

## **Jednostopniowy wzmacniacz tranzystorowy.**

Podstawowymi elementami wzmacniającymi stosowanymi obecnie w układach elektronicznych są tranzystory bipolarne oraz tranzystory unipolarne, nazywane też tranzystorami polowymi. Znajomość działania tranzystora w stopniu wzmacniającym oraz poznanie zasad doboru warunków jego pracy stanowią podstawę projektowania układów elektronicznych. Choć procesy fizyczne decydujące o działaniu obu rodzajów tranzystorów są różne, to projektowanie układów zawierających tranzystory różnego rodzaju ma wiele wspólnych cech. Zasadniczymi - dla projektanta - różnicami pomiędzy tranzystorami polowymi a tranzystorami bipolarnymi są: różnica oporów elektrycznych i różnica napięć pomiędzy elektrodami sterującymi tranzystorów.

W tranzystorze bipolarnym opór elektrody sterującej (bazy) jest oporem diody półprzewodnikowej spolaryzowanej w kierunku przewodzenia a natężenie prądu kolektora  $I_C$  i prądu bazy  $I_B$  są powiązane ze sobą wzorem:  $I_C = \beta I_B$ .  $\beta$  nazywa się współczynnikiem wzmocnienia prądowego tranzystora. Wielkość tego współczynnika jest stała w szerokim zakresie napięć i prądów występujących w tranzystorze złączowym. Natężenie prądu płynącego przez tranzystor bipolarny (natężenie prądu kolektora) zmieniamy, zmieniając natężenie prądu płynącego przez bazę tranzystora. Natężenie prądu płynącego przez emiter tranzystora  $I_E$  jest równe sumie  $I_C + I_B$ .

W tranzystorach polowych mamy bardzo wysoki opór elektrody sterującej (bramki) i wynikający stąd praktycznie brak prądu bramki. W tranzystorach polowych złączowych natężenie prądu bramki jest znikome (rzędu ułamka nanoampera), dla tranzystorów polowych z izolowaną bramką dla napięć stałych albo napięć zmiennych niskiej częstości mamy rzeczywiście brak prądu bramki. Natężenie prądu płynącego przez tranzystor polowy (natężenie prądu drenu) zmieniamy, zmieniając potencjał bramki.

Napięcia pomiędzy elektrodami sterującymi w pracujących tranzystorach bipolarnych (pomiędzy bazą a emiternem) wynoszą ok. 0,7 V dla tranzystorów krzemowych i ok. 0,25V dla tranzystorów germanowych i zmieniają się niewiele podczas pracy tranzystora (ok. 0,1V).

Napięcia pomiędzy elektrodami sterującymi tranzystorów polowych (pomiędzy bramką a źródłem) są rozmaite: od napięć ujemnych o wartości kilku woltów do napięć dodatnich o wartości kilku woltów. Zakresy zmian napięć pomiędzy elektrodami sterującymi tranzystorów polowych podczas pracy są zwykle większe, niż dla tranzystorów bipolarnych i mogą sięgać kilku woltów.

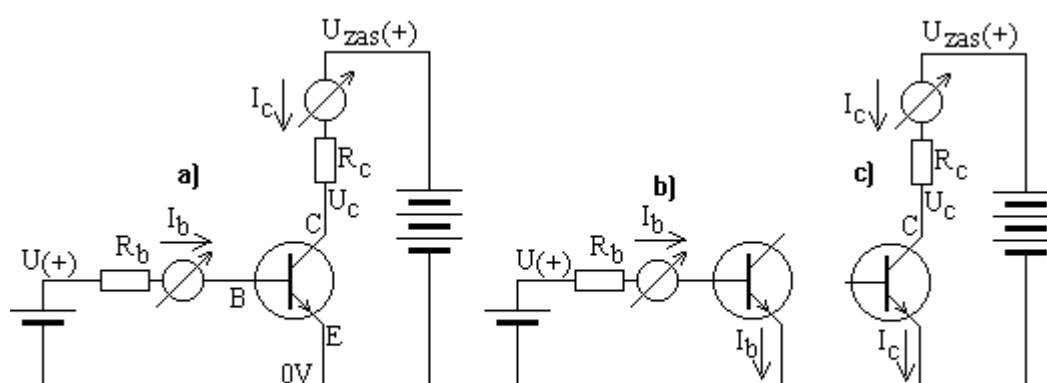
Projektując układ elektroniczny, mający spełniać określone wymagania, (np. zadana wielkość współczynnika wzmocnienia napięciowego sygnału przez układ, moc sygnału wyjściowego przy określonym oporze wejściowym odbiornika wzmocnionego sygnału, szerokość pasma wzmacnianych częstości itp.),

należy przewidzieć ogólny schemat układu; zwykle będzie to jeden albo więcej, sprzężonych ze sobą tranzystorowych stopni wzmacniających, często z elementami biernymi kształtującymi charakterystykę układu. Należy dobrać odpowiednie elementy wzmacniające (tranzystory) oraz elementy im towarzyszące, mogące przekazać na wyjście układu sygnał o odpowiednim napięciu i natężeniu i wymaganym pasmie częstości. Należy przewidzieć wymagane napięcie i moc źródła zasilającego układ. Warunki pracy tranzystorów i innych elementów powinny być tak dobrane, aby nie zostały przekroczone maksymalne wartości: napięć, natężeń prądu i mocy prądu wydzielanej w poszczególnych elementach. W przypadku wzmacniania napięć zmiennych należy uwzględnić wpływ pojemności występujących w układzie (w tym tzw. pojemności montażowych), mających wpływ na działanie układu. W każdym stopniu wzmacniającym należy ustawić odpowiednio punkt pracy tranzystora.

Zmontowany układ niekoniecznie będzie "od razu" działał poprawnie. Często w zmontowanym układzie dla pewnych częstości występuje dodatnie sprzężenie zwrotne i po włączeniu zasilania układ ulega wzbudzeniu (generuje drgania elektryczne) albo wykazuje niepożądane własności rezonansowe. Powodem są pojemności montażowe oraz sprzężenia indukcyjnościowe występujące w realnym układzie. Usunięcie takich usterek może być bardzo trudne.

Niniejsze opracowanie poświęcone jest zagadnieniu ustawiania punktu pracy tranzystora bipolarnego. Wiedza na ten temat jest potrzebna także wtedy, gdy uruchamiamy układ zbudowany według sprawdzonego schematu. Ze względu na stosunkowo duży rozrzut wartości współczynnika  $\beta$  dla tranzystorów pochodzących z tej samej serii bardzo często występuje potrzeba indywidualnego doboru punktów pracy poszczególnych tranzystorów.

### Punkt pracy tranzystora. Tranzystor w układzie wspólnego emitera.

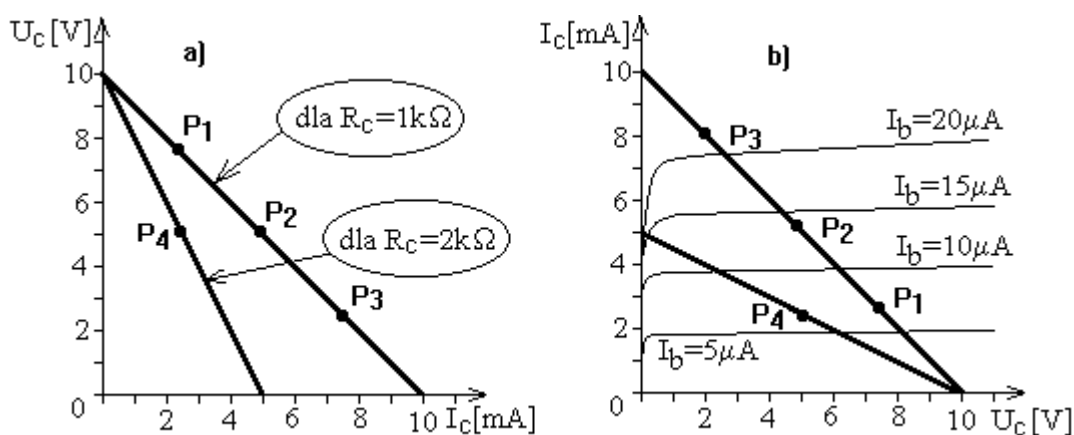


Rys. 1. Najprostszy układ pracy tranzystora (rys. a) oraz jego poszczególne obwody: obwód bazy (rys. b) i obwód kolektora (rys. c).

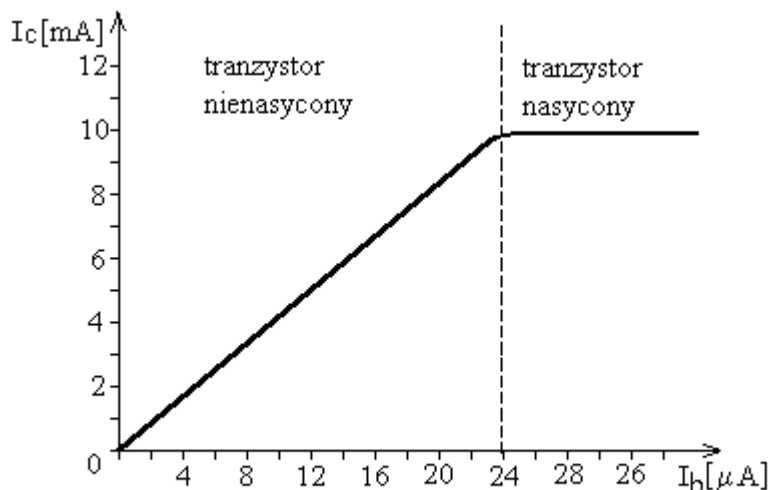
Niech tranzystor znajduje się w układzie przedstawionym na rys. 1a. Natężenie prądu kolektora,  $I_c$ , może - w zależności od wartości natężenia prądu bazy  $I_b$  - przyjmować różne wartości, począwszy od zera, gdy tranzystor jest zab-

lokowany, do wartości  $\frac{U_{zas}}{R_C}$ , kiedy to przez tranzystor płynie maksymalny w danych warunkach prąd, ograniczony tylko oporem  $R_C$ , i - praktycznie - całe napięcie zasilające  $U_{zas}$ , "odkłada się" na oporniku  $R_C$  (tranzystor jest nasycony). W konsekwencji napięcie  $U_C$  (pomiędzy kolektorem a emiterem) może przyjmować wartości: od wartości równej napięciu zasilania  $U_{zas}$  do wartości bliskiej zero - w stanie nasycenia wartość napięcia między kolektorem a emiterem wynosi ok. 0,1V. Natężenie prądu bazy możemy zmieniać, zmieniając napięcie  $U$ , opór  $R_B$  albo - o czym będzie mowa dalej (zobacz rys. 4) - zmieniając chwilowy potencjał bazy, doprowadzając do niej poprzez kondensator napięcie zmienne.

Rysunek 2a przedstawia przykładowe wykresy zależności  $U_C$  od  $I_C$  dla  $U_{zas}=10V$  i dla dwu różnych wartości oporu  $R_C$ :  $1k\Omega$  i  $2k\Omega$ . Oczywiście w konkretnym układzie istnieje tylko jeden opornik kolektorowy  $R_C$ . Przedstawione wykresy (odcinki, dla których przyjęła się nazwa "prosta obciążenia") nie zależą od właściwości użytego tranzystora a tylko od wartości napięcia  $U_{zas}$  i oporu  $R_C$ . Na rys. 2b powyższe wykresy zostały przedstawione w układzie współrzędnych zawierających także charakterystyki statyczne zależności  $I_C$  od  $U_C$  dla różnych stałych wartości natężenia prądu bazy dla konkretnego tranzystora. (Mając takie charakterystyki, można określić dokładne wartości współczynnika wzmocnienia prądowego danego tranzystora dla różnych natężeń prądu bazy i napięć pomiędzy kolektorem a emiterem.) Punkty  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  i  $P_4$  przedstawiają różne punkty pracy tranzystora; do tych punktów będziemy odwoływać się w dalszej części opisu.



Na rys. 3 została przedstawiona przykładowa zależność natężenia prądu kolektora od natężenia prądu bazy oraz zostały zaznaczone obszary, w których tranzystor jest albo nie jest nasycony.



Rys. 3. Zależność natężenia prądu kolektora od natężenia prądu bazy w układzie zawierającym opornik kolektorowy.

Jeśli napięcie zasilające obwód bazy tranzystora ma wartość  $U$  (dla tranzystora n-p-n napięcie  $U$  powinno mieć wartość dodatnią), to przez bazę tranzystora będzie płynął prąd o natężeniu:

$$I_b = \frac{U - U_{be}}{R_b}$$

Jest to tzw. prąd polaryzujący bazę. Jeśli tranzystor nie jest nasycony, to przez kolektor tranzystora płynie prąd o natężeniu:

$$I_c = \beta I_b = \beta \frac{U - U_{be}}{R_b}$$

$U_{be}$  jest napięciem pomiędzy bazą a emiterem tranzystora,  $\beta$  jest współczynnikiem wzmocnienia prądowego tranzystora.

Wartość napięcia  $U_{be}$  w przewodzącym tranzystorze (gdy przez bazę i kolektor tranzystora płyną prądy) wynosi: ok. 0,7V - w tranzystorze krzemowym i ok. 0,25V - w tranzystorze germanowym. Podczas pracy tranzystora wartość napięcia  $U_{be}$  zmienia się niewiele, praktycznie mniej, niż o 0,1V (pamiętajmy, że  $U_{be}$  jest napięciem na złączu p-n spolaryzowanym przepustowo). Iloczyn  $I_c R_c$  daje nam różnicę potencjałów występującą na oporniku  $R_c$ . Odejmując tę wielkość od  $U_{zas}$ , otrzymujemy wartość napięcia pomiędzy kolektorem a masą,  $U_c$ :

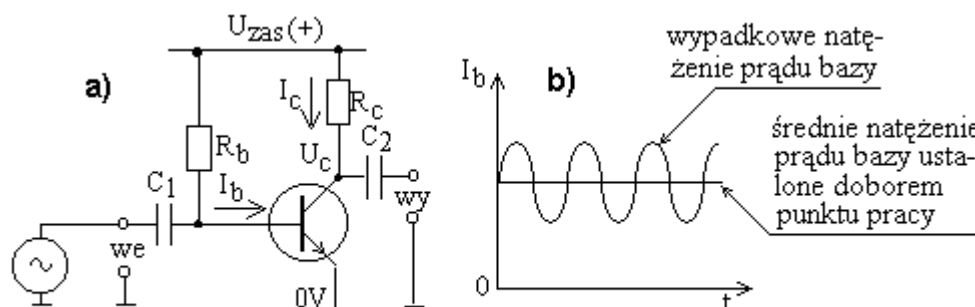
$$U_c = U_{zas} - R_c I_c = U_{zas} - \beta R_c \frac{U - U_{be}}{R_b}$$

Zwykle wartość  $U_{be}$  jest mała w stosunku do wartości  $U$ , stąd można ją we wzorze zaniedbać. Wtedy będzie:

$$U_c = U_{zas} - \beta R_c \frac{U}{R_b}$$

Wartości  $I_C$  i  $U_C$ , zależne od natężenia prądu bazy, ustalonego doborem oporu  $R_b$  i napięcia  $U$ , określają punkt na odcinku prostej obciążenia, przedstawionej na rys. 2. Jest to właśnie punkt pracy tranzystora.

Najczęściej - celem uproszczenia układu - jako źródło prądu bazy używa się źródła napięcia  $U_{zas}$ , tak jak na rys. 4.



Rys. 4. Wzmacniacz napięcia zmiennego (rys. a) i przebieg natężenia prądu bazy w czasie (rys. b).

Jeśli do bazy tranzystora dołączymy źródło napięcia zmiennego poprzez kondensator  $C_1$  (rys. 4a), to natężenie prądu bazy będzie się zmieniało wokół obliczonej wartości  $I_b$  (rys. 4b). Ponieważ natężenie prądu w obwodzie kolektora jest funkcją natężenia prądu bazy, natężenie prądu kolektora będzie podobnie zmieniało się wokół obliczonej wartości  $I_C$ , z tym że te zmiany będą  $\beta$  razy większe. Potencjał kolektora będzie zmieniać się wokół średniej wartości  $U_C$ . Tak więc punkt pracy tranzystora określa średnie wartości  $I_C$  i  $U_C$  na prostej obciążenia.

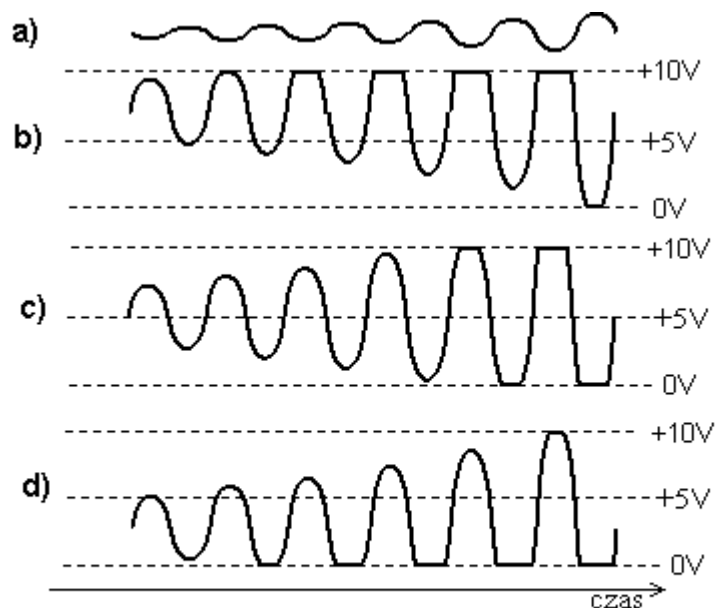
Aby dla danego oporu  $R_c$ , potencjał kolektora mógł w rytm wzmacnianego sygnału zmieniać się maksymalnie "w obie strony" względem wartości średniej, należy "umieścić" punkt pracy tranzystora na środku prostej obciążenia. Będzie to punkt  $P_2$  (dla opornika  $R_c=1k\Omega$ ) albo punkt  $P_4$  (dla opornika  $R_c=2k\Omega$ ) na rysunku 2b. Takie ustawienie punktu pracy umożliwia uzyskanie maksymalnej amplitudy sygnału na wyjściu.

Weźmy pod uwagę np. prostą obciążenia dla  $R_c=1k\Omega$  (rys. 2b). Jeśli umieścimy punkt pracy np. w punkcie  $P_1$ , któremu odpowiada  $U_C=7,5V$ , to potencjał kolektora będzie mógł wzrastać o 2,5V a maleć o 7,5V. "Części" dodatnie sygnału wyjściowego nie będą mogły uzyskać takiej wielkości, jaką będą mogły uzyskać "części" ujemne; przy narastającej amplitudzie sygnału wejściowego sygnał wyjściowy dość szybko zacznie być "obcinany" od góry, podczas gdy wielkość "części" dolnych będzie mogła jeszcze wzrastać. Jeśli natomiast umieścimy punkt pracy np. w punkcie  $P_2$ , któremu odpowiada  $U_C=2,5V$  to szybciej zaczną być obcinane części ujemne sygnały wyjściowego.

Takie niesymetryczne umieszczenie punktu pracy może być jednak celowe. Jeśli np. amplituda sygnału wejściowego jest mała, tak że obcinanie sygnału wyjściowego nie nastąpi, to umieszczając punkt pracy w punkcie  $P_1$ , spowodujemy mniejszy pobór prądu ze źródła zasilania przez nasz układ. Jeśli

stopień ma wzmacniać krótkotrwale tylko dodatnie albo tylko ujemne impulsy, także może być sensowne zaprojektowanie stopnia wzmacniającego z punktem pracy tranzystora przesuniętym względem środka prostej obciążenia. Czasem też może chodzić nam o celowe zniekształcenie (zmianę) kształtu sygnału.

Rysunek 5 przedstawia kształt sygnału wyjściowego dla narastającej amplitudy sygnału wejściowego dla trzech różnych położań punktu pracy, podobnie jak  $P_1$ ,  $P_2$  i  $P_3$  na rys. 2 przy napięciu zasilania  $U_{zas}$  wynoszącym +10V.



Rys. 5. Zależność kształtu sygnału na kolektorze od ustawienia punktu pracy tranzystora: a - sygnał wejściowy, b, c, d - kształt sygnału na kolektorze dla punktów pracy  $P_1$ ,  $P_2$  i  $P_3$  na rys. 2.

Aby w układzie z rys. 4 ustawić punkt pracy tranzystora na środku prostej obciążenia, powinno być spełnione:  $U_c = 0,5U_{zas}$ . Po podstawieniu tej równości do ostatniego wzoru i po przekształceniu, otrzymujemy:

$$R_b = 2\beta R_c \frac{U - U_{be}}{U_{zas}}$$

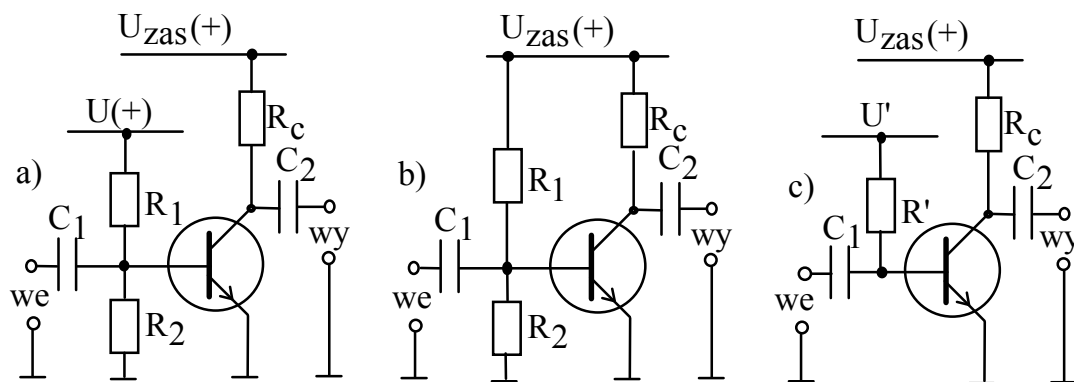
Jeśli jako napięcia  $U$  używamy napięcia zasilającego, oraz zaniedbamy wielkość  $U_{be}$ , jako - zwykle - niewielką w stosunku do  $U_{zas}$ , to wzór przybierze postać:

$$R_b = 2\beta R_c$$

Zauważmy, że warunek  $U_c = 0,5U_{zas}$  jest równoważny warunkowi  $I_c = 0,5I_{cmax}$ , gdzie  $I_{cmax}$  jest maksymalną wartością natężenia prądu kolektora. Wartość  $I_{cmax}$  znajdujemy dzieląc napięcie  $U_{zas}$  przez wypadkowy opór włączony szeregowo z tranzystorem pomiędzy masę a napięcie zasilające  $U_{zas}$  (np. w układzie przedstawionym na rys. 8 - w dalszej części opracowania - będzie to suma  $R_c + R_e$ ); tutaj mamy tylko opór  $R_c$  a więc  $I_{cmax} = U_{zas}/R_c$ . Warunek " $I_c = 0,5I_{cmax}$ " jest bardziej ogólny, niż warunek " $U_c = 0,5U_{zas}$ ". Warunek

$I_C=0,5I_{Cmax}$  jest także równoważny warunkowi dotyczącemu natężenia prądu emitera:  $I_e=0,5I_{e,max}$ . Jeśli, zaniedbując natężenie prądu bazy, uznamy, że natężenie prądu płynącego przez kolektor tranzystora jest równe natężeniu prądu płynącego przez emiter tranzystora i nazwiemy je "natężeniem prądu płynącego przez tranzystor", wtedy możemy powiedzieć, że punkt pracy tranzystora należy tak dobrać, by przez tranzystor płynął prąd równy połowie możliwej maksymalnej - w danych warunkach - jego wartości. Korzystając z rys. 2b, zawierającego statyczne charakterystyki zależności  $I_C$  od  $U_C$  dla konkretnego tranzystora, można szybko określić wartość natężenia prądu bazy ( $7 \mu A$  dla opornika  $R_C=2k\Omega$  i  $14 \mu A$  dla opornika  $R_C=1k\Omega$ ), przy której punkt pracy tranzystora znajduje się w połowie prostej obciążenia.

Często stosuje się polaryzację bazy za pośrednictwem dzielnika napięcia. Rysunek 6a przedstawia taki układ. Zwykle źródłem napięcia  $U$  w takim układzie jest źródło  $U_{zas}$  (rysunek 6b). Układ z rys. 6b jest równoważny układowi przedstawionemu na rys. 6c, z tym że opór  $R'$  jest równy połączonym równolegle oporom  $R_1$  i  $R_2$ :  $R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ , zaś napięcie  $U'$  jest równe napięciu wyjściowemu nieobciążonego dzielnika utworzonego z oporników  $R_1$  i  $R_2$ , zasilanego napięciem  $U$ :  $U' = U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ .



Rys. 6. Układ z polaryzacją bazy przez dzielnik napięcia (rys a), układ najczęściej stosowany (b) oraz układ równoważny (c).

Przedstawione wyżej układy pracy tranzystora nazywane są "układami ze wspólnym emiterem". W układach tych wzmacniane napięcie wprowadzane jest pomiędzy bazę a emiter, zaś napięcie wyjściowe jest "odbierane" pomiędzy kolektora i emitera. Odbiór napięcia wyjściowego pomiędzy kolektora i elektrody napięcia zasilającego kolektor (tutaj dodatnia elektroda, o potencjale  $U_{zas}$ ) też jest odbiorem pomiędzy kolektora i emitera, gdyż pomiędzy emiterem a elektrodą  $U_{zas}$  istnieje opór o wartości bliskiej zera (opór wyjściowy źródła zasilania). Układy przedstawione na rys. 4 i 6 charakteryzują się dużymi zniekształceniami nieliniowymi sygnałów. Zniekształcenia te są związane z nieliniową (wykładniczą) zależnością natężenia prądu bazy od napięcia pomię-

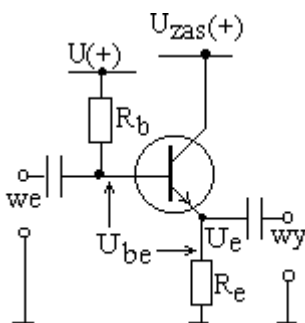
dzy bazą a emitery. Układy takie znajdują zastosowanie jako wzmacniacze bardzo słabych sygnałów albo jako składniki wzmacniaczy zawierających pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, likwidującą zniekształcenia nieliniowe.

### Tranzystor w układzie wspólnego kolektora.

Na rysunku 7 został pokazany tranzystor pracujący w układzie wspólnego kolektora. Jest to tzw. wtórnik emiterowy. Tutaj elektrodą wyjściową jest emiter. Potencjał emitery może zmieniać się w granicach od zera do wartości  $U_{zas}$ . Jeśli chcemy ustawić punkt pracy tak, by średnia wartość potencjału emitery  $U_e$  wynosiła  $0,5U_{zas}$ , to - zaniebując prąd płynący przez bazę - po odpowiednich obliczeniach otrzymujemy wzór na wartość oporu  $R_b$ :

$$R_b = \frac{2\beta R_e (U - 0,5U_{zas} - U_{be})}{U_{zas}}$$

Jeśli  $U = U_{zas}$  i gdy napięcie  $U_{zas}$  jest spore w stosunku do  $U_{be}$ , to możemy wzór uprościć do postaci:  $R_b = \beta R_e$ .



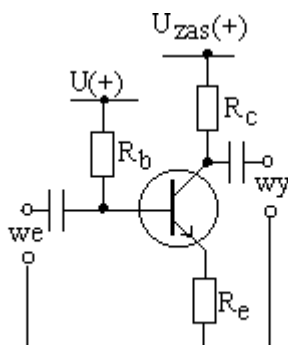
Rys.7. Układ ze wspólnym kolektorem.

Rysunek 8 przedstawia układ, posiadający opornik w kolektorze i w emiterze. Gdy tranzystor nie przewodzi, to potencjał kolektora posiada wartość  $U_{zas}$  a potencjał emitery - wartość zero. Gdy tranzystor znajduje się w stanie nasycenia, to potencjał emitery jest praktycznie równy potencjałowi kolektora a potencjał bazy jest wyższy od potencjału kolektora. W tym wypadku (pomijamy natężenie prądu bazy) potencjał kolektora (i emitery) jest potencjałem wyjściowym dzielnika napięcia utworzonego z oporów  $R_c$  i  $R_e$ , zasilanego napięciem  $U_{zas}$ :  $U_c = \frac{U_{zas}R_e}{R_c + R_e}$ . Potencjał kolektora może zmieniać się od wartości

$\frac{U_{zas}R_e}{R_c + R_e}$  do wartości  $U_{zas}$ , zaś potencjał emitery może zmieniać się od wartości

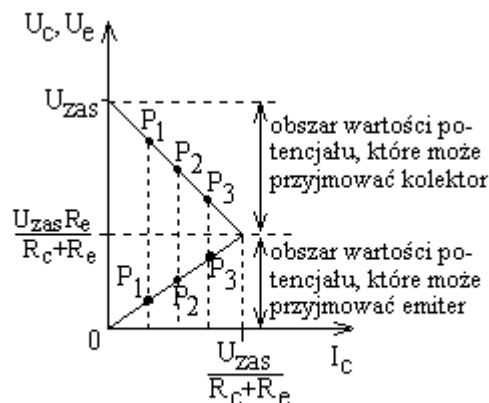
zero do wartości  $\frac{U_{zas}R_e}{R_c + R_e}$ .





Rys.8. Układ z opornikami w gałęzi kolektora i w gałęzi emitera.

Rysunek 9 przedstawia przykładowy wykres zależności napięć na kolektorze i emiterze od wartości prądu kolektora.



Rys.9. Obszary wartości potencjału, które może przyjmować kolektor i emiter w układzie przedstawionym na rys. 8.

Ustawmy punkt pracy tranzystora z rys. 8 tak, by znajdował się on w środku prostej obciążenia (punkt P<sub>2</sub> na rys. 9). Skorzystajmy z warunku " $I_c = 0,5 I_{cmax}$ ". Maksymalna wartość natężenia prądu kolektora  $I_{cmax}$  w tym układzie wynosi  $U_{zas}/(R_c + R_e)$ . Przez kolektor powinien więc płynąć prąd o natężeniu  $\frac{1}{2} \cdot \frac{U_{zas}}{R_c + R_e}$ . Przez opornik  $R_b$  będzie płynął prąd  $\beta$  razy mniejszy.

Potencjał emitera,  $U_e$ , powinien być równy  $\frac{U_{zas} R_e}{2(R_c + R_e)}$  (przyjmujemy, że  $I_e = I_c$ ; przy okazji można wyliczyć, że wartość potencjału kolektora wyniesie  $\frac{U_{zas}}{2} \left(1 + \frac{R_e}{R_c + R_e}\right)$ ). Potencjał bazy będzie większy od potencjału emitera o

wielkość  $U_{be}$ . Napięcie na oporniku  $R_b$  będzie wynosiło  $U - U_{be} - \frac{U_{zas} R_e}{2(R_c + R_e)}$ .

Opór  $R_b$  znajdujemy, dzieląc napięcie występujące na nim przez  $I_b$ . Po obliczeniach mamy:

$$R_b = \frac{2\beta(R_c + R_e)(U - U_{be})}{U_{zas}} - \beta R_e$$

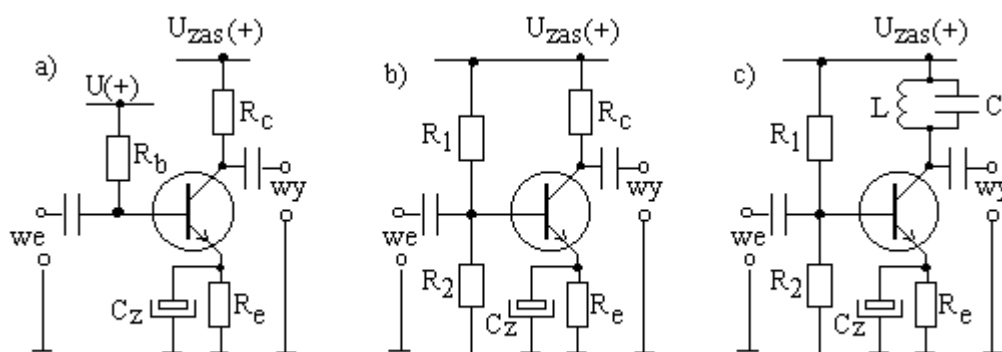
Jeśli  $U = U_{zas}$  oraz gdy  $U_{zas}$  jest spore w stosunku do  $U_{be}$ , to możemy przyjąć, że

$$R_b = \beta(2R_c + R_e)$$

Wzór ten "zawiera" wzory dla układu z rys. 4 i dla układu z rys. 7 dla  $U = U_{zas}$ .

Jeśli w układzie przedstawionym na rys. 8 wartość oporu  $R_e$  jest wielokrotnie większa od oporu dynamicznego złącza emiter-baza (opór ten zależy od natężenia prądu bazy), to wartość współczynnika wzmocnienia tego układu jest w przybliżeniu równa ilorazowi wartości oporów:  $R_c/R_e$  (ze znakiem "-"). Z powodu ujemnego sprzężenia zwrotnego napięciowego występującego z powodu istnienia oporu  $R_e$  układ ten charakteryzuje się niewielkimi zniekształceniami nieliniowymi sygnału. Zniekształcenia takie powstają w wyniku nieliniowej zależności natężenia prądu bazy - a tym samym prądu kolektora - od napięcia pomiędzy bazą a emiterem.

Na rys. 10 zostały pokazane układy zawierające kondensatory przyłączone do emitera tranzystora.

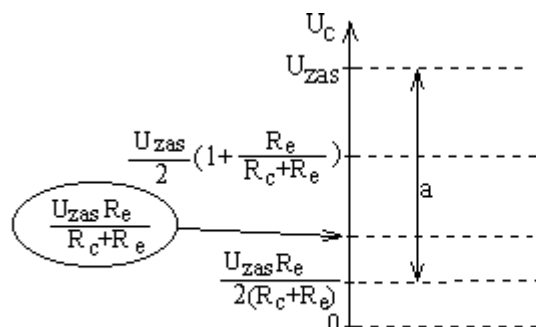


Rys.10. Wzmacniacze z emiterem zwartym dla napięć zmiennych.

Jeśli do opornika  $R_e$  (rys. 10a i 10b) jest przyłączony równolegle kondensator  $C_z$  o dużej pojemności (zwykle jest to kondensator elektrolityczny), zwierający dla napięć zmiennych emiter z masą, tak by na oporniku  $R_e$  nie występowało zmienne napięcie o częstotliwości wzmacnianego sygnału, to potencjał kolektora ma możliwość większych zmian: od potencjału o wartości  $U_{zas}$  do wartości potencjału, jaki istnieje na emiterze, gdy na wejściu nie ma sygnału zmiennego, tzn. do wartości potencjału emitera określonego przez punkt pracy tranzystora.

Na rysunku 11 został przedstawiony zakres (odcinek "a") możliwych zmian potencjału kolektora dla układu z rys. 10a i 10b. Jeśli punkt pracy tranzystora został ustalony przez dobranie oporu  $R_b$ , wyliczonego tak - jak to wcześniej było robione dla

układu z rys. 8 - że średni potencjał kolektora ma wartość  $\frac{U_{zas}}{2} \left(1 + \frac{R_e}{R_c + R_e}\right)$ , to od-  
cinkowi a na rys. 11. odpowiada zakres potencjałów od  $\frac{U_{zas}R_e}{2(R_c + R_e)}$  do  $U_{zas}$ .



Rys.11. Obszar wartości potencjału, które może przyjmować kolektor w układzie przedstawionym na rys.10a i 10c.

Jeśli w układzie z rys. 10b opór wyjściowy dzielnika tworzonego przez opory  $R_1$  i  $R_2$ , równy oporowi równolegle połączonych  $R_1$  i  $R_2$ , jest dużo mniejszy od wartości  $\beta R_e$  (przez opory  $R_1$  i  $R_2$  płynie prąd o natężeniu dużo większym od natężenia prądu bazy), to możemy przyjąć, że potencjał bazy,  $U_b$ , ma wartość  $U_{zas}R_2/(R_1+R_2)$ . Wtedy średnie natężenie prądu płynącego przez emiter tranzystora jest praktycznie niezależne od wartości współczynnika  $\beta$  i wynosi ok.  $\frac{U_{zas}R_2/(R_1+R_2) - U_{be}}{R_e}$ .

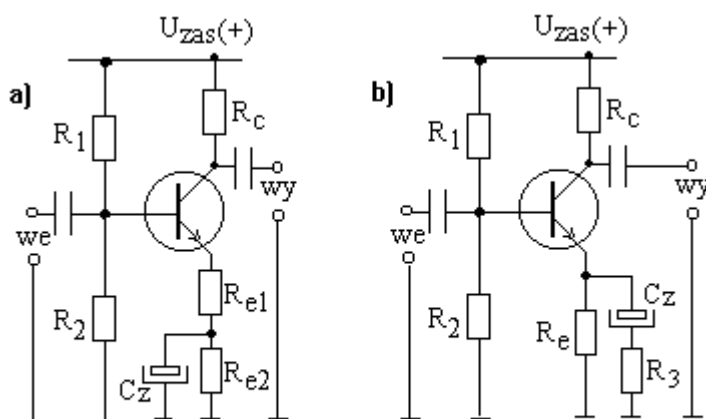
Położenie punktu pracy w takim układzie praktycznie nie zależy od współczynnika  $\beta$  tranzystora. Wymiana tranzystora na tranzystor o innym współczynniku  $\beta$  nie powinna zmienić działania układu. Istniejące w takim układzie ujemne sprzężenie zwrotne zabezpiecza tranzystor przed wzrostem średniej wartości natężenia płynącego przez niego prądu, który może się pojawić np. w wyniku wzrostu temperatury tranzystora. Jeśli bowiem średnie natężenie prądu płynącego przez tranzystor zacznie wzrastać, to zacznie podnosić się potencjał emitera a tym samym zacznie się zmniejszać napięcie pomiędzy bazą a emiterem, zacznie maleć natężenie prądu bazy i wzrastanie średniego natężenia prądu płynącego przez tranzystor będzie hamowane. Działanie ujemnego sprzężenia zwrotnego będzie skutecznie, gdy wraz ze wzrostem potencjału emitera nie będzie wzrastał średni potencjał bazy. Średni potencjał bazy powinien "stać w miejscu". Aby tak było, dzielnik napięcia powinien posiadać odpowiednio niski opór wyjściowy. Orientacyjną wartość oporu  $R_e$ , dla której w takim układzie punkt pracy tranzystora będzie blisko środka prostej obciążenia możemy łatwo otrzymać, dokonując obliczeń jego wartości przy założeniu przepływu przez opornik  $R_c$  prądu o natężeniu  $I_c = U_{zas}/2R_c$ .

Otrzymujemy wzór:

$$R_e = \frac{2R_c [U_{zas} R_2 / (R_1 + R_2) - U_{be}]}{U_{zas}}$$

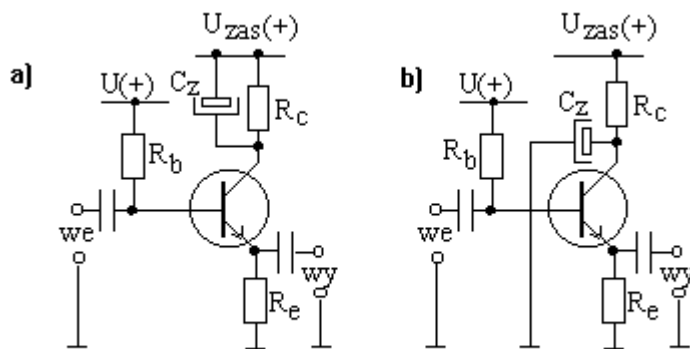
Opisane ograniczenie średniej wartości natężenia prądu płynącego przez tranzystor nie wyklucza przepływu przez tranzystor krótkotrwałych stosunkowo silnych impulsów prądu. Aby ujemne sprzężenie zwrotne zadziało, potencjał emitera musi zmienić się o określoną wartość  $\Delta V$ , czyli musi upłynąć czas, potrzebny do naładowania ładunkiem  $C_Z \cdot \Delta V$  kondensatora znajdującego się w obwodzie emitera. Kondensator jest ładowany przez tranzystor i opór  $R_c$  a rozładowywany przez opór  $R_e$ . Ograniczenie średniej wartości prądu płynącego przez tranzystor jest wymagane szczególnie wtedy, gdy w obwodzie kolektora zamiast opornika  $R_c$  znajduje się równoległy obwód rezonansowy LC (rys. 10c) albo uzwojenie transformatora o bliskim zeru oporze dla prądu stałego. Opór wyjściowy dzielnika napięcia  $R_{wyd}$ , polaryzującego bazę nie może być dowolnie niski, gdyż tutaj do bazy doprowadzamy także sygnał wzmacniany. Stała czasowa  $R_{wyd} \cdot C_1$  musi być odpowiednio duża (zależy to od dolnej granicy pasma wzmacnianych częstotliwości), tak by sygnał wejściowy nie był tłumiony.

Przez włączenie w gałąź emitera w układzie z rys. 10 dodatkowego, niezablokowanego kondensatorem opornika (opór  $R_{e1}$  na rys. 12a.), otrzymujemy stopień wzmacniający charakteryzujący się dodatkowo - w porównaniu z układem z rys. 10 - niewielkimi zniekształceniami nieliniowymi. W układzie tym stosujemy wzory wprowadzone dla układu z rys. 8, wstawiając w miejsce  $R_e$  wartość sumy  $R_{e1} + R_{e2}$ . Rysunek 12b przedstawia układ równoważny w działaniu układowi z rys. 12a. Tutaj wartość oporu  $R_3$  nie wpływa na położenie punktu pracy tranzystora. Dla napięć zmiennych opór ten, połączony równoległe z oporem  $R_e$ , ma wpływ na wzmocnienie napięć zmiennych przez układ.



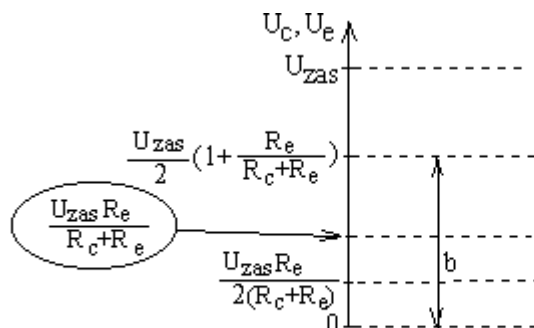
Rys.12. Wzmacniacz z dodatkowym niezablokowanym opornikiem w gałęzi emitera.

Na rys. 13 zostały pokazane układy zawierające kondensatory przyłączone do kolektora tranzystora. Zakładamy, że pojemności tych kondensatorów są na tyle duże, że nie występuje na nich napięcie zmienne o częstotliwości wzmacnianych sygnałów.



Rys.13. Wzmacniacze z kolektorem zwartym dla napięć zmiennych.

W układach przedstawionych na rys. 13 potencjał emitera ma możliwość zmian od zera do wartości potencjału kolektora, określonego przez punkt pracy. Na rysunku 14 został przedstawiony zakres możliwych zmian potencjału emitera dla układu z rys. 13 (odcinek b). Jeśli punkt pracy tranzystora został ustalony przez dobranie oporu  $R_b$ , wyliczonego tak, jak wcześniej było to robione dla układu z rys. 8, tak że średni potencjał emitera ma wartość  $\frac{U_{zas}R_e}{2(R_c + R_e)}$ , to odcinkowi b na rys. 14 odpowiada zakres potencjałów od zera do  $\frac{U_{zas}}{2}(1 + \frac{R_e}{R_c + R_e})$ .



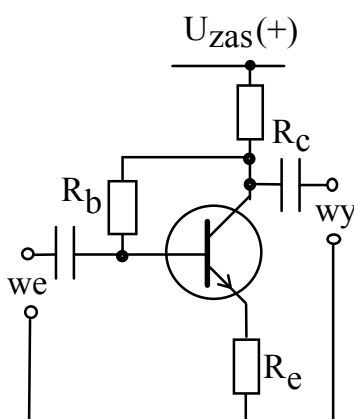
Rys.14. Obszar wartości potencjału, które może przyjmować emiter w układzie przedstawionym na rys. 13.

Oporniki  $R_e$  na rys. 10 i  $R_c$  na rys. 13, ograniczające średnie natężenia prądów płynących przez tranzystory, stanowią zabezpieczenie tranzystorów, wymagane szczególnie wtedy, gdy odbiornik sygnału jest przyłączony do wyjścia stopnia bezpośrednio, (nie poprzez kondensator) i możliwy jest pobór prądu stałego z wyjścia stopnia. Kondensatory  $C_z$  w układach przedstawionych na rys. 10 i 13 umożliwiają uzyskanie większej amplitudy (natężenia i napięcia) impulsów wyjściowych (ujemnych w układzie z rys. 10a i 10b i dodatnich w układzie z rys. 13) w porównaniu z amplitudą impulsów, którą można byłoby uzyskać, gdyby tych kondensatorów nie było. W układzie na rys. 13b kondensator, włączony pomiędzy kolektor a masę, tworzy z oporem  $R_c$  filtr tłumiący

ewentualną składową zmienną napięcia na kolektorze tranzystora, która może pochodzić ze źródła zasilającego układ.

Analizując rys. 11 i 14, można by dojść do wniosku, że należałoby zmniejszyć wartość oporu  $R_b$ , aby przesunąć punkt pracy na środek odcinka a albo b. Jednak takie postępowanie prowadzi do skrócenia odcinka a albo odcinka b.

Na rys. 15 został przedstawiony jeszcze jeden sposób polaryzacji bazy tranzystora.



Rys.15. Wzmacniacz z opornikiem polaryzującym bazę dołączonym do kolektora.

Obliczmy wartość oporu  $R_b$ , by w powyższym układzie, podobnie jak w układzie przedstawionym na rys. 8, punkt pracy tranzystora "znajdował się" w środku odcinka możliwych par wartości  $I_c$  i  $U_c$  lub  $I_c$  i  $U_e$ , kiedy to przez tranzystor płynie prąd o natężeniu równym połowie maksymalnej wartości prądu.

Wtedy przez kolektor płynie prąd o natężeniu  $\frac{U_{zas}}{2(R_c + R_e)}$  a suma napięć na

oporach  $R_e$  i  $R_c$  jest równa napięciu pomiędzy kolektorem i emiterem tranzystora (napięcie  $U_{ce}$ ). Napięcie występujące na oporniku  $R_b$  ma wartość równą  $U_{ce} - U_{be}$ .

Opór  $R_b$  powinien mieć więc wartość:  $R_b = \frac{U_{ce} - U_{be}}{I_b}$ . Podstawiając w

miejsce  $U_{ce}$  wyrażenie  $\beta I_b (R_c + R_e)$  a następnie w miejsce  $I_b$  wyrażenie  $\frac{U_{zas}}{2\beta(R_c + R_e)}$  (możemy tak postąpić, gdyż  $\beta I_b = I_c = 0,5 U_{zas} / (R_c + R_e)$ ),

otrzymujemy:

$$R_b = \beta(R_c + R_e) - \frac{2\beta U_{be}(R_c + R_e)}{U_{zas}}$$

Jeśli zaniedbamy wartość  $U_{be}$ , to mamy:

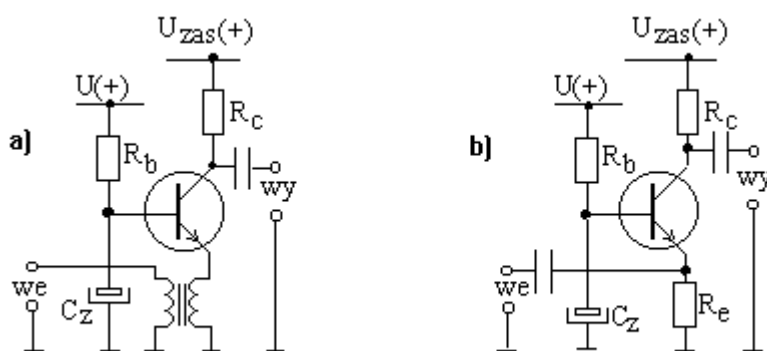
$$R_b = \beta(R_c + R_e)$$

W powyższym układzie w wyniku ujemnego sprzężenia zwrotnego (stanowi go opór  $R_b$ ) położenie punktu pracy tranzystora w mniejszym stopniu - niż w układach poprzednich - zależy od wartości współczynnika  $\beta$  tranzystora. Mamy tutaj wykluczoną sytuację, by przy braku sygnału wejściowego tranzystor mógł być nasycony. Jeśli źródło, z którego jest podawany sygnał (napięcie zmienne) na wejście układu z rys. 15, ma niewielki opór wyjściowy w porównaniu z oporem  $R_b$ , to sprzężenie zwrotne wnoszone przez opór  $R_b$  ma niewielki wpływ na wzmocnienie sygnału.

Układy przedstawione na rys. 10 i 12 należy zaliczyć do układów ze wspólnym emiterem, układy z rys. 13 - do układów ze wspólnym kolektorem. Jeśli w układzie przedstawionym na rys. 15 byłby "zablokowany" kondensator opornik  $R_e$  (także gdyby wartość oporu  $R_e$  wynosiłaby zero), to byłby to układ ze wspólnym emiterem; jeśli byłby zablokowany opornik  $R_c$  i sygnał wyjściowy byłby "brany" z emitera, to byłby to układ ze wspólnym kolektorem. Układ przedstawiony na rys. 13 stosuje się w celu zmniejszenia wielkości napięcia występującego na tranzystorze (uzyskuje się w ten sposób zmniejszenie mocy prądu "wydzielanej" w tranzystorze).

#### Tranzystor w układzie wspólnej bazy.

Istnieje jeszcze jedna "konfiguracja" układowa: układ ze wspólną bazą. Na rysunku 16 zostały przedstawione stopnie wzmacniające zawierające tranzystory pracujące w układach wspólnej bazy. W układach tych sygnał wejściowy podajemy pomiędzy emiter i bazę, zaś sygnał wyjściowy odbieramy pomiędzy bazy i kolektora. Baza jest zwarta z masą dla napięć zmiennych za pomocą kondensatora  $C_Z$ .



Rys.16. Wzmacniacze w układzie wspólnej bazy.

W układzie przedstawionym na rys. 16a średni potencjał emitera wynosi zero. Jeśli chodzi o ustawianie punktu pracy tranzystora, to dla tego układu (rys.a) stosują się rozważania przeprowadzone dla układu z rys. 4.

Dla układu z rys. 16b stosują się rozważania przeprowadzone dla układu z rys. 8.

Jeśli chodzi o zakres możliwych wartości potencjału na kolektorze tranzystora, to dla układu z rys. 16a zawiera się on w granicach od wartości bliskiej zeru do wartości  $U_{zas}$ . W układzie z rys. 16b potencjał na kolektorze ma możliwość zmian od wartości potencjału bliskiej potencjałowi emitera, ustalonej przez punkt pracy (czyli od potencjału, który istnieje na emiterze, gdy na wejściu nie ma sygnału zmiennego), do wartości  $U_{zas}$ . Jeśli punkt pracy tranzystora został ustawiony w połowie prostej obciążenia, to ten zakres zawiera się w granicach od wartości bliskiej  $\frac{U_{zas}R_e}{2(R_c + R_e)}$  do wartości  $U_{zas}$ .

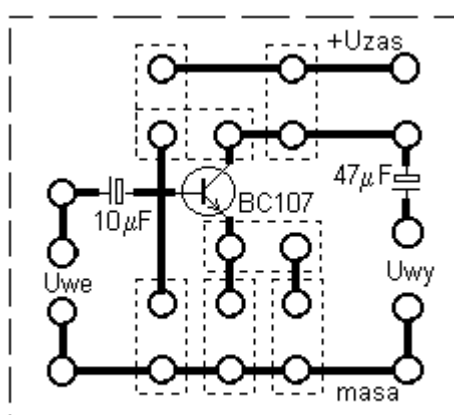
Układy ze wspólną bazą stosuje się rzadko. Stosuje się je, gdy istnieje potrzeba równomiernego wzmocnienia szerokiego pasma częstotliwości. Ponieważ elektroda wejściowa tranzystora (emiter) jest tutaj odekranowana od elektrody wyjściowej (od kolektora) przez połączoną z masą (poprzez kondensator) bazę a poza tym napięcie wyjściowe ma tę samą fazę, co napięcie wejściowe, pojemność pomiędzy kolektorem i elektrodą wejściową tranzystora nie ma tutaj ujemnego wpływu na proces wzmocniania tak, jak to ma miejsce w układzie wzmacniacza ze wspólnym emiterem, gdzie napięcie wyjściowe - na kolektorze - ma "fazę przeciwną", niż napięcie wejściowe na bazie i sygnał wyjściowy przez pojemność między kolektorem i bazą przeciwdziała sygnałowi wejściowemu tym bardziej, im jest wyższa częstotliwość wzmocnianego sygnału. Zauważmy, że natężenie prądu kolektora jest tu mniejsze (o wartość natężenia prądu bazy) od natężenia prądu emitera. Natężenie prądu na wyjściu jest tutaj mniejsze, niż natężenie prądu na wejściu. Niemniej tutaj także istnieje wzmocnienie mocy sygnału, a to dlatego, że zmiany potencjału na kolektorze, zwłaszcza przy dużym napięciu  $U_{zas}$ , mogą być większe, i to sporo, niż zmiany potencjału na emiterze.



### Plan ćwiczenia.

W ćwiczeniu bada się działanie pojedynczego stopnia wzmacniacza tranzystorowego.

Na płycie drukowanej wyposażonej w gniazda i odpowiednie przewody połączeniowe znajduje się tranzystor bipolarny małej mocy n-p-n typu BC107 (albo jego odpowiednik) oraz dwa kondensatory elektrolityczne. Do gniazd znajdujących się na płycie można wtykać oporniki o różnych wartościach oraz kondensator elektrolityczny o dużej pojemności; oporniki te i kondensator są zamontowane na płytkach wyposażonych w odpowiednie bolce. Miejsce (para gniazd), gdzie należy wetknąć opornik o określonej wartości albo kondensator zależy od tworzonego układu.



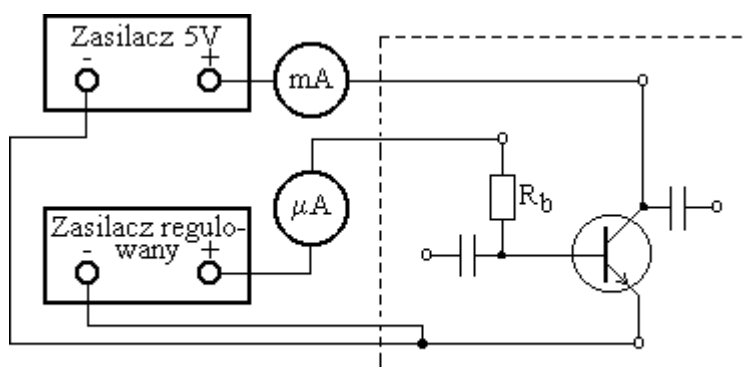
Rys. 17. Schemat płytki.

Rys. 17 przedstawia schemat płytki. Rozmieszczenie gniazd (kółeczka) i ścieżek (szerokie ciemne linie) na schemacie ściśle odpowiada rozmieszczeniu gniazd i ścieżek na płycie. Prostokąty narysowane linią złożoną z kropek obejmujące pary gniazd oznaczają pary gniazd, w które wtykamy oporniki albo kondensator. Wartości oporów oporników są następujące: 100Ω, 1kΩ, 2kΩ, 7,5kΩ, 270kΩ (wartość oporu ostatniego opornika może być inna; powinna być tak dobrana, by wynosiła ok.  $2\beta \cdot 1k\Omega$ ). Wartość wtykanego kondensatora wynosi 220μF. Wartość współczynnika wzmocnienia prądowego tranzystora,  $\beta$ , wynosi ok. 130 (może być inna).

Uwaga: wartość współczynnika  $\beta$  należy traktować jako przybliżoną. Wartość  $\beta$  nie jest stała, lecz zwykle zmienia się wraz ze zmianą natężenia prądu bazy i napięcia pomiędzy kolektorem a emiterem. Wraz ze wzrostem napięcia pomiędzy kolektorem a emiterem wartość  $\beta$  wzrasta. Ze wzrostem natężenia prądu bazy wartość  $\beta$  na ogół też rośnie, ale może się zdarzyć, że w niektórych egzemplarzach tranzystorów w pewnych przedziałach natężenia prądu bazy wartość współczynnika  $\beta$  maleje wraz ze wzrostem natężenia prądu bazy.

Ponieważ w ćwiczeniu mierzymy także składową stałą napięcia na kolektorze tranzystora, sondę (tzn. przewód) oscyloskopu łączymy bezpośrednio z kolektorem tranzystora a nie z "wyjściem", do którego sygnał dochodzi przez kondensator  $C_2$ , odcinający składową stałą sygnału.

1. Zmierzyć wartość współczynnika  $\beta$  tranzystora zamontowanego na płytce przy napięciu  $U_{CE}=5V$  i natężeniu prądu kolektora  $I_C=5mA$ . W tym celu należy zbudować układ przedstawiony na rys. 18. Prostokąt na tym rysunku narysowany linią przerywaną oznacza płytkę z tranzystorem i innymi elementami. Do płytki z tranzystorem przyłączamy dwa źródła napięcia stałego: źródło o wartości 5V (napięcie  $U_{CE}$ ) i źródło regulowane (0-30V), z którego podajemy napięcie pomiędzy bazę a emiter przez opór  $R_B=500k\Omega$ . Po ustawieniu napięcia źródła regulowanego tak, by przez kolektor tranzystora płynął prąd o natężeniu 5mA, odczytujemy natężenie prądu płynącego przez bazę tranzystora. Jako opornik  $R_B$  stosujemy zespół oporników zaopatrzony w dwunastopozycyjny przełącznik, którym ustawiamy wartość 500k $\Omega$ . Gdyby nie dało się ustawić wymaganego natężenia prądu kolektora, należy wartość oporu  $R_B$  zmniejszyć.

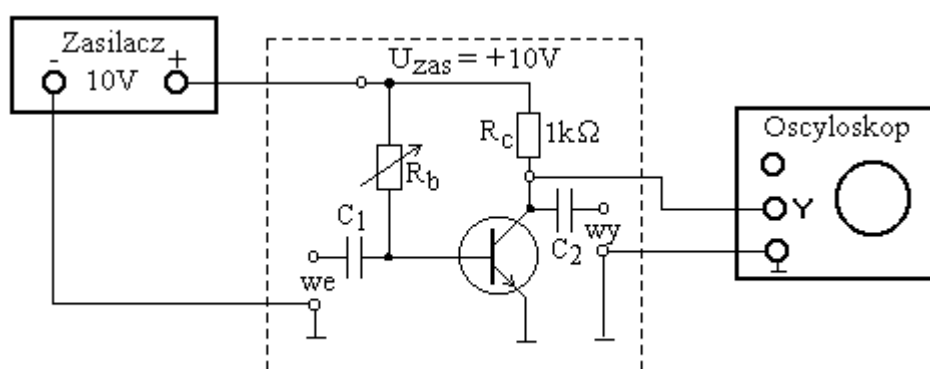


Rys. 18. Schemat układu do pomiaru współczynnika  $\beta$ .

Uwaga. W tym punkcie ćwiczenia nie ma opornika w obwodzie kolektora i w związku z tym nie ma ograniczenia natężenia prądu płynącego przez tranzystor (zabezpieczenie, które daje zasilacz jest niewystarczające) i dlatego musimy zachować szczególną ostrożność. Przed przyłączeniem źródła regulowanego należy ustawić na nim minimalną wartość napięcia, tzn. 0V a potem powoli zwiększać jego wartość - aż do uzyskania natężenia 5mA w obwodzie kolektora.

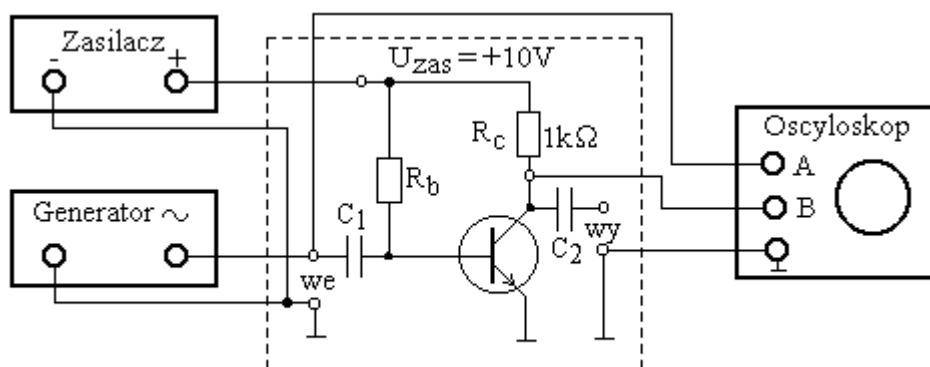
Obliczając iloraz  $\frac{I_C}{I_B}$ , otrzymujemy wartość współczynnika  $\beta$ . (Warunki pomiaru współczynnika  $\beta$  zostały tak dobrane, by odpowiadały punktowi pracy położonemu w połowie prostej obciążenia dla  $R_C=1k\Omega$  i  $U_{Zas}=10V$ . Opór 500k $\Omega$  pełni rolę zabezpieczającą przed przepływem przez złącze baza-emiter prądu o zbyt dużym natężeniu.)

2. Zbudować układ wg. schematu przedstawionego na rys. 19. Zasilić układ napięciem  $+U_{zas}$  wynoszącym  $+10V$ . Jako  $R_b$  stosujemy zespół oporników zaopatrzony w dwunastopozycyjny przełącznik, za pomocą którego wybieramy wartość włączonego oporu. Z badać zależność potencjału kolektora od wartości oporu  $R_b$ . Opór  $R_b$  zmieniać w granicach od  $20k\Omega$  do nieskończoności; od  $20k\Omega$  do  $2M\Omega$  zmieniać za pomocą przełącznika, następnie odłączyć zespół oporników (aby otrzymać  $R_b$  równe nieskończoności). Wyniki przedstawić w tabeli i na wykresie. Potencjał kolektora tranzystora mierzymy za pomocą oscyloskopu. Po włączeniu oscyloskopu odczekać co najmniej 5 minut, aby ustabilizowała się praca oscyloskopu.



Rys. 19. Schemat układu pomiarowego do drugiego punktu ćwiczenia.

3. Zbudować stopień wzmacniający wg. schematu przedstawionego na rys. 20, pozostawiając miejsce na włączenie oporu  $R_b$ .



Rys. 20. Schemat układu pomiarowego do trzeciego punktu ćwiczenia.

Odrysować z ekranu oscyloskopu dwukanałowego kształt sygnału na kolektorze tranzystora dla napięć wejściowych o wartościach  $10mV_{p-p}$ ,  $50mV_{p-p}$  i  $200mV_{p-p}$  dla opornika  $R_b$  o oporze możliwie bliskim:

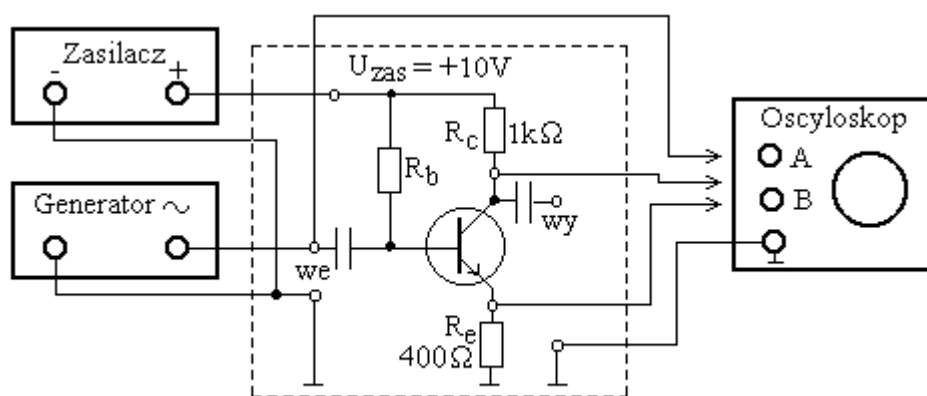
- wartości obliczonej tak, by punkt pracy wypadł w połowie prostej obciążenia dla  $U_{zas} = +10V$  i  $R_c = 1k\Omega$ ,
- wartości takiej, by średnia wartość potencjału kolektora wynosiła ok.  $3/4 U_{zas}$  (tzn. ok.  $+7,5V$ ; skorzystać z wyników otrzymanych w p. 2 ćwiczenia),

c) wartości takiej, by średnia wartość potencjału kolektora wynosiła ok.  $1/4 U_{zas}$  (tzn. ok.  $+2,5V$ ; skorzystać z wyników otrzymanych w p. 2 ćwiczenia).

Jako opornik  $R_b$  zastosować jeden z oporników zamontowanych na płytce z bolcami ( $270k\Omega$  - dla podpunktu a) a następnie zespół oporników zaopatrzony w dwunastopozycyjny przełącznik - dla podpunktów b i c. Napięcie zasilające układ,  $U_{zas}=+10V$  podawać po przyłączeniu opornika  $R_b$ .

Miano " $V_{p-p}$ " oznacza wyrażenie wartości napięcia przez podanie "odległości" od wierzchołka do minimum w sygnale; wartość napięcia sinusoidalnego wyrażona w " $V_{p-p}$ " jest równa liczbowo podwójnej amplitudzie napięcia. Wyrażanie wartości napięć sygnałów w " $V_{p-p}$ " jest wygodne w pomiarach oscyloskopowych. Badania przeprowadzić dla sygnału wejściowego o częstotliwości  $1kHz$ . Pobierać sygnał z wyjścia generatora o oporze  $50\Omega$ . Na rysunkach (będzie w sumie 9 rysunków) zaznaczyć położenie potencjałów:  $0V$ ,  $+U_{zas}$  (podobnie, jak na rys. 5), potencjału kolektora dla braku napięcia zmiennego na wejściu oraz kształt napięcia wejściowego (bez zachowania proporcji dla amplitudy sygnału wejściowego, gdyż jest ona bardzo mała, jednak zachowując wzajemne położenie faz sygnałów wejściowego i wyjściowego).

4. Zbudować stopień wzmacniający wg. schematu przedstawionego na rys. 21. Zastosować  $R_c = 1k\Omega$ ,  $R_e = 400\Omega$  (jako opornik emiterowy stosujemy opór przełączalny, regulowany od  $0$  do  $1000\Omega$  skokami co  $100\Omega$ ; ustawioną wartość oporu reprezentują zaciski lewy i środkowy). Zasilić układ napięciem  $U_{zas}=+10V$ . Z badać zależność potencjału kolektora i emitera od wartości oporu  $R_b$ . Napięcie wyjściowe generatora powinno być w tym pomiarze zmniejszone do zera. Jako opornik  $R_b$  zastosować zespół oporników zaopatrzony w dwunastopozycyjny przełącznik. Opór  $R_b$  zmieniać - podobnie jak w poprzednim punkcie ćwiczenia - od  $20k\Omega$  do nieskończoności. Wyniki przedstawić w tabeli i na wykresie. Potencjał kolektora i emitera tranzystora mierzymy za pomocą oscyloskopu.

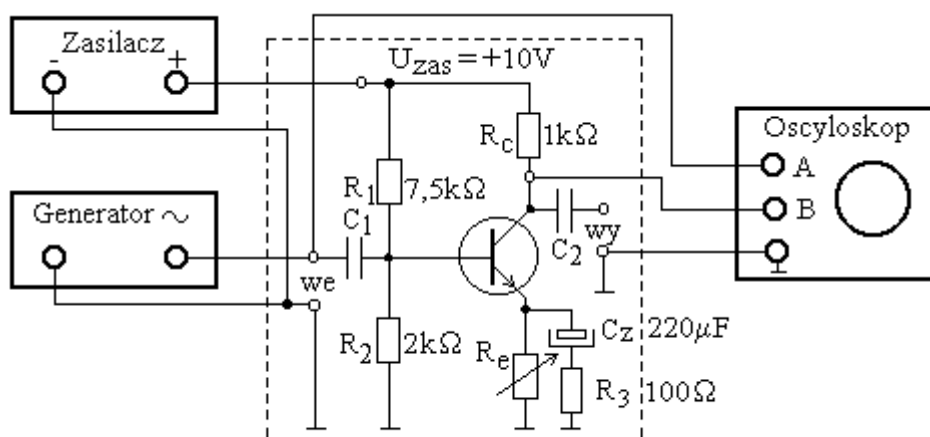


Rys. 21. Obwód pomiarowy do 4 punktu ćwiczenia.

Obliczyć wartość oporu  $R_b$ , dla której punkt pracy tranzystora wypadnie pośrodku prostej obciążenia. Zastosować obliczoną wartość oporu  $R_b$ . Z ekranu oscyloskopu dwukanałowego odrysować kształt sygnałów na kolektorze i emiterze tranzystora dla napięć wyjściowych generatora o wartościach:  $0,5V_{p-p}$  i  $2V_{p-p}$  (2 rysunki).

Na rysunkach zaznaczyć położenie potencjałów  $+U_{zas}$ ,  $0V$ , średnie potencjały kolektora i emitera (potencjały dla braku napięcia zmiennego na wejściu) oraz kształt napięcia wejściowego, zachowując wzajemne położenie faz sygnałów wejściowego i wyjściowego.

5. Zbudować wzmacniacz jednostopniowy wg. rysunku 22. Zastosować  $R_c = 1k\Omega$ ,  $R_1 = 7,5k\Omega$ ,  $R_2 = 2k\Omega$ ,  $C_z = 220\mu F$ ,  $R_3 = 100\Omega$ . Jako opornik emiterowy  $R_e$  stosujemy opór przełączany, regulowany od  $0$  do  $1000\Omega$  skokami co  $100\Omega$ . Zasilić układ napięciem  $U_{zas} = +10V$ . Z badać zależność potencjału kolektora od wartości oporu  $R_e$ . Opór  $R_e$  zmieniać w granicach od  $100\Omega$  do  $1k\Omega$ . Napięcie wyjściowe generatora powinno być w tym pomiarze zmniejszone do zera. Wyniki przedstawić w tabeli i na wykresie. Potencjał kolektora tranzystora mierzymy za pomocą oscyloskopu.



Rys. 22. Schemat układu pomiarowego do piątego punktu ćwiczenia.

Obliczyć wartość oporu  $R_e$ , dla której punkt pracy tranzystora będzie ustawiony pośrodku prostej obciążenia. Zakładamy, że średni potencjał bazy tranzystora tutaj nie zmienia się podczas zmiany wartości  $R_e$  (mamy do czynienia z odpowiednio niskim oporem wyjściowym dzielnika polaryzującego bazę tranzystora). Przyjąć wartość napięcia  $U_{be}$  równą  $0,7V$ . Ustawić wartość oporu  $R_e$  możliwie bliską obliczonej wartości. Z ekranu oscyloskopu dwukanałowego odrysować kształt sygnałów na kolektorze tranzystora dla napięć wejściowych o wartościach:  $20mV_{p-p}$  i  $200mV_{p-p}$  (2 rysunki). Na rysunkach zaznaczyć położenie potencjałów  $+U_{zas}$ ,  $0V$ , średni potencjał kolektora (potencjał dla braku napięcia zmiennego na wejściu) oraz kształt napięcia wejściowego (bez zachowania proporcji dla amplitudy sygnału wejściowego, gdyż jest ona bardzo mała, jednak zachowując wzajemne położenie faz sygnałów wejściowego i wyjściowego).

Roman Kazański.

Lublin,

23 września, 2002r.

ostatnia zmiana 28 października 2010r.

/plik ostoptr1.doc/