

mgr M. Cwiok

**Kacper Kulczycki**

**Tranzystor bipolarny  
Wzmacniacz tranzystorowy**

**Warszawa 2001**

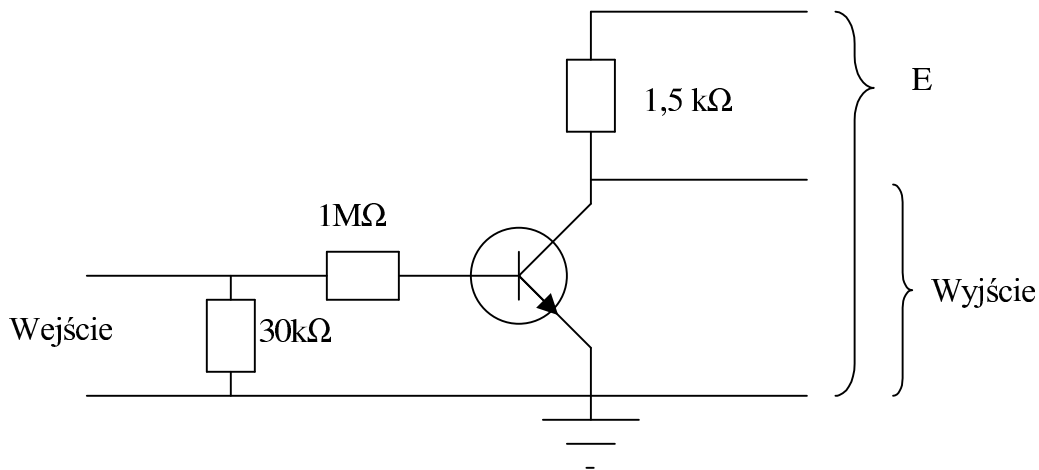
## Wstęp

Celem ćwiczeń jest zapoznanie się z tranzystorem bipolarnym, wyznaczenie jego charakterystyk  $I_C(U_{CE})$  dla różnych prądów bazy. Oraz zbadanie wzmacniacza o wspólnym emiterze.

## Ćwiczenie1

### Teoria

Układ badawczy przedstawia rys.1:



rys.1

Pomiar napięcia E, z zasilacza stałego wejścia  $U_{WE}$  i wyjścia  $U_{WY}$ , umożliwia w oparciu o

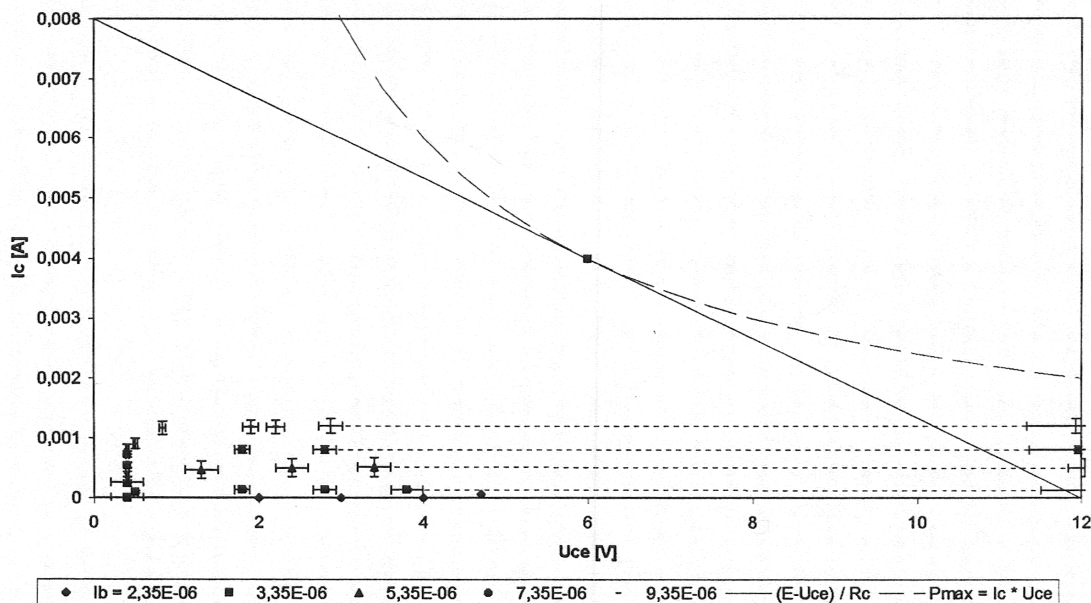
wzory  $I_B = \frac{U_{WE} - 0,65V}{R_B}$ ,  $I_C = \frac{E - U_{WY}}{R_C}$ ,  $U_{CE} = U_{WY}$  obliczenie  $I_B, I_C, U_{CE}$ .

Napięcie E pochodziło z generatora. Było sygnałem liniowo narastającym o wartościach od 0 do 5 V i częstotliwości 1000 Hz.

Pomiar zależności  $U_{WY}(E)$  dokonano dla kilku napięć  $U_{WE}$  w zakresie od 0 do 10 V (z krokiem co 2V)

### Wyniki i ich dyskusja

Rodzina charakterystyk tranzystora bipolarnego



Na powyższym wykresie wartości otrzymane z pomiarów zostały przedłużone do  $U_{CE} = 12\text{ V}$  dla każdej z serii danych (poziome linie przerywane). Uzyskane wyniki są zgodne z teorią, która mówi, że prąd kolektora  $I_C$  zależy od prądu bazy, lecz słabo (albo wcale nie) zależy od napięcia kolektor - emiter  $U_{CE}$ . Widoczne na grafie odchylenia dla małych  $U_{CE}$  wynikają z tego, że wywołanie przepływu prądu kolektora  $I_C$  jest możliwe dopiero po przekroczeniu napięcia przewodzenia przez  $U_{BE}$  (czyli  $U_{WE}$ ). Dla złącza krzemowego z doświadczenia wynosi ono  $0,65\text{ V}$ .

Prosta obciążenia  $U_{CE} = E - R_C I_C$  (gdzie  $R_C$  rezystor pracy) oraz hiperbola mocy  $P_{MAX} = I_C U_{CE}$  nie przecinają zmierzonych charakterystyk w punkcie pracy ( $U_{CE}; I_C$ ) = (6 V; 0,004 A). Optymalny prąd polaryzacji bazy  $I_{B0}$  znajduje się w następujący sposób:

Oblicza się średni wzrost  $I_C$  odpowiadający prądowi bazy  $I_B$ ; wynosi on  $3,5 \times 10^{-4}\text{ A}$ , oblicza średni wzrost  $I_B$  dla każdej z serii danych ( $2 \times 10^{-6}\text{ A}$ ). Zakładając, że dla wyższych  $I_B$  odpowiadający im wzrost  $I_C$  będzie taki sam, (co nie wydaje się być złym przybliżeniem ponieważ podobną tendencję wykazują pomiary) wyznacza się wartość  $I_C$  na wysokości punktu pracy:  $I_C = (E - 6\text{V}) / R_L = 0,004\text{ A}$ . Z proporcji (obliczony współczynnik proporcjonalności wynosi 8) końcowy wynik:

$$I_{B0} = 2,5 \times 10^{-5}\text{ A},$$

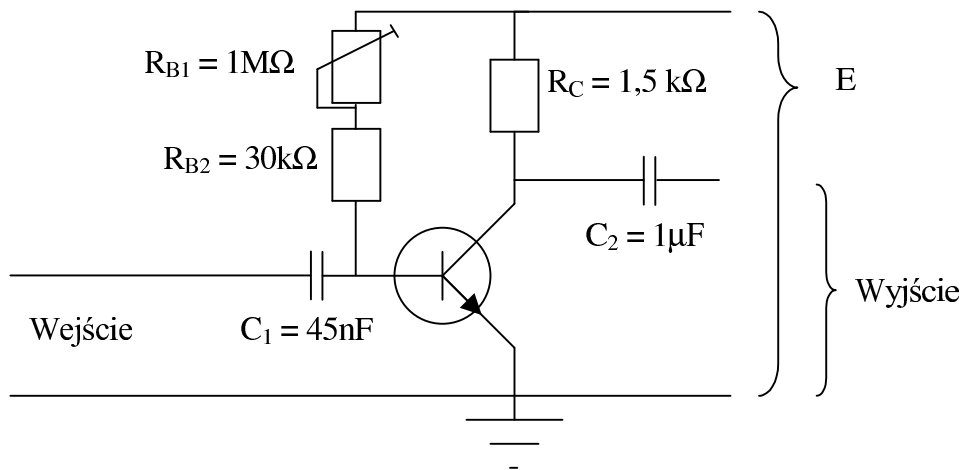
Obliczając wartość rezystora  $R_B$  z zależności na prąd w obwodzie polaryzacji bazy

$E = 0,65\text{ V} + I_{B0} \times R_B$ , zatem  $R_B \approx 447\ \Omega$ . Jest to wartość przybliżona, a niedokładność wyniku z metody jaką się posłużono.

## Ćwiczenie2

### Teoria

Wzmacniacz zmontowany został według schematu na rys.2:



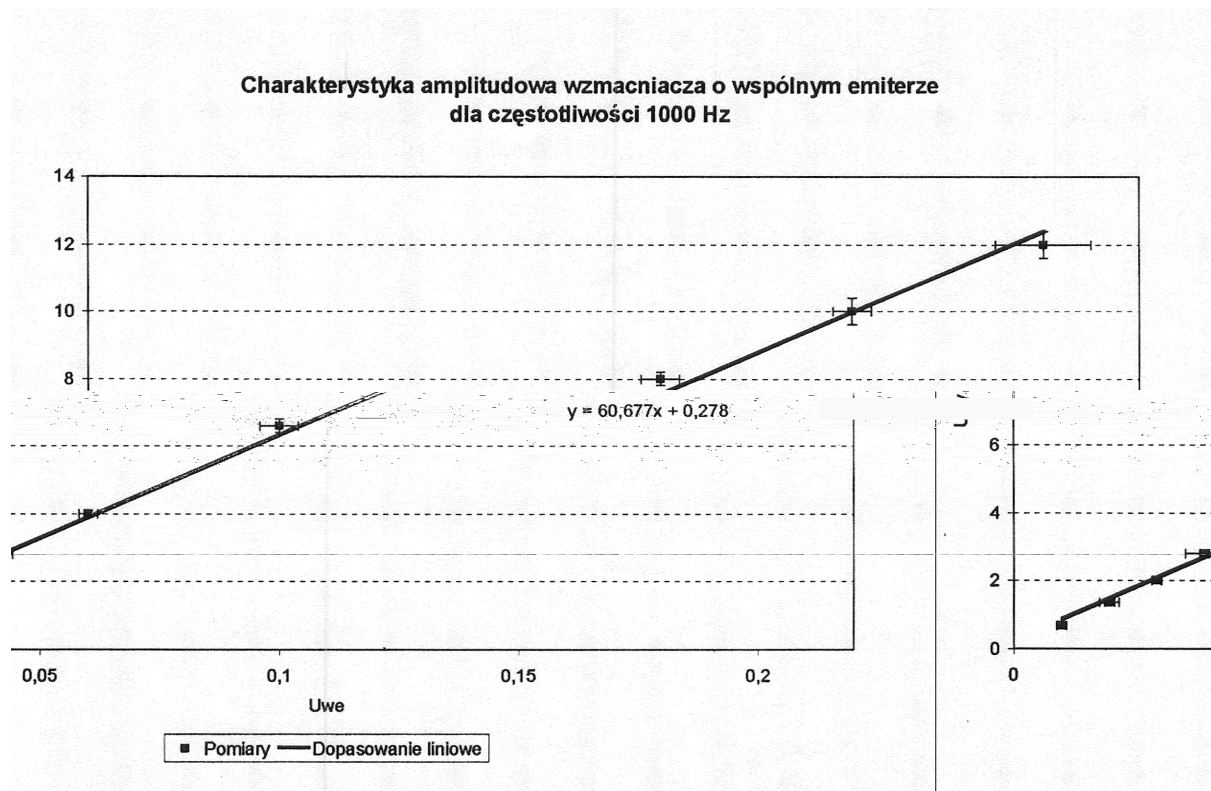
rys.2

Układ zasilony napięciem stałym  $E = 12V$ . Optymalny punkt pracy tranzystora w badanym wzmacniaczu osiągany przy napięciu kolektora  $6V$  uzyskanym poprzez regulację opornika  $R_{B1}$ .

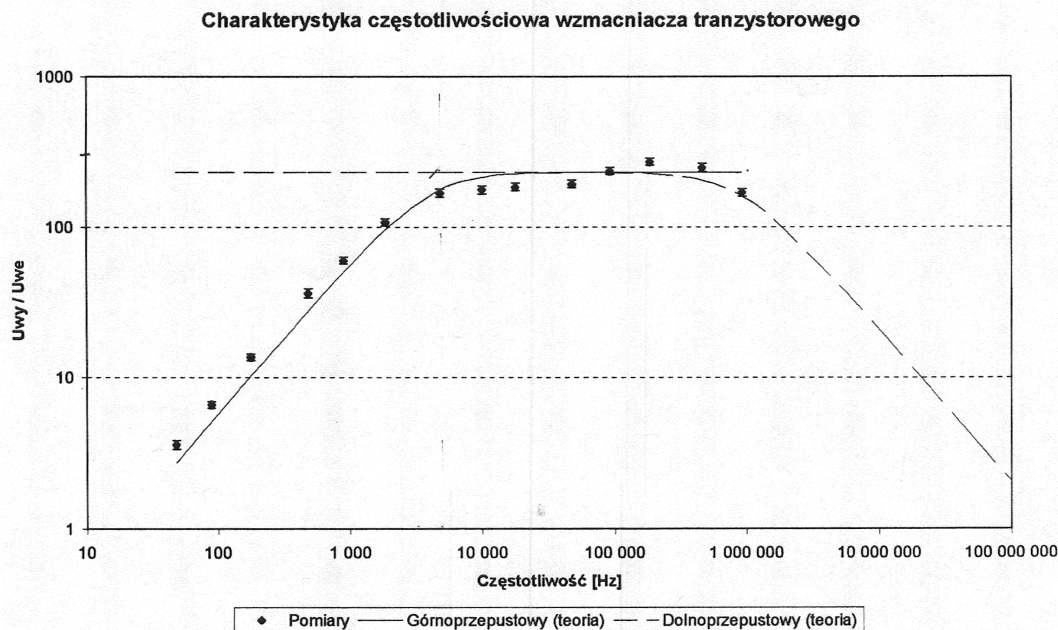
Na wejściu podany sygnał sinusoidalny o częstotliwości  $1000\text{ Hz}$ . Wyznaczone  $U_{WY}(U_{WE})$  w całym zakresie amplitud jakie udało się zmierzyć za pomocą oscyloskopu. Po określeniu obszaru liniowej pracy wzmacniacza do danych doświadczalnych dopasowano metodą najmniejszych kwadratów prostą  $Y = kX + b$ , gdzie  $Y = U_{WY}$ ,  $X = U_{WE}$ ,  $k$  – wzmacnienie układu.

### Wyniki i ich dyskusja

W wyniku aproksymacji:  $k = 60 \pm 2$



Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza  $U_{WY} / U_{WE}(V)$  dla amplitudy sygnału wejściowego dobranej tak aby następowało przetwarzanie liniowe w całym zakresie  $f$  wygląda następująco:



Na powyższym wykresie do zbroczy narastającego i opadającego charakterystyki częstotliwościowej aproksymowałem odpowiednio charakterystykę filtra górnoprzepustowego i dolnoprzepustowego.

Częstota graniczna wzmacniacza  $\nu_{G1} = k_{MAX} / \sqrt{2} = (4000 \pm 80)$  Hz, gdzie  $k_{MAX} = 230$  (odczytane z wykresu); krzywa teoretyczna filtra górnoprzepustowego odpowiada układowi utworzonemu z pojemności  $C_1 = 45$  nF i rezystancji wejściowej  $R = (\nu_{G1} \times C_1)^{-1} = (880 \pm 20)$   $\Omega$ .

Częstota graniczna wzmacniacza  $\nu_{G2} = k_{MAX} / \sqrt{2} = (900 \pm 20)$  kHz,

Częstota graniczna  $\nu_T$  tranzystora (częstota, dla której  $\beta(\nu_T) = 1$ ) wynosi 200 MHz (odczytane z charakterystyki teoretycznej filtra dolnoprzepustowego).

Opór  $R_B = 450 \pm 45$   $\Omega$  wyznaczona z charakterystyk tranzystora (z powodu szacunkowej metody wyznaczania przyjąłem niepewność na poziomie 10%) zgadza się ze zmierzoną wypadkową rezystancją pary rezystorów  $R_{B1} + R_{B2} = 480$   $\Omega$  w granicy błędu.

Zastanawiająca jest dość duża rezystancja wejściowa wzmacniacza ok. 900  $\Omega$ . Możliwym wytłumaczeniem jest fakt, iż wartość tą otrzymano z charakterystyki układu różniczkującego, przy czym należy wziąć poprawkę na wpływ sprzężenia AC w oscyloskopie, które ujawnia się właśnie dla małych częstotliwości, czyli w obszarze wzrastającego zbrocza charakterystyki filtra górnoprzepustowego.

Zbrocze opadające charakterystyki wzmacniacza wynika zapewne z pasożytniczych pojemności tranzystora pomiędzy bazą a emiterem, która wraz z rozproszoną rezystancją bazy tworzy filtr dolnoprzepustowy. Częstota graniczna tranzystora jest przeszło 200 razy większa (200 MHz) od górnej granicy pasma przenoszenia wzmacniacza (0,9 MHz).