastępczego, że można je pominąć. Spróbujemy teraz przeanalizować wpływ pojemności układowych na wzmocnienie jednak ze względu na złożoność tego typu analizy ograniczymy się do wzmacniacza w konfiguracji WE mającego stosunkowo największe znaczenie praktyczne.

Dla konfiguracji WE wzmacniacza wpływy poszczególnych pojemności układowych zostaną rozpatrzone oddzielnie.

Wpływ pojemności C_{S1}

Aby zbadać wpływ pojemności C_{S1} posłużymy się schematem zastępczym przedstawionym na Rys.1.7., na którym uwzględniono tylko pojemność C_{S1} (pozostałe pojemności układowe stanowią zwarcie).



Rys.1.7. Małosygnałowy schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE dla m.cz. z uwzględnieniem poj. C_{S1}

Wzmocnienie skuteczne k_{us} ma wartość maksymalną w zakresie śr. cz. i jest określona wzorem:

$$k_{us \max} = \frac{U_{wy}}{E_g} = \frac{U_{wy}}{E_g} \cdot \frac{U_1}{U_1} \quad (1.56.)$$

gdzie:

$$U_1 = \frac{R_{we} \cdot E_g}{R_{we} + R_g} = U_{b'e} \quad (1.57.)$$

stąd:

$$k_{us \max} = \frac{-g_m U_{b'e} (R_c \parallel r_{ce} \parallel R_0)}{U_{b'e}} \cdot \frac{R_{we} E_g}{(R_{we} + R_g) E_g} = \frac{-g_m (R_c \parallel r_{ce} \parallel R_0) R_{we}}{R_{we} + R_g} \quad (1.58.)$$

Jak widać z powyższych zależności wielkość U_1 została tu wprowadzona pomocniczo w celu uproszczenia równania opisującego wzmocnienie. Wzmocnienie skuteczne dla m.cz. możemy zdefiniować jako

$$k_{us} = \frac{U_{wy}}{U_1} \frac{U_1}{E_g} \quad (1.59.)$$

gdzie:

$$U_1 = \frac{R_{we}}{R_{we} + R_g + X_{C1}} = U_{b'e} \quad (1.60.)$$

Wprowadzenie dodatkowej zmiennej U_1 pozwoli na pewne uproszczenia wyrażenia na wzmocnienie k_{us}

$$U_{wy} = -g_m U_{b'e} (R_C \parallel r_{ce} \parallel R_o) \quad (1.61.)$$

$$k_{us} = \frac{-g_m U_{b'e} (R_c \parallel r_{ce} \parallel R_o)}{U_{b'e}} \frac{R_{we} E_g}{(R_{we} + R_g + X_{C1}) E_g} \quad (1.62.)$$

$$k_{us} = \frac{-g_m (R_c \parallel r_{ce} \parallel R_o) R_{we}}{R_{we} + R_g + X_{C1}} \quad (1.63.)$$

gdzie:

$$X_{C1} = \frac{1}{j\omega C_{S1}} \quad (1.64.)$$

Zgodnie z powyższymi zależnościami wzmocnienie napięciowe względne możemy zapisać jako:

$$\begin{aligned} \frac{k_{us}}{k_{us \max}} &= \frac{[-g_m (R_c \parallel r_{ce} \parallel R_o) R_{we}](R_{we} + R_g)}{(R_{we} + R_g + X_{C1})[-g_m (R_c \parallel r_{ce} \parallel R_o) R_{we}]} = \\ &= \frac{R_{we} + R_g}{R_{we} + R_g + X_{C1}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{S1}(R_{we} + R_g)}} \end{aligned} \quad (1.65.)$$

stąd:

$$k_{us} = \frac{k_{us \max}}{1 + \frac{1}{j\omega C_{S1}(R_{we} + R_g)}} = \frac{k_{us \max} \frac{j\omega}{\omega_{g1}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{g1}}} \quad (1.66.)$$

gdzie:

$$\omega_{d1} = \frac{1}{C_{S1}(R_{we} + R_g)} \quad (1.67.)$$

Zgodnie z tym, co zostało opisane w rozdziale 1. widać że funkcja $k(j\omega)$ dla pulsacji $\omega = \omega_{g1}$ ma wartość maksymalną równą $k_{us \max}$. Dla pulsacji $\omega \ll \omega_{g1}$ wzmocnienie jest proporcjonalne do ω tzn. rośnie w miarę zbliżania się do wartości ω_{g1} . Jeśli rozpatrujemy to w skali decybelowej odpowiada to przyrostowi o 20 dB/dek. Dla zakresu pulsacji $\omega \gg \omega_{g1}$ zaznacza się wpływ bieguna funkcji $k_{us}(j\omega)$ który kompensuje wzrost wzmocnienia w rezultacie czego przebieg wzmocnienia w funkcji pulsacji ulega stabilizacji na poziomie $k_{us \max}$.

Wprowadzimy teraz pojęcie stałej czasowej, którą definiuje się jako iloczyn pojemności i rezystancji. W naszym przypadku możemy ją określić wprost ze schematu na Rys.1.7. jako iloczyn pojemności i rezystancji widzianej z zacisków tej pojemności. Dla pojemności C_{S1} mamy więc:

$$\tau_1 = C_{S1}(R_{we} + R_g) \quad (1.68.)$$

Stała czasowa τ_1 pozostaje w bezpośrednim związku z pulsacją ω_{g1} , oraz częstotliwością f_{g1} według zależności:

$$\omega_{g1} = \frac{1}{\tau_1} = 2\pi f_{g1} \quad (1.69.)$$

Określenie stałej czasowej pozwala wyznaczyć częstotliwość graniczną, dla której wzmocnienie napięciowe skuteczne spada o 3 dB w stosunku do swojej wartości maksymalnej.

Po doprowadzeniu zależności skutecznego wzmocnienia napięciowego od pulsacji do postaci (1.66.) łatwo można ją zilustrować za pomocą uproszczonych charakterystyk Bodego. Charakterystykę amplitudową Bodego wyznaczamy na podstawie zależności:

$$|k_{us}(j\omega)| = \sqrt{re[k_{us}(j\omega)]^2 + im[k_{us}(j\omega)]^2} \quad (1.70.)$$

Aby wygodniej odnieść się do tego, co zostało napisane wcześniej o zachowaniu funkcji $k_{us}(j\omega)$ równanie (1.70.) zapiszemy w postaci:

$$20 \log |k_{us}(j\omega)| = 20 \log |k_{us \max}| - 20 \log \sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 \tau_1^2}} \quad (1.71.)$$

Pozwoli to analizować zależność modułu wzmocnienia napięciowego od pulsacji w skali logarytmicznej. Możemy teraz rozpatrzeć to wyrażenie w następujący sposób:

dla $\omega \tau_1 \gg 1$ mamy:

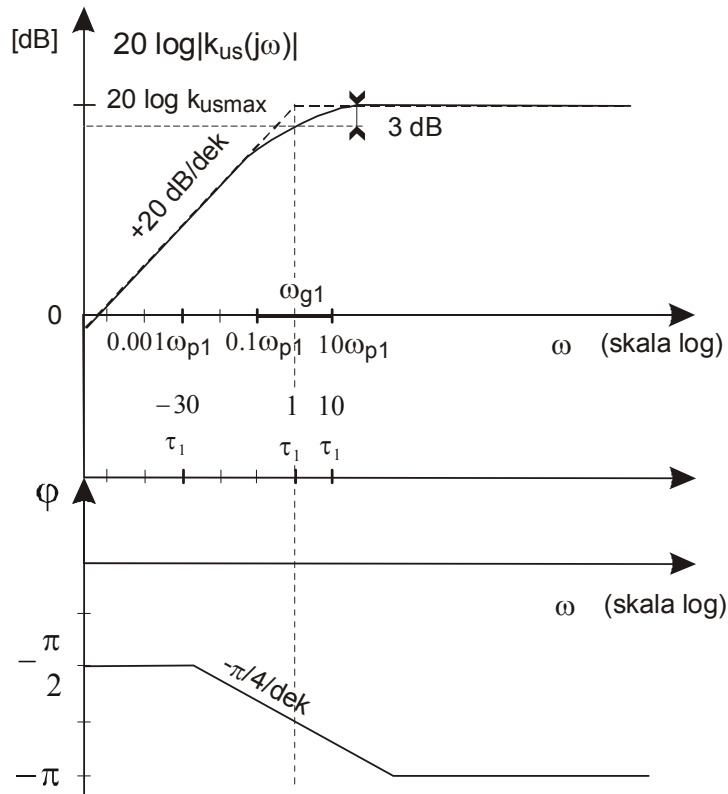
$$20 \log |k_{us}(j\omega)| = 20 \log |k_{us \max}| \quad (1.72.)$$

dla $\omega \tau_1 \ll 1$ mamy:

$$20 \log |k_{us}(j\omega)| = 20 \log |k_{us \max}| - 20 \log \frac{1}{\omega \tau_1} = 20 \log |k_{us \max}| + 20 \log \omega \tau_1 \quad (1.73.)$$

dla $\omega = \frac{1}{\tau_1}$ mamy:

$$\begin{aligned} 20 \log |k_{us}(j\omega)| &= 20 \log |k_{us \max}| - 20 \log \sqrt{2} \cdot 20 \log |k_{us \max}| = \\ &= 20 \log |k_{us \max}| - 10 \cdot 0,3 = 20 \log |k_{us \max}| - 3 \text{ dB} \end{aligned} \quad (1.74.)$$



Rys.1.8. Charakterystyka amplitudowa i fazowa Bodego z uwzględnieniem pojemności C_{S1}

Charakterystykę fazową Bodego wyznacza się z zależności

$$\varphi = \arctg \frac{im[k_{us}(j\omega)]}{re[k_{us}(j\omega)]} \quad (1.75.)$$

Po podstawieniu funkcji w postaci (1.66.) i przekształceniach otrzymujemy:

$$\varphi = -\pi + \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_1}\right) \quad (1.76.)$$

Podobnie jak dla charakterystyki amplitudowej powyższą zależność rozpatrzmy dla trzech zakresów w następujący sposób:

dla $\omega \gg \omega_g \gg \frac{1}{\tau_1}$ mamy:

$$\varphi = -\pi + \arctg(0) = -\pi \quad (1.77.)$$

dla $\omega \ll \omega_g \ll \frac{1}{\tau_1}$ mamy

$$\varphi = -\pi + \arctg(\infty) = -\pi + \frac{\pi}{2} = -\frac{\pi}{2} \quad (1.78.)$$

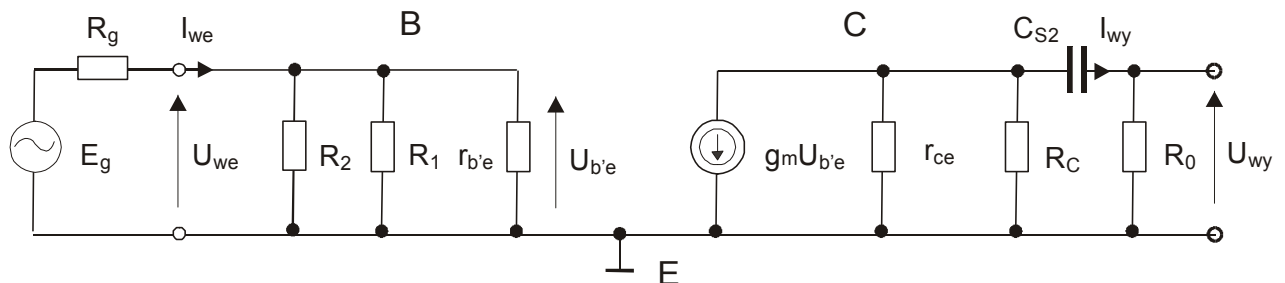
dla $\omega = \omega_g = \frac{1}{\tau_1}$ mamy

$$\varphi = -\pi + \arctg(1) = -\pi + \frac{\pi}{4} = -\frac{3}{4}\pi \quad (1.79.)$$

Przebieg obu charakterystyk przedstawia Rys.1.8. Na rysunku tym w celu porównania przedstawione zostały również rzeczywiste przebiegi charakterystyk

Wpływ pojemności C_{S2}

W celu zbadania wpływu pojemności C_{S2} posłużymy się schematem zastępczym przedstawionym na Rys.1.7., na którym uwzględniono tylko pojemność C_{21} (pozostałe pojemności układowe stanowią zwarcie).



Rys.1.9. Małosygnałowy schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE dla m.c.z. z uwzględnieniem poj. C_{S2}

W dalszym ciągu analizy tok postępowania jest analogiczny jak w przypadku uwzględniania pojemności C_{S1} . Określamy więc skuteczne wzmocnienie napięciowe jako:

$$k_{us} = \frac{U_{wy}}{U_1} \frac{U_1}{E_s} \quad (1.80.)$$

gdzie:

$$U_1 = \frac{E_s R_{we}}{R_{we} + R_g} = U_{b'e} \quad (1.81.)$$

oraz

$$U_{wy} = \frac{U_{RC} R_0}{R_0 + X_{C2}} \quad (1.82.)$$

wielkości U_{RC} można wyrazić jako:

$$U_{RC} = g_m U_{b'e} [R_{wy} \parallel (X_C + R_0)] \quad (1.83.)$$

natomiast X_{C2} jako

$$X_{C2} = \frac{1}{j\omega C_{S2}} \quad (1.84.)$$

stąd:

$$U_{wy} = \frac{g_m U_{b'e} [R_{wy} \parallel (X_{C2} + R_0)] R_0}{R_0 + X_{C2}} \quad (1.85.)$$

oraz

$$\begin{aligned} k_{us} &= \frac{-g_m U_{b'e} [R_{wy} \parallel (X_{C2} + R_0)] R_0}{(R_0 + X_{C2}) U_{b'e}} \frac{E_S R_{we}}{(R_{we} + R_g) E_S} = \\ &= \frac{-g_m [R_{wy} \parallel (X_{C2} + R_0)] R_0 R_{we}}{(R_0 + X_{C2})(R_{we} + R_g)} \end{aligned} \quad (1.86.)$$

wzmocnienie napięciowe względne możemy zapisać jako:

$$\begin{aligned} \frac{k_{us}}{k_{us \max}} &= \frac{-g_m [R_{wy} \parallel (X_{C2} + R_0)] R_0 R_{we}}{(R_0 + X_{C2})(R_{we} + R_g)} \cdot \\ &\cdot \frac{(R_{we} + R_g)}{-g_m (R_c \parallel r_{ce} \parallel R_0) R_{we}} = \frac{R_{wy} \parallel (X_{C2} + R_0) R_0}{(R_c \parallel r_{ce} \parallel R_0)(R_0 + X_{C2})} \end{aligned} \quad (1.87.)$$

jeśli zastosujemy wyrażenie:

$$R_A \parallel R_B = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \quad (1.88.)$$

otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \frac{k_{us}}{k_{us \max}} &= \frac{R_{wy} (X_{C2} + R_0) R_0}{(R_{wy} \parallel R_0)(R_0 + X_{C2})(R_{wy} + R_0 + X_C)} = \\ &= \frac{R_{wy} (X_{C2} + R_0)(R_{wy} + R_0) R_0}{R_{wy} R_0 (R_0 + X_{C2})(R_{wy} + R_0 + X_C)} = \frac{R_{wy} + R_0}{R_{wy} + R_0 + X_C} = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_{S2}(R_{wy} + R_0)}} \end{aligned} \quad (1.89.)$$

stąd:

$$k_{us} = \frac{k_{Us \max}}{1 + \frac{1}{j\omega C_{S2}(R_{wy} + R_0)}} \quad (1.90.)$$

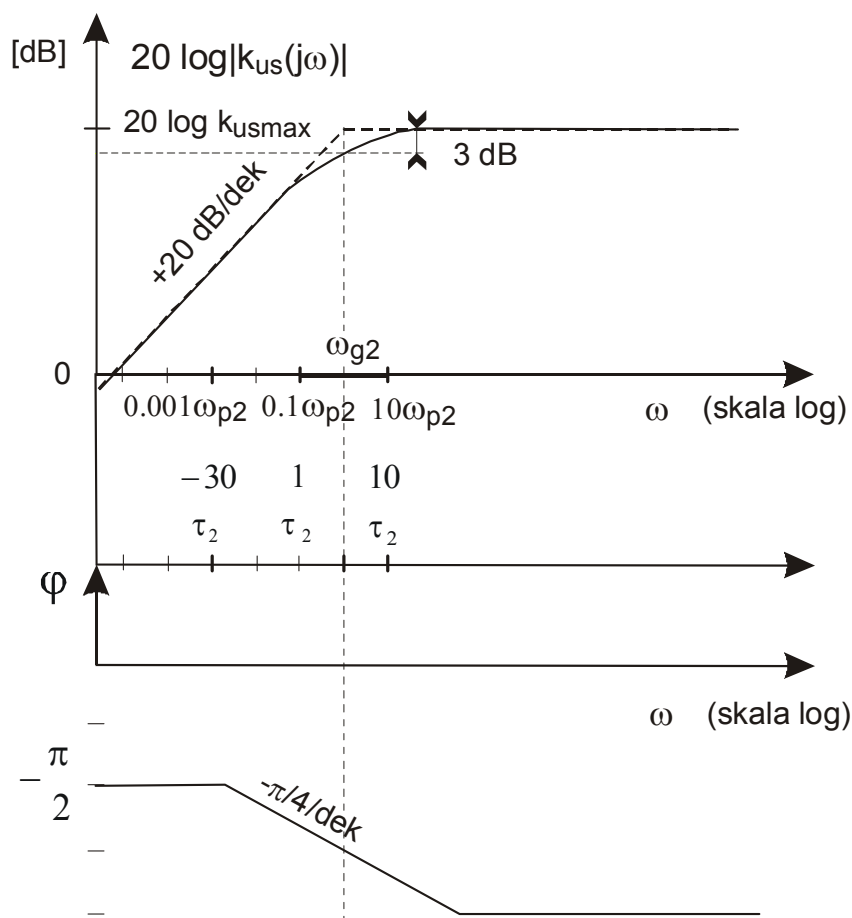
stała czasowa związana z pojemnością C_{S2} wynosi:

$$\tau_2 = C_{S2} (R_{wy} + R_o) \quad (1.91.)$$

Podobnie jak w przypadku pojemności C_{S1} , pomiędzy stałą czasową τ_2 oraz częstotliwością f_{g2} oraz pulsacją graniczną ω_{g1} , istnieje zależność:

$$\omega_{g2} = \frac{1}{\tau_2} = 2 \pi f_{g2} \quad (1.92.)$$

Powyższą stałą czasową możemy też odczytać wprost ze schematu zastępczego na Rys.1.9. jako iloczyn pojemności i rezystancji widzianej z zacisków tej pojemności.



Rys.1.10. Charakterystyka amplitudowa i fazowa Bodego z uwzględnieniem pojemności C_{S2}

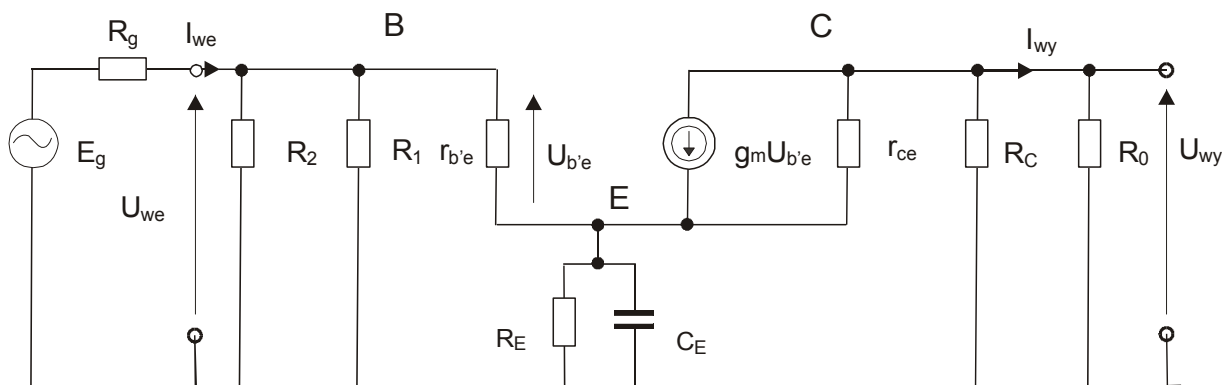
Zależność (1.90.) możemy przedstawić w postaci charakterystyk częstotliwościowych Bodego postępując analogicznie jak w przypadku uwzględniania pojemności C_{S1} . Efekty tego postępowania ilustruje Rys.1.10.

Jak widać przebieg charakterystyk jest bardzo podobny do poprzedniego przypadku kiedy uwzględnialiśmy wpływ pojemności C_{S1} .

Wpływ pojemności C_E

Analizę wzmocnienia ze względu na tę pojemność przeprowadzimy na podstawie schematu zastępczego przedstawionego na Rys.1.11., na którym uwzględniono tylko pojemność C_E (pozostałe pojemności układu stanowią zwarcie).

Ze zmniejszaniem się częstotliwości rośnie impedancja Z_E . Powstałe w ten sposób szeregowo - prądowe sprzężenie zwrotne powoduje, że przy stałej amplitudzie sygnału, w miarę zmniejszania się częstotliwości, rośnie napięcie na impedancji Z_E , czyli maleje wydajność źródła prądu $g_m U_{b'e}$, a tym samym maleje napięcie wyjściowe.



Rys.1.11. Małosygnałowy schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE dla m.cz. z uwzględnieniem poj.C_E

Wynika z tego że wzmocnienie skuteczne k_{us} ma wartość maksymalną w zakresie śr. cz. (określoną wzorem (1.40.)).

$$k_{us \max} = -g_m R_0 \frac{R_C \parallel r_{ce}}{(R_C \parallel r_{ce}) + R_0} \cdot \frac{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{b'e}}{R_1 \parallel R_2 \parallel r_{b'e} + R_g} \quad (1.93.)$$

Spadek wzmocnienia wynika więc z włączenia się ujemnego sprzężenia zwrotnego pomiędzy wejście i wyjście układu dla sygnałów zmiennych na R_E , który dla średnich częstotliwości był zwierany, a teraz jest odblokowany. Zaistniała sytuacja powoduje zmianę impedancji wejściowej, która teraz musi uwzględnić wpływ reaktancji kondensatora C_E

$$Z_{we}' = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_{b'e} + (\beta + 1)Z_E] \quad (1.94.)$$

gdzie:

$$Z_E = \frac{R_E}{1 + j\omega C_E R_E} \quad (1.95.)$$

Na podstawie schematu zastępczego na Rys.1.11. otrzymujemy:

$$k_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{g_m U_{b'e} Z_{wy}}{U_{b'e} + (\beta + 1)I_b Z_E} \quad (1.96.)$$

wzmocnienie napięciowe skuteczne dla zakresu m.cz. wyraża się zależnością:

$$k_{us} = k_u \frac{Z_{we}'}{Z_{we}' + R_g} \quad (1.97.)$$

natomiast wzmocnienie napięciowe względne:

$$\frac{k_{Us}}{k_{Us \max}} = \frac{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2}{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2 + (\beta + 1)R_E} \frac{1 + j\omega\tau_E}{1 + j\omega\tau_E'} \quad (1.98.)$$

gdzie:

$$\tau_E = R_E C_E \quad \tau_E' = C_E \left(R_E \parallel \frac{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2}{\beta + 1} \right) \quad (1.99.)$$

stąd

$$k_{us} = k_{us \max} \frac{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2}{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2 + (\beta + 1)R_E} \frac{1 + j\omega\tau_E}{1 + j\omega\tau_E'} \quad (1.100.)$$

Oczywiście należy pamiętać tu o związkach stałych czasowych τ_E i τ_E' z odpowiadającymi im częstotliwościami granicznymi i pulsacjami granicznymi według zależności:

$$\omega_{gE} = \frac{1}{\tau_E} = 2\pi f_{gE} \quad (1.101.)$$

$$\omega'_{gE} = \frac{1}{\tau_E'} = 2\pi f'_{gE} \quad (1.102.)$$

Aby teraz przejść do określenia na podstawie funkcji (1.100.) charakterystyk częstotliwościowych Bodego musimy przyjąć założenie które jest zgodne z praktyką i w znacznym stopniu uprości nam drogę do celu, mianowicie że:

$$\tau_E' \ll \tau_E \Rightarrow \frac{1}{\tau_E'} \gg \frac{1}{\tau_E} \quad (1.103.)$$

Następnie rozpatrzmy przebieg funkcji $|k_{us}(j\omega)|$ w następujących przedziałach

dla $\omega \gg \frac{1}{\tau_E}$, $\Leftrightarrow \omega \gg \frac{1}{\tau_E'}$ mamy:

$$20 \log |k_{us}(j\omega)| = 20 \log |k_{us \max}| \quad (1.104.)$$

dla $\frac{1}{\tau_E} \ll \omega \ll \frac{1}{\tau_E'}$ mamy

$$|k_{us}(j\omega)| = k_{us \max} \frac{r_{b'e} + (R_g \parallel R_2 \parallel R_1) \omega \tau_E}{r_{b'e} + (R_g \parallel R_2 \parallel R_1) + (\beta + 1) R_E} \quad (1.105.)$$

stąd:

$$20 \log |k_{us}(j\omega)| = 20 \log |k_{us \max}| + 20 \log \omega \tau_E \quad (1.106.)$$

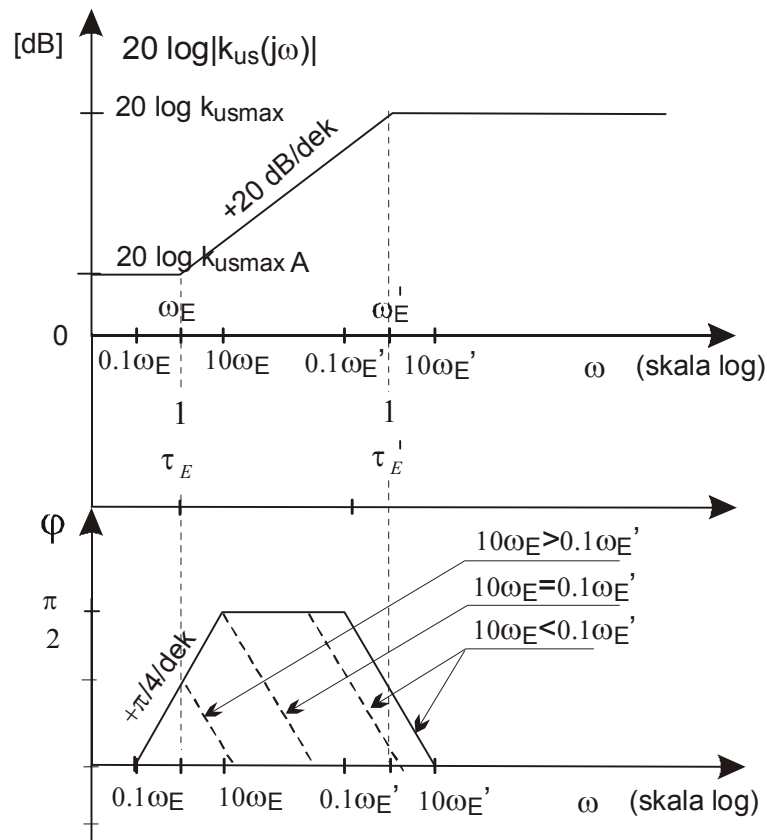
dla $\omega \ll \frac{1}{\tau_E} \ll \frac{1}{\tau_E'}$ mamy

$$|k_{us}(j\omega)| = k_{us \max} \frac{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2}{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2 + (\beta + 1) R_E} \quad (1.107.)$$

stąd:

$$20 \log |k_{us}(j\omega)| = 20 \log \frac{k_{us \max} r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2}{r_{b'e} + R_g \parallel R_1 \parallel R_2 + (\beta + 1) R_E} = 20 \log k_{us \max} \cdot A \quad (1.108.)$$

Wyznaczenie charakterystyki fazowej Bodego dla tego przypadku jest dużo bardziej złożone z tego powodu ograniczono się do przedstawienia jej ostatecznej postaci wraz z opisem



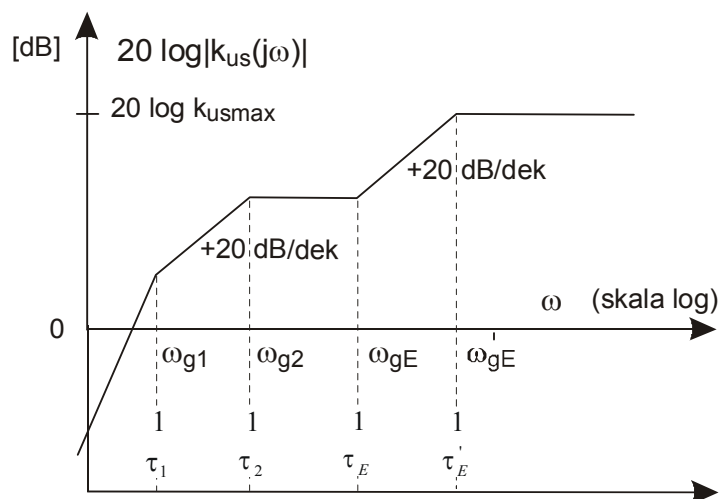
Rys.1.12. Charakterystyka amplitudowa i fazowa Bodego z uwzględnieniem pojemności C_E

Teoretycznie jest możliwe że $\omega_E > \omega'_E$ jednak w praktyce okazuje się, że zgodnie z naszym wcześniejszym założeniem $\omega_E \ll \omega'_E$

Wypadkowa charakterystyka amplitudowa Bodego dla m.cz.

Po przeanalizowaniu wpływu poszczególnych pojemności układowych na wzmacnienie sygnału sterującego wzmacniacz, można określić wypadkową charakterystykę amplitudową Bodego (Rys.1.13.)

Jeśli założymy, że pulsacje charakterystyczne (graniczne) wnoszone przez poszczególne pojemności układowe wzmacniacza są wystarczająco odległe od siebie, będzie ona superpozycją charakterystyk amplitudowych wynikających z uwzględniania poszczególnych pojemności układowych wzmacniacza.



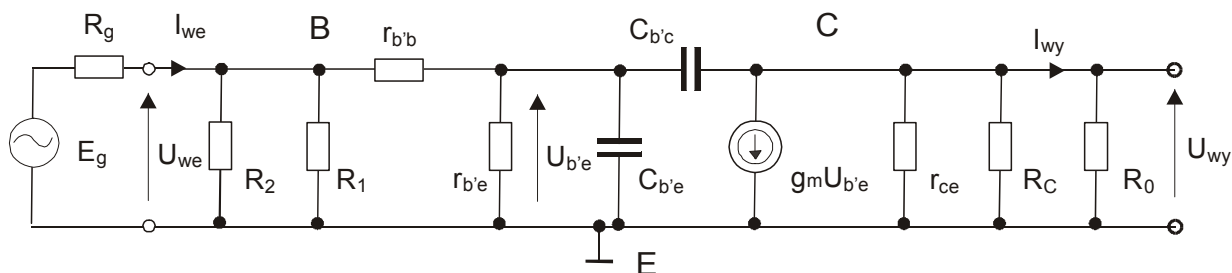
Rys.1.13. Wypadkowa charakterystyka amplitudowa Bodego z uwzględnieniem pojemności C_{s1} , C_{s2} , C_E .

Wartości stałych czasowych związanych z pojemnościami układowymi wzmacniacza i związane z tym ich rozmieszczenie na osi pulsacji teoretycznie są dowolne, jednak praktycznie układ przedstawiony na Rys.1.13. jest najbardziej prawdopodobny. Na jego podstawie możemy określić dolną pulsację graniczną wzmacniacza jako pulsację, dla której następuje spadek wzmacnienia o 3 dB w stosunku do wartości maksymalnej. Patrząc na Rys.1.13. możemy stwierdzić, że dolną pulsacją graniczną jest pulsacja związana z pojemnością C_E i stałą czasową τ_E

1.4.4. Analiza małosygnałowa wzmacniacza WE w zakresie dużych częstotliwości

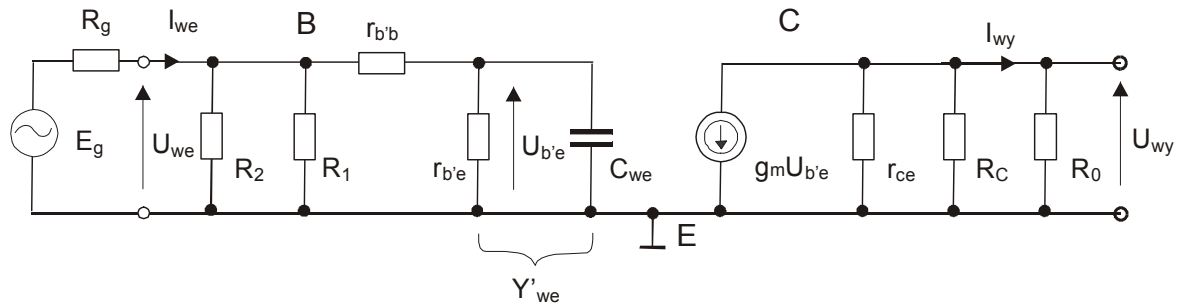
W Tab.1.43. zapisano, że w zakresie w.cz. wzmacnienie zależy od wartości pojemności wewnętrznych elementu aktywnego. Wynika to z faktu, że dla dużych częstotliwości reaktancje pojemności złączy: baza-emiter i baza-kolektor dla tranzystora bipolarnego oraz bramka-źródło i bramka-dren dla tranzystora unipolarnego są porównywalne z pozostałymi elementami modelu tranzystora. Dlatego teraz przeanalizujemy wpływ tych pojemności na wzmacnienie. Jednak ze względu na złożoność tego typu analizy wybierzemy podobnie jak w przypadku m.cz. układ WE mający duże znaczenie praktyczne.

Aby dokonać analizy wzmacnienia wzmacniacza w układzie WE dla dużych częstotliwości musimy dokonać pewnych transformacji jego schematu zastępczego dla w.cz. ponieważ schemat zastępczy w postaci przedstawionej na Rys.1.14. jest układem bilateralnym. Układ bilateralny jest układem bardzo trudnym do analizy gdyż występują tam wzajemne zależności pomiędzy jego wejściem i wyjściem. Dlatego postaramy się doprowadzić go do postaci unilateralnej, czyli takiej gdzie pomiędzy wejściem i wyjściem nie występują bezpośrednie zależności.



Rys.1.14. Małosygnałowy (bilateralny) schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE dla w.cz.

Schemat zastępczy po transformacji przedstawia Rys.1.14. Podstawowym elementem który umożliwił przejście z układu bilateralnego do unilateralnego jest admitancja wejściowa widziana z zacisków na $r_{b'e}$ i oznaczoną jako Y_{we}



Rys.1.15. Małosygnałowy schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE dla w.cz. po transformacji (unilateralny).

Na schemacie unilateralnym admitancja Y_{we} występuje jako równoległe połączenie rezystancji $r_{b'e}$ i pojemności C_{WE} . Rozważaną tu admitancję Y_{we} wyraża się wzorem:

$$Y_{WE}' = \frac{i_b}{U_{b'e}} = \frac{\frac{U_{b'e}}{r_{b'e}} + U_{b'e} \cdot j\omega C_{b'e} + (U_{b'e} - U_{wy}) \cdot j\omega C_{b'c}}{U_{b'e}} =$$

$$= \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} + \left(1 - \frac{U_{wy}}{U_{b'e}}\right) \cdot j\omega C_{b'c} \quad (1.109.)$$

natomiast:

$$C_{WE} = C_{b'e} + \left(1 - \frac{U_{wy}}{U_{b'e}}\right) \cdot C_{b'c} \quad (1.110.)$$

wykorzystując zależność:

$$\frac{U_{wy}}{U_{b'e}} = k_u \quad (1.111.)$$

otrzymujemy:

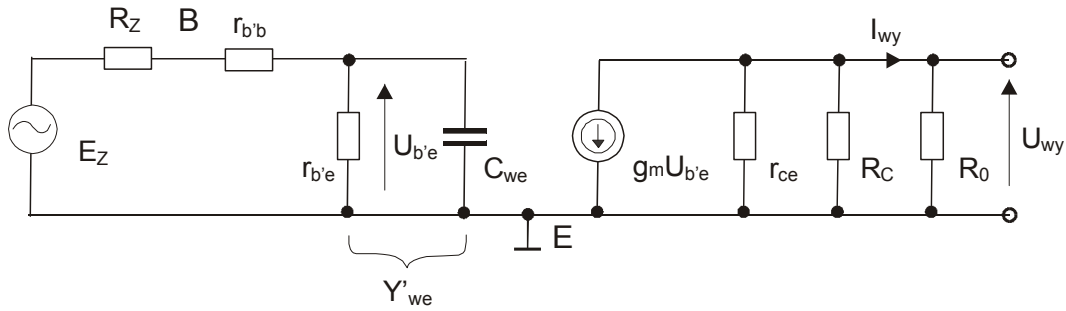
$$Y_{we}' = \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C_{b'e} + (1 - k_u) j\omega C_{b'c} \quad (1.112.)$$

oraz

$$C_{WE} = C_{b'e} + (1 - k_u) \cdot C_{b'c} \quad (1.113.)$$

Pojemność $C_M = (1 - k_u) C_{b'c}$ nazywana jest wejściową pojemnością Millera zaś zjawisko występowania (pomiarowo lub analitycznie) na wejściu wzmacniacza pojemności $(1 - k_u)$ razy większej niż pojemność pomiędzy elektroda wyjściową a wejściową tranzystora nazywamy efektem Millera.

Schemat zastępczy przedstawiony na Rys.1.15. można uprościć do postaci na Rys.1.16. , co pomoże nam w dalszej analizie wzmacniacza.



Rys.1.16. Małosygnałowy schemat zastępczy wzmacniacza w układzie WE dla w.cz. po uproszczeniu.

Wyrażenia określające nowe elementy schematu zastępczego to:

$$R_z = R_1 \parallel R_2 \parallel R_g \quad (1.114.)$$

$$E_z = E_g \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_g} \quad (1.115.)$$

Wzmocnienie napięciowe skuteczne zdefiniowane w oparciu o schemat zastępczy na Rys.1.16. przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} k_{uS} &= \frac{U_{wy}}{E_g} = \frac{-g_m U_{b'e} (r_{CE} \parallel R_c \parallel R_o) R_2 \parallel R_1}{E_z [(R_2 \parallel R_1) + R_g]} = \frac{-g_m U_{b'e} (r_{CE} \parallel R_c \parallel R_o)}{[(R_z + r_{bb'}) Y_{we'} \cdot U_{b'e} + U_{b'e}]} \\ &= \frac{-g_m U_{b'e} (r_{CE} \parallel R_c \parallel R_o)}{[(R_z + r_{bb'}) Y_{we'} \cdot U_{b'e} + U_{b'e}]} \cdot \frac{R_2 \parallel R_1}{R_2 \parallel R_1 + R_g} = \\ &= \frac{-g_m (r_{CE} \parallel R_c \parallel R_o)}{[(R_z + r_{bb'}) Y_{we'} + 1]} \cdot R' \end{aligned} \quad (1.116.)$$

Maksymalną wartość wzmocnienia k_{usmax} (dla średnich częstotliwości) otrzymujemy przy pominięciu wszystkich pojemności

$$k_{us \max} = k_{us} \Big|_{Y_{we'} = \frac{1}{r_{b'e}}} = \frac{-g_m (r_{CE} \parallel R_c \parallel R_o)}{\left[(R_z + r_{bb'}) \frac{1}{r_{b'e}} + 1 \right]} \cdot R' \quad (1.117.)$$

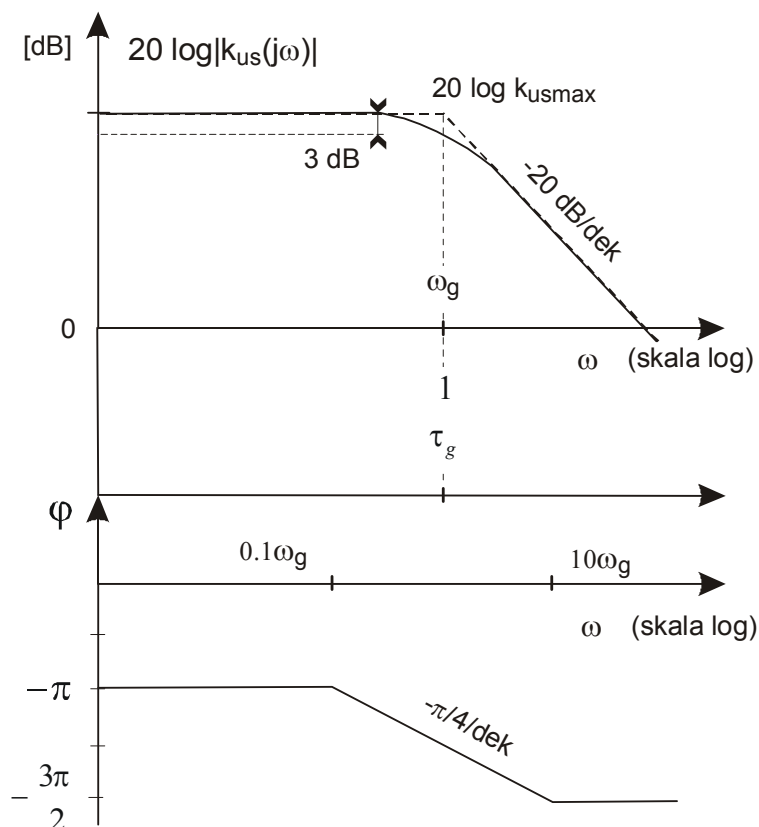
natomiast wzmocnienie napięciowe względne wynosi:

$$\frac{k_{us}}{k_{us \max}} = \frac{1 + \frac{1}{r_{b'e}} \cdot (R_z + r_{bb'})}{1 + Y_{we'} \cdot (R_z + r_{bb'})} = \dots = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}} \quad (1.118.)$$

gdzie

$$\omega_g = \frac{1}{\tau} \quad \tau = C_{we} [r_{b'e} \parallel (r_{b'b} + R_z)] \quad (1.119.)$$

Przebieg charakterystyki amplitudowej i fazowej Bodego przedstawia Rys.1.17.

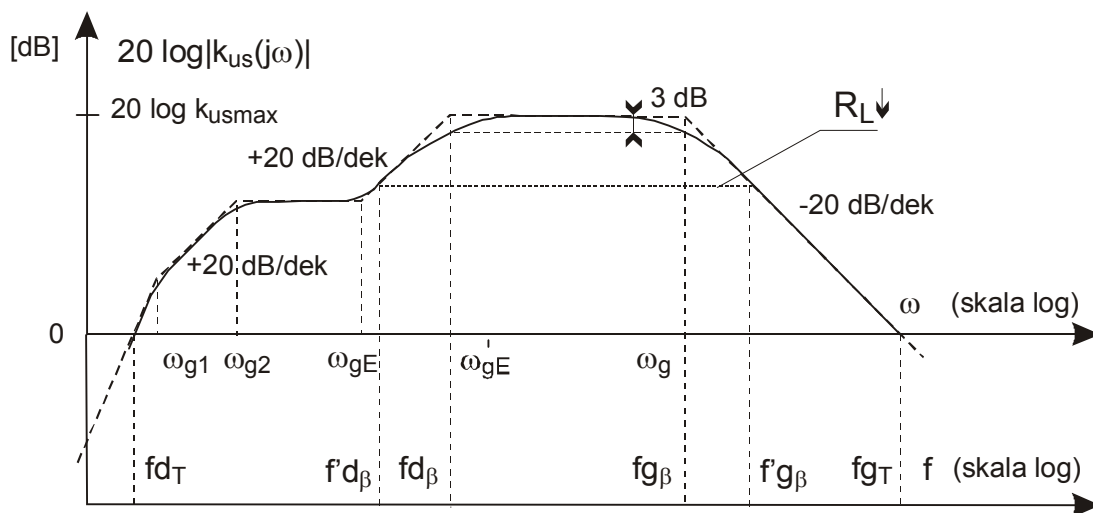


Rys.1.17. Charakterystyka amplitudowa i fazowa Bodego dla w.cz.

Wartość pulsacji ω_g i związanej z nią częstotliwości granicznej zależy od zastosowanego elementu aktywnego i dla tranzystorów bipolarnych waha się od kilku do kilku megaherców do kilkunastu gigaherców.

1.4.5. Charakterystyka pasmowa wzmacniacza

Rozdział ten stanowi podsumowanie dotychczasowych rozważań i analizy wzmacniacza małych sygnałów w zakresach: małych, średnich i dużych częstotliwości. Okazuje się, że najlepszym sposobem określenia właściwości wzmacniacza jest wyznaczenie jego charakterystyki pasmowej. Jest to charakterystyka częstotliwościowa, która w zależności od potrzeb może być mniej lub bardziej dokładna. Stopień jej dokładności możemy określić poprzez odpowiednie parametry obliczeń numerycznych lub odpowiednie przybliżenie analityczne. W naszym przypadku ograniczymy się do charakterystyki amplitudowej Bodego, która jest przybliżeniem analitycznym wystarczającym do naszych celów



Rys.1.18. Charakterystyka pasmowa wzmacniacza

Najbardziej istotne parametry, które zostały określone na przedstawionej powyżej charakterystyce pasmowej wzmacniacza to pulsacje graniczne i odpowiadające im częstotliwości graniczne f_T i f_β . Częstotliwość graniczna f_β jest to częstotliwość, dla której moduł wzmocnienia wzmacniacza spada o 3dB w stosunku do swej wartości maksymalnej (w zakresie średnich częstotliwości). W skali liniowej odpowiada to wartości $k_{u\max}/\sqrt{2}$. Częstotliwość graniczna f_T jest to częstotliwość, dla której moduł wzmocnienia wzmacniacza spada do wartości 0 dB odpowiada to wartości wzmocnienia równej jedności. Jak można zaobserwować na Rys.1.18. obie częstotliwości określone są z prawej i lewej strony pasma wzmacnianego sygnału. Zakres pomiędzy dolną a górną częstotliwością graniczną nazywamy polem wzmocnienia wzmacniacza lub pasmem przenoszenia wzmacniacza

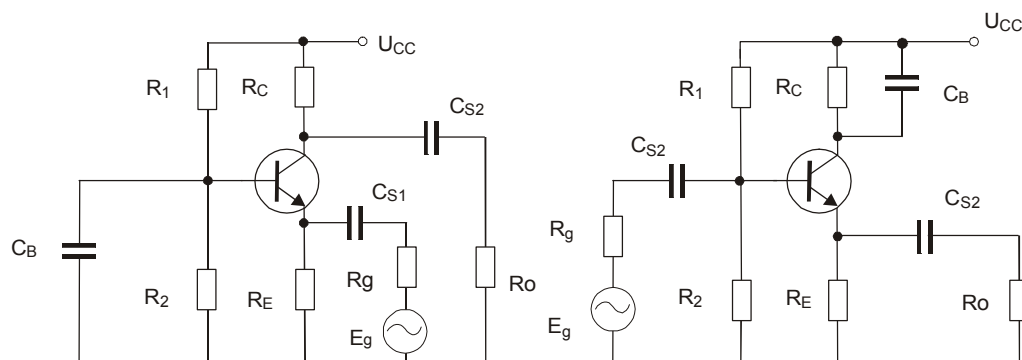
Bardzo ważną rzeczą jest też wymiana wzmocnienia i pasma. Korzystając z wyrażenia określającego wzmocnienie:

$$k_{uS} = \frac{-g_m(r_{CE} \parallel R_c \parallel R_0)}{[(R_Z + r_{bb'})Y_{we'} + 1]} \cdot R' = \frac{-g_m R_L}{[(R_Z + r_{bb'})Y_{we'} + 1]} \cdot R' \quad (1.120.)$$

możemy zauważyć, że zmniejszenie wartości rezystancji R_L spowoduje zmniejszenie wartości wzmocnienia, ale jednocześnie zwiększy pole wzmocnienia wzmacniacza. Częstotliwości graniczne f_{gT} i $f_{g\beta}$ przesuną się do pozycji f'_{gT} i $f'_{g\beta}$, zaś częstotliwości graniczne f_{dT} i $f_{d\beta}$ do pozycji $f'd_T$ i $f'd_\beta$. Zależności te działają również w przeciwnym kierunku tzn. Zwiększenie wartości R_L spowoduje zwiększenie wartości wzmocnienia, ale jednocześnie zmniejszy pole wzmocnienia wzmacniacza.

1.5 Wzmacniacze WB oraz WC

Przedstawiony i dokładnie przeanalizowany w poprzednim rozdziale wzmacniacz WE może występować również w konfiguracjach WB i WC. Poniżej przedstawiono schematy ideowe takich rozwiązań.



Rys.1.19. Schematy ideowe wzmacniaczy w konfiguracjach: a) wspólna baza (WB) oraz b) wspólny kolektor (WC)

Podstawowa różnica w budowie tych wzmacniaczy polega na sposobie podawania i odbierania wzmacnianego sygnału. Dla konfiguracji WB sygnał podawany jest na emiter tranzystora i odbierany z jego kolektora, natomiast dla konfiguracji WC wejście sygnału stanowi baza tranzystora zaś wyjściem jest jego emiter. Cechą charakterystyczną dla tej ostatniej konfiguracji jest fakt że w trakcie prawidłowego działania wzmacniacza napięcie na wejściu jest dokładnie takie samo jak na wyjściu, stąd też inna nazwa konfiguracji WC-„wtórnik emiterowy” ponieważ napięcie wyjściowe wtóruje napięciu wejściowemu. Różne konfiguracje wzmacniaczy to inne parametry. Sposób ich wyznaczania jest taki sam jak w przypadku omawianego wzmacniacza WE. Trzeba więc określić dla danego parametru schemat zastępczy wzmacniacza a następnie przeprowadzić jego analizę i wyliczyć żądany parametr. Poniżej zebrano i przedstawiono w tabeli najważniejsze z nich:

	k_i	k_u	k_p	Faza (przesunięcie)	R_{we}	R_{wy}
WE	duże ($\approx \beta$)	duże	b. duże	180°	średnia	średnia

WC	duże ($\approx \beta + 1$)	małe ≤ 1	małe	0^0	b.duża	b.mała
WB	małe ≤ 1 ($\approx \alpha$)	duże	małe	0^0	b.mała	b.duża