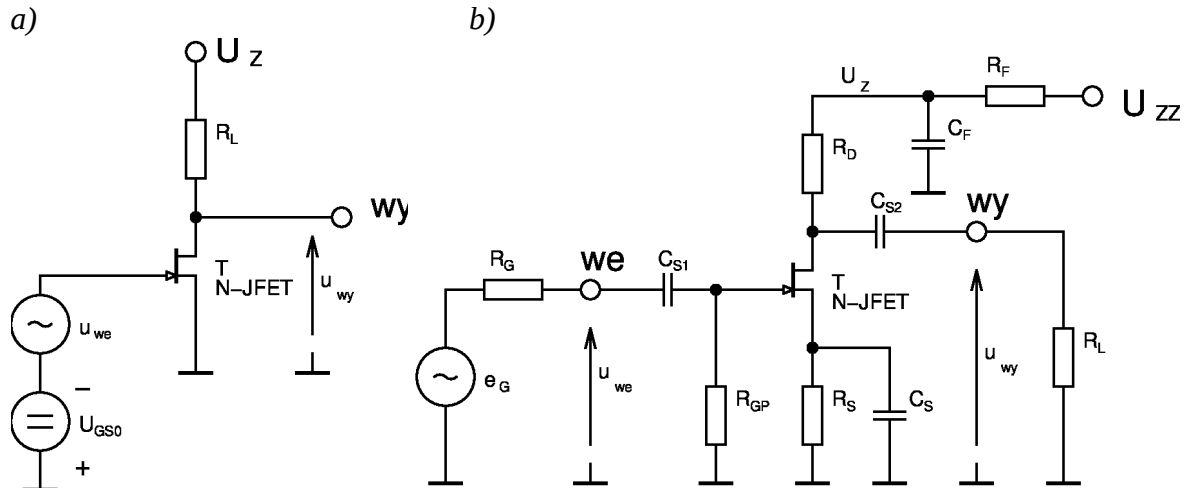


Wzmacniacz na tranzystorze J-FET

Najprostszym wzmacniaczem sygnałów w. cz. jest tranzystorowy wzmacniacz oporowy. Można go zrealizować zarówno na tranzystorze bipolarnym jak i na polowym (JFET, MOSFET). Uproszczony schemat takiego wzmacniacza na tranzystorze bipolarnym JFET N-kanalowym w układzie ze wspólnym źródłem jest pokazany na rysunku 1a.

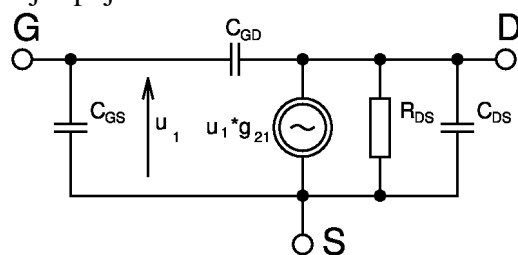


Rysunek 1: Wzmacniacz oporowy na tranzystorze polowym, a) schemat uproszczony, b) pełny

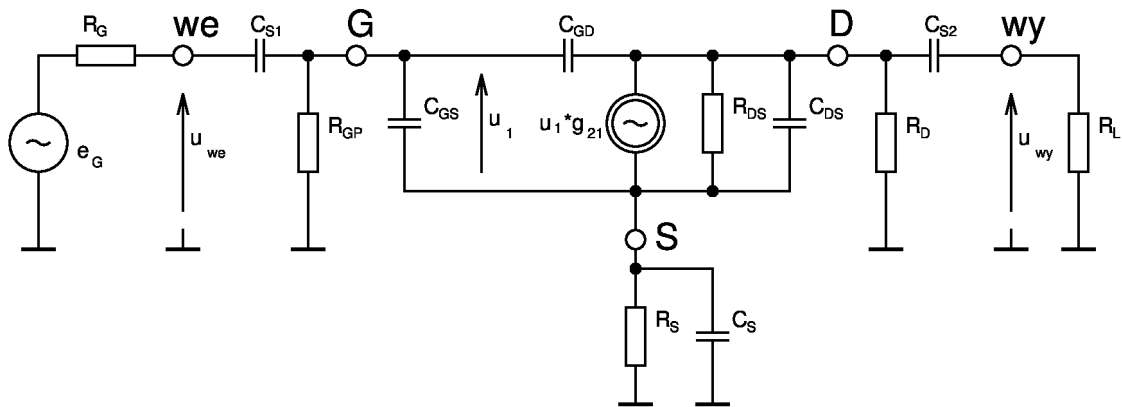
Do poprawnej pracy wzmacniacza konieczne jest zapewnienie takiej polaryzacji bramki tranzystora aby punkt pracy znajdował się w obszarze aktywnym. Wzmacniacz z tranzystorem polowym JFET wymaga spolaryzowania bramki napięciem ujemnym w stosunku do źródła (dla tranzystora N-kanalowego). Aby uniknąć konieczności doprowadzenia napięcia ujemnego, często do wytworzenia napięcia polaryzacji bramki wykorzystuje się spadek napięcia na rezystorze włączonym w obwodzie źródła. Bramka jest wtedy potencjał zerowy uzyskiwany przez dołączenie z masą poprzez rezystor R_{GP} o dużej rezystancji.

Wstępny etap projektowania to wybór typu elementu aktywnego i określenie jego punktu pracy. Następnie należy wyznaczyć wartości rezystorów ustalających żądany punkt pracy. Kolejny etap to obliczenie wzmocnienia wzmacniacza i jego górnej częstotliwości granicznej (f_{max}). Jeśli uzyskane wielkości okażą się niezadowalające to trzeba zmodyfikować projekt wzmacniacza (zmienić punkt pracy, wartości elementów czy nawet użyć innego tranzystora). Dolna częstotliwość graniczna jest zależna od użytych kondensatorów sprzęgających i blokujących i wymagane ich wartości można obliczyć.

Aby wyznaczyć parametry wzmacniacza należy opisać właściwości tranzystora za pomocą odpowiedniego modelu. W przypadku opisywanego wzmacniacza, do wyznaczenia parametrów małosygnałowych odpowiedni będzie liniowy model tranzystora opisujący jego właściwości w szerokim paśmie częstotliwości. Takim modelem jest model „hybryd-pi” opisujący właściwości tranzystora dla zadanego punktu pracy za pomocą układu złożonego ze źródeł sterowanych rezystancji i pojemności:

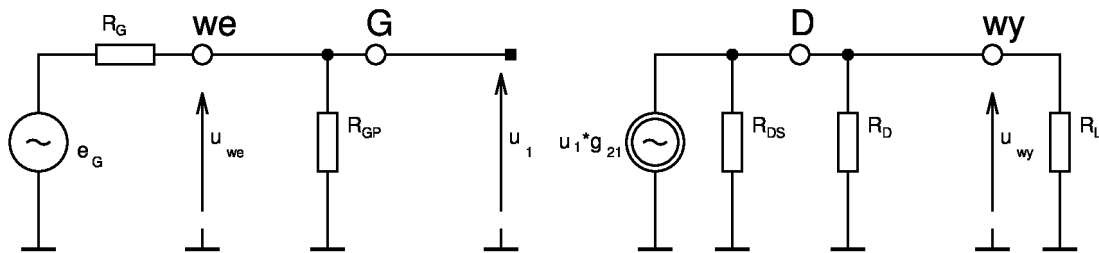


Wstawiając powyższy model do schematu wzmacniacza otrzymuje się następujący zmiennoprądowy układ zastępczy wzmacniacza:

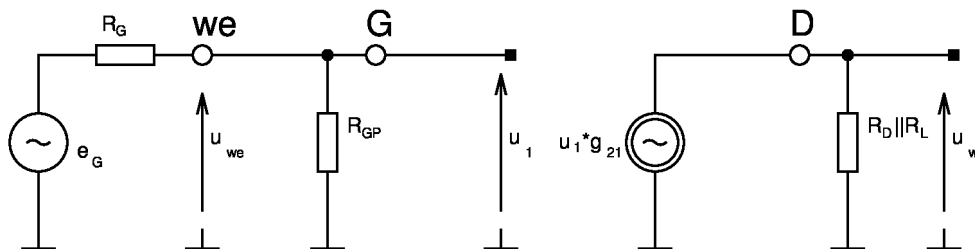


Wzmocnienie dla średnich częstotliwości

Dla zakresu średnich częstotliwości można przyjąć, że pojemności C_{S1} , C_{S2} oraz C_S są bardzo duże, tak że można je zastąpić zwarciami a pojemności złącza tranzystora C_{GS} , C_{GD} i C_{DS} są na tyle małe że można je pominąć:



Ponadto zwykle rezystancja R_{DS} jest znacznie większa od R_D , R_L i można ją zaniedbać:



W układzie tym można już obliczyć wzmocnienie napięciowe:

$$I_{wy} = -U_1 g_{21} = -U_{we} g_{21}$$

$$U_{wy} = I_{wy} (R_D \parallel R_L) = -U_{we} g_{21} (R_D \parallel R_L)$$

$$K_U = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -g_{21} (R_D \parallel R_L)$$

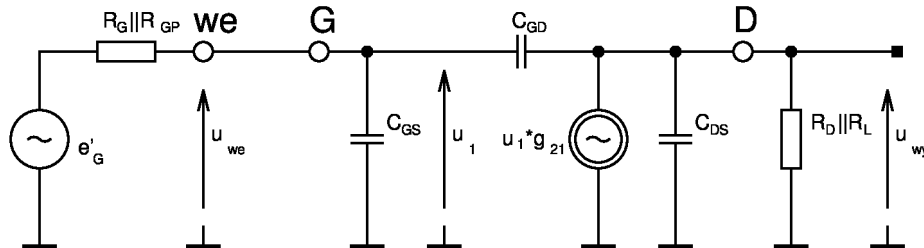
Skuteczne wzmocnienie napięciowe K_{Us} można obliczyć uwzględniając wpływ dzielnika napięcia złożonego z rezystancji wewnętrznej generatora i rezystora R_{GP} :

$$U_{we} = E_G \frac{R_{GP}}{R_G + R_{GP}}$$

$$K_{Us} = -g_{21} \frac{R_{GP}}{R_G + R_{GP}} (R_D \parallel R_L)$$

Zakres wysokich częstotliwości

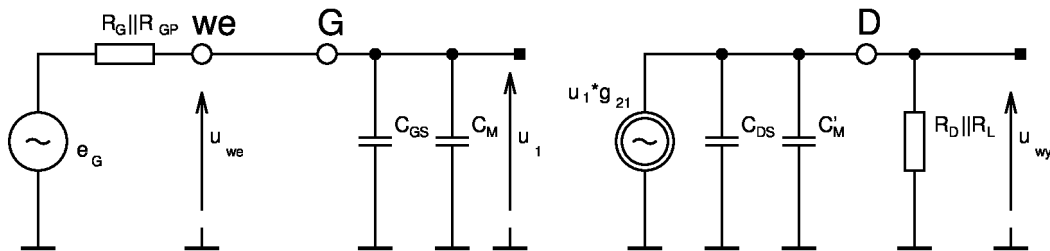
W tym zakresie istotne stają się pojemności złącz tranzystora (a także pojemności pasozytnicze, np. montażu). Powodują one spadek wzmocnienia w tym zakresie częstotliwości. Określenia górnej częstotliwości granicznej wzmacniacza dokonuje się na podstawie następującego schematu zastępczego:



Pojemność C_{GD} łączy wejście z wyjściem wzmacniacza. Można ją zastąpić dwoma pojemnościami łączącymi odpowiednio wejście i wyjście wzmacniacza z masą:

$$C_M = C_{GD}(1 - K_U)$$

$$C'_M = C_{GD} \left(1 - \frac{1}{K_U} \right) \approx C_{GD}$$



pojemność C_M może być wielokrotnie większa od pojemności C_{GD} (efekt Millera). Łączne pojemności występujące w węzłach wejściowym i wyjściowym wzmacniacza wraz z zastępczymi rezystancjami tworzą stałe czasowe:

$$\tau_1 = (R_G \parallel R_{GP})(C_M + C_{GS})$$

$$\tau_2 = (R_D \parallel R_L)(C'_M + C_{DS})$$

O górnej częstotliwości granicznej decyduje większa stała czasowa, jeśli spełniony jest warunek $\tau_1 \gg \tau_2$, to:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{1}{2\pi(R_G \parallel R_{GP})[C_{GS} + C_{GD}(1 - K_U)]}$$

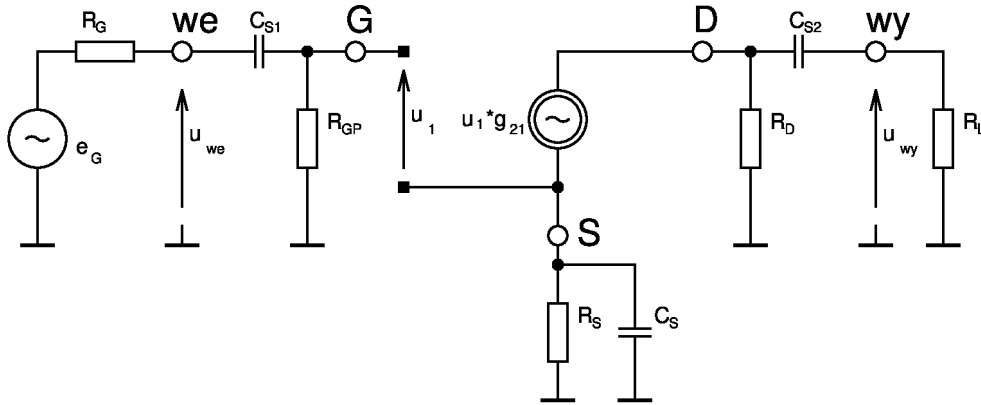
jeśli wartości stałych czasowych będą zbliżone, to częstotliwość graniczną można oszacować ze wzoru:

$$\tau_{eff} = 1.1 \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}$$

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.1 \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}}$$

Zakres niskich częstotliwości

W tym zakresie istotne znaczenie mają kondensatory sprzęgające i blokujące. Ich reaktancja wzrasta przy zmniejszaniu częstotliwości co powoduje zmniejszenie wzmocnienia. Ponieważ pojemności te można dobrać przy projektowaniu możliwe jest takie ich obliczenie aby uzyskać żadaną częstotliwość graniczną. Schemat zastępczy wzmacniacza wygląda tu następująco:



W analizowanym wzmacniaczu mamy do dwa kondensatory sprzęgające i jeden blokujący źródło tranzystora do masy. Powoduje to pojawienie się trzech stałych czasowych:

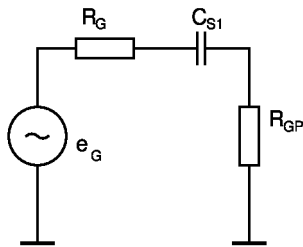
$$C_{S1} \rightarrow \tau_1$$

$$C_S \rightarrow \tau_2$$

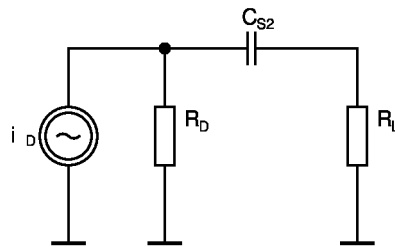
$$C_{S2} \rightarrow \tau_3$$

Dla uproszczenia zakładamy, że żadne stałe czasowe nie wpływają na siebie. W rzeczywistości pewien wpływ można zaobserwować, np. Kondensator C_S wpływa na impedancję wejściową wzmacniacza, a tym samym na stałą czasową związaną z kondensatorem C_{S1} .

Stałe czasowe związane z kondensatorami C_{S1} i C_{S2} można wyznaczyć stosunkowo łatwo, znając rezystancję „widzianą” przez kondensator:



$$\tau_1 = (R_{GP} + R_G) C_{S1}$$

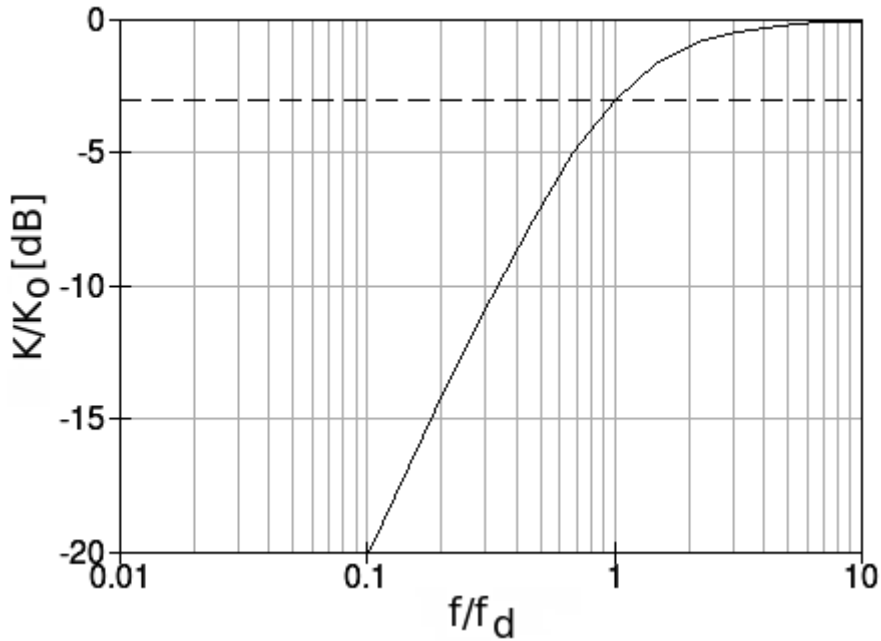


$$\tau_3 = (R_D + R_L) C_{S2}$$

w obu przypadkach transmitancja wyraża się wzorem:

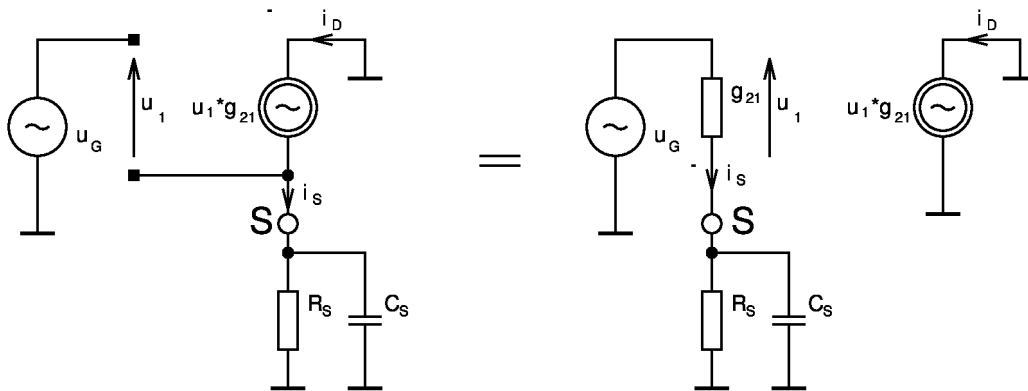
$$\frac{K(\omega)}{K_0} = \frac{j\omega\tau_i}{1 + j\omega\tau_i}$$

a charakterystyka częstotliwościowa wygląda następująco:



przy częstotliwości granicznej $f_a = 1/2\pi\tau$ tłumienie wynosi 3dB.

W przypadku stałej czasowej związanej z kondensatorem C_S sytuacja jest bardziej złożona. Charakterystyka zależy zarówno od rezystora R_S jak i od (a nawet przede wszystkim) od rezystancji tranzystora widzianej od strony źródła. Jest ona równa odwrotności nachylenia charakterystyki tranzystora, co wynika z porównania prądów i_S w obydwu schematach zastępczych:



Transmitancja takiego obwodu zależy od dwóch stałych czasowych:

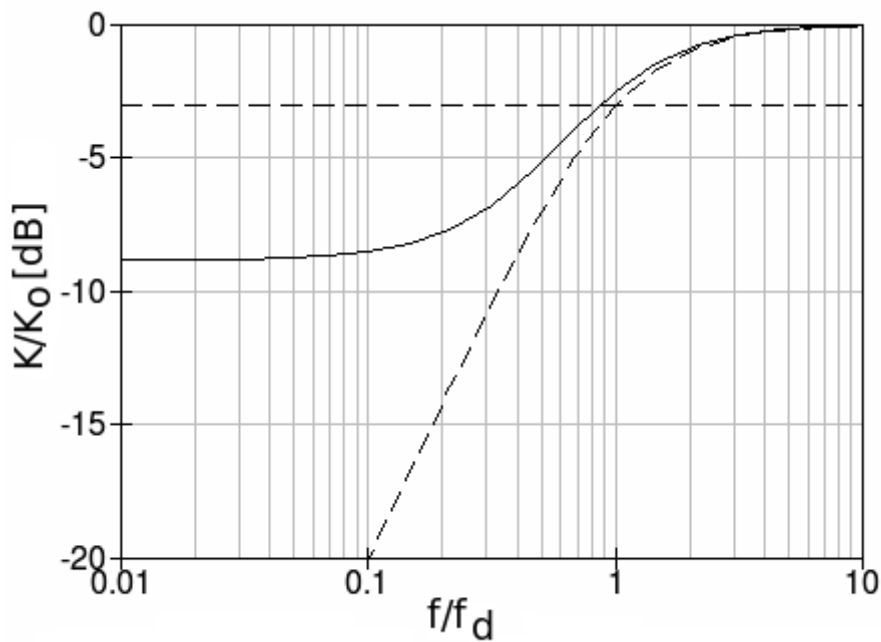
$$\tau_{2a} = \left(\frac{1}{g_{21}} \parallel R_S \right) C_{S2}$$

$$\tau_{2b} = R_S C_{S2}$$

i wyraża się wzorem:

$$\frac{K(\omega)}{K_0} = \frac{\tau_{2a}}{\tau_{2b}} \frac{1 + j\omega\tau_{2b}}{1 + j\omega\tau_{2a}}$$

Charakterystyka częstotliwościowa wygląda jak na rysunku poniżej (linia przerywana odpowiada charakterystyce górnoprzepustowej o jednej stałej czasowej równej τ_{2a}):



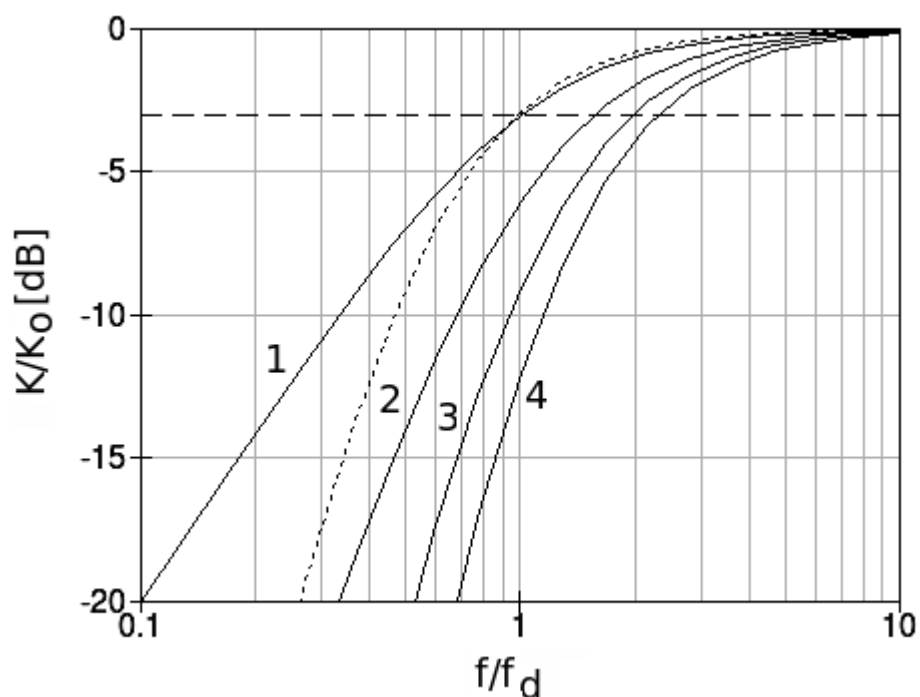
dokładne obliczenie takiego obwodu jest dość złożone, jednak w praktyce często pomija się stałą czasową τ_{2b} , co jest możliwe zwłaszcza przy (dość często spełnionym) założeniu:

$$R_s \gg \frac{1}{g_{21}}$$

jeśli powyższy warunek nie jest spełniony, to rzeczywista dolna częstotliwość graniczna wzmacniacza okaże się nieco mniejsza niż obliczona lub założona. Powyższe uproszczenie sprowadza transmitancję do klasycznej postaci:

$$\frac{K(\omega)}{K_0} \approx \frac{j\omega\tau_{2a}}{1+j\omega\tau_{2a}}$$

Przy obliczaniu pojemności sprzęgających i blokujących we wzmacniaczu należy wziąć pod



uwagę łączny wpływ wszystkich stałych czasowych. Kolejne stałe czasowe powodują zwiększanie tłumienia przy zadanej częstotliwości a częstotliwość, dla której spadek wzmocnienia osiąga dopuszczalną wartość, wzrasta. W przypadku, gdy stałe czasowe są jednakowe zastępczą dolną częstotliwość graniczną (-3dB) można wyrazić wzorem:

$$f_d = f_{di} \frac{1}{\sqrt[n]{2-1}}$$

gdzie f_{di} jest częstotliwością graniczną każdego z obwodów elementarnych. Aby cały wzmacniacz charakteryzował się wymaganą częstotliwością graniczną, częstotliwość graniczną każdego z obwodów należy przyjąć równą:

$$f_{d0} = f_d \sqrt[n]{2-1}$$

Wartości liczbowe przez które należy pomnożyć wymaganą dolną częstotliwość graniczną wzmacniacza dla danej liczby obwodów wynoszą :

$$\begin{aligned} n=2 &\rightarrow 0,6436 \\ n=3 &\rightarrow 0,5008 \\ n=4 &\rightarrow 0,4359 \end{aligned}$$

Przykład obliczeniowy

Zadanie: zaprojektować wzmacniacz na tranzystorze J-FET o dolnej częstotliwości granicznej wynoszącej 10kHz, zasilany napięciem 10V. Zadane są rezystancje źródła sygnału i obciążenia $R_G = R_L = 1k\Omega$. Obliczyć wzmocnienie napięciowe i górną częstotliwość graniczną.

Wybrany został tranzystor BF245A o następujących parametrach:

$$\begin{aligned} U_{GSmax} &= -30V \\ U_{GDmax} &= -30V \\ U_{DSmax} &= 30V \\ I_{Dmax} &= 25mA \\ P_{dmax} &= 300mW \\ I_{DSS} &= 2...6,5mA \\ U_{GSoff} &= -0,25...-8V \\ Y_{fs} &= 3...6,5mS = g_{21} \text{ dla } U_{DS}=15V \text{ i } U_{GS}=0 \end{aligned}$$

Punkt pracy tranzystora został wybrany na podstawie zamieszczonej w karcie katalogowej charakterystyki przejściowej (Fig. 3). Prąd drenu został ustalony na 2mA. Przy tym prądzie napięcie U_{GS} powinno wynosić około -0.6V. Uzyska się je po włączeniu w obwód źródła rezystora o wartości R_S równej:

$$R_S = -\frac{U_{GS}}{I_D} = \frac{0,6V}{2mA} = 300\Omega$$

Rezystancję drenową można obliczyć na podstawie napięcia zasilania, minimalnego napięcia dren-źródło (z rysunku Fig. 4) i przyjętego prądu drenu:

$$R_D < R_{Dmax} = \frac{U_Z - (-U_{GS}) - U_{DSmin}}{I_D} = \frac{10V - 0,6V - 3V}{2mA} = 3,2k\Omega$$

przyjęta została wartość $R_D = 0,5R_{Dmax} = 1,6k\Omega$, dla takiej rezystancji wzmacniacz może dostarczyć sygnał wyjściowy o największej amplitudzie. Stałe napięcie na drenie tranzystora wyniesie wtedy 6,8V.

Wartość rezystora R_{GP} została przyjęta jako 100k Ω . Jest to znacznie więcej niż

rezystancja wewnętrzna źródła sygnału. Od tego rezystora zależy rezystancja wejściowa wzmacniacza. Ograniczenie na wartość rezystora R_{GP} nakładają prądy upływu złącza bramka-kanal.

Dane katalogowe podają, że nachylenie charakterystyki tranzystora powinno wynieść od 3 do 6.5mS, jednak wielkości te są określane dla innego punktu pracy ($U_{GS}=0$ i $U_{DS} = 15V$). Typową wielkość nachylenia charakterystyki dla prądu drenu równego 2mA można odczytać z rysunku Fig. 18. Wynosi ona 4mS. Pozwala to na obliczenie wzmocnienia:

$$\hat{K}_U = -g_{21}(R_D \parallel R_L) = -4mS(1,6k\Omega \parallel 1k\Omega) = -2,46$$

$$|K_U| = 7,82 dB$$

Skuteczne wzmocnienie napięciowe K_{Us} wyniesie:

$$K_{Us} = -g_{21} \frac{R_{GP}}{R_G + R_{GP}} (R_D \parallel R_L) = 0,99 \cdot (-2,46) = -2,44$$

jest to nieznacznie tylko mniej niż wartość K_U . Wynika to z tego że rezystor R_{GP} jest znacznie większy od rezystancji wejściowej źródła sygnału.

Wyznaczenie górnej częstotliwości granicznej wymaga znajomości pojemności wewnętrznych tranzystora. Wynoszą one:

$$C_{is} = C_{GS} = 4pF$$

$$C_{rs} = C_{GD} = 1.1pF$$

$$C_{os} = C_{DS} = 1.6pF$$

pojemności Millera na wejściu i wyjściu wyniosą:

$$C_M = C_{GD}(1 - K_U) = 1,1 pF \cdot (1 - (-2,46)) = 3,78 pF$$

$$C'_M = C_{GD}(1 - \frac{1}{K_U}) = 1,1 pF \cdot (1 - \frac{1}{(-2,46)}) = 1,73 pF$$

a stałe czasowe obwodu wejściowego i wyjściowego:

$$\tau_1 = (R_G \parallel R_{GP})(C_M + C_{GS}) = (1k\Omega \parallel 100k\Omega)(3,13 pF + 4pF) = 0,99k\Omega \cdot 7,13 pF = 7,86 \cdot 10^{-9} s$$

$$\tau_2 = (R_D \parallel R_L)(C'_M + C_{DS}) = (1,6k\Omega \parallel 1k\Omega)(1,70 pF + 1.6pF) = 615,5\Omega \cdot 3,3 pF = 2,05 \cdot 10^{-9} s$$

a górna częstotliwość graniczna wyniesie:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.1 \sqrt{\tau_1^2 + \tau_2^2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 8,93 \cdot 10^{-9} s} = 17,8 MHz$$

jeśli uwzględnić tylko większą stałą czasową to częstotliwość graniczna wyniosłaby:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi \tau_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 7,86 \cdot 10^{-9} s} = 20,2 MHz$$

i byłyby nieco zawyżona.

Punktem wyjścia do obliczenia kondensatorów sprzęgających i blokujących jest wymagana dolna częstotliwość graniczna wzmacniacza wynosząca 10kHz. Zakładamy wstępnie że wszystkie stałe czasowe będą jednakowe, i w związku z tym każda musi odpowiadać częstotliwości granicznej:

$$f_{d0} = f_d \sqrt[n]{2} - 1 = 0,5008 f_d = 5.008 \text{kHz}$$

stąd:

$$\tau_i = \frac{1}{2\pi f_{d0}} = 31,8 \cdot 10^{-6} \text{s}$$

stąd można już obliczyć wymagane pojemności:

$$C_{S1} = \frac{\tau_1}{R_G + R_{GP}} = \frac{31,8 \cdot 10^{-6} \text{s}}{1 \text{k}\Omega + 100 \text{k}\Omega} = 3,15 \cdot 10^{-10} \text{F} = 315 \text{pF}$$

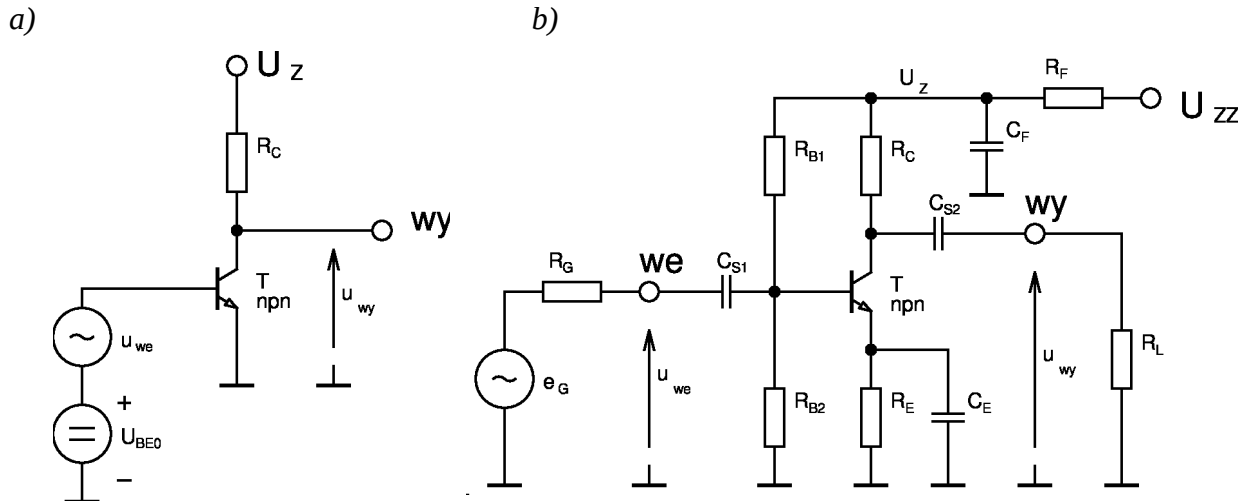
$$C_{S2} = \frac{\tau_3}{R_D + R_L} = \frac{31,8 \cdot 10^{-6} \text{s}}{1 \text{k}\Omega + 1,6 \text{k}\Omega} = 1,225 \cdot 10^{-8} \text{F} = 12,2 \text{nF}$$

$$C_S = \frac{\tau_2}{R_S \parallel \frac{1}{g_{21}}} = \frac{31,8 \cdot 10^{-6} \text{s}}{300 \Omega \parallel \frac{1}{4 \text{mS}}} = 2,332 \cdot 10^{-7} \text{F} = 233,2 \text{nF}$$

Najbliższe znormalizowane pojemności kondensatorów to odpowiednio 330pF, 12nF i 220nF. Zasadniczo, aby mieć pewność, że dolna częstotliwość graniczna nie będzie większa od założonej, należałoby wszystkie pojemności zaokrąglić do wartości z szeregu w górę. W przypadku kondensatora C_{S2} wartość znormalizowana jest nieznacznie mniejsza od obliczonej i tłumienie wprowadzane przez stałą czasową τ_3 może być nieznacznie większe niż założone. W przypadku kondensatora C_S należałoby użyć najbliższej większej pojemności z szeregu wynoszącej 270nF (szereg E12) lub nawet 330nF (szereg E6), jednak w tym przypadku obliczenia są przybliżone i już kondensator 220nF może okazać się wystarczający.

Wzmacniacz na tranzystorze bipolarnym

Rezystancyjny wzmacniacz sygnałów w. cz. na tranzystorze bipolarnym ma konstrukcję bardzo zbliżoną do opisanego poprzednio wzmacniacza na tranzystorze polowym JFET. Podstawowa różnica układowa polega na odmiennym znaku napięcia polaryzującego bazę tranzystora.

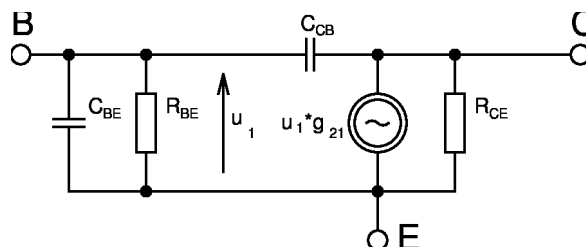


Rysunek 2: Wzmacniacz oporowy na tranzystorze polowym, a) schemat uproszczony, b) pełny

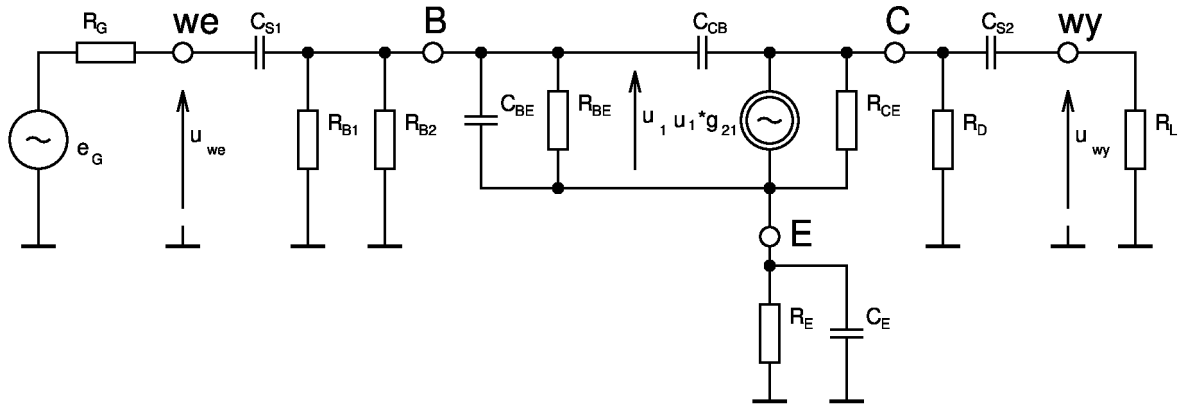
Baza tranzystora NPN musi być spolaryzowana dodatnio względem emitera i najczęściej wykorzystuje się tu dzielnik napięciowy (na schemacie złożony z R_{B1} i R_{B2}). Rezystor w emiterze jest potrzebny do zapewnienia stabilności punktu pracy w funkcji temperatury.

Proces projektowania wzmacniacza przebiega analogicznie jak opisany poprzednio. Na wstępie należy dokonać wyboru typu elementu aktywnego i określić jego punktu pracy. Następnie należy wyznaczyć wartości rezystorów w obwodach polaryzacji. Kolejny etap to obliczenie wzmocnienia wzmacniacza i jego górnej częstotliwości granicznej (f_{max}). Jeśli uzyskane wielkości okażą się niezadowalające to trzeba zmodyfikować projekt wzmacniacza (zmienić punkt pracy, wartości elementów czy nawet użyć innego tranzystora). Dolna częstotliwość graniczna jest zależna od użytych kondensatorów sprzęgających i blokujących i wymagane ich wartości można obliczyć.

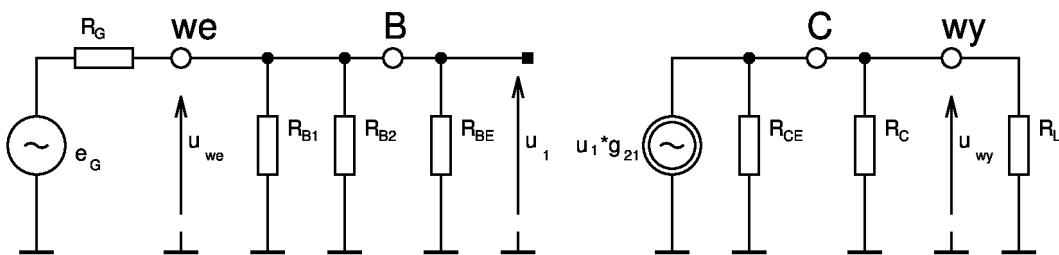
W przypadku tranzystora bipolarnego, do wyznaczenia parametrów małosygnałowych stosowany jest również model „hybrid-pi”, różni się on jednak nieco od przedstawionego wcześniej dla tranzystora polowego przede wszystkim występowaniem rezystancji wejściowej R_{BE} :



Wstawiając powyższy model do schematu wzmacniacza otrzymuje się następujący zmiennoprądowy układ zastępczy wzmacniacza:



W zakresie średnich częstotliwości wszystkie kondensatory sprzęgające i blokujące można traktować jako zwarcie i układ zastępczy sprowadza się do postaci:



schemat ten można jeszcze uprościć ponieważ zazwyczaj:

$$R_{CE} \gg R_C$$

Aby obliczyć wzmacnienie konieczna jest znajomość rezystancji wejściowej tranzystora R_{BE} i jego nachylenia charakterystyki g_{21} . Parametry te nie są podawane w danych katalogowych gdyż są silnie zależne od prądu płynącego przez tranzystor. Można je jednak obliczyć znając wzmacnienie prądowe tranzystora β (h_{21E}) w układzie wspólnego emitera:

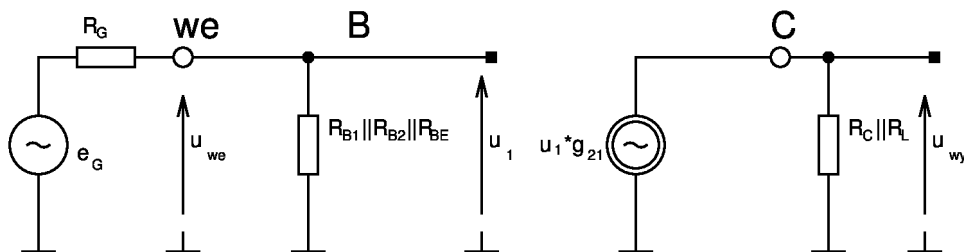
$$R_{BE} = (\beta + 1) \frac{\varphi_T}{I_E} = \beta \frac{\varphi_T}{I_C}$$

$$g_{21} = \alpha \frac{I_E}{\varphi_T} = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{I_E}{\varphi_T} = \frac{I_C}{\varphi_T}$$

w powyższych wzorach występuje napięcie termiczne wyrażające się wzorem:

$$\varphi_T = \frac{kT}{e} = 26\text{mV} \quad (\text{dla } T=300\text{K})$$

k jest stałą Boltzmana a e ładunkiem elementarnym.

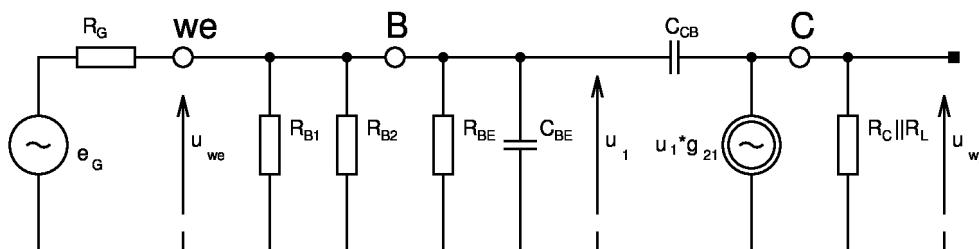


powyższy układ zastępczy pozwala na obliczenie wzmacnienia napięciowego i wzmacnienia napięciowego skutecznego:

$$K_U = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -g_{21}(R_C || R_L)$$

$$K_{Us} = \frac{U_{wy}}{E_G} = -g_{21} \frac{R_{GP} \parallel R_{B2} \parallel R_{BE}}{R_G + (R_{GP} \parallel R_{B2} \parallel R_{BE})} (R_C \parallel R_L)$$

W zakresie wysokich częstotliwości istotne stają się pojemności złącza tranzystora C_{BE} i C_{CB} a schemat zastępczy wzmacniacza przedstawia się następująco:



Występująca w nim pojemność kolektor-baza C_{CB} jest zazwyczaj podawana w danych katalogowych tranzystora. Jest to pojemność zaporowo spolaryzowanego złącza pn i w związku z tym zależy od napięcia na kolektorze tranzystora. Ponieważ pojemność ta łączy wejście z wyjściem wzmacniacza to występuje tu efekt Millera i należy ją zastąpić dwoma pojemnościami dołączonymi do masy:

$$C_M = C_{CB}(1 - K_U)$$

$$C'_M = C_{CB} \left(1 - \frac{1}{K_U} \right) \approx C_{CB}$$

ponieważ wartość bezwzględna wzmocnienia napięciowego jest zwykle dość duża, pojemność zastępcza C_M jest znaczna a pojemność C'_M tylko nieznacznie większa od pojemności C_{CB} .

Pojemność C_{BE} jest pojemnością przewodzącego złącza, silnie zależną od przepływającego przez nie prądu. Z tego też względu nie jest ona podawana w danych katalogowych. Można ją wyznaczyć na podstawie częstotliwości granicznej tranzystora:

$$\omega_T = 2\pi f_T = \frac{g_{21}}{C_{BE} + C_{CB}}$$

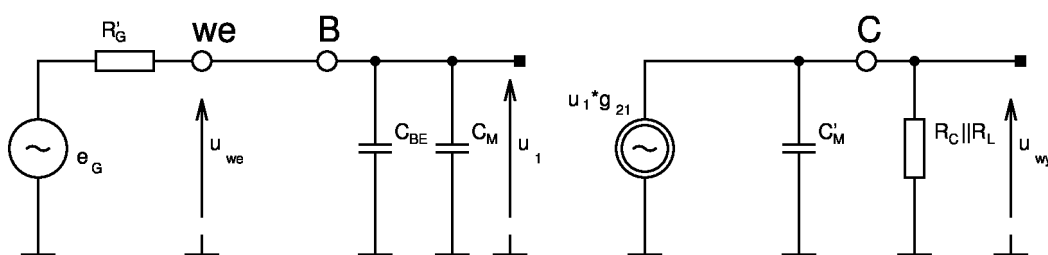
stąd:

$$C_{BE} = \frac{g_{21}}{\omega_T} - C_{CB} = \frac{I_E}{2\pi f_T \varphi_T} - C_{CB} \approx \frac{I_C}{2\pi f_T \varphi_T}$$

Schemat zastępczy można uprościć wprowadzając zastępcze źródło sygnału o rezystancji wewnętrznej R'_G równej równoległemu połączeniu wszystkich rezystancji dołączonych do wężła bazy tranzystora:

$$R'_G = R_G \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{BE}$$

Po tym uproszczeniu schemat zastępczy wzmacniacza przyjmuje postać:



wynika z niej istnienie dwóch biegunów transmitancji związanych z obwodami bazy i

kolektora. Stała czasowa biegunu związana z obwodem bazy jest równa:

$$\tau_1 = R'_G(C_M + C_{BE}) = (R_G \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{BE})(C_M + C_{BE})$$

a związana z obwodem kolektora:

$$\tau_2 = (R_C \parallel R_L)(C'_M + C_{CE}) \ll \tau_1$$

spośród nich zazwyczaj przy wyznaczaniu górnej częstotliwości granicznej istotna jest tylko stała czasowa związana z pierwszym biegunem:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi\tau_1}$$

gdyby jednak drugi biegun okazał się również istotny, to zastępczą górną częstotliwość graniczną można obliczyć korzystając ze wzorów podanych dla tranzystora polowego.

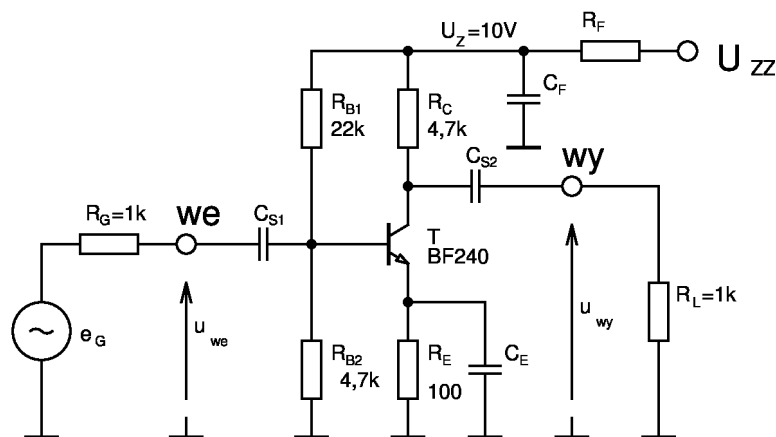
W **zakresie niskich częstotliwości** procedura obliczeniowa jest analogiczna jak poprzednio, również należy wyznaczyć stałe czasowe wprowadzane przez kondensatory separujące i kondensator blokujący w obwodzie emitera. Przy obliczaniu wartości tego ostatniego kondensatora można przyjąć, że rezystancja tranzystora widziana od strony emitera wyraża się wzorem:

$$R_{EB} = \frac{\varphi_T}{I_E} \approx \frac{1}{g_{21}}$$

rezystancja ta jest na poziomie od kilku do kilkudziesięciu omów i jest zazwyczaj znacznie mniejsza niż rezystancja R_E a w związku z tym w wielu przypadkach tą ostatnią można pominąć. Niewielka wartość rezystancji R_{EB} powoduje, że wyliczone pojemności są zwykle dość duże.

Przykład obliczeniowy

Zadanie: Obliczyć parametry przedstawionego na rysunku wzmacniacza z tranzystorem bipolarnym BF240 pracującym w układzie ze wspólnym emiterem. Kondensatory sprzęgające i blokujące należy dobrać tak, aby dolna częstotliwość graniczna wyniosła 10 kHz



Prąd emitera we wzmacniaczu wynosi 1mA i dla takiej wartości zostaną wyznaczone parametry tranzystora. Nachylenie charakterystyki tranzystora wyniesie:

$$g_{21} = \frac{I_C}{\varphi_T} = \frac{1}{R_{EB}} = 38,4 \text{ mS}$$

Wzmocnienie prądowe β (h_{21E}) dla tego tranzystora może zawierać się w granicach od 67 do 220, do obliczeń przyjmijmy typową wielkość 135 proponowaną w modelu SPICE.

Rezystancja wejściowa wyniesie wtedy;

$$R_{BE} = (\beta + 1)R_{EB} = \frac{\beta}{g_{21}} = 3510 \Omega$$

Powyższe wielkości pozwalają na określenie wzmocnienia napięciowego wzmacniacza:

$$K_u = -g_{21}(R_C \parallel R_L) = -38,4 \text{ mS} \cdot (4,7 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega) = -31,66$$
$$|K_u| = 31,66 = 30 \text{ dB}$$

jego rezystancji wejściowej:

$$R_{we} = R_{BE} \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} = 1841 \Omega$$

oraz wzmocnienia napięciowego skutecznego:

$$K_{us} = K_u \frac{R_{we}}{R_{we} + R_G} = -31,66 \cdot 0,648 = -20,51$$
$$|K_{us}| = 20,51 = 26,2 \text{ dB}$$

Obliczenie górnej częstotliwości granicznej wzmacniacza wymaga znajomości pojemności kolektor-baza tranzystora C_{CB} i jego częstotliwości granicznej f_T . Pojemność C_{CB} odczytana z danych katalogowych wynosi typowo 0,4pF dla napięcia kolektor-baza wynoszącego 10V. W analizowanym wzmacniaczu napięcie to wynosi około 3,6V a rzeczywista pojemność będzie większa o około jedną trzecią (przy założeniu typowej zależności pojemności złącza p-n od napięcia wstecznego) i wyniesie 0,53pF. Na podstawie znanej częstotliwości granicznej (wartość typowa odczytana z karty katalogowej to 430MHz) można oszacować pojemność C_{BE} tranzystora:

$$C_{BE} = \frac{g_{21}}{2\pi f_T} - C_{CB} = 14 \text{ pF}$$

a na podstawie wzmocnienia obliczamy pojemności zastępcze wynikające z efektu Millera:

$$C_M = C_{CB}(1 - K_u) = 17,3 \text{ pF} \quad C'_M = C_{CB} \left(1 - \frac{1}{K_u}\right) = 0,546 \text{ pF}$$

oraz stałe czasowe τ_1 i τ_2 :

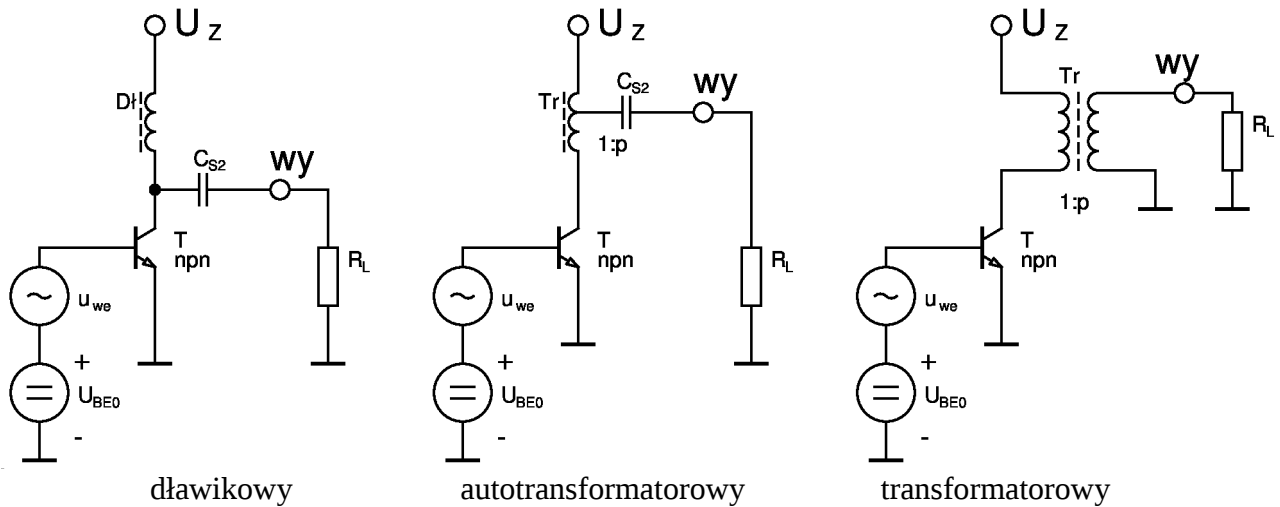
$$\tau_1 = (R_G \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_{BE})(C_{EB} + C_M) = 648 \Omega \cdot 31,3 \text{ pF} = 20,3 \text{ ns}$$

$$\tau_2 = (R_C \parallel R_L)C'_M = 824,5 \Omega \cdot 0,546 \text{ pF} = 0,45 \text{ ns}$$

ponieważ τ_1 jest znacznie większa, to ona decyduje o górnej częstotliwości granicznej:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \tau_1} = 7,84 \text{ MHz}$$

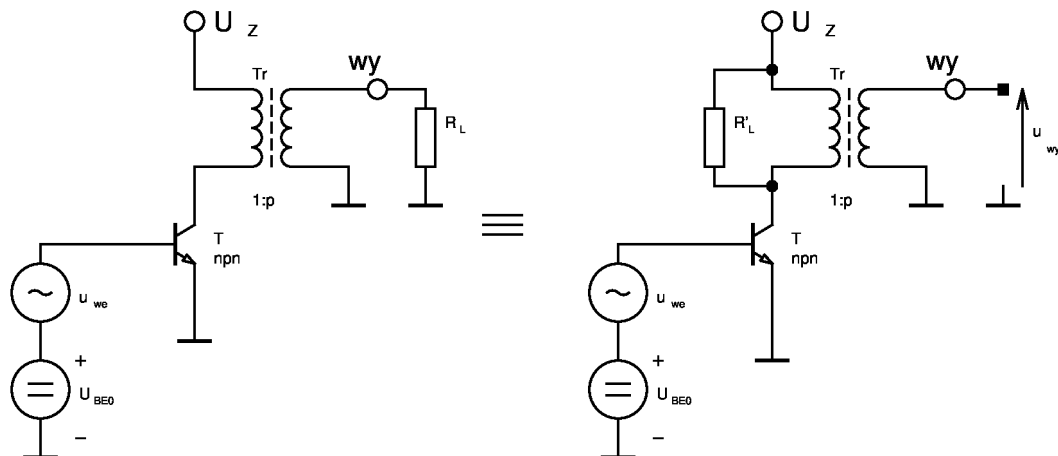
Wzmacniacze dławikowe, autotransformatorowe i transformatorowe



W powyższych wzmacniaczach uzwojenie dławika, autotransformatora czy transformatora stanowi niewielką rezystancję dla prądu stałego, w związku z tym napięcie stałe na kolektorze (drenie) tranzystora jest bliskie napięciu zasilania. Poprawia to pracę tranzystora (wzmocnienie rośnie ze wzrostem napięcia zasilania) a ponadto pozwala na uzyskanie praktycznie dwukrotnie większej amplitudy napięcia wyjściowego. Uzyskiwane wzmocnienie jest większe gdyż nie występuje rezystor kolektorowy (drenowy) bocznikujący rezystancję obciążenia. Dla wzmacniacza dławikowego wzmocnienie napięciowe dla średnich częstotliwości, kiedy prąd zmienny płynący przez dławik jest pomijalnie mały, wyraża się wzorem:

$$K_U = -g_{21} R_L$$

W przypadku wzmacniacza transformatorowego można dokonać przekształcenia do postaci wzmacniacza dławikowego z przetransformowaną rezystancją obciążenia:



$$R'_L = \frac{R_L}{p^2}$$

wzmocnienie napięciowe takiego przekształconego wzmacniacza jest iloczynem wzmocnienia wzmacniacza obciążonego rezystancją R'_L i przekładni transformatora:

$$|K_U| = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = g_{21} R'_L p = g_{21} \frac{R_L}{p^2} p = \frac{g_{21} R_L}{p}$$

Można zauważyć, że przy $p < 1$ wzmocnienie napięciowe ulega zwiększeniu, co jest szczególnie istotne jeśli rezystancja obciążenia jest niewielka (np. 50Ω).

Znacznym ograniczeniem przy konstruowaniu wzmacniaczy transformatorowych i autotransformatorowych jest technika wykonania transformatora lub autotransformatora. W zakresie częstotliwości radiowych uzyskanie szerokiego pasma pracy i małych strat wymaga bardzo silnego sprzężenia uzwojeń. Najczęściej nawija się je kilkoma skręconymi przewodami na pierścieniowym rdzeniu ferrytowym. W związku z tym uzyskuje się przekładnie wyrażone stosunkiem dwóch niewielkich liczb naturalnych, np. 1:1, 2:1=1:0,5, 3:1=1:0,333, 3:2=1:0,667

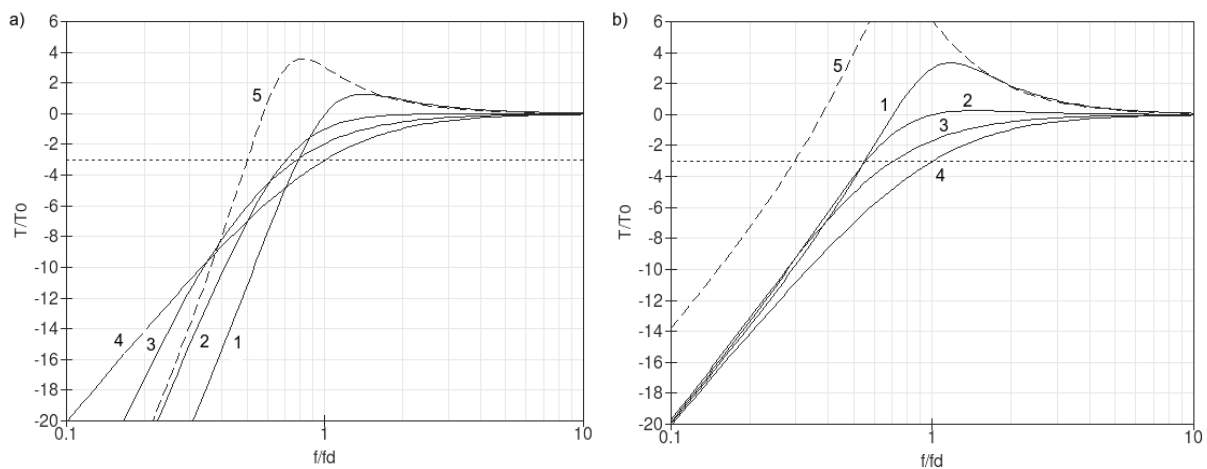
Górną częstotliwość graniczną wzmacniacza dławikowego oblicza się analogicznie jak we wzmacniaczu RC. W przypadku wzmacniaczy transformatorowych i autotransformatorowych przy obliczaniu pojemności Millera należy użyć wzmocnienia liczonego od bazy do kolektora tranzystora które wynosi:

$$K'_U = -g_{21} R'_L = g_{21} \frac{R_L}{p^2}$$

i może być znacznie większe niż wzmocnienie całego wzmacniacza.

W obwodzie wyjściowym wzmacniacza dławikowego i autotransformatorowego występuje zwykle kondensator separujący składową stałą napięcia. W tych warunkach w pobliżu dolnej częstotliwości granicznej wzmacniacza może dojść do rezonansu tego kondensatora z dławikiem (autotransformatorem). Objawia się ono podbiciem charakterystyki wzmocnienia napięciowego, tym większym im większy jest stosunek indukcyjności do pojemności. Na wykresach przedstawiony jest kształt znormalizowanych charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza dławikowego dla (a) wyjścia wzmacniacza i (b) kolektora tranzystora dla następujących wartości elementów:

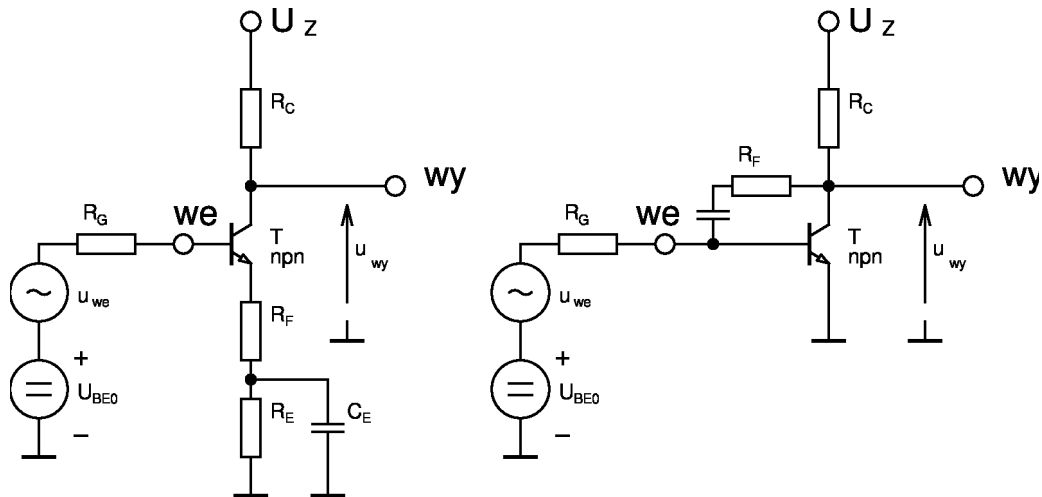
- 1) $L = R_L / (2\pi f_d)$, $C = 1 / (2\pi f_d R_L)$
- 2) $L = R_L / (2\pi f_d)$, $C = 2 / (2\pi f_d R_L)$
- 3) $L = R_L / (2\pi f_d)$, $C = 4 / (2\pi f_d R_L)$
- 4) $L = R_L / (2\pi f_d)$, $C = \infty$
- 5) $L = 2R_L / (2\pi f_d)$, $C = 1 / (2\pi f_d R_L)$



Aby uniknąć podbicia należy pojemność sprzęgającą przyjąć z 2-4 krotnym zapasem w stosunku do obliczonej na podstawie wymaganej częstotliwości granicznej i rezystancji obciążenia.

Wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym

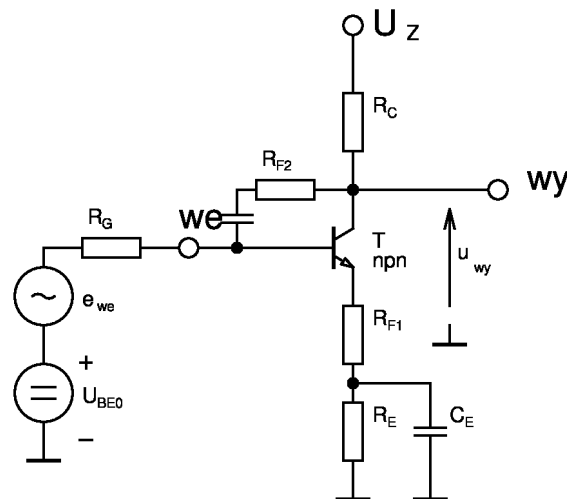
Ujemne sprzężenie zwrotne we wzmacniaczach w. cz. stosuje się przede wszystkim w celu poprawy ich liniowości. Zazwyczaj sprzężenie obejmuje jeden stopień wzmacniający (sprzężenie lokalne). Sprzężenie zwrotne obejmujące dwa lub więcej stopni jest znacznie trudniejsze do realizacji gdyż przesunięcia fazy w wielostopniowym wzmacniaczu mogą być na tyle duże, że sprzężenie stanie się dodatnie i dojdzie do wzbudzenia wzmacniacza. We wzmacniaczu jednostopniowym najłatwiej realizuje się następujące rodzaje sprzężeń zwrotnych:



prądowe szeregowe

napięciowe równoległe

Pozostałe dwa rodzaje (prądowe równoległe i napięciowe szeregowe) wymagają stosowania transformatorów. Często spotyka się realizację obu rodzajów sprzężeń równocześnie:



Sprzężenie zwrotne prądowe-szeregowe oprócz zmniejszania wzmocnienia powoduje zwiększanie rezystancji wejściowej i wyjściowej. Przy sprzężeniu napięciowym równoległym obie te rezystancje maleją.

Klasyczna technika obliczania wzmocnienia wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym polega na określeniu wzmocnienia wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego oraz transmitancji obwodu sprzężenia zwrotnego i na podstawie tych wielkości wyznacza się poszukiwaną

wielkość wzmocnienia ze sprzężeniem zwrotnym. W przypadku opisywanych wzmacniaczy jest ona dość kłopotliwa, gdyż wymaga spełnienia kilku dodatkowych założeń. Przykład takich obliczeń jest dostępny w literaturze.

Prostsza metoda przybliżonych obliczeń dla przedstawionego powyżej wzmacniacza ze sprzężeniem prądowym szeregowym polega na wyznaczeniu zastępczego nachylenia charakterystyki tranzystora g'_{21} i rezystancji wejściowej tranzystora R'_{BE} :

$$g'_{21} = \left(\frac{1}{g_{21}} + R_F \right)^{-1} \quad R'_{BE} = \frac{\beta}{g'_{21}}$$

i dalsze obliczenia można prowadzić tak jak dla wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego.

W przypadku sprzężenia napięciowego równoległego można wykorzystać efekt Millera i zastąpić rezystor sprzężenia zwrotnego dwoma rezystorami o wartościach:

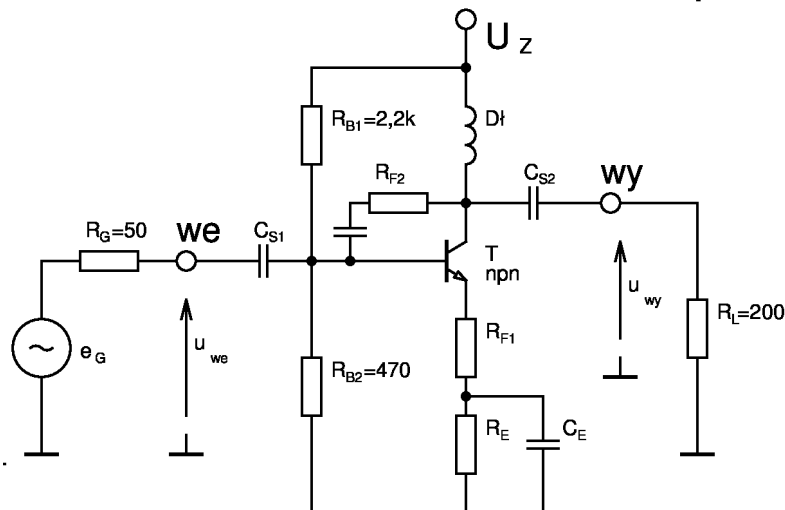
$$R_M = \frac{R_F}{1 - K_U} \quad R'_M = \frac{R_F}{1 - K_U^{-1}}$$

rezystor R_M jest dołączony pomiędzy bazą tranzystora i masą a rezystor R'_M pomiędzy kolektorem i masą. Sprzężenie napięciowe równoległe stosunkowo słabo wpływa na wzmocnienie tranzystora, jedynie rezystancja zastępcza R'_M dołącza się równoległe do rezystancji w obwodzie wyjściowym tranzystora. Z kolei rezystancja R_M w obwodzie bazy powoduje istotne zmniejszenie rezystancji wejściowej wzmacniacza

Przykład obliczeniowy

Zadanie: Zaprojektować wzmacniacz dławikowy o wzmocnieniu $|K_u|=10$ mierzonym dla rezystancji obciążenia 200Ω w układzie ze wspólnym emiterem i z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Rezystancja wejściowa wzmacniacza powinna wynosić 50Ω .

Wybrany został tranzystor BF240 pracujący z prądem kolektora 10mA . Schemat ideowy wzmacniacza może wyglądać następująco:



Aby uzyskać założony prąd, sumaryczna rezystancja w obwodzie emitera powinna wynosić około 100Ω .

Pierwszym etapem jest uwzględnienie wpływu rezystorów polaryzujących bazę tranzystora R_{B1} i R_{B2} . Bocznikują one wejście wzmacniacza i w związku z tym rezystancja

wejściowa tranzystora ze sprzężeniem zwrotnym powinna wynieść:

$$R'_{we} = \left[\frac{1}{R_{we}} - \left(\frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}} \right) \right]^{-1} = 57,4 \Omega$$

Dla uproszczenia przyjmujemy, że wynika ona jedynie z efektu Millera dla rezystora R_{F2} , czyli $R'_{we} = R_M$. Pozwala to obliczyć wartość rezystora R_{F2} :

$$R_{F2} = R_M(1 - K_u) = 57,4 \Omega \cdot [1 - (-10)] = 631,4 \Omega$$

K_u jest ujemne gdyż wzmacniacz odwraca fazę. Do wyznaczenia wzmocnienia napięciowego wzmacniacza przyjmujemy rezystancję obciążenia równą równoległemu połączeniu rezystancji obciążenia R_L i rezystancji Millera R'_M :

$$K_u = -g'_{21}(R_L || R'_M)$$

Aby uzyskać zadane wzmocnienie, wypadkowe nachylenie charakterystyki tranzystora z opornikiem R_{F1} powinno wynieść:

$$g'_{21} = -\frac{K_u}{R_L || R'_M} = -\frac{K_u}{R_L || (R_{F2} - R_M)} = \frac{10}{200 \Omega || 574 \Omega} = 67,4 \text{ mS}$$

Sam tranzystor miałby większe nachylenie charakterystyki:

$$g_{21} = \frac{I_C}{\varphi_T} = 384,6 \text{ mS}$$

aby zredukować je do wymaganej wielkości, należy zastosować rezystor R_{F1} o wartości:

$$R_{F1} = \frac{1}{g'_{21}} - \frac{1}{g_{21}} = \frac{1}{67,4 \text{ mS}} - \frac{1}{384,6 \text{ mS}} = 12,2 \Omega$$

o tyle też należy zmniejszyć wielkość rezystora R_E aby prąd tranzystora pozostał niezmienny. Oszacowanie rezystancji wejściowej tranzystora z opornikiem R_{F1} w emiterze daje stosunkowo wysoką wielkość:

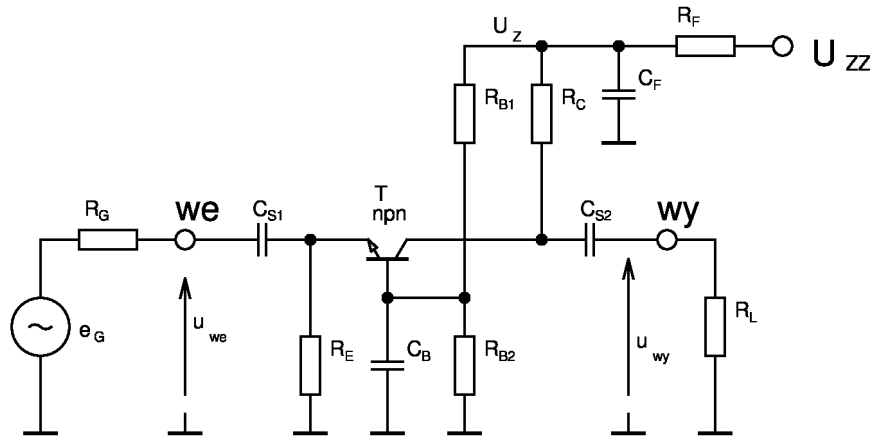
$$R''_{we} = \beta(R_{EB} + R_{F1}) = \frac{\beta}{g'_{21}} = 135/67,4 \text{ mS} = 1914 \Omega \gg R_M$$

co potwierdza słuszność przyjęcia $R'_{we} = R_M$. Jeśli rezystancja R''_{we} nie byłaby dostatecznie duża, to obliczenia należałoby powtórzyć odpowiednio zwiększając R_M i tym samym R_{F2} .

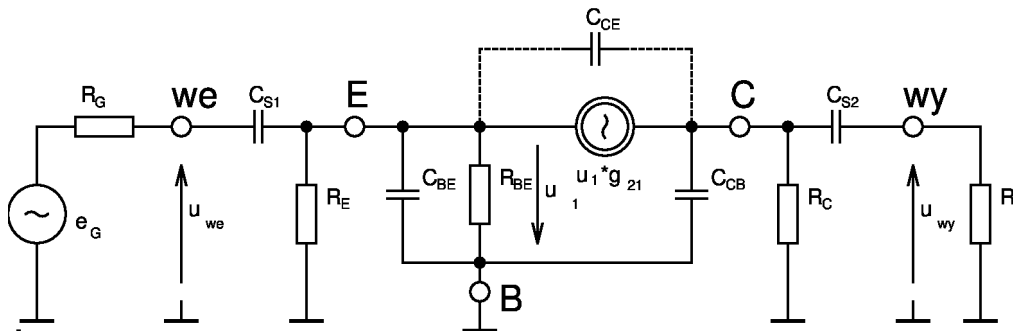
W rzeczywistości wzmocnienie wzmacniacza z elementami obliczonymi powyższą metodą będzie nieco mniejsze, przede wszystkim ze względu na pominięcie wewnętrznej rezystancji szeregowej emitera tranzystora. We współczesnych tranzystorach wynosi ona typowo kilka dziesiątych oma i można ją skompensować zmniejszając odpowiednio rezystor R_{F1} .

Wzmacniacz ze wspólną bazą (źródłem)

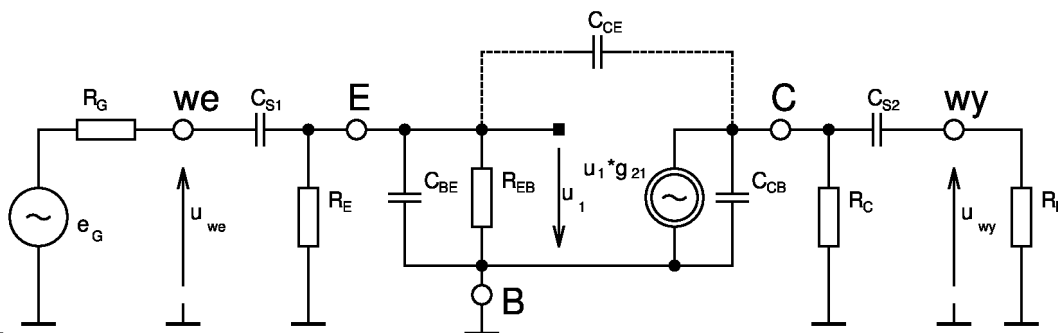
Wzmacniacz ze wspólną bazą różni się od poprzednio opisanego wzmacniacza ze wspólnym emiterem (źródłem) tym, że sygnał wejściowy jest doprowadzany do emitera (źródła tranzystora) a baza (bramka) jest uziemiona:



Zmiennoprądowy schemat zastępczy w wersji z tranzystorem bipolarnym jest następujący:



i można go przekształcić do postaci:



w której rezystancja wejściowa tranzystora wynosi:

$$R_{EB} = \frac{\varphi_T}{I_E}$$

jest ona znacznie mniejsza niż rezystancja wejściowa w układzie ze wspólnym emiterem i zwykle nie przekracza kilkunastu-kilkudziesięciu omów. Rezystancja wejściowa całego wzmacniacza jest nieznacznie niższa ze względu na bocznikujący wpływ rezystancji R_E . W przypadku użycia tranzystora polowego, jego rezystancja wejściowa wraza się wzorem:

$$R_{SG} = \frac{1}{g_{21}}$$

Wzmocnienie napięciowe wyraża się wzorem (dla tranzystora bipolarnego):

$$K_U = g_{21} \alpha (R_C \parallel R_L)$$

jest co do wartości bezwzględnej niemal takie samo jak w układzie ze wspólnym emiterem gdyż wzmacnienie prądowe tranzystora w układzie ze wspólną bazą:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

jest zwykle niewiele tylko mniejsze od jedności. Dla tranzystora polowego można pominąć prąd bramki a wzmacnienie napięciowe wyniesie:

$$K_U = g_{21} (R_D \parallel R_L)$$

w przeciwieństwie do układu ze wspólnym emiterem (źródłem) wzmacniacz ze wspólną bazą (bramką) nie odwraca fazy.

Wzmocnienie prądowe jest mniejsze od 1 i wynosi :

$$K_I = \frac{R_E}{R_E + R_{EB}} \alpha \frac{R_C}{R_C + R_L} < 1$$

dla tranzystora bipolarnego oraz:

$$K_I = \frac{R_S}{R_S + R_{SG}} \cdot \frac{R_D}{R_D + R_L} < 1$$

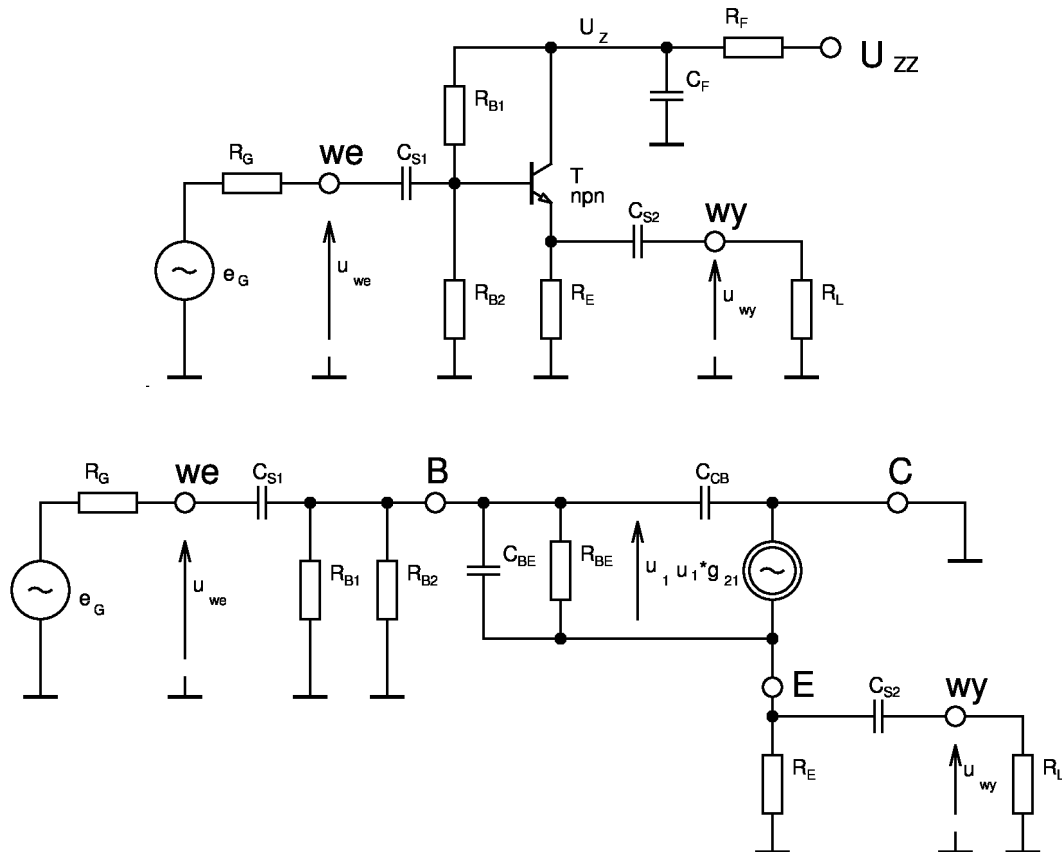
dla polowego.

Zaletą układu ze wspólną bazą jest szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości. Pojemność złącza kolektorowego C_{CB} jest tutaj włączona równolegle do rezystancji obciążenia. Efekt Millera jest mało znaczący gdyż pomiędzy wejściem a wyjściem wzmacniacza występuje tylko niewielka pojemność kolektor-emiter tranzystora (głównie pojemność obudowy), a ponadto ze względu na brak odwrócenia fazy sprzężenie zwrotne powodowane przez tą pojemność jest raczej dodatnie i nie powoduje zmniejszenia wzmacnienia. Pojemność wejściowa C_{BE} jest włączona równolegle do stosunkowo małej rezystancji wejściowej co też daje poszerzenie pasma przenoszonych częstotliwości.

Zaletą wzmacniacza ze wspólną bazą (źródłem) jest też najlepsza izolacja pomiędzy wejściem i wyjściem. Zmiany rezystancji obciążenia jedynie w minimalnym stopniu wpływają na rezystancję wejściową.

Wzmacniacz ze wspólnym kolektorem (drenem)

Wzmacniacz ze wspólnym kolektorem (drenem) nazywany jest także wtórnikiem emiterowym (źródłowym). Od opisywanego wcześniej wzmacniacza ze wspólnym emiterem (źródłem) różni się tym, że sygnał wyjściowy jest pobierany z emitera (źródła) tranzystora:



Wzmocnienie napięciowe wtórnika jest mniejsze od jedności i dla tranzystora bipolarnego wyraża się wzorem:

$$K_U = \frac{(\beta+1)(R_L \parallel R_E)}{R_{BE} + (\beta+1)(R_L \parallel R_E)} = 1 - \frac{R_{BE}}{R_{BE} + (\beta+1)(R_L \parallel R_E)} = 1 - \frac{R_{EB}}{R_{EB} + R_E \parallel R_L} < 1$$

wzmocnienie napięciowe wynika z podziału napięcia pomiędzy rezystancję R_{BE} tranzystora i zastępczą rezystancję obciążenia $R_E \parallel R_L$ z uwzględnieniem faktu, że przez tą ostatnią przepływa $\beta+1$ razy większy prąd. Dla tranzystora polowego wzmocnienie napięciowe można oszacować ze wzoru:

$$K_U = \frac{R_S \parallel R_L}{R_{SG} + R_S \parallel R_L} = 1 - \frac{R_{SG}}{R_{SG} + R_S \parallel R_L}$$

Rezystancja wejściowa tranzystora bipolarnego w układzie ze wspólnym kolektorem jest znaczna i wynosi:

$$R'_{we} = R_{BE} + (\beta+1)(R_L \parallel R_E)$$

Natomiast rezystancja wejściowa całego wzmacniacza może być znacznie mniejsza, gdyż trzeba uwzględnić także rezystory polaryzujące bazę tranzystora:

$$R_{we} = R'_{we} \parallel R_{B1} \parallel R_{B2}$$

Pojemność wejściowa jest także stosunkowo mała:

$$C_{we} = C_{CB} + C_{BE}(1 - K_U)$$

w tym przypadku efekt Millera powoduje zmniejszenie pojemności baza-emiter gdyż wzmocnienie napięciowe jest bliskie 1.

Rezystancja wyjściowa wtórnika emiterowego z tranzystorem bipolarnym jest mała:

$$R_{wy} = \left[R_{EB} + \frac{(R_G \parallel R_{B1} \parallel R_{B2})}{\beta + 1} \right] \parallel R_E \approx R_{EB} + \frac{R_G}{\beta + 1}$$

wynosi ona typowo kilka-kilkanaście omów, zależnie od prądu płynącego przez tranzystor. Dla tranzystora polowego rezystancja wyjściowa wyraża się wzorem:

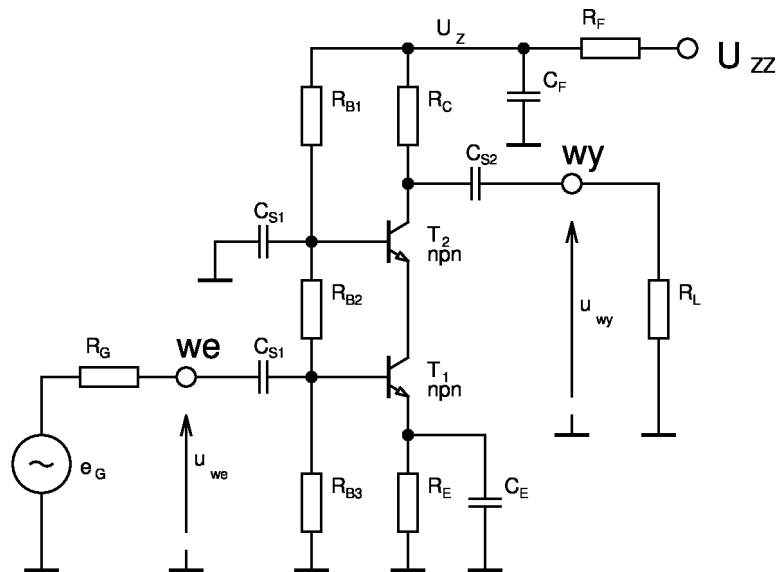
$$R_{wy} = R_{SG} \parallel R_S = \frac{1}{g_{21}} \parallel R_S$$

Typowym zastosowaniem wtórnika emiterowego jest sterowanie obciążeń o małej rezystancji, takich jak linie koncentryczne. Bywa też stosowany jako stopień separujący, dołączany np. na wyjściu generatora w. cz. i mający zredukować wpływ zmian impedancji obciążenia na generowaną częstotliwość, jednak uzyskiwany stopień separacji jest mniejszy niż w odpowiednio zaprojektowanym stopniu ze wspólną bazą.

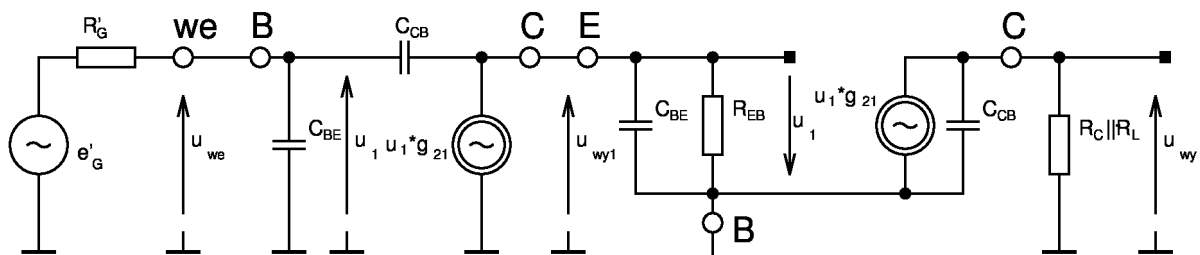
Poważnym problemem przy projektowaniu wzmacniaczy w układzie wtórnika emiterowego (źródłowego) jest ich skłonność do wzbudzania się. W pewnych warunkach (obciążenie pojemnościowe) rezystancja wejściowa wzmacniacza może stać się ujemna i wzmacniacz może zacząć oscylować.

Wzmacniacz kaskodowy

Wzmacniacz kaskodowy jest złożony z dwóch tranzystorów połączonych tak jak na rysunku:



Tranzystor T_1 (wejściowy) pracuje w układzie ze wspólnym emiterem a tranzystor T_2 (wyjściowy) w układzie ze wspólną bazą. Schemat zastępczy takiego wzmacniacza w zakresie średnich i wysokich częstotliwości przedstawia się następująco (dla uproszczenia pominięte zostały rezystory polaryzujące bazę T_1):



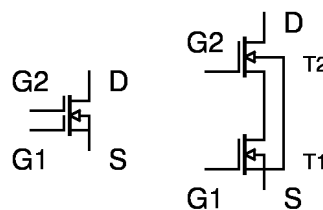
$$K_{U1} = \frac{U_{wy1}}{U_{we}} = -g_{21} R_{EB} = -1$$

$$K_{U2} = \frac{U_{wy}}{U_{wy1}} = g_{21} \alpha (R_C \parallel R_L)$$

$$K_U = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = K_{U1} K_{U2} = -g_{21} \alpha (R_C \parallel R_L)$$

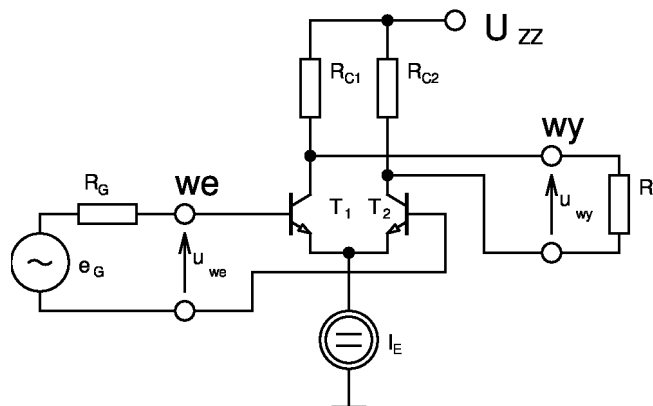
$$C_{we} = C_{BE} + C_M = C_{BE} + C_{CB}(1 - k_{U1}) = C_{BE} + 2C_{CB}$$

Przykładem realizacji stopnia w układzie kaskody jest tranzystor dwubramkowy MOS



Wzmacniacz różnicowy

Wzmacniacz różnicowy w układzie symetrycznym można analizować jako połączenie dwóch wzmacniaczy ze wspólnym emiterem sterowanych przeciwsobnie. Jeśli założymy że składowe zmienne prądów emitera są jednakowe co do amplitudy i mają przeciwne fazy to w punkcie wspólnym obydwu emiterów nie występuje składowa zmienna napięcia i w związku z tym kondensator blokujący jest zbędny. Wzmocnienie i pasmo takiego wzmacniacza są takie same jak dla zwykłego wzmacniacza ze wspólnym emiterem, sterowanego ze źródła sygnału o rezystancji wewnętrznej $R_G/2$ i obciążonego połową rezystancji obciążenia R_L .



Zaletą wzmacniacza symetrycznego jest to, że przez obwody zasilania nie płyną prądy zmienne. Właściwość ta jest szczególnie cenna w układach scalonych, gdzie nie można stosować kondensatorów o dużych pojemnościach.

Wzmacniacz różnicowy w układzie asymetrycznym ma sterowaną bazę (bramkę) tylko jednego tranzystora z pary i tylko jeden rezystor obciążenia włączony w obwodzie drugiego tranzystora. Kolektor pierwszego tranzystora jest dołączony bezpośrednio do zasilania, co zmniejsza pojemność wejściową (brak efektu Millera związanego z pojemnością C_{CB}). Wzmacniacz taki można analizować jako kaskadowe połączenie wtórnika emiterowego i wzmacniacza ze wspólną bazą. Wtórnik emiterowy jest obciążony niską rezystancją wejściową drugiego tranzystora i jego wzmocnienie wynosi 0,5. Całkowite wzmocnienie napięciowe jest dwukrotnie mniejsze niż wzmocnienie napięciowe drugiego stopnia. Rezystancja wejściowa wzmacniacza jest dwukrotnie większa od rezystancji wejściowej zwykłego wzmacniacza ze wspólnym emiterem a pojemność wejściowa stanowi połowę pojemności C_{BE} pojedynczego tranzystora. Górna częstotliwość graniczna takiego wzmacniacza jest zwykle większa niż dla wzmacniacza symetrycznego.

