



Elektrotechnika i elektronika (konspekt)

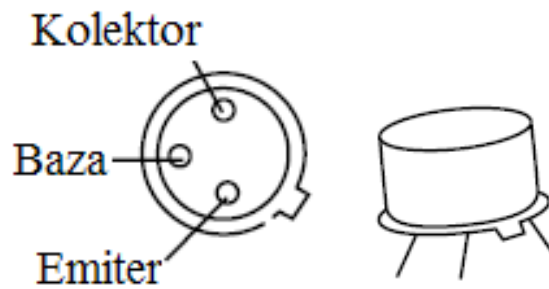
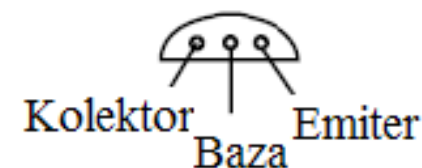
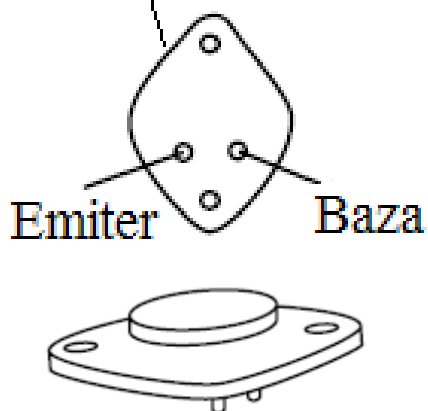
Franciszek Gołek (golek@ifd.uni.wroc.pl)

www.pe.ifd.uni.wroc.pl

Wykład 10

Tranzystory bipolarne.

Obudowa jest
kolektorem



Niezwykle ważne dla wynalezienia tranzystora były:

- 1) W 1936 r. Mervin Kelly organizuje grupę badawczą dla rozwoju urządzeń elektronicznych na bazie ciał stałych (jak diody krystaliczne, zamiast lamp próżniowych).
- 2) Inna grupa powołana w 1946 r. przez M. Kelly'ego, której kierownikiem został Bill Shockley decyduje aby zająć się najprostszymi półprzewodnikami: germanem i krzemem.
- 3) Bardeen i Brattain, na podstawie prac z Purdue University szybko orientują się, że głównym problemem uzyskania efektu polowego (zmiany oporności wymuszane zewnętrznym polem elektrycznym) są stany powierzchniowe.
- 4) Wcześniejsze wynalezienie lamp elektronowych, których wady (straty mocy na grzanie katod i koszty produkcji) należało wyeliminować a pozostawić zaletę; efekt wzmacniania sygnałów elektrycznych.

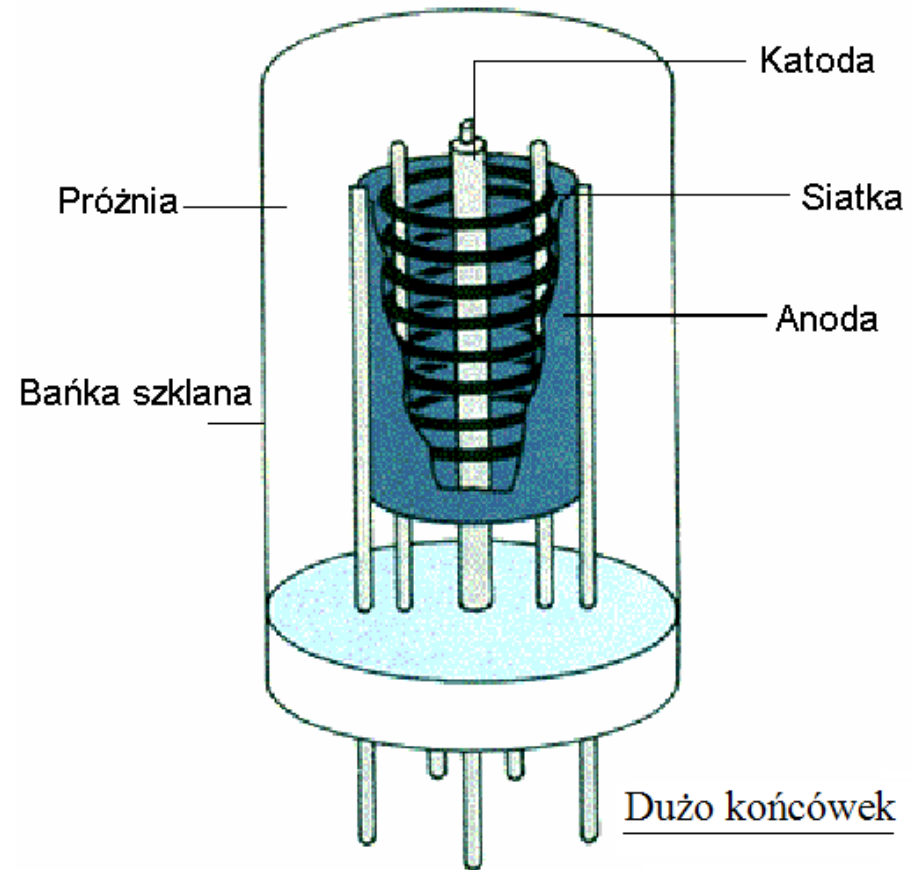
Lampy próżniowe

Tranzystor jest elementem, który zmieniając swoją oporność może wzmacniać sygnały elektryczne w sprzęcie audio albo jako tzw. 0-1 przełącznik realizować funkcje logiczne w obwodach cyfrowych.

Znacznie wcześniej przed powstaniem tranzystora wynaleziono Lampę (J.A. Fleming 1904 – dioda próżniowa oparta na efekcie Edisona, Lee De Forest 1906 – trioda próżniowa, I. Langmuir 1912 - wysoko-próżniowe lampy radiowe). Poczynając od lampy triody, złożonej z katody, anody oraz umieszczonej między nimi siatki, stało się możliwe sterowanie

prądem anoda-katoda przy pomocy pola elektrycznego siatki i małego prądu siatka-katoda. Ten swoisty „zawór” (w którym potencjał siatki przemyka prąd anodowy) zapewnił efekt wzmacniania sygnałów elektrycznych. Dla wielu badaczy efekt wzmocnienia sygnału sterującego triodą był inspiracją w pracach nad otrzymaniem tranzystora.

Lampa trioda



Wzmacnianie sygnałów elektrycznych na zasadzie dzielnika napięcia zawierającego jeden sterowalny, zmienny rezystor.

Rozważmy układ szeregowo połączonych: sterowanego rezystora zmiennego R_z i rezystora stałego – odbiornika R_o połączonych z zasilaczem tak jak dzielnik napięcia. Mamy tu

$$U_{R_o} = R_o \times U / (R_o + R_z) \quad \text{– napięcie na } R_o$$

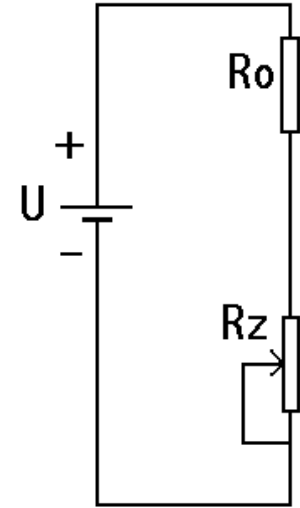
$$U_{R_z} = R_z \times U / (R_o + R_z) \quad \text{– napięcie na } R_z.$$

Przy zmianie R_z od wartości $R_z \gg R_o$ do $R_z \ll R_o$ moc wydzielana w R_o zmieni się w przybliżeniu

od $P_{\min} \approx 0$ do $P_{\max} \approx U^2 / R_o$. Zatem impuls mocy wyjściowej wydzielanej w odbiorniku osiągnie wartość

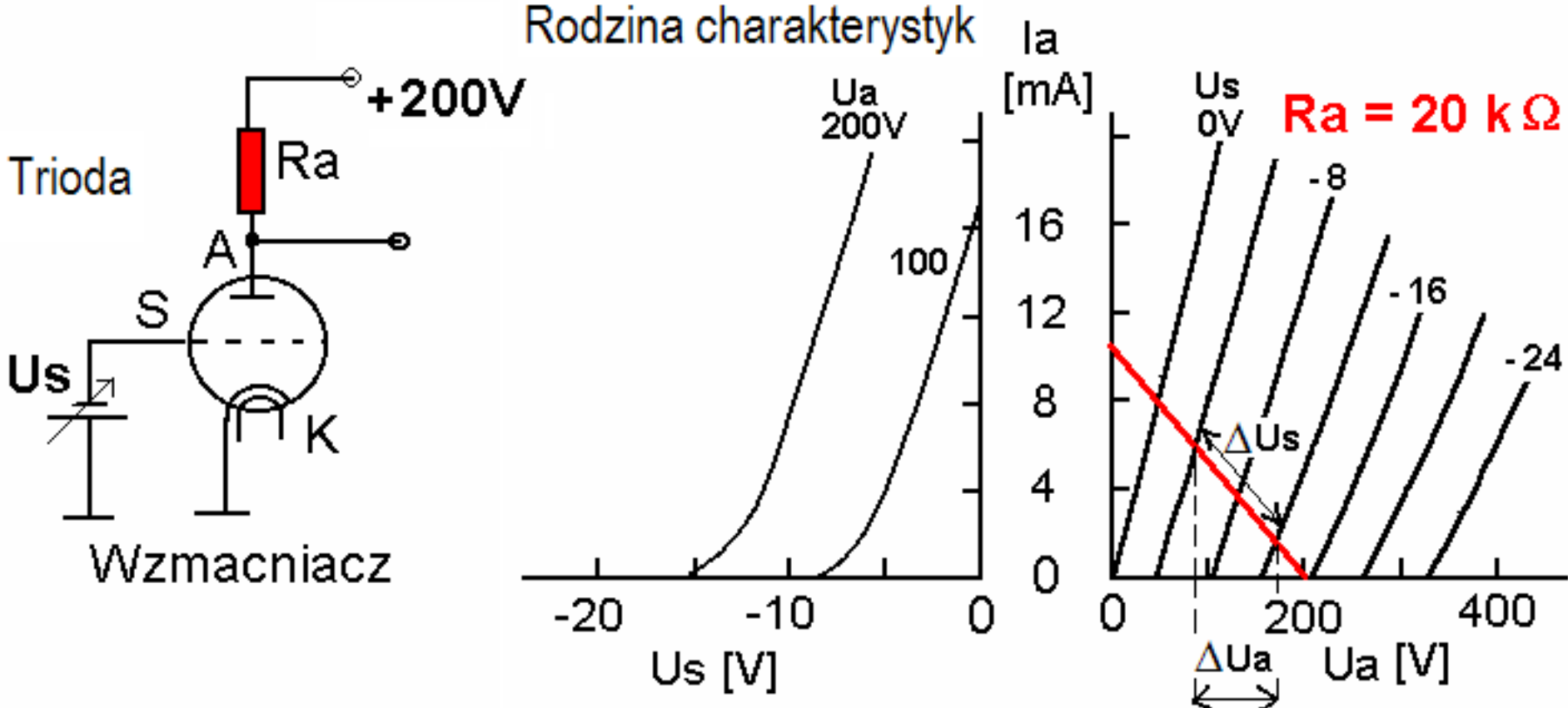
$P_{\text{wy}} \approx P_{\max} \approx U^2 / R_o$. Jeżeli moc sygnału sterującego P_s , który „pokręcił” rezystorem R_z była mniejsza od P_{\max} to otrzymaliśmy wzmacnienie sygnału $K_p = P_{\text{wy}} / P_s$. Taki trick można wykonać zarówno przy pomocy lampy jak i tranzystora.

Zdolność wpływania sygnału elektrycznego na inny sygnał elektryczny to podstawowa cecha tzw. elementów aktywnych. Obecnie w układach elektronicznych elementy aktywne w postaci tranzystorów występują wyjątkowo obficie.



Trioda jako element dzielnika napięcia dającego wzmacnienie sygnału elektrycznego. Dzięki dużej przezroczystości siatki S wielokrotnie mniej elektronów trafia w siatkę niż zostaje przez nią przepuszczonych do anody co stanowi wzmacnienie prądowe $I_a > I_s$. Z rodziny charakterystyk statycznych na poniższym rysunku widać, że $\Delta U_s < \Delta U_a$ ($8V < 90V$) co daje wzmacnienia napięciowe. Mamy: $I_a > I_s$ oraz $\Delta I_a > \Delta I_s$ co w rezultacie daje znaczne wzmacnienie mocy.

$$\Delta U_a \times \Delta I_a \gg \Delta U_s \times \Delta I_s \quad \Delta P_{Ra} \gg \Delta P_{Moc\ sterująca} \quad \text{http://ecclab.com/start.php3?ID=6.}$$



Parametry lampy.

Oznaczenia: U_a - Napięcie anodowe względem uziemionej katody. I_a - Prąd anodowy, U_s - Napięcie siatka – katoda, Δ – symbol małej zmiany (przyrostu), R_a - rezystor anodowy (obciążenie).

r_a (lub ρ_a) - dynamiczna rezystancja anodowa:

$$r_a = \Delta U_a / \Delta I_a \text{ przy stałym napięciu siatki } U_s$$

g_m - transkonduktancja (lub S_a - nachylenie charakterystyki):

$$g_m = \Delta I_a / \Delta U_s \text{ przy stałym napięciu anody } U_a.$$

μ (lub k_a) - współczynnik amplifikacji:

$$\mu = |\Delta U_a / \Delta U_s| \text{ przy stałym prądzie anodowym } I_a.$$

Między współczynnikiem amplifikacji μ , rezystancją dynamiczną anodową r_a i transkonduktancją g_m (nachyleniem charakterystyki S_a) występuje związek :

$$\mu = r_a \times g_m \quad (\text{lub } k_a = \rho_a \times S_a)$$

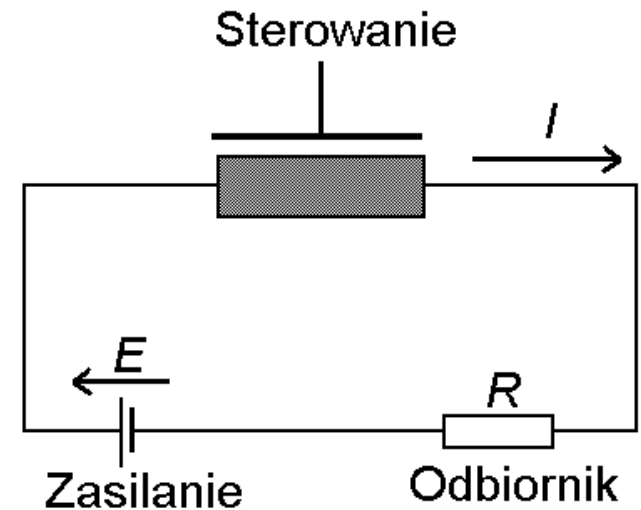
Wzmocnienie napięciowe $k_U = \mu \times R_a / (r_a + R_a)$, lub

$$k_U = k_a \times R_a / (\rho_a + R_a)$$

Zanim przejdziemy do omawiania tranzystora warto wspomnieć, oprócz triody, o takich lampach jak tetroda czy pentoda. Trioda jest lampą trójelektrodową i najprostszą zapewniającą efekt wzmocnienia. Poprawiając charakterystyki wzmacniacza w lampie dodano drugą siatkę (o stałym potencjale dodatnim) aby zmniejszyć pojemność pasożytniczą między anodą a siatką pierwszą „sterującą” – tak powstała tetroda. Tetroda miała jednak poważną wadę polegającą na tym, że część elektronów wtórnych, wybijanych z anody była przechwytywana przez dodaną siatkę drugą. Taki efekt, zwany dynatronowym, powodował wklęsnięcia na charakterystykach anodowych lampy $I_a = I_a(U_a)$ a przez to poważne zniekształcenia wzmacnianego sygnału. Aby tego uniknąć dodano jeszcze jedną, trzecią siatkę – tak powstała pentoda. Siatka trzecia w pentodzie zwykle ma potencjał zerowy (czyli jest zwarta z katodą) i dzięki temu stanowi barierę dla elektronów wtórnych z anody. Elektrony wtórne są zawracane do anody i efekt dynatronowy tu nie występuje. Oprócz pentod z siatką zerową (antydynatronową) stosowane były również pentody z podwójnym sterowaniem, tzw. pentody mieszające. W takich pentodach siatka trzecia była drugą siatką sterującą. Takie pentody można było stosować w układach koincydencyjnych i antykoincydencyjnych jak również do przemiany częstotliwości (czy modulacji sygnałów w.cz.). Ich wadą znowu była duża pojemność między anodą a siatką trzecią (S3) ograniczając od góry częstotliwość sygnałów doprowadzanych do siatki S3. W heptodzie mamy dwie dodatkowe siatki ekranujące (S1 i S3 sterujące a S2 i S4 ekranujące albo S1 i S4 sterujące a S3 i S5 ekranujące z S2 jako specjalnej siatki-anody dla heterodyny – lokalnego generatora).

TRANZYSTORY

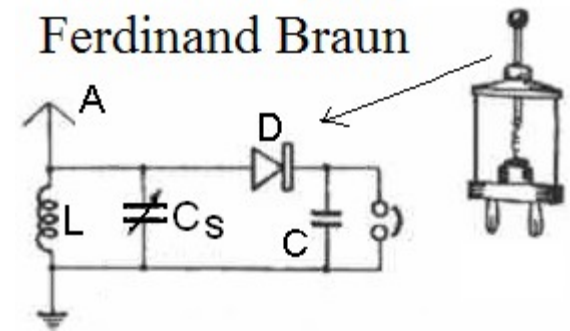
W 1926r. Julius Lilienfeld (autor wielu patentów) opatentował ideę, że słabo przewodzący materiał umieszczony w polu elektrycznym będzie zmieniał swoje przewodnictwo pozwalając na uzyskanie efektu wzmocnienia (i być może też efektu przełączenia). Poszukiwania realizacji tej idei trwały wiele lat. Przemysł telekomunikacyjny stosował w tym czasie niedogodne lampy próżniowe i przełączniki mechaniczne. Po wojnie w roku 1946 Mervin Kelly dyrektor laboratoriów Bell'a powołał grupę badawczą dla opracowania stałociałowych substytutów lamp i przełączników. Członkowie tej grupy w 1947 roku, wynaleźli tranzystor ostrzowy a po kilku miesiącach tranzystor złączowy. Tranzystory polowe, realizujące ideę Lilienfelda, pojawiają się od 1953 roku – jako tranzystory typu JFET, i po 1960 roku – jako tranzystory MOSFET. Już w 1954 roku sprzedano 100 000 tranzystorowych radioodbiorników a laboratoria Bell'a wykonały komputer z 700 tranzystorami dla sił powietrznych USA.



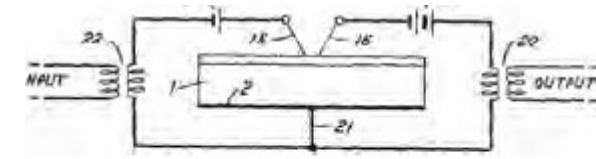
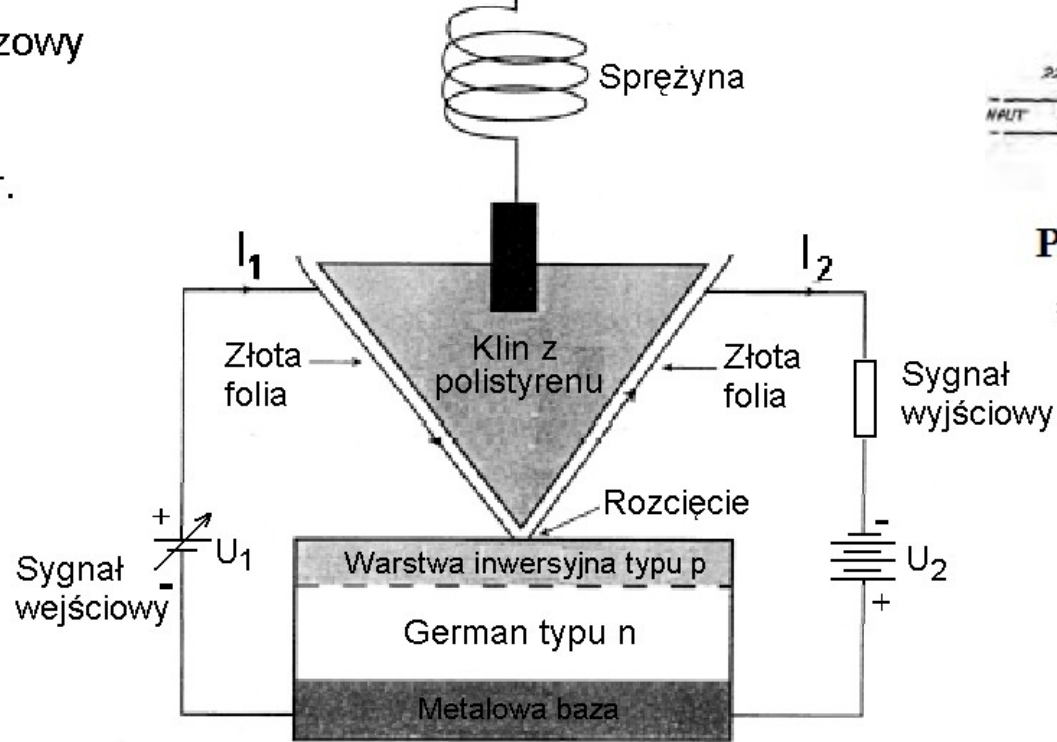
Tranzystor – to wynalazek, który wywarł i nadal wywiera wielki wpływ na człowieka i jego otoczenie. Wynalezienie tranzystora było jednym z wielu pożytecznych wyników szerokiego programu badawczego poświęconego półprzewodnikom, w którym brali udział fizycy, chemicy, metalurdzy i elektronicy. Wiele lat przed wynalezieniem tranzystora wiadomo było, że przewodność półprzewodnika zmienia się pod wpływem temperatury oraz pod wpływem oświetlenia (przewodność rośnie z temperaturą – odwrotnie niż w metalach, przewodność rośnie też przy oświetlaniu). Oczywiście jest, że przewodność zależy od ilości nośników ładunku w jednostce objętości oraz od ruchliwości tych nośników. Ruchliwość to stosunek prędkości dryfu nośników ładunku v_d w polu elektrycznym E do natężenia tego pola. Ruchliwość nośników ładunku decyduje o szybkości działania i przełączania tranzystorów. Wzrost temperatury obniża ruchliwość w metalach i półprzewodnikach ale gwałtownie zwiększa ilości nośników ładunku i przewodność tylko w półprzewodnikach. Efekty te wyjaśnia pasmowa teoria ciał stałych zapoczątkowana przez A.H. Wilsona w 1931r. Już na początku XX wieku jako odbiorczy układ radiowy wykorzystywano, nie rozumiejąc jego działania, detektor kryształowy (inaczej dioda ostrzowa) w postaci złącza bardzo cienkiego drutu stalowego z kryształkiem **galeny (PbS)**. Układy z detektorem kryształowym były stopniowo wypierane przez układy lampowe, a te już w drugiej połowie XX wieku przez układy tranzystorowe. Oczywiście to fizycy wynaleźli tranzystor i fizycy znajdują kolejne jego udoskonalenia.

William Bradford Shockley w roku 1938 rozpoczął poszukiwanie sposobu zmiany detektora krystalicznego na wzmacniacz sygnału elektrycznego. Poszukiwania te przerwane przez wojnę kontynuował od roku 1945 kierując grupą, w której byli między innymi Brattain i Bardeen (wynalazcy tranzystora ostrzowego).

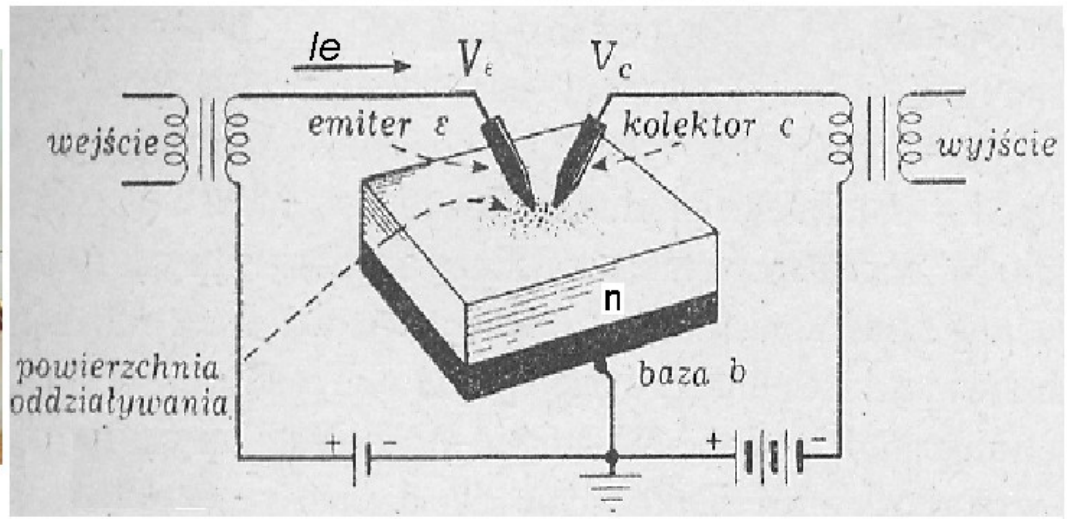
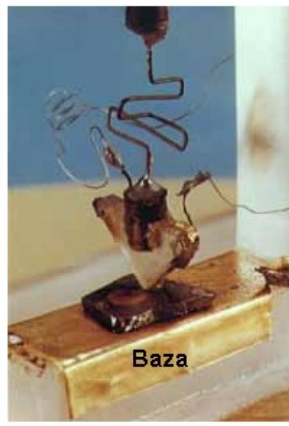
Prostownik 1874
Ferdinand Braun



Tranzystor ostrzowy
 J. Bardeen i
 W.H. Brattain
 Bell Lab. 1947 r.



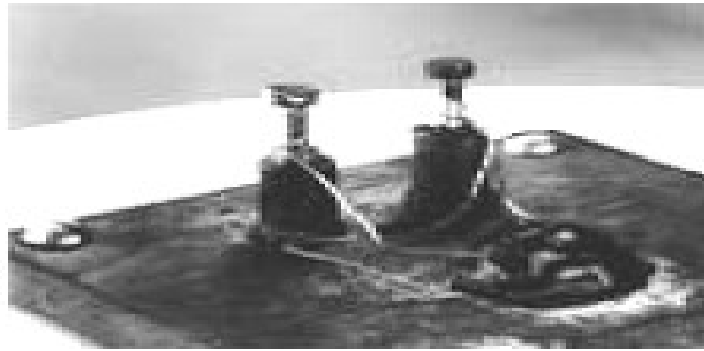
Patent Roberta Gibney'a
 # 2,560,792



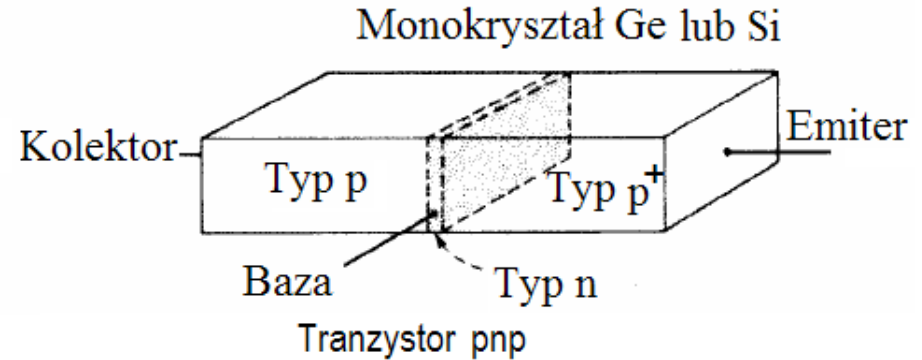
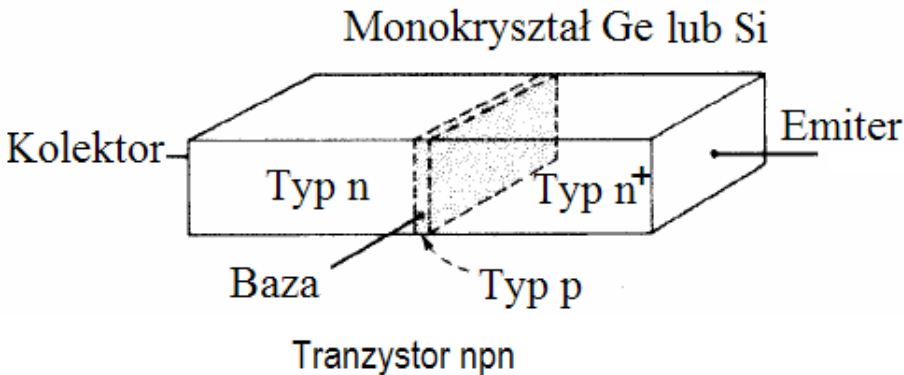
W budowie tego pierwszego tranzystora trudnym było umieścić dwa ostrza (emiter i kolektor) w odległości około 0,1 mm od siebie na czystej powierzchni kryształu Ge.

Tranzystory złączowe bipolarne

Pierwszy tranzystor złączowy (kanapka germanowa)
William B. Shockley
w Bell Labs, rok 1948.

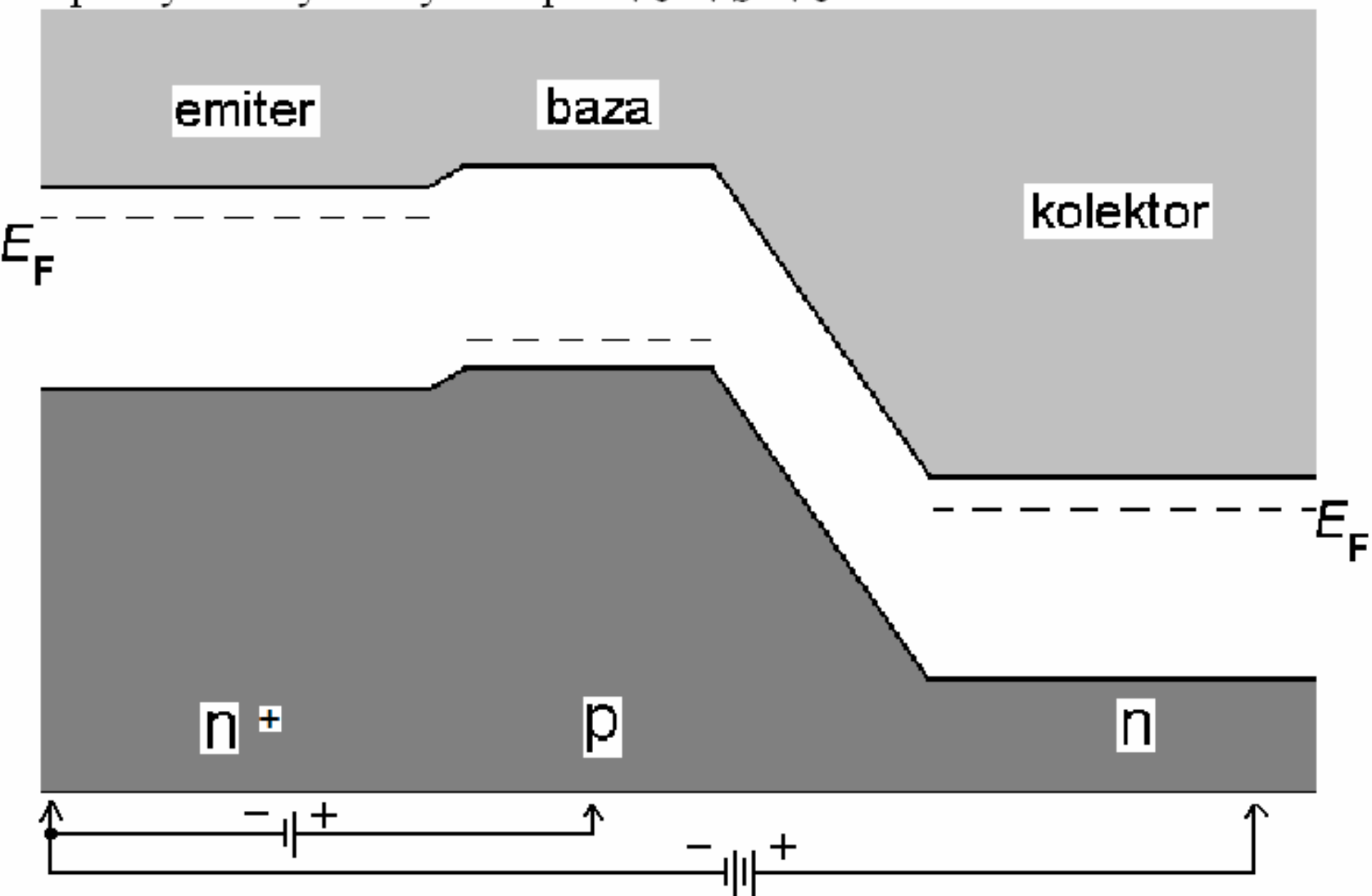


Pierwszy tranzystor krzemowy
Gordon Teal
w Texas Instruments,
rok 1954.



Znak + w n⁺ i p⁺ oznacza silniejsze domieszkowanie; emiter jest domieszkowany bardziej niż kolektor. Tranzystor ma tylko 3 końcówki!

Spolaryzowany tranzystor npn $V_e < V_b < V_c$

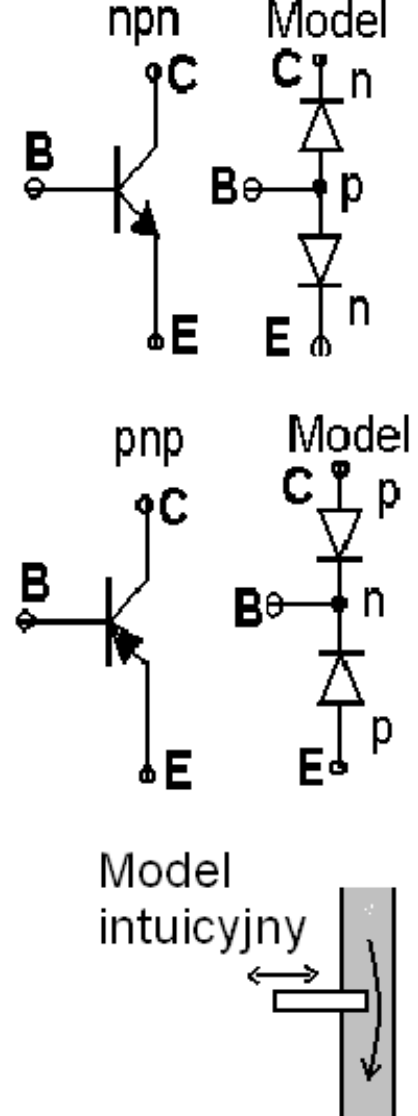


Dzięki tranzystorom możemy: 1) budować układy wzmacniające iloczyn napięcia i prądu czyli moc sygnału elektrycznego, 2) budować przełączniki i układy zerojedynkowe. Podobne możliwości stwarzały lampy ale przy większych kosztach i stratach energii na grzanie katod. Ponadto dzięki tranzystorom dokonuje się rewolucja, w której dotychczasowy nośnik informacji - papier zastępowany jest nośnikami elektronicznymi i powstaje „inteligencja” z elektronicznymi mózгами i sensorami daleko bardziej sprawnymi od naszych biologicznych.

W nazwie tranzystora słowo „bipolarne” bierze się z tego, że w mechanizmie działania takich tranzystorów istotną rolę odgrywają nośniki ładunku obu znaków.

Tranzystory te składają się z dwóch złączy pn, które razem stanowią układ typu npn albo pnp. Takie układy nazywamy odpowiednio tranzystorami typu npn lub pnp. W obu przypadkach środkowa warstwa półprzewodnika, zwana bazą B, jest bardzo cienka. Jej grubość jest porównywalna ze średnią drogą swobodną nośników ładunku wstrzykiwanych do niej z emitera, tak aby zapewnić sam efekt tranzystorowy polegający na przechwytywaniu tychże nośników przez kolektor. Prąd kolektora jest niemal równy prądowi emitera. Tylko drobna część nośników (około 1%), które ulegną rekombinacji w cienkiej bazie stanowią prąd bazy. Brzegowe warstwy tranzystora mają nazwy odpowiednio: emiter E i kolektor C. Nazwa „tranzystor” pochodzi od angielskiego opisu efektu: TRANSferable reSISTOR, w którym rezystancja między kolektorem a emiterem może być zmieniana przez sygnał podany między bazę a emiter.

Modele diodowe ułatwiają sprawdzenie i rozpoznanie tranzystora przy pomocy multimetru. Multimetry zwykle dysponują funkcją dioda, która daje stały prąd od zacisku czerwonego do tzw. wspólnego. Sprawdzając tą funkcją złącza BE i BC, stwierdzimy, że $U_{CB} < U_{BE}$ co jest zgodne z faktem silniejszego domieszkowania emitera niż kolektora. Tranzystor połączony szeregowo swoimi zaciskami emitera i kolektora z opornikiem i włączony do zasilania napięciem U_{CC} stanowi swoisty dzielnik napięcia! Złącze BE jest polaryzowane sygnałem sterującym. Otwierając złącze BE powodujemy, że z emitera wprowadzane są mobilne nośniki ładunku w obszar cienkiej bazy a tym samym w pobliże złącza BC. Około 99% tych nośników jest porywane przez kolektor (rys. na następnym slajdzie). Tylko około 1% nośników trafia w obszarze bazy na nośniki przeciwnego znaku i rekombinuje z nimi. W tranzystorze npn elektrony wstrzyknięte z emitera do bazy rekombinują z dziurami – nośnikami większościowymi w bazie. Na miejsce każdej znikającej dziury, w procesie rekombinacji, z zacisku bazy wchodzi następna dziura stanowiąc część prądu bazy.

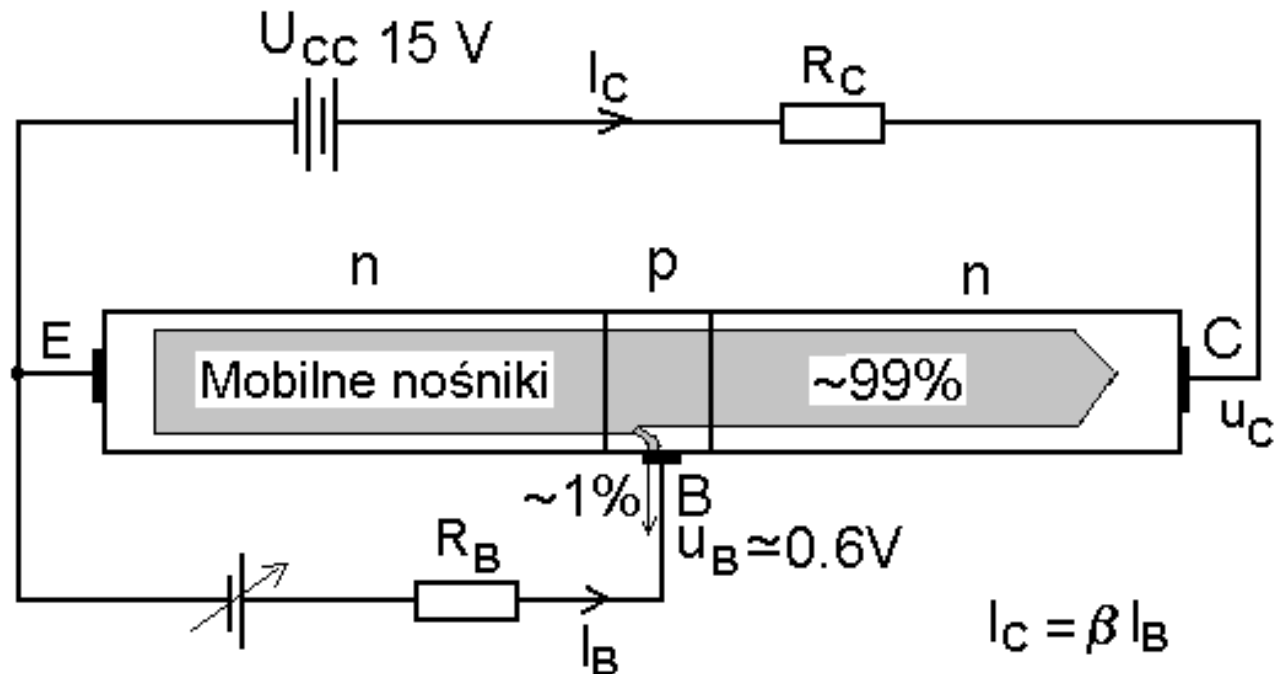


Najprostszy model intuicyjny mówi, że sygnałem o małej amplitudzie mocy, za pomocą bazy (zaworu), dokonuje się zamykanie i otwieranie przepływu dużego ładunku (o dużej amplitudzie mocy) między kolektorem i emiterem. Czasem tranzystor nazywany jest triodą półprzewodnikową.

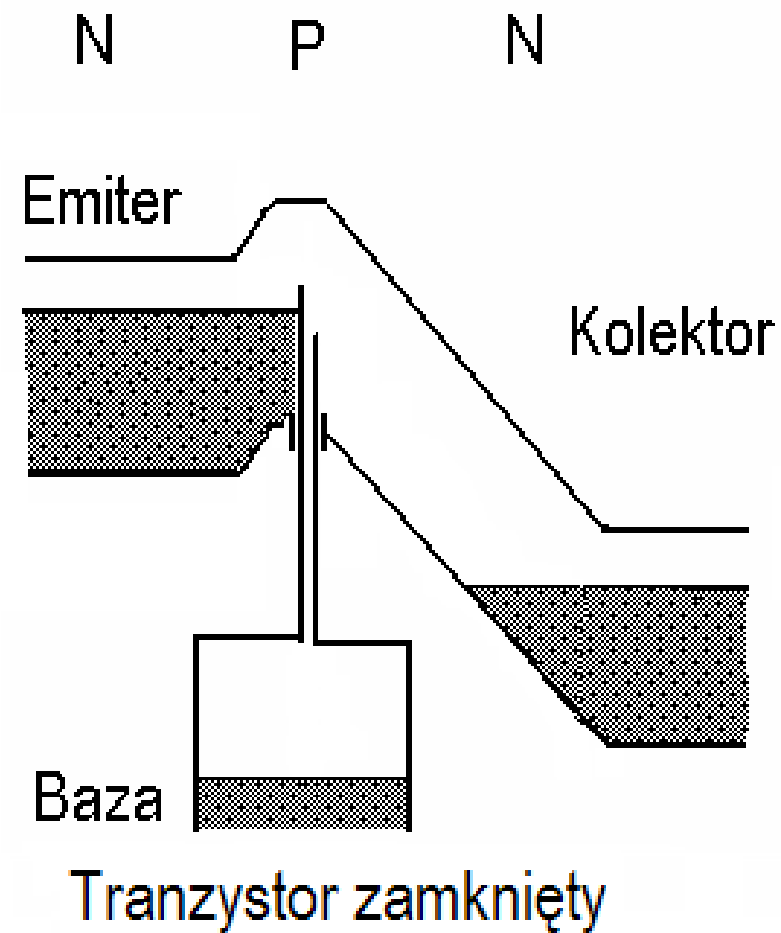
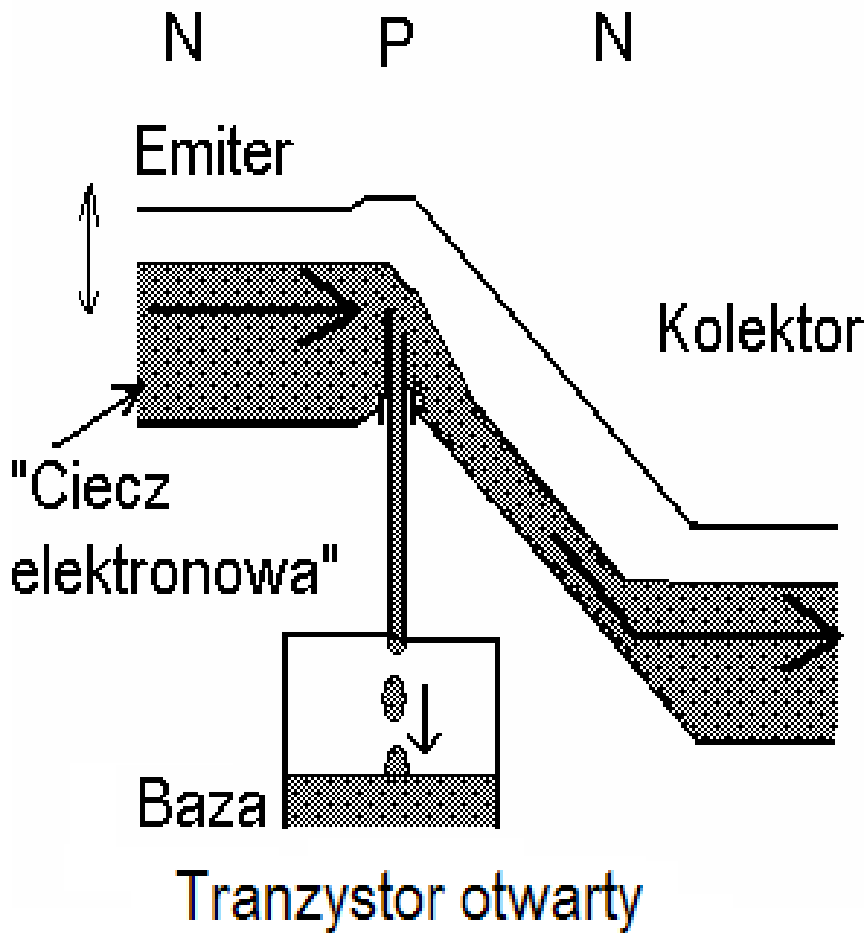
Źródło sterujące złączem BE pracuje z małym prądem ale decyduje o prądzie o natężeniu o dwa rzędy wielkości większym w obwodzie emiter-kolektor-opornik-zasilacz dużej mocy. Cechą charakterystyczną tranzystora jest to, że prąd kolektora I_C jest proporcjonalny do prądu bazy I_B . Stosunek $\beta_{st} = I_C / I_B$ nazywa się statycznym (stałoprądowym) współczynnikiem wzmocnienia prądowego (inne oznaczenie: $h_{21E} = I_C / I_B$). Prąd emitera rozgałęzia się na prąd bazy i prąd kolektora: $I_E = I_C + I_B$.

Zatem I_E jest $h_{21E} + 1$ raz większy od I_B .

Tranzystor jest "zaworem", który pozwala na kontrolowany przepływ prądu. Nie jest "pompą", która tłoczy prąd. Rolę pompy pełni zasilacz lub bateria U_{CC} . Małe zmiany U_B (0.1V) powodują duże zmiany impedancji E-C i przez to duże zmiany u_C .



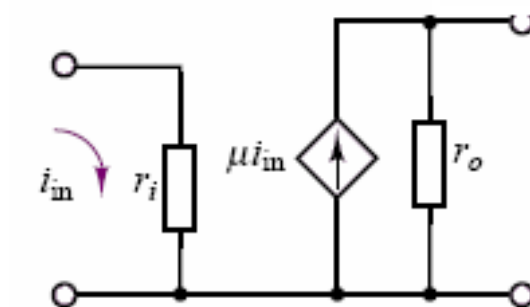
Cieczowy model spolaryzowanego otwartego i zamkniętego tranzystora npn



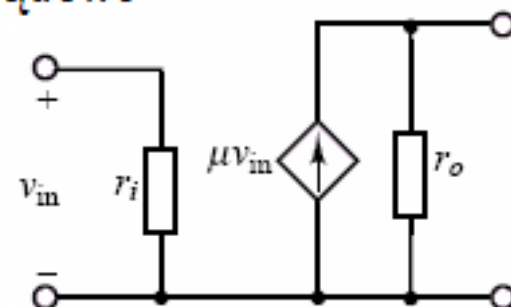
Modele tranzystora bipolarnego

Tranzystory bipolarne pracujące jako wzmacniacze traktuje się zwykle jako elementy sterowane prądowo (sterowane prądem bazy), choć stosowane są też modele w postaci źródeł napięcia lub prądu sterowanych napięciem. μ - jest współczynnikiem proporcjonalności.

Źródła prądowe

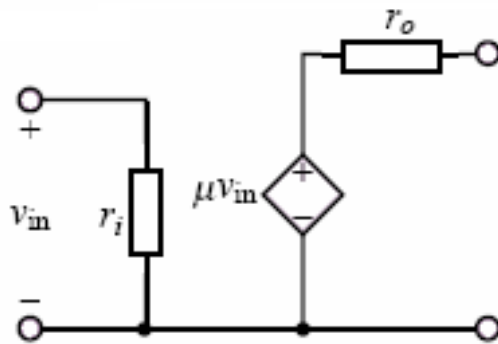


a) *sterowane prądem*

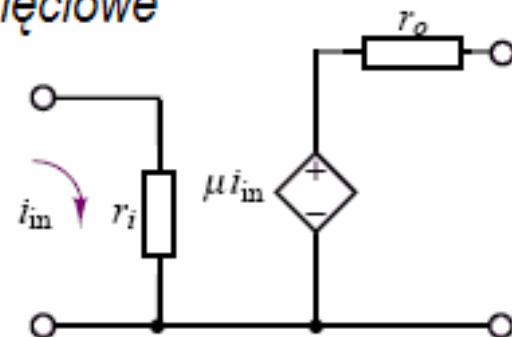


b) *sterowane napięciem*

Źródła napięciowe



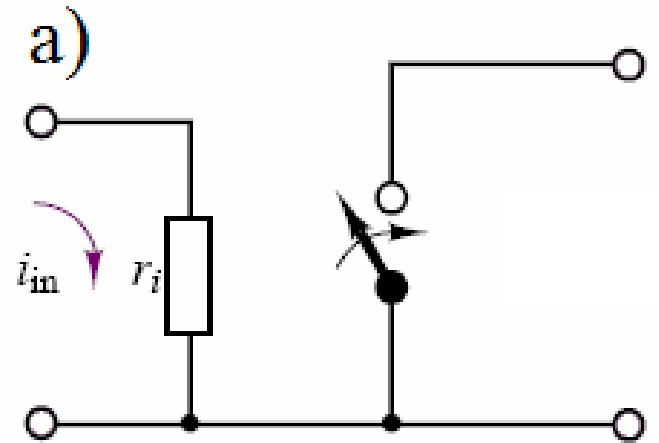
c) *sterowane napięciem*



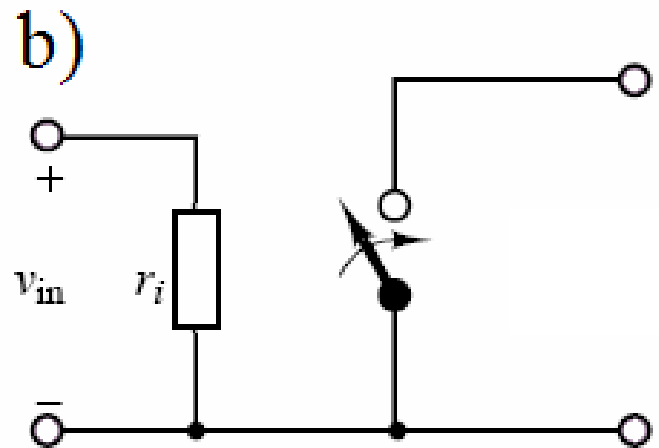
d) *sterowane prądem*

Modele tranzystora bipolarnego

Tranzystory bipolarne mogą też pracować jako elementy przełączające (nieliniowe, on/off). Wtedy można je traktować jako przełączniki sterowane prądem (rys. a) albo przełączniki sterowane napięciem (rys. b).

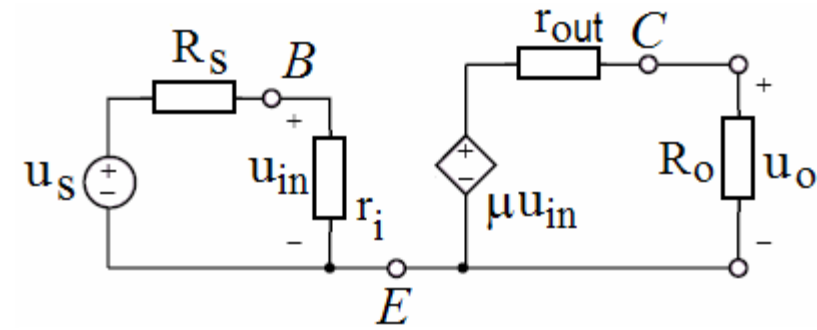


Przełącznik kontrolowany prądem



Przełącznik kontrolowany napięciem

Przykład. Wyznaczyć wzmacnienie $K_u = u_o/u_s$ układu, którego model przedstawia rysunek obok.



Rozw.

$$u_{in} = u_s \times r_i / (r_i + R_s),$$

i napięcie wyjściowe sterowanego źródła napięcia wynosi:

$$\mu u_{in} = \mu \times u_s \times r_i / (r_i + R_s),$$

napięcie wyjściowe układu (z zasady działania dzielnika napięcia) wynosi:

$$u_o = \mu \times u_s \times r_i / (r_i + R_s) \times R_o / (r_{out} + R_o)$$

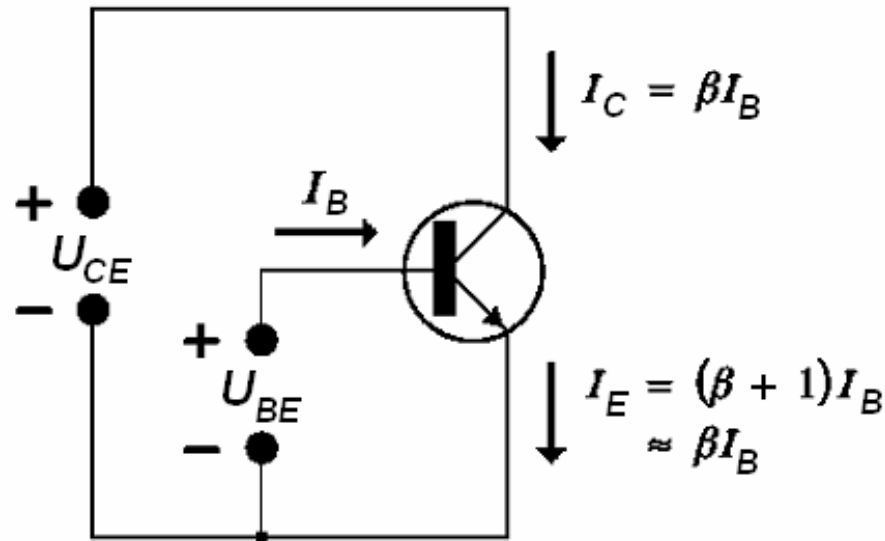
$$K_u = u_o / u_s = \mu \times r_i / (r_i + R_s) \times R_o / (r_{out} + R_o)$$

Z wyrażenia na k_u widać, że wzmacnienie układu jest mniejsze od μ (wzmocnienia samego tranzystora) i zależy od względnej wartości rezystancji wejściowej r_i i rezystancji źródła R_s oraz rezystancji obciążenia R_o i rezystancji wyjściowej r_{out} .

Wzmacnienie staje się bliskie wartości μ gdy $r_i \gg R_s$ i $R_o \gg r_{out}$.

Prosty model tranzystora

mówi, że: $I_C = \beta I_B$, gdzie $10 < \beta < 1000$.



Każdy tranzystor charakteryzuje się maksymalnymi (dopuszczalnymi) wartościami I_C , I_B i U_{CE} . Ważną wielkością charakteryzującą tranzystor jest częstotliwość graniczna f_T określana jako ta, przy której współczynnik wzmocnienia prądowego maleje do jedności

Tzw. **prosty model tranzystora** jako wzmacniacza prądowego mówi, że z dobrym przybliżeniem prąd kolektora jest proporcjonalny do prądu bazy: $I_C = \beta_{st} I_B$ (w rzeczywistości β zależy od: natężenia prądu kolektora, napięcia kolektor-emiter, temperatury, a nawet od egzemplarza tego samego typu tranzystora). Ponadto w modelu prostym przyjmujemy, że $U_{BE} = \text{const.} = 0.6V$, tranzystor sterowany jest prądowo, $I_E = I_C + I_B = I_B(1 + \beta)$. Gdy tranzystor pracuje jako wzmacniacz, złącze baza-emiter jest polaryzowane w kierunku przewodzenia. Bariera potencjału na tym złączu jest zredukowana. W efekcie mamy znaczny prąd w elementach: emiter - bardzo cienka baza (rzędu μm) - kolektor. W obwodzie bazy płynie znikomy prąd gdyż prawie wszystkie nośniki ładunku wstrzykiwane z emitera do bazy szybko znajdują się w obszarze złącza baza-kolektor i tu są przyspieszane do kolektora. Dzięki temu, że w cienkiej bazie prawdopodobieństwo rekombinacji i rozproszenia nośników jest małe, około 99% prądu emitera przechwytuje kolektor. Pozostałe około 1% prądu emitera stanowi prąd w obwodzie bazy. O wzmacnieniu decyduje fakt, że małe amplitudy U_B i I_B powodują duże amplitudy U_C i I_C (bo $I_C = \beta_{st} I_B$ a $U_C = R_C I_C$). Czyli mała amplituda mocy w obwodzie bazy wywołuje dużą (wzmocnioną) amplitudę mocy w obwodzie kolektora!

Przykład. Wiedząc, że woltomierze w podanym układzie pokazały napięcia: $V_1 = U_B = 2 \text{ V}$, $V_2 = U_E = 1,3 \text{ V}$ oraz $V_3 = U_C = 6 \text{ V}$ wykazać, że tranzystor jest otwarty i obliczyć wartość wzmocnienia prądowego β .

Rozw.

Stan otwarcia tranzystora wynika z faktu, że $U_{BE} = U_B - U_E = 2 - 1,3 = 0,7 \text{ V}$. Stan otwarcia wynika też faktu, że napięcie kolektora jest znacznie niższe od U_{CC} co wskazuje na znaczny prąd kolektora (i spadek napięcia na R_C).

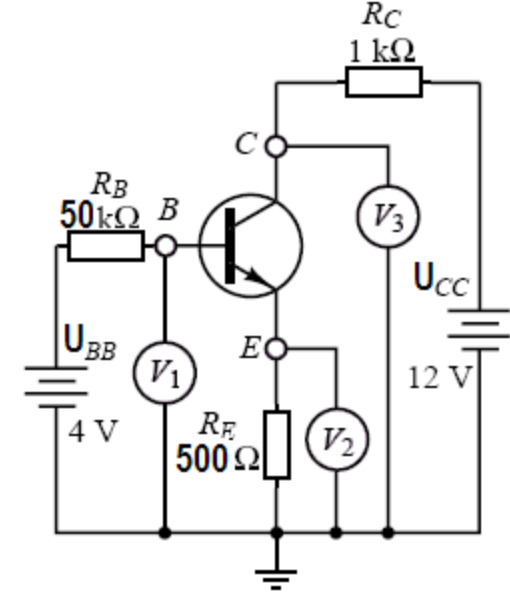
$$\beta = I_C / I_B, \quad I_B = (U_{BB} - U_B) / R_B = (4 - 2) / 50000 = 40 \mu\text{A},$$

$$I_C = (U_{CC} - U_C) / R_C = (12 - 6) / 1000 = 6 \text{ mA},$$

$$\beta = I_C / I_B = (6 \text{ mA}) / (40 \mu\text{A}) = 150.$$

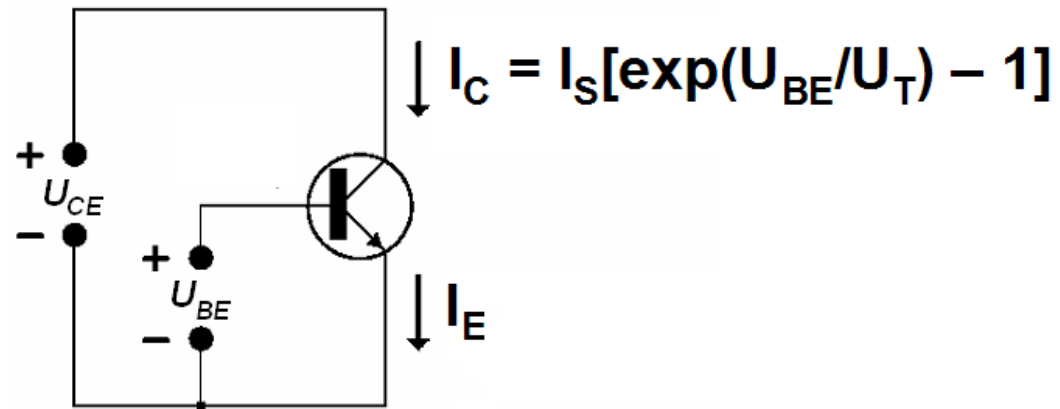
Gdyby U_{BB} obniżyć z 4 V do poniżej $0,7 \text{ V}$ tranzystor przeszedłby do stanu odcięcia (nie przewodzenia – prądy bazy i kolektora zbliżyłyby się do zera).

Gdyby natomiast woltomierz V_3 wykazał niskie napięcie np. $V_3 = U_C = 1,6 \text{ V}$ to $U_{CE} = U_C - U_E = 0,3 \text{ V}$, ta (graniczna) wartość U_{CE} oznaczałaby stan nasycenia tranzystora.



Uproszczony model Ebersa-Molla mówi, że:

$$I_C = I_S [\exp(U_{BE}/U_T) - 1]$$

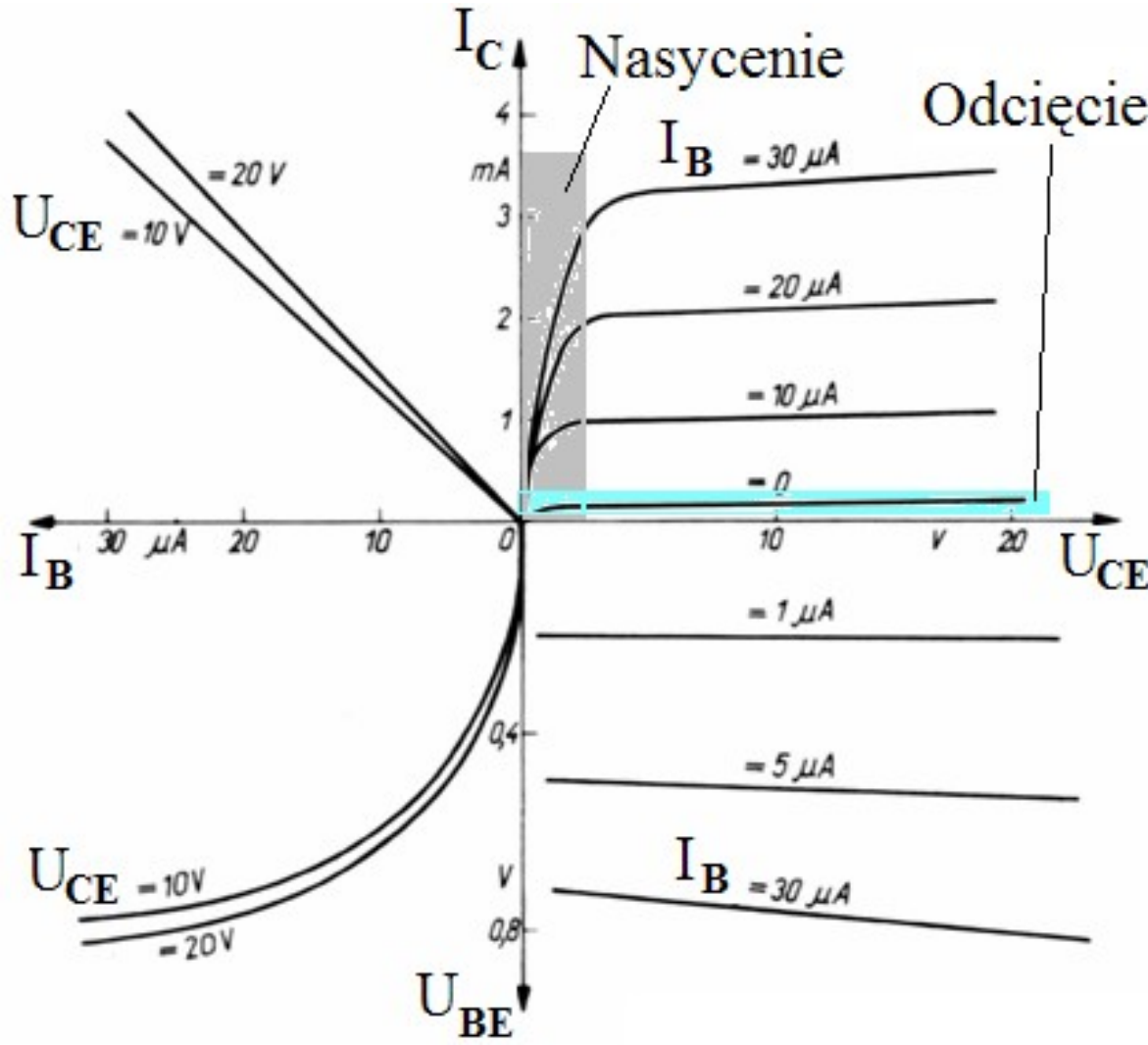


Poprawniejszym modelem tranzystora bipolarnego jako elementu transkonduktancyjnego jest **model Ebersa-Molla**. W tym modelu wykorzystujemy zależność prądu kolektora od napięcia między bazą a emiterem U_{BE} : $I_C = I_S [\exp(U_{BE}/U_T) - 1]$ (jest to uproszczone równanie Ebersa-Molla, w dalszym uproszczeniu składnik -1 jest pomijany gdy $I_C \gg I_S$).

gdzie: $U_T = kT/q$ ($= 25.3\text{mV}$ w temperaturze pokojowej), I_S prąd wsteczny nasycenia zależny od danego egzemplarza tranzystora i jego temperatury. Ta zależność jest tak silna, że I_C rośnie o 9% przy wzroście temperatury o 1°C i niezmiennym napięciu U_{BE} (pomimo tego, że $U_T = kT/q$).

Model Ebersa-Molla jest bardziej przydatny do opisu dynamiki przełączania tranzystora w elektronice cyfrowej (dwustanowej). Przy pomocy modelu E-M można oszacować niektóre parametry tranzystora niezależne od typu.

Przykładowa rodzina charakterystyk tranzystora bipolarnego

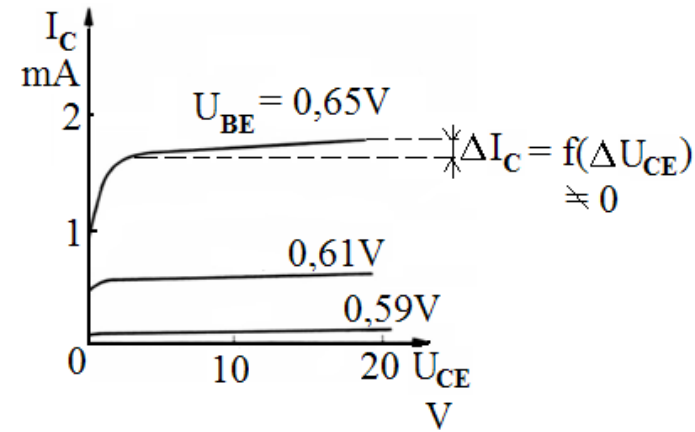


Efekt Early'ego:

niezerowy wpływ napięcia U_{CE} na prąd kolektora przy stałym napięciu U_{BE} .

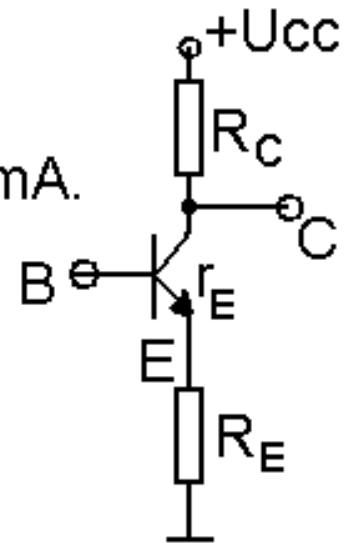
Powoduje to odchylenia od idealnego źródła prądowego. (U_{BE} też zależy od U_{CE} przy stałym I_C).

$$\Delta U_{BE} \cong 0.0001 \Delta U_{CE}$$



Przykład. Oszacować wielkość rezystancji dynamicznej r_E występującej szeregowo z R_E przy podziale amplitudy napięcia, generowanej sygnałem wejściowym U_B , gdy $I_C = 1\text{mA}$.
 Rozwiązanie: $I_E \approx I_C$, $I_C = I_0 \exp(U_{BE}/U_T) \leftarrow$ z równania E-B.

$$r = \frac{dU_E}{dI_E} = \frac{1}{\frac{dI_E}{dU_E}} \approx \frac{1}{\frac{dI_C}{dU_{BE}}} = \frac{U_T}{I_C} = \frac{0,025\text{V}}{1\text{mA}} = \frac{0,025\text{V}}{1\text{mA}} = 25\Omega$$



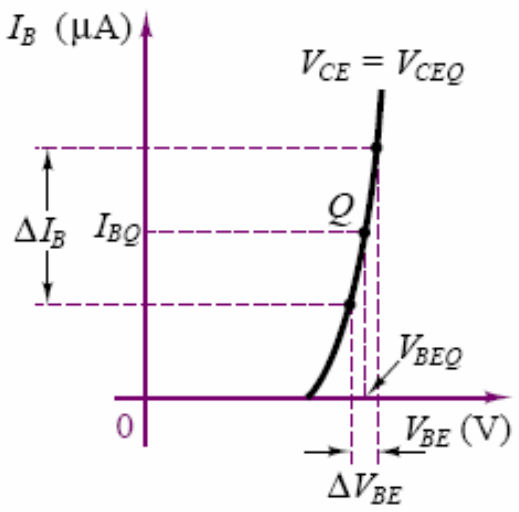
Widać, że opór dynamiczny r_E ma małą wartość i głównie zależy od natężenia prądu I_C . Zależność r_E od temperatury ukryta jest w wartości U_T .

Uwaga. W odróżnieniu od oporników czy kondensatorów zwanych **dwójnikami**, tranzystory podobnie jak wiele układów (np. filtry) zaliczamy do **czwórników**. Dla czwórników wyróżniamy dwie wielkości wejściowe **U1** i **I1** oraz dwie wyjściowe: **U2** i **I2**. Zauważmy, że przyłożenie napięcia do jakiegoś układu wymaga dwóch zacisków. Podobnie jest z odebraniem np. wzmacnionego napięcia. Fakt ten w naturalny sposób przyczynia się do stosowania teorii czwórników w elektronice a w szczególności do opisu wzmacniaczy. Symbol: h_{21E} to właśnie element tzw. macierzy H_e .

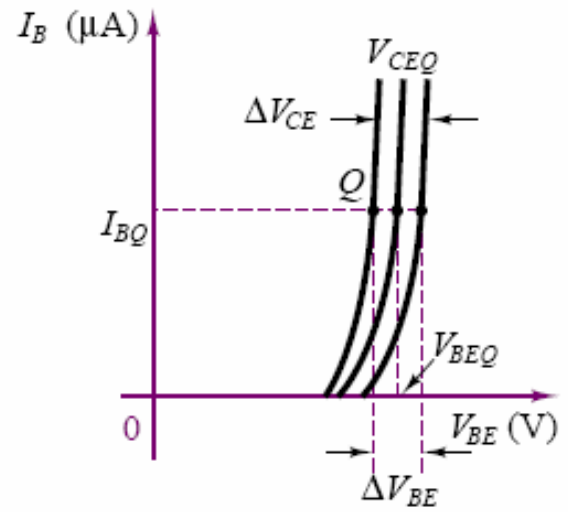
$$\begin{pmatrix} dU_{BE} \\ dI_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dI_B \\ dU_{CE} \end{pmatrix} = H_e \begin{pmatrix} dI_B \\ dU_{CE} \end{pmatrix}$$

Również w przybliżeniu liniowym (małe otoczenie punktu spoczynkowego Q - quiescent point) stosowane są tzw. parametry hybrydowe:

Q – punkt spoczynkowy



(a) $h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$

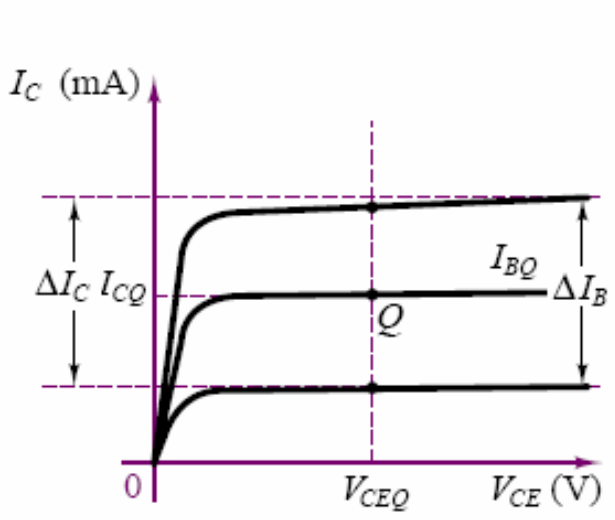


(b) $h_{re} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \approx 10^{-2}$

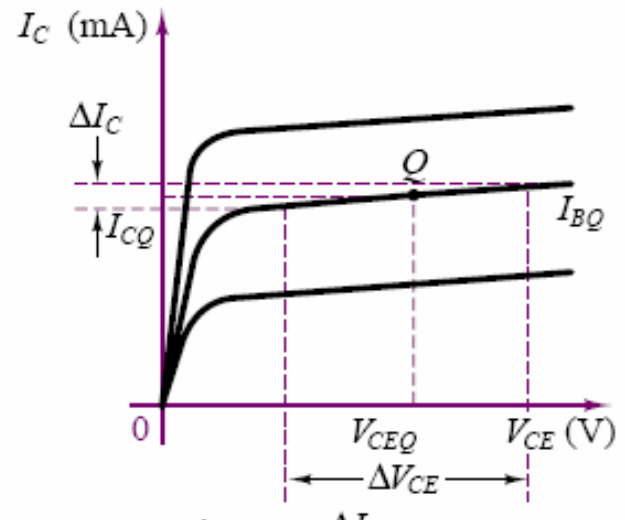
$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{I_{BQ}}$$

$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{CEQ}}$$

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{I_{BQ}}$$

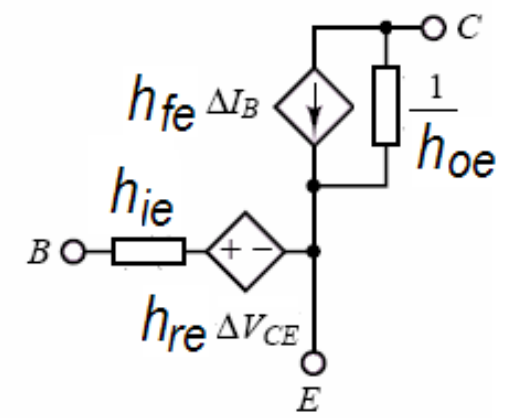


(c) $h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \approx \beta$



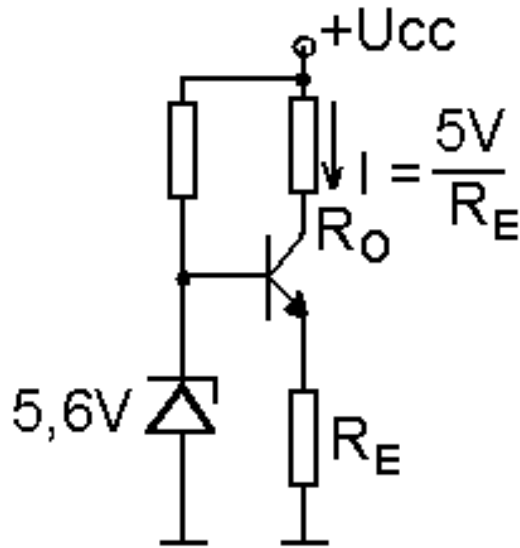
(d) $h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \approx 10^{-5} \text{ S}$

$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{V_{CEQ}}$$



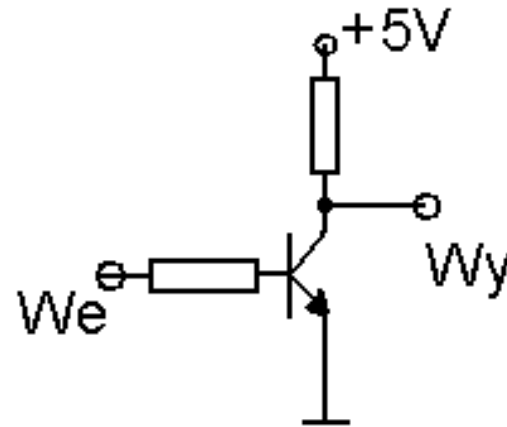
Proste układy tranzystorowe

Źródło prądowe



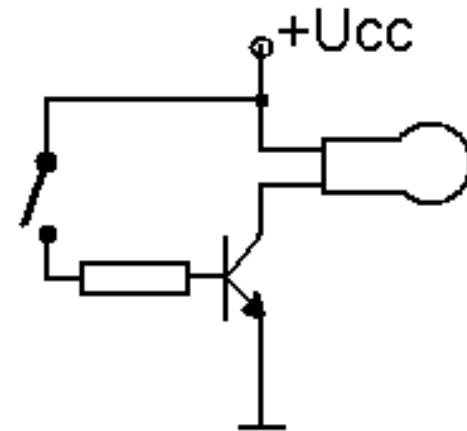
Suma napięć: stałego 5.6 V i spadku napięcia na R_E polaryzują złącze BE. Zatem R_E realizuje tzw. ujemne sprzężenie zwrotne stabilizujące prąd obciążenia.

Negator



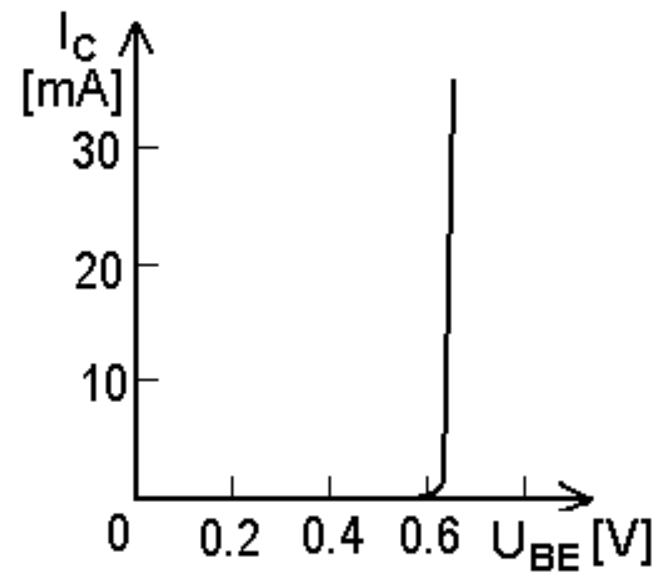
5V na we. daje 0.3 V na wy. Zaś poniżej 0.6V na we. daje 5V na wy.

Wyłącznik żarówki

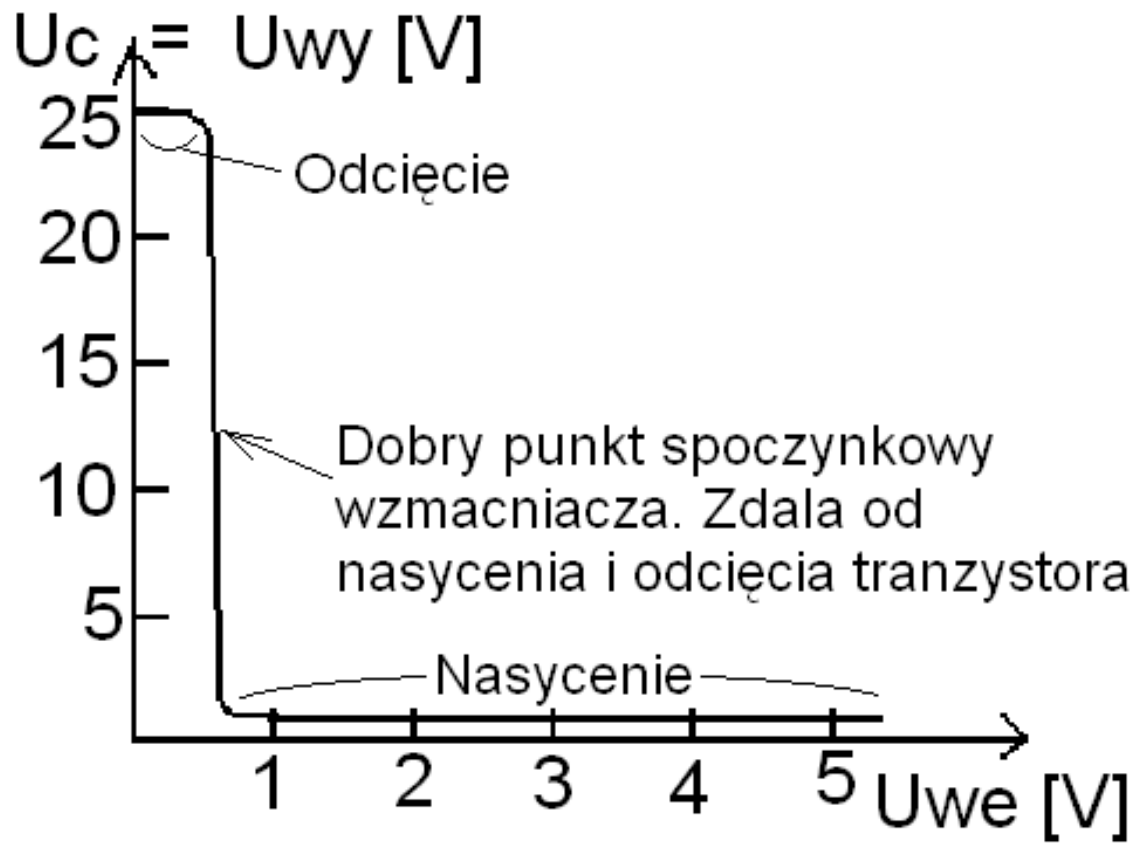
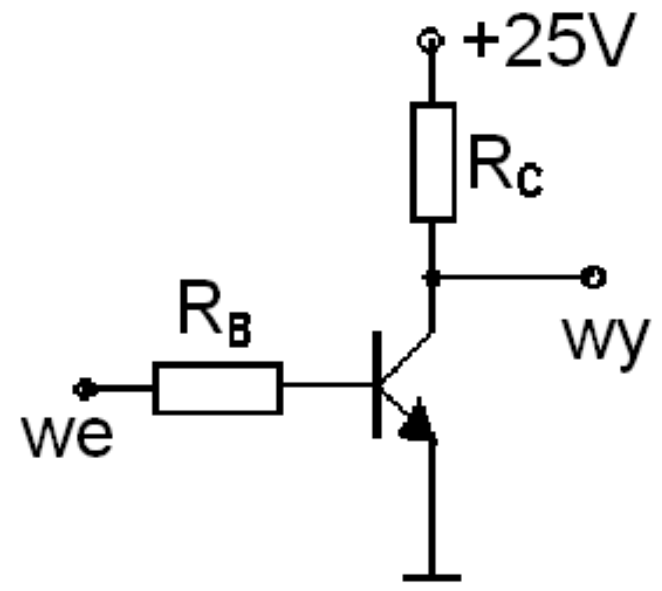


W przełączniku mamy prąd o dwa rzędy wielkości mniejszy od prądu żarówki. Oszczędzamy przełącznik.

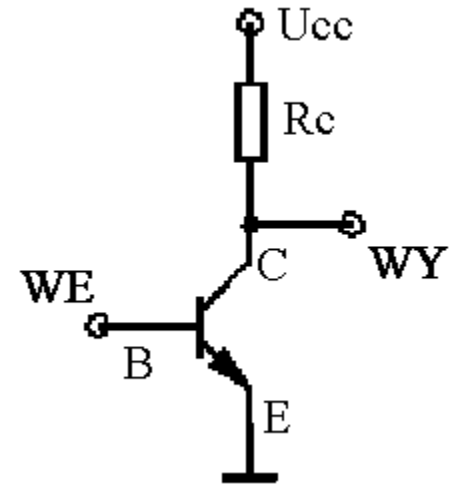
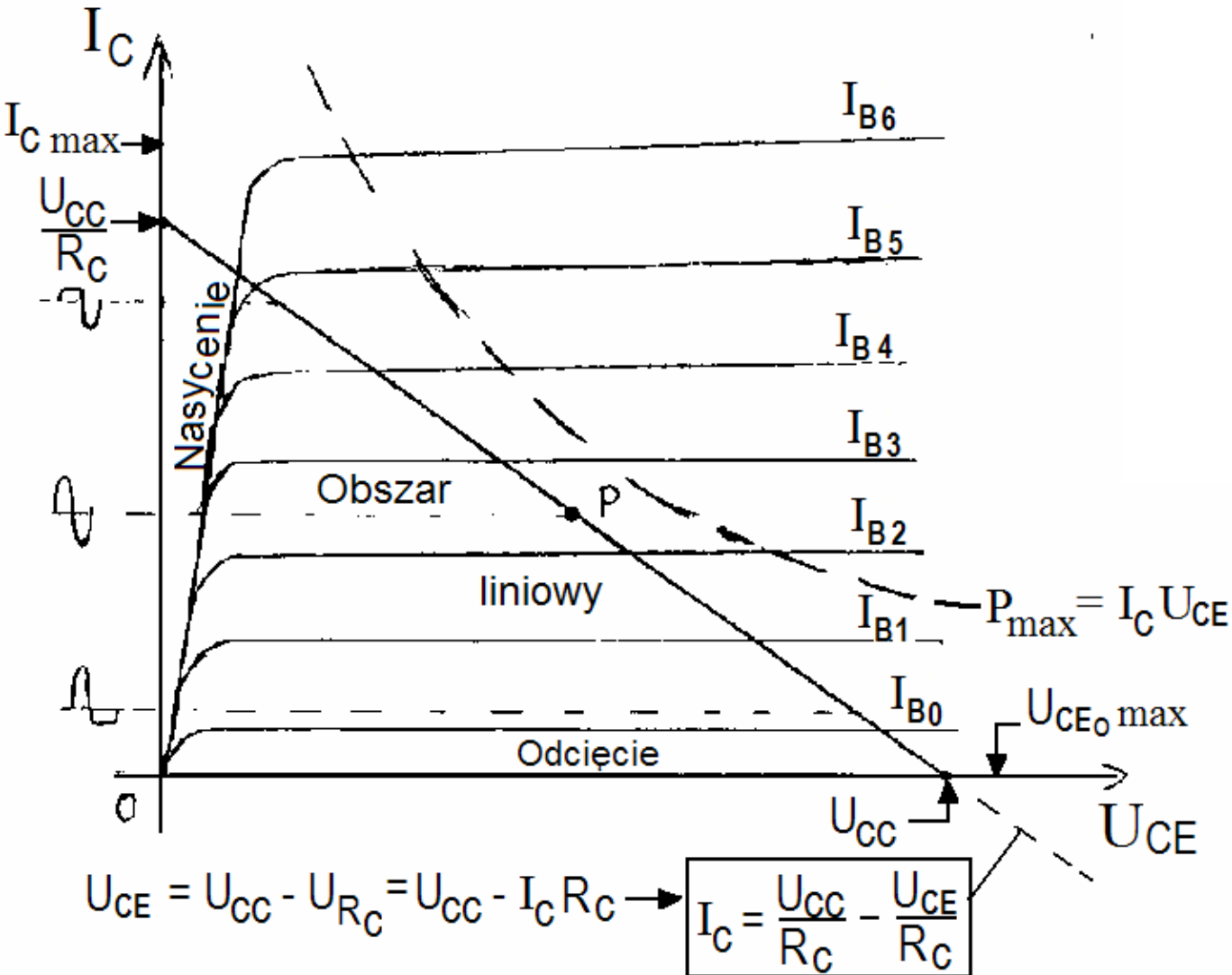
Charakterystyka przejściowa
tranzystora $I_C = I_C(U_{BE}) \rightarrow$



Charakterystyka przejściowa
układu $U_{wy} = U_{wy}(U_{we})$.



Rodzina charakterystyk wyjściowych tranzystora bipolarnego npn i ograniczenie wyboru obciążenia R_C . Prosta obciążenia $I_C = (U_{CC} - U_{CE})/R_C$ powinna leżeć poniżej hiperboli $P_{max} = I_C \cdot U_{CE}$, linia odcięcia – oba złącza nie przewodzą. Linia nasycenia – gwałtowny spadek wsp. β i utrata liniowości przy minimalnym napięciu U_{CE} .



Parametry i charakterystyki tranzystorów bipolarnych

Od współczynnika β_{st} należy odróżniać współczynnik małosygnałowy β .

$\beta = \partial I_C / \partial I_B$ przy $U_{CE} = \text{const.}$ natomiast $\beta_{st} = I_C / I_B$

Gdy tranzystor pracuje z małymi sygnałami, np. w układzie wzmacniacza liniowego wówczas charakterystyki w otoczeniu punktu pracy mogą być zastąpione stycznymi, zwanymi parametrami małosygnałowymi lub różniczkowymi. Oto kilka przykładów:

1. Transkonduktancja:

$$g_m = \partial I_C / \partial U_{BE} = (\partial I_C / \partial I_{BE})(\partial I_B / \partial U_{BE}) = h_{fe} / h_{ie}$$

(w przybliżeniu $g_m = I_C / U_T = I_C / 25\text{mV}$, dla $I_C = 2,5\text{mA}$ $g_m \cong 0,1\text{S}$).

2. Różniczkowa (dynamiczna) rezystancja wyjściowa:

$$r_{CE} = \partial U_{CE} / \partial I_C \quad \text{przy } U_{BE} = \text{const.}$$

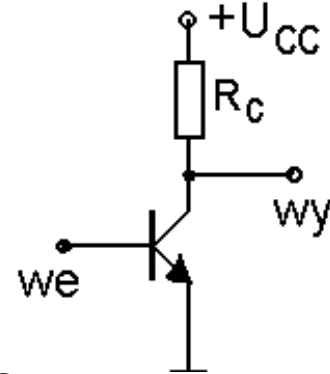
3. Różniczkowa (dynamiczna) rezystancja wejściowa:

$$r_{BE} = \partial U_{BE} / \partial I_B \quad \text{przy } U_{CE} = \text{const.}$$

Wzmacniacze

Wzmacniacze są urządzeniami, w których energia ze źródeł zasilania (zasilaczy) jest zamieniana na energię sygnału wyjściowego przy pomocy sygnału sterującego. Zwykle do wejścia wzmacniacza podawana jest suma składowej stałej i składowej zmiennej: $u(t) = U_0 + U_{ZMIENNE}$, $i(t) = I_0 + I_{ZMIENNE}$. Składowa zmienna jako sygnał wzmacniany zwykle jest znacznie mniejsza od składowej stałej. Składowa stała pełni tylko rolę pomocniczą wyznaczając punkt pracy wzmacniacza tranzystorowego. Wyróżniamy trzy typy wzmacniaczy: WE, WB WK.

Wzmacniacz o wspólnym emiterze (WE) jest dzielnikiem napięcia utworzonym przez impedancję obciążenia i sterowaną (a zatem zmieniającą się) impedancję tranzystora między kolektorem a emiterem. Wyrażenie : wspólny emiter oznacza, że emiter jest wspólną dla wejścia i dla wyjścia (uziemioną) elektrodą tranzystora.

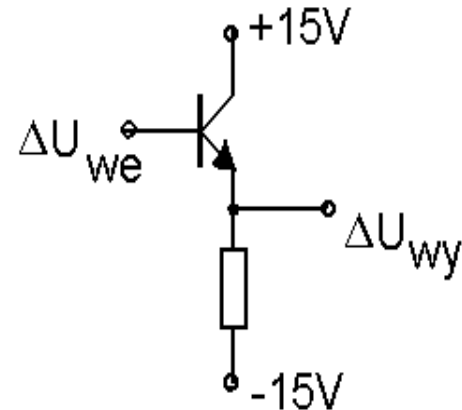


Sygnałem wyjściowym (wzmocnionym) jest napięcie i prąd kolektora. Zmienna składowa napięcia kolektora (określanego względem zerowego potencjału masy i uziemionego emitera) ma fazę przeciwną (tj. odwróconą o 180°) do fazy sygnału sterującego - wejściowego. Wzrostowi potencjału na bazie (dodatnia amplituda składowej zmiennej sygnału sterującego u_{BE}) odpowiada zmniejszenie impedancji tranzystora i napięcia na kolektorze u_{CE} . Wzmocnienie prądowe wynosi $h_{21E} = \beta$. Przy znacznym wzmocnieniu napięciowym (zależnym od obciążenia) wzmocnienie mocy jest rzędu β^2 .

Wzmacniacz o wspólnym kolektorze (WK).

Układy WK często zwane są wtórnikami emiterowymi. Kolektor jest tu elektrodą wspólna dla składowych zmiennych ponieważ jest zwarty z „ziemią” poprzez dużą pojemność zasilacza (stałość

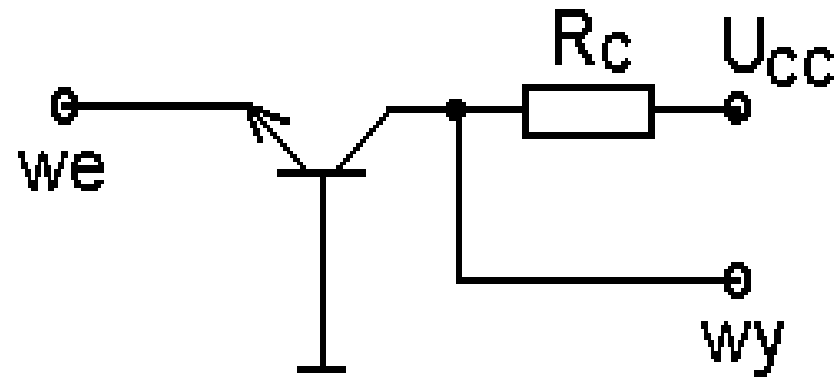
napięcia U_{CC}). To znaczy, że na kolektorze jest tylko stały potencjał – brak składowej zmiennej. Obciążenie znajduje się między emiterem a „ziemią” i wraz z tranzystorem stanowi dzielnik napięcia. Istotne jest, że ten układ nie odwraca fazy, powtarza zmiany napięcia wejściowego i powiększa prąd wejściowy β -razy (wzmocnienie mocy też wynosi β). Brak wzmocnienia napięciowego ($\Delta U_{wy}/\Delta U_{we}$ jest o „włos” mniejsze od 1 bo r_E nie jest = 0) wyjaśnia nazwę: wtórnik emiterowy – układ powtarza napięcie zmienne. Potencjał na bazie jest cały czas większy od potencjału na emiterze o około 0.6 V (0.6 do 0.7 V) ponieważ tranzystor jest cały czas otwarty. Zatem potencjał emitera „wędruje” za potencjałem bazy cały czas będąc przesuniętym o 0.6 V - potrzebne do otwarcia złącza BE. Ponieważ $U_{BE} = U_{we} - U_{Robc}$ mamy do czynienia z ujemnym sprzężeniem zwrotnym redukującym wzmocnienie napięciowe. Bardzo ważnym jest, że $R_{we} = \beta R_{obc}$, gdyż prąd wyjściowy jest β -krotnie większy od prądu wejściowego. Dzięki temu układ WK jest swoistym transformatorem impedancji i pozwala na dopasowanie małej impedancji obciążenia do dużej impedancji źródła sygnału sterującego (wzmacnianego prądowo).



$$\Delta U_{wy} = \Delta U_{we}$$
$$\Delta I_{wy} \gg \Delta I_{we}$$

Wzmacniacz o wspólnej bazie WB.

W tym układzie potencjał bazy jest stały a sygnałem sterującym (wzmacnianym) zmieniany jest potencjał emitera. Układ ten nie zmienia fazy sygnału wzmacnianego przy niskich częstotliwościach. Tj. wyjściowy



sygnał ma fazę zgodną z sygnałem wejściowym. Wzmocnienie prądowe wynosi prawie 1 (jest około 1% mniejsze od 1). Wzmocnienie napięciowe jest duże i zależy od R_C . Istotną zaletą tego układu jest mała pojemność (pasożytnicza) $C_{we-wy} = C_{EC}$, która faworyzuje go przy wzmacnianiu sygnałów o wysokich częstotliwościach. Wadą jest mała rezystancja wejściowa (I_E jest $\beta + 1$ razy większy od I_B). Układ ten mając dużą impedancję wyjściową może dopasowywać (przeciwnie do układu WK) dużą impedancję obciążenia do małej impedancji źródła.

Uwaga. Przy doborze tranzystora katalogowa graniczna częstotliwość tranzystora f_t powinna być około 100 razy większa niż przewidywana granica pasma przenoszenia wzmacniacza WE. W przypadku wzmacniaczy WK i WB wymagania są znacznie mniejsze i f_t może być nawet porównywalna z f_g .

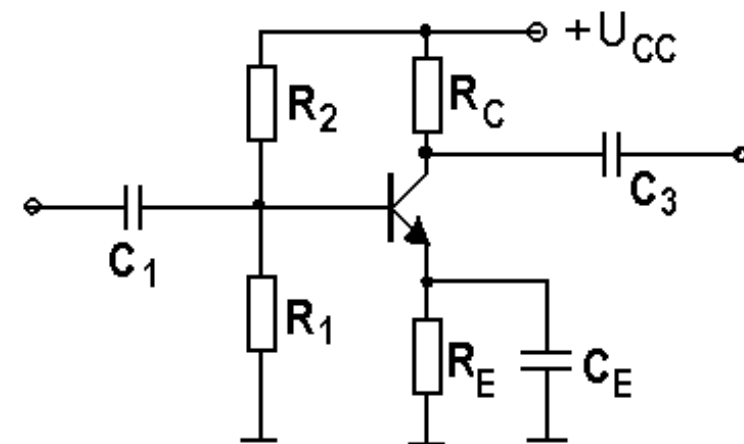
Wzmacniacz o wspólnym emiterze (WE).

Rezystory R_1 i R_2 stanowią dzielnik napięcia zapewniający spoczynkowy punkt pracy układu (określają potencjał bazy). C_1 i C_3 są pojemnościami sprzęgającymi przekazującymi tylko składową zmienną sygnału pomiędzy kolejnymi stopniami układu. C_1 jest kondensatorem wejściowym a C_3 wyjściowym dla naszego układu. R_E i C_E zapewniają silne ujemne sprzężenie zwrotne dla najniższych częstotliwości stabilizując tym sposobem pracę układu.

R_C jest opornikiem kolektora na którym odkłada się zmienny spadek napięcia o amplitudzie wielokrotnie większej (efekt wzmacnienia) od amplitudy sygnału podawanego na bazę. Faza tego sygnału jest przesunięta o 180° (bo wyższy potencjał na bazie wymusza większy prąd kolektora i przez to większy spadek U na R_C i niższy potencjał na kolektorze). Przed wykonaniem wzmacniacza należy wybrać tranzystor i poznać jego parametry z odpowiedniego katalogu. Znając parametry dobieramy wartości U_{CC} i I_C ($I_C = I_{\text{spoczynkowe}}$).

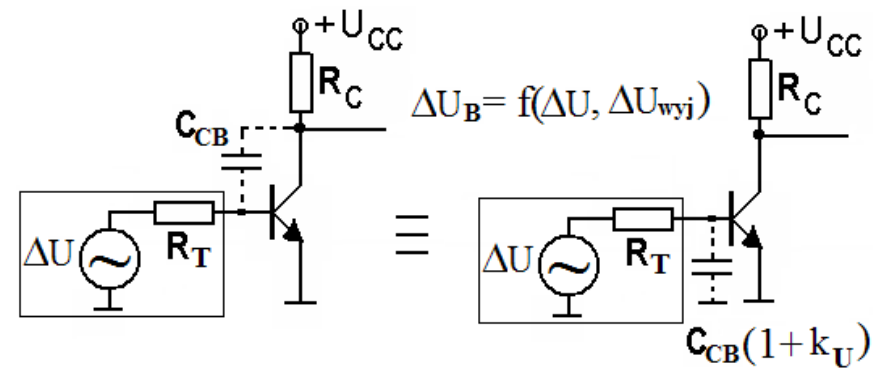
R_C – dobieramy tak aby $I_C \cdot R_C = U_{CC}/2$. R_E dobieram (dla stabilności temperaturowej). R_1 i R_2 dobieramy tak aby: $U_B = V_E + 0,6V \cong 1,6V$ oraz R_T (R Thevenina) tego dzielnika nie była większa od $0,1 \cdot R_{we}$
tj. $R_T < 0,1 \cdot \beta \cdot R_E$. czyli $R_1 \cong 0,1 \cdot \beta \cdot R_E$.

O doborze pojemności decyduje pasmo częstotliwości wzmacnianych sygnałów.

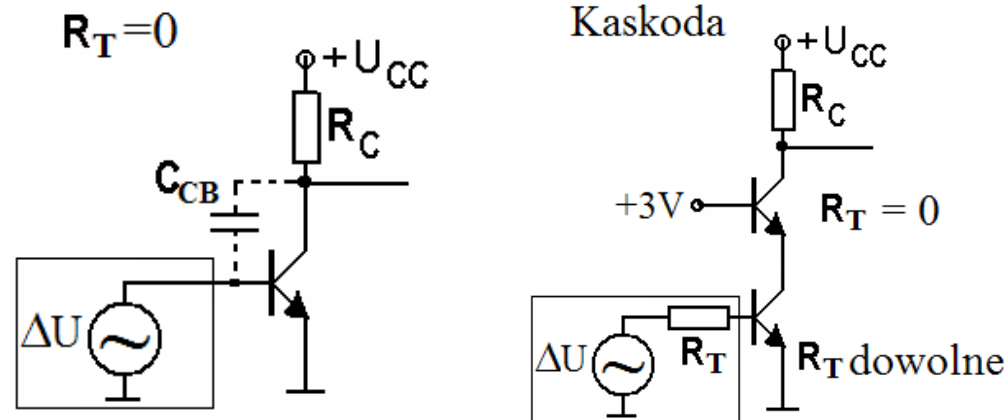


Efekt Millera

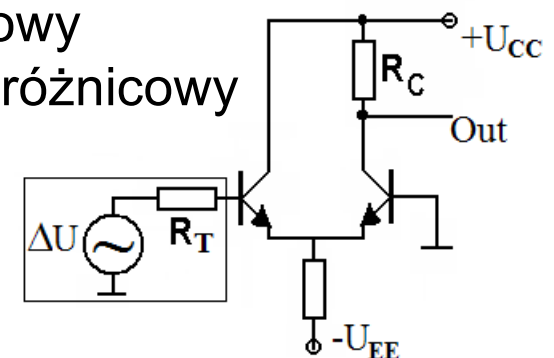
Polega na tym, że pojemność między wejściem a wyjściem dowolnego odwracającego fazę wzmacniacza jest elementem ujemnego sprzężenia zwrotnego. Takie pojemnościowe ujemne sprzężenie zwrotne osłabia, a dla wyższych częstotliwości nawet eliminuje wzmocnienie. We wzmacniaczu o wspólnym emiterze pojemność C_{CB} osłabia wzmocnienie w takim stopniu jak pojemność wejściowa o wartości: $C_{wej.} = C_{CB}(1+k_U)$ (która z opornością wewnętrzną źródła stanowi filtr dolnoprzepustowy).



Sposoby eliminacji efektu Millera



Jednowejsściowy wzmacniacz różnicowy



Przykład. Wyznaczyć rezystancję rezystora R_C oraz zakres zmian napięcia wyjściowego w układzie z termometru diodowego.

Dane; $U_{CC} = 12 \text{ V}$, $\beta = 180$; $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$ $R_S = 500 \Omega$ $R_B = 10 \text{ k}\Omega$

Zakres zmian U_D $0,92 - 1,26 \text{ V}$ przy zmianie T $0 - 100^\circ\text{C}$.

Rozw. Musimy tak dobrać elementy układu aby dla środkowej wartości zmian napięcia diody $1,1 \text{ V}$ wyjściowe napięcie wynosiło też środkową wartość napięć kolektora czyli 6 V : połowę z 12 V (dla minimalnych zniekształceń). Obliczamy parametry punktu spoczynkowego Q: $I_{BQ} = (U_{DQ} - U_{BEQ})/R_B =$
 $= (1,1 - 0,7)/10000 = 40 \mu\text{A}$. Stąd $I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 180 \times 40$
 $= 7,2 \text{ mA}$, zatem $R_C = (U_{CC} - U_{CEQ})/I_{CQ} = (12 \text{ V} - 6 \text{ V})/7,2 \text{ mA}$
 $= 0,833 \text{ k}\Omega$.

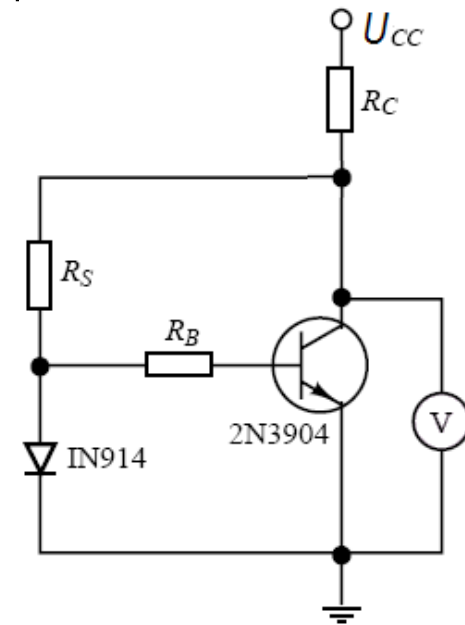
$$U_{\text{out gr1}} = U_{CC} - R_C \beta I_{Bgr1} = 12 - 833 \times 180 \times ((1,26 - 0,7)/10000) = 3,6 \text{ V}$$

$$U_{\text{out gr2}} = U_{CC} - R_C \beta I_{Bgr2} = 12 - 833 \times 180 \times ((0,92 - 0,7)/10000) = 8,7 \text{ V}$$

Odp. $R_C = 833 \Omega$, Zakres napięć wyjściowych: $3,6 - 8,7 \text{ V}$.

Rezystancja wewnętrzna woltomierza jest duża (zwykle więcej niż $1 \text{ M}\Omega$) zatem

wpływ tej rezystancji na wskazania woltomierza jest do zaniedbania.



Przykładowe dane techniczne tranzystora

Philips Semiconductors

Product specification

NPN switching transistors

2N2222; 2N2222A

FEATURES

- High current (max. 800 mA)
- Low voltage (max. 40 V).

APPLICATIONS

- Linear amplification and switching.

DESCRIPTION

NPN switching transistor in a TO-18 metal package.
PNP complement: 2N2907A.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector, connected to case

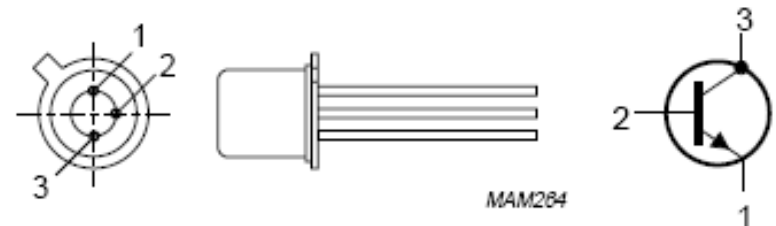


Fig.1 Simplified outline (TO-18) and symbol.

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CB0}	collector-base voltage	open emitter	–	60	V
	2N2222 2N2222A		–	75	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	30	V
	2N2222 2N2222A		–	40	V
I_C	collector current (DC)		–	800	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ °C}$	–	500	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
f_T	transition frequency	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250	–	MHz
	2N2222 2N2222A		300	–	MHz
t_{off}	turn-off time	$I_{Con} = 150\text{ mA}; I_{Bon} = 15\text{ mA}; I_{Boff} = -15\text{ mA}$	–	250	ns

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R_{thj-a}	thermal resistance from junction to ambient	in free air	350	K/W
R_{thj-c}	thermal resistance from junction to case		146	K/W

Wartości graniczne

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	60	V
	2N2222 2N2222A		–	75	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	30	V
	2N2222 2N2222A		–	40	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	5	V
	2N2222 2N2222A		–	6	V
I_C	collector current (DC)		–	800	mA
I_{CM}	peak collector current		–	800	mA
I_{BM}	peak base current		–	200	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25\text{ °C}$	–	500	mW
		$T_{case} \leq 25\text{ °C}$	–	1.2	W
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T_j	junction temperature		–	200	°C
T_{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

Charakterystyki

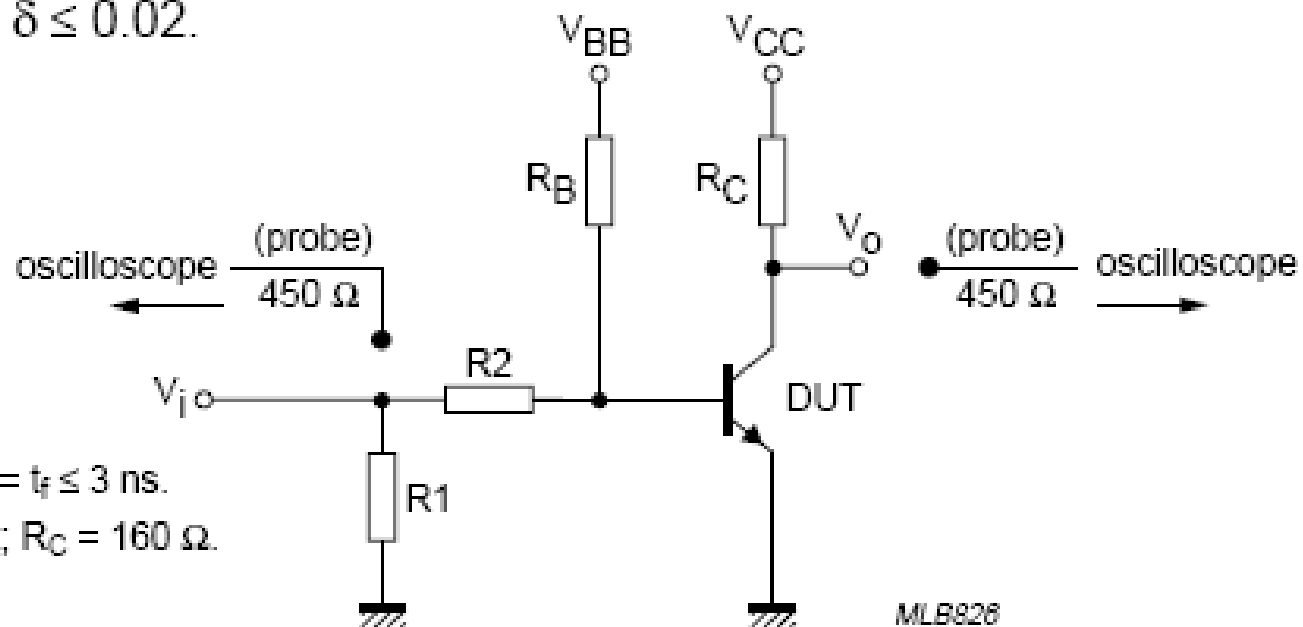
$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222	$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 50\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^\circ\text{C}$	–	10	μA
I_{CBO}	collector cut-off current 2N2222A	$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}$	–	10	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 60\text{ V}; T_{amb} = 150\text{ }^\circ\text{C}$	–	10	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 3\text{ V}$	–	10	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 0.1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	35	–	
		$I_C = 1\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	50	–	
		$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}$	75	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 1\text{ V}; \text{note 1}$	50	–	
		$I_C = 150\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$	100	300	
h_{FE}	DC current gain 2N2222A	$I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; T_{amb} = -55\text{ }^\circ\text{C}$	35	–	
h_{FE}	DC current gain 2N2222 2N2222A	$I_C = 500\text{ mA}; V_{CE} = 10\text{ V}; \text{note 1}$	30	–	
			40	–	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	400	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1.6	V
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	300	mV
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	–	1.3	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	2.6	V
V_{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222A	$I_C = 150\text{ mA}; I_B = 15\text{ mA}; \text{note 1}$	0.6	1.2	V
		$I_C = 500\text{ mA}; I_B = 50\text{ mA}; \text{note 1}$	–	2	V
C_c	collector capacitance	$I_E = i_e = 0; V_{CB} = 10\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	8	pF
C_e	emitter capacitance 2N2222A	$I_C = i_c = 0; V_{EB} = 500\text{ mV}; f = 1\text{ MHz}$	–	25	pF
f_T	transition frequency 2N2222 2N2222A	$I_C = 20\text{ mA}; V_{CE} = 20\text{ V}; f = 100\text{ MHz}$	250	–	MHz
			300	–	MHz
F	noise figure 2N2222A	$I_C = 200\text{ }\mu\text{A}; V_{CE} = 5\text{ V}; R_S = 2\text{ k}\Omega;$ $f = 1\text{ kHz}; B = 200\text{ Hz}$	–	4	dB

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
Switching times (between 10% and 90% levels); see Fig.2					
t_{on}	turn-on time	$I_{Con} = 150 \text{ mA}; I_{Bon} = 15 \text{ mA}; I_{Boff} = -15 \text{ mA}$	–	35	ns
t_d	delay time		–	10	ns
t_r	rise time		–	25	ns
t_{off}	turn-off time		–	250	ns
t_s	storage time		–	200	ns
t_f	fall time		–	60	ns

Note

1. Pulse test: $t_p \leq 300 \mu\text{s}; \delta \leq 0.02$.



MLB826

Fig.2 Test circuit for switching times.

DEFINITIONS

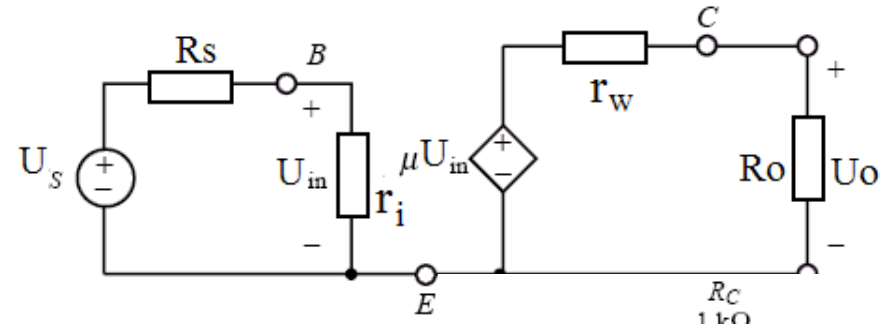
Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

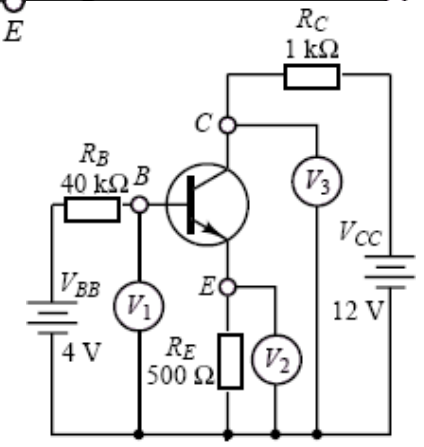
These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.

Elektronika lista zadań 10

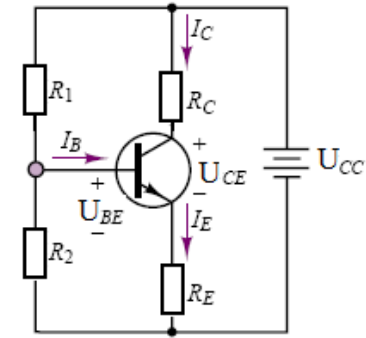
1) Oblicz wzmacnienie napięciowe k_U układu przedstawionego na rys. wiedząc, że $R_s = 1 \Omega$, $r_i = 24 \Omega$, $r_w = 100 \Omega$, $R_o = 5 \text{ k}\Omega$ a $\mu = 250$.



2. Wiedząc, że woltomierze pokazały napięcia: $V_1 = 2 \text{ V}$, $V_2 = 1,3 \text{ V}$ i $V_3 = 8 \text{ V}$. Oblicz wartość wzmacnienia prądowego β .



3. Oblicz spoczynkowe wartości I_B , I_C , oraz U_{CE} .
Dane: wzmacnienie prądowe $\beta = 100$, $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $R_E = 3 \text{ k}\Omega$, $U_{CC} = 15 \text{ V}$, $U_{BE} = 0,7 \text{ V}$.



4. Mając dane triody: $\rho_a = 200 \Omega$, $\mu_a = 100$ oraz wartość $R_a = 1,8 \text{ k}\Omega$ oblicz wzmacnienie napięciowe układu k_U :

