

**POLITECHNIKA WARSZAWSKA**  
**Instytut Radioelektroniki**  
**Zakład Radiokomunikacji**

**WIECZOROWE STUDIA ZAWODOWE**

**LABORATORIUM UKŁADÓW ELEKTRONICZNYCH**

**Ćwiczenie 1**

**Temat: Badanie tranzystorowego wzmacniacza napięciowego**

Opracował: mgr inż. Henryk Chaciński

**Warszawa 2000**

## 1. Cel ćwiczenia

Celem ćwiczenia jest zapoznanie słuchaczy z budową i właściwościami tranzystorowego wzmacniacza pracującego w konfiguracji wspólnego emitera. Zapoznanie się z wpływem poszczególnych elementów wzmacniacza na jego parametry oraz pomiar tychże parametrów.

## 2. Wymagane wiadomości

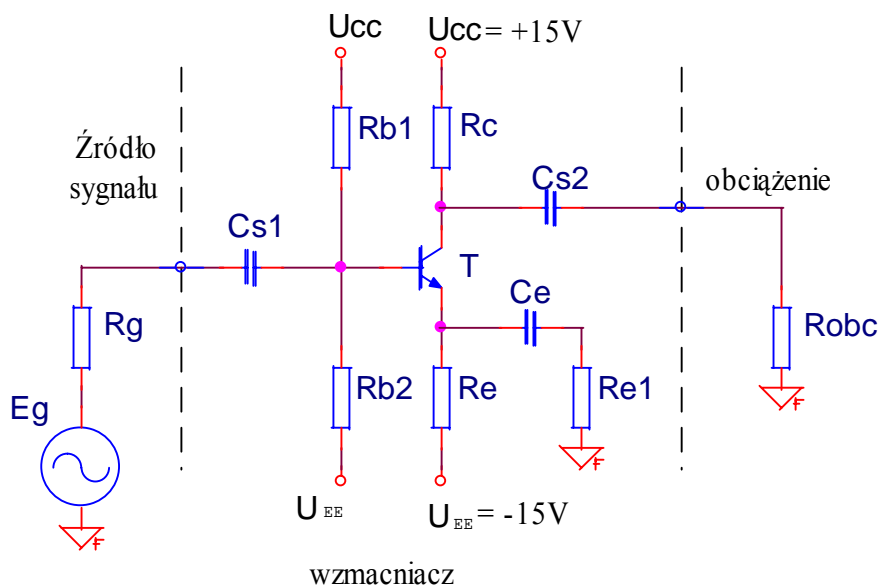
Wymagane są następujące wiadomości:

- zasada działania tranzystora,
- znajomość parametrów tranzystora dla prądu stałego,
- znajomość parametrów tranzystora dla sygnałów zmiennych,
- zasada wyboru punktu pracy tranzystora,
- zasada działania i własności wzmacniacza tranzystorowego pracującego w konfiguracji WE, WB i WK,
- przyczyny ograniczeń charakterystyki przenoszenia dla małych i dużych częstotliwości wzmacnianego sygnału.

## 3. Podstawy teoretyczne

### 3.1. Wstęp ogólny

Tranzystor bipolarny może pracować w jednej z trzech konfiguracji: wspólnej bazy (WB), wspólnego emitera (WE) lub wspólnego kolektora (WK). Najczęściej jest używana konfiguracja wspólnego emitera (WE). Cechuje ją możliwość wzmacniania zarówno prądu, jak i napięcia sygnału wejściowego. Na rys. 3.1 przedstawiono przykładowy układ pracujący w tej konfiguracji wspólnego emitera (WE).



Rys. 3.1. Schemat badanego układu

Zagadnienia występujące przy projektowaniu wzmacniacza w konfiguracji WE można podzielić na dwie grupy:

- określenie punktu pracy, tzn. jakie powinny być napięcia i prądy stałe w układzie bez dołączonego na wejściu sygnału,
- określenie parametrów związanych z sygnałem, a więc np. rezystancji wejściowej, wzmocnienia, maksymalnej amplitudy napięcia wyjściowego, pasma przenoszenia wzmacniacza itp.

Należy podkreślić, że nie można podać ścisłego algorytmu projektowania wzmacniacza, ani

nawet ścisłej procedury wyliczania parametrów, gdyż w projektowaniu takiego wzmacniacza zachodzi duża dowolność - te same parametry użytkowe można uzyskać przy różnych wartościach elementów użytych do budowy układu.

Analiza wzmacniacza wymaga rozróżniania zagadnień stałoprądowych (związanych z punktem pracy) oraz zmiennoprądowych (związanych ze wzmacnianym sygnałem). Przykładowo - stosowane w układzie wzmacniacza pojemności są widoczne jedynie dla sygnału zmiennego a dla składowych stałych pojemności są rozwarciami.

Poprawna praca wzmacniacza będzie możliwa tylko w sytuacji, gdy tranzystor będzie w stanie aktywnym. Do częstych błędów projektu można zaliczyć błędy wyliczenia punktu pracy lub błędy montażu, co powoduje, że tranzystor znajduje się w stanie nasycenia lub zatkania, a wtedy wzmacniacz nie działa poprawnie. Ustalenie punktu pracy jest ważne również z tego względu, że właściwości tranzystora, (w tym parametry wpływające bezpośrednio na wzmocnienie) ściśle zależą od punktu pracy - głównie od prądu kolektora. Elementy ustalające punkt pracy są widoczne również dla sygnału, więc ich obecność wpływa na parametry sygnałowe.

Jeśli tranzystor jest w stanie aktywnym, to z dobrym przybliżeniem można przyjąć, że jest *unilateralny*, tzn. obwód wejściowy (baza-emiter) oddziałuje na wyjście (obwód kolektora), ale nie odwrotnie. Ułatwia to analizę układu. Obwody wejściowy i wyjściowy można w pewnym sensie analizować oddzielnie. Podkreślmy, że dotyczy to jedynie stanu aktywnego tranzystora. W uproszczeniu można powiedzieć, że w analizie małosygnałowej aktywny tranzystor jest widziany od strony wejścia jako pewna rezystancja, a od strony wyjścia jako sterowane źródło prądowe. Parametry tych elementów wynikają z właściwości małosygnałowych tranzystora. Można je ustalić, jeśli znany jest punkt pracy tranzystora.

Obliczenia projektowe można podzielić na cztery części:

- ustalanie punktu pracy,
- obliczanie wzmocnienia,
- uzyskanie założonej dolnej częstotliwości granicznej,
- obliczanie górnej częstotliwości granicznej.

Dobre opanowanie powyższych zagadnień, a zwłaszcza powiązania punktu pracy z parametrami wzmacniacza pozwala projektować układy wzmacniaczy tranzystorowych o atrakcyjnych parametrach nawet w dobie powszechnego występowania wzmacniaczy scalonych.

### 3.2. Ustalanie punktu pracy

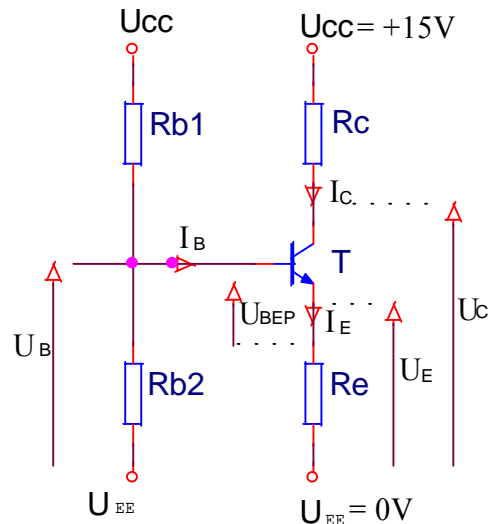
W ćwiczeniu jest rozważany jeden z częściej stosowanych układów stabilizacji punktu pracy tranzystora. Jest on przedstawiony na rys. 3.2.

Przyjmując założenie, że tranzystor będzie pracował w stanie aktywnym to można również przyjąć, że prąd bazy będzie również niewielki. W uproszczonych obliczeniach można wręcz przyjąć zerową wartość prądu bazy. Przy takich założeniach potencjał na bazie tranzystora zależy tylko od dzielnika rezystorowego  $R_{b1}$  i  $R_{b2}$ . W dokładnych obliczeniach należy uwzględnić wpływ prądu bazy.

Znając napięcie na bazie można określić wartość napięcia na emiterze tranzystora - jest ono mniejsze od  $U_B$  o  $U_{BEP}$  (napięcie na złączu baza-emiter). Napięcie przewodzącego złącza  $U_{BEP}$  zależy od wielu czynników:

- prądu emitera,
- temperatury,
- oraz cechuje się rozrzutem tzn. jest nieco inne w każdym egzemplarzu tranzystora.

Mimo to można przyjąć w przybliżeniu  $U_{BEP}$  równe 0.7V. Wyżej wymienione czynniki mogą zmieniać napięcie  $U_{BEP}$  zaledwie w zakresie 0.55V ÷ 0.8V. Warto dodać, że wartości skrajne napięcia  $U_{BEP}$  osiągane są rzadko, w znacznej większości przypadków napięcie  $U_{BEP}$  zmienia się w jeszcze mniejszym zakresie - od 0.65V do 0.75V.



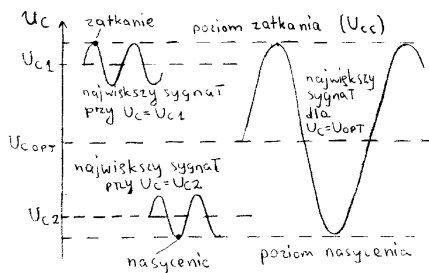
Rys. 3.2. Wyznaczanie punktu pracy

Musimy tylko pamiętać, że napięcie to jednak może być trochę inne od założonego i ewentualnie podjąć stosowne kroki, żeby zminimalizować wpływ tej różnicy. Tak więc napięcie na emiterze wynosi:  $U_E = U_B - U_{BEP}$ , a w przybliżeniu:  $U_E \approx U_B - 0.7V$ . Napięcie  $U_E$  jest równe napięciu na rezystorze emiterowym  $R_E$ :  $U_{RE} = U_E - U_{EE}$ . Najczęściej  $U_{EE} = 0V$ , więc  $U_{RE} = U_E$ . Prąd emitera  $I_E = U_{RE} / R_E$ . Przy zadanym prądzie  $I_E$  można wyznaczyć wartość rezystora emiterowego  $R_E$  jako  $R_E = U_{RE} / I_E$ .

W istotny sposób o właściwościach tranzystora decyduje wartość prąd emitera  $I_E$ . Od niego zależą  $r_{b'e}$  i  $g_m$  a od nich zależy między innymi wzmocnienie małosygnalowe  $k_{us0}$ . Przyjmując przykładową wartość prąd emitera  $I_E = 1mA$ , należy następnie ustalić wartość napięcia  $U_{RE}$  na rezystorze  $R_E$ . W rozważanym przypadku przyjęto  $U_{RE} = 2V$ . Jeśli jest wymagana duża niezależność punktu pracy tranzystora od niepożądanych zmian napięcia  $U_{BE}$  należy przyjąć napięcie  $U_{RE}$  znacznie większe. Napięcie  $U_E = U_{EE} + U_{RE}$ , dla  $U_{EE} = 0$   $U_E = U_{RE} = 2V$ . Napięcie na bazie powinno być ok.  $0.7V$  większe, więc  $U_B = U_E + 0.7V$ , czyli  $U_B = 2.7V$ . Wartość rezystora  $R_E$  można obliczyć ze wzoru:  $R_E = U_{RE} / I_E = 2k\Omega$ . Dzielnik bazowy  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  należy obliczyć tak aby uzyskać zadane  $U_B$ . Dobór wartości rezystorów dzielnika jest w dużej mierze dowolny. Przy dokładnych obliczeniach należy uwzględnić wpływ prądu bazy (przyjmuje się zazwyczaj prąd dzielnika bazowego wielokrotnie większy od prądu bazy –  $I = (5 \div 10) I_B$ ).

Prąd kolektora  $I_C$  jest prawie taki sam jak prąd  $I_E$ . Prąd  $I_C$  powoduje powstanie spadku napięcia na rezystorze kolektorowym  $R_C$ . Spadek napięcia:  $U_{RC} = I_C R_C$ . Stąd potencjał kolektora  $U_C$  równa się:  $U_C = U_{CC} - I_C R_C$ . Widać, że czym większa wartość rezystancji  $R_C$ , tym niższy potencjał będzie na kolektorze tranzystora. Odpowiedni dobór potencjału na kolektorze tranzystora służy ustaleniu właściwych parametrów wzmacniacza. Jednak kryteria określające właściwości wzmacniacza mogą być różne w zależności od sytuacji.

Obwód kolektora wpływa na kilka parametrów - np. na wzmocnienie, na rezystancję wyjściową oraz na maksymalną amplitudę sygnału wyjściowego. Wybierzmy przykładowo jedno z tych kryteriów. Chcemy, żeby amplituda sygnału na wyjściu była możliwie duża.



Rys.3.3. Maksymalna amplituda nieznkształconego sygnału przy różnych poziomach napięcia  $U_C$

Co będzie ograniczało tę amplitudę? Ograniczeniem będzie zatkanie lub nasycenie się tranzystora przy dużych wartościach chwilowych sygnału. Na rys.3.3 pokazano maksymalne amplitudy **nieznkształconego** przebiegu wyjściowego dla różnych wartości  $U_C$ . Z rys. 3.3. wynika, że potencjał  $U_C$  powinien zostać tak dobrany aby znajdował się "w środku" zakresu napięcia kolektora. Najwyższy potencjał, jaki może wystąpić na kolektorze jest równy napięciu  $U_{CC}$  (w układzie badanym  $U_{CC} = 15V$ ). Wzrost napięcia kolektora do  $U_{CC}$ , jest równoznaczny z zatkaniem tranzystora. Z kolei najniższy potencjał kolektora wystąpi przy nasyceniu, tzn. kiedy napięcie na kolektorze będzie o ok.  $0.5V$  mniejsze od potencjału bazy  $U_B$ . W naszym przykładzie  $U_B$  wynosi  $U_B = -2.7V$ , więc  $U_{C_{MIN}} = 2.2V$ . Wartość średnia wynosi  $U_{C_{SR}} = (U_{CC} + U_{C_{MIN}})/2$ , czyli  $U_{C_{SR}} = 8.6V$ . Stąd napięcie na rezystorze  $R_C$  wyniesie  $U_{RC} = U_{CC} - U_{C_{SR}} = 6.4V$ , więc  $R_C = U_{RC}/I_C = 6.4k\Omega$  (można przyjąć wartość z szeregu E12:  $R_C = 6.2k\Omega$ ).

Przy dokładnych obliczeniach należy uwzględnić wpływ prądu bazy  $I_B$  na potencjał bazy  $U_B$ . Znając prąd emitera, ustalono go uprzednio, można obliczyć prąd bazy:  $I_B = I_E/\beta_0$ . Przyjmując  $\beta_0$  tranzystora równe 400, prąd bazy. Wtedy  $I_B = 1mA/400 = 2.5\mu A$ . Jeśli tranzystor jest typu NPN, to prąd wpływa do bazy, więc zmniejsza potencjał bazy ustalony przez rezystory  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$ . Jeśli wartości  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$  będą bardzo duże, to przepływ  $I_B$  spowoduje znaczące odchylenie  $U_B$  od założonej wartości. Można temu zapobiec na dwa sposoby - uwzględniając wpływ  $I_B$  przy obliczaniu dzielnika bazowego (potencjał ustalany przez sam dzielnik będzie wtedy odpowiednio wyższy) lub ustalić wartości rezystorów  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$  na tyle małe, żeby prąd  $I_B$  nie powodował znaczącego spadku napięcia na wypadkowej oporności dzielnika. Przypomnijmy, że wypadkowa rezystancja dzielnika jest równoległym połączeniem  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$ :  $R_B = (R_{B1} R_{B2})/(R_{B1} + R_{B2})$ . Wybierając drugi sposób należy pamiętać, że dzielnik jest również widoczny dla wzmacnianego sygnału. Jeśli zastosujemy małe wartości rezystancji w dzielniku, to stłumimy sygnał na bazie tranzystora.

Przy wyborze wartości prądu emitera należy pamiętać, że prąd ten wpływa na parametry tranzystora.

### 3.3. Inne elementy badanego układu mające wpływ na parametry wzmacniacza

Schemat z rys. 3.2 analizowany w poprzednim punkcie ukazuje tylko te elementy, które są istotne dla punktu pracy. Pełny schemat układu z rys. 3.1 zawiera jeszcze inne elementy i obwody. Są to elementy związane z przepływem sygnału.

Źródło sygnału o sile elektromotorycznej  $E_g$  i rezystancji wewnętrznej  $R_g$  (Uwaga!  $R_g$  jest w ćwiczeniu sztucznie zwiększane przez wmontowanie na płytce badanego układu rezystorów o odpowiednich wartościach) dołączone są do wejścia wzmacniacza przez pojemność  $C_{s1}$ , zwaną pojemnością separującą. Określenie "separująca" odnosi się do funkcji oddzielania (separacji) obwodów o różnych potencjałach. Dzięki temu między źródłem sygnału a bazą tranzystora istnieje połączenie tylko dla sygnału, natomiast źródło sygnału nie wpływa na ustalony potencjał bazy.

Podobną funkcję pełni pojemność  $C_{s2}$ . Jej rolą jest dołączenie obciążenia  $R_{obc}$  (w rzeczywistym układzie mogłoby to być wejście następnego wzmacniacza). Pojemność  $C_{s2}$ , z jednej strony nie zmienia ustalonego potencjału kolektora, a z drugiej nie powoduje przepływu składowej stałej przez obciążenie. Warto zauważyć, że obciążeniem dla składowej zmiennej prądu kolektora jest równoległe połączenie  $R_C$  i  $R_{obc}$ . Jest to istotne przy obliczeniach całkowitego wzmocnienia.

Gdyby do układu z rys. 3.2 dołączyć (przez kondensator  $C_{s1}$ ) źródło sygnału, to okaże się, że wprawdzie pojawia się sygnał na kolektorze tranzystora T, ale wzmocnienie układu jest małe. Łatwo dowiedzieć, że jeśli oporność  $R_E$  jest duża (większa od oporności dynamicznej złącza emiterowego (tak jest w naszym przypadku), to wzmocnienie układu bez pojemności  $C_e$  (i bez dołączonego obciążenia  $R_{obc}$ ) jest równe  $k_u = R_C/R_E$ . Sygnał wejściowy zmienia potencjał bazy, ale nie zmienia wprost napięcia na złączu B-E, gdyż emiter nie jest dołączony do stałego potencjału, a do oporności  $R_E$ . Z punktu widzenia obwodu emitera zmiana potencjału bazy zmienia napięcie na dwóch połączonych szeregowo rezystancjach -  $r_{eb'}$  i  $R_E$ . Rezystancja dynamiczna złącza emiterowego  $r_{eb'}$  ma małą wartość ( $r_{eb'} = \varphi_T/I_E$ , w naszym przykładzie  $r_{eb'} = 26\text{mV}/1\text{mA} = 26\Omega$ ) w stosunku do  $R_E$  ( $R_E = 2\text{k}\Omega$ ). Dlatego też wzrost napięcia odbywa się praktycznie tylko na oporności  $R_E$ . Jeśli chcemy, żeby wzmocnienie było duże, musimy tak sterować tranzystorem, żeby napięcie wejściowe odkładało się wprost na oporności wejściowej tranzystora. Temu właśnie służy pojemność  $C_e$ , która zwiera (jeśli  $R_{e1} = 0$ ) dla sygnału oporność  $R_E$ . Jeśli przyjmiemy, że  $R_{e1} = 0$ , to uzyskamy największe wzmocnienie przy danym punkcie pracy tranzystora.

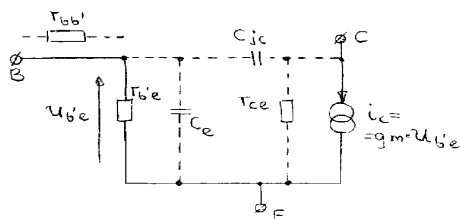
Czasem kiedy nie jest nam potrzebne tak duże wzmocnienie, stosujemy niewielką rezystancję  $R_{e1}$ , aby w pewnym stopniu zmniejszyć wzmocnienie. Dodatkową zaletą zastosowania  $R_{e1}$  jest większa niezależność uzyskanego wzmocnienia od zmiennych parametrów tranzystora. W rzeczywistych układach zazwyczaj dobiera się punkt pracy tak, żeby uzyskać dość duże wzmocnienie, a następnie wylicza się (lub dobiera stosując symulację komputerową)  $R_{e1}$  tak, aby wzmocnienie zredukować do pożądanej wartości.

### 3.4. Obliczanie napięciowego wzmocnienia skutecznego $k_{us0}$

W ćwiczeniu uznajemy, że najważniejszym parametrem małosygnałowym projektowanego wzmacniacza jest jego napięciowe wzmocnienie skuteczne dla średnich częstotliwości:  $k_{us0} = U_{wy}/E_g$ . Dla przypomnienia: *wzmocnienie skuteczne* oznacza, że uwzględniamy wpływ niezerowej oporności wewnętrznej  $R_G$  źródła sygnału i skończonej rezystancji wejściowej  $R_{we}$  wzmacniacza. Oporność wewnętrzna źródła sygnału  $R_G$  i oporność wejściowa  $R_{we}$  (jej wartość policzymy w tym punkcie) wzmacniacza tworzą dzielnik, który tłumi sygnał.

*Średnie częstotliwości* to takie, dla których wzmocnienie układu jest największe; jest to zakres częstotliwości leżących pomiędzy ograniczeniami wprowadzanymi dla małych częstotliwości (typowo dziesiątki Hz) przez pojemności  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$  i  $C_e$ , a ograniczeniami wynikającymi ze skończonej szybkości tranzystora (w typowych wzmacniaczach akustycznych o dużym wzmocnieniu osiąga się górną częstotliwość graniczną rzędu dziesiątek i setek kHz).

Obliczenie wzmocnienia  $k_{us0}$  jest możliwe po przeanalizowaniu małosygnałowego schematu zastępczego tranzystora (rys. 3.4), a następnie umieszczeniu tego schematu zastępczego w całym układzie. Rys. 3.4 przedstawia maksymalnie uproszczoną (elementy schematu pominięte w rozważaniach zaznaczono linią przerywaną) wersję małosygnałowego schematu zastępczego typu "hybryd  $\pi$ " odpowiadającą konfiguracji WE. Schemat ten jest bardzo prosty (składa się z dwóch elementów), a jednak jest wystarczający do wyliczenia oporności wejściowej i wzmocnienia dla małych sygnałów.



Rys. 3.4. Uproszczony schemat małosygnalowy typu  $\pi$

Oporność wejściowa tranzystora (na razie samego tranzystora, a nie wzmacniacza w całości)  $r_{b'e}$  jest właściwie pochodną charakterystyki wejściowej tranzystora w danym punkcie (przy danym prądzie  $I_E$ ).  $r_{b'e}$  można obliczyć korzystając ze wzoru:

$$r_{b'e} = \beta_0 \frac{\varphi_T}{I_E}$$

gdzie:

- $\beta_0$  - współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora
- $\varphi_T$  - potencjał termiczny ( $\varphi_T = kT/q = 26\text{mV}$  w temperaturze pokojowej)
- $I_E$  - prąd punktu pracy

$$g_m = \frac{I_C}{\varphi_T} \approx \frac{I_E}{\varphi_T}$$

Z kolei transkonduktancję  $g_m$  można obliczyć jako:

Jeśli teraz umiejętnie umieścimy schemat zastępczy tranzystora w całym układzie, to otrzymamy schemat zastępczy całego układu dla średnich częstotliwości - rys. 3.5.

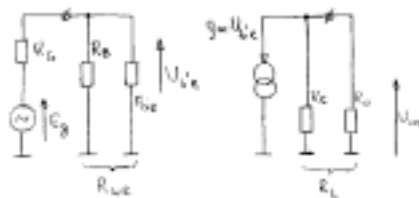
Przypominamy, że dla sygnału napięcia zasilania są tożsame z masą, a dla zakresu średnich częstotliwości pojemności  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$  i  $C_e$  są zwarciami.

Oporności  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$  są z punktu widzenia sygnału wejściowego są połączone równolegle. Na rysunku zastąpiono je wypadkową opornością  $R_B = R_{B1} // R_{B2}$ . Dla uproszczenia wyliczeń przyjęto  $R_e = 0$ .

Cały układ można podzielić na dwie części: część wejściową (od  $E_g$  do  $r_{b'e}$ ) i część wyjściową ( $g_m$ ,  $R_C$  i  $R_{obc}$ ). Widać, że w transmisji sygnału od wejścia do wyjścia sygnał najpierw podlega słumieniu w obwodzie wejściowym. Napięcie  $u_{b'e}$  odkładające się na  $r_{b'e}$  (a właśnie  $u_{b'e}$  będzie "transmitowane" dalej) jest słumione względem  $E_g$ :

$$u_{b'e} = E_g \frac{R_{we}}{R_G + R_{we}}$$

gdzie  $R_{we}$  to wypadkowa oporność wejściowa wzmacniacza:  $R_{we} = R_B // r_{b'e}$



Rys. 3.5. Małosygnalowy schemat zastępczy badanego wzmacniacza

Obwód wyjścia wzmacniacza składa się ze źródła  $g_m$  obciążonego równoległym połączeniem  $R_C$  i  $R_{obc}$ :  $R_L = R_C // R_{obc}$ . Napięcie wyjściowe  $U_{wy}$  jest więc równe:  $U_{wy} = u_{b'e} g_m R_L$ . Łącząc te dwa wzory otrzymujemy:

$$k_{us0} = \frac{U_{wy}}{E_g} = \frac{R_{we}}{R_G + R_{we}} g_m R_L$$

Powyższy wzór opisuje wartość bezwzględną wzmocnienia. Wzmocnienie  $k_{us0}$  ma oczywiście wartość ujemną, gdyż wzmacniacz odwraca fazę sygnału wejściowego. Chcąc uzyskać duże wzmocnienie musimy starać się zwiększać oporność wejściową wzmacniacza  $R_{we}$  i zwiększać wypadkową oporność obciążenia  $R_L$ . Warto zauważyć, że w oporności wejściowej znaczący udział ma  $r_{b'e}$ , zależne, jak wiadomo, od prądu emitera  $I_E$  (czym większy prąd, tym mniejsze  $r_{b'e}$ ). Z kolei  $g_m$  zależy od prądu w odwrotny sposób - jest tym większe, im większy jest prąd  $I_E$ . Duże wzmocnienie może więc być okupione małą opornością wejściową, co nie zawsze jest dopuszczalne.

### 3.5. Dolna częstotliwość graniczna - dobór pojemności

Dolna częstotliwość graniczna  $f_d$  jest określana jako częstotliwość, przy której wzmocnienie układu spada o 3dB w stosunku do wzmocnienia dla średnich częstotliwości. Aby uzyskać założoną dolną częstotliwość graniczną  $f_d$  należy właściwie dobrać (obliczyć) pojemności sprzęgające  $C_{s1}$  i  $C_{s2}$  oraz pojemność blokującą  $C_e$ . Precyzyjne wyliczenie tych pojemności jest bardzo trudne, gdyż ograniczenia częstotliwościowe wszystkich pojemności wpływają na siebie nawzajem. Zazwyczaj duża precyzja nie jest potrzebna - wystarczy, żeby uzyskana częstotliwość była niższa (czyli "lepsza") od założonej. Aby w ogóle móc wyznaczyć wartości pojemności trzeba określić, jakie ograniczenie wprowadza każda z pojemności oddzielnie. W tym celu zakłada się, iż ta pojemność jest jedyną pojemnością w układzie (inne zastępuje się zwarciami) i określa się rezystancję  $R_t$  widzianą z zacisków danej pojemności. Częstotliwość graniczna  $f_{dc}$  dla danej pojemności  $C_X$  wynosi:  $f_{dc} = 1/(2\pi R_t C_X)$ . Stąd można wyliczyć nieznaną pojemność:  $C_X = 1/(2\pi R_t f_{dc})$ . Pozostaje określić rezystancje widziane z zacisków każdej z pojemności. Jest to stosunkowo proste w przypadku  $C_{s1}$  i  $C_{s2}$ . Pojemność  $C_{s1}$  "widzi" ze swoich zacisków z jednej strony  $R_G$ , a z drugiej wyliczoną wcześniej rezystancją wejściową  $R_{we}$ , więc  $R_{t1} = R_G + R_{we}$ . Dla  $C_{s2}$  obliczenie też jest dość proste:  $R_{t2} = R_C + R_{obc}$ . Najtrudniej jest określić  $R_t$  dla pojemności  $C_e$ . Z jej zacisków widać bowiem oporność wyjściową emitera (tak, jak we wtórniku emiterowym). Mówiąc w wielkim skrócie: rezystancja źródła sygnału (którą widać z zacisku bazy) jest widoczna w obwodzie emiterowym jako zmniejszona  $\beta$ -krotnie. Oprócz tej zmniejszonej rezystancji emiter przedstawia sobą zależną od punktu pracy rezystancję  $r_{eb'}$ :  $r_{eb'} = \varphi_T / I_E$ . Czyli patrząc "w kierunku" emitera widać sumę tych dwóch oporności:  $R_{EWY} = (R_G // R_{we}) / \beta_0 + r_{eb'}$ . Równolegle do  $R_{EWY}$  dołączona jest oporność  $R_E$ . Reasumując pojemność  $C_e$  widzi oporność  $R_{te}$ :

$$R_{te} = [(R_G // R_{we}) / \beta_0 + r_{eb'}] // R_E$$

Gdyby w układzie istniała tylko jedna pojemność ograniczająca przenoszenie częstotliwości od dołu, to można by przyjąć, że  $f_{dc} = f_d$ . Jednak w naszym układzie są trzy pojemności i przy założeniu  $f_{dc} = f_d$  uzyskalibyśmy  $f_d$  dużo większą (zamiast mniejszą) od założonej, gdyż złożyłyby się ograniczenia od wszystkich pojemności. Problem ten rozwiązuje się zazwyczaj na dwa sposoby. W pierwszym sposobie zakłada się po prostu, że każda częstotliwość wnosi do całkowitego ograniczenia swój cząstkowy udział - np. każda pojemność może wprowadzić ograniczenie jedynie na 1dB przy częstotliwości  $f_d$ . Drugim



sposobem jest założenie, że jedna pojemność jest "uprzywilejowana", tzn. ona wprowadza główne ograniczenie dla małych częstotliwości. Wtedy dwie pozostałe pojemności muszą być na tyle duże, żeby częstotliwości graniczne z nimi związane leżały dużo niżej  $f_d$ . Jeżeli stosowany jest drugi sposób, to "uprzywilejowaną" pojemnością jest zwykle  $C_e$ , gdyż jest to największa pojemność w układzie i trudno byłoby ją jeszcze radykalnie zwiększać. Zwiększa się więc pojemności  $C_{s1}$  i  $C_{s2}$ .

### 3.6. Obliczanie górnej częstotliwości granicznej

Badany wzmacniacz ma, jak każdy układ rzeczywisty, skończoną górną częstotliwość graniczną ( $f_g$ ). Ograniczenie pasma częstotliwości od góry jest spowodowane przede wszystkim istnieniem pojemności wewnętrznych tranzystora, a dodatkowo pojemnościami montażowymi. Szczególnie istotną rolę odgrywa tu pojemność złączowa kolektor-baza  $C_{jc}$  i pojemność montażowa równoległa do niej. Ta właśnie pojemność jest wielokrotnie zwiększana przez tzw. efekt Millera. Efekt ten, a także dokładne obliczanie górnej częstotliwości granicznej są bogato przedstawiane w literaturze. Tu ograniczymy się tylko do podania gotowego wzoru na  $f_g$ :

$$f_{g(3dB)} = \frac{1}{2\pi(R_G // R_{we})(C_e + C_{jc} g_m R_L)}$$

## 4. Badania i pomiary

### 4.1. Opis badanego układu

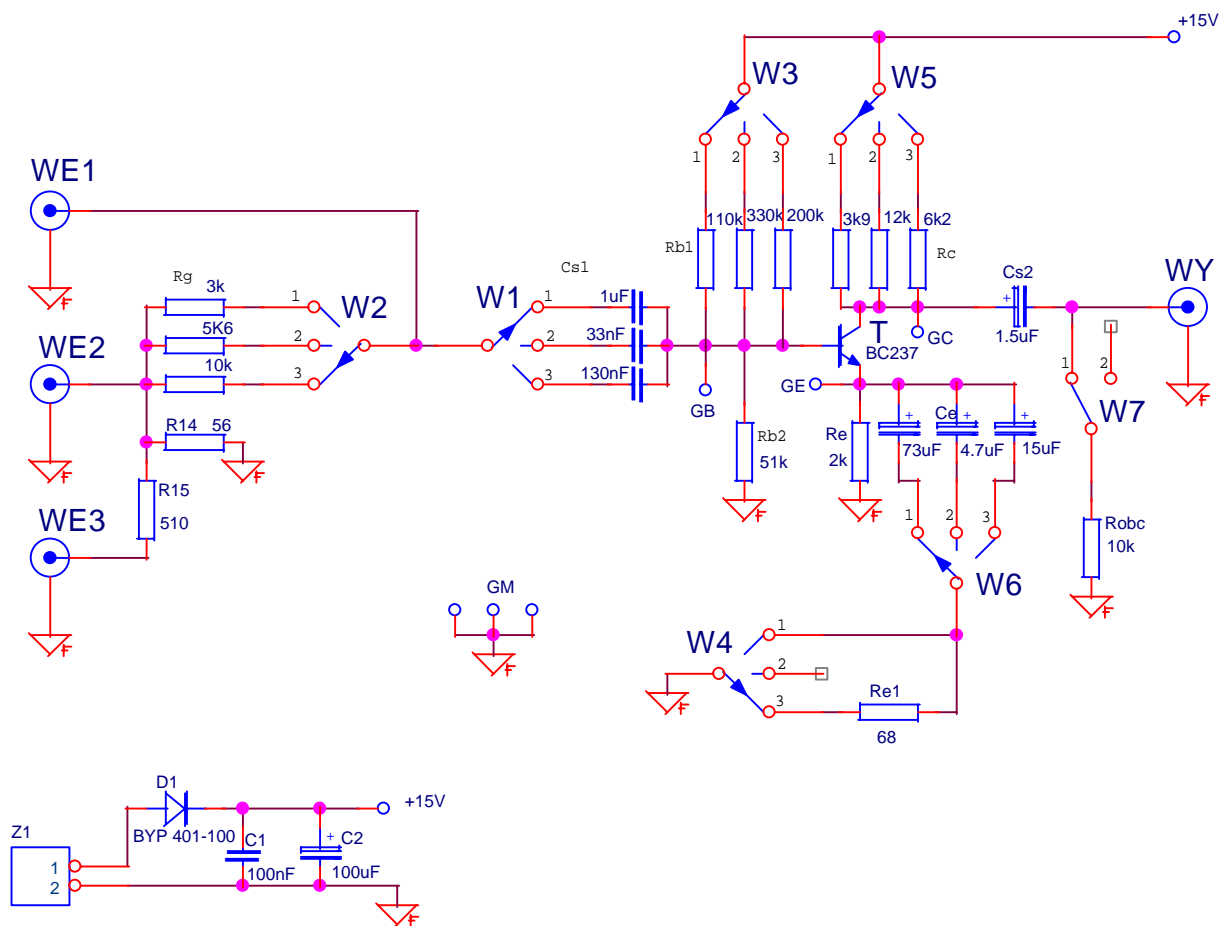
Badany jest tranzystorowy wzmacniacz małej częstotliwości pracujący w konfiguracji wspólnego emitera. Na rys. 4.1 przedstawiono schemat ideowy badanego układu laboratoryjnego.

Badany wzmacniacz pracuje na tranzystorze T, w którym w obwodzie kolektora znajduje się rezystor  $R_c$ . Wartość rezystora  $R_c$  jest zmieniana przełącznikiem W5 i przyjmuje wartości  $3.9k\Omega$  (przełącznik W5 w położeniu 1 - W5-1),  $6.2k\Omega$  - (W5-3),  $12k\Omega$  -(W5-2). W obwodzie emitera znajduje się rezystor  $R_e$ . Do rezystora emiterowego może być równolegle dołączany, za pomocą przełącznika W4, kondensator  $C_e$ . Kondensator  $C_e$  może być dołączany bezpośrednio lub przez rezystor  $68\Omega$ . Wartość kondensatora  $C_E$  jest zmieniana przełącznikiem W6 i przyjmuje wartości  $4.7\mu F$  (przełącznik W6 w położeniu 2 - W6-2),  $15\mu F$  - (W6-3) i  $73\mu F$  -(W6-1).

Wartość prądu płynącego w obwodzie emitera jest zmieniana poprzez zmianę prądu bazy tranzystora T. Prąd bazy tranzystora T jest uzależniony od wartości rezystorów  $R_{b1}$  i  $R_{b2}$  włączonych w obwód bazy. Zmianę prądu bazy uzyskuje się przez zmianę wartości rezystora  $R_{b1}$ . Wartość rezystora  $R_{b1}$  jest zmieniana przełącznikiem W3 i przyjmuje wartości  $110k\Omega$  (przełącznik W3 w położeniu 1 - W3-1),  $200k\Omega$  - (W3-3),  $330k\Omega$  -(W3-2).

Sygnal zmienny do obwodu bazy tranzystora T jest doprowadzony przez kondensator sprzęgający  $C_{s1}$ . Wartość kondensatora  $C_{s1}$  jest zmieniana przełącznikiem W1 i przyjmuje wartości  $33nF$  (przełącznik W1 w położeniu 2 - W1-2),  $133nF$  - (W1-3) oraz  $1\mu F$  -(W1-1).

W szereg z kondensatorem sprzęgającym  $C_{s1}$  jest włączony rezystor  $R_g$ , który imituje rezystancję wewnętrzną generatora. Wartość rezystora  $R_g$  jest zmieniana przełącznikiem W2 i przyjmuje wartości  $3k\Omega$  (przełącznik W2 w położeniu 3 - W2-3),  $5.6k\Omega$  - (W2-1) oraz  $10k\Omega$  -(W2-2).



Rys. 4.1. Schemat ideowy badanego układu

Sygnal z generatora do badanego układu (wejście WE3) jest doprowadzony przez dzielnik złożony z rezystorów  $R_{13}$  i  $R_{14}$ . Dzielnik zapewnia dziesięciokrotne obniżenie napięcia wyjściowego doprowadzonego z generatora do wejścia badanego układu umożliwiając wykonywanie pomiarów dla małych wartości napięć wejściowych.

Badany wzmacniacz może być obciążony rezystancją  $R_{obc}$  równą  $10k\Omega$  dołączaną przełącznikiem W7. Rezystor obciążenia  $R_{obc}$  jest dołączony do obwodu kolektora tranzystora T po przez kondensator sprzęgający  $C_{s2}$ .

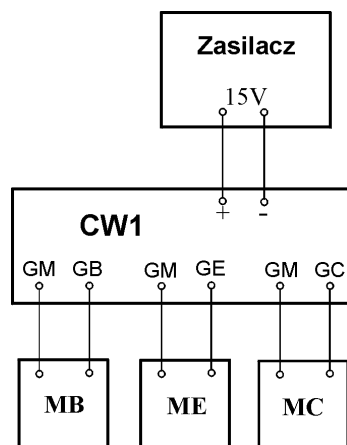
Badany wzmacniacz jest zasilany napięciem stałym +15V.

## 4.2. Pomiary

### 4.2.1. Wybór punktu pracy

Wybrać optymalny punkt pracy tranzystora i uzasadnić, jeśli w obwodzie kolektora jest włączony rezystor  $R_c$  równy  $6.2k\Omega$ . Napięcie zasilania układu laboratoryjnego wynosi +15V.

Dla optymalnego punktu pracy zmierzyć prąd płynący w obwodzie emitera, zmierzyć napięcie na złączu kolektor-emiter oraz na złączu baza-emiter. Schemat blokowy układu pomiarowego przedstawiono na rys. 4.2.



Rys. 4.2. Schemat blokowy układu pomiarowego dla prądu stałego

Układ pomiarowy przedstawiony na rys. 4.2 składa się z:

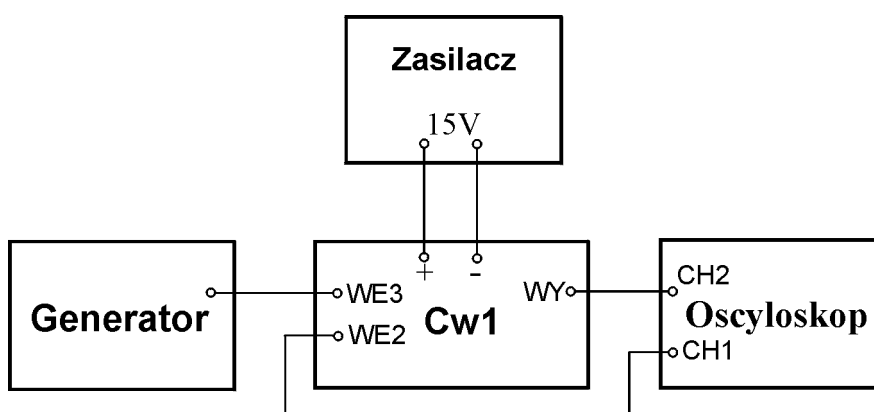
- badanego układu CW1,
- zasilacza napięcia stałego,
- oraz trzech mierników uniwersalnych MB, ME i MC.

Połączyć układ pomiarowy zgodnie ze schematem połączeń zamieszczonym na rys. 4.1. Wszystkie wyniki pomiarów zamieścić w sprawozdaniu.

**Uwaga !** przed włączeniem napięcia zasilania w miernikach uniwersalnych ustawić wstępnie zakres pomiarowy 20V napięcia stałego.

#### 4.2.2. Badanie wzmacniacza dla sygnałów zmiennych

Badanie wzmacniacz dla sygnałów zmiennych należy przeprowadzić w układzie pomiarowym przedstawionym na rys. 4.3.



Rys. 4.3. Schemat blokowy układu pomiarowego dla sygnałów zmiennych

Połączyć układ pomiarowy zgodnie ze schematem połączeń zamieszczonym na rys. 4.3.

Układ pomiarowy przedstawiony na rys. 4.3 składa się z:

- badanego układu CW1,
- zasilacza napięcia stałego,
- generatora napięcia zmiennego typu TG230,
- oscyloskopu laboratoryjnego typu OX803.

**Wykonać następujące pomiary:**

- zmierzyć napięciowe wzmocnienie skuteczne, dolną i górną częstotliwość graniczną dla następujących warunków pracy wzmacniacza:
  - a) rezystor w obwodzie emitera nie zablokowany kondensatorem (przełączniki W w następujących pozycjach: W1-1, W2-1, W3-3, W4-2, W5-3 i W7-1),
  - b) rezystor w obwodzie emitera zablokowany kondensatorem 73 $\mu$ F (przełączniki W w następujących pozycjach: W1-1, W2-1, W3-3, W4-1, W5-3, W6-1 i W7-1),
- zbadać wpływ wartości rezystora  $R_c$  włączonego w obwód kolektora na napięciowe wzmocnienie skuteczne (przełączniki W w następujących pozycjach: W1-1, W2-1, W3-3, W4-2, W7-1 oraz dla wszystkich trzech pozycji przełącznika W5). Zmierzyć maksymalny zakres napięcia wyjściowego dla badanych warunków pomiarowych.
- zbadać wpływ wartości kondensatora  $C_e$  włączonego równolegle do rezystora emiterowego na napięciowe wzmocnienie skuteczne (przełączniki W w następujących pozycjach: W1-1, W2-1, W3-3, W4-1, W5-3, W7-1 oraz dla wszystkich trzech pozycji przełącznika W6 i dla przełącznika W4-3 i W6-1),
- zbadać wpływ wartości kondensatora sprzęgającego  $C_{s1}$  włączonego na wejściu badanego wzmacniacza na napięciowe wzmocnienie skuteczne (przełączniki W w następujących pozycjach: W2-1, W3-3, W4-1, W5-3, W6-1, W7-1 oraz dla wszystkich trzech pozycji przełącznika W1),
- zbadać wpływ wartości rezystora  $R_g$  imitującego rezystancję wyjściową generatora sygnału wzmacniacza na napięciowe wzmocnienie skuteczne (przełączniki W w następujących pozycjach: W1-1, W3-3, W4-1, W5-3, W6-1, W7-1 oraz dla wszystkich trzech pozycji przełącznika W2),
- zbadać wpływ wartości rezystora  $R_{obc}$  dołączanej na wyjście wzmacniacza na napięciowe wzmocnienie skuteczne (przełączniki W w następujących pozycjach: W1-1, W3-3, W4-1, W5-3, W6-1 oraz dla dwóch pozycji przełącznika W7). Zmierzyć maksymalny zakres napięcia wyjściowego dla badanych warunków pomiarowych.

**5. Wykaz literatury**

1. Nosal Z., Baranowski J.: Układy elektroniczne cz.1. Układy analogowe liniowe WNT, Warszawa 1993