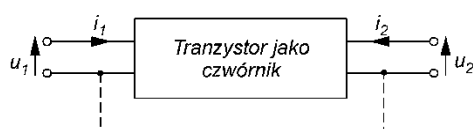


9. PODSTAWOWE UKŁADY WZMACNIACZY

9.1. MODELE MACIERZOWE TRANZYSTORA BIPOLARNEGO

Modelem dowolnego urządzenia technicznego nazywamy zbiór wiadomości umożliwiających przewidywanie właściwości i analizowanie działania tego urządzenia w różnych sytuacjach. Dla tranzystorów wyróżnić można dwa rodzaje modeli, a mianowicie: **modele fizyczne** stanowiące mniej lub bardziej wierne odbicie zjawisk zachodzących wewnątrz tranzystora i **modele macierzowe** (końcówkowe) opisujące zewnętrzne zachowanie się tranzystora traktowanego jako „czarna skrzynka”. Właśnie modele macierzowe tranzystora bipolarnego będą przedmiotem dalszych rozważań.

Modele macierzowe są modelami liniowymi. Charakteryzują one tranzystor jako czwórnik (rys.9.1). Ograniczając się do modeli dla składowych zmiennych, wyróżnia się opis tranzystora przy wykorzystaniu: macierzy hybrydowej z parametrami mieszanymi \mathbf{h} , macierzy admitancyjnej \mathbf{y} i macierzy rozproszenia \mathbf{s} .



Rys.9.1. Opis czwórnikowy tranzystora

W analizie właściwości wzmacniaczy w zakresie małych częstotliwości, tj. dla częstotliwości do setek kHz, jest zazwyczaj stosowana macierz \mathbf{h} . Parametry tej macierzy są zwykle określane jako wielkości rzeczywiste. Dogodne są w tym zakresie częstotliwości warunki pomiaru tych parametrów, wymagane jest bowiem podczas pomiaru zwieranie wyjścia i rozwieranie wejścia (dla składowych zmiennych). Dla tranzystora bipolarnego można łatwo spełnić te warunki ze względu na niewielką impedancję wejściową i dość znaczną impedancję wyjściową (odpowiednio rzędu kilku i kilkudziesięciu kiloomów).

W zakresie dużych częstotliwości, tj. od setek kHz do ok. 100-200 MHz, najczęściej określa się parametry macierzy admitancyjnej \mathbf{y} z uwagi na trudności w realizacji dużej impedancji wejściowej źródła sygnału (konieczna do spełnienia warunku rozwartego wejścia dla pomiaru parametrów macierzy hybrydowej \mathbf{h}) przy dużych częstotliwościach. Parametry macierzy admitancyjnej \mathbf{y} są mierzone przy zwarcia (dla składowych zmiennych) odpowiednio wejście i wyjście czwornika.

W przypadku jeszcze większych częstotliwości, zwłaszcza większych niż 1 GHz, gdy elementy półprzewodnikowe są umieszczone w falowodach, napięcia i prądy nie są określane jednoznacznie. Najdogodniejszy jest w takich warunkach pomiar fal padających i odbitych od czwornika. Liniowe związki między nimi określa tzw. macierz rozproszenia \mathbf{s} .

W katalogach elementów półprzewodnikowych są podawane parametry \mathbf{h} dla tranzystorów bipolarnych przeznaczonych do pracy w zakresie małych częstotliwości, parametry \mathbf{y} - w postaci wykresów w funkcji częstotliwości dla tranzystorów pracujących do kilkuset MHz i parametry \mathbf{s} dla tranzystorów mikrofalowych.

Rozpatrując dalej jedynie zakres małych częstotliwości pracy tranzystora i przyjmując i_1 oraz u_2 jako zmienne niezależne i u_1 oraz i_2 jako zmienne zależne można czwórnik (rys.9.1)

opisać równaniami mieszanymi:

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad (9.1)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (9.2)$$

przy czym: i_1, i_2, u_1, u_2 - wartości chwilowe prądów i napięć małych sygnałów zmiennych na wejściu (indeks 1) i wyjściu (indeks 2). Odpowiadają one przyrostom składowej stałej i tak $i_1 = \Delta I_1, i_2 = \Delta I_2, u_1 = \Delta U_1, u_2 = \Delta U_2$.

Parametry h_{ij} są wyrazami macierzy hybrydowej (mieszanej) – macierzy **h**. Interpretacja fizyczna tych parametrów jest następująca:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2=0} \text{ - impedancja wejściowa}$$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1=0} \text{ - współczynnik oddziaływania zwrotnego}$$

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2=0} \text{ - współczynnik wzmocnienia prądowego}$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0} \text{ - admitancja wyjściowa}^1$$

Z powyższych równań wynika, że parametry hybrydowe mierzy się przy rozwarciu (dla składowych zmiennych) wejścia ($i_1=0$) lub zwarcia (dla składowych zmiennych) wyjścia ($u_2=0$). Należy podkreślić, że nie chodzi tu o zwarcie i rozwarcie w sensie galwanicznym, gdyż uniemożliwiłoby to utrzymanie tranzystora w określonym punkcie pracy. Chodzi tu wyłącznie o zapewnienie specyficznych warunków sterowania i obciążenia tranzystora dla sygnału zmiennego. Rozwarcie wejścia oznacza, że z zacisków wejściowych czwórnik „widzi” impedancję znacznie większą niż jego własna impedancja wejściowa. Zwarcie wyjścia oznacza, że z zacisków wyjściowych czwórnik „widzi” impedancję znacznie mniejszą niż jego własna impedancja wyjściowa.

Wartości parametrów h_{ij} zależą od konfiguracji pracy tranzystora. Rodzaj konfiguracji jest oznaczony indeksem literowym: b - dla wspólnej bazy (WB), e - dla wspólnego emitera (WE) i indeksem c- dla wspólnego kolektora (WC), np. h_{11b} - jest impedancją wejściową w konfiguracji WB, h_{21e} - jest wzmocnieniem prądowym w konfiguracji WE itd.

Poniżej podano parametry h_{ij} dla konfiguracji WE:

$$h_{11e} = \frac{u_{be}}{i_b} \Big|_{u_{ce}=0} \text{ - impedancja wejściowa w konfiguracji WE}$$

$$h_{12e} = \frac{u_{be}}{u_{ce}} \Big|_{i_b=0} \text{ - współczynnik oddziaływania zwrotnego w konfiguracji WE}$$

$$h_{21e} = \frac{i_c}{i_b} \Big|_{u_{ce}=0} \text{ - współczynnik wzmocnienia prądowego w konfiguracji WE}$$

$$h_{22e} = \frac{i_c}{u_{ce}} \Big|_{i_b=0} \text{ - admitancja wyjściowa w konfiguracji WE}$$

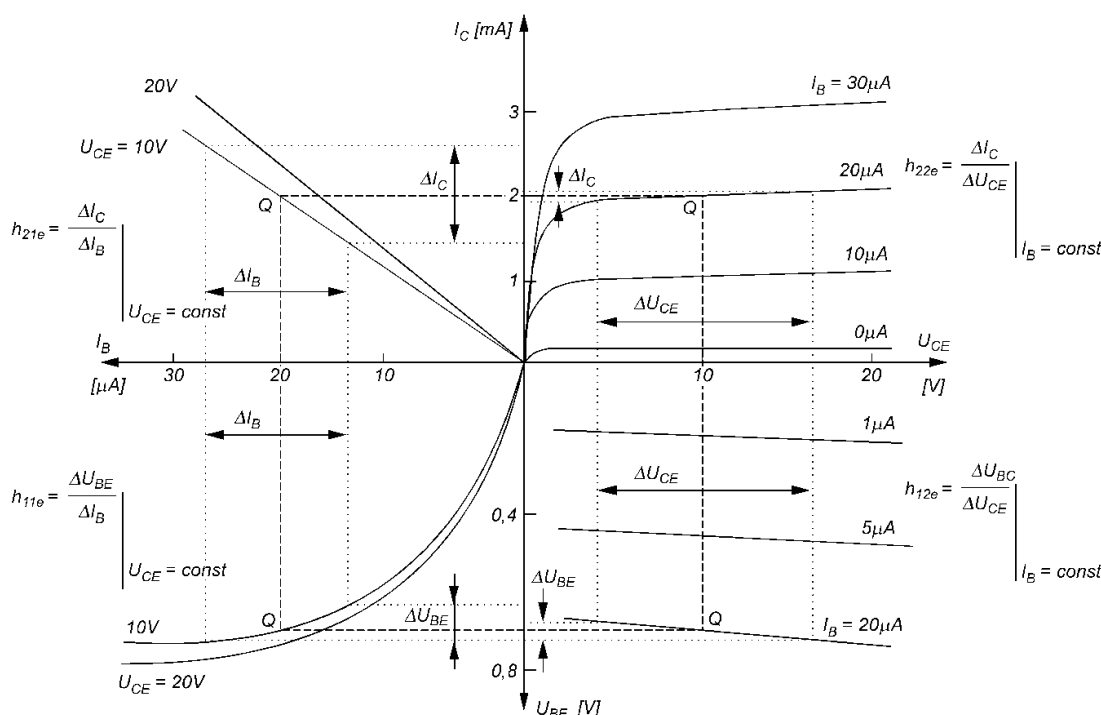
Współczynnik wzmocnienia prądowego h_{21e} odpowiada współczynnikowi wzmocnienia prądowego β w konfiguracji WE, natomiast współczynnik wzmocnienia prądowego h_{21b} odpowiada współczynnikowi wzmocnienia prądowego α w konfiguracji WB. Zatem $h_{21e} = \beta$ i $h_{21b} = \alpha$.



Przykładowe wartości parametrów h_{ije} dla tranzystora BC107 w punkcie pracy $I_C = 2\text{mA}$, $U_{CE} = 5\text{V}$ i częstotliwości sygnału $f = 1000\text{Hz}$ wynoszą $h_{11e} = 4\text{k}\Omega$, $h_{12e} = 2,2 \cdot 10^{-4}$, $h_{21e} = 250$, $h_{22e} = 20\mu\text{S}$.

¹⁾ Stosowany zapis jest równoważny notacji przyrostowej (z wykorzystaniem symbolu Δ oznaczającego przyrost i dużych liter oznaczających składowe stałe), np.: $h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \Big|_{I_1=\text{const}}$

Na rysunku 9.2 przedstawiono ilustrację sposobu określania parametrów h_{ije} z wykorzystaniem charakterystyk tranzystora w konfiguracji WE. Parametry h przedstawione są tam jako stosunek przyrostu wartości odpowiednich napięć i prądów względem spoczynkowego punktu pracy Q .



Rys.9.2. Ilustracja sposobu określania parametrów h_{ije} przy wykorzystaniu charakterystyk statycznych tranzystora bipolarnego w konfiguracji WE

W literaturze angielskiej i w katalogach często indeks dwucyfrowy zastępuje się jedną literą według następującego klucza: $h_{11}=h_i$ (*input* – wejście), $h_{12}=h_r$ (*reverse* - oddziaływanie zwrotne), $h_{21}=h_f$ (*forward* - przenoszenie w przód), $h_{22}=h_o$ (*output* - wyjście).

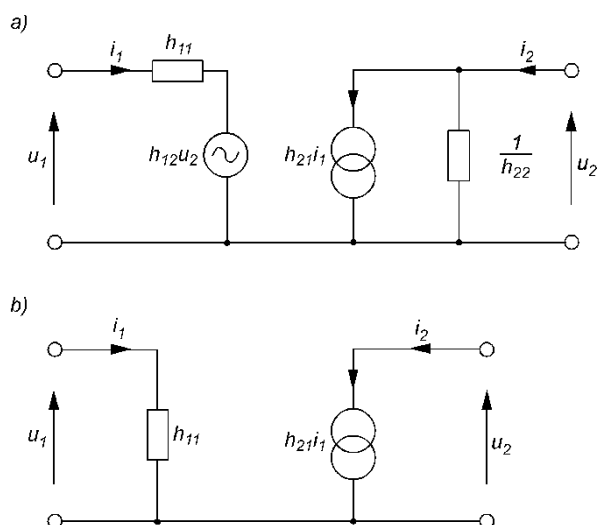
Tabela 9.1.Zależność między parametrami h_{ij} dla różnych konfiguracji tranzystora bipolarnego

WE h_{ije}	WB h_{ijb}	WC h_{ijc}
h_{11e}	$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{11c} = h_{11e}$
h_{12e}	$h_{12b} = \frac{h_{11e} h_{22e}}{1 + h_{21e}} - h_{12e}$	$h_{12c} = 1 - h_{12e}$
h_{21e}	$h_{21b} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}} \approx 1$	$h_{21c} = (1 + h_{21e}) \approx h_{21e}$
h_{22e}	$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$	$h_{22c} = h_{22e}$

Właściwości tranzystora są jednoznacznie opisane jednym zestawem czterech parametrów czwórnikowych dla wybranej konfiguracji (WB, WC lub WE). Istnieje tożsamościowy związek między parametrami h_{ij} dla różnych konfiguracji. Znając zatem zestaw tych parametrów dla jednej konfiguracji można obliczyć wszystkie parametry h dla dwóch

pozostałych (tab.9.1).

Z definicji macierzy \mathbf{h} wynika bezpośrednio model (schemat zastępczy) tranzystora spełniający równania (9.1) i (9.2). Model ten przedstawiono na rys.9.3a.

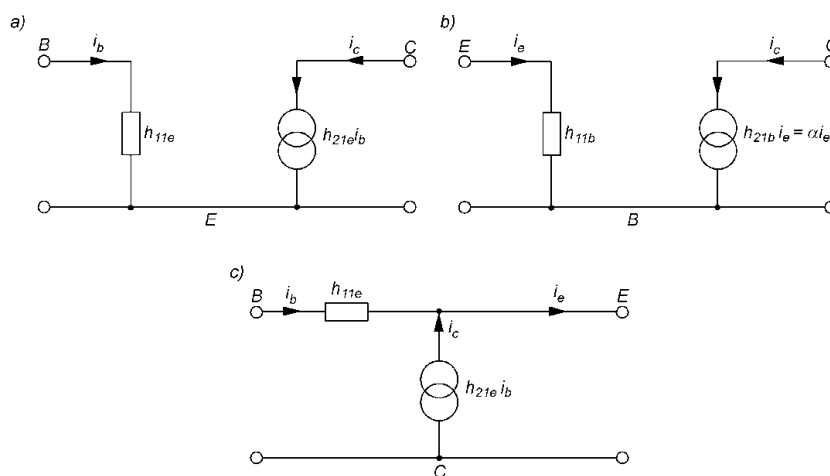


Rys. 9.3. Model tranzystora opisany macierzą \mathbf{h} : a) pełny, b) uproszczony

Na rysunku 9.3b przedstawiono jego uproszczoną wersję, w której pominięto parametry h_{12} i h_{22} . Nie uwzględniono ich, gdyż w rzeczywistości $h_{12} \ll 1$ (zatem źródło napięciowe $h_{12}u_2$ jako mające niewielką wydajność można traktować jako zwarcie) i $h_{22} \ll 1$ (zatem impedancję $1/h_{22}$ jako bardzo dużą można traktować jako rozwarcie w obwodzie).

Uproszczony model zastępczy z rys.9.3b można stosować do wszystkich konfiguracji tranzystora. Istnieją jednak dwa sposoby wykorzystywania tych modeli.

Pierwszy sposób polega na tym, że zachowuje się dokładnie schemat jak na ww. rysunku używając tylko odpowiednich grup parametrów dla odpowiedniej konfiguracji, tj. parametrów h_{ije} dla WE, h_{ijb} dla WB i h_{ijc} dla WC. Wtedy to również napięcia wejściowe i wyjściowe są napięciami pomiędzy odpowiednimi dla danej konfiguracji elektrodami i tak dla WB $u_1=u_{bc}$, $u_2=u_{bc}$, dla WE $u_1=u_{be}$, $u_2=u_{ce}$, a dla WC $u_1=u_{bc}$, $u_2=u_{ec}$.



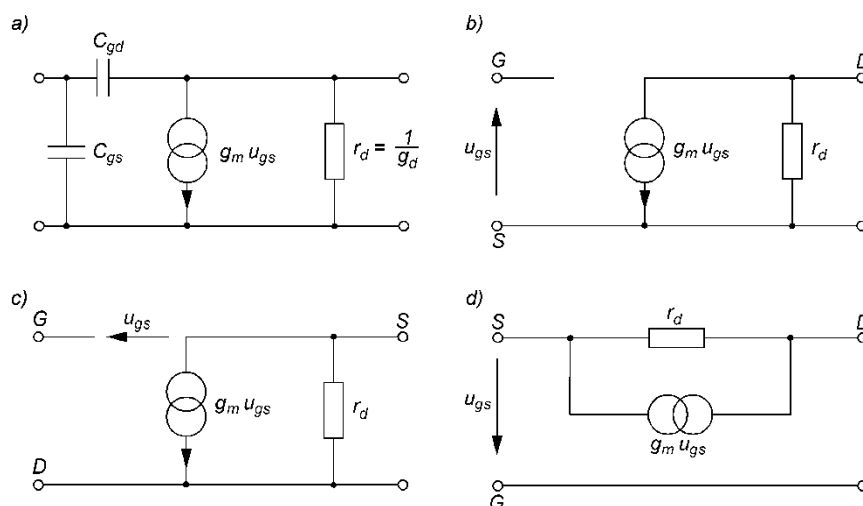
Rys.9.4. Uprozczone modele tranzystora w konfiguracji: a) WE, b) WB, c) WC

Używając drugiego sposobu przyjmuje się model z rys.9.3b z parametrami h_{ije} dla konfiguracji WE jako jedyną możliwość opisu tego modelu. Zastosowanie go dla różnych konfiguracji realizowane jest w ten sposób, że w miejsca dołączeń bazy, emitera i kolektora tranzystora na schemacie ideowym, na schemacie zastępczym wzmacniacza wrysowywany jest jego model z rys.9.3b z parametrami h_{ije} .

Z uwagi na dogodność obliczeń, w analizie właściwości tranzystorów w różnych konfiguracjach przyjęto używać modelu tranzystora dla konfiguracji WE i WB zgodnie z pierwszym sposobem prezentacji modelu, a dla konfiguracji WC zgodnie z drugim. Przedstawiono to na rys. 9.4.

9.2. MODELE TRANZYSTORA UNIPOLARNEGO

Fizyczny model tranzystora unipolarnego przedstawiono na rys.9.5a. Jest to tzw. model liniowy. Zawiera on następujące elementy: C_{gd} - pojemność bramka-dren, C_{gs} - pojemność bramka-źródło, $g_m = dI_{DS}/dU_{GS}$ - transkonduktancja, g_d - konduktancja kanału (konduktancja dren-źródło), r_d - odwrotność tej konduktancji, czyli rezystancja kanału.



Rys.9.5. Model liniowy tranzystora unipolarnego (a) oraz jego uproszczone wersje dla konfiguracji wspólne źródło - WS (b), wspólny dren - WD (c), wspólna bramka - WG (d)

Dla małych częstotliwości można uprościć ten model, nie uwzględniając w nim pojemności (rys.9.5b, c, d)

W modelu macierzowym tranzystora bipolarnego najczęściej występuje macierz admitancyjna y . Wynika to stąd, że impedancje wejściowa i wyjściowa tranzystorów polowych są duże, czyli łatwo spełnić warunek zwarcia na wejściu i wyjściu przy pomiarze parametrów tej macierzy. Jeżeli przyjmuje się zmienne wejściowe i wyjściowe jak na rys. 9.1, równania admitancyjne mają kształt:

$$i_1 = y_{11}u_1 + y_{12}u_2 \quad (9.3)$$

$$i_2 = y_{21}u_1 + y_{22}u_2 \quad (9.4)$$

gdzie parametry y_{ij} są elementami macierzy admitancyjnej y . Dla modeli z rys.9.5b, c, d odpowiadające im macierze admitancyjne określone są następująco:

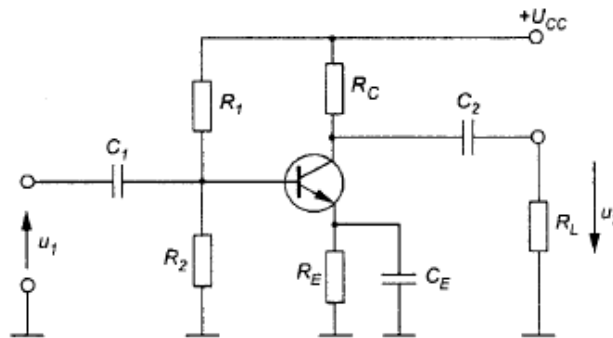
$$\begin{array}{lll} \text{dla konfiguracji WS} & \text{dla konfiguracji WD} & \text{dla konfiguracji WG} \\ \mathbf{y}_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ g_m & g_d \end{bmatrix} & \mathbf{y}_d = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -g_m & g_m + g_d \end{bmatrix} & \mathbf{y}_g = \begin{bmatrix} g_m + g_d & -g_d \\ -g_m - g_d & g_d \end{bmatrix} \end{array}$$

Elementy modelu tranzystora unipolarnego są uzależnione od punktu pracy, zatem wartości parametrów macierzowych zależą od prądu drenu i napięcia dren-źródło.

9.3.WŁAŚCIWOŚCI WZMACNIACZY Z TRANZYSTORAMI BIPOLARNYMI W RÓŻNYCH KONFIGURACJACH

9.3.1. WZMACNIACZ Z TRANZYSTOREM W KONFIGURACJI WSPÓLNEGO EMITERA

Typowy układ jednostopniowego wzmacniacza z tranzystorem w konfiguracji WE przedstawiono na rys.9.6. W układzie zastosowano potencjometryczne zasilanie bazy (rezystory R_1 i R_2) i sprzężenie emiterowe (rezystor R_E) zapewniające dobrą stałość punktu pracy. Kondensatory C_1 i C_2 separują układ od zewnętrznych napięć stałych oraz umożliwiają doprowadzenie sygnału do bazy tranzystora (kondensator C_1) i odprowadzenie wzmocnionego sygnału do obciążenia (kondensator C_2). Napięcie $+U_{CC}$ jest stałym napięciem zasilania, a R_C jest rezystorem kolektorowym tranzystora wzmacniacza.



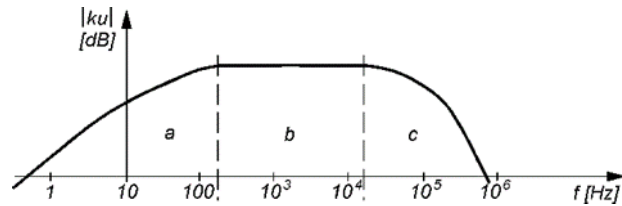
Rys. 9.6. Wzmacniacz z tranzystorem bipolarnym w konfiguracji wspólnego emitera

Układ ten jest zwykle stosowany do wzmacniania sygnałów charakteryzujących się szerokim pasmem przenoszonych częstotliwości. Nazywany jest **wzmacniaczem o sprzężeniu pojemnościowym** lub **wzmacniaczem RC**. Typowa charakterystyka amplitudowa wzmacniacza jest pokazana na rys. 9.7.

W tak szerokim zakresie częstotliwości inne zjawiska wpływają na przebieg charakterystyk przy małych i przy dużych częstotliwościach, dlatego jest możliwe badanie właściwości wzmacniacza oddzielnie dla różnych zakresów.

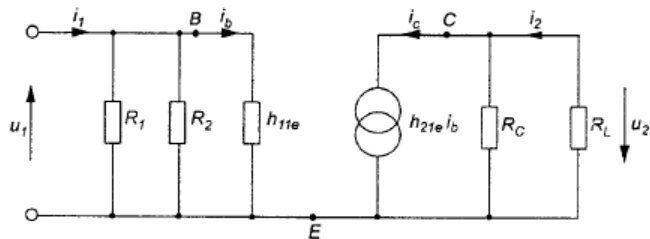
Spadek wzmocnienia przy małych częstotliwościach jest skutkiem wzrostu reaktancji kondensatorów C_1 i C_2 , włączonych w tor sygnału i kondensatora C_E bocznikującego rezystor sprzężenia R_E . W zakresie dużych częstotliwości charakterystyka opada ze względu na spadek wzmocnienia samego tranzystora, a także z powodu istnienia pojemności montażowych i pasożytniczych związanych z elementami wzmacniacza. W środkowej części charakterystyki wzmocnienie jest stałe i praktycznie nie zależy od częstotliwości. W tym zakresie, nazywanym zwyczajowo zakresem średnich częstotliwości, można traktować wzmacniacz jako układ bez ograniczeń częstotliwościowych, opisany parametrami rzeczywistymi. Dla tego też zakresu

określone będą poniżej parametry robocze.



Rys.9.7. Typowa charakterystyka amplitudowa wzmacniacza RC i jej podział na zakresy: a - małych, b - średnich, c - dużych częstotliwości

Schemat zastępczy wzmacniacza (rys.9.6) z tranzystorem opisanym uproszczonym modelem (rys.9.4a) przedstawiono na rys.9.8. Jest to schemat, jak już wspomniano, dla zakresu średnich częstotliwości, uwzględniający jedynie przebieg składowej zmiennej, a więc transmisję sygnału przez wzmacniacz.



Rys.9.8. Schemat zastępczy wzmacniacza z rys. 9.7 dla zakresu średnich częstotliwości

Zasada konstrukcji tego schematu polega na przestrzeganiu następujących reguł:

- 1) stosowany jest uproszczony model tranzystora opisany parametrami mieszanymi h_{ij} ;
- 2) dla rozpatrywanych średnich częstotliwości reaktancje kondensatorów są na tyle małe, że miejsca ich występowania można uznać za zwarcie;
- 3) obydwie bieguny baterii (masa i U_{CC}) są zwarcie dla składowej zmiennej, co wynika z tego, że rezystancja wewnętrzna idealnego źródła napięciowego jest zerowa (baterię tę traktujemy jako idealną).

Podstawowymi parametrami roboczymi wzmacniacza są: wzmocnienie napięciowe k_u , wzmocnienie prądowe k_i , rezystancja wejściowa R_{we} i rezystancja wyjściowa R_{wy} .

Wzmocnienie napięciowe można obliczyć wyznaczając wartości napięć u_1 i u_2 . Jak widać ze schematu zastępczego (rys.9.8), mamy:

$$u_1 = i_b h_{11e} \quad , \quad u_2 = h_{21e} i_b (R_C || R_L) \quad (9.5)$$

zatem

$$k_u = -\frac{u_2}{u_1} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} (R_C || R_L) \quad (9.6)$$

Znak minus we wzorze (9.6) oznacza, że faza napięcia wyjściowego jest odwrócona względem fazy napięcia wejściowego o 180° . Zapis wzoru² (9.6) podkreśla wpływ elementów wzmacniacza na wzmocnienie. Zwiększenie wartości R_L i R_C zwiększa jego wartość.

Wzmocnienie prądowe można obliczyć wyznaczając wartość prądów i_1 oraz i_2 . Jak widać

² Stosowany jest skrócony zapis symbolizujący połączenie równoległe rezystancji R_1 i R_2 a mianowicie

$$R_1 || R_2 \equiv \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \text{ oraz rezystancji } R_1, R_2 \text{ i } R_3 \text{ jako: } R_1 || R_2 || R_3 \equiv \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

ze schematu zastępczego (przyjmując $R_1 || R_2 = R_B$), mamy:

$$i_1 = i_b \frac{h_{11e} + R_B}{R_B}, \quad i_2 = h_{21e} i_b \frac{R_C}{R_L + R_C} \quad (9.7)$$

zatem

$$k_i = -\frac{i_2}{i_1} = -h_{21e} \frac{R_C}{R_L + R_C} \frac{R_B}{h_{11e} + R_B} \quad (9.8)$$

Wzór (9.8) ukazuje wpływ elementów wzmacniacza na wzmocnienie. Wzmocnienie prądowe jest zmniejszone w stosunku do największej możliwej wartości wzmocnienia tranzystora, tj. h_{21e} , na skutek wystąpienia podziału prądu w obwodzie wejściowym - czynnik $R_B/(h_{11e} + R_B)$ oraz w obwodzie wyjściowym - czynnik $R_C/(R_L + R_C)$. Duże wartości wzmocnienia prądowego osiąga się przy dużych rezystancjach kolektorowych R_C i dużych rezystancjach polaryzujących bazę R_1 i R_2 . Jednak ze względu na stałość punktów pracy zwiększanie tych rezystancji nie jest wskazane. Konieczny jest więc kompromis.

Rezystancja wejściowa wzmacniacza określona jest zależnością

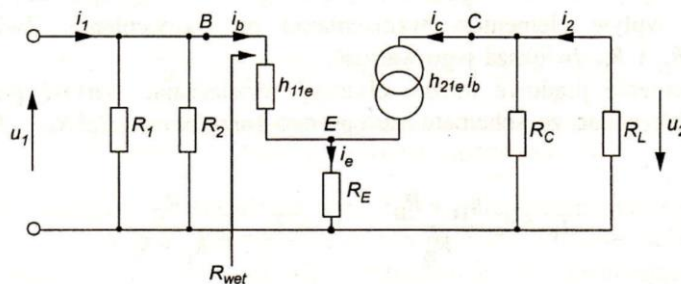
$$R_{we} = R_1 || R_2 || h_{11e} = R_B || h_{11e} \quad (9.9)$$

natomiast rezystancja wyjściowa (tj. rezystancja „widziana” przez obciążenie R_L wzmacniacza):

$$R_{wy} = R_C \quad (9.10)$$

Wzmacniacz RC bez pojemności emiterowej R_E

W przypadku gdyby rozpatrywany wzmacniacz (rys.9.6) nie posiadał pojemności emiterowej C_E , wówczas w schemacie zastępczym dla średnich częstotliwości sygnału rezystor emiterowy R_E nie mógłby być zwarty przez małą reaktancję tej pojemności. Schemat zastępczy w tym przypadku wyglądałby inaczej (rys.9.9).



Rys.9.9. Schemat zastępczy wzmacniacza z tranzystorem w konfiguracji wspólnego emitera przy braku pojemności C_E

Wartości napięć u_1 i u_2 można wyznaczyć za pomocą wzorów:

$$u_1 = i_b h_{11e} + i_e R_E = i_b h_{11e} + (i_b + i_c) R_E = i_b h_{11e} + (i_b + h_{21e} i_b) R_E = i_b (h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_E) \quad (9.11)$$

$$u_2 = i_c R_C || R_L = h_{21e} i_b R_C || R_L \quad (9.12)$$

Zatem wzmocnienie napięciowe można określić w sposób następujący:

$$k_u = -\frac{u_2}{u_1} = -\frac{h_{21e} R_C || R_L}{h_{11e} + (1 + h_{21e}) R_E} \Big|_{h_{21e} R_E \gg h_{11e}} \cong -\frac{R_C || R_L}{R_E} \quad (9.13)$$

Aby określić wzmocnienie prądowe, należy przedtem obliczyć wartość rezystancji wejściowej tranzystora R_{wet} , tj. rezystancji „widzianej” z jego bazy. Korzystając z (9.11)

mamy

$$R_{w\text{et}} = \frac{u_1}{i_b} = h_{11e} + (1 + h_{21e})R_E \quad (9.14)$$

Na tej podstawie można napisać:

$$i_1 = i_b \frac{R_B + R_{w\text{et}}}{R_B}, \quad i_2 = i_c \frac{R_C}{R_L + R_C} = h_{21e} i_b \frac{R_C}{R_L + R_C} \quad (9.15)$$

gdzie: $R_B = R_1 \parallel R_2$.

Zatem wzmocnienie prądowe określone jest za pomocą wzoru:

$$k_i = -\frac{i_2}{i_1} = h_{21e} \frac{R_C R_B}{(R_L + R_C)[(R_1 \parallel R_2) + R_{w\text{et}}]} \quad (9.16)$$

Rezystancja wejściowa wzmacniacza to:

$$R_{w\text{e}} = R_B \parallel R_{w\text{et}} \quad (9.17)$$

a rezystancja wyjściowa:

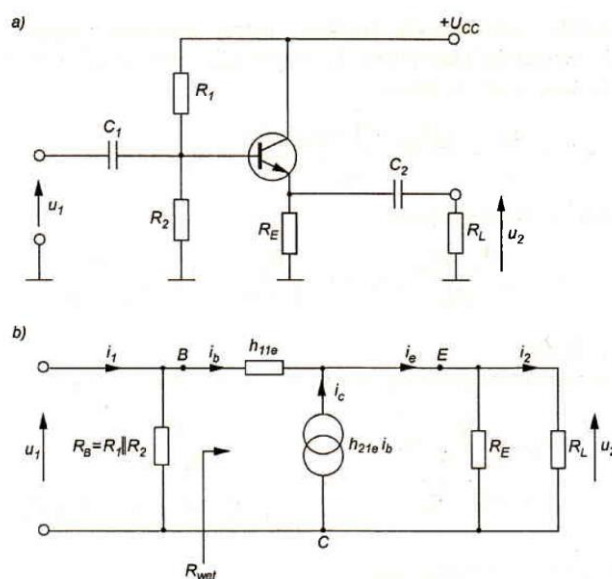
$$R_{w\text{y}} = R_C \quad (9.18)$$

We wzmacniaczu tym występuje ujemne prądowe-szeregowe sprzężenie zwrotne (patrz rozdział o sprzężeniach zwrotnych). Blok sprzężenia stanowi rezystor emitera R_E , dlatego wzmacniacz ten nazywa się również **wzmacniaczem o sprzężeniu emiterowym**.

W porównaniu do wzmacniacza z pojemnością C_E nastąpiło tu zmniejszenie wzmocnienia napięciowego (porównaj wzory (9.6) i (9.13)) i wzmocnienia prądowego (porównaj wzory (9.8) i (9.16)). Ponadto uległa zwiększeniu rezystancja wejściowa (porównaj wzory (9.9) i (9.17)).

9.3.2. WZMACNIACZ Z TRANZYSTOREM W KONFIGURACJI WSPÓLNEGO KOLEKTORA

Wzmacniacz z tranzystorem w konfiguracji wspólnego kolektora jest nazywany **wtórnikami emiterowym**, gdyż wielkość napięcia wyjściowego jest prawie taka sama jak wielkość napięcia wejściowego. Wzmocnienie napięciowe w tym układzie jest bliskie jedności, a faza napięcia wyjściowego jest zgodna z fazą napięcia wejściowego. Zatem napięcie wyjściowe „wtóruje” napięciu wejściowemu. Typowy układ wzmacniacza jest pokazany na rys. 9.10a.



Rys. 9.10. Wzmacniacz z tranzystorem w konfiguracji wspólnego kolektora: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy dla średnich częstotliwości

Punkt pracy tego wzmacniacza zależy od rezystancji R_1 , R_2 i R_E . Dla zakresu średnich częstotliwości schemat zastępczy wzmacniacza przedstawiono na rys.9.10b. Użyto tam uproszczonego modelu tranzystora z wykorzystaniem parametrów h dla układu WE. Ze schematu (rys. 9.10b) wynika, że $u_1 = u_2 + h_{11e}i_b$ oraz $u_2 = (1 + h_{21e})i_b(R_E || R_L)$.

Zatem wzmocnienie napięciowe wzmacniacza wynosi:

$$k_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{(1 + h_{21e})R_E || R_L}{(1 + h_{21e})R_E || R_L + h_{11e}} \approx 1 \quad (9.19)$$

Wzmocnienie prądowe wtórnika emiterowego wynosi:

$$k_i = \frac{i_2}{i_3} = (h_{21e} + 1) \frac{R_E}{R_E + R_L} \frac{R_B}{R_{wet} + R_B} \quad (9.20)$$

gdzie R_{wet} jest rezystancją wejściową tranzystora widzianą między jego bazą a kolektorem (rys. 9.10b) określoną

$$R_{wet} = \frac{u_1}{i_b} = h_{11e} + (1 + h_{21e})(R_E || R_L) \quad (9.21)$$

Rezystancja wejściowa wzmacniacza, tj. rezystancja widziana od strony wejścia sygnału u_1 wynosi

$$R_{we} = R_B || R_{wet} \quad (9.22)$$

Jak widać z powyższej zależności, rezystancja R_B wynikająca z równoległego połączenia rezystorów R_1 i R_2 polaryzujących bazę zmniejsza znacznie rezystancję wejściową układu, bowiem sama rezystancja wejściowa tranzystora R_{wet} ma dużą wartość. Celowe jest zatem stosowanie dużych wartości rezystancji R_1 i R_2 , ale jest to ograniczone wymaganiami stałości punktu pracy.

Rezystancja wyjściowa jest określona za pomocą wzoru

$$R_{wy} \approx h_{11b} + \frac{R_B}{h_{21e}} \quad (9.23)$$

Rezystancja ta jest zwykle mała (dziesiątki, setki omów). Różnice między wielkościami rezystancji wejściowej i wyjściowej spowodowały, że wtórnik emiterowy służy do dopasowywania poziomów impedancji pomiędzy stopniami wzmacniaczy.

9.2.3. WZMACNIACZ Z TRANZYSTOREM W KONFIGURACJI WSPÓLNEJ BAZY

Układ wspólnej bazy (rys. 9.11a) jest bardzo rzadko stosowany w zakresie małych częstotliwości jako samodzielny wzmacniacz. Najczęściej, podobnie jak układ WK, występuje w połączeniach z innymi konfiguracjami w układach wielotranzystorowych.

Układ może dostarczać wzmocnienia napięciowego o wartościach porównywalnych ze wzmacniaczem w konfiguracji WE, jednak przy bardzo małej rezystancji wejściowej wzmacniacza rzędu h_{11b} , tzn. dziesiątek setek omów.

Wyznaczając na podstawie schematu zastępczego (rys.9.11b) $u_1 = i_e h_{11b}$ oraz $u_2 = i_c R_C || R_L$, wzmocnienie napięciowe wzmacniacza można określić za pomocą wzoru

$$k_u = \frac{u_2}{u_1} = h_{21b} \frac{R_C || R_L}{h_{11b}} = \alpha \frac{R_C || R_L}{h_{11b}} \quad (9.24)$$

Wzmocnienie prądowe podane jest zależnością

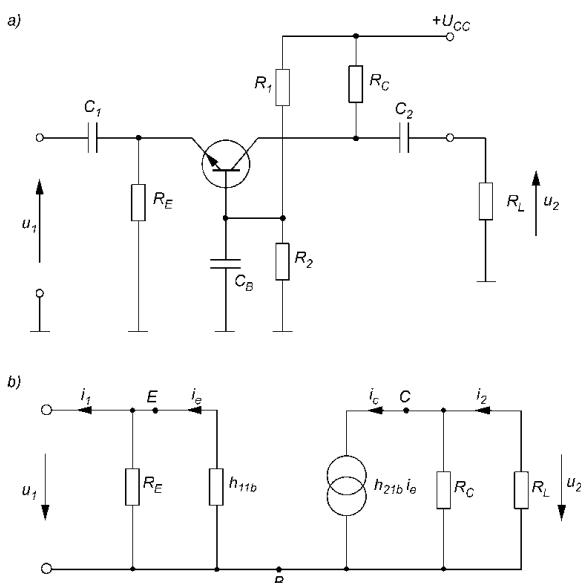
$$k_i = \frac{i_2}{i_1} = h_{21b} \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_E}{R_C + h_{11b}} < 1 \quad (9.25)$$

Rezystancja wejściowa to

$$R_{we} = R_E || h_{11b} \quad (9.26)$$

Rezystancja wyjściowa natomiast

$$R_{wy} = R_C \quad (9.27)$$



Rys. 9.11. Wzmacniacz z tranzystorem w konfiguracji wspólnej bazy: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy dla średnich częstotliwości

9.2.4. PORÓWNANIE WŁAŚCIWOŚCI TRANZYSTORÓW BIPOLARNYCH W RÓŻNYCH KONFIGURACJACH

Właściwości tranzystorów w różnych konfiguracjach można określić na podstawie omówionych wzmacniaczy. Aby wybrany parametr dotyczył w maksymalnym stopniu samego tranzystora, a nie łącznie tranzystora i elementów towarzyszących mu w układzie (np. rezystorów), należy rozpatrzyć pewne warunki graniczne, które umożliwiają takie właśnie wyselekcjonowane właściwości.

Największe wzmocnienia napięciowe osiąga się przy rozwartym wyjściu, zatem wtedy, gdy $R_L \rightarrow \infty$.

Największe wzmocnienia prądowe otrzymuje się przy zwartym wyjściu, a więc wtedy, gdy $R_L \rightarrow 0$.

Ponadto, w przypadku określania wzmocnień prądowych i rezystancji wejściowej warto pominąć boczniujący wpływ rezystorów polaryzujących wejście tranzystora, a więc $R_B \rightarrow \infty$ i dla konfiguracji wspólnej bazy (WB) przyjąć $R_E \rightarrow \infty$.

Dla konfiguracji wspólnego emitera (WE) graniczne wartości wzmocnień są następujące: z wyrażenia (9.6) mamy:

$$k_u = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} (R_C || R_L) \quad \text{przy: } R_L \rightarrow \infty \quad k_u = k_{u\max} = -h_{21e} \frac{R_C}{h_{11e}} \quad (9.28)$$

z wyrażenia (9.8) mamy:

$$k_i = -h_{21e} \frac{R_C}{R_L + R_C} \frac{R_B}{h_{11e} + R_B} \quad \text{przy: } R_L \rightarrow 0, R_B \rightarrow \infty \quad k_i = k_{imax} = -h_{21e} \quad (9.29)$$

Dla konfiguracji wspólnego kolektora WK graniczne wartości wzmocnienia określone są następująco. Z wyrażenia (9.19) mamy:

$$k_u = \frac{(1 + h_{21e})R_E || R_L}{(1 + h_{21e})R_E || R_L + h_{11e}} \quad \text{przy: } R_L \rightarrow \infty \quad k_u = k_{umax} \approx 1 \quad (9.30)$$

z wyrażenia (9.20) mamy:

$$k_i = (h_{21e} + 1) \frac{R_E}{R_E + R_L} \frac{R_B}{R_{wet} + R_B} \quad \text{przy: } R_L \rightarrow 0, R_B \rightarrow \infty \quad k_i = k_{imax} = h_{21e} + 1 \quad (9.31)$$

Dla konfiguracji wspólnej bazy (WB) graniczne wzmocnienia określone są w sposób następujący. Z wyrażenia (9.24) mamy:

$$k_u = h_{21b} \frac{R_C || R_L}{h_{11b}} \quad \text{przy: } R_L \rightarrow \infty \quad k_u = k_{umax} = h_{21b} \frac{R_C}{h_{11b}} = h_{21e} \frac{R_C}{h_{11e}} \quad (9.32)$$

Końcowa postać wyrażenia (9.32) powstała przy wykorzystaniu związków pokazanych w tabeli 9.1.

Z wyrażenia (9.25) mamy:

$$k_i = h_{21b} \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_E}{R_C + h_{11b}} \quad \text{przy: } R_L \rightarrow 0, R_E \rightarrow \infty \quad k_i = k_{imax} = h_{21b} = \alpha \approx 1 \quad (9.33)$$

Konfiguracje WE i WK zapewniają duże wzmocnienia prądowe (rzędu β razy), a konfiguracje WE i WB duże i zbliżone co do wartości wzmocnienia napięciowe. Wzmocnienia napięciowe w konfiguracji WK i wzmocnienia prądowe w konfiguracji WB są mniejsze od jedności (w przypadku maksymalnym granicznym ≈ 1).

Z powyższych rozważań wynika, że wzmacniacz z tranzystorem w konfiguracji WE może jednocześnie zapewnić znaczne wzmocnienie napięciowe i prądowe a więc również największe wzmocnienie mocy.

W konfiguracji WK rezystancja wyjściowa (9.23) charakteryzuje się dużą zależnością od rezystancji elementów w obwodzie polaryzacji bazy R_B , ale na ogół ma małą wartość.

Rezystancja wejściowa (9.22) w warunkach granicznych ma wartość dużą:

$$R_{we} = R_B || R_{wet} \quad \text{przy: } R_B \rightarrow \infty \quad R_{we} = R_{wet} \quad (9.34)$$

W konfiguracji WE rezystancja wyjściowa jest opisana zależnością (9.10)

$$R_{wy} = R_C \quad (9.35)$$

natomiast pomijając w (9.9) wpływ R_B rezystancję wejściową można określić następująco:

$$R_{we} = R_B || h_{11e} \quad \text{przy: } R_B \rightarrow \infty \quad R_{we} = h_{11e} \quad (9.36)$$

W konfiguracji WB rezystancja wyjściowa opisana jest zależnością (9.27), natomiast pomijając w (9.26) bocznikujący wpływ R_B rezystancję wejściową można określić za pomocą wzoru

$$R_{we} = R_E || h_{11b} \quad \text{przy: } R_E \rightarrow \infty \quad R_{we} = h_{21b} \quad (9.37)$$

W tabeli 9.2 podano najważniejsze właściwości trzech konfiguracji tranzystora bipolarnego.

Tabela 9.2 Właściwości tranzystorów bipolarnych w różnych konfiguracjach

parametr	WE	WK	WB
k_u	duże	<1	duże
k_i	duże	duże	<1
k_p	bardzo duże	niewielkie	niewielkie
R_{we}	średnia	duża	mała
R_{wy}	średnia	mała	duża
przesunięcie fazy między wyjściem a wejściem	180°	0°	0°

Konfiguracja WE ze względu na korzystne właściwości jest podstawową konfiguracją stosowaną w układach wzmacniaczy. Pozostałe konfiguracje są używane rzadziej, głównie do zapewnienia szczególnych parametrów. Na przykład, konfiguracja WK zapewnia dużą impedancję wejściową, a małą wyjściową, co pozwala dopasować do siebie różne stopnie wzmacniacza lub wzmacniacz i obciążenie. Konfiguracja WB ma dobre właściwości częstotliwościowe (duża częstotliwość graniczna f_a), co pozwala uzyskać wzmocnienie napięciowe w takich zakresach, gdy praca w innych konfiguracjach jest już niemożliwa.

Wyjaśnien wymagają stwierdzenia w przedostatnim wierszu tab. 9.2, gdzie podano iż rezystancja wyjściowa w konfiguracji WE jest średnia, a w WB duża. Ze wzorów zaś (9.10) i (9.27) wynika ich identyczność.

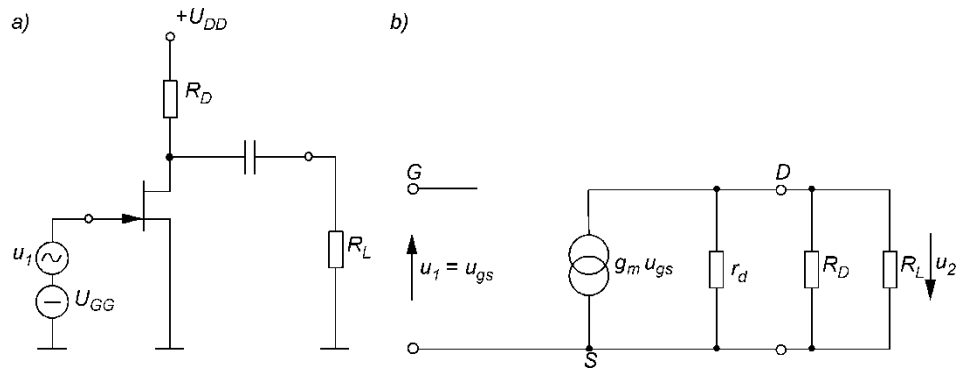
Należy sobie jednak zdawać sprawę, że w analizie pracy wzmacniaczy przyjęliśmy uproszczony model tranzystora, jak na rys. 9.3b. Bez uproszczenia (rys. 9.3a) rezystancja wyjściowa w konfiguracji WE wynosiłaby $R_{wy}=(1/h_{22e})\parallel R_C$, a w konfiguracji WB $R_{wy}=(1/h_{22b})\parallel R_C$. W tabeli 9.1 podano związek $h_{22b}=h_{22e}/(h_{21e}+1)$. Zatem widać, że upraszczające założenie o pomijalności wpływu rezystancji $1/h_{22e}$, z uwagi na jej dużą wartość, jest bardziej spełnione w konfiguracji WB niż WE. Z tego wynika, że rezystancja wyjściowa w konfiguracji WB jest duża, a w konfiguracji WE średnia.

9.3. WŁAŚCIWOŚCI WZMACNIACZY Z TRANZYSTORAMI UNIPOLARNYMI

Wzmacniacz z tranzystorem w konfiguracji wspólnego źródła

Najczęściej stosowaną we wzmacniaczach konfiguracją tranzystora polowego jest układ ze wspólnym źródłem (WS). Wzmacniacz taki przedstawiono na rys.9.12a i obok podano jego schemat zastępczy (rys.9.12b) dla średnich częstotliwości. Zastosowano model liniowy tranzystora unipolarnego w jego uproszczonej wersji z rys.9.6b. Użyty symbol tranzystora należy traktować w sposób ogólny jak symbol tranzystora unipolarnego bez uściślenia, czy chodzi o JFET czy o MOSFET. Źródło U_{GG} w bramce jest napięciem stałym niezbędnym do

utrzymania odpowiedniego (dla określonego typu tranzystora) punktu pracy. Źródło napięcia wejściowego u_1 jest napięciem sygnału doprowadzającym na wejście.



Rys. 9.12. Wzmacniacz z tranzystorem unipolarnym w konfiguracji WS: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy dla średnich częstotliwości

Ze względu na dużą rezystancję wejściową tranzystora unipolarnego, a co za tym idzie mały prąd wejściowy, jego wzmocnienie prądowe jest nieskończenie duże i rozpatruje się tylko wzmocnienie napięciowe oraz rezystancję wyjściową. Dla rozpatrywanego wzmacniacza wzmocnienie wynosi

$$k_u = \frac{u_2}{u_1} = -g_m (r_d \parallel R_D \parallel R_L) \quad (9.38)$$

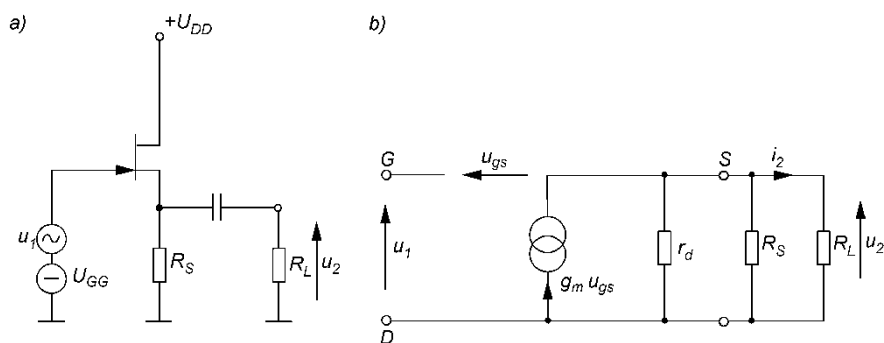
Znak ujemny wzmocnienia jest związany ze zjawiskiem odwrócenia fazy sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału wejściowego.

Rezystancja wyjściowa „widziana” przez obciążenie R_L wynosi

$$R_{wy} = r_d \parallel R_D \quad (9.39)$$

Wzmacniacz z tranzystorem w konfiguracji wspólnego drenu

Schemat ideowy wzmacniacza z tranzystorem unipolarnym w konfiguracji wspólnego drenu (WD) przedstawiono na rys.9.13a. Obok podano schemat zastępczy wzmacniacza (rys.9.13b).



Rys. 9.13. Wzmacniacz z tranzystorem unipolarnym w konfiguracji WD: a) schemat ideowy, b) schemat zastępczy dla średnich częstotliwości

Wzmocnienie napięciowe określono jako stosunek napięcia $u_2 = g_m u_{gs} (r_d \parallel R_S \parallel R_L)$ do

napięcia $u_1 = u_{gs} + u_2$, zatem

$$k_u = - \frac{r_d \parallel |R_S| \parallel R_L}{\frac{1}{g_m} + r_d \parallel |R_S| \parallel R_L} \quad (9.40)$$

Wzmocnienie to dla $r_d \parallel |R_S| \parallel R_L \gg 1/g_m$ jest bliskie jedności, dlatego wzmacniacz z tranzystorem w konfiguracji WD nazywa się **wtórnikiem źródłowym**.

Rezystancja wyjściowa wtórnik jest obliczana dla przypadku zwarcia wejścia (dla składowych zmiennych). Wtedy to $u_1 = 0$ i $u_2 = -u_{gs}$. Wówczas to

$$R_{wy} \approx \frac{1}{g_m} \quad (9.41)$$

Jest to maksymalna wartość rezystancji wyjściowej tranzystora w konfiguracji WD.

Wtórnik źródłowy charakteryzuje się dużą impedancją wejściową, dosyć małą impedancją wyjściową oraz wzmocnieniem napięciowym bliskim jedności. Współczynnik wzmocnienia ma znak dodatni, gdyż sygnał wyjściowy jest zgodny co do fazy z sygnałem wejściowym. Konfigurację WD stosuje się w tych przypadkach, w których zachodzi konieczność transformacji impedancji z dużej na małą.

Wzmacniacze z tranzystorem unipolarnym w konfiguracji wspólnej bramki (WG) są stosowane rzadko i dlatego nie będą tu omawiane. Mała popularność tej konfiguracji jest spowodowana brakiem wykorzystania w tym układzie wysokiej rezystancji bramka kanał.