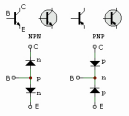
http://ea.elportal.pl/bipolarne.html
Go SEP OCT NOV 18 2016 2017 2020
33 captures
8 Feb 2016 - 23 Jan 2021

Teoria

Tranzystory bipolarne

Tranzystor - Obrazowe przedstawienie wzmacniacza z tranzystorem npn - Charakterystyki tranzystora - Parametry graniczne tranzystora - Typowe parametry tranzystorów - Prosta obciążenia - Układy polaryzacji tranzystorów - Układ ze wspólnym emiterem - Układ ze wspólną bazą - Układ ze wspólnym kolektorem (wtórnik emiterowy) - Układ darlingtona - Wzmacniacz różnicowy - Pomiar parametrów tranzystorów - Kilka zastosowań tranzystorów

Tranzystor jest elementem półprzewodnikowym i aby wyjaśnić w pełni jego działanie musiałbyś podobnie jak dla diody poznać budowę złącza p-n (tutaj kłania się fizyka ciała stałego), a ponieważ aby można było skorzystać z właściwości tranzystora nie jest to niezbędnie nie bedziemy się więc tym zajmować.



rys. 4.1.1

Tranzystor jest elementem o trzech końcówkach (elektrodach) i służy do wzmacniania lub przełączania sygnałów. Tranzystory bipolarne dzieli się na krzemowe i germanowe, a każdy z nich może być typu npn lub pnp. Na rys. 4.1.1 przedstawione są symbole graficzne tranzystorów npn i pnp oraz ich diodowe modele zastępcze.

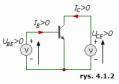
Patrząc na diodowe modele zastępcze tranzystorów można stwierdzić, że tranzystor składa się z dwóch połączonych ze sobą diod o wspólnej warstwie n lub p. Dołączona do wspólnej warstwy elektroda nazywana jest bazą - B. Pozostałe elektrody tranzystora bipolarnego mają następujące nazwy: C - kolektor, E - emiter.

Przyjęło się również w sposób określony oznaczać napięcia na tranzystorze. Napięcia na elektrodach tranzystora mierzone względem masy oznaczane jest indeksem w postaci pojedynczej dużej litery C, B lub E i tak na przykład U_C oznacza napięcie na kolektorze. Napięcie między dwoma elektrodami oznacza się podwójnym indeksem, np. dla napięcia między bazą, a emiterem będzie to U_{BE}.

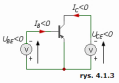
Diodowy schemat zastępczy jest bardzo dużym uproszczeniem i nie wyjaśnia działania tranzystora lecz daje pewien pogląd na to jakie napięcia występują między jego elektrodami.

Korzystając z tego schematu można powiedzieć, że w tranzystorze złącze baza-emiter i kolektor-baza zachowują się jak diody. Aby tranzystor znajdował się w stanie normalnej pracy to muszą być spełnione następujące warunki:

- dla tranzystora npn potencjał kolektora musi być wyższy od potencjału emitera,
- dla tranzystora pnp potencjał kolektora musi być niższy od potencjału emitera,
- „dioda" baza-emiter musi być spolaryzowana w kierunku przewodzenia, a „dioda" kolektor-baza w kierunku zaporowym,
- nie mogą zostać przekroczone maksymalne wartości I_C, I_B, U_{CE}, moc wydzielana na kolektorze $I_C \cdot U_{CE}$, temperatura pracy czy też napięcie U_{BE}.



rys. 4.1.2



rys. 4.1.3

Aby te warunki były spełnione to źródła napięć zasilających muszą być podłączone jak na rys. 4.1.2 dla tranzystora npn i jak na rys. 4.1.3 dla tranzystora pnp.

Bardzo ważnym jest aby patrząc na diodowy model zastępczy nie mylić czasami prądu kolektora z prądem przewodzenia „diody" kolektor-baza gdyż jest ona spolaryzowana zaporowo, a płynący prąd kolektora jest wynikiem działania tranzystora. Prąd kolektora I_C i prąd bazy I_B wpływające do tranzystora łączą się w jego wnętrzu i wypływają w postaci prądu emitera I_E (patrz na rys. 4.1.5).

Jeżeli tranzystor jest w stanie normalnej pracy czyli spełnia powyższe warunki to z dobrym przybliżeniem prawdziwą jest zależność, którą warto zapamiętać:

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B = \beta \cdot I_B$$

gdzie h_{FE} jest współczynnikiem wzmocnienia prądowego nazywanego również betą. Współczynnik ten moze przyjmować wartości od 50 do 300A/A dla tego samego typu tranzystora, a więc nie jest parametrem na którym można oprzeć parametry projektowanego układu. Jak wzór na ten współczynnik wyprowadzić dowiesz się w następnym punkcie.

Z zależności przedstawionej wyżej wynika ważna cecha tranzystorów jaką jest sterowanie przez mały prąd wpływający do bazy duzym prądem wpływającym do kolektora.

Dla uproszczenia dalszy opis dotyczący tranzystora będzie dotyczył tranzystora typu npn, dla tranzystora pnp wystarczy zmienić polaryzację wszystkich napięć na przeciwną.

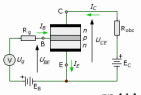
Stosując model diodowy można łatwo zauważyć, że w czasie pracy tranzystora napięcie na bazie można wyrazić wzorem:

$$U_B = U_E + U_{BE}$$

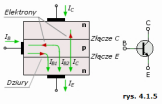
oczywiście dla tranzystorów pnp należy odwrócić polaryzację napięć. Ważną sprawą, na którą należy zatem zwrócić uwagę jest zbytnie przekroczenie wartości napięcia między bazą, a emiterem. Przekroczenie napięcia na bazie o więcej niż 0.6 do 0.8V (jest to napięcie przewodzenia diody) w stosunku do emitera spowoduje, że przez bazę przepłynie bardzo duży prąd, który może doprowadzić do uszkodzenia tranzystora.

Obrazowe przedstawienie wzmacniacza z tranzystorem npn

Na rys. 4.1.4 przedstawiony jest tranzystor pracujący w układzie wzmacniacza. Złącze kolektor-baza jest spolaryzowane zaporowo (bateria E_C), natomiast złącze baza-emiter w kierunku przewodzenia (bateria E_B). Z kolei na rys. 4.1.5 pokazany jest rozpływ prądu w tranzystorze npn. Ponieważ złącze baza-emiter jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia to istnieje przepływ dziur z obszaru p do obszaru n oraz przepływ elektronów z obszaru n do obszaru p.



rys. 4.1.4



rys. 4.1.5

Elektrony wprowadzane z emitera do bazy stają się tam nośnikami mniejszościowymi i drogą dyfuzji oddalają się od złącza emiterowego. Część tych elektronów łączy się z dziurami, których w bazie jest bardzo duzo (obszar p). Wszystkie elektrony, które dotrą w pobliże złącza kolektor-baza są unoszone do obszaru kolektora. Dla niedużej szerokości obszaru p (bazy) praktycznie wszystkie elektrony wstrzykiwane przez emiter do bazy dotrą do kolektora. Bardzo ważnym jest aby strata elektronów w bazie była jak najmniejsza. Miarą tego na ile prąd kolektora odpowiada prądowi emitera jest współczynnik α nazywany współczynnikiem wzmocnienia prądowego, przy dużych sygnałach definiowany jako:

$$\alpha = (I_C - I_{CO}) / I_E$$

gdzie I_{CO} jest prądem złącza kolektorowego spolaryzowanego zaporowo przy $I_B=0$. W tranzystorach krzemowych wartość prądu I_{CO}(zależąca od temperatury) jest rzędu 0,001pA do 0,01pA i mozna go spokojnie pominąć. Dla większości tranzystorów wartość α zawiera się w granicach od 0,95 do 0,99 czyli praktycznie 1.

Jak widać na rys. 4.1.5 prąd bazy I_B składa się z prądu dziurowego płynącego od bazy do emitera i z prądu wynikającego z rekombinacji dziur w obszarze bazy.

Tranzystory wykonywane są tak aby oba te prądy były jak najmniejsze. Osiągane jest to w ten sposób, że obszar n emitera jest bardzo silnie domieszkowany i prąd elektronowy złącza baza-emiter jest zdecydowanie większy od prądu dziurowego. W celu zmniejszenia drugiego składnika prądu bazy czyli prądu wywołanego rekombinacją, zmniejsza się obszar bazy. W efekcie prąd bazy I_B ma wartość bardzo małą w porównaniu z prądem kolektora I_C.

W rezultacie można powiedzieć, że mały prąd wejściowy bazy I_B steruje znacznie większym prądem wyjściowym kolektora I_C, a więc następuje efekt wzmocnienia.

Aby znaleźć zależność między I_B oraz I_C należy przeprowadzić kilka wyliczeń. Z rys. 4.1.4 wynika, że

$$I_C + I_B = I_E$$

co w połączeniu ze wzorem na współczynnik α (z tego wzoru wyliczyć należy I_E i podstawić do wzoru umieszczonego wyżej, a dalej to tylko przekształcenia) daje następujący wynik

$$I_C = \frac{I_{CO}}{1-\alpha} + \frac{\alpha \cdot I_B}{1-\alpha}$$

Wcześniej użyłem już pojęcia wzmocnienia prądowego beta, teraz należałoby go bliżej zdefiniować

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

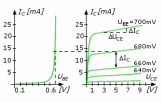
następnie można napisać

$$I_C = (1+\beta) \cdot I_{CO} + \beta \cdot I_B$$

Prąd I_{CO} jest znacznie mniejszy od prądu I_B i wobec tego współczynnik wzmocnienia dla prądu stałego wynosi

$$\boxed{\beta = \frac{I_C}{I_B}}$$

Dobrze zapamiętaj ten wzór bo jest on bardzo przydatny. Często spotkasz się w literaturze z określeniami wzmocnienia staroprądowego h_{FE} i małosygnałowego h_{fe}. Oba te współczynniki zwykle są nie rozróżniane i określane są tą samą nazwą β (beta) i nie jest to poważny błąd gdyż są one praktycznie równe (za wyjątkiem zakresu dużych częstotliwości), a oprócz tego rozrzut wartości β dla danego tranzystora jest tak duży, że różnica ta jest bez praktycznego znaczenia.



rys. 4.1.6

rys. 4.1.7

Charakterystyki tranzystora przedstawione na rysunkach 4.1.6, 4.1.7, 4.1.8, 4.1.9 i 4.1.10 najlepiej nadają się do opisu i analizy jego działania.

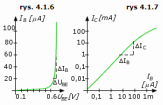
Na rys.4.1.7 pokazana jest charakterystyka wyjściowa tranzystora, która przedstawia zależność prądu kolektora I_C od napięcia kolektor-emiter U_{CE} przy doprowadzonym napięciu wejściowym baza-emiter U_{BE}. Z charakterystyki tej można stwierdzić, że:

- powyżej pewnego napięcia prąd kolektora prawie nie zależy od napięcia U_{CE},
- do wywołania duzej zmiany prądu kolektora ΔI_C wystarczy mała zmiana napięcia baza-emiter ΔU_{BE}.

Punkt, w którym następuje zagięcie charakterystyki wyjściowej nazywany jest napięciem nasycenia kolektor-emiter U_{CEsat}.

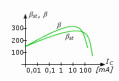
Zależność prądu kolektora od napięcia wejściowego jest lepiej widoczna na charakterystyce przejściowej pokazanej na rys. 4.1.6. Prąd kolektora I_C jest tu funkcją napięcia baza-emiter U_{BE}. Charakterystyka ta, tak jak i charakterystyka diody ma charakter wykładniczy. Jednak w odróżnieniu od równania diody dla tranzystora współczynnik korekcyjny m jest praktycznie równy jeden i wzór opisujący charakterystykę przejściową można z dobrym przybliżeniem przedstawić jako:

$$I_C = I_{CO}(T, U_{CE}) \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$



rys. 4.1.8

rys. 4.1.9



rys. 4.1.10

To równanie jest oczywiście prawdziwe przy założeniu, że prąd I_C jest znacznie większy od prądu I_{CO}. Zmianą prądu kolektora I_C wynikającą ze zmiany napięcia baza-emiter U_{BE} charakteryzuje parametr nazywany „konduktancją przenoszenia w przód" lub inaczej „transkonduktancją" oznaczaną symbolem g_m

$$g_m = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}} \Big|_{U_{CE}=const}$$

aby ją obliczyć należy zróżniczkować równanie opisujące charakterystykę przejściową i otrzyma się

$$g_m = \frac{I_{CO}}{U_T} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} = \frac{I_C}{U_T}$$

Jak widać z otrzymanego wzoru transkonduktancja jest proporcjonalna do prądu kolektora i nie zależy od indywidualnych właściwości tranzystora.

Zależność prądu kolektora I_C od napięcia kolektor-emiter U_{CE} jest charakteryzowana przez parametr nazywany „różniczkową rezystancją wyjściową" oznaczaną jako r_{ce}

$$r_{ce}=\frac{\delta U_{CE}}{\delta I_C}\Big|_{U_{BE}=const}$$

Patrząc na rys. 4.1.7 można zauważyć, że nachylenie charakterystyki przy większych prądach kolektora rośnie, a więc rezystancja wyjściowa r_{ce} maleje i w przybliżeniu jest odwrotnie proporcjonalna do prądu kolektora I_C, czyli

$$r_{ce}\approx\frac{U_Y}{I_C}$$

Współczynnik proporcjonalności U_Y nazywany jest współczynnikiem „Early'ego". Jego wartość można wyznaczyć na drodze pomiarów r_{ce}, co pozwala na wyliczanie rezystancji wyjściowej dla różnych prądów I_C. Typowe wartości U_Y wynoszą od 80 do 200V dla tranzystorów npn i od 40 do 150V dla tranzystorów pnp.

Na rys. 4.1.8 przedstawiona jest charakterystyka wejściowa pokazująca zależność prądu bazy I_B od napięcia baza-emiter U_{BE}. Charakterystyka ta ma podobnie jak charakterystyka przejściowa (rys. 4.1.6) przebieg wykładniczy tyle, że w tym przypadku nie można pominąć współczynnika m gdyż nie jest on równy jedności. Charakterystykę wejściową można więc opisać równaniem

$$I_B=I_{BS}\cdot e^{\frac{U_{BE}}{mU_T}}$$

Parametrem ściśle związanym z charakterystyką wejściową jest „różniczkowa rezystancja wejściowa" r_{be} definiowana jako

$$r_{be}=\frac{\delta U_{BE}}{\delta I_B}\Big|_{U_{CE}=const}$$

Aby wyliczyć jej wartość należy zróżniczkować równanie opisujące charakterystykę wejściową i w efekcie otrzyma się następujący wzór

$$r_{be}=\frac{m\cdot U_T}{I_B}$$

Ze względu na to, że współczynnik korekcyjny m ma różne wartości dla różnych przypadków, na podstawie tego wzoru nie można określić wartości r_{be} i dlatego należy znaleźć inną jego postać w czym pomocne będą dwie charakterystyki przedstawione na rys. 4.1.9 i 4.1.10.

Na rys. 4.1.9 przedstawiona jest zależność prądu kolektora I_C od prądu bazy I_B. Patrząc na rys. 4.1.9 można powiedzieć (z dobrym przybliżeniem), że prąd kolektora jest proporcjonalny do prądu bazy $I_C=\beta I_B$.

Współczynnik występujący w tym wzorze nazywany jest statycznym współczynnikiem wzmocnienia prądowego β i był już opisywany wcześniej. Równanie opisujące charakterystykę wejściową zawiera współczynnik m, który nie jest równy 1, a więc wzmocnienie prądowe nie jest stałe i zależy od prądu kolektora co pokazane jest na charakterystyce z rys. 4.1.10. Można więc zdefiniować „małosygnałowy współczynnik wzmocnienia prądowego" β jako

$$\beta=\frac{\delta I_C}{\delta I_B}\Big|_{U_{CE}=const}$$

Korzystając z tej definicji oraz ze wzoru na transkonduktancję g_m można wyprowadzić wzór na rezystancję wejściową r_{be} w postaci, która umożliwi wyliczanie tej rezystancji.

$$r_{be}=\frac{\delta U_{BE}}{\delta I_B}=\frac{\delta U_{BE}}{\delta I_C/\beta}=\frac{\beta}{g_m}=\frac{\beta\cdot U_T}{I_C}$$

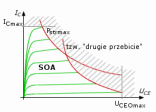
W zasadzie można by analizować charakterystyki jeszcze dosyć długo, ale myślę, że lepiej skorzystać z właściwej literatury.

Parametry graniczne tranzystora

Tranzystory, tak zresztą jak inne elementy elektroniczne, mają charakterystyczne dla siebie parametry graniczne, tzn. takie których przekroczenie grozi uszkodzeniem tranzystora.

Do takich właśnie parametrów należą:

- U_{EB0max} - dopuszczalne napięcie wsteczne baza-emiter
- U_{CB0max} - dopuszczalne napięcie wsteczne kolektor-baza
- U_{CE0max} - maksymalne dopuszczalne napięcie kolektor-emiter
- I_{Cmax} - maksymalny prąd kolektora
- I_{Bmax} - maksymalny prąd bazy
- P_{strmax} - maksymalna dopuszczalna moc strat



rys. 4.1.11

Parametry takie jak I_{Cmax}, U_{CE0max}, P_{strmax} wyznaczają dopuszczalny obszar pracy, który nosi również nazwę "dozwolonego obszaru pracy aktywnej" w skrócie SOA (skrót od ang. "safe operating area" - jest często stosowany). Na rysunku 4.1.11 przedstawiającym charakterystyki wyjściowe tranzystora pokazany jest przykład, dozwolonego obszaru pracy tranzystora.

Typowe parametry tranzystorów

Tranzystory oprócz parametrów granicznych posiadają również kilka innych parametrów, które są podawane przez producentów na kartach katalogowych.

W poniższej tabelce podane są parametry dla tranzystora małej mocy i dla tranzystora mocy.

Typ		BC237B	BD249A
Typ przewodnictwa		npn	npn
Parametry graniczne			
Napięcie kolektor-emiter	U_{CE0max}	45V	60V
Prąd kolektora	I_{Cmax}	100mA	25A
Napięcie baza-emiter	U_{EB0max}	6V	5V
Prąd bazy	I_{Bmax}	50mA	5A
Moc strat	P_{strmax}	300mW	125W
Parametry			
Prąd zerowy kolektora	I_{CE0}	0,2nA	0,5mA
Pojemność kolektor-baza	C_{jc}	3pF	500pF
Pojemność emiter-baza	C_{je}	8pF	
Parametry przy I_C		**1mA**	**1A**
Napięcie baza-emiter	U_{BE}	0,6V	0,8V
Napięcie nasycenia	U_{CEsat}	60mV	200mV
Wsp. wzmocnienia prądowego	β	ok. 150	ok. 100

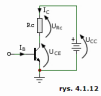
Prosta obciążenia

Przy wyjaśnianiu, projektowaniu i obliczaniu układów tranzystorowych często korzysta się z wielu przybliżeń i uproszczeń, bez których czynności te byłyby bardzo utrudnione (zupełnie niepotrzebnie).

Aby zrozumieć sens tych uproszczeń dobrze jest poznać tzw. "prostą obciążenia" wrysowaną w charakterystyki wyjściowe tranzystora. Oprócz tego prosta obciążenia doskonale ilustruje tzw. "punkt pracy" tranzystora i pomoże zrozumieć w jaki sposób należy dobierać wartości napięć i prądów określających ten punkt.

Do wyznaczenia prostej obciążenia wystarczy znajomość II-go prawa Kirchhoffa i podstawowa wiedza z matematyki (co to jest funkcja liniowa).

Na rysunku 4.1.12 przedstawiony jest układ złożony z tranzystora npn, do którego szeregowo dołączony jest rezystor R_C. Całość jest zasilana napięciem U_{CC}. Korzystając z II-go prawa Kirchhoffa można napisać



rys. 4.1.12

$$U_{CC}=U_{Rc}+U_{CE}$$

Przypominając sobie zależność wynikającą z Prawa Ohma, powyższe równanie można zapisać następująco

$$U_{CC}=I_C\cdot R_C+U_{CE}$$

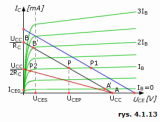
z tego równania po kilku prostych przekształceniach matematycznych otrzymuje się równanie pokazujące zależność między prądem kolektora I_C, a napięciem kolektor-emiter U_{CE}

$$I_C=-\frac{1}{R_C}\cdot U_{CE}+\frac{U_{CC}}{R_C}$$

co odpowiada matematycznemu zapisowi funkcji liniowej typu

$$y=-ax+b$$

Tak wyznaczoną prostą obciążenia (obciążeniem dla tranzystora jest tutaj rezystor R_C) można wrysować w charakterystyki wyjściowe tranzystora, co jest przedstawione na rysunku 4.1.13. Aby taką prostą narysować wystarczy równanie tej prostej rozwiązać dla dwóch granicznych warunków, a więc dla $I_C=0$ i $U_{CE}=0$.



rys. 4.1.13

Dla $I_C=0$ mamy

$$0=-U_{CE}/R_C+U_{CC}/R_C$$

czyli

$$U_{CE}=U_{CC}$$

co daje punkt A.

Dla $U_{CE}=0$ mamy

$$I_C=U_{CC}/R_C$$

co daje punkt B.

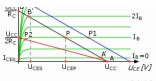
Punkty A i B połączone ze sobą dają prostą obciążenia. Prosta ta przecina się z charakterystykami wyjściowymi tranzystora (w tym przypadku tranzystor pracuje w układzie wspólnego emitera WE), a punkt przecięcia P wyznacza punkt pracy tranzystora czyli prąd kolektora I_C oraz napięcie U_{CE} dla określonego prądu bazy I_B. W związku z tym, że tranzystor jest elementem sterowanym prądem bazy, to jak widać na rysunku 4.1.13 punkt pracy P może poruszać się po prostej obciążenia od punktu A' do B' w zależności od wartości prądu bazy I_B. Punkty A i B nie są osiągalne, gdyż rozpatrując punkt A - dla $I_B=0$ płynie jednak bardzo mały prąd (zerowy) kolektora I_{CEO} i napięcie U_{CE} różni się od U_{CC} o bardzo małą wartość $I_{CEO}\cdot R_C$ (tranzystor nie stanowi idealnej przerwy), z kolei dla punktu B czyli dla dużych prądów bazy tranzystor jest w stanie nasycenia ale nie stanowi idealnego zwarcia i pozostaje tzw. napięcie nasycenia U_{CES}.

Przy projektowaniu układów tranzystorowych należy tak dobierać stałoprądowy punkt pracy P tranzystora aby zmiany wynikające ze zmian sygnału sterującego I_B nie powodowały zniekształceń sygnału wyjściowego (napięcia na kolektorze). Jeżeli punkt pracy będzie zbyt blisko punktu B to przy np. sygnale sinusoidalnym mogą być obcinane górne połówki sinusoidy, z kolei jeśli punkt P przesunąć w stronę A to dla tego samego sygnału mogą być obcinane dolne (ujemne) połówki sinusoidy. Przy rozwiązywaniu zadań projektowych dotyczących doboru punktu pracy tranzystora proponuję abyś próbował przedstawić sobie ten punkt w postaci graficznej przy pomocy prostej obciążenia i wyjściowych charakterystyk tranzystora.

Co do niezbędnych uproszczeń jakie należy zrobić dla ułatwienia projektowania (obliczeń) to warto przyjrzeć się prostym obciążenia na rysunku 4.1.13 narysowanymi kolorami czerwonym i niebieskim. Prosta czerwona jest dla zmienionego obciążenia na wartość $2R_C$, a prosta niebieska dla nieco zwiększonego zasilania U_{CC}. Patrząc na rys. 4.1.13 widać, że dla pierwszego przypadku punkt B' mocno się obniża punkt P2 przesunął się w zakres nasycenia, w drugim przypadku prosta przesuwa się równolegle w prawo powodując, że punkt P1 przesuwa się bliżej napięcia zasilającego. W obu przypadkach widać, że prąd I_C, prąd I_{CEO}, napięcie U_{CES} zależą w małym stopniu od napięcia zasilającego U_{CC} i rezystancji R_C (wynika to z faktu, że charakterystyki wyjściowe są lekko nachylone). Zależność ta w wystarczającym stopniu skomplikowałaby obliczenia i w związku z tym, że nie jest ona aż tak znacząca można przyjąć, że:

- prąd kolektora dla stanu aktywnego jest opisywany równaniem $I_C=\beta\cdot I_B+I_{CEO}$ co oznacza, że I_C nie zależy od U_{CE}, a tym samym oznacza, że charakterystyki wyjściowe są dla kolejnych wartości





rys. 4.1.14

prądów I_B liniami prostymi biegnącymi poziomo, co jest zwustrowane na rys. 4.1.14

- Wzmocnienie prądowe β ma wartość stałą niezależną od punktu pracy
- napięcie baza-emiter U_{BE} nie zależy od prądu bazy I_B
- napięcie nasycenia U_{CEn} nie zależy od prądu kolektora I_C ani od prądu bazy I_B
- granicą między stanem aktywnym, a stanem nasycenia tranzystora jest stan gdy napięcie kolektor-baza $U_{CB}=0$ czyli $U_{CE}=U_{BE}$

Przy tych wszystkich uproszczeniach charakterystyki wyjściowe tranzystora wyglądają jak na rys. 4.1.14. Widać wyraźnie, że zmiana punktu pracy spowodowana zmianą R_C lub U_{CC} nie powoduje zmian prądu I_C. Aby sprawdzić te wszystkie rozważania proponuję zaglądnąć do zadań i przykładów i rozwiązać kilka z nich lub przeanalizować sposób rozwiązania zadania 4.1.1.

Układy polaryzacji tranzystorów

O takich układach mówi się również: układy zasilania tranzystorów czy też układy ustalania punktów pracy. Układy te mają za zadanie nie tylko zasilać tranzystor ale również ustalać jego stałoprądowy punkt pracy, czyli stałe napięcie kolektor-emiter U_{CE} i stały prąd kolektora I_C.

Punkt pracy musi być dobrany w sposób optymalny do funkcji jaką spełnia układ, w którym pracuje tranzystor.

Abyś zdał sobie sprawę jak różne są wymagania co do punktów pracy poniżej przedstawiona jest tabelka ukazująca typowe punkty pracy tranzystorów w różnych zastosowaniach. Oczywiście podane wartości należy traktować jako orientacyjne. W nawiasach podane są maksymalne wartości chwilowe.

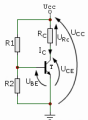
Zastosowanie	I_C (i_{cm})	U_{CE} (u_{cem})
Stopnie wejściowe wzmacniaczy m.cz. o małym poziomie szumów	20-200 µA	1-5 V
Stopnie pośrednie wzmacniaczy małych sygnałów (m.cz. i w.cz.)	0,2-2 mA	3-10 V
Stopnie wejściowe wzmacniaczy operacyjnych	1-10 µA	0,7-5 V
Wzmacniacze szerokopasmowe (B od 100 MHz do 1 GHz)	5-50 mA	5-10 V
Wzmacniacze akustyczne średniej mocy	(0,1-1 A)	(5-12) V
Wzmacniacze akustyczne dużej mocy	(2-10 A)	(20-100 V)
Stopień odchylania poziomego TV	(3-6 A)	(800-1100V)
Nadajniki w zakresie KF i UKF	(5-30 A)	(30-60 V)

Przedstawię teraz kilka często spotykanych układów polaryzacji tranzystora. Każdy z tych układów będzie poparty przykładem obliczeniowym, który pomoże (mam nadzieję) w samodzielnym obliczaniu elementów składowych podobnych układów.

Do najczęściej spotykanych układów ustalających punkt pracy tranzystora należą:

- **układ z potencjometrycznym zasilaniem bazy**,
- **układ z wymuszonym prądem bazy**,
- **układ ze sprzężeniem kolektorowym**,
- **układ z potencjometrycznym zasilaniem bazy i sprzężeniem emiterowym**.

Układ z potencjometrycznym zasilaniem bazy



rys. 4.1.15

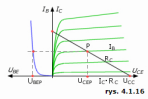
Aby tranzystor przewodził to złącze baza-emiter musi być spolaryzowane w kierunku przewodzenia, a napięcie baza-emiter U_{BE} musi mieć odpowiednią wartość (przyjmuje się najczęściej ok. 0,6V do 0,7V).

Najprostszym sposobem polaryzacji bazy, jaki można by zastosować jest ustalenie napięcia U_{BE} przy pomocy dzielnika napięciowego R1 i R2 tak jak to jest pokazane na rys.4.1.15. Muszą od razu jednak zaznaczyć, że jest to chyba najgorszy sposób rozwiązania układu polaryzacji tranzystora, a dlaczego to się za chwilę okaze.

Stosując II-gie prawo Kirchhoffa, Prawo Ohma oraz korzystając ze wzoru na dzielnik napięcia można przedstawiony układ opisać następującymi równaniami:

$$U_{CC}=U_{R_C}+U_{CE}=I_C\cdot R_C+U_{CE}$$

$$U_{BE}=U_{CC}\cdot(R2/(R1+R2))$$



rys. 4.1.16

Pierwsze z tych równań wyznacza prostą obciążenia, która wyznacza punkt pracy (I_C oraz U_{CE}), drugie może posłużyć do wyliczenia wartości R1 i R2.

Dla założonego punktu pracy czyli prądu I_C oraz napięcia U_{CE} z charakterystyk tranzystora (chatrakterystyki są zwykle podawane w kartach katalogowych) można określić prąd bazy I_B i napięcie baza-emiter U_{BE}, co jest pokazane na rys. 4.1.16, a następnie można wyliczyć rezystancje R1 oraz R2.

Ustalenie wartości U_{BEP} jest krytycznym momentem dla tego układu gdyż stroma charakterystyka przejściowa (patrz punkt "Charakterystyki tranzystora") powoduje, że bardzo małe zmiany ΔU_{BE} powodują duże zmiany prądu kolektora I_C, a co za tym idzie zmiany U_{CE}.

Z powodu dużych rozrzutów produkcyjnych tranzystory tego samego typu mają dla określonego prądu I_C inne napięcie U_{BE} dlatego należałoby w zasadzie dla każdego tranzystora dobierać indywidualnie dzielnik R1, R2 lub zastosować w miejsce R2 potencjometr (pracujący jako zmienny rezystor). Jest to więc pierwszy z powodów dla których nie należy stosować takiego układu polaryzacji tranzystora.

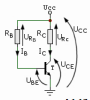
Układ ten jest szczególnie niekorzystny ze względu na dryft temperaturowy napięcia U_{BE} (zmiana U_{BE} pod wpływem zmian temperatury T), co jest drugim z powodów, dla którego nie należy go stosować. Dla określonego prądu I_C napięcie U_{BE} zmienia się o około $\Delta U_{BE}/\Delta T=2$ mV/°C. Zmianę tego napięcia można przedstawić jako źródło napięcia ΔU_{BE} połączone szeregowo z źródłem sygnału wejściowego i w związku z tym podlega ono takiemu samemu wzmocnieniu jak sygnał wejściowy. Jeżeli wzmocnienie napięciowe układu byłoby k_u=-100 V/V to zmiana napięcia ΔU_{CE} pod wpływem zmian temperatury ΔT wynosiłaby

$$\Delta U_{CE}/\Delta T=k_u\cdot(\Delta U_{BE}/\Delta T)=-100\cdot 2\ mV/°C=-200\ mV/°C$$

co przy zmianie temperatury o np. 20°C dałoby zmianę punktu pracy ΔU_{CE}=-4V co w zasadzie czyniłoby układ bezużytecznym.

Jeszcze jednym ważnym powodem, dla którego nie polecam tego sposobu polaryzacji tranzystora jest to, że punkt pracy zależy od wartości parametru β. Rozrzut wartości tego współczynnika jest dla tego samego typu tranzystora bardzo duży np. mieści się w przedziale od 100 do 300 co może spowodować dużą zmianę punktu pracy. Przy zakładanym punkcie pracy np. I_C=1 mA i U_{CE}=5 V zmiana β ze 100 na 200 podwoiłaby prąd I_C co przy zasilaniu U_{CC}=10 V i R_C=5kΩ dałoby spadek napięcia na rezystorze R_C równy 10V, czyli tranzystor wszedłby w stan nasycenia, co jest w przypadku wzmacniacza niedopuszczalne.

Układ z wymuszonym prądem bazy



rys. 4.1.17

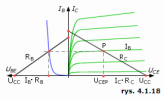
Układ przedstawiony na rys. 4.1.17 jest układem polaryzacji tranzystorów bipolarnych, który eliminuje wpływ zmian napięcia U_{BE} na punkt pracy.

Dzieje się tak dzięki ustaleniu punktu pracy stałym prądem bazy. Aby wymusić stały prąd bazy łączy się ją poprzez rezystor R_B z napięciem zasilającym U_{CC}. Jednak i ten układ nie jest przykładem godnym naśladowania, ponieważ punkt pracy mocno zależny od parametru β, a jak wiadomo rozrzut tego parametru jest bardzo duży dla tego samego typu tranzystorów.

Aby tranzystor był w stanie aktywnym należy ustalić jego punkt pracy czyli I_C oraz U_{CE}. Stosując II-gie prawo Kirchhoffa oraz Prawo Ohma można przedstawiony układ opisać następującymi równaniami:

$$U_{CC}=U_{R_C}+U_{CE}=I_C\cdot R_C+U_{CE}$$

$$U_{CC}=U_{R_B}+U_{BE}=I_B\cdot R_B+U_{BE}$$



rys. 4.1.18

Powyższe równania można przedstawić w sposób graficzny, jak na rys. 4.1.18. Są to znane już z poprzedniego punktu ("Prosta obciążenia") proste obciążenia - nie będę więc powtarzał sposobu ich wyznaczania.

Dla założonego punktu pracy czyli prądu I_C oraz napięcia U_{CE} z charakterystyk tranzystora można określić prąd bazy I_B i napięcie baza-emiter U_{BE}, a następnie wyliczyć rezystancje R_B oraz R_C.

Przekształcając matematycznie równania opisujące układ z rys. 4.1.17 otrzymuje się następujące zależności, które pozwolą na wykazanie, że układ z wymuszonym prądem bazy jest faktycznie w małym stopniu podatny na zmiany punktu pracy pod wpływem zmian napięcia U_{BE}.

$$R_B=(U_{CC}-U_{BE})/I_B$$

$$R_C=(U_{CC}-U_{CE})/I_C$$

$$I_B=(U_{CC}-U_{BE})/R_B$$

Oczywiście zależności te pozwolą również obliczyć wartości R_B i R_C.

Jeżeli napięcie U_{BE} zmieni się o wartość ΔU_{BE} to prąd bazy musi się zmienić o wartość

$$\Delta I_B=\Delta U_{BE}/R_B$$

Korzystając z wcześniej otrzymanych zależności można wyliczyć względną zmianę prądu bazy czyli $\Delta I_B/I_B$

$$\Delta I_B/I_B=\Delta U_{BE}/(U_{CC}-U_{BE})$$

Zmiany napięcia baza-emiter ΔU_{BE} są zdecydowanie mniejsze od wartości napięcia zasilającego U_{CC}, a więc patrząc na powyższy wzór można powiedzieć, że zmiany prądu bazy pod wpływem zmian napięcia baza-emiter U_{BE} są również nieznacznie. Najlepiej jednak zobrazować to przykładem liczbowym. Załóżmy, że U_{CC}=10 V, U_{BE}=600 mV oraz ΔU_{BE}=50 mV, co odpowiadałoby wzrostowi temperatury o ok. 25°C. Korzystając ze wzoru na względną zmianę prądu bazy można wyliczyć, że zmiana ta wyniesie $\Delta I_B/I_B$=0,005, co stanowi 0,5% czyli faktycznie bardzo mało.

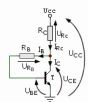
Jeżeli teraz (pomijając prąd zerowy kolektora I_{CO}) przypomnisz sobie zależność prądu kolektora od prądu bazy

$$I_C=\beta\cdot I_B$$

to łatwo dojdziesz do wniosku, że względna zmiana prądu kolektora $\Delta I_C/I_C$ wywołana przez przez zmianę prądu bazy, która to z kolei była wywołana zmianą napięcia baza-emiter jest tak samo mała jak względna zmiana prądu bazy $\Delta I_B/I_B$. Widać więc, że dla układu polaryzacji z wymuszonym prądem bazy punkt pracy tranzystora praktycznie nie zależy od zmian napięcia baza-emiter. Pozostaje jednak jeszcze silna zależność punktu pracy od współczynnika β, który nie tylko ma duży rozrzut ale również dosyć mocno zależy od temperatury, zmienia się bowiem nawet o 1%/°C.

Proponuję przyglądnąć się przykładowi 4.1.2, który oprócz sposobu obliczania elementów układu z rys. 4.1.17 pokaże zależność punktu pracy tranzystora od współczynnika β i napięcia U_{BE} oraz od rozrzutu ich wartości.

Układ ze sprzężeniem kolektorowym



rys. 4.1.19

Układ przedstawiony na rys. 4.1.19 jest zmodyfikowanym układem z wymuszonym prądem bazy. Modyfikacja polega na tym, że rezystor R_B jest podłączony do kolektora, a nie do zasilania U_{CC}.

Układ ten charakteryzuje się lepszą stałością punktu pracy niż dwa wcześniej zaprezentowane. Charakterystycznym jest również dla niego to, że nie dopuszcza do tego aby ranzystor wszedł w stan nasycenia nawet przy bardzo dużej wartości β. Dzieje się tak dzięki zastosowaniu ujemnego sprzężenia zwrotnego, realizowanego przez włączenie rezystora R_B między kolektor i bazę - stąd też jego nazwa "układ ze sprzężeniem kolektorowym".

Podobnie jak dla poprzednich układów stosując II-gie prawo Kirchhoffa, Prawo Ohma oraz tym razem również I prawo Kirchhoffa można przedstawiony układ opisać następującymi równaniami

$$I_{R_C}=I_C+I_B$$

$$U_{CC}=U_{R_C}+U_{CE}$$

$$U_{CC}=I_{R_C}\cdot R_C+U_{CE}=(I_C+I_B)\cdot R_C+U_{CE}$$

$$U_{CE}=U_{R_B}+U_{BE}=I_B\cdot R_B+U_{BE}$$

Korzystając z tych równań oraz pamiętając o zależności $I_C=\beta\cdot I_B$ (przy pominięciu I_{CO}) i stosując kilka przekształceń i uproszczeń można wyprowadzić wzór na prąd kolektora I_C płynący w tym układzie.

$$I_C=(U_{CC}-U_{BE})/(R_C+R_B/\beta)$$

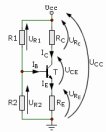
Z otrzymanego wzoru widać, że zależność prądu kolektora od zmian napięcia U_{BE} jest podobna jak dla układu z wymuszonym prądem bazy, natomiast wpływ β na prąd kolektora I_C jest znacznie mniejszy niż w poprzednich układach, gdyż I_C nie jest dla tego układu proporcjonalny do I_B. Jednak najbardziej istotną zaletą tego układu jest to, że nie dopuszcza do tego aby tranzystor wszedł w stan nasycenia nawet przy bardzo dużej wartości β. Można to wytłumaczyć w sposób bardziej obrazowy niż suche wzory matematyczne. Jeżeli zastosujemy w układzie tranzystor o współczynniku β większym niż przewidywany to prąd kolektora I_C "będzie chciał" wzrosnąć (gdyż $I_C=\beta\cdot I_B$), co spowoduje wzrost spadku napięcia na R_C, a to z kolei pociągnie za sobą zmniejszenie napięcia na kolektorze U_{CE}, co da zmniejszenie prądu bazy czyli zmniejszenie prądu kolektora. Jak widać układ sam "przeciwdziała" wzrostowi prądu kolektora i wejściu tranzystora w stan nasycenia. Tak właśnie działa ujemne sprzężenie zwrotne zastosowane w tym układzie.

Proponuję przyglądnąć się przykładowi 4.1.3, który oprócz sposobu obliczania elementów układu z rys. 4.1.19 pokaże zależność punktu pracy tranzystora od współczynnika β i napięcia U_{BE} oraz od rozrzutu ich wartości.

Przyglądając się wynikom przykładów 4.1.2 i 4.1.3 widać, że układ polaryzacji ze sprzężeniem kolektorowym jest zdecydowanie mniej wrażliwy na zmiany β i U_{BE} niż układ z wymuszonym prądem bazy.

Układ z potencjometrycznym zasilaniem bazy i sprzężeniem emiterowym.

Układ przedstawiony na rys. 4.1.20 jest następnym przykładem układu polaryzacji tranzystora. Jest on często stosowany we wzmacniaczach zbudowanych z elementów dyskretnych (czyli z pojedynczych elementów, a nie z układów scalonych).



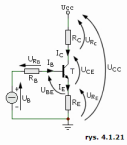
rys. 4.1.20

Aby przeanalizować ten układ najlepiej jest posłużyć się jego układem zastępczym pokazanym na rys. 4.1.21. Układ ten zamiast dzielnika R1 i R2 zasilanego z U_{CC} posiada theveninowski układ zastępczy, który złożony jest z rezystora R_B i źródła napięcia U_B.

Korzystając z twierdzenia Thevenina oraz z informacji zawartych w dziale "Elementy RLC", a dotyczących dzielnika napięciowego można powiedzieć, że elementy zastępczego obwód zasilania bazy czyli R_B i U_B przyjmują wartości opisane wzorami

$$U_B=U_{CC}\cdot[R2/(R1+R2)]$$

$$R_B=(R1\cdot R2)/(R1+R2)$$



rys. 4.1.21

Podobnie jak dla poprzednich układów stosując II-gie prawo Kirchhoffa, Prawo Ohma można przedstawiony na rys. 4.1.21 układ zastępczy opisać następującymi równaniami

$$U_B=U_{R_B}+U_{BE}+U_{R_E}$$

$$U_B=I_B\cdot R_B+U_{BE}+I_E\cdot R_E$$

$$U_{CC}=U_{R_C}+U_{CE}+U_{R_E}$$

$$U_{CC}=I_C\cdot R_C+U_{CE}+I_E\cdot R_E$$

Przypominając sobie równania

$$I_E=I_B+I_C$$

$$I_C=\beta\cdot I_B+(1+\beta)\cdot I_{CO}$$

oraz korzystając z równań opisujących układ z rys. 4.1.21 można łatwo wyprowadzić wzór na prąd kolektora I_C

$$I_C=(U_B-U_{BE})/(R_E+R_B/\beta)$$

Jak łatwo zauważyć to otrzymany wzór jest bardzo podobny do wzoru na prąd kolektora dla układu ze sprzężeniem kolektorowym. Podobieństwo to wynika z zastosowania tego samego mechanizmu ujemnego sprzężenia zwrotnego, z tym że w tym przypadku jest to sprzężenie emiterowe. Dlaczego więc stosować układ, który zawiera oprócz tranzystora cztery rezystory, a nie dwa jak dla układu ze sprzężeniem kolektorowym? Otóż w omawianych wcześniej układach wartości rezystorów wynikały z wybranego punktu pracy czyli były określane przez napięcie U_{CE} i prąd I_C. W tym układzie użycie czterech rezystorów pozwala na wybór dwóch z nich R_E i R_C (oczywiście w pewnych granicach), co umożliwia optymalizację niektórych właściwości układu, jak stałość punktu pracy czy też wzmocnienie. Patrząc na powyższy wzór widać, że korzystnym jest stosowanie dużych wartości R_E i małych R_B, ponieważ w takim przypadku napięcie U_B musi być większe i wpływ U_{BE} maleje, jak również wartość prądu kolektora przestaje być zależna od β gdyż R_B/β jest znacznie mniejsze od R_E. Jednak stosowanie tych zaleceń we wzmacniaczach powoduje zmniejszenie wzmocnienia (dlaczego tak jest - to przy okazji omawiania układu wzmacniacza sygnałów zmiennych) i dlatego przy wyborze wartości rezystorów trzeba wybrać kompromis.

Jak obliczyć dla tego układu drugą wartość określającą punkt pracy czyli napięcie U_{CE}? Trzeba wrócić do równania opisującego obwód kolektora czyli

$$U_{CC}=I_C\cdot R_C+U_{CE}+I_E\cdot R_E$$

i wyliczyć to napięcie korzystając z zależności $I_E=I_B+I_C$ oraz $I_C=\beta\cdot I_B$

$$U_{CE}=U_{CC}-I_C\cdot(R_C+R_E)$$

Do otrzymanego wzoru można podstawić w miejsce I_C wcześniej wyliczoną zależność, lub też znając wartość prądu kolektora i napięcia U_{CE} (jako wartości opisujące wybrany punkt pracy) można otrzymany wzór wykorzystać do obliczenia sumy R_C+R_E.

Proponuję przyglądnąć się przykładowi 4.1.4, który oprócz sposobu obliczania elementów układu z rys. 4.1.20 pokaże zależność punktu pracy tranzystora od współczynnika β i napięcia U_{BE} oraz od rozrzutu ich wartości, podobnie jak to miało miejsce dla poprzednich układów.

Przyglądając się wynikom przykładów 4.1.2, 4.1.3 i 4.1.4 widać, że potencjometryczny układ polaryzacji ze sprzężeniem emiterowym jest zdecydowanie mniej wrażliwy na zmiany β i U_{BE} pod warunkiem, że wartość rezystora R_E nie będzie zbyt mała.

To nie wszystko - juz wkrótce dalszy ciąg informacji o tranzystorach...

Literatura:
"Sztuka elektroniki" - P.Horowitz i W.Hill
"Układy półprzewodnikowe" - U.Tietze i Ch.Schenk
"Układy elektroniczne" - S.Seely
"Elektronika w zadaniach" - W.Gajtyński
"Układy elektroniczne cz.I - Układy analogowe liniowe" - Z.Nosal, J.Baranowski

UWAGA: Wszystkie umieszczone schematy, informacje i przykłady mają służyć tylko do własnych celów edukacyjnych i nie należy ich wykorzystywać do żadnych konkretnych zastosowań bez przeprowadzenia własnych prób i doświadczeń, gdyż nie udzielam żadnych gwarancji, że podane informacje są całkowicie wolne od błędów i nie biorę odpowiedzialności za ewentualne szkody wynikające z zastosowania podanych informacji, schematów i przykładów.

Wszystkie nazwy handlowe, nazwy produktów oraz znaki towarowe umieszczone na tej stronie są zastrzeżone dla ich właścicieli.
Używanie ich tutaj nie powinno być uważane za naruszenie praw właścicieli, jest tylko potwierdzeniem ich dobrej jakości.

All trademarks mentioned herein belong to their respective owners.
They aren't intended to infringe on ownership but only to confirm a good quality.

Strona wygląda równie dobrze w rozdzielczości 1024x768, jak i 800x600.
Optymalizowana była pod IE dlatego polecam przeglądanie jej w IE5.5 lub nowszych przy rozdzielczości 1024x768.

© Copyright 2001-2005 Elektronika analogowa