



W najbliższych numerach EdW przedstawię ci cykl artykułów dotyczący tranzystorów.

Wszyscy stosujemy te elementy, ale ty chciałbyś bliżej zapoznać się z tranzystorami i dokładnie poznać ich tajemnice. Słusznie!

Zacniemy od podstaw. Oczywiście najpierw weźmiemy na warsztat tranzystor bipolarny, czyli tak zwany „zwykły” tranzystor.

Wiesz, że są tranzystory NPN oraz PNP (inni piszą n-p-n i p-n-p). Te literki wzięły się z typu półprzewodnika – mamy mianowicie półprzewodnik typu p i półprzewodnik typu n. Ty jednak wcale nie musisz wiedzieć, o co w tym wszystkim chodzi. Uważam, że nie jest ci potrzebna wiedza o dziurach, elektronach, pasmach, itp., dlatego spróbuję pokazać tranzystor od zupełnie nietypowej strony.

Takimi wynalazkami, jak wszelkiej maści tranzystory polowe (MOSFET, JFET zajmiemy się później.

Na początek zadam ci pytanie, tylko na pozór proste: jak wyobrażasz sobie działanie tranzystora? Czy potrafisz jasno wytłumaczyć komuś, jak działa tranzystor?

Zastanów się nad tym teraz przez chwilę, potem ja poprowadzę cię swoim tokiem rozumowania i na koniec skonfrontujesz dotychczasowe wyobrażenia z nowymi.

Choć temat nie jest specjalnie trudny, kilka spraw wymaga gruntownego wyjaśnienia. Dlatego zanim w następnym odcinku wyjaśnię ci działanie tranzystora, wcześniej wspólnie zastanowimy się nad pewnymi utartymi wyobrażeniami związanymi z prawem Ohma, pomówimy o źródłach napięciowych i prądowych, oraz przypomnimy sobie zasadę działania gaźnika samochodowego.

Wyobrażenia

Na podstawie codziennego doświadczenia trudno sobie wyobrazić przepływ prądu bez obecności napięcia. Zazwyczaj napięcie wyobrażamy sobie jako siłę sprawczą, wręcz przyczynę przepływu prądu. Nie ma napięcia – to nie ma i przepływu prądu. Coś podobnego jak z wodą: nie ma ciśnienia – nie ma i przepływu wody.

Taki pogląd, że napięcie jest przyczyną, a przepływ prądu skutkiem, jest głęboko

zakorzeniony w świadomości większości, jeśli nie wszystkich początkujących elektroników. Czy i ty tak uważasz?

Jeśli tak, to już masz kłopot! Takie uproszczone wyobrażenie o napięciu, jako sile sprawczej przepływu prądu, utrudniłoby między innymi zrozumienie działania tranzystora.

Właśnie dlatego musimy drobiazgowo przewalkować teraz ten temat.

Czy zgodzisz się ze stwierdzeniem, że napięcie jawi się nam dwojako:

1 – jako napięcie „samo w sobie”, pochodzące z jakiegoś źródła napięcia.

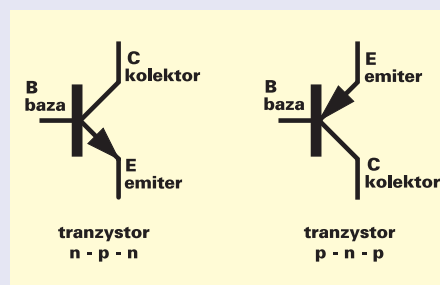
2 – napięcie jako wynik przepływu prądu przez opór.

Ale to drugie sformułowanie może budzić sprzeciw. Czy prąd może być przyczyną, napięcie – skutkiem? Czy prąd może przepływać przez opór bez obecności napięcia?

Oczywiście napięcie i prąd są ze sobą nieodłącznie związane. Jeśli weźmiemy jakiś opór (czyli rezystancję R), to jeśli występuje na nim napięcie, musi też płynąć prąd o wartości wynikającej z prawa Ohma ($I = U/R$). Jeśli z kolei przez ten opór płynie prąd, to musi na nim występować napięcie, czy mówiąc inaczej spadek napięcia, określony tym samym prawem Ohma ($U = I \times R$).

W czym więc problem?

W zasadzie problemu nie ma, chodzi tylko o twoje wyobrażenia. Jeśli bez za-



strzeżeń zgadzasz się ze sformułowaniem, że napięcie (czy spadek napięcia) może być rozumiane jako skutek przepływu prądu, to możesz spokojnie ominąć resztę materiału w tym śródtytułe.

Jeśli do tej pory wyobrażałeś sobie, że zawsze przyczyną jest napięcie, a przepływ prądu – skutkiem, czytaj wszystko.

Najpierw pytania: Czym jest spadek napięcia? Czy spadek napięcia i napięcie to to samo?

Potoczne określenie spadku napięcia może wprowadzić w błąd.

Na przykład weźmy baterię płaską o napięciu 4,5V. Po dołączeniu żarówki, napięcie zmniejszy się, czyli ktoś powie, że wystąpił spadek napięcia z 4,5V do, powiedzmy, 3,5V. Czasem napięcie w sieci energetycznej spada poniżej nominalnego i mówi się, że występuje spadek napięcia.

Alte takie potoczne określenia spadku jako obniżenia wartości napięcia są czymś innym, niż pojęcie spadku napięcia, jakim na co dzień posługujemy się w elektronice.

Przyjrzyjmy się temu bliżej.

Jeśli czytałeś moje listy w EdW 12/96 do EdW 4/97 to znasz hydrauliczną analogię obwodu elektrycznego. Jeśli dopiero zaczynasz, i temat jest ci obcy, przypomnę tylko to, co najważniejsze.

Prąd elektryczny to przepływ konkretnych nośników (elektronów). Z przepływem prądu jest podobnie jak z przepływem wody. Tam płyną elektrony, tu – cząstki wody. Napięcie elektryczne jest odpowiednikiem ciśnienia wody. Ale to samo ciśnienie to jeszcze nie przepływ. Ciśnienie wody wodociągowej może być bardzo duże, ale jeśli wszystkie kran-y są pozamykane, to przepływu wody nie ma. Ciśnienie jest więc czynnikiem wymuszającym przepływ wody, jednak samo ciśnienie to jeszcze nie wszystko – potrzebna jest jakaś droga dla wody.

W przypadku otwartego kranu wodociągowej sprawa jest prosta – czym większy prześwit, czyli przekrój, przez który może płynąć woda, tym więcej wody przepływa. Możemy powiedzieć, że

kran stawia przepływowi wody pewien większy albo mniejszy opór.

Ilość przepływającej wody zależy nie tylko od przekroju kranu, ale także od ciśnienia – czym wyższe ciśnienie, tym większy przepływ wody (przy takim samym przekroju). Ilość przepływającej wody zależy więc i od ciśnienia i od oporności kranu. Nie masz chyba wątpliwości, że ilość przepływającej wody zależy od występującego ciśnienia? Większe ciśnienie – więcej wody. Dokładnie tak samo jest w obwodzie elektrycznym: natężenie prądu (oznaczane literką I) zależy od napięcia (oznaczanego U) i oporności (ściślej rezystancji, oznaczanej zwykle literką R). Czym większe napięcie, tym większe natężenie prądu (przy takim samym oporze).

To jest oczywiście prawo Ohma (czytaj: oma)! Tak jest. Matematycznie wyraża to najważniejszy wzór elektrotechniki:

$$I = \frac{U}{R}$$

Czyli twoje na wierzchu – wygląda na to, że zawsze przyczyną przepływu wody (prądu) jest ciśnienie (napięcie), a nie odwrotnie!

Niekoniecznie! Zaraz ci to wyjaśnię.

Rysunek 1 pokazuje ogromny zbiornik wody o głębokości oznaczonej literką h. Nie masz chyba wątpliwości, że na dnie tego zbiornika ciśnienie wody zależy od tej głębokości, czyli inaczej wysokości słupa wody. Jeśli na wysokości dna zainstalujemy manometr, to pokaże on wartość tego ciśnienia. Na rysunku 1 jest o manometr A. Zamontujemy też długą poziomą rurkę na wysokości dna. Na jej drugim końcu instalujemy drugi manometr B i zawór (kran).

Zawór jest zamknięty.

Czy manometry A i B wskażą to samo ciśnienie?

Tak!

Jesteś pewny?

Niewątpliwie wskazania powinny być równe, o ile tylko rura jest pozioma i manometry zainstalowane są na tej samej wysokości.

Teraz odkręcamy trochę zawór na końcu rury. Zaczyna płynąć woda

Czy coś się zmieni?

Manometr A dalej pokazuje to samo ciśnienie, natomiast manometr B wskazuje teraz nieco mniejsze ciśnienie.

Odkręcamy bardziej kran – płynie więcej wody i wskazanie manometru B jest jeszcze mniejsze.

Rozważmy skrajny przypadek.

Otwieramy całkowicie kran (przypuśćmy, że jest to nowoczesny zawór kulowy, i istnieje taka możliwość). Teraz zawór nie hamuje już wypływu wody. Woda płynie z naszej rurki silnym strumieniem.

Przypuśćmy, że zbiornik jest ogromny i wypływ takiej ilości wody nie ma wpływu na jej poziom – przyjmujemy, że poziom wody h oraz ciśnienie na dnie zbiornika (manometr A) cały czas pozostają takie same.

Jaką wartość ciśnienia wskaże teraz manometr B?

Rusz głową!

Na pewno manometr A pokazuje cały czas takie samo ciśnienie. Jest to ciśnienie wywierane przez słup wody o wysokości h. Podczas przepływu na całej długości rurki wody występują opory...

A więc manometr B pokaże wartość bliską zeru!

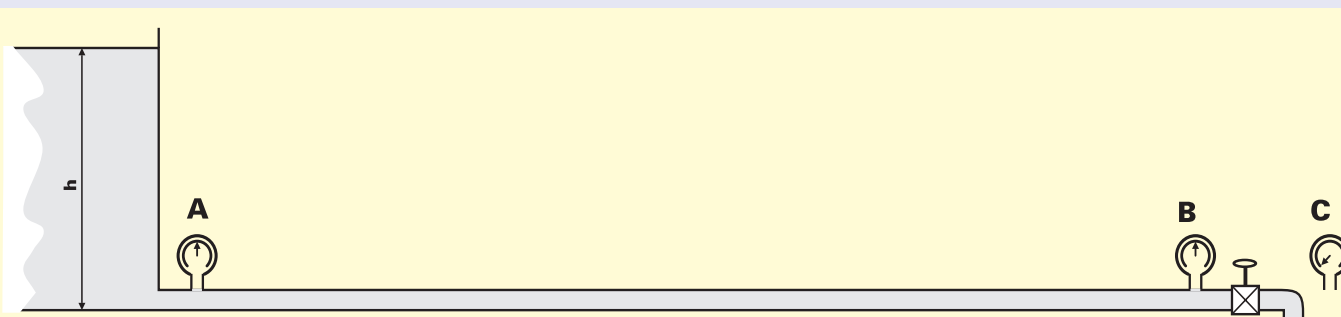
Nie zgadzasz się?

Weź pod uwagę, że woda płynie przez długą i stosunkowo cienką rurkę. Napotyka przy tym na opór.

Po całkowitym otwarciu kranu, wypływowi wody przeciwstawia się tylko opór rurki.

Przy danym stałym ciśnieniu (w punkcie A), wypływ wody jest odwrotnie proporcjonalny do oporu stawianego przez rurkę. To już wiesz – to przecież kolejna ilustracja prawa Ohma. Dla obwodu elektrycznego.

Nieprzypadkowo na rysunku 1 umieściłem manometr C. Nie jest on podłączony do rurki, a więc cały czas pokazuje wartość zero. Przy całkowitym otwarciu zaworu, manometr B, który jest umieszczony blisko wylotu rurki też będzie pokazywał ciśnienie bliskie zeru (pokazywałby dokładnie zero, jeśli umieszczony byłby dokładnie na wylocie rurki).



Rys. 1

Pierwsze kroki

Zauważ: przy całkowitym otwarciu zaworu w punkcie A występuje jakieś stałe ciśnienie, w punkcie C ciśnienie na pewno jest równe zero, w punkcie B – bardzo bliskie zero. Gdy kran był zakręcony i nie występował przepływ wody (prądu), manometry A i B pokazywały takie samo ciśnienie. Później, gdy odkręcailiśmy stopniowo kran, przepływ wody wzrastał i proporcjonalnie do wielkości tego przepływu, wskazanie manometru B malało. Możemy po prostu powiedzieć, że między punktami A i B pojawiło się ciśnienie (bo różnica ciśnień to przecież ciśnienie)!

Pamiętaj, że właściwości rurki nie zmieniały się podczas doświadczenia – wspomniany opór rurki występował przez cały czas. Nie dawał on jednak o sobie znać, gdy nie było przepływu wody. Dał o sobie znać, gdy pojawił się przepływ – zauważyliśmy różnicę ciśnień między końcami naszej rurki. Zauważ, że ciśnienie między punktami A i B zależało od przepływu wody.

Czy zgodzisz się z wnioskiem, że przyczyną wystąpienia ciśnienia (różnicy ciśnień), był przepływ wody?

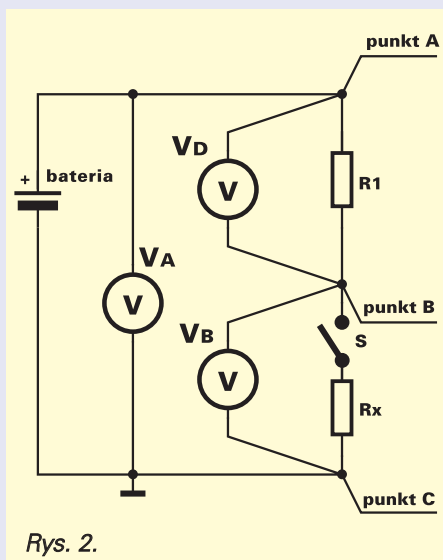
No, nareszcie w ten sposób widzisz przyczynę i skutek: przyczyną jest przepływ wody, a skutkiem – spadek ciśnienia między punktami A i B.

Dokładnie tak samo jest w obwodzie elektrycznym – przeanalizuj **rysunek 2**. Woltomierz V_A cały czas pokazuje takie samo napięcie zasilające. Gdy przełącznik S jest rozarty, to przez rezystancję R_1 na pewno nie płynie prąd. Oczywiście woltomierz V_B ma wtedy wskazanie takie samo jak woltomierz V_A , a woltomierz V_D na pewno wskazuje zero.

Gdy zewrzymy wyłącznik S, to przez rezystor R_1 popłynie prąd i wystąpi na nim spadek napięcia o wartości (kłania się prawo Ohma):

$$U = I \times R_1$$

Woltomierz V_D pokaże wartość tego napięcia.



Rys. 2.

Jednocześnie wskazanie woltomierza V_B obniży się.

Gdy zewrzymy styki przełącznika S i będziemy zmniejszać rezystancję potencjometru R_x , wtedy napięcie w punkcie B (V_B) będzie maleć, natomiast napięcie na rezystorze R_1 (V_D) – rosnąć. Oczywiście zawsze suma napięć wskazywanych przez woltomierze $V_D + V_B$ będzie równa napięciu wskazywanemu przez V_A (to jednak nie jest w tej chwili istotne).

Przy zmniejszeniu wartości potencjometru do zera (czyli przy zwarcu go), na rezystorze R_1 wystąpi pełne napięcie: woltomierz V_B wskaże zero, a wskazania mierników V_A V_D będą równe.

Jaki z tego wniosek?

Wniosek można wysnuć kilka, ale ja chciałbym, żebyś przyzwyczaił się także do rozumienia spadku napięcia jako wyniku przepływu prądu przez opór.

Może powiesz, że to zależy od punktu widzenia. Masz rację, bo napięcie i prąd są ze sobą wzajemnie nierozłącznie związane (prawem Ohma), ale chodzi o to, być nie wyobrażał sobie, że zawsze przyczyną jest napięcie, a skutkiem – prąd. Jak widzisz, możemy to rozumieć odwrotnie i takie rozumienie bardzo przyda się nam przy analizie działania tranzystora.

Czy już utrwaliłeś sobie takie rozumienie napięcia?

Bardzo dobrze!

Teraz jeszcze jedna drobna sprawa.

Czy we wcześniejszym przykładzie z wodą nie patrzyłeś podejrzliwie na utożsamianie ciśnienia ze spadkiem ciśnienia? Czy to na pewno jest to samo?

Tak! TO JEST DOKŁADNIE TO SAMO! Przecież tak naprawdę, to ciśnienie równe zero panuje tylko w doskonałej próżni. My mamy do czynienia z ciśnieniem atmosferycznym. Jest ono wszechobecne w naszym życiu i często właśnie ciśnienie atmosferyczne traktujemy jako ciśnienie odniesienia, ciśnienie zerowe. Nie

wierzysz? A jak myślisz, jakie ciśnienie mierzysz u lekarza? Jest to nic innego, tylko różnica ciśnienia twojej krwi i ciśnienia atmosferycznego. (Podobnie manometry z rysunku 1 pokazują podobną różnicę, a manometr C wskazuje zero). A więc w wielu przypadkach można jednakowo traktować różnicę ciśnień i ciśnienie.

Podobnie jest z napięciem.

Nawet według definicji napięcie to różnica potencjałów.

W praktyce prawie zawsze przyjmujemy jakiś punkt odniesienia (ziemię czyli grunt, jeden z biegunów baterii zasilającej, albo metalową konstrukcję urządzenia elektronicznego), zakładając, że napięcie (ściślej – potencjał) wynosi tam zero i potem wszystkie napięcia mierzymy w stosunku do tego punktu. Punkt taki nazywamy masą.

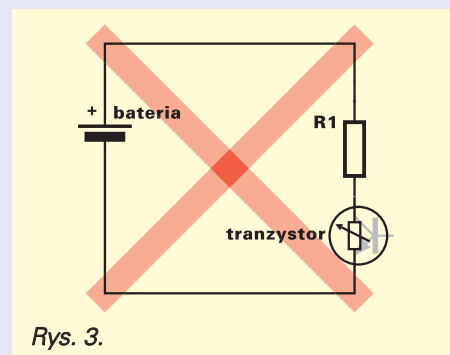
Jeśli potem mówimy o napięciu **w** danym punkcie układu, to zmierzaliśmy napięcie między masą a tym punktem.

A czasami mierzymy napięcie nie w stosunku do masy, tylko na zaciskach jakiegoś elementu, na przykład na końcówkach rezystora (czyli opornika). Mówimy przy tym, że mierzymy spadek napięcia **na** tym oporniku, albo krócej napięcie **na** oporniku.

Na rysunku 2 woltomierz V_B pokazuje napięcie w punkcie B, natomiast woltomierz V_D pokazuje napięcie na rezystorze R .

Może to, co teraz tłumaczę, jest dla ciebie oczywiste, ale wier mi, że nie jest oczywiste dla dużej grupy początkujących elektroników.

Domyślasz się zapewne, że rolę wyłącznika S i potencjometru R_x z rysunku 2 będzie pełnić nasz tranzystor. Prawie masz rację, jednak przedstawienie tranzystora jako sterowanej rezystancji daje więcej szkody niż pożytku, dlatego **rysunek 3** jest przekreślony, a my koniecznie musimy poszukać lepszego modelu.



Rys. 3.

Żeby zrozumieć działanie tranzystora musisz koniecznie zrozumieć pojęcie źródła prądowego.

Zajmiemy się tym za miesiąc.

Piotr Górecki



Przed miesiącem przygotowaliśmy solidny grunt pod zrozumienie działania tranzystora. Dziś poznasz kilka ważnych zagadnień i wreszcie wykrzykniesz: „Tranzystor? Ależ to takie proste!”. Zanim to nastąpi, musisz koniecznie zrozumieć pojęcie źródła prądowego.

Źródło prądowe

W dotychczasowych rozważaniach chciałem ci utrwalić wyobrażenie, że napięcie możemy rozumieć jako wynik przepływu prądu przez opór, a nie tylko prąd jako wynik działania napięcia.

Nieprzypadkowo we wstępie do poprzedniego artykułu zasygnalizowałem ci pojęcie źródła prądowego. Już samo słowo „źródło” coś sugeruje. Źródło to czynnik pierwotny, sprawczy, dający jakieś skutki...

Czy już chwyciłeś o co chodzi?

Do tej pory znałeś tylko **źródło napięciowe**.

Najpierw rozszerz więc swoje horyzonty analizując podobieństwa i różnice **źródła napięciowego** i **źródła prądowego**.

Na początek małe i łatwe pytanie: czy w sklepie można kupić źródło napięciowe?

Gdy zapytasz o coś takiego, to sprzedawca popatrzy na ciebie dziwnym wzrokiem i zapyta, czy chodzi ci o jakieś baterie. Rzeczywiście. Bateria, akumulator,

czy zasilacz, to różne odmiany źródeł napięciowych tyle, że nie są to źródła doskonałe.

W każdym razie określenie **źródło napięciowe** wskazuje na coś, co samo w sobie jest źródłem napięcia.

Rzeczywiście, każda bateria, akumulator czy zasilacz ma jakieś napięcie nominalne. A prąd? Prąd nas mniej obchodzi – o wartości prądu zadecyduje przecież wielkość dołączanego potem obciążenia.

Źródło napięciowe już znasz, ale teraz masz przyswoić sobie pojęcie **źródła prądowego**.

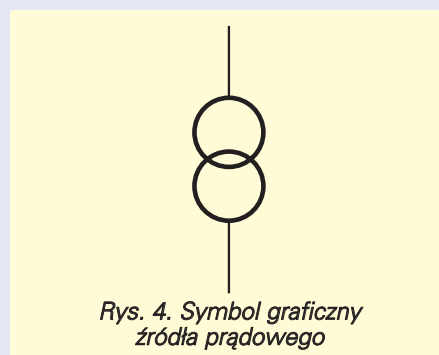
Na **rysunku 4** znajdziesz często używany symbol źródła prądowego. W literaturze spotyka się różne symbole źródła prądowego. My będziemy się posługiwać tym z rysunku 4. Bardzo często na schematach strzałką oznacza się kierunek przepływu prądu (cały czas rozmawiamy o obwodach prądu stałego, a nie zmiennego).

Teraz może zbuntujesz się i powiesz, że w żadnym sklepie nie można kupić elementu zwanego źródłem prądowym. Można kupić baterie, rezystory, kondensatory, tranzystory, układy scalone, ale nie źródło prądowe. A jak nie ma w sklepach, to po co to całe gadanie?

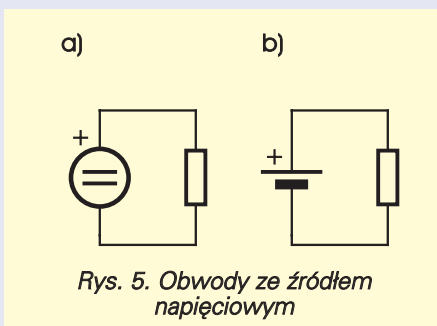
Rzeczywiście, **źródło prądowe** jest tworem cokolwiek egzotycznym, ale nie masz racji. Bądź cierpliwy.

Mój kochany, jeśli naprawdę chcesz rozumieć elektronikę, to od początku musisz się przyzwyczaić do tego, że w elektronice często stosujemy pewne uproszczenia i wyobrażamy sobie pewne doskonałe modele. Właśnie takim modelem jest doskonałe źródło napięciowe. W tym przypadku chyba nie masz zastrzeżeń i problemów ze zrozumieniem. Na **rysunku 5** znajdziesz dwie wersje tego samego schematu: doskonałe źródło napięciowe współpracuje z rezystorem.

Dlaczego na rysunkach 5a i 5b odmiennie zaznaczono źródło napięcia? Symbol źródła z rysunku 5a stosujemy do teoretycznych rozważań – tak oznaczmy doskonałe źródło napięciowe, model nie występujący nigdzie w rzeczywistości. Natomiast symbol źródła napięcia z rysunku 5b powszechnie stosujemy do



Pierwsze kroki



oznaczania rzeczywistych źródeł napięcia, takich jak bateria, akumulator czy nawet zasilacz.

Być może jeszcze nie chwytasz jaka jest różnica między doskonałym i niedoskonałym źródłem napięcia.

To proste!

Doskonałe źródło napięciowe to taki hipotetyczny element, który jest źródłem napięcia o określonej wartości. Napięcie to jest ustalone i ani trochę nie zależy od prądu, jaki pobierany jest ze źródła. Wartość prądu płynącego przez rezystor jest określona wzorem

$$I = \frac{U}{R}$$

Uważaj teraz: takie doskonałe źródło napięcia teoretycznie może dostarczać prądu o natężeniu od zera do wartości nieskończenie wielkiej, a napięcie zawsze pozostawać takie same.

Jeszcze raz powtarzam: oczywiście nikt nigdy nie widział doskonałego źródła napięciowego, a mimo to pojęcie takie często stosujemy w rozważaniach i obliczeniach teoretycznych.

A czym różni się niedoskonałe, czyli rzeczywiste źródło napięcia?

Wiesz z doświadczenia, że z baterii nie można pobierać nieskończenie dużego prądu. Już dołączenie żarówki do małej baterii powoduje zmniejszenie napięcia na jej zaciskach. Jak to zjawisko uwzględnić przy teoretycznych obliczeniach? Czy próbować jakoś zapisać, że napięcie wyjściowe baterii (niedoskonałego źródła) jest zależne od pobieranego prądu?

Można coś takiego wymyślić, ale dużo prostsze i łatwiejsze do intuicyjnego pojęcia jest wyobrażenie sobie, że niedoskonałe źródło napięcia w rzeczywistości składa się z doskonałego źródła napięciowego i szeregowej rezystancji wewnętrznej R_w . Pokazano to na **rysunku 6**. Napięcie w elektronice oznacza się zwykle literą U , jednak w przypadku doskonałego źródła napięcia stosuje się literkę E . Zapewne już słyszałeś o czymś takim jak siła elektromotoryczna, w skrócie SEM. Owa siła elektromotoryczna to napięcie doskonałego źródła napięciowego. Natomiast napięcie rzeczywistej baterii jest równe sile elektromotorycznej tylko przy zerowym poborze

prądu. Przy zwiększaniu prądu zwiększa się spadek napięcia na rezystancji R_w i tym samym użyteczne napięcie baterii zmniejsza się. Nie masz chyba wątpliwości, że rezystancja wewnętrzna R_w małej 12-woltowej baterijki jest dużo, dużo większa, niż 12-woltowego akumulatora samochodowego.

Zauważ jeszcze, że wartość R_w wyznacza pewien maksymalny prąd, który można pobrać z niedoskonałego źródła. Ten maksymalny prąd płynący przy zwarciu zacisków źródła (czyli przy zerowym napięciu użytecznym) ma wartość $I_{max} = E / R_w$. Większego prądu z rzeczywistego źródła napięcia pobrać się po prostu nie da! Zapamiętaj ten wniosek, bo będzie ci jeszcze potrzebny.

W praktyce, ze względów ekonomicznych, prąd pobierany z rzeczywistego źródła powinien być mniejszy niż połowa tego prądu maksymalnego I_{max} .

Teraz przechodzimy do **źródła prądowego**.

Jeśli już teraz potrafisz wyobrazić sobie element elektroniczny, który sam w sobie byłby źródłem prądu o stałym natężeniu, to właśnie masz przed sobą (idealne czyli doskonałe) źródło prądowe.

Oczywiście podobnie jak doskonałe źródło napięciowe, tak i doskonałe źródło prądowe jest modelem... nieistniejącego urządzenia. Choć nie ma doskonałych źródeł prądowych, niektóre elementy oraz układy elektroniczne w pewnych warunkach zachowują się jak niedoskonałe źródła prądowe. Dlaczego niedoskonałe? To już oddzielny problem, którym zajmiemy się troszkę później.

Na **rysunku 7** znajdziesz schemat obwodu zawierającego źródło prądowe współpracujące z rezystorem.

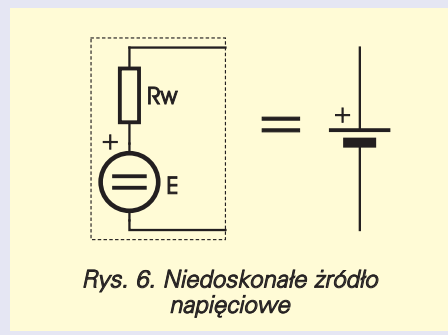
Co możesz powiedzieć o napięciu źródła prądowego?

Najpierw pomyśl samodzielnie...

Wróć do modelu hydraulicznego – nie masz chyba wątpliwości, że hydraulicznym odpowiednikiem źródła prądowego byłaby to pompka o stałej wydajności.

Uważaj teraz, bo z nadmiaru emocji możesz spaść z krzesła:

podobnie jak w przypadku idealnego źródła napięciowego (gdzie prąd zależny był od dołączonego z zewnątrz obciążenia



i mógł wynosić od zera do nieskończoności), analogicznie w **idealnym źródle prądowym, napięcie zależy jedynie od dołączonego obciążenia i może wynosić od zera do nieskończoności!**

Jak to, napięcie może być dowolnie duże???

Tak, wyobraź sobie, że teoretycznie tak. Dokładnie tak samo, jak prąd pobierany z idealnego źródła napięcia może mieć nieskończenie wielką wartość.

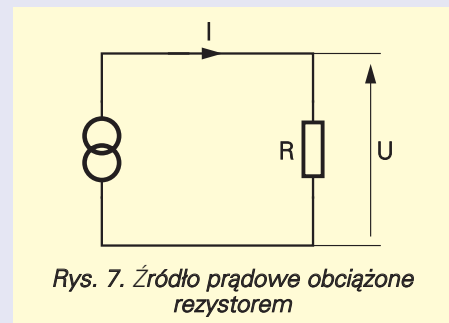
A niby skąd się weźmie to napięcie?

W przypadku hydraulicznej analogii, źródło prądowe to taka pompka, która ma stałą wydajność, czyli choćby nie wiem co, musi przepompować określoną ilość wody. Jeśli napotyka na opór, to ciśnienie wzrasta dotąd, aż przepisana ilość wody przepłynie przez ten opór (jakąś szczelinę).

Możesz sobie podobnie wyobrażać, że idealne źródło prądowe ze swej natury musi zapewnić przepływ prądu i gdy napotka na opór, wtedy napięcie się zwiększa.

Nie ma tu nic tajemniczego – po prostu znów kłania się prawo Ohma. Wszystko to dzieje się zgodnie ze znanym wzorem

$$U = I \times R$$



Gdy do źródła prądowego dołączony zostanie mały opór (rezystancja), to przepływ prądu wytworzy na tej rezystancji niewielkie napięcie, zgodnie z powyższym wzorem. Jeśli rezystancja będzie duża, to i napięcie będzie duże.

Czym większy opór jest dołączony do źródła prądowego, tym większe jest napięcie wytwarzane przez źródło na tym oporze, zgodnie ze wzorem:

$$U = I \times R$$

Konieczne utrwal sobie takie rozumienie sprawy. Jeszcze raz kłania się wyobrażenie przyczyny i skutku.

Teraz już chyba doskonale intuicyjnie wyczuwasz, że napięcie, zależnie od sytuacji możemy rozumieć nie tylko jako przyczynę, ale także jako skutek przepływu prądu przez rezystancję. Wybierajmy

ramy taki punkt widzenia, jaki akurat bardziej pasuje do aktualnych rozważań.

Jeśli zrozumiałeś sprawę źródła prądowego, to właśnie w tej chwili otworzyłeś sobie drogę do zrozumienia zasady działania układów zawierających tranzystory (i nie tylko).

W zasadzie już teraz mógłbym przejść do omawiania tranzystora, ale przypuszczam, że abstrakcyjny model źródła prądowego mógłby okazać się dla ciebie trochę zbyt trudny. Przecież realne układy zasilane są określonym napięciem i słusznie intuicja ci podpowiada, że napięcie nie może tam rosnąć w nieskończoność. Słusznie!

Ale jeśli czytałeś „Listy od Piotra” sprzed roku, to dowiedziałeś się, że w obwodach zawierających cewki (indukcyjność), napięcia mogą być wyższe niż napięcie zasilania. Czy coś podobnego może zdarzać się w tranzystorach?

Nie! Napięcia w obwodach z tranzystorami (nie zawierającymi cewek) nie mogą być większe, niż napięcie zasilania.

Żeby więc nie wpuścić cię w ślepy zaułek, podam ci jeszcze jedną ilustrację.

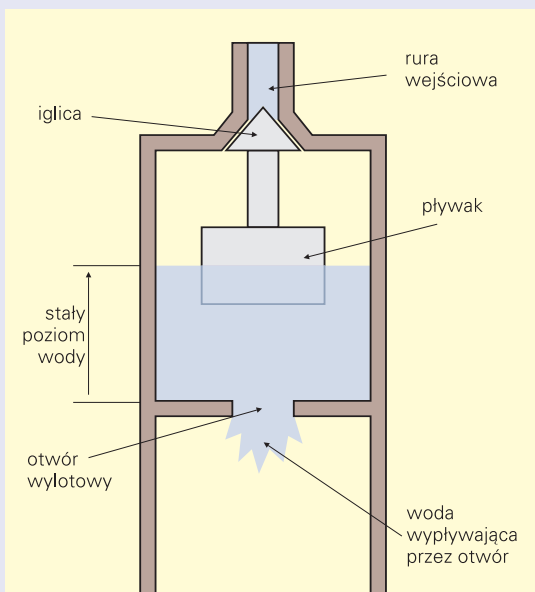
Gaźnik

Przypomnimy sobie teraz zasadę działania gaźnika samochodowego. Zaskoczyłem cię? Tak, gaźnika samochodowego!

Bardzo uproszczony schemat gaźnika znajdziesz na **rysunku 8**. Zasadę działania zapewne znasz, więc odpowiedz na pytania:

Czy poziom benzyny wewnątrz gaźnika zależy od ciśnienia benzyny na wejściu?

Oczywiście, że nie! Czy ciśnienie jest bardzo małe, czy bardzo duże, pływak i współpracująca iglica dbają o to, by w gaźniku zawsze utrzymywał się jednokowy poziom benzyny.



Rys. 8. Zasada działania gaźnika samochodowego

Mamy oto stały poziom benzyny. Teraz odpowiedz na pytanie, od czego zależy ilość paliwa wypływającego przez otwór wylotowy?

Może trochę uproszczę sprawę, jeśli powiem, że ilość wypływającej benzyny zależy od wielkości tego otworu wylotowego. W samochodzie rzecz wygląda inaczej, bo w grę wchodzi podciśnienie w kolektorze ssącym i wiele innych czynników, ale my nie studiujemy budowy samochodu, tylko szukamy hydraulicznej analogii tranzystora.

Dlatego zastanów się, czy przekonuje cię wniosek, że ilość wypływającej benzyny będzie zależała od wielkości tego otworu wylotowego, a zupełnie nie będzie zależała od ciśnienia benzyny na wejściu gaźnika (przed iglicą)? Zgadzasz się?

W porządku!

Teraz nasz gaźnik zamykamy do czarnej skrzynki i... zapominamy, co się w tej skrzynce znajduje. Nie będziemy się też bawić z benzyną, bo jest łatwopalna i łatwo o nieszczęście. Jeśliby się ta benzyna zapaliła, to spłonąłby ten egzemplarz EdW i nigdy nie zrozumiałbyś do końca działania tranzystora. Dlatego zamiast benzyny, do dalszych doświadczeń będziemy używać wody.

Wracajmy do naszej czarnej skrzynki. Już zdążyliśmy zapomnieć, co jest w jej wnętrzu.

Dołączamy naszą czarną skrzynkę do instalacji wodociągowej i... nie możemy wyjść z podziwu, co to za historia: bez względu na ciśnienie w instalacji, z wylotowej rury woda wypływa zawsze w jednakowym tempie.

Próbujemy zmieniać ciśnienie na wejściu... i nic! Tempo przepływu wody przez czarną skrzynkę jest zawsze takie same, niezależnie od ciśnienia!

Otrzymaliśmy źródło o stałej wydajności.

Teraz wracamy do obwodu elektrycznego. Czy istnieje jakiś elektryczny odpowiednik naszej czarnej skrzynki, w którym niezależnie od przyłożonego napięcia, płynąłby prąd o takim samym natężeniu?

Może jakiś stabilizator? Istotnie, jest to po prostu stabilizator prądu.

Stabilizator prądu po przyłożeniu napięcia przepuszcza prąd o ściśle określonym natężeniu. Chyba nie masz trudności z wyobrażeniem sobie takiego elementu. Przyjmij do wiadomości, że na przykład produkowane są specjalne elementy (układy scalone), które mają takie właściwości, np. LM334.

Zauważ, że taki stabilizator w zasadzie jest... źródłem prądowym! Przecież prąd przez niego płynący jest ustalony i niezależny od napięcia. Oczywiście taki stabilizator sam w sobie nie jest źródłem prądu, bo nie jest magazynem energii. Ponadto napięcie na nim nie może rosnąć w nieskończoność, a tylko do wartości równej napięciu zasilającemu. Niemniej jednak w pewnych warunkach, dla obserwatora zewnętrznego, zachowanie stabilizatora prądu wcale nie różni się od zachowania „prawdziwego” źródła prądowego.

Teraz zapamiętaj ważną informację: **w praktyce źródłem prądowym nazywamy nie tylko „prawdziwe” źródło prądowe, będące magazynem energii, ale również element lub układ, którego prąd nie zmienia się pod wpływem przyłożonego napięcia.**

Powiem więcej – w większości wypadków mówiąc „źródło prądowe” będziemy myśleć właśnie o stabilizatorze prądu, czyli po prostu elemencie lub układzie elektronicznym o stałej wydajności prądowej, niezależnej od napięcia zasilającego.

Jak się słusznie domyślasz, od takiego stabilizatora prądu już tylko krok do tranzystora.

Tranzystor jako sterowane źródło prądowe

Właściwie ten tytuł już mówi wszystko. Krótko mówiąc, tranzystor trzeba traktować jako sterowane źródło prądowe.

Zanim zaczniemy to analizować, znajdziemy jednak dla naszego tranzystora jakąś hydrauliczną analogię.

Przed chwilą opowiadałem ci trochę o gaźniku. Idźmy tym tropem.

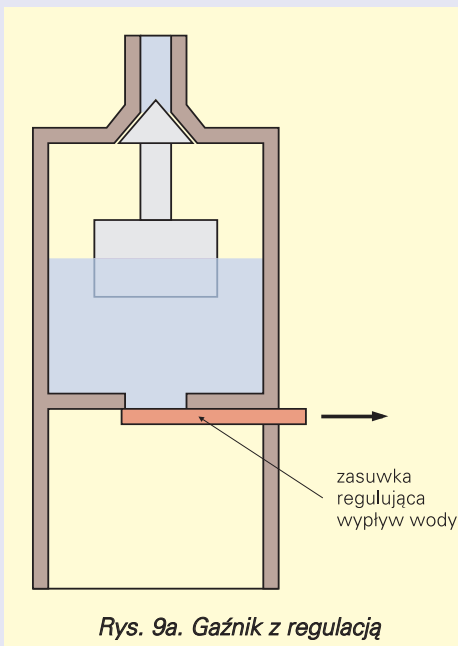
Na **rysunku 9a** masz coś podobnego, jak na **rysunku 8**, tyle że dodałem możliwość regulacji przekroju otworu wylotowego. Przesuwając zasuwkę mogą teraz regulować szybkość wypływu wody przez ten otwór, a tym samym napływ wody przez kanał wejściowy.

Mamy więc urządzenie podobne do omówionego wcześniej źródła prądowego: wydajność, czyli przepływ wody zależy tylko od ustawienia zasuwki, jest natomiast niezależna od ciśnienia w kanale wejściowym.

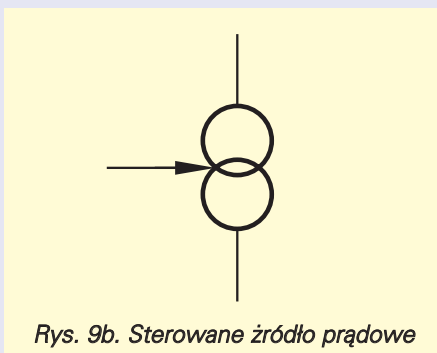
Elektrycznym odpowiednikiem takiego urządzenia jest sterowane źródło prądowe, które na schematach ma oznaczenie pokazane na **rysunku 9b**.

Poznałeś oto sterowane źródło prądowe. Świetnie! Ale to jeszcze nie wszystko.

Co w tranzystorze jest czynnikiem sterującym wartością prądu źródła prądowego?



Rys. 9a. Gaźnik z regulacją



Rys. 9b. Sterowane źródło prądowe

Popatrz na **rysunek 10**. Uzupełniamy takie sterowane źródło o niewielki kanał z klapką, która jest połączona z zasuwką. Niewielka i słaba sprężynka powoduje, że w stanie spoczynku klapka zamyka przekrój kanału, a zasuwka całkowicie zamyka wylot „gaźnika”. Tym samym przez nasz „gaźnik” nie może płynąć żaden prąd, bo pływak i iglica skutecznie zamykają kanał wyjściowy.

Ale oto wpuszczamy wodę do dodatkowego kanału z klapką. Już niewielkie ciśnienie wody wystarczy, by przezwyciężyć siłę sprężynki i odchylić klapkę.

A odchylenie klapki oznacza otwarcie zasuwki i przepływ wody przez „gaźnik”. Przez „gaźnik” zaczyna płynąć woda. Ilość tej wody zależy od stopnia otwarcia klapki, czyli od ilości wody przepływającej przez dodatkowy kanał. Wszystko jest tak dobrane, że już niewielki przepływ wody przez ten kanał powoduje znaczne otwarcie klapki i przepływ znacznie większego strumienia wody przez gaźnik.

I oto mamy hydrauliczny model tranzystora w pełnej krasie!

Dokładnie tak samo jest z przepływem prądu w tranzystorze pokazanym na **rysunku 11**. Niewielki prąd płynący od bazy do emitera uchyla jakąś tam „klapkę” i umożliwia przepływ znacznie większego prądu od kolektora do emitera.

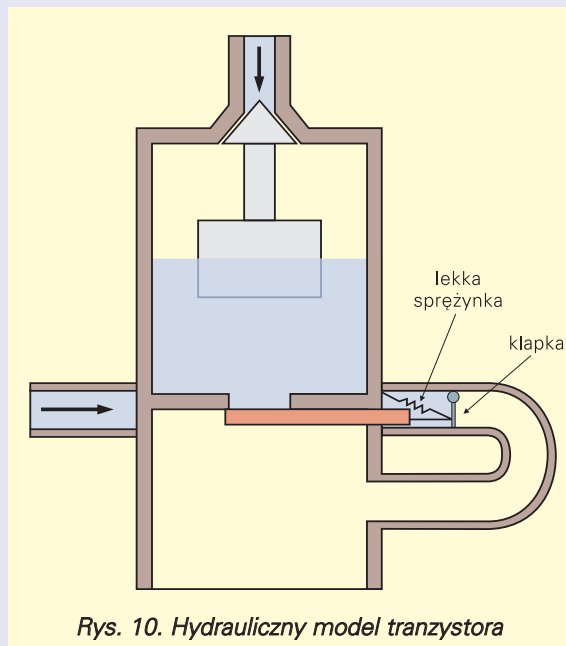
Ten pierwszy, mały prąd, nazywany prądem bazy i oznaczamy I_B , natomiast ten drugi, duży prąd, nazywamy prądem kolektora i oznaczamy I_C . Oczywiście oba te prądy spływają się w obwodzie emitera, więc możemy zapisać:

$$I_E = I_C + I_B$$

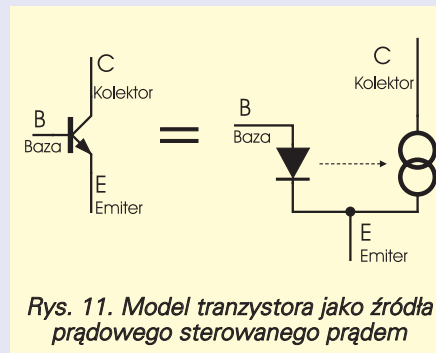
Prąd bazy możemy nazwać prądem sterującym, a prąd kolektora – prądem sterowanym. Jeśli zmienia się prąd bazy, to proporcjonalnie zmienia się prąd kolektora.

Jeśli czytałeś listy od Piotra sprzed roku, to nie zdziwi cię, że klapka ze sprężynką, przepuszczająca prąd w jednym kierunku, jest odpowiednikiem diody. Stąd na **rysunku 11** pojawił się symbol diody.

Uzyskaliśmy prąd sterujący I_B jest znacznie mniejszy niż prąd sterowany I_C , inaczej cała ta zabawa nie miałaby sensu.



Rys. 10. Hydrauliczny model tranzystora



Rys. 11. Model tranzystora jako źródła prądowego sterowanego prądem

Stosunek prądu kolektora do prądu bazy nazywamy wzmocnieniem tranzystora i często oznaczamy grecką literą beta (β).

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

W katalogach spotyka się inne oznaczenie wzmocnienia prądowego – w postaci h_{21E} . Odpowiedź na pytanie, skąd się wzięło to „ha dwadzieścia jeden e” i dlaczego spotyka się zarówno h_{21E} , jak i h_{21e} wykracza jednak poza ramy artykułu.

Na razie wystarczy żebyś wiedział, iż obecnie produkowane typowe tranzystory małej mocy mają współczynnik wzmocnienia prądowego powyżej 100, a często można spotkać tranzystory o wzmocnieniu 500 i więcej.

I co? Przejaśniło ci się wreszcie pod sufitem? Przez najbliższy miesiąc ciesz się, że wreszcie zrozumiałeś z grubsza działanie tranzystora, a w następnym odcinku znajdziesz wiele kolejnych ważnych wiadomości o tranzystorach.

Piotr Górecki

**K
O
N
K
U
R
S**

Wiem, że ten artykuł będą czytać także bardziej zaawansowani czytelnicy. Dla nich wszystkie podane informacje są oczywiste. Co innego jednak rozumieć temat, a co innego przekazać wiadomości innym. Dla wszystkich, których wiedza daleko przekracza ramy podane w artykule, a nie zaudzieli się na śmierć i dotarli aż do tego miejsca, proponuję drobny konkurs:

Narysujcie hydrauliczny model tranzystora MOSFET oraz tranzystora JFET.

W przypadku tranzystora MOSFET trzeba jakoś przedstawić szkodliwą pojemność wejściową C_{GS} , a w przypadku JFETa – złącze kanał-bramka.

Autorzy najlepszych propozycji otrzymają nagrody książkowe.

Termin nadsyłania prac upływa w momencie pojawienia się następnego, marcowego wydania EdW.



Tranzystory dla początkujących

Przed miesiącem zrozumiałeś wreszcie z grubsza działanie tranzystora. Na pewno drżysz z niecierpliwości, i zastanawiasz się, dlaczego nie tłumaczę ci, jak tranzystor wzmacnia napięcie. Dlaczego tyle uwagi poświęciłem wzmacnianiu prądu i dlaczego tak obszernie tłumaczyłem ci sprawę spadków napięć i źródeł prądowych.

Wytrzymaj jeszcze trochę – wszystko poznasz po kolei. Za miesiąc wytłumaczę ci szczegółowo to, na co tak niecierpliwie czekasz: mianowicie jak tranzystor wzmacnia napięcie.

Dzisiaj zajmiemy się szczegółowo przede wszystkim wejściem tranzystora, to znaczy złączem baza-emiter. Poznasz kilka ważnych zagadnień praktycznych. Choć może wydają ci się niepotrzebne, jestem przekonany, że już niebawem wykorzystasz je w praktyce. Nie lekceważ podanego materiału, bo są to wiadomości niezbędne do gruntownego zrozumienia tematu tranzystorów. Nie ukrywam, że chcę cię od razu wrzucić na głębokie wody i przynajmniej zasignalizować zagadnienia wykraczające poza elementarne podstawy. Jeśli należysz do tych, którzy nie chcą wychylać się poza elementarz, nie czytaj wszystkiego – na końcu artykułu zamieściłem ramkę z informacjami naprawdę podstawowymi.

PNP i NPN

W poprzednim odcinku jakoś tak samo wyszło, że obwód baza-emiter w tranzystorze zachowuje się ni mniej ni więcej, tylko tak jak dioda. To nie przypadek – tak jest naprawdę. Śmiało możesz wyobrazić sobie, że tranzystor składa się z dwóch niezależnych obwodów, czy też elementów:

- obwód baza-emiter zawiera najwykleszą diodę,
- obwód kolektor-emiter zawiera źródło prądowe.

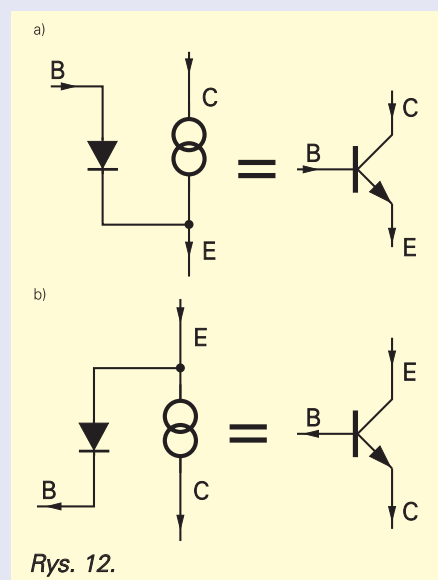
W poprzednim odcinku, gdy tłumaczyłem ci działanie tranzystora na przykładzie gaźnika, doszliśmy do tranzystora NPN. Na pewno bez problemu zrozumiałeś jego działanie. Teraz pomału zapomnij o gaźniku, a pamiętaj tylko, że tranzystor to w rzeczywistości źródło

prądowe sterowane prądem bazy. Jeśli przyswoisz sobie tę definicję, nie będziesz miał żadnych kłopotów z tranzystorem PNP.

Jego działanie jest takie same, jak tranzystora NPN, inny jest tylko kierunek przepływu prądów. Kierunki prądów w obu tranzystorach możesz zobaczyć na **rysunku 12**. Zapamiętaj raz na zawsze, że **strzałka w symbolu tranzystora (w obwodzie emitera) wskazuje kierunek przepływu prądu (od dodatniego do ujemnego bieguna źródła zasilania)**.

Celowo rysuję ci tranzystor PNP w sposób pokazany na **rysunku 13a**, a nie w sposób z **rysunku 13b**.

Czy sam potrafisz odpowiedzieć, dlaczego? Przecież na różnych schematach spotyka się sposób z **rysunku 13b**.



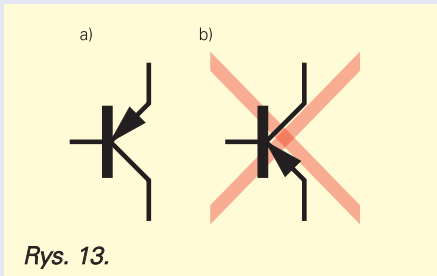
Rys. 12.

Pierwsze kroki

Żadnego błędu w takim narysowaniu nie ma, ja tylko chciałbym cię od początku przyzwyczaić do zdrowych zasad. Chodzi tylko i wyłącznie o sposób rysowania schematów. Na pewno zauważyłeś, że niektóre schematy narysowane są jakoś tak fajnie, w przejrzysty sposób, że już na pierwszy rzut oka widać, jak działa dany układ, a przy okazji można się zorientować, jakie są napięcia stałe w poszczególnych punktach układu.

Inne schematy narysowane są w jakiś pokrętny, bardzo zawikłany sposób, i trzeba się dużo nabiedzić, żeby się zorientować, jak taki układ funkcjonuje, a na pewno ze sposobu narysowania nie wynikają żadne wnioski, odnośnie napięć stałych w układzie.

Jeszcze raz podkreślam, że różnica polega tylko na sposobie narysowania schematu.



Rys. 13.

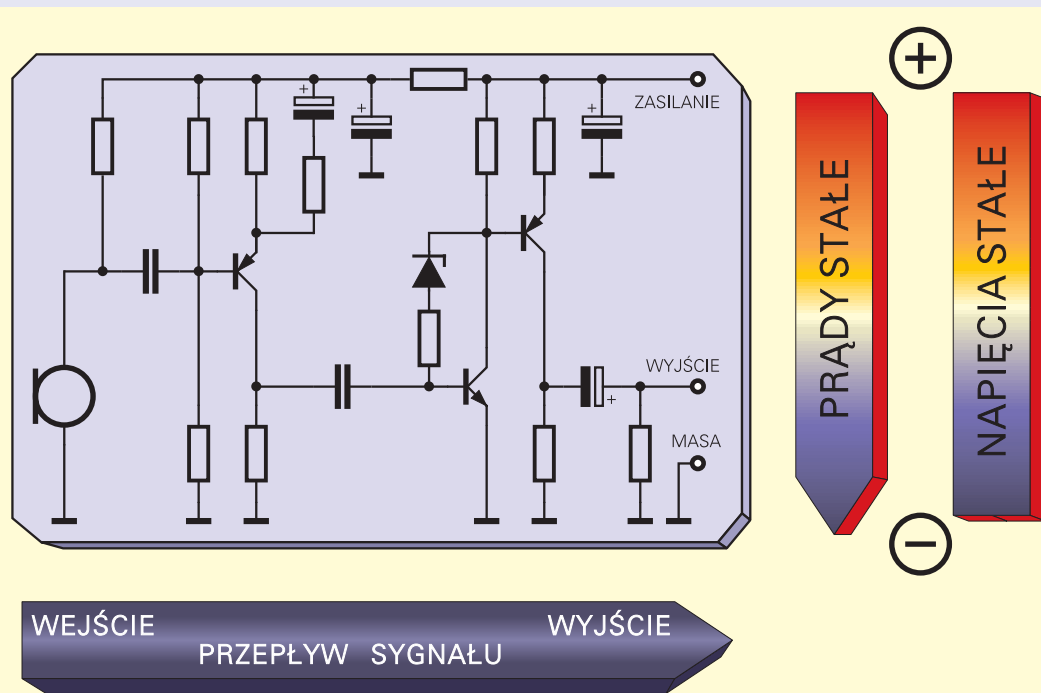
Żeby schemat był w miarę przejrzysty warto przestrzegać podstawowych zasad:

- „prądy zasilania na schemacie” powinny płynąć z góry na dół
- „sygnały na schemacie” powinny przebiegać z lewej strony na prawą.
- w miarę możliwości punkty o napięciu bardziej dodatnim powinny być narysowane wyżej niż punkty o napięciu niższym.

Rysunek 14 pokazuje dwa sposoby narysowania schematu ideowego tego samego układu. Pierwszy uwzględnia powyższe zasady, drugi nie. Który ze schematów jest łatwiejszy do analizy?

Sprawa jest o tyle aktualna, że w schematach nadsyłanych do Redakcji przez Czytelników, zwłaszcza do Szkoły Konstruktorów, często spotykam „kwiatki” podobne do rysunku 14b.

Przyzwyczaj się więc do podanych zdrowych reguł i uwzględniaj je przy rysowaniu



Rys. 14a.

waniu swoich schematów. Wtedy będziesz rysował tranzystor PNP tak, jak na rysunku 13a, a nie według rysunku 13b.

To była dygresja na marginesie – sposób rysowania schematów nie ma przecież wpływu na działanie tranzystora. Ułatwia tylko analizę układu.

Zajmiemy się teraz złączem baza-emiter tranzystora. Wiesz już, że tranzystory PNP i NPN różnią się jedynie kierunkiem przepływu prądów. Podane dalej wiadomości, w równym stopniu dotyczą obu typów tranzystorów.

Dioda i złącze baza – emiter

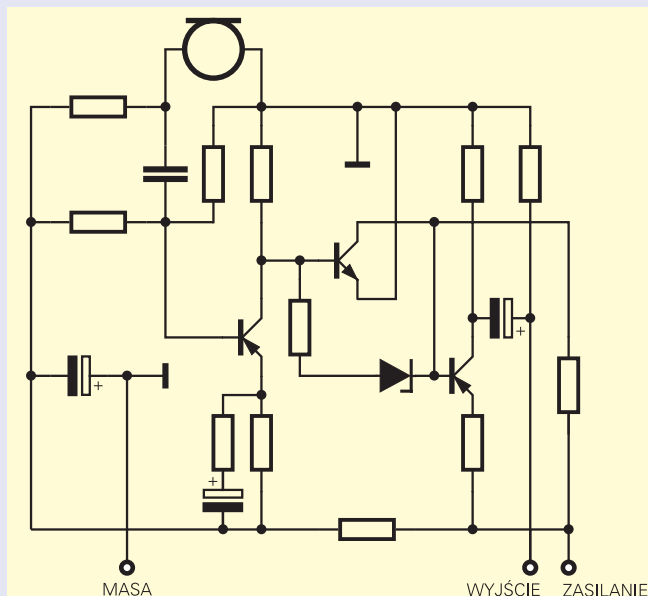
Zaczynamy od stwierdzenia, że złącze baza-emiter ma właściwości zwykłej diody półprzewodnikowej. Żeby dogłębnie zrozumieć zachowanie tranzystora w układzie, i żeby umieć samodzielnie dobrać warunki pracy tranzystora, musisz dobrze rozumieć działanie i parametry diody.

Przypomnę ci więc właściwości diody. Hydrauliczną analogię diody znajdziesz na **rysunku 15**. Zastosowana sprężynka jest bardzo słaba (podatna), więc do otwarcia kłapki „w słusznym”

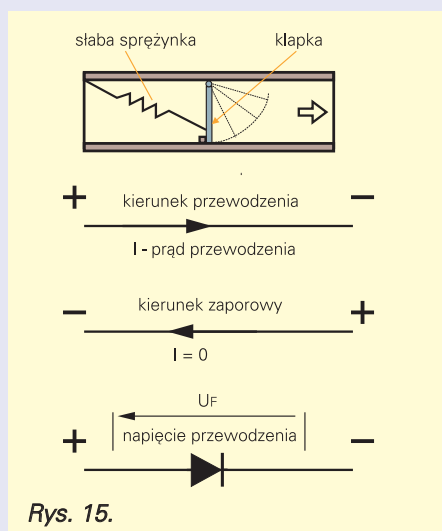
kierunku przewodzenia potrzeba niewielkiej siły, a więc niewielkiego ciśnienia.

Pomyśl, to bardzo ważny wniosek: na takim elemencie nie może wystąpić duży spadek ciśnienia, bo już małe ciśnienie otwiera kłapkę całkowicie, umożliwiając przepływ praktycznie dowolnych ilości wody.

Tak samo jest z diodą. Dioda przepuszcza prąd w jednym kierunku. Ten „słuszny” kierunek nazywamy kierunkiem przewodzenia. Już stosunkowo niewielkie napięcie „otwiera” diodę powodując przepływ prądu. Na przewodzącej diodzie występuje niewielki spadek napięcia. Zauważ, że to napięcie (spadek napięcia) na przewodzącej diodzie nie



Rys. 14b.



Rys. 15.

może dowolnie rosnąć. Do pełnego „otwarcia” diody, czyli nawet przy bardzo dużych prądach, potrzebne napięcie (spadek napięcia) jest niewielkie.

Być może słyszałeś, że przy napięciu (przewodzenia) poniżej 0,6V...0,7V dioda krzemowa nie przewodzi, a prąd pojawia się dopiero dla napięć wyższych niż te 0,6V...0,7V. Takie są potoczne wyobrażenia.

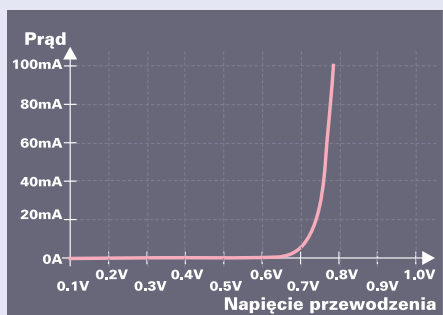
Ale być może słyszałeś, że napięcie na diodzie jest proporcjonalne do logarytmu płynącego przez nią prądu. Zapewne niewiele z tego sformułowania rozumiesz. Moglibyśmy pominąć ten wątek, ale ja od razu chcę rzucić cię na głębokie wody, dlatego przyjrzymy się nieco bliżej tej sprawie.

Obejrzyj sobie charakterystykę prądowo-napięciową diody (czyli zależność napięcia i prądu). Zwykle rysuje się ją w ten sposób, że na osi poziomej zaznacza się napięcie, a na osi pionowej – prąd. Taki sposób narysowania sugeruje, że ustalamy (wymuszamy) jakieś napięcie na diodzie, i w zależności od tego napięcia, przez diodę płynie odpowiedni prąd. Tak jest tylko w teorii (oraz ewentualnie podczas eksperymentów w szkolnej pracowni). W praktyce podchodzimy do sprawy odwrotnie: oto przez diodę płynie jakiś prąd, i przy przepływie tego prądu na diodzie występuje jakieś napięcie (spadek napięcia). Jest to tak zwane napięcie przewodzenia diody. Niezależnie od podejścia, rezultat jest zawsze ten sam: danej wartości prądu odpowiada określona wartość napięcia i odwrotnie. Zależność tę możemy zaznaczyć na rysunku – właśnie to jest charakterystyka diody w kierunku przewodzenia.

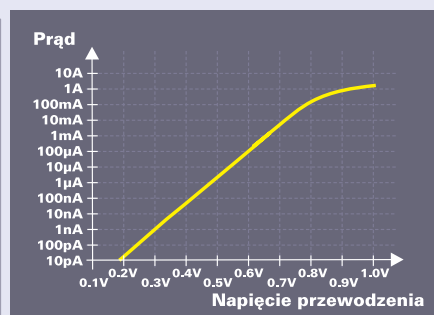
Nas w tej chwili interesuje, jak zmienia się napięcie na diodzie (a właściwie na złączu baza-emiter tranzystora) w zależności od prądu (prądu bazy tego tranzystora).

Rysunek 16a i b pokazuje charakterystykę tej samej diody, narysowaną na dwa

Rys. 16a.



Rys. 16b.



sposoby. Obie skale na rysunku 16a są liniowe, natomiast na rysunku 16b prąd na osi pionowej zaznaczono w skali logarytmicznej, a napięcie, jak poprzednio, w skali liniowej. Choć wierzyć się nie chce, jeszcze raz przypominam, że jest to charakterystyka tej samej diody, tylko narysowana nieco inaczej.

Wystarczy popatrzeć na rysunek b, by przekonać się, że gdy prąd zaznaczy się na skali logarytmicznej, to wybitnie krzywa charakterystyka z rysunku a w dziwny sposób się prostuje, przynajmniej w zakresie mniejszych prądów. Właśnie tu masz czarno na białym logarytmiczną zależność napięcia na diodzie od płynącego prądu. Nawet jeśli nie wiesz co to jest logarytm (naturalny), nie przeszkodzi ci to w uchwyceniu sensu mowy logarytmicznej – przyjrzyj się po prostu wartościom prądu oznaczonym na pionowej osi. Przecież mamy prawo zaznaczyć na osi pionowej prąd w taki trochę nietypowy sposób (a może właśnie typowy dla natury), by dziesięciokrotnej zmianie wartości odpowiadała jedna działka na osi. Nie musisz się dalej w to wgłębiać, zapamiętaj tylko i przyjmij do wiadomości, iż profesjonalści często wykorzystywali i pomimo ofensywy układów cyfrowych, nadal wykorzystują zależność wyraźnie widoczną na rysunku 16b do logarytmowania sygnałów, a także do analogowego mnożenia, dzielenia, potęgowania i pierwiastkowania. Może będzie to dla ciebie zaskoczeniem, ale właśnie dioda (lub złącze baza-emiter tranzystora) dobrze nadaje się do przeprowadzania operacji matematycznych na sygnałach analogowych. Na przykład tę logarytmiczną zależność wykorzystuje zdecydowana większość przetworników prawdziwej wartości skutecznej (ang. True RMS). A przetworniki True RMS spotkasz w wielu cyfrowych miernikach uniwersalnych lepszej klasy. Tyle o logarytmowaniu, na razie głębsza wiedza na ten temat nie jest ci potrzebna.

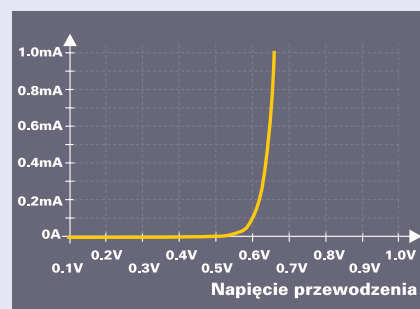
Wracajmy do charakterystyki z rysunku 16a. Ja tu ci truję, że masz jakąś skomplikowaną logarytmiczną zależność (na co rzeczywiście wskazuje rysunek 16b), a ty do tej pory spotykałeś się z popularnym

stwierdzeniem, iż spadek napięcia na krzemowej diodzie (i tak samo na złączu baza-emiter tranzystora) ma stałą wartość. Jedni podają, że wynosi 0,7V, inni 0,6V, a jeszcze inni podają wartość około 0,6...0,8V. I co? Kto tu kłamie?

W rzeczywistości nie ma tu znaczącej sprzeczności, ale sprawa wymaga drobnego uściślenia.

Popatrz na **rysunek 17**. Jest to w zasadzie to samo co na rysunku 16a, charakterystyka dotyczy jednak tylko prądów o wartościach do 1mA, a nie jak poprzednio, do 100mA. Zauważ, że zgodnie z rysunkiem 17, dla napięć do 0,5V, prąd diody rzeczywiście ma bardzo małą wartość. To samo możesz sprawdzić na rysunku 16b. Pamiętaj, że 1μA (mikroamper), to jedna milionowa ampera.

Rys. 17.



Sam widzisz, że w wielu sytuacjach śmiało możemy mówić, że dla napięć poniżej 0,5V, dioda praktycznie nie przewodzi prądu.

Trochę inaczej wygląda jednak sprawa z diodą prostowniczą, a inaczej z obwodem bazy tranzystora. Dla diody prostowniczej prąd rzędu 1 czy nawet 10 mikroamperów, to prąd wręcz pomijalnie mały. A dla tranzystora?

W tranzystorach, prąd kolektora płynący podczas normalnej pracy ma zwykle wartość w zakresie od ułamków miliampera do co najwyżej setek miliamperów (na razie pomijamy tranzystory dużej mocy). Uwzględniając, że tranzystor wzmacnia prąd, wychodzi na to, że prąd bazy tranzystora pracującego w typowym układzie ma wartość od ułam-

Pierwsze kroki

ków mikroampera do pojedynczych miliamperów.

Właśnie, w niektórych twoich układach prąd bazy może mieć wartość rzędu 1 mikroampera lub nawet mniej!

Czyli zgodnie z rysunkiem 16b, dla takich prądów bazy, napięcie baza-emiter tranzystora będzie mieć wartość 0,5...0,7V.

Zauważ, że przy tysiącrotnej zmianie prądu (bazy), napięcie zmieni się tylko o około 200mV.

Teraz już chyba zrozumiałeś, iż w mniej precyzyjnych obliczeniach możemy przyjąć w uproszczeniu jakąś średnią, stałą wartość, np. właśnie 0,6V lub 0,65V. Ot i cała tajemnica!

Proste? Tak, ale my tu trochę uprościliśmy sprawę, pomijając bez wahania prądy poniżej 1 mikroampera, mówiąc iż są to pomijalnie małe wartości. Wyobraź sobie, że w profesjonalnych układach logarytmujących użyteczny zakres prądów często sięga 100pA do 1mA. 100 pikoamperów to 0,1 nanoampera czyli jedna dziesięciomiliardowa ampera. Ty na razie nie próbuj myśleć o prądach rzędu pikoamperów (i pracować przy takich prądach); pozostaw to zawodowcom.

Wracajmy do tranzystora.

Jak widać z analizowanych charakterystyk, napięcie między bazą i emiterym, oznaczane U_{BE} , podczas normalnej pracy tranzystora nie przekracza 0,8V. Jeśli w jakimś realnym układzie byłoby większe, to tranzystor na pewno jest uszkodzony. Przykładowo, jak wynikałoby z rysunku 16, przy napięciu U_{BE} równym 1V, prąd bazy tranzystora musiałby wynosić ponad 1A, a tranzystorów o tak dużym prądzie bazy na pewno nie spotkasz w swoim życiu.

Zapamiętaj więc ważną informację praktyczną: **jeśli napięcie U_{BE} zwykłego tranzystora NPN lub PNP (w kierunku przewodzenia) zmierzone w układzie, wynosi ponad 0,8V, to tranzystor ten NA PEWNO jest uszkodzony.**

Tranzystory mocy

W naszej praktyce używamy zwykle tranzystorów małej mocy. Chodzi o to, że w tranzystorze w czasie pracy wydzielą się w postaci ciepła jakaś moc – nazywamy ją mocą strat. Małe tranzystory mogą pracować przy niewielkich prądach kolektora (do 100...300mA), a wydzielana moc strat nie może być większa niż 0,1...0,6W, zależnie od typu tranzystora.

W niektórych przypadkach musimy pracować z większymi prądami, a wydzielana moc jest znacznie większa. Wtedy stosujemy tranzystory dużej mocy. Mają one większe obudowy i przystosowane są do przykręcenia do radiatora chłodzącego.

Problemem mocy strat i odprowadzania ciepła zajmiemy się w przyszłości, teraz chodzi mi tylko o jedną drobną sprawę. Aby uzyskać duże prądy w obwodzie kolektora, musimy pracować przy odpowiednio dużych prądach bazy. Prądy bazy będą znaczne, ponieważ tranzystory dużej mocy mają zwykle współczynnik wzmocnienia prądowego mniejszy, niż tranzystory małej mocy. Jeśli na przykład wzmocnienie tranzystora mocy wynosi 50, to dla uzyskania prądu kolektora równego 10A, prąd bazy musi wynieść 0,2A.

Jak myślisz, czy w tranzystorach dużej mocy napięcie baza-emiter musi być większe, niż w tranzystorach małej mocy?

Tak wynikałoby z rysunku 16.

Pamiętaj jednak, że rysunek ten dotyczy jakiejś konkretnej diody, czy konkretnego złącza baza-emiter.

Jak myślisz, czy wartość spadku napięcia przy danym prądzie będzie zależała od powierzchni tego złącza?

Malerki tranzystor małej mocy ma małą powierzchnię złącza, duży tranzystor mocy będzie miał znacznie większą powierzchnię tego złącza.

Masz rację, o wartości napięcia zdecydować gęstość prądu przypadająca na jednostkę powierzchni tego złącza.

Wniosek?

Napięcie baza-emiter w tranzystorach dużej mocy przy znacznych prądach bazy może być nawet mniejsze, niż w tranzystorach małej mocy.

Ta informacja nie jest może najważniejsza, ale powinieneś o tym wiedzieć, by potem po zmierzeniu napięć w jakimś układzie z tranzystorami mocy nie dziwić się i nie szukać dziury w całym.

Wpływ temperatury

Na rysunku 16 zaznaczyłem ci, w jakich granicach zmienia się napięcie na złączu baza-emiter przy różnych prądach bazy. Nie znaczy to jednak, że mając charakterystykę konkretnego tranzystora i znając prąd bazy, potrafisz precyzyjnie określić, jakie będzie napięcie między bazą a emiterym.

Czy już wiesz, dlaczego?

Otóż nie uwzględniłeś wpływu temperatury.

Rysunek 16 pokazuje charakterystykę dla jakiejś jednej temperatury – zwykle jest to temperatura pokojowa rzędu +25°C. Tymczasem ze wzrostem temperatury napięcie przewodzenia na diodzie i złączu tranzystora zmniejsza się.

Dla konkretnego egzemplarza tranzystora czy diody wpływ temperatury pokazany jest na **rysunku 18a**.

Może się zdziwisz, ale niedwuznacznie wychodzi na to, że zmiany napięcia baza-emiter pod wpływem zmian temperatury mogą być znacznie większe, niż

zmiany wywołane zmianami wartości prądu bazy!

Pamiętaj też o grzaniu się tranzystorów, także tych małej mocy.

Wnioski?

Z wartości napięcia emiter-baza niewiele dowiesz się o prądzie bazy. Szczególnie mówiąc, w związku ze znacznym wpływem temperatury, napięcie to nie daje praktycznych informacji. Jedynie jeśli jest większe niż 0,8V, to nieodwołalny znak, iż tranzystor jest uszkodzony.

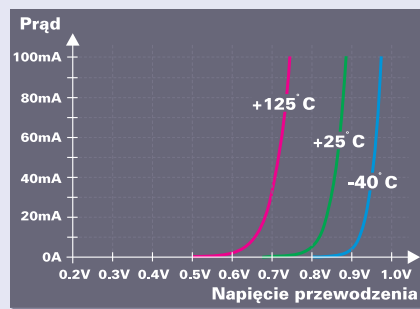
Czy to znaczy, że dokładna wartość napięcia baza-emiter nigdy nas nie obchodzi, bo nie niesie żadnej pewnej informacji?

Nie! Co istotne, jeśli prąd ma stałą wartość, to zmiany napięcia pod wpływem temperatury są, można powiedzieć – liniowe, czyli zmiana napięcia przewodzenia jest wprost proporcjonalna do zmian temperatury. Co jeszcze ważniejsze, zmiany te są powtarzalne, czyli nie zmieniają się z upływem czasu.

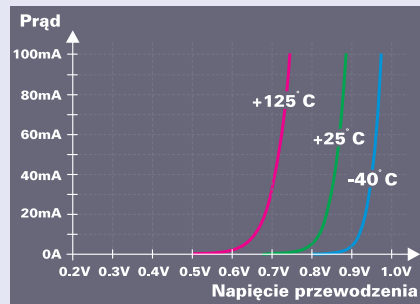
Wszystko to powoduje, że zwykła dioda lub złącze baza-emiter tranzystora mogą być z powodzeniem użyte do pomiaru temperatury. Przy odpowiedniej budowie układu pomiarowego i właściwym wyskalowaniu, można uzyskać bardzo dobrą dokładność pomiaru, rzędu 0,1...0,2°C.

Sposób ten bardzo często używany jest do pomiaru temperatur w zakresie -40...+125°C. Jest tylko jeden drobny szkopuł. Otóż w praktyce w procesie produkcji półprzewodników nie udaje się uzyskać idealnie takich samych parametrów dla wszystkich egzemplarzy diod czy tranzystorów, nawet pochodzących z tej samej partii produkcyjnej i z tej samej płytki krzemowej.

Rys. 18a.



Rys. 18b.



Zawsze występuje pewien rozrzut parametrów, i ostatecznie w niektórych katalogach charakterystyka diody czy złącza baza-emiter wygląda tak jak na **rysunku 18b**. Obszar zacieniowany wskazuje na spodziewany rozrzut parametrów pomiędzy egzemplarzami.

Już z tego widać, że przy wykorzystaniu złącza półprzewodnikowego do pomiaru temperatury, niezbędna jest indywidualna kalibracja dla każdego egzemplarza. W książkach czasem podaje się, że napięcie na złączu zmienia się z temperaturą o $-2,2\text{mV}$ na stopień Celsjusza. Owe $-2,2\text{mV}$ trzeba traktować jako wartość orientacyjną, a nie ścisłą. Zresztą inne źródła podają wartość tego współczynnika $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$.

Na razie nie będziesz chyba projektował układów pomiaru temperatury, ale powinienś wiedzieć, że właściwości złącza B-E umożliwiają taki pomiar. Przedstawiona zależność wykorzystywana jest nie tylko do budowy termometrów elektronicznych. Powszechnie stosuje się ją w układach scalonych do realizacji obwodów zabezpieczenia termicznego. Czy wiesz na jakiej zasadzie pracuje taki obwód?

Wystarczy ustawić napięcie baza-emiter tranzystora na wartość, powiedzmy, $0,5\text{V}$. Jak widać z rysunkami 16, 17 oraz 18, w temperaturze pokojowej popłynie wtedy pomijalnie mały prąd bazy. Prąd kolektora też będzie pomijalnie mały. Jeśli temperatura będzie rosła, to rosnąć będzie też prąd bazy, a tym samym prąd kolektora. Gdy prąd kolektora przekroczy ustaloną wartość, zadziała współpracujący obwód zabezpieczenia cieplnego.

Zależność parametrów od temperatury w niektórych układach jest zaletą, ale jak łatwo się domyślić, na przykład w precyzyjnych układach pomiarowych jest przekleństwem, z którym trzeba walczyć wszelkimi siłami. To jednak jest już odrębny, bardzo szeroki temat, do którego może jeszcze wrócimy. Na razie zajmijmy się kolejną podstawową sprawą.

Odwrotna polaryzacja

Uproszczony schemat zastępczy tranzystora z rysunku 12, zawierający diodę i sterowane źródło prądowe, nie do końca oddaje właściwości tranzystora. Znaczna część Czytelników sprawdza tranzystory za pomocą omiornika wiedząc, że złącza baza-emiter i baza-kolektor zachowują się jak diody. Rzeczywiście w pewnych warunkach tranzystor można traktować jako połączenie dwóch diod według **rysunku 19**. Ale niestety, tranzystora nie można wykorzystać jako dwóch oddzielnych diod, i na przykład zrealizować za pomocą dwóch tranzystorów mostka diodowego (**rysunek 20**). Tranzystor to coś więcej, niż dwie diody. Zapa-

miętaj to i nawet nie próbuj podobnych sztuczek.

Rysunek 19 nasuwa jednak pytanie, czy aby w układzie elektronicznym nie można zamienić miejscami emitera i kolektora tranzystora? Inaczej mówiąc, czy kolektor mógłby pełnić rolę emitera i odwrotnie?

Pytanie jest jak najbardziej poważne, a starsi Czytelnicy pamiętają zapewne, że niektóre dawne radzieckie tranzystory po zamianie roli emitera z kolektorem, pracowały tak samo, albo nawet lepiej.

To prawda, że niektórym tranzystorom, wykonywanym bardzo starymi technologiami, było niemal wszystko jedno, która elektroda ma być kolektorem, a która emiterem. Ale to były bardzo dawne czasy. Natomiast współczesne tranzystory produkowane są pod kątem określonych zastosowań, i nie będą dobrze pracować po zamianie emitera z kolektorem. Być może czytałeś gdzieś o tak zwanej pracy inwersyjnej tranzystora. Zapomnij o tym. W układach, które będziesz montował, ewentualnie konstruował, tranzystory „zwykłe” czyli bipolarne będą pracować w normalny sposób.

A więc nie kombinuj z zamianą miejscami emitera i kolektora.

Ale to jeszcze nie wszystko.

Czy tranzystor może pracować przy „odwrotnym” napięciu między bazą

a emiterem. Co się stanie w układzie z **rysunku 21**, gdy napięcie bazy tranzystora NPN będzie niższe niż napięcie emitera?

Rysunki 12 i 19 nie sygnalizują żadnych ograniczeń.

Czy więc napięcie na bazie tranzystora z rysunku 21 może mieć dowolnie dużą wartość ujemną? Zapewne nie, spodziewamy się, iż złącze to, jak każda dioda, ma określone dopuszczalne napięcie wsteczne (kilkadziesiąt voltów).

Tu mam dla ciebie niespodziankę (o ile jeszcze tego nie wiesz): złącze baza-emiter spolaryzowane w kierunku zaporowym zachowuje się jak dioda Zenera o napięciu pracy około $6,2\text{V}$ (niektóre źródła podają $5\ldots 7\text{V}$).

Jeśli jeszcze nie wiesz, co to jest dioda Zenera przyjmij, iż jest to po prostu stabilizator napięcia.

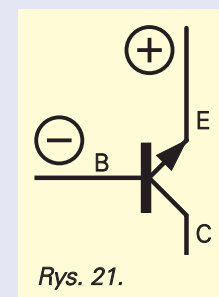
Czyli po podaniu na bazę napięcia wstecznego o wartości przekraczającej napięcie przebicia, przez złącze emiter-baza popłynie prąd. Słowo „przebiecie” zabrzmiało groźnie, ale nie ma się czego bać – o ile tylko prąd nie będzie zbyt duży (by cieplnie uszkodzić złącze), tranzystorowi nic się nie stanie. Przebiecie takie na pewno nie uszkodzi trwale tranzystora

Krótko mówiąc, tranzystor może pełnić rolę diody Zenera czyli stabilizatora napięcia. Na **rysunku 22** pokazałem ci cztery przykłady wykorzystania tranzystorów w tej roli. Zauważ, że w każdym przypadku złącze emiterowe jest spolaryzowane wstecznie, wykorzystujemy tylko dwie końcówki, i taki sposób pracy nie ma nic wspólnego z normalnym trybem pracy tranzystora.

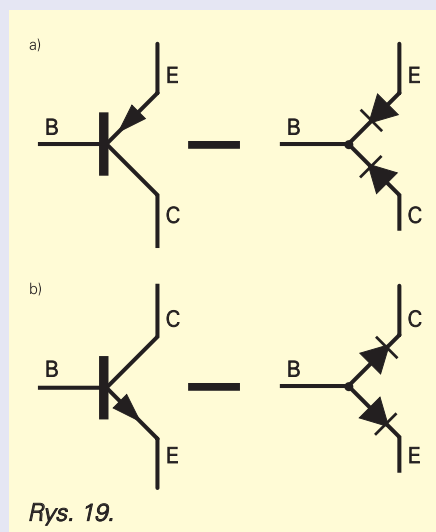
Przypomnę ci jeszcze raz te normalne warunki pracy: dla tranzystora NPN napięcie bazy (mierzone w stosunku do emitera) wynosi około $+0,6\text{V}\ldots +0,7\text{V}$, złącze spolaryzowane jest w kierunku przewodzenia i płynie prąd bazy I_B . Płynie też prąd kolektora I_C , a napięcie na kolektorze U_C (też mierzone w stosunku do emitera) również

jest dodatnie i wynosi od $+0,1\text{V}$ do pełnego napięcia zasilającego U_2 . Masz to zaznaczone na **rysunku 23**.

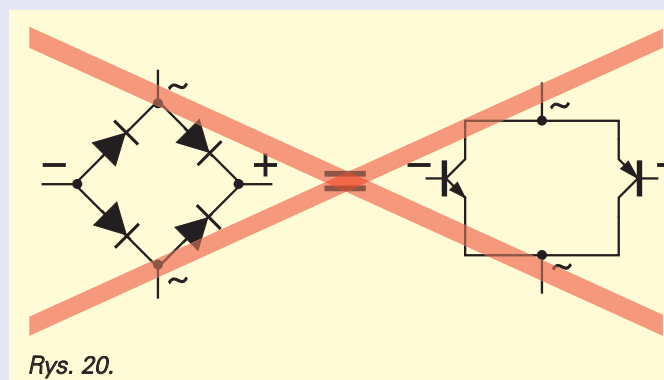
A co powiedzieć o sytuacji z **rysunkiem 24**, gdy w normalnym układzie pracy tranzystora (NPN) napięcie bazy



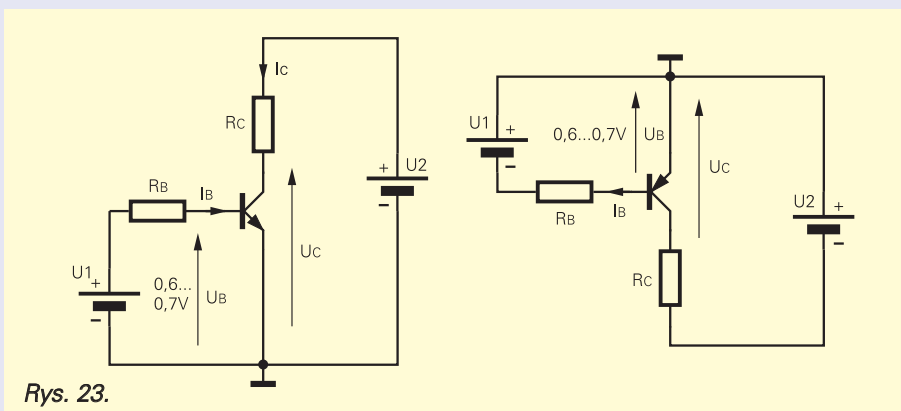
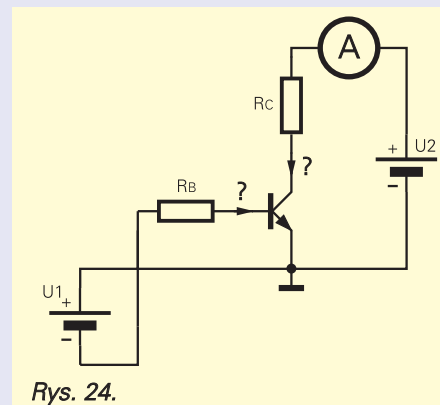
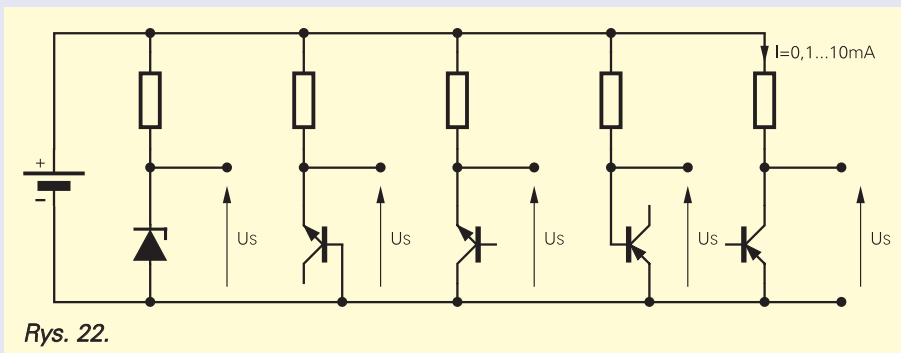
Rys. 21.



Rys. 19.



Rys. 20.



spadnie poniżej napięcia emitera i będzie wynosić 0...-5V? Co się będzie działo w obwodzie bazy, a co w obwodzie kolektora?

Dla ujemnych napięć bazy o takiej wartości, złącze baza-emiter będzie spolaryzowane zaporowo (wstecznie), ale na pewno nie wystąpi jeszcze wspomniane przebicie. W obwodzie bazy nie będzie więc płynął żaden prąd, a tym samym w obwodzie kolektora też nie będzie płynął prąd. Tranzystor będzie w stanie odcięcia (nieprzewodzenia).

A co się stanie, gdy w układzie z **rysunku 24** napięcie U_1 obniży się poniżej -5V, gdy w obwodzie emiter-baza nastąpi przebicie i w obwodzie bazy popłynie prąd wsteczny (płynący z baterii U_1 od masy przez emiter, bazę, rezystor R_B ? Czy wtedy w obwodzie kolektora pojawi się prąd?

To jest wbrew pozorom ważne pytanie, ponieważ w praktyce czasem można spotkać się z taką sytuacją. Nie udzielę ci odpowiedzi – możesz ją znaleźć sam,

montując układ według rysunku 24 i sprawdzając, czy amperomierz w kolektorze tranzystora pokaże jakikolwiek prąd, po pojawieniu się prądu wstecznego w obwodzie bazy.

Potraktuj to jako zadanie domowe.

W ramach takich domowych ćwiczeń proponuję ci też sprawdzenie, jaką wartość ma stabilizowane napięcie w układach z rysunku 22. Przekonaj się sam, na ile zależy ono od typu tranzystora, oraz jak jest rozrzut pomiędzy egzemplarzami tranzystorów tego samego typu.

Podsumowanie

Dzisiejszy odcinek poświęcony był w całości obwodowi baza-emiter tranzystora bipolarnego.

Na koniec zbierzmy w ramce najważniejsze wnioski. Za miesiąc zajmiemy się obwodem kolektora, jego charakterystykami i typowym układem pracy tranzystora.

Piotr Górecki

Co musisz wiedzieć o złączu baza-emiter tranzystora

W typowym układzie pracy tranzystora napięcie między bazą i emiterem wynosi mniej więcej 0,6...0,7V (porównaj rysunek x+12). Złącze emiterowe jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia i płynie prąd bazy. Płynie też prąd kolektora.

Jeśli między bazą a emiterem napięcie (w kierunku przewodzenia) jest większe niż 0,8V, to tranzystor na pewno jest nieodwracalnie uszkodzony. Przy takim uszkodzeniu obwód kolektor-emiter może być na trwałe zwarty (przebity), ale może też być rozzwarty (przerwany). W każdym razie zbyt wysokie napięcie baza-emiter jest absolutnie pewnym dowodem, że tranzystor jest zepsuty i trzeba go wymienić.

Jeśli napięcie baza-emiter wynosi 0...0,5V – tranzystor nie przewodzi, czyli w obwodzie kolektora nie płynie prąd (pomijamy ewentualne prądy kolektora rzędu nanoamperów). Jeśli przy tak małym napięciu bazy tranzystor jednak przewodzi, to na 95% jest uszkodzony (pozostałe 5% to sytuacje, gdy na bazę podawane są impulsy, których średnia wartość daje owe napięcie 0...0,5V na woltomierzu, albo też dołączony miernik analogowy o małej rezystancji wewnętrznej przejmie prąd bazy tranzystora). W każdym razie po bezpośrednim zwarciu bazy z emiterem każdy tranzystor musi zostać zatkany, czyli przestać przewodzić prąd. Takie zwarcie bazy z emiterem niczym nie grozi i często jest stosowane przy sprawdzaniu tranzystorów w pracującym układzie. Jeśli po zwarcu bazy z emiterem, w obwodzie kolektora płynie nadal prąd, to tranzystor na pewno jest zepsuty i trzeba go wymienić.

Nie należy natomiast bezmyślnie zwierać bazy z kolektorem (by sprawdzić, czy tranzystor zostanie otwarty). Wprawdzie w ogromnej większości przypadków również niczym to nie grozi, jednak w niektórych układach, na przykład we wzmacniaczach wysokiej częstotliwości, może to spowodować uszkodzenie tranzystora.

Prąd kolektora nie powinien płynąć także wtedy, gdy złącze baza-emiter spolaryzowane jest odwrotnie, w kierunku zaporowym (dla tranzystora NPN odwrótne polaryzacja oznacza, że napięcie na bazie jest niższe niż na emiterze).

Specyficzne właściwości złącza baza-emiter spolaryzowanego w kierunku przewodzenia są wykorzystywane do pomiaru temperatury oraz do logarytmowania (przeprowadzania operacji matematycznych na sygnałach analogowych). Natomiast złącze baza-emiter spolaryzowane w kierunku zaporowym może służyć jako dioda Zenera, czyli stabilizator napięcia.



Przed miesiącem gruntownie omówiliśmy obwód wejściowy tranzystora, czyli złącze baza-emiter. Dziś oczywiście zajmiemy się obwodem kolektor-emiter i wreszcie dowiesz się jak tranzystor wzmacnia napięcie. Także w tym odcinku rzucam cię od razu na głęboką wodę i zapoznajesz się z dość trudnymi sprawami. Jeśli nie jesteś zwolennikiem nadmiernego wykorzystywania szarych komórek, nie czytaj tego artykułu.

Na początek jeszcze raz ważne przypomnienie: możesz śmiało uważać, że tranzystory PNP i NPN różnią się tylko kierunkiem przepływu prądów – generalna zasada ich działania jest taka sama. Przykłady opisane dalej do wykorzystują tranzystory NPN, których używamy częściej. Wszystkie podane rozważania dotyczą oczywiście także tranzystorów PNP, ale nie chcę ci zanadto mieszać w głowie i nie zamieszczam analogicznych rysunków z tranzystorami PNP. Jeśli rysuję ci jakiś przykładowy układ z tranzystorem NPN, to podobny układ możesz zbudować na tranzystorze PNP, zmieniając biegunowość źródeł zasilania (oraz ewentualnych diod i innych biegunowych elementów). Do tego ciekawego tematu jeszcze pewnie wrócimy w przyszłości.

A teraz zabieramy się za obwód kolektora.

Jeszcze raz na **rysunku 25** możesz zobaczyć schemat zastępczy tranzystora NPN.

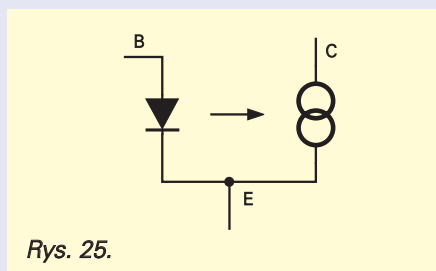
Mam nadzieję, że jeszcze pamiętasz, co to jest źródło prądowe: z grubsza biorąc jest to element, który wytwarza

(w tranzystorze raczej przepuszcza) prąd o ściśle określonej wartości. Napięcie źródła prądowego nie jest określone – zależy ono od dołączonej rezystancji obciążenia.

W tranzystorze wartość prądu tego źródła prądowego, czyli inaczej mówiąc prąd kolektora, zależy od prądu bazy. Istotna jest dla nas informacja, że prąd kolektora jest β -krotnie większy niż prąd bazy:

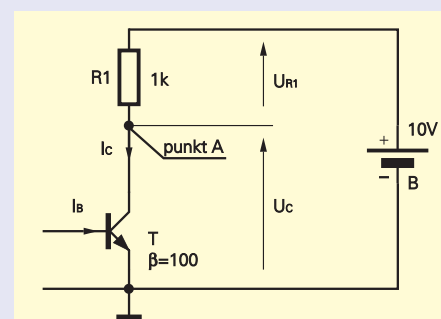
$$I_C = \beta \times I_B$$

Na razie dla uproszczenia założymy, że wartość wzmacnienia prądowego β dla danego tranzystora jest stała (co wcale nie jest do końca prawdą, ale to inny temat).



Rys. 25.

Na **rysunku 26** znajdziesz prosty układ pracy tranzystora. Uważaj, tu zaczyna się najczystsza praktyka! Będziemy operować nie tylko na wzorach i literkach, ale obliczymy najprawdziwsze prądy i napięcia.



Rys. 26.

Na razie niech cię nie obchodzi, skąd bierze się prąd bazy. Zapamiętaj, że rezystor R1 jest dla tranzystora obciążeniem. Co możemy powiedzieć o napięciu na kolektorze, czyli w punkcie oznaczonym A?

Przyzwyczaj się do traktowania obwodu kolektorowego jako źródła prądowe-

Pierwsze kroki

go. Jeśli tak, to o napięciu kolektora będzie decydować prąd kolektora, wytwarzający na obciążeniu R1 jakiś spadek napięcia.

Na rysunku 26 zaznaczyłem ci napięcie kolektora U_C (między masą i kolektorem), oraz napięcie, a właściwie spadek napięcia na rezystorze R1.

Na razie o tych napięciach nie wiemy nic, bo nie wiemy jaki jest prąd kolektora.

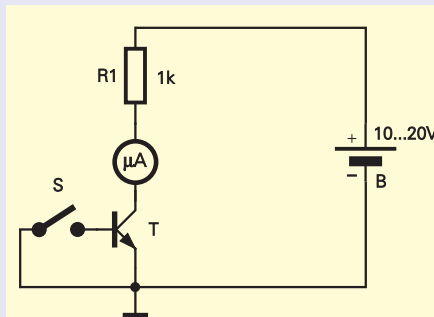
Przypuśćmy teraz, że przez obwód bazy nie płynie żaden prąd. Taki stan nazywany **stanem zatkania lub odcięcia tranzystora**, mówimy, że tranzystor nie przewodzi (prądu), że jest zatkany. W takim razie w obwodzie kolektora też nie płynie żaden prąd ($I_C = \beta \times 0$).

Stop! Prawdopodobnie w szkole straszili cię jakimś tam prądem zerowym i kazali obliczać wartości tego prądu. Rzeczywiście, nawet jeśli prąd bazy nie płynie, to w obwodzie kolektora płynie mała prąd, zwany właśnie **prądem zerowym kolektora**. Prąd ten oznaczany jest I_{CE0} . Teraz uważaj – choć w rozważaniach teoretycznych prąd zerowy ma spore znaczenie, w praktyce można go śmiało pominąć i przyjąć że ma pomijalnie małą wartość. Prądy zerowe miały znaczną wartość (rzędu mikroamperów i więcej) tylko w starych tranzystorach germanowych. Współczesne tranzystory krzemowe małej mocy, które najczęściej stosujemy w naszych układach mają prąd zerowy rzędu pojedynczych nanoamperów. Prąd taki można spokojnie pominąć, choćby dlatego, że nawet na dużej rezystancji $1\text{M}\Omega$ prąd 10nA ($0,01\mu\text{A}$) wywoła spadek napięcia tylko 10mV .

A co z wartościami prądu I_{CE0} (oraz I_{CB0}) podawanymi w katalogach? Dla tranzystorów dużej mocy w katalogach podaje się wartości prądu zerowego kolektora sięgające 1mA ! Czy takiego prądu zerowego trzeba się spodziewać w kolektorze zatkanego tranzystora mocy? Skądże! Po pierwsze jest to parametr mierzony przy niepodłączonym obwodzie bazy. Gdy baza jest zwarta do emitera (choćby przez rezystor, a tak jest w ogromnej większości praktycznych układów) prąd ten jest mniejszy. Po drugie prąd ten jest mierzony przy maksymalnym dla tego tranzystora napięciu kolektora. W ogromnej większości przypadków tranzystory nie pracują przy maksymalnym dopuszczalnym napięciu pracy. Po trzecie producent podaje maksymalną wartość tego prądu czyli najgorszy możliwy przypadek, a wartość typowa jest znacznie mniejsza.

Jeszcze raz: dla małych tranzystorów prąd zerowy kolektora możesz spokojnie pominąć, natomiast przy dużych tranzystorach mocy może on mieć znaczącą wartość tylko wtedy, gdy tranzystor jest gorący.

Żebyś nie miał fałszywego wyobrażenia, proponuję ci zadanie domowe: zestaw obwód według **rysunku 27** i sprawdź prąd kolektora swoich tranzystorów, zwłaszcza tych dużej mocy, zarówno przy zwarcu, jak i rozwarciu wyłącznika S. Szeregowy rezystor jest na wypadek, byś nie uszkodził miernika w przypadku jakiejś pomyłki lub badania uszkodzonego tranzystora. Oczywiście miernik powinien być jak najczulszy, z powodzeniem możesz wykorzystać cyfrowy multimetr na zakresie prądu (stałego) równym 2mA .



Rys. 27.

Możesz podgrzać badane tranzystory do temperatury $+100...+150^\circ\text{C}$, choćby za pomocą lutownicy (ale ostrożnie – pamiętaj, że grot lutownicy ma temperaturę ponad $+300^\circ\text{C}$).

Przekonaś się sam, że prąd zerowy małych tranzystorów jest naprawdę pomijalnie mały i można o nim zapomnieć.

Jeśli tak, to wracamy do rysunku 26. Jakie napięcie będzie panować na kolektorze tranzystora w stanie zatkania?

Prąd przez tranzystor praktycznie nie płynie, więc spadek napięcia na rezystorze R1 jest równy zeru ($U_{R1} = I_C \times R1$). Jeśli tak, to w stanie zatkania napięcie na kolektorze jest równe napięciu zasilającemu. Możemy powiedzieć, że całe napięcie zasilania odkłada się na tranzystorze.

W tym miejscu mogę ci powiedzieć, że zazwyczaj napięcie zasilające w naszych układach wynosi $9...15\text{V}$. Jednak w niektórych układach (np. wzmacniacze dużej mocy audio) napięcie zasilające jest

dużo wyższe, i sięga stu i więcej woltów. Musisz pamiętać, że każdy tranzystor ma określone przez producenta, **maksymalne napięcie kolektora**. W katalogu znajdziesz je jako parametr U_{CE0} , bądź jako U_{CES} . Końcówka oznaczenia 0 (zero albo open – otwarty) wskazuje, że dotyczy to sytuacji, gdy baza jest niepodłączona, a napięcie testowe podawane jest między kolektor i emiter. Literka S w oznaczeniu (short – zwarty) informuje, że podczas testu baza jest zwarta z emiterem. Napięcie U_{CE0} jest trochę mniejsze niż U_{CES} , czyli zwarcie bazy do emitera zwiększa odporność tranzystora na podwyższone napięcia kolektora.

Wszystkie obecnie produkowane tranzystory mają napięcie U_{CE0} nie mniejsze niż $25...30\text{V}$, więc przy napięciach zasilania do 24V nawet nie musisz sprawdzać go w katalogu.

A czym grozi przekroczenie napięcia U_{CE0} ? Przekroczenie go o $10...20\%$ nie grozi niczym, trochę większe zwiększy prąd zerowy kolektora, znacznie większe doprowadzi do nieodwracalnego uszkodzenia tranzystora. Obecnie oferta tranzystorów wysokonapięciowych jest bardzo szeroka, bez problemu można kupić tranzystory na napięcia $100...1500\text{V}$ i nie ma żadnego uzasadnionego powodu, byś przekraczał katalogowe napięcie U_{CE0} .

Nie ma też najmniejszej potrzeby, byś poznawał sposoby łączenia kilku tranzystorów niskonapięciowych w jeden „tranzystor” wysokonapięciowy. Takie schematy spotyka się w starych książkach – zapomnij o nich.

Nie stosuj też tranzystorów wysokonapięciowych w obwodach o niskim napięciu zasilania – tranzystory te mogą pracować przy wysokich napięciach kolektora, ale niektóre parametry mają znacznie gorsze od typowych tranzystorów małej mocy.

W naszej praktyce najczęściej używany obecnie tranzystorów BC547 i BC548 (NPN) i BC557 i BC558 (PNP). BC547 i BC557 mają napięcie U_{CE0} równe 45V , a BC548 i BC558 – 25V .

Przy praktycznych obliczeniach zamiast omów, woltów i amperów (faradów, henrów, herców, sekund, itp.), często używamy jednostek mniejszych lub większych (wielokrotnych i podwielokrotnych). Przy mnożeniu i dzieleniu tak podanych wartości należy pamiętać o uwzględnieniu mnożnika.

Poniższa tabela pomoże w prosty sposób uwzględnić te mnożniki:

$\text{mA} \times \text{k}\Omega = \text{V}$	$\text{V} / \text{k}\Omega = \text{mA}$	$\text{V} / \text{mA} = \text{k}\Omega$
$\text{mA} \times \Omega = \text{mV}$	$\text{mV} / \Omega = \text{mA}$	$\text{mV} / \text{mA} = \Omega$
$\mu\text{A} \times \text{k}\Omega = \text{mV}$	$\text{mV} / \text{k}\Omega = \mu\text{A}$	$\text{mV} / \mu\text{A} = \text{k}\Omega$
$\mu\text{A} \times \text{M}\Omega = \text{V}$	$\text{V} / \text{M}\Omega = \mu\text{A}$	$\text{mV} / \mu\text{A} = \text{M}\Omega$
$\mu\text{A} \times \Omega = \mu\text{V}$	$\mu\text{V} / \Omega = \mu\text{A}$	$\mu\text{V} / \mu\text{A} = \Omega$
$\text{nA} \times \text{k}\Omega = \mu\text{V}$	$\mu\text{V} / \text{k}\Omega = \text{nA}$	$\mu\text{V} / \text{nA} = \text{k}\Omega$
$\text{nA} \times \text{M}\Omega = \text{mV}$	$\text{mV} / \text{M}\Omega = \text{nA}$	$\text{mV} / \text{nA} = \text{M}\Omega$

Idziemy dalej. Załóżmy teraz, że prąd bazy tranzystora w układzie z rysunku 26 wynosi $10\mu\text{A}$. Jak wynika z rysunku, tranzystor ma wzmocnienie 100, więc prąd kolektora wyniesie:

$$I_C = 100 \times 10\mu\text{A} = 1000\mu\text{A} = 1\text{mA}$$

Taki prąd przepływając przez rezystor R1 wywoła spadek napięcia równy:

$$U_{R1} = 1\text{mA} \times 1\text{k}\Omega = 0,001\text{A} \times 1000\Omega = 1\text{V}$$

Tym samym napięcie kolektora, mierzone w stosunku do masy (minusa zasilania), będzie różnicą napięcia baterii i zasilającej i spadku napięcia na rezystorze R1 wyniesie:

$$U_C = 10\text{V} - 1\text{V} = 9\text{V}$$

Jeśli teraz prąd bazy naszego tranzystora zwiększymy do $60\mu\text{A}$, prąd kolektora wzrośnie do 6mA , napięcie na rezystorze R1 wzrośnie do 6V , a napięcie kolektora U_C wyniesie 4V . Zwiększanie prądu bazy powoduje zmniejszanie napięcia na kolektorze.

Już tu widzisz, że tranzystor odwraca kierunek zmian: wzrost prądu bazy (i odpowiadający mu wzrost napięcia baza-emiter) powoduje spadek napięcia na kolektorze. Zapamiętaj: tranzystor w układzie pracy z rysunku 26 odwraca kierunek zmian, czyli fazę przebiegu. Ze sformułowaniem „tranzystor odwraca fazę” będziesz się spotykał bardzo często. Wróćmy do tego.

Na razie zastanówmy się, co się stanie, gdy jeszcze bardziej zwiększymy prąd bazy.

Przy prądzie bazy równym $90\mu\text{A}$ prąd kolektora wyniesie

$$I_C = 100 \times 90\mu\text{A} = 9000\mu\text{A} = 9\text{mA}$$

a napięcie na kolektorze

$$U_C = 10\text{V} - (9\text{mA} \times 1\text{k}\Omega) = 1\text{V}$$

A co się stanie, gdy prąd bazy wyniesie $100\mu\text{A}$ ($0,1\text{mA}$)?

Teoretycznie napięcie na kolektorze będzie równe zeru:

$$U_C = 10\text{V} - (100 \times 0,1\text{mA} \times 1\text{k}\Omega) = 0\text{V}$$

Czyli tranzystor będzie w pełni otwarty i całe napięcie zasilające odłoży się na obciążeniu.

A jeśli jeszcze zwiększymy prąd bazy, powiedzmy do 1mA .

Czy prąd kolektora wzrośnie do wartości $1\text{mA} \times 100 = 100\text{mA}$???

Ależ skąd, nie wzrośnie, bo maksymalny prąd kolektora wyznaczony jest przez obciążenie. Ten maksymalny prąd kolektora nie przekroczy wartości $U_{zas}/R1$ czyli

$$I_{\text{max}} = \frac{10\text{V}}{1\text{k}\Omega} = 10\text{mA}$$

A więc co się stanie przy próbie zwiększenia prądu bazy do 1mA ?

Jeśli powiesz, że w takich warunkach nie da się zwiększyć prądu bazy do 1mA , bo się „nie zmieści w bazie”, trafiłeś kulą w płot. Prąd bazy możemy w tym układzie pracy zwiększać dowolnie – już rysunek 25 pokazuje, że prąd „diody baza-emiter” można dowolnie zwiększać. Z tym dowolnie, to trochę przesadziłem, bo obwód B-E jest w sumie delikatny i nadmierne zwiększenie prądu bazy może ten obwód uszkodzić. Dlatego w katalogach podaje się **maksymalną wartość prądu bazy** $I_{B\text{max}}$, która nie uszkodzi tranzystora. Ale nie wpadaj w panikę – nawet dla tranzystorów małej mocy (BC548, BC107, itp.) dopuszczalny prąd bazy wynosi co najmniej 20mA .

Jeszcze raz cię pytam, czym grozi zwiększenie prądu bazy w układzie z rysunku 26 do powiedzmy 1mA ?

Oczywiście niczym nie grozi! Wygląda na to, że jest to marnowanie prądu, bo zwiększanie prądu bazy powyżej $0,1\text{mA}$ już nic w naszym układzie nie zmienia.

Zapamiętaj raz na zawsze, że taki stan pracy, gdy tranzystor jest w pełni otwarty, a napięcie na kolektorze jest najniższe z możliwych, nazywa się stanem nasycenia tranzystora. Mówimy, że tranzystor jest nasycony.

Znasz już dwa stany tranzystora: zatkanie i nasycenie. W tych stanach pracują wszystkie układy logiczne – tranzystory w nich są albo w pełni zatkanie, albo w pełni otwarte. Tranzystor pełni wówczas jedynie rolę przełącznika. Ale to dotyczy tranzystorów zawartych w układach scalonych logicznych czyli cyfrowych, natomiast w układach budowanych z pojedynczych tranzystorów zdecydowanie większe znaczenie ma **praca w zakresie liniowym**, czyli w tym „środkowym” zakresie, gdy zmiana prądu bazy wywołuje proporcjonalne zmiany prądu i napięcia kolektora.

Zakresem pracy liniowej będziemy się jeszcze zajmować szerzej przy okazji wzmacniania przebiegów zmiennych. Na razie wracamy do stanu nasycenia.

Czy tranzystor w stanie nasycenia ma napięcie na kolektorze dokładnie równe zeru? Czy określenie „w pełni otwarty” oznacza, iż złącze kolektor-emiter można traktować jak zworę o zerowej rezystancji?

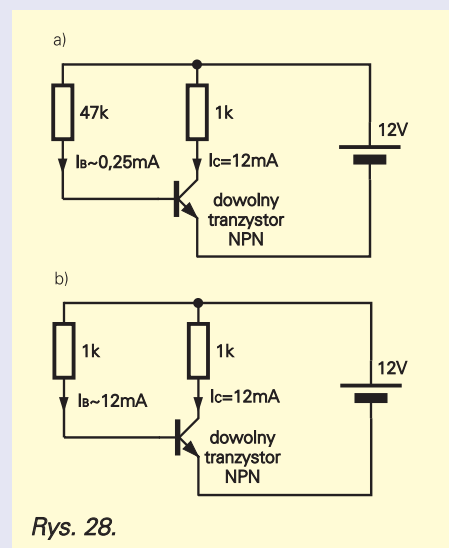
Cóż, tu właśnie dają o sobie znać właściwości rzeczywistego tranzystora, których nie można się domyślić na podstawie uproszczonego schematu zastępczego z rysunku 25. **W rzeczywistym tranzystorze bipolarnym napięcie na kolektorze nigdy nie spadnie do zera.** Nawet przy zwiększeniu prądu bazy do największej dopuszczalnej wartości, napięcie na kolektorze nie będzie równe zeru. W stanie nasycenia na kolektorze będzie występować niewielkie napięcie, zwane **napięciem nasycenia**, oznaczane $U_{CE\text{sat}}$ (sat od saturation – nasycenie). Niewielkie napięcie? Czyli jakie?

Nie ma jednoznacznej odpowiedzi, można tylko powiedzieć, że nie jest to

„czyste zwarcie”. Dla tranzystorów małej mocy przy prądach kolektora (ograniczonych wartością rezystora obciążenia R1) rzędu pojedynczych miliamperów, napięcie to będzie wynosić kilka lub kilkanaście miliwoltów. Przy większych prądach kolektora co najwyżej kilkaset miliwoltów. Trochę większe będzie w tranzystorach wysokonapięciowych (nawet do 1V), a mniejsze dla tranzystorów dużej mocy.

Napięcie nasycenia zależy nie tylko od prądu kolektora, ale i od prądu bazy. Jeśli prąd bazy jest możliwie mały, ale jednak na tyle duży, by wprowadzić tranzystor w stan nasycenia, mówimy o płytkim nasyceniu. Gdy prąd bazy jest znacznie większy, niż wymagane minimum, mówimy o głębokim nasyceniu.

Proponuję ci, żebyś w ramach ćwiczeń praktycznych zestawiał układ według **rysunków 28a i 28b**, a następnie sprawdził,



Rys. 28.

jakie napięcie nasycenia mają twoje tranzystory w takich warunkach. Jeśli tylko masz ku temu warunki, wykonuj zalecane ćwiczenia i w jakimś zeszycie notuj wyniki podając układ testowy i warunki pomiaru. Takie ćwiczenia wykonuje się tylko raz w życiu, a potem w przyszłości zawsze można zajrzeć do zeszytu i sprawdzić czy w jakimś wyrafinowanym układzie uda się uzyskać założone parametry.

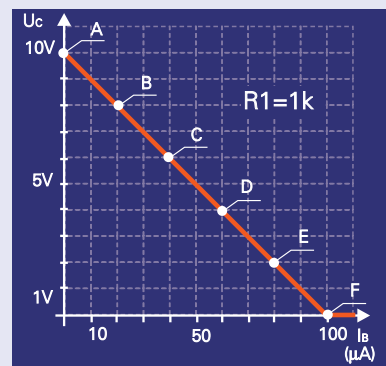
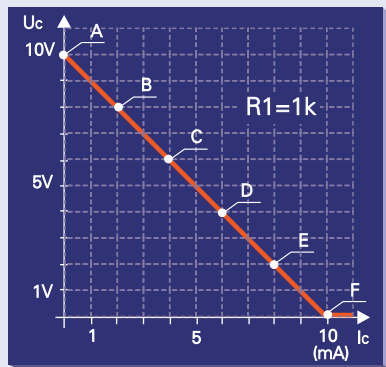
A teraz przechodzimy do kwestii, jak tranzystor wzmacnia napięcie.

Wzmacnianie napięć

Na **rysunku 29a** znajdziesz zależność napięcia na kolektorze od prądu kolektora. Rysunek dotyczy tranzystora pracującego w układzie według rysunku 26. Nie ma żadnych wątpliwości – ze wzrostem prądu kolektora napięcie na kolektorze zmniejsza się. Tak samo nie budzi żadnych wątpliwości **rysunek 29b**, gdzie pokazano zależność napięcia kolektora od prądu bazy (dla wzmocnienia prądowego równego 100).

Pierwsze kroki

Rys. 29

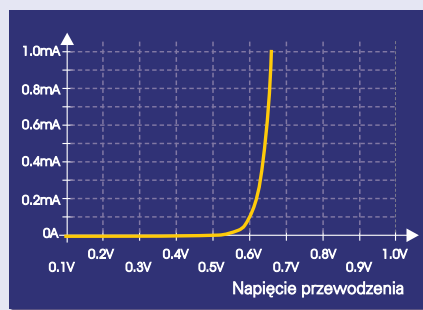


Piękna charakterystyka, prawda? Cieszysz się, że pokazana zależność jest liniowa? Zawsze jeśli zależność jest liniowa, to zapowiada pracę bez zniekształceń przy wzmacnianiu przebiegów zmiennych.

Ale nie wpadnij w euforię – zauważ, że jest to zależność napięcia wyjściowego od prądu wejściowego!

A jak będzie wyglądać zależność napięcia kolektora od napięcia na bazie? Dopiero teraz znajdziesz odpowiedź, jak tranzystor wzmacnia napięcie. Na **rysunku 30** jeszcze raz pokazałem ci zależność prądu bazy od napięcia baza-emiter. Na podstawie rysunku 30 i 29b możesz sam narysować zależność napięcia U_C od napięcia U_{BE} .

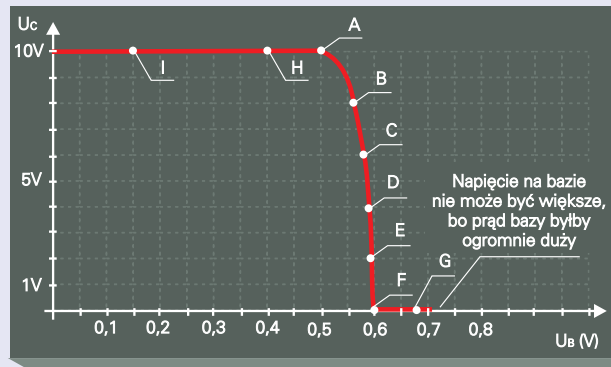
Rys. 30.



Zrobimy to wspólnie na **rysunku 31**.

Dla napięć na bazie mniejszych od 0,5V, nie płynie prąd bazy i kolektora, a więc napięcie na kolektorze jest równe napięciu zasilającemu. Dopiero dla napięć

Rys. 31.



wyższych pojawi się prąd bazy i kolektora i napięcie kolektora zacznie się zmniejszać. Przykładowo punkt A na rysunku 29a przedstawia warunki przy prądzie bazy równym 1 mikroamper. Masz to zaznaczone na rysunku 31. Podobnie dla punktu B, gdy napięcie na kolektorze wynosi 9V (prąd kolektora 1mA), napięcie na bazie dla prądu bazy 10μA musi wynosić około 540mV. Analogicznie można zaznaczyć następne punkty.

Przy okazji: często spotkasz się określeniem *punkt pracy*. Rysunki 29 i 31 pomogą ci zrozumieć, co to jest. Punkt pracy tranzystora to napięcia i prądy, jakie występują w układzie w danej chwili. Na naszych rysunkach są to rzeczywiście punkty. Można na przykład powiedzieć, że przy zwiększaniu napięcia na bazie, punkt pracy tranzystora przesuwa się od punktu A do punktu F. Jest to tak zwany liniowy zakres pracy. Punkt A, gdy tranzystor zaczyna przewodzić prąd, nazywa się często punktem lub progiem odcięcia. Powiemy też, że punkty H oraz I leżą poniżej punktu odcięcia. Natomiast punkt G oznacza pracę w zakresie nasycenia.

Uzyskana charakterystyka z rysunku 31 może każdego przerazić. Wprowadzie wzmacnienie czyli stosunek napięcia wyjściowego do wejściowego (reprezentowane na rysunku 31 przez nachylenie linii między punktami A i F) jest bardzo duże i to cieszy, ale zależność napięcia kolektora od napięcia na bazie wcale nie jest liniowa! Po drugie, zmiany napięcia kolektora występują tylko w wąskim zakresie napięć na bazie w granicach 0,5...0,6V.

Zastanów się, jaki będzie przebieg napięcia na kolektorze, gdy podasz na bazę napięcie zmienne. Dwa przykłady możesz zobaczyć na **rysunku 32**. Jak widzisz, tranzystor ma duże wzmacnienie, ale żeby tranzystor wzmacniał przebiegi zmienne, musisz na wejście podać mały sygnał, nałożony na pewne napięcie stałe, inaczej mówiąc musisz precyzyjnie „trafić” na liniowy zakres napięć na bazie.

Krótko mówiąc, jeśli tranzystor ma pracować jako wzmacniacz napięć zmiennych, należy wejściowy przebieg zmienny nałożyć na stałe napięcie polaryzacji. A nawet jeśli trafisz, to wskutek nieliniowości charakterystyki przebieg wyjściowy będzie zniekształcony. Niewesoła sytuacja!

W każdym razie jeśli tranzystor ma wzmacniać przebiegi zmienne, konieczne jest dodanie obwodu polaryzacji bazy (napięciem i prądem stałym).

Rysunek 33 pokazuje dwa z możliwych rozwiązań obwodu polaryzacji – schematy często spotykane w podręcznikach. Uważaj – są to bardzo złe rozwiązania i rysunek 33 spokojnie możesz przekreślić czerwonym flamastrem, żeby przypadkiem nie przyszło ci do głowy próbować wykorzystać w praktyce któregoś z tych potworków.

Dlaczego są to złe rozwiązania? I dlaczego tak często spotyka się je w amatorskiej literaturze i podręcznikach?

Odpowiem ci tylko na pierwsze pytanie. Właściwie odpowiesz sobie sam.

Żeby na wyjściu, czyli na kolektorze tranzystora z rysunku 33 (oraz 26), który ma wzmacnienie prądowe równe 100, uzyskać napięcie równe połowie napięcia zasilania, czyli ustawić spoczynkowy punkt pracy w środku zakresu pracy (w przybliżeniu) liniowej, prąd bazy musi wynosić 50μA. Rezystancję rezystora R2 w obwodzie bazy z rysunku 33a można obliczyć

$$R2 = (10V - 0,6V) / 50\mu A = 0.188M\Omega = 188k\Omega$$

lub zastosować potencjometr pozwalający ustawić potrzebne napięcie kolektora w warunkach naturalnych.

Ale co wtedy, gdy zmieni się napięcie zasilające (np. wyczerpywanie się baterii)? A gdyby tranzystor się zepsuł i zaszła konieczność wymiany go na egzemplarz o innym wzmacnieniu? Policz napięcie kolektora, gdyby tranzystor miał wzmacnienie nie 100 tylko 250.

Już z tego widzisz, że nie jest to rozwiązanie zbyt praktyczne.

Podobnie jest z układem z rysunku 33b. Załóżmy, że napięcie zasilające jest stabilizowane. Nie wnikając w szczegóły, można dobrać stosunek rezystorów dzielnika, by stałe napięcie polaryzacji na bazie było odpowiednie dla uzyskania na kolektorze połowy napięcia zasilającego.

c.d. na str. 79

W porządku! A co wtedy, gdy złącze tranzystora się podgrzeje? Przypomnij sobie wiadomości z poprzedniego odcinka. Przy tym samym napięciu na bazie wzrośnie prąd kolektora i spadnie napięcie kolektora.

Przy omawianiu rysunku 14b nie wzięliśmy pod uwagę szczegółów rozptywu prądu – część prądu płynącego przez re-

zystor R2 będzie płynąć do bazy, a nie przez rezystor R3. Czy potrafiłbyś dobrać rezystory dzielnika uwzględniając ten fakt?

Poważną wadą obu układów z rysunku 33 jest również duża nieliniowość. bo charakterystyka przejściowa jest taka jak na rysunkach 32 i 33. Duża wartość wzmocnienia też niekoniecznie jest zale-

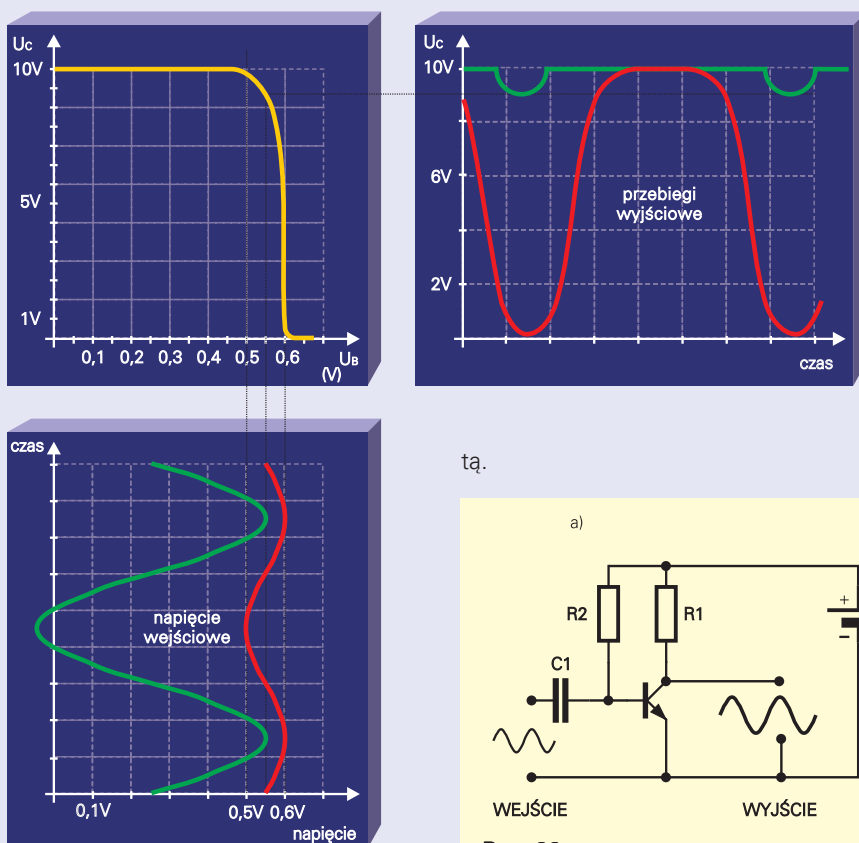
Jak widzisz rozwiązania z rysunku 33? nie są dobre. W stanie spoczynku punkt pracy zależy od temperatury i wzmocnienia prądowego β użytego egzemplarza tranzystora. To są wady wykluczające praktyczną przydatność takich schematów.

Dobrze zaprojektowany układ wzmacniający z tranzystorem przede wszystkim powinien mieć stabilne parametry, niezależnie od wzmocnienia prądowego tego tranzystora. Powinien być liniowy, czyli nie zniekształcać wzmacnianego sygnału. I wcale nie musi mieć bardzo dużego wzmocnienia, a współczynnik wzmocnienia napięciowego powinien być niezależny od wzmocnienia prądowego i powinien dać się regulować. I wszystko to chcemy osiągnąć stosując nasz kapryśny tranzystor o nieliniowej charakterystyce. Jak się okazuje, można to zrobić w bardzo prosty sposób. Opowiem ci o tym w najbliższej przyszłości.

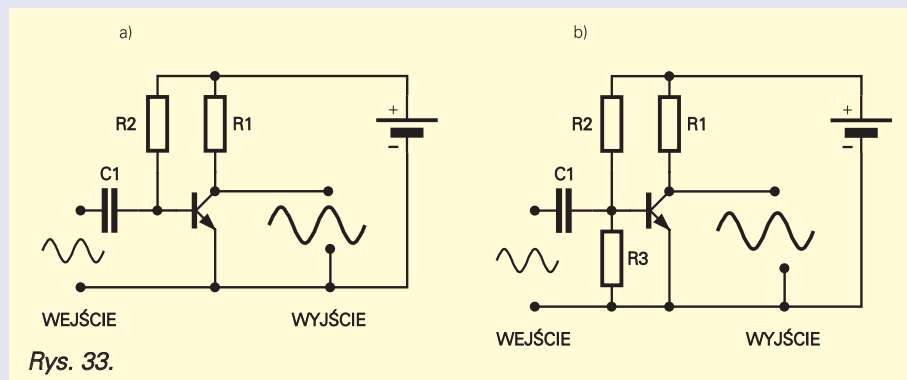
Ciąg dalszy w kolejnym numerze EdW.

Piotr Górecki

Rys. 32.



tą.



Rys. 33.

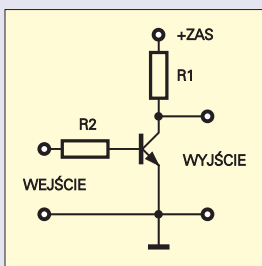


Przed miesiącem dowiedziałeś się, jak tranzystor wzmacnia napięcie. Tematem wzmacniania sygnałów zmiennych zajmiemy się dokładniej w przyszłości, a dziś podam ci trochę informacji na temat pracy tranzystora w roli przełącznika oraz w innych oryginalnych zastosowaniach.

Tranzystor jako przełącznik

Może wyobrażasz sobie, że tranzystory służą jedynie do wzmacniania napięć zmiennych, na przykład przebiegów audio. Tak nie jest. Tranzystory wykorzystuje się w różny sposób, często jako przełączniki.

Tu sprawa jest prosta: Najprostszy przełącznik to po prostu układ z **rysunku 34**. Gdy napięcie na wejściu jest równe zero, tranzystor nie przewodzi – jest zatkany, i na wyjściu (na kolektorze) występuje pełne napięcie zasilające. Po podaniu na wejście napięcia dodatniego (zgodnie z rysunkiem 31, większego od 0,6V) tranzystor otwiera się i napięcie na kolektorze spada niemal do zera. W takim zastosowaniu tranzystor pełni rolę układu logicznego zwanego negatorem. Podanie na wejście stanu wysokiego (napięcia) spowoduje pojawienie



Rys. 34.

się na wyjściu stanu niskiego (brak napięcia), i na odwrót. Bardzo często stosujemy tranzystor w takiej roli w układzie zawierającym scalone układy logiczne.

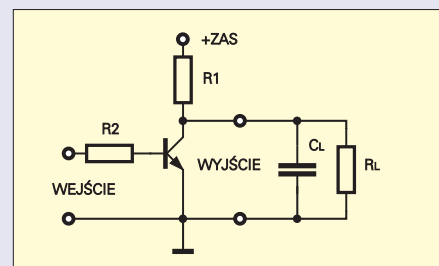
Jak zapewne wiesz, układy logiczne rodziny CMOS w stanie spoczynku nie pobierają prądu ze źródła zasilania. Niestety, negator z rysunku 34 pobiera prąd, gdy tranzystor jest otwarty. Żeby zmniejszyć pobór prądu można zwiększyć rezystancję obciążenia R1. Przy napięciu 10V i rezystancji R1 równej 10MΩ pobór prądu wyniesie tylko 1μA. Stop! Tu tkwi pułapka.

Stosując układy cyfrowe zwracamy uwagę nie tylko na pobór prądu, ale i na szybkość. Tymczasem zwiększając w tranzystorowym negatorze rezystancję R1, możesz katastrofalnie zmniejszyć jego szybkość, a niekiedy zupełnie uniemożliwić jego działanie. Nie zapomnij, że do wyjścia takiego negatora dołączone są inne obwody. Takie obwody przedstawiają sobie jakąś pojemność (choćby pojemności montażowe między ścieżkami) i jakąś rezystancję – zaznaczyłem ci to na **rysunku 35** jako C_L i R_L. Nawet gdyby rezystancja R_L była ogromnie wielka (np. rezystancja wejściowa układów cyfrowych CMOS), to i tak przy wyłączaniu tranzys-

tora prąd do naładowania pojemności C_L popłynie przez rezystor R1. Ile czasu trzeba, by naładować tę pojemność? Szacunkowo będzie to czas $t = R1 \times C$, czyli $t = 10M\Omega \times 50pF = 500\mu s = 0,5ms$

Pół milisekundy to dla układów logicznych wieczność. W takiej sytuacji twój negator mógłby pracować przy sygnałach o częstotliwości co najwyżej 1...2kHz!

Żeby umożliwić pracę przy większych częstotliwościach musisz koniecznie zmniejszyć rezystancję R1, a to zwiększy pobór prądu – nie ma wyjścia. Zauważ jednak, że taka niesprzyjająca sytuacja ma miejsce tylko przy wyłączaniu tranzystora, gdy pojemność C_L ładuje się przez rezystor R1. Przy otwieraniu tranzystora zmiany następują szybciej, bo przez tran-



Rys. 35.

zystor mogą płynąć większe prądy (bylebyś tylko nie umieścił zbyt dużej rezystancji R2 w obwodzie bazy). **Rysunek 36** pokazuje przebieg zmian napięcia na wejściu i wyjściu tranzystora z rysunku 35. Myślę, że już rozumiałeś sprawę szybkości narastania napięcia na wyjściu.

Przy okazji chciałem ci zwrócić uwagę na zależność między napięciem bazy, a napięciem kolektora. Jak się dowiedziałeś, napięcie na bazie przewodzącego tranzystora wynosi 0,5...0,7V. Teraz wyszło na jaw, że napięcie na kolektorze (w stanie nasycenia) może mieć wartość rzędu kilku czy kilkunastu miliwoltów, czyli... **napięcie na kolektorze może być mniejsze niż napięcie na bazie**.

To nie jest jakaś superważna sprawa, ale już teraz mogę ci powiedzieć, że wejście w głębokie nasycenie co prawda minimalnie (o jakieś drobne miliwolt) zmniejsza napięcie kolektora, ale opóźnia potem proces przełączania od nasycenia do stanu zatkania. Ma to znaczenie w układach logicznych, gdzie chodzi o uzyskanie jak najkrótszych czasów przełączania, rzędu pojedynczych nanosekund ($1\text{ ns} = 0,000000001\text{ s}$). Wyobraź sobie, że wymyślono prosty sposób na zmniejszenie czasu wychodzenia tranzystora ze stanu nasycenia. Sposób ten jest powszechnie stosowany w rodzinach bipolarnych scalonych układów logicznych cyfrowych (rodziny 74S, 74LS, 74ALS, 74FAST). Sposób ten, pokazany na **rysunku 37a** polega na włączeniu diody Schottky'ego między bazę i kolektor tranzystora. Jeśli jeszcze nie wiesz – dioda Schottky'ego to taka specjalna dioda (krzemowa), która ma napięcie przewodzenia rzędu 350...400mV, czyli znacznie niższe, niż typowe diody krzemowe (500...700mV). W stanie odcięcia napięcie na kolektorze jest równe napięciu zasilającemu, dioda ta jest spolaryzowana zaporowo, i nie ma wpływu na pracę układu. Gdy pojawi się prąd bazy, napięcie na kolektorze chce spaść niemal do zera. Ale wtedy zaczyna przewodzić dioda Schottky'ego i zabiera część prądu bazy. W efekcie zmniejsza się prąd bazy i tranzystor nie może wejść

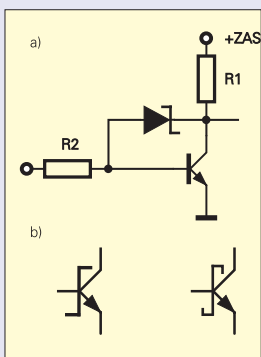
w stan nasycenia. Nie pozwala mu dioda, która przejmie część prądu bazy. Tranzystor z taką dodatkową diodą (koniecznie Schottky'ego) nazywany jest czasem tranzystorem Schottky'ego i oznaczany (zwłaszcza w katalogach układów cyfrowych 74S, 74LS) jak na **rysunku 37b**. Oczywiście włączenie zwykłej diody nic tu nie pomoże.

Dlaczego ci to tak dokładnie tłumaczę? W praktyce w swoich układach nigdy nie będziesz włączał diody według rysunku 37a. Natomiast będziesz stosował tranzystory w połączeniu z **rysunku 38a**, gdzie włączenie (otwarcie do stanu nasycenia) tranzystora T1 na pewno zatka otwarty wcześniej (dzięki rezystorowi R1) tranzystor T2. Przy okazji zastanów się nad napięciem na kolektorze T1. W stanie zatkania tranzystora T1 napięcie na jego kolektorze będzie równe... **około 0,6...0,7V** – napięcie to będzie przecież napięciem bazy T2, który będzie otwarty (nasycony). Gdy tranzystor T1 zostanie otwarty (nasycony), przejmie cały prąd płynący dotychczas do bazy T2, i tranzystor T2 zostanie zatkany.

Pamiętaj, że w takim układzie, napięcie kolektora T1 zmienia się w zakresie od zera do 0,6...0,7V, a nie od zera do pełnego napięcia zasilającego. To niby prosta sprawa, ale zapomina o tym wielu początkujących i potem inny obwód, współpracujący z takim tranzystorem nie chce działać.

Co zrobić, by napięcie na kolektorze (które będzie wykorzystywane przez inne układy) zmieniało się w zakresie od zera do (prawie) napięcia zasilającego? Zazwyczaj wystarczy dodać rezystor, jak na **rysunku 38b**. Zauważ, że rezystory R1, R4 i złącze baza-emiter T2 przy zatkanie T1 tworzą dzielnik napięcia. Jaki powinien być stosunek rezystancji R1 do R4, by uzyskać możliwie duże napięcie na kolektorze? Oczywiście R4 powinien mieć możliwie dużą rezystancję, ale nie za dużą, by prąd przez niego płynący wprowadził tranzystor T2 w stan nasycenia.

Teraz ćwiczenie. Oblicz napięcia w punktach zaznaczonych w układzie z **rysunku 39** (punkty A i B) przy napięciach na wejściu równych 0 oraz +10V, zakładając, że napięcia baza-emiter tranzystorów wynoszą 0,6V. Odpowiedź znajdziesz na końcu artykułu. Dobrze ci radzę,



Rys. 37.

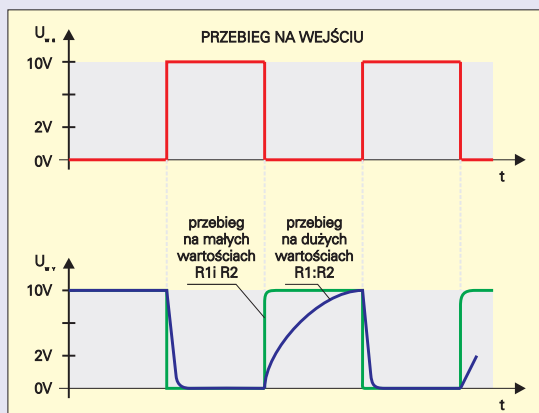
nie lekceważ ćwiczeń: przeprowadź obliczenia i dopiero wtedy sprawdź odpowiedź. I raz na zawsze zapamiętaj, że napięcie na kolektorze w stanie zatkania zależy od obwodów podłączonych do kolektora i wcale nie musi być równe napięciu zasilającemu.

Idziemy dalej.

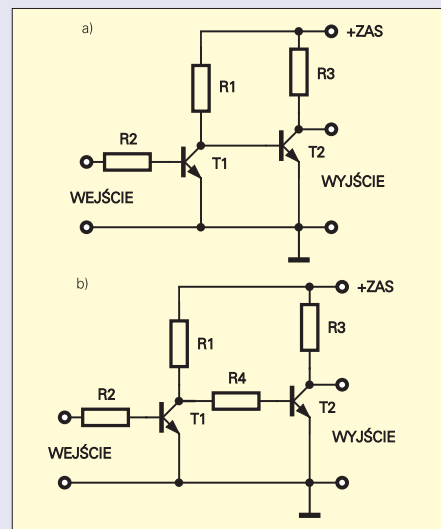
Przy projektowaniu nietypowych układów przełączających, być może zechcesz zastosować sposób pokazany na **rysunku 40a**. Jeśli w roli diody D1 zastosujesz diodę Schottky'ego, nie ma żadnego problemu: w stanie zatkania tranzystora T1, napięcie na jego kolektorze jest równe napięciu zasilającemu, dioda jest spolaryzowana zaporowo, nie płynie przez nią prąd i tranzystor T2, dzięki rezystorowi R3 jest nasycony. Gdy tranzystor T1 będzie nasycony, przejmie prąd, który wcześniej płynął do bazy T2. Napięcie na bazie T2 będzie równe sumie napięcia nasycenia T1 (nie większe niż 100mV) i napięcia przewodzenia diody Schottky'ego (do 400mV) czyli nie przekroczy 0,5V. Przy takim napięciu bazy tranzystor T2 na pewno będzie zatkany.

A gdybyś zastosował zwykłą diodę, jak na **rysunku 40b**? Tu sprawa nie jest prosta! Napięcie przewodzenia diody i złącza baza-emiter T2 są zbliżone. Wręcz nie sposób obliczyć, czy ze zwykłą diodą uda ci się zatkać tranzystor T2. Jak już wiesz, prąd bazy i kolektora ogromnie zmienia się przy niewielkich zmianach napięcia bazy. Wystarczy kilka miliwoltów, by radykalnie zmienić sytuację. Omawialiśmy to przed miesiącem.

Czy potrafisz przewidzieć stan tranzystora T2? Nie. Przede wszystkim nie znasz dokładnej wartości napięć: nasycenia tranzystora T1, napięcia przewodzenia diody D1 i napięcia U_{BE} tranzystora T2. Nawet gdybyś je zmierzył lub zbudował układ i stwierdził, że jednak tranzystor T2 zatyka się po otwarciu T1, to czy przy zmianach temperatury układ też będzie

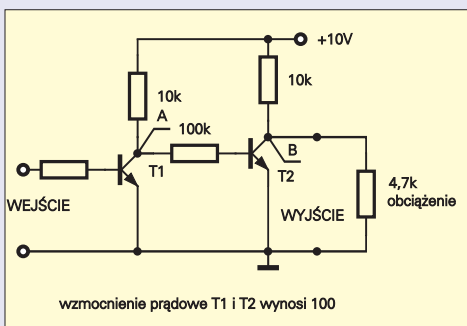


Rys. 36.



Rys. 38.

Pierwsze kroki



Rys. 39.

działał poprawnie? Zwłaszcza wtedy, gdy tranzystor T2 ogrzeje się pod wpływem przepływającego prądu? Pamiętaj, że temperatura znacznie wpływa na napięcie przewodzenia diody i złącza B-E.

Właśnie ze względu na słabą stabilność parametrów nie polecam ci układu z rysunku 40b, nawet gdyby po złożeniu działał poprawnie. Nie masz gwarancji, że przy zmianach temperatury, albo po wymianie elementów nadal będzie pracował bez zarzutu.

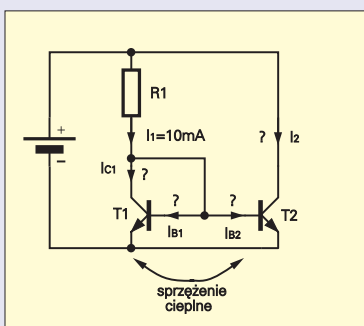
Znów powróciliśmy do jakże ważnej sprawy praktycznej: stabilności parametrów. Choć tranzystor z natury nie jest „zwierzęciem” zbyt stabilnym, jednak przy odrobinie sprytu można tę stabilność radykalnie poprawić. To szeroki temat, dziś nie będziemy się w to wgłębiać, na koniec pokażę ci tylko jeden interesujący przykład, gdzie potrafimy wyeliminować zależność od temperatury.

Lustro prądowe

Na **rysunku 41** znajdziesz schemat najprostszego lustra prądowego. Na pierwszy rzut oka układ wygląda to co najmniej dziwnie. Ale nie jest to żadne oszustwo – takie układy są wykorzystywane w praktyce znacznie częściej, niż przypuszczasz. Na pewno polubisz ten układ i będziesz go czasem stosował w swoich konstrukcjach.

Jak on działa? Ty decydujesz, jaką wartość ma mieć prąd I_1 . Niejako wpuszczasz ten prąd w układ. Co się dzieje dalej?

Przyjmując, że tranzystory są identyczne i mają wzmocnienie równe 500, podaj wartości prądów zaznaczonych na rysunku 41 znakami zapytania (I_{C1} , I_{B1} , I_{B2} , I_2).



Rys. 41.

Spróbuj to obliczyć zanim zaczniesz czytać dalszą część artykułu.

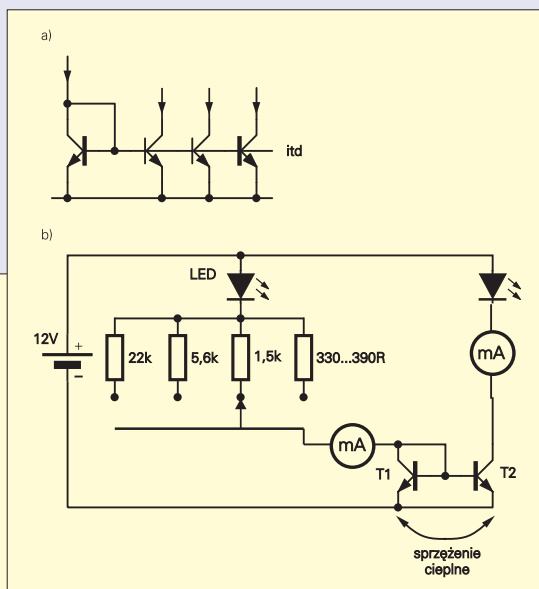
I co? Zaplątałeś się? Wydaje ci się, że cały prąd popłynie przez obwód baza-emiter tranzystora T1? A może jesteś przerażony, że zawarłem do plusa zasilania kolektor T2? Spokojnie!

W obwodzie baza-emiter T1 płynie tylko mały prąd, wynoszący mniej więcej $1/500$ prądu I_1 (dokładnie $1/500$ prądu kolektora T1). W punkcie A występuje jakieś napięcie U_{BE} w zakresie $0,5...0,7V$. Dokładna wartość tego napięcia zupełnie nas nie interesuje, będzie się ona zresztą zmieniać z temperaturą. Ważne jest coś innego: tranzystory są identyczne, i **na ich bazach występuje to samo napięcie**. Jeśli są identyczne, to... oczywiście prądy kolektorów też będą identyczne. Czyli prąd I_2 będzie równy prądowi I_{C1} . Czy prąd I_2 jest równy prądowi I_1 ?

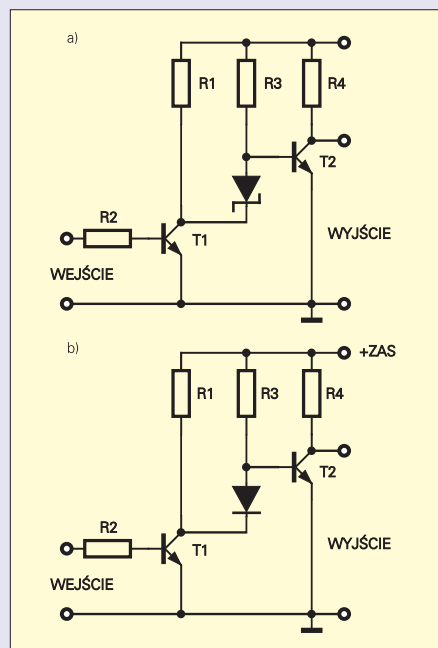
Niezupełnie, ściśle biorąc jest mniejszy o „dwa prądy bazy”, czyli mniej więcej $1/250$ prądu I_{C1} . Wynosi więc około 99,6% prądu I_1 (teoretycznie 99,601594%). W praktyce te 0,4% możemy pominąć i śmiało przyjąć, że prąd I_1 jest równy prądowi I_2 .

To właśnie jest układ lustra prądowego – wpuszczamy jakiś prąd I_1 , i w drugiej gałęzi płynie prąd I_2 o takiej samej wartości. Warunkiem poprawnego działania jest nie tyle zastosowanie identycznych tranzystorów, co raczej zapewnienie dobrego sprzężenia cieplnego, by oba tranzystory miały jednakową temperaturę. Najprościej jest zrealizować je w układzie scalonym, ale ty możesz po prostu umieścić oba tranzystory blisko siebie i zacisnąć na tej parze koszulkę termokurczliwą.

W schematach wewnętrznych układów scalonych wzmacniaczy spotkasz obwody jak na **rysunku 42a**. W praktyce spotkasz (i wykorzystasz) układ z rysunku



Rys. 42.



Rys. 40.

41. W ramach ćwiczeń praktycznych zbuduj układ z rysunku 41b i zmierz prądy, stosując różne tranzystory i podgrzewając je suszarką do włosów. Spróbuj użyć tranzystorów różnego typu, w tym także tranzystorów mocy i kombinacji tranzystora dużej mocy z tranzystorem małej mocy. Przekonaj się sam, iż jeśli tranzystory będą mieć tę samą temperaturę, uzyskasz proporcjonalność obu prądów (właśnie proporcjonalność, a nie równość ze względu na gęstość prądu w złączach) w szerokim zakresie zmian prądu.

Omawiany układ lustra prądowego nie jest może najważniejszy w naszym zgłębianiu tajemnic tranzystora, ale chciałem ci pokazać między innymi, że choć tranzystory są dość kapryśne i nie sposób dokładnie określić napięcia U_{BE} , (bo zależy ono i od prądu bazy i od zmian temperatury), to przy odrobinie sprytu można się od tych zmian niezależnie, a nawet je w ciekawy sposób wykorzystać.

W przyszłym miesiącu zapoznam cię z kolejnymi podstawowymi parametrami tranzystora, a dopiero później omówimy kilka praktycznych układów tranzystora jako wzmacniacza sygnałów zmiennych.

Piotr Górecki

Odpowiedzi (do rys. 39)

1. Napięcie wejściowe równe zero: T1 - zatkany, T2 - nasycony. W punkcie A: 1,45V. W punkcie B: kilkadziesiąt mV (napięcie nasycenia T2).
2. Napięcie wejściowe równe +10V: T1 - nasycony, T2 - zatkany. W punkcie A: kilkadziesiąt mV (napięcie nasycenia T1). W punkcie B: 3,197V.



Tranzystory dla początkujących

Bezpieczny obszar pracy

Prąd kolektora

Na początek pytanie: czy prąd kolektora może mieć dowolnie dużą wartość? Teoretycznie biorąc, zwiększając prąd bazy, można dowolnie zwiększyć prąd kolektora.

Jednak w konkretnym układzie maksymalny prąd kolektora płynie w stanie nasycenia tranzystora i co ważne, nie jest wyznaczony przez tranzystor, tylko przez wartość napięcia zasilania i rezystancji obciążenia. Zmniejszając rezystancję obciążenia zwiększamy ten prąd.

Jak się słusznie domyślasz, prądu tego nie można zwiększać dowolnie. Każdy tranzystor ma określony przez producenta **maksymalny prąd kolektora**, oznaczany w katalogach I_{Cmax} .

Wartość tego prądu związana jest z budową struktury tranzystora i grubością połączeń wewnętrznych.

Przy przepływie prądu przez rezystancję, wydziela się ciepło. Domyślasz się prawdopodobnie, a może widziałeś na własne oczy, że połączenia między krzemową strukturą tranzystora a wyprowadzeniami wykonane są cienkim drucikiem. Pomimo że często jest to drucik ze złota, przy przepływie nadmiernego prądu zachowa się jak najzwyklejszy bezpiecznik – rozgrzeje się i stopi.

Nie tylko ten drucik. Krzemowa struktura tranzystora ma jakieś wymiary geo-

metryczne. Jeśli spróbowałbyś przepuścić wielki prąd przez w sumie niewielki przekrój tej struktury, uzyskasz dużą, zbyt dużą gęstość prądu. Nie zapominaj, że masz do czynienia z delikatną strukturą półprzewodnikową i nadmierny wzrost gęstości prądu spowoduje nie tylko wzrost temperatury, ale i różne inne szkodliwe zjawiska. Wspomnę tylko o zmniejszaniu współczynnika wzmocnienia prądowego (β) ze wzrostem prądu kolektora.

Uzasadniłem tu w największym skrócie, że ze względu na grzanie doprowadzeń i ograniczoną gęstość prądu w strukturze, nie można bezkarnie zwiększać prądu kolektora ponad wartość ustaloną przez producenta.

Jeśli się chwilę zastanowisz, dojdiesz pewnie do wniosku, że jeśli tranzystor pracowałby w trybie impulsowym, czyli otwierałby się i przepuszczał prąd tylko przez krótkie odcinki czasu, to wspomniane składniki nie zdążą się nagrzać aż do stopienia, a więc taki chwilowy, impulsowy prąd kolektora mógłby być większy, niż prąd maksymalny przy pracy ciągłej.

Masz rację! W katalogach często podaje się maksymalny prąd kolektora przy pracy ciągłej oraz maksymalny prąd kolektora przy pracy impulsowej. Potwierdzenie zobaczysz za chwilę na charakterystyce tranzystora mocy.

Ale na razie zajmiemy się pokrewną sprawą. Jak myślisz, czy jeśli nie przekroczysz katalogowego prądu I_{Cmax} oraz katalogowego napięcia U_{CEmax} , to czy twojemu tranzystorowi nic nie grozi?

Moc strat

Zaczynamy omawiać ważny i jak się okaże – trochę trudny temat. Musisz go dobrze zrozumieć! Najtrudniejsze informacje podam za miesiąc, dziś zajmiemy się elementarzem.

Na pewno spotkałeś się już z określeniem: *moc tranzystora*.

Co to takiego jest ta *moc tranzystora*?

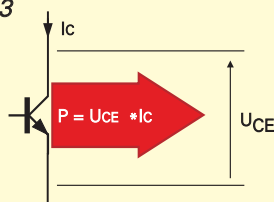
A co to jest w ogóle moc?

Z pojęciem mocy masz do czynienia w przypadku wielu urządzeń: jakiś silnik ma moc 100 watów, grzejnik elektryczny ma moc 2000 watów, lutownica ma moc 40W. Masz też dwie żarówki o mocy 60W: typową na napięcie 220V oraz samochodową na napięcie 12V.

Wszystkie te urządzenia pobierają ze źródła energię elektryczną i zamieniają ją na inne rodzaje energii: na ciepło, na energię mechaniczną (silnik), na energię świetlną (żarówka).

Czym większa moc, tym więcej energii pobiera w każdym momencie dane urządzenie. Obie wspomniane żarówki pobierają tę samą moc 60W. Czym się różnią? Na pewno tym, że jedna pracuje

rys. 43



przy napięciu 12 woltów i pobiera 5 amperów prądu (co daje $12V \times 5A = 60W$), a druga, pracująca przy napięciu 220V, pobiera nieco ponad 0,27 ampera (co też daje $220V \times 0,27(27)A = 60W$).

Czyli tę samą moc można uzyskać przy różnych prądach i napięciach. Oto proste wzory potrzebne do obliczeń mocy, jaką pobierają urządzenia elektryczne pracujące przy prądzie stałym (przy prądzie zmiennym dotyczą obciążenia rezystancją). Zapamiętaj je raz na zawsze:

$$P = U \times I$$

Ponieważ $U = I \times R$, po podstawieniu:

$$P = I^2 \times R$$

Ponieważ $I = U/R$, po podstawieniu:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Wracając do pytania o moc tranzystora: Czy chodzi o moc wydzielaną w obciążeniu? Czy może moc wydzielaną w tranzystorze? A może jeszcze o coś innego?

Wcześniej tłumaczyłem, że obwód kolektorowy tranzystora jest sterowanym źródłem prądowym, a nie zmiennym rezystorem, jednak nie zmienia to faktu, że **w strukturze tranzystora przy przepływie prądu będzie się wydzielać moc strat w postaci ciepła**. Wielkość tych strat cieplnych wyznaczona jest wzorem:

$$P = U_{CE} \times I_C$$

U_{CE} to aktualne napięcie między kolektorem a emiterym, a I_C to aktualny prąd kolektora. (Ścisłej biorąc, powinniśmy też uwzględnić dodatkową moc strat w obwodzie bazy równą $U_{BE} \times I_B$, jednak zwykle ją pomijamy, bo jest dużo mniejsza, niż moc strat kolektora $U_{CE} \times I_C$)

Jak więc rozumieć „moc tranzystora”? Chodzi tu o **moc strat** tranzystora, czyli o **ciepło wydzielane** na bieżąco w **strukturze tranzystora**. Moc elektryczna $P = U_{CE} \times I_C$ przez cały czas zamienia się na ciepło, dokładnie tak samo, jak w elektrycznym grzejniku. Krótko mówiąc, pracujący tranzystor jest niewielkim grzejnikiem, piecykiem. Jak się łatwo domyślić, wydzielane ciepło jest produktem ubocznym, który do niczego nie jest nam potrzebny, a tylko stwarza mnóstwo problemów.

A co się dalej dzieje z tym ciepłem? Czy pozostaje ono w tranzystorze?

W żadnym wypadku! Nie masz chyba wątpliwości, że jeśli struktura tranzystora byłaby dobrze odizolowana termicznie od otoczenia, to wydzielające się i gromadzone ciepło powodowałoby wzrost temperatury. To szkodliwe ciepło trzeba odprowadzić do otoczenia i rozproszyć. Ilustruje to **rysunek 43**.

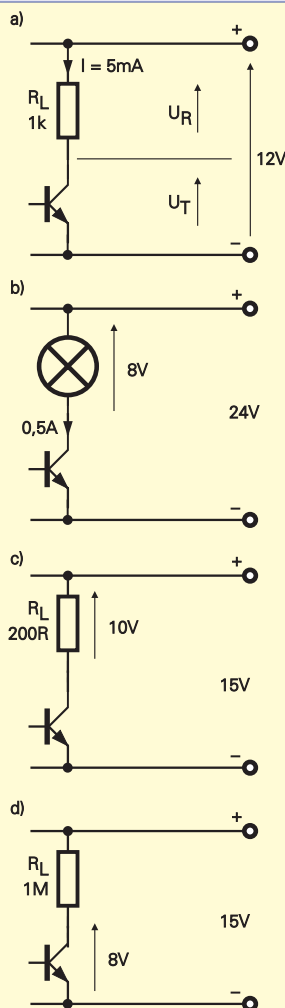
Zasada jest prosta: ciepło przepływa od ośrodka cieplejszego do ośrodka zimniejszego.

Wiesz już, co to jest moc strat tranzystora. Ale właśnie tu początkujący popełniają kardynalny błąd. Rozumują następująco: jeśli tranzystor może pracować przy katalogowym maksymalnym napięciu kolektora U_{CE0} i maksymalnym prądzie kolektora I_{Cmax} , to maksymalna „moc tranzystora” wynosi $P = U_{CE0} \times I_{Cmax}$.

Jest to absolutna bzdura, nie wolno tak liczyć, trzeba poszukać w katalogu dopuszczalnej **całkowitej mocy strat**, oznaczanej P_{tot} . Zakoduj sobie pod sufitem raz na zawsze: **całkowita moc strat tranzystora P_{tot} jest zawsze mniejsza niż iloczyn $U_{CE0} \times I_{Cmax}$** .

A teraz obliczmy wspólnie, jaka moc wydzieli się w układach z **rysunku 44** w tranzystorze, a jaka w obciążeniu.

rys. 44



Dla rysunku 44a najpierw policzymy napięcie na obciążeniu, potem napięcie na tranzystorze, a potem obie moce.

Napięcie na rezystorze obciążenia:

$$U_R = 5mA \times 1k\Omega = 5V$$

Moc wydzielana w rezystorze obciążenia:

$$P_R = 5V \times 5mA = 25mW = 0,025W$$

$$I = \frac{U_R}{R}$$

$$I = \frac{12V}{1M\Omega} = 12\mu A$$

(to samo mogliśmy obliczyć ze wzoru $P = I^2 R$)

Napięcie na tranzystorze:

$$U_T = 12V - 5V = 7V$$

Moc strat w tranzystorze:

$$P_T = 7V \times 5mA = 35mW$$

Dla rysunku 44b:

Moc wydzielana w żarówce:

$$P_Z = 8V \times 0,5A = 4W$$

Napięcie na tranzystorze:

$$U_T = 24V - 8V = 16V$$

Moc strat w tranzystorze:

$$P_T = 16V \times 0,5A = 8W$$

Dla rysunku 44c:

Prąd obciążenia (czyli prąd kolektora):

$$I = \frac{U_R}{R}$$

$$I = \frac{10V}{200\Omega} = 50A$$

Moc wydzielana w rezystorze:

$$P = U \times I = I^2 \times R$$

$$P_R = 10V \times 50mA = 500mW = 0,5W$$

Napięcie na tranzystorze:

$$U_T = 15V - 10V = 5V$$

Moc strat tranzystora:

$$P_T = 5V \times 50mA = 250mW = 0,25W$$

dla rysunku 44d:

Napięcie na rezystorze:

$$U_R = 20V - 8V = 12V$$

Prąd obciążenia (czyli prąd kolektora):

Moc wydzielana w rezystorze:

$$P_R = 12V \times 12\mu A = 144\mu W = 0,144mW = 0,000144W$$

Moc strat tranzystora:

$$P_T = 8V \times 12\mu A = 96\mu W = 0,096mW = 0,000096W$$

Jak widzisz, obliczenia wcale nie są trudne. Idziemy więc dalej.

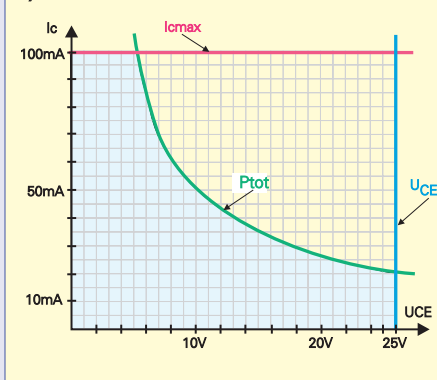
Znasz już trzy ograniczenia warunków pracy tranzystora:

1. Napięcie zasilające nie może być większe niż katalogowe napięcie U_{CE0} . Najwyższe napięcia na kolektorze występuje w stanie zatkania tranzystora.
2. Prąd kolektora nie może być większy niż I_{Cmax} . Największy prąd płynie przez tranzystor w stanie nasycenia.
3. Moc strat tranzystora w żadnych warunkach nie może przekroczyć dopuszczalnej mocy strat P_{tot} .

Te trzy ograniczenia dla przykładowego tranzystora ($U_{CE0} = 25V$, $I_{Cmax} = 100mA$,

Pierwsze kroki

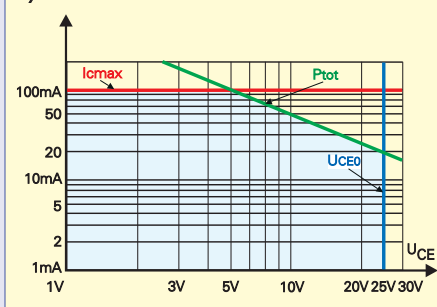
rys. 45



$P_{tot}=500mW$) zaznaczamy na **rysunku 45**. Jeśli napięcie i prąd na wykresie zaznaczymy w skali liniowej, wtedy linia reprezentująca moc $P=U \times I$ będzie mieć kształt hiperboli, jak na **rysunku 45**.

Jeśli jednak napięcie i prąd zaznaczymy w skali logarytmicznej, wtedy krzywa ta jakby się wyprostuje. Zobaczysz to na **rysunku 46**. Nie ma tu żadnego oszustwa – rysunki 45 oraz 46 pokazują ten sam przypadek, tyle, że narysowany troszkę inaczej: raz w skali liniowej, raz w logarytmicznej.

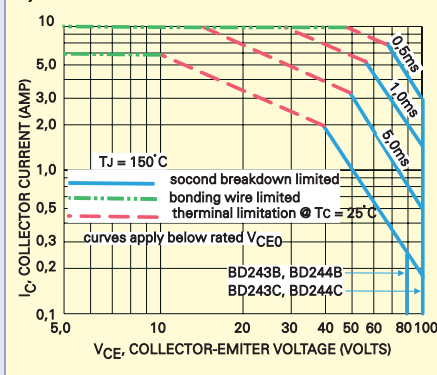
rys. 46



W katalogach spotkasz charakterystyki podobne do **rysunku 46**.

Na **rysunku 47** znajdziesz kopię charakterystyki konkretnych tranzystorów BD243 i BD244, wziętą z katalogu. Tu dodatkowo masz informację, że jeśli tranzystor pracowałby w sposób impulsowy, zarówno chwilowy prąd, jak i chwilowa moc mogą być większe, niż przy prądzie ciągłym (stałym).

rys. 47



Zauważ jednak, że charakterystyka z **rysunku 47** jest jakby dodatkowo obciążona w porównaniu z **rysunkiem 46**. To „obciążenie”, czyli dodatkowe ograniczenie związane jest ze zjawiskiem tak zwanego drugiego przebiecia (second breakdown). Wystąpienie zjawiska drugiego przebiecia doprowadza do uszkodzenia tranzystora. Szczegóły na ten temat możesz znaleźć w książkach. Nie będę ich tłumaczył, bo nie jest to teraz niezbędne. W każdym razie mamy tu kolejne ograniczenie.

W każdym razie doszliśmy do punktu szczytowego naszych dzisiejszych rozważań: projektując układ musisz zmieścić się w **bezpiecznym obszarze pracy tranzystora**. W katalogach często spotkasz skrót SOA lub SOAR. To właśnie skrót od Safe Operating Area (Region), czyli właśnie bezpieczny obszar pracy. **Rysunek 47** pokazuje bezpieczny obszar pracy dla tranzystorów BD243 i BD244.

Ścisłe biorąc, projektując układ powinienś znaleźć w katalogu rysunek przedstawiający bezpieczny obszar pracy tranzystora (taki jak na **rysunku 47**), przeprowadzić obliczenia, ewentualnie zaznaczyć na **rysunku** zakres pracy tranzystora i upewnić się, czy mieścisz się w dozwolonym obszarze. Przykłady, które rozważaliśmy przed chwilą dotyczą najprostszego przypadku – obciążenia tranzystora rezystancją. W wielu układach sprawa jest znacznie bardziej skomplikowana. Takie na przykład tranzystory pracujące w stopniu wyjściowym wzmacniacza mocy również muszą pracować w bezpiecznym obszarze pracy i to w każdych warunkach – także w przypadku zwarcia wyjścia, dołączenia obciążenia pojemnościowego (długi kabel) czy indukcyjnego (głośnik). W ramach podstawowego kursu nie będziemy zajmować się takimi obliczeniami. Chcę tylko zasygnalizować problem, a ty z czasem samodzielnie zdobędziesz dość wiedzy, by poradzić sobie nawet z trudniejszymi zadaniami.

Na razie możesz przyjąć prostą zasadę: stosować tranzystory o parametrach przekraczających wymagane minimum. W praktyce zazwyczaj dla bezpieczeństwa stosujemy tranzystory o parametrach granicznych 50...100% większych niż planowane napięcia, prądy i moce w projektowanym układzie. Wtedy mamy margines bezpieczeństwa i nie musimy się obawiać uszkodzenia. Stosowanie tranzystorów „większych i mocniejszych”, jest też korzystne z kilku innych względów, a ewentualna drobna różnica ceny nie ma żadnego znaczenia. Nie popadnij jednak w przesadę i nie stosuj tranzystorów mocy oraz tranzystorów wysokonapięciowych tam, gdzie to nie jest konieczne.

Wydawałoby się, że sprawa jest bezнадziejnie prosta i bez trudu tak dobierzesz warunki pracy (napięcie zasilania i rezystancję obciążenia) i zmieścisz się w dozwolonym obszarze pracy tranzystora. Rzeczywiście z napięciem zasilania i prądem maksymalnym sprawa jest prosta, ale z mocą strat nie pójdzie tak łatwo. W grę wchodzi tu bowiem dwa ważne zagadnienia, które musisz dobrze zrozumieć:

- zależność mocy strat od napięcia zasilania i rezystancji obciążenia,
- kwestię odprowadzania ciepła ze struktury.

Dziś zajmijmy się tylko pierwszym zagadnieniem.

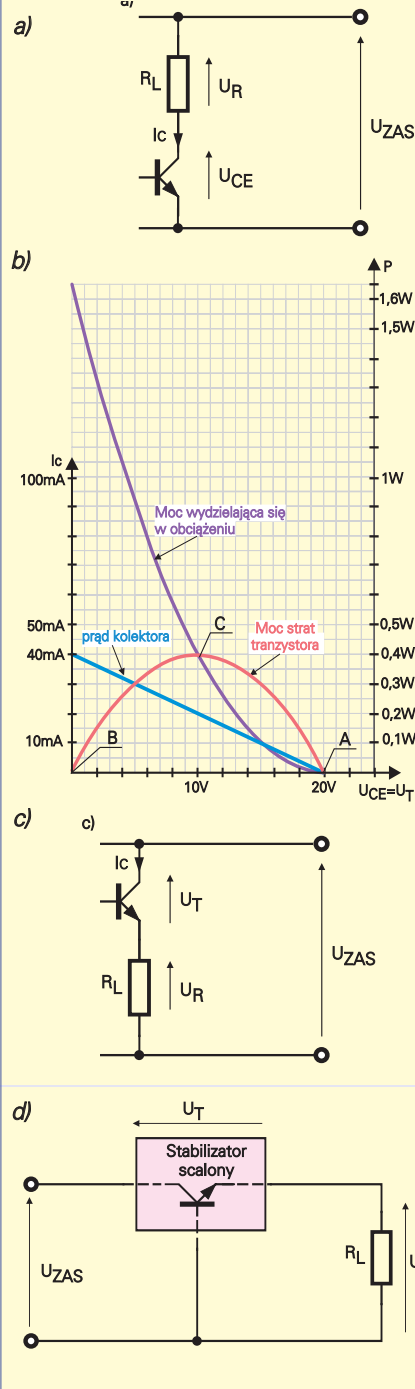
Okazuje się jednak, że często nie trzeba liczyć mocy strat w wyżej podany sposób. W praktyce zwykle interesuje nas najgorszy przypadek. Jeśli obliczymy moc strat dla najgorszego przypadku, to nie ma potrzeby przeprowadzać dalszych obliczeń.

Rysunek 48 pomoże zrozumieć, co mam na myśli, mówiąc o najgorszym przypadku. Przedstawiłem na nim konkretną sytuację: jakiś tranzystor współpracuje z rezystancją obciążenia R_L przy napięciu zasilania U_{zas} (w tym przypadku $R_L=250\Omega$, $U_{zas}=20V$). **Rysunek 48b** dotyczy w zasadzie układu pokazanego na **rysunku 48a**, ale bardzo podobnie przedstawia się sytuacja w układzie z **rysunku 48c**. Idąc o krok dalej możemy rozszerzyć zagadnienie: ponieważ układ scalony też zbudowany jest z tranzystorów, podobne obliczenia dotyczą również układów scalonych, w tym zwłaszcza stabilizatorów. Przykład masz na **rysunku 48d**. We wszystkich przypadkach (**rysunki 48a, 48c, 48d**) na tranzystorze występuje jakieś napięcie U_T , a na obciążeniu – napięcie U_L .

Czy dobrze rozumiesz sens tego rysunku?

Rysunek 48b mógłbyś z powodzeniem narysować sam. Wróć do **rysunku 44d**. Gdy prąd bazy nie płynie, nie płynie też prąd kolektora i napięcie na kolektorze jest równe napięciu zasilającemu. Gdy pojawi się prąd bazy i będzie się zwiększał, odpowiednio zwiększać się będzie prąd kolektora, a napięcie na kolektorze będzie się zmniejszać. Znając napięcie zasilające oraz rezystancję obciążenia R_L możesz przeprowadzić obliczenia dla kilku czy kilkudziesięciu napięć U_T . Możesz obliczyć nie tylko prąd kolektora, ale też moc wydzielaną w obciążeniu oraz w tranzystorze dla różnych napięć kolektora (czyli różnych prądów bazy). Gdybyś zaznaczył na wykresie punkty, dla których przeprowadzałeś obliczenia oraz połączył je ze sobą otrzymasz właśnie charakterystyki z **rysunku 48b**.

rys. 48



Na tym rysunku niebieską linią narysowałem zależność prądu kolektora od napięcia U_{CE} (czyli napięcia na tranzystorze), przy czym prąd kolektora zaznaczyłem na lewej skali. Jest to prosta reprezentująca obciążenie R_L . Czerwoną linią zaznaczyłem moc strat jaka będzie się wydzielać w tranzystorze. Linia fioletowa pokazuje jaka moc wydzieli się w rezystancji obciążenia (uwaga! moc zaznaczona odnosi się do skali zaznaczonej po prawej stronie rysunku).

Zauważ: przy braku prądu bazy i prądu kolektora, moc strat tranzystora jest równa zero, bo $P = U_{zas} \times 0$. Na rysunku 48b pokazuje to punkt A. To oczywiście, w sta-

nie zatkania nie płynie żaden prąd i nie ma żadnych strat mocy ani w tranzystorze, ani w obciążeniu.

Teraz zwróć uwagę, co dzieje się w stanie nasycenia – pokazuje to punkt B. Prąd jest wprawdzie duży, ale napięcie na tranzystorze jest bardzo małe (napięcie nasycenia U_{CEsat} rzędu dziesiątek czy setek miliwoltów). Tym samym w stanie nasycenia moc strat ciepłych wydzielonych na tranzystorze jest niewielka, można powiedzieć bliska zero, bo $P = U_{CEsat} \times I$. Jesteś zaskoczony?

Okazało się, że w stanie nasycenia, gdy płynie największy prąd, moc strat tranzystora jest bliska zero! Tak jest! Duża moc ($P = U_{zas} \times I$) wydzielą się wtedy tylko w rezystancji obciążenia, a nie w tranzystorze. Krótko mówiąc, jeśli tranzystor pracuje jako przełącznik, zarówno podczas zatkania, jak i nasycenia wydziela się w nim niewielka moc strat. Już teraz powinieneś wiedzieć, że przy pracy impulsowej najwięcej strat wydziela się w krótkich chwilach przełączania. Do tego zagadnienia być może jeszcze wrócimy. Na razie zajmujemy się tranzystorem podczas pracy liniowej.

Jak widzisz z rysunku 48b, największa moc wydzielą się w tranzystorze, gdy napięcie kolektora jest równe połowie napięcia zasilającego. I właśnie to jest ten najgorszy przypadek, o którym wspominałem. Najgorszy, bo moc strat w tranzystorze jest wtedy największa. Na rysunku 48b pokazuje go punkt C.

Jak łatwo zauważyć, moc strat w tranzystorze jest wtedy równa mocy strat w obciążeniu. Jeśli tak, to maksymalną moc strat, jaka wydzieli się w tranzystorze, można obliczyć w beznadziejnie prosty sposób: ponieważ w najgorszych warunkach moc strat tranzystora jest równa mocy strat w rezystancji obciążenia R_L , a napięcie zasilania dzieli się na dwie równe części, obliczamy $P_{(strat\ tranzystora)} = P_{(obciążenia)} = (U_{zas}/2) \times I$. Ponieważ $I = (U_{zas}/2)/R_L$, ostatecznie:

$$P_{(strat\ tranzystora)} = \frac{\left(\frac{U_{zas}}{2}\right)^2}{R_L}$$

czyli:

$$P_{(strat\ tranzystora)} = \frac{\left(\frac{U_{zas}}{2}\right)^2}{4R_L}$$

Tak obliczona moc oczywiście nie może być większa, niż odczytana z katalogu moc strat tranzystora P_{tot} .

Powyższy wzór po przekształceniu pozwoli obliczyć minimalną rezystancję obciążenia przy danym napięciu zasilającym i katalogowej mocy strat:

$$R_L = \frac{(U_{zas})^2}{4P_{tot}}$$

Pozwoli też obliczyć maksymalne napięcie zasilania dla danej oporności obciążenia i katalogowej mocy strat

$$U_{zas} = \sqrt{4R_L P_{tot}}$$

Jak się przekonałeś, nie trzeba być orłem w matematyce. Powyższe wzory też powinieneś zapamiętać, albo zapisać sobie na widocznym miejscu. Są to wzory dotyczące największej mocy strat, jaka wydzielą się w tranzystorze przy napięciu zasilającym U_{zas} i rezystancji obciążenia R_L .

A może jeszcze zapytasz, jak te obliczenia mają się do krzywej reprezentującej maksymalną moc strat tranzystora, pokazanej na rysunku 45 oraz 46?

To ciekawe pytanie!

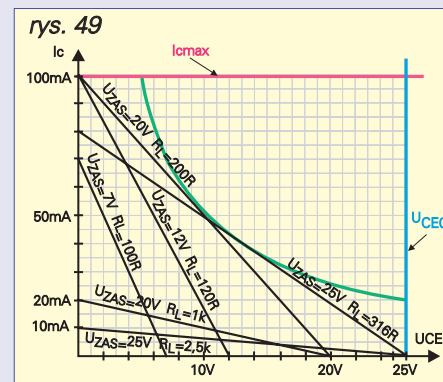
Sprawdźmy razem, czy nasz przykładowy tranzystor o charakterystykach z rysunków 45 oraz 46 może pracować w układzie z rysunku 48a przy napięciu 25V o rezystancji obciążenia 250Ω, gdzie napięcie na tranzystorze może się płynnie zmieniać od zera do pełnego napięcia zasilania?

Obliczamy moc strat dla najgorszego przypadku:

$$P_T = \frac{(25V)^2}{4 \times 250\Omega} = \frac{625}{1000} = 0,625W$$

Ponieważ podczas pracy może wystąpić ten najgorszy przypadek, nasz przykładowy tranzystor w podanych warunkach będzie przeciążony. Ale czy mógłby pracować w jakimś układzie przełączającym, gdzie występują tylko dwa stany: zatkania i nasycenia? Ponieważ w obu tych stanach moc wydzielana w tranzystorze jest równa lub bliska zero, jest to możliwe. Nie musimy obliczać mocy dla najgorszego przypadku, bo ten przypadek w układzie przełączającym nigdy nie występuje.

Wracając do rysunku 45 można powiedzieć, że aby nie przekroczyć dopuszczalnej mocy strat, musimy zmieścić się z naszą prostą obciążenia w bezpiecznym obszarze pracy tranzystora. Kilka przykładów znajdziesz na **rysunku 49**. Masz tu



Pierwsze kroki

proste obciążenia dla różnych napięć zasilania i różnych rezystancji obciążenia.

Na rysunku 49 proste obciążenia pokazałem na tle „liniowego” rysunku 45. Spróbuj samodzielnie zaznaczyć podobne linie na rysunkach 46 oraz 47. Czy będą to proste? Sprawdź zaznaczając kilka punktów.

W rzeczywistym układzie tranzystor będzie pracował przy napięciu zasilającym U_{zas} znacznie mniejszym, niż dopuszczalne napięcie U_{CE0} , a zastosowana rezystancja obciążenia w kolektorze ograniczy maksymalny prąd do wartości znacznie mniejszej niż I_{Cmax} . Jak już mówiłem, zapas rzędu 50...100% jest tu jak najbardziej na miejscu.

A teraz ćwiczenia. Wszystkie dotyczą pracy liniowej.

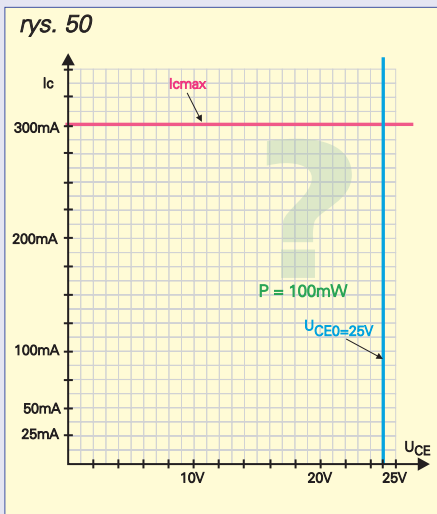
Ćwiczenie 1.

Tranzystor ma następujące parametry: $U_{CE0}=25V$, $I_{Cmax}=300mA$, $P_{tot}=100mW$. Dorysuj na **rysunku 50** krzywą reprezentującą moc maksymalną 100mW.

Oblicz, jaka maksymalna moc wydzieli się (w najgorszym przypadku) w tym tranzystorze w następujących warunkach:

1. $U_{zas} = 10V$, $R_L = 1k\Omega$
2. $U_{zas} = 25V$, $R_L = 390\Omega$
3. $U_{zas} = 9V$, $R_L = 51\Omega$
4. $U_{zas} = 25V$, $R_L = 100\Omega$

Zaznacz na rysunku 50 proste obciążenia dla tych czterech przypadków. Czy tranzystor może pracować w takich warunkach?



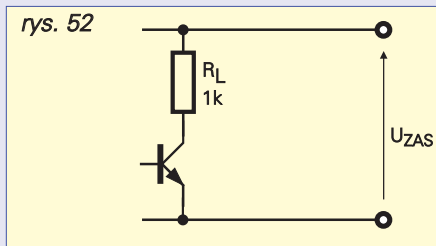
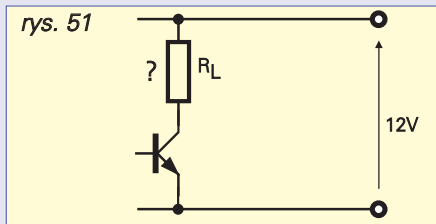
Ćwiczenie 2

Mając tranzystor o parametrach jak w poprzednim ćwiczeniu oblicz, jaka może być minimalna rezystancja obciążenia w układzie z **rysunku 51**.

A jaka moc wydzieli się w tej rezystancji przy pełnym otwarciu (nasyceniu) tranzystora?

Ćwiczenie 3

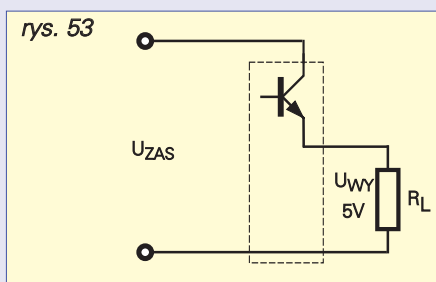
W układzie z **rysunku 52** chcemy zastosować tranzystor o parametrach:



$U_{CE0}=45V$, $I_{Cmax}=500mA$, $P_{tot}=300mW$. Oblicz, w jakim zakresie napięć zasilających nie będzie on przeciążony.

Ćwiczenie 4

Tranzystor T1 w układzie stabilizatora z **rysunku 53** ma następujące parametry: $U_{CE0}=50V$, $I_{Cmax}=100mA$, $P_{tot}=300mW$



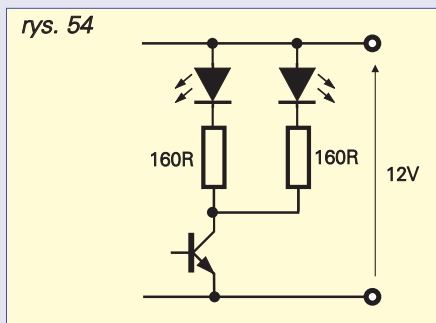
Oblicz, jaki prąd maksymalny może płynąć przez ten tranzystor przy napięciu wyjściowym stabilizatora równym 5V. Przeprowadź obliczenia dla dwóch napięć zasilających:

- a) $U_{zas} = 25V$
- b) $U_{zas} = 7V$

Ćwiczenie 5

Mając tranzystor o parametrach: $U_{CE0}=45V$, $I_{Cmax}=500mA$, $P_{tot}=300mW$ sprawdź, czy może on pracować w układzie płynnej regulacji jasności świecenia zespołu żółtych diod LED w układzie z **rysunku 54**.

Wykonaj proponowane ćwiczenia. Odpowiedzi znajdziesz w następnym odcinku.



Jeśli wydaje ci się, że już wiesz wszystko na temat mocy strat tranzystora, to muszę cię zmartwić. Gdyby nasze rozważania dotyczyły tylko tranzystorów małej mocy, podane wiadomości od biedy by wystarczyły. Ale w przypadku tranzystorów większej mocy wchodzi w grę dodatkowe czynniki. Podana w katalogu dopuszczalna moc strat P_{tot} jest ściśle związana z temperaturą struktury półprzewodnikowej i skutecznością odprowadzania stamtąd ciepła. Tym ważnym tematem zajmiemy się za miesiąc.

Powtórka

Każdy stosowany przez ciebie tranzystor musi pracować w tak zwanym bezpiecznym obszarze pracy.

Obszar ten jest ograniczony przez:

- maksymalne napięcie kolektora U_{CE0}
- maksymalny prąd kolektora I_{Cmax}
- dopuszczalną moc strat P_{tot}
- zjawisko tak zwanego drugiego przebiecia.

Obszar bezpiecznej pracy zazwyczaj podany jest w katalogu w postaci rysunku.

W praktyce należy unikać pracy tranzystora przy napięciu, prądzie i mocy zbliżonych do maksymalnych. Zastosowanie tranzystora „większego i silniejszego” o 50...100% niż wymagane minimum jest korzystniejsze i pozwala uniknąć długich obliczeń.

Piotr Górecki

Konkurs

Wśród osób, które przez najbliższy miesiąc (do czasu ukazania się następnego numeru EdW) nadesłają prawidłowe rozwiązania ćwiczeń 2 – 5, zostaną rozlosowane nagrody – niespodzianki.



Tranzystory dla początkujących

Parametry termiczne

W poprzednim odcinku dowiedziałeś się, że tranzystor zawsze musi pracować w bezpiecznym obszarze. Znakomicie poradziłeś sobie z ćwiczeniami i wydaje ci się, że już dokładnie poznałeś problem mocy strat. Teraz już wiesz, że warunki pracy tranzystora są ograniczone czterema czynnikami:

- dopuszczalnym napięciem kolektor-emiter
- dopuszczalnym prądem kolektora
- zjawiskiem drugiego przebiecia
- maksymalną mocą strat

Dwa pierwsze rozumiesz doskonale: zbyt wysokie napięcie po prostu doprowadzi do przebiecia i nieodwracalnego uszkodzenia złącza, a za duży prąd kolektora stopi cieniutkie doprowadzenia. Problemu drugiego przebiecia nie musisz zgłębiać – jest ono uwzględnione w katalogu na rysunku pokazującym bezpieczny obszar pracy. Wystarczy, by twój tranzystor nie pracował w obszarze drugiego przebiecia, czyli przy napięciach bliskich U_{CE0} i znacznych prądach.

Poznałeś też kolejny ważny parametr – moc strat. Umiesz obliczyć maksymalną moc strat tranzystora dla danego napięcia zasilającego i rezystancji obciążenia. Potrafisz dobrać obciążenie, by przy danym napięciu zasilającym nie przekroczyć dopuszczalnej mocy strat.

I tu muszę cię trochę rozczarować: dotychczasowa wiedza od biedy wystarczy

jedynie do zrozumienia i wykorzystania tranzystorów małej mocy. W przypadku tranzystorów większej mocy nie wystarczy przeprowadzić proste obliczenia, jak to robiliśmy w poprzednim odcinku, polegające na sprawdzeniu, czy moc strat w danym układzie nie przekroczy odczytanej z katalogu dopuszczalnej mocy strat P_{tot} ! Kluczowe znaczenie ma tu bowiem temperatura złącza, czyli krzemowej struktury tranzystora.

Dziś zajmiemy się tą sprawą bliżej.

Wydzielające się w tranzystorze ciepło trzeba odprowadzić i rozproszyć do otoczenia. Jak myślisz, od czego zależy szybkość przepływu ciepła między złączem tranzystora a otoczeniem?

To ważne pytanie!

...

Szybkość przepływu ciepła na pewno zależy od różnicy temperatur, ale też od izolacji cieplnej. Jeśli elektryczny piecyk starannie owinięsz materiałem termoizolacyjnym, na przykład kocem, ciepło będzie przepływać wolniej, natomiast temperatura piecyka będzie szybko rosła i koc po kilku minutach się zapali.

W elektronice jest podobnie. Gdy w złączu tranzystora zaczyna się wydzielать moc cieplna równa $P = U_{CE} \times I_C$, to temperatura tego złącza rośnie. Ze wzrostem różnicy temperatur złącze-otoczenie wzrasta też ilość ciepła przepływająca do

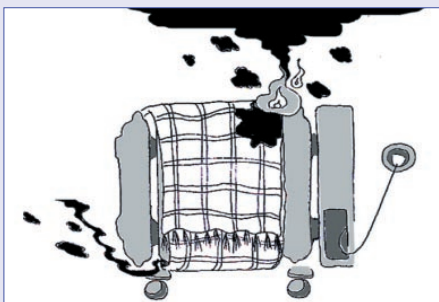
otoczenia. Czy temperatura złącza będzie rosła w nieskończoność? Ależ skąd! W pewnym momencie wytwarza się równowaga: różnica temperatur wzrosła na tyle, że cała ilość wytwarzanego ciepła przepływa do otoczenia. Dzięki temu temperatura już nie wzrasta. Zapamiętaj to – w normalnych warunkach pracy w tranzystorze wytwarza się stan równowagi cieplnej – temperatura wzrasta na tyle, by całe ciepło wydzielane w złączu było na bieżąco odprowadzane do otoczenia. **Jeśli nie zadbasz, by to ciepło skutecznie odprowadzić do otoczenia, doprowadzisz do nadmiernego wzrostu temperatury złącza i nieodwracalnie zniszczysz tranzystor.**

Niestety, muszę ci to szczegółowo wyjaśnić, ponieważ i tu funkcjonują błędne wyobrażenia. Okazuje się, że w ogromnej większości przypadków tranzystor mocy nie może pracować z katalogową mocą strat P_{tot} ! Trzeba bowiem uwzględnić dodatkowe czynniki.

Maksymalna temperatura złącza

Zapamiętaj raz na zawsze: **wysoka temperatura jest śmiertelnym wrogiem półprzewodników.**

Początkujący wyobrażają sobie, że istnieje jakaś ściśle określona granica, po przekroczeniu której element półprze-



wodnikowy ulega uszkodzeniu, na podobieństwo cyny, która topi się w pewnej, dokładnie określonej temperaturze. Jest to wyobrażenie całkowicie błędne. Co prawda w katalogach półprzewodników podawana jest **maksymalna temperatura złącza**, oznaczana T_{jmax} (T_{jmax}), zwykle $+150^{\circ}\text{C}$, ale wcale to nie znaczy, że na przykład w temperaturze $+200^{\circ}\text{C}$ element stopi się, lub natychmiast ulegnie uszkodzeniu. Temperatura topnienia krzemu jest znacznie wyższa. Znam „eksperymentatorów”, którzy na pracujących tranzystorach mocy (typu 2N3055) topili cynę – temperatura obudowy przekraczała więc $+200^{\circ}\text{C}$, temperatura złącza była na pewno znacznie wyższa, i... tranzystory nie uległy uszkodzeniu.

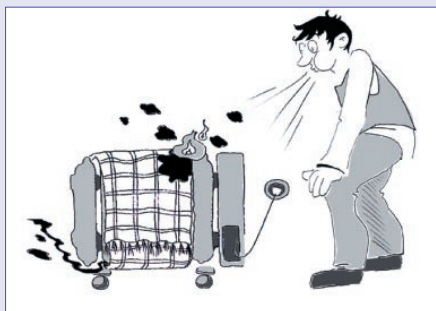
To skąd te katalogowe $+150^{\circ}\text{C}$?

To proste. W tej temperaturze **ryzyko uszkodzenia** jest jeszcze stosunkowo małe. Element pracujący w tej temperaturze powinien (biorąc statystycznie) powinien bezawaryjnie pracować, powiedzmy przez 10000 godzin (to jest ponad rok ciągłej pracy). W grę wchodzi tu statystyka i rachunek prawdopodobieństwa, więc nie będę ci tłumaczył szczegółowo kwestii awaryjności i przewidywanych okresów pracy bezawaryjnej. Na pewno kiedyś spotkasz się ze skrótami MTTF, MTBF – właśnie one dotyczą kwestii i pracy bezawaryjnej i ryzyka uszkodzeń urządzeń i podzespołów.

A więc te $+150^{\circ}\text{C}$ to nie jakaś ściśle określona nieprzekraczalna granica. Po podgrzaniu złącza do $+200^{\circ}\text{C}$ tranzystor nadal będzie pracował. Zresztą w katalogach spotkasz elementy (diody i niektóre tranzystory), dla których określono dopuszczalną temperaturę złącza równą $+175^{\circ}\text{C}$ lub nawet $+200^{\circ}\text{C}$.

Zapamiętaj podstawową zależność – ze wzrostem temperatury szybko rośnie **ryzyko** czyli **prawdopodobieństwo** uszkodzenia. W podawanej w katalogu maksymalnej temperaturze złącza T_{jmax} ryzyko uszkodzenia jest jeszcze stosunkowo małe. Ale ze wzrostem temperatury prawdopodobieństwo uszkodzenia rośnie wykładniczo, czyli bardzo gwałtownie. To oznacza, że powinieneś dołożyć wszelkich starań, by nie przekroczyć katalogowej maksymalnej temperatury złącza.

Patrząc na to z drugiej strony, masz następny ważny wniosek praktyczny – jeśli temperatura złącza pracującego tranzystora będzie znacznie niższa, niż te umowne $+150^{\circ}\text{C}$, na przykład będzie wynosić $+30^{\circ}\text{C}$ czy $+50^{\circ}\text{C}$, prawdopodobieństwo uszkodzenia będzie bardzo, bardzo małe – śmiało można uważać, że w takich warunkach pracy **tranzystor będzie wieczny**. Tym zdaniem chciałbym rozproszyć



niepotrzebne obawy. Najprościej mówiąc, jeśli nie zostaną przekroczone: maksymalne napięcie kolektora, maksymalne prądy bazy i kolektora, oraz jeśli temperatura złącza będzie niższa od $+150^{\circ}\text{C}$, nie trzeba się martwić o trwałość tranzystora. A jeśli temperatura jest zbliżona do temperatury pokojowej, można śmiało uważać, iż tranzystor jest wieczny.

To budująca wiadomość, prawda? Tak, ale z praktyki wiem, że najczęstszą przyczyną uszkodzeń tranzystorów w układach amatorskich jest właśnie ich przegrzewanie wskutek nieznaności podstawowych zasad. Właśnie dlatego problemowi temu poświęciłem aż trzy odcinki cyklu o tranzystorach.

Moc strat a temperatura

Żeby nie zgubić głównego wątku naszych rozważań muszę ci na zawsze wbić do głowy zależność, jak podana w katalogu maksymalna moc strat wiąże się z dopuszczalną temperaturą złącza ($+150^{\circ}\text{C}$). Musimy teraz znaleźć jakieś wzory i zależności, żeby opisać zachodzące zjawiska.

Czy potrafiłbyś obliczyć, do ilu stopni wzrośnie temperatura złącza podczas pracy tranzystora?

To na pewno zależy nie tylko od mocy traconej (czyli większa moc strat, tym wyższa będzie temperatura złącza), ale także od izolacji cieplnej między złączem a otoczeniem – czym skuteczniejsza izolacja termiczna, tym większa musi być temperatura, by „przepchnąć” przez tę izolację do otoczenia całą ilość ciepła wytworzoną w złączu tranzystora.

W fizyce często używa się pojęcia przewodności cieplnej (danego materiału). My w elektronice nie wdajemy się w szczegóły i używamy pojęcia **rezystancji cieplnej (termicznej)** oznaczanej R_{th}

(lub R_{TH}), która dotyczy nie ogólnie materiału, ale konkretnego elementu.

Początkujących może to przestraszyć, ale naprawdę nie ma tu nic trudnego. Rezystancja jak rezystancja – stawia opór, utrudnia przepływ (ciepła). Jest to parametr charakteryzujący jakiś konkretny obiekt pod względem przewodzenia ciepła – nie wchodząc w szczegóły przyjmijmy, że jest to właśnie rezystancja termiczna R_{th} . Na przykład kawałek aluminium czy miedzi ma małą rezystancję termiczną (bo te metale bardzo dobrze przewodzą ciepło), natomiast kawałek drewna, warstwa powietrza czy kawałek tworzywa sztucznego mają dużą rezystancję cieplną. Rzecz jasna, w przypadku tranzystorów zależy nam na tym, by rezystancja cieplna była jak najmniejsza, czyli by całe wydzielone ciepło bez szybko i sprawnie odprowadzić do otoczenia.



Sprawa obliczeń podstawowych zależności cieplnych jest naprawdę dziecinnie łatwa, bo występuje tu łatwa do zrozumienia analogia z obwodem

elektrycznym. W obwodzie elektrycznym prąd zależy od napięcia (czym większe napięcie tym większy prąd) i od oporności (czym większy opór, tym mniejszy prąd). Matematycznie wyraża to oczywiście prawo Ohma. Dokładnie tak samo jest w obwodzie cieplnym. Możemy mówić o prawie Ohma dla obwodu cieplnego.

Czy domyślasz się, co jest „napięciem cieplnym”, co „prądem cieplnym”, a co „oporem cieplnym”?

Pomyśl samodzielnie.

...

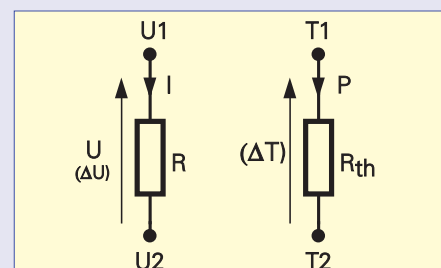
Tak jest!

„Napięciem cieplnym” jest różnica temperatur ΔT , „prądem cieplnym” jest przenoszona czy przepływająca moc cieplna P , natomiast „opór cieplny” to wprowadzona przed chwilą rezystancja termiczna R_{th} .

Jeśli to jest odmiana prawa Ohma, to zapiszmy analogiczne wzory:

$$P = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad I = \frac{U}{R}$$

rys. 55. Prawo Ohma



Pierwsze kroki

W praktyce częściej używamy przekształconych wzorów:

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \quad R = \frac{U}{I}$$

$$\Delta T = P \times R_{th} \quad U = I \times R$$

Nie masz chyba wątpliwości, że ta rezystancja cieplna to rezystancja między złączem (ang. *junction* czytaj dżankszn) a otoczeniem, atmosferą (ang. *ambient*, *ambience*). Oznacza się ją R_{thja} (junction – ambience).

Rezystancja cieplna wyrażana jest w stopniach Celsjusza (lub kelwinach) na wat – °C/W lub K/W. Sens jest prosty: rezystancja cieplna pokazuje, jaka będzie różnica temperatur z obu stron danego elementu, przy przepływie prądu 1W mocy cieplnej. Jeśli powiedzmy przez rezystancję termiczną tranzystora (między złączem a otoczeniem) przepływa 5W mocy cieplnej, a rezystancja termiczna wynosi 20°C/W, to różnica temperatur wyniesie 100°C. Czyli złącze będzie cieplejsze od otoczenia o 100°C.

Wartość R_{thja} tranzystora jest obliczona przez producenta i można ją znaleźć w katalogu.

I nie bój się tych kelwinów na wat, to nic trudnego: 1°C/W = 1K/W. Przecież skala Kelvina to „przesunięta na dół skala Celsjusza” – zaczynająca się od zera absolutnego (0K=–273°C, 0°C=273K, +27°C=300K, +100°C=373K, +150°C=423K).

I nigdy nie zapomnij, iż w podanych wzorach mamy różnicę temperatur złącza i otoczenia!

A po co nam ta rezystancja termiczna i wzory? Właśnie te wzory pozwolą ci zaplanować nad problemem mocy strat i temperatury złącza także w tranzystorach dużej mocy oraz w różnorodnych układach scalonych. Obliczymy na przykład, czy w danym układzie pracy tranzystora nie zostanie przekroczona dopuszczalna temperatura złącza.

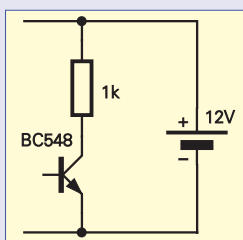
Proszę bardzo:

Przykład 1

Tranzystor BC548 ($U_{CE0}=25V$, $I_C=100mA$, $P_{tot}=500mW$, $R_{thja}=250K/W$) pracuje przy napięciu 12V z rezystorem obciążenia (rysunek 55) $R_L=1k\Omega$. Maksymalna temperatura otoczenia wynosi +40°C.

Jaka będzie maksymalna temperatura złącza tranzystora w najgorszych warunkach, czyli przy napięciu na kolektorze równym połowie napięcia zasilania?

rys. 56



W poprzednim odcinku poznałeś wzór na moc wydzieloną w najgorszych warunkach:

Podstawiamy:

$$P_{max} = \frac{(12V)^2}{4 \times 1000\Omega} = \frac{144}{4000} = 0.036W = 36mW$$

$$\Delta T = 0.036W \times 250 \frac{K}{W} = 9K = 9^\circ C$$

$$T_j = 40^\circ C + 9^\circ C = 49^\circ C$$

Nawet przy napięciu zasilania równym 24V, maksymalna moc strat nie będzie większa niż 150mW, a przyrost temperatury wyniesie co najwyżej 36°C.

Wnioski? Jeśli w twoim układzie tranzystory małej mocy mające rezystancję termiczną nie większą niż 500K/W, pracują z mocami nie większymi niż 100mW (0,1W), nie musisz się obawiać ich przegrzania. Przykładowo, jeśli napięcie zasilające wynosi 12V, to w najgorszym przypadku moc 100mW wydzieli się w tranzystorze obciążonym rezystorem

$$R_L = \frac{(U_{zas})^2}{4P_{tot}} :$$

$$R_L = \frac{12^2}{4} \times 0,1W = \frac{144}{0,4} = 360\Omega$$

W praktyce zwykle rezystory obciążenia (w obwodzie kolektora) mają rezystancję powyżej 1kΩ i wtedy przy napięciach zasilania do 24V wcale nie trzeba sobie zawracać głowy mocą strat i temperaturą złącza.

Przykład 2

Mamy układ z tranzystorem BC107 ($P_{tot}=300mW$) i obliczyliśmy, że w najgorszym przypadku w tranzystorze będzie się wydzielać 200mW (0,2W) mocy strat. W pierwszym przypadku tranzystor pracuje w dobrze wentylowanej obudowie, gdzie temperatura wynosi +30°C, w drugim przypadku temperatura wewnętrznej obudowy może sięgnąć +60°C. Wartość R_{thja} tranzystora BC107 wynosi 500K/W. Obliczamy:

$$\Delta T = 0.2W \times 500 \frac{K}{W} = 100^\circ C$$

W pierwszym przypadku temperatura złącza wyniesie:

$$T_j = +30^\circ C + 100^\circ C = +130^\circ C$$

W drugim $T_j = +160^\circ C$

No i co? Znowu jesteś zaskoczony?

To jest pułapka w którą wpadają początkujący – jeśli nie jest przekroczona katalogowa moc strat P_{tot} , nie obliczają temperatury złącza sądząc, że na pewno wszystko jest w porządku. Okazało się jednak, że w tranzystorze małej mocy przy zbyt dużej temperaturze otoczenia nie powinno się pracować przy katalogowej mocy strat tranzystora. Ale nie wpadaj w panikę. Jak ci mówiłem, gdy temperatura złącza jest

wyższa o 10 czy 20°C od katalogowych +150°C, rośnie wprawdzie ryzyko uszkodzenia, ale nie grozi to od razu uszkodzeniem tranzystora. To nie znaczy, że zachęcam cię do przekraczania dopuszczalnej temperatury złącza – wprost przeciwnie – namawiam cię, byś tak projektował swoje układy, by temperatury złącz były znacznie niższe niż katalogowe +150°C.

Ale idźmy dalej.

Przykład 3

Obliczamy temperaturę złącza tranzystora polowego MOSFET typu BUZ74A, który według katalogu ma $P_{tot}=40W$ i $R_{thja}=75K/W$ (=75°C/W). Temperatura otoczenia wynosi powiedzmy +20°C. Nie chcemy przeciążyć tranzystora, więc tak dobierzemy rezystancję obciążenia (w obwodzie drenu) tranzystora, by maksymalna moc strat tranzystora wynosiła tylko 5W. Będziemy pracować przy mocy 8-krotnie mniejszej, niż dopuszczalna moc P_{tot} .

Niczego nie podejrzewając obliczamy temperaturę złącza ze wzoru $\Delta T = P \times R_{TH}$

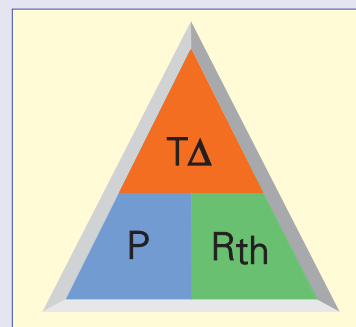
$$\Delta T = 5W \times 75^\circ \frac{C}{W} = 375^\circ$$

Uwzględniając temperaturę otoczenia równą +20°C, temperatura złącza wyniosłaby +395°C.

Ciut za dużo, prawda?

Gdzie tkwi błąd? Przecież zastosowaliśmy tranzystor dużej mocy! A może obliczenia dotyczą tylko „zwykłych” tranzystorów, a nie jakichś tam MOSFETów? Nie! Podane zasady dotyczą nie tylko wszelkich tranzystorów, ale również układów scalonych, dla których też podaje się rezystancję termiczną R_{th} .

rys. 57.



W powyższych obliczeniach błędu nie ma! To my zrobiliśmy karygodny błąd, nie stosując radiatora i podstawiając bezmyślnie do wzoru katalogową rezystancję R_{thja} (która dotyczy sytuacji bez radiatora).

Zauważ, że w przypadku tranzystorów małej mocy (moc strat do 1W) w katalogu podana jest najczęściej jedynie całkowita rezystancja termiczna między złączem a otoczeniem, oznaczona R_{thja} .

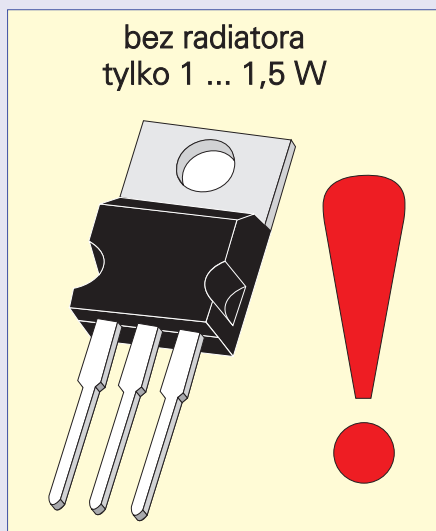
c.d. na str. 27

Natomiast w przypadku tranzystorów mocy, w katalogu podana jest zarówno rezystancja R_{thja} , dotycząca sytuacji bez radiatora, jak i druga, o znacznie mniejszej wartości – R_{thjc} . Ta druga to rezystancja termiczna między złączem (*junction*) i obudową (*case*), stąd literki jc. Dla wspomnianego tranzystora BUZ74A wynosi ona tylko 3,1K/W.

Przyznam ci się, że przed wielu laty jako początkujący elektronik-amator nie miałem zielonego pojęcia o powyższych zależnościach i „załatwiłem” w taki sposób dwa nowiusieńkie i bardzo na owe czasy drogie tranzystory mocy z serii BUYP. Może i ty masz coś takiego na sumieniu?

Od tej chwili nie popełniaj już takich błędów, choć dziś tranzystory są nieporównanie tańsze, niż dwadzieścia pięć lat temu.

Uważaj teraz! Rezystancja termiczna R_{thja} (bez radiatora) wszystkich tranzys-



rys. 58.

torów i innych elementów w popularnej obudowie TO-220 wynosi mniej więcej 60...80K/W. Poszczególne tranzystory w takiej obudowie mają różne wartości rezystancji R_{thjc} (w zakresie 0,9...4K/W), ale podawane wartości R_{thja} są zbliżone.

Dlaczego? Rezystancja R_{thja} dla danej obudowy wynika z jej wymiarów, a nie z właściwości krzemowej struktury tranzystora.

Oblicz więc, jaka moc może wydzielić się w tranzystorach w obudowie TO-220 bez radiatora ($P=\Delta T/R_{th}$).

Przyjmij rezystancję R_{thja} równą 70K/W, oraz temperaturę otoczenia +45°C (np. we wnętrzu obudowy przyrządu).

$$P = \frac{+150^{\circ}\text{C} - 45^{\circ}\text{C}}{70^{\circ}\frac{\text{C}}{\text{W}}} = \frac{105}{70\text{W}} = 1,5\text{W}$$

Dobrze zapamiętaj tę wartość! Nigdy nie zapomnij, że najlepszy tranzystor mocy w obudowie TO-220 bez radiatora nie może pracować przy mocy strat większej niż 1,5W.

Teraz już jesteś przekonany, że o maksymalnej mocy strat tranzystora dużej mocy będzie decydował radiator. I tu dopiero zaczynają się strome schody. Tymi stromymi schodami przespacerujemy się wspólnie za miesiąc.

Piotr Górecki



Tranzystory dla początkujących Radiator

W poprzednim odcinku poznałeś podstawowe zależności cieplne w tranzystorze. Zarówno te zależności, jak i wyrażające je wzory są bardzo proste. W sumie okazało się jednak, że sprawa jest w miarę łatwa tylko dla tranzystorów małej mocy. W przypadku tranzystorów większej mocy (już powyżej 1W) trzeba uwzględnić właściwości nie tylko tranzystora, ale co najważniejsze - radiatora.

Zacznijmy od podstaw. W poprzednim odcinku poznałeś katalogowy parametr R_{thja} – rezystancję termiczną między złączem a otoczeniem (mierzoną bez radiatora). Także w przypadku tranzystora mocy współpracującego z radiatorem mamy do czynienia z przepływem ciepła między złączem a otoczeniem. Nadal interesuje nas całkowita rezystancja cieplna R_{thja} (ale nie ta z katalogu dotycząca tranzystora bez radiatora). Problem w tym, że teraz rezystancja R_{thja} będzie zależała od uży-

tego radiatora. Musimy też uwzględnić niedoskonały styk obudowy tranzystora z radiatorem. W konsekwencji całkowita rezystancja R_{thja} między złączem a otoczeniem będzie składała się z trzech oddzielnych rezystancji cieplnych:

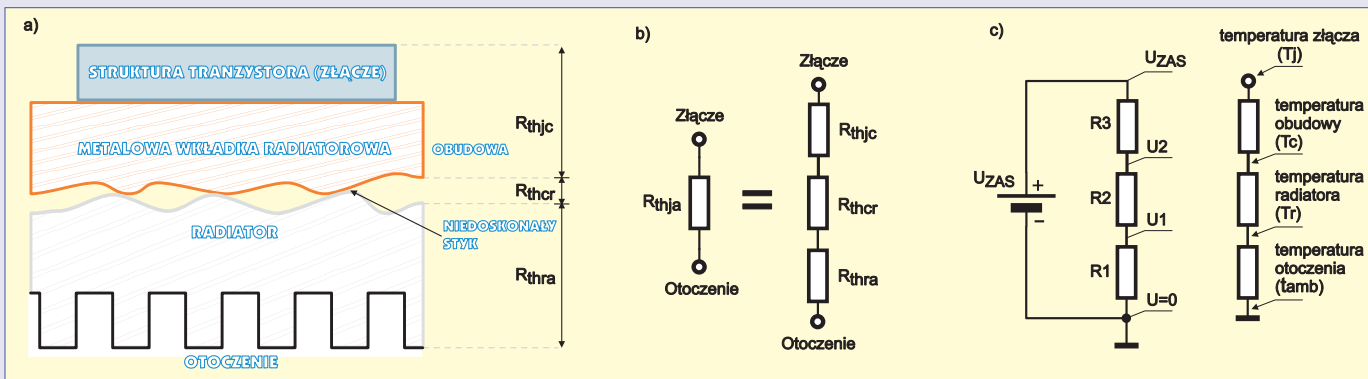
- R_{thjc} (złącze-obudowa)
- R_{thcr} (obudowa-radiator)
- R_{thra} (radiator-otoczenie)

Ciepło wytworzone w krzemowej strukturze półprzewodnika musi przejść najpierw do obudowy, potem do radiatora

ra i dalej do otoczenia. Po drodze musi pokonać miejsce styku obudowy z radiatorem. Sтыk ten ze względu na mikroskopijne nierówności obu powierzchni nie jest doskonały i również tu występuje pewien opór cieplny.

Zgodnie z **rysunkiem 59a**, całkowitą rezystancję cieplną między złączem a otoczeniem możemy przedstawić jako szeregowe połączenie wymienionych trzech rezystancji składowych. Pokazane to jest na **rysunku 59b**. Podczas pracy tranzystora

rys. 59.



ciepło wydzielane w złączu przechodzi do otoczenia. Zgodnie z wcześniejszą analogią rozkład temperatur przypomina rozkład napięć na szeregowo połączonych rezystorach. Ilustruje to **rysunek 59c**.

Rezystancja cieplna między złączem a powierzchnią obudowy danego tranzystora (R_{thjc}) podana jest w katalogu. Dla najlepszych tranzystorów i układów scalonych wynosi ona 0,8...1K/W. Dla typowych tranzystorów w obudowach TO-220 wynosi zwykle 1...3K/W. Większą wartość ma tylko w przypadku tranzystorów starszego typu.

Rezystancja R_{thcr} wynosi od około 1K/W przy bezpośrednim przykręceniu tranzystora do radiatora, do około 0,1...0,2K/W przy dokręceniu z zastosowaniem pasty (silikonowej) dobrze przewodzącej ciepło albo cienkich silikonowych (podobnych do gumy) podkładek. Pasty i cienkie podkładki silikonowe zmniejszają rezystancję cieplną połączenia, bo wypełniają także mikroskopijne nierówności na powierzchniach radiatora i tranzystora (pokazane w wielkim powiększeniu na rysunku 59a). Ale uwaga! Nie należy tu mylić przekładki mikowej z przekładką silikonową. Najmłodszym Czytelnikom należy przypomnieć, że mika to minerał o bardzo dobrych właściwościach pod względem izolacji elektrycznej. Mikę łatwo podzielić na cienkie warstwy – plasterki. Daje się łatwo obrabiać – można ją ciąć nożem i delikatnie wiercić w niej otwory. Cieniutki, przezroczysty kawałek miki oddziela skutecznie tranzystor od radiatora pod względem elektrycznym (galwanicznie), a przy tym w miarę dobrze przewodzi ciepło. Ale niestety, w przypadku zastosowania izolacyjnej przekładki mikowej (nawet posmarowanej smarem silikonowym), rezystancja R_{thcr} znacznie zwiększa się, nawet o 1...2K/W.

Natomiast przekładki silikonowe, podobne do gumy, również mogą oddzielać galwanicznie tranzystor od radiatora i mają bardzo dobre właściwości cieplne, czyli małą rezystancję termiczną. Rezystancja ta, zależnie od grubości, może wynosić 0,1...1K/W. Silikonowe przekładki nie powinny być używane wielokrotnie – raz założona przekładka powinna być wymieniona przy ewentualnej wymianie tranzystora.

Natomiast rezystancja R_{thra} zależy od wielkości radiatora, jego kształtu, rodzaju powierzchni oraz koloru i może wynosić od około 50K/W (mała blaszka aluminiowa) do 0,5K/W (i mniej) dla potężnych radiatorów ze specjalnych kształtek aluminiowych. Rezystancja termiczna R_{thra} zależy silnie od warunków przepływu powietrza wokół radiatora. Na przykład zastosowanie wiatraczka (wentylatora) wymuszającego przepływ powietrza może

zmniejszyć rezystancję termiczną nawet kilkakrotnie. Jeszcze skuteczniejsze są radiatory chłodzone cieczą (wodą lub olejem), ale nie będziemy się nimi zajmować, bo hobbyści praktycznie ich nie stosują ze względu na koszty.

W praktyce zapewnienie pracy tranzystora mocy w bezpiecznym obszarze polega przede wszystkim na dobraniu odpowiedniego radiatora. Teoretycznie sprawa jest bardzo prosta. Mając dopuszczalną temperaturę złącza $+150^{\circ}\text{C}$, temperaturę otoczenia (zwykle przyjmuje się $+30...+50^{\circ}\text{C}$) i moc strat P , przy jakiej tranzystor będzie pracował, łatwo obliczyć maksymalną całkowitą rezystancję R_{thja} ze wzoru

$$R_{thja} = \frac{\Delta T}{P}$$

Potem od tak obliczonej rezystancji wystarczy odjąć rezystancję R_{thjc} i R_{thcr} :

$$R_{thra} = R_{thja} - (R_{thjc} + R_{thcr})$$

Otrzymuje się wartość rezystancji termicznej radiatora R_{thra} . Oczywiście radiator może mieć mniejszą wartość rezystancji cieplnej niż tak obliczona wartość – wtedy temperatura złącza będzie mniejsza od dopuszczalnej ($+150^{\circ}\text{C}$).

Wykonaj kilka prostych ćwiczeń tego typu.

Ćwiczenie

Oblicz rezystancję termiczną radiatora potrzebnego do tranzystora wyjściowego we wzmacniaczu mocy. Maksymalna moc strat tego tranzystora w najgorszych warunkach wyniesie 30W. Tranzystor ma następujące parametry: $P_{tot}=125\text{W}$, $R_{thjc} = 1,1\text{K/W}$, $T_{jmax} = +150^{\circ}\text{C}$. Maksymalna temperatura otoczenia we wnętrzu obudowy niech wynosi $+50^{\circ}\text{C}$. Nie zastosowano smaru silikonowego i rezystancję R_{thcr} należy przyjąć równą 1K/W.

Jaki radiator wystarczy po zastosowaniu smaru silikonowego zmniejszającego R_{thcr} do 0,2K/W?

Obliczamy maksymalną dopuszczalną całkowitą rezystancję R_{thja}

$$R_{thja} = (150 - 50) / 30\text{W} = 3,3^{\circ}\text{C/W} = 3,3\text{K/W}$$

$$R_{thra} = 3,3 - (1 + 1,1) = 1,2\text{K/W}$$

Bez smaru silikonowego potrzebny będzie radiator o rezystancji 1,2K/W.

Natomiast ze smarem silikonowym:

$$R_{thra} = 3,3 - (1 + 0,2) = 2,1\text{K/W}$$

Jest to znaczna różnica – ze smarem rezystancja radiatora może być aż o 75% większa, czyli... warto smarować. Jest to żelazna zasada: **przy dużych mocach traconych smar lub podkładki silikonowe są niezbędne**.

Ćwiczenie

Rezystancja R_{thjc} tranzystora BD135 (BD135...140) wynosi 10K/W. Moc tracona w tranzystorze wynosi 5W. Czy moż-

na nie stosować smaru silikonowego w sytuacji, gdy tranzystor będzie współpracował z radiatorem o rezystancji R_{thra} równej 7K/W?

W tym wypadku nie trzeba przeprowadzać szczegółowych obliczeń. Wystarczy oszacować, jak wpłynie brak pasty silikonowej na temperaturę złącza. Można przyjąć rezystancję R_{thcr} bez silikonu równą 1,5K/W, a z silikonem 0,3K/W. Inaczej mówiąc, bez silikonu całkowita rezystancja zwiększy się o 1,2K/W. Przy mocy 5W spowoduje to wzrost temperatury o dodatkowe 6 stopni. 6 stopni to niewiele, a więc w przypadku małych mocy traconych (do 5...10W) wpływ silikonu jest niewielki.

Ale przy dużych mocach wpływ ten jest duży, często wręcz krytyczny. Gdyby moc wynosiła nie 5 tylko 50W, brak smaru oznaczałby niepotrzebny, dodatkowy wzrost temperatury złącza aż o 60 stopni.

Ćwiczenie

Sprawdź, czy tranzystor BDV64 ($P_{tot}=125\text{W}$, $R_{thjc}=1\text{K/W}$, $T_{jmax}=+150^{\circ}\text{C}$) może rozproszyć do otoczenia moc 80W z radiatorem o $R_{thra}=1,5\text{K/W}$, w temperaturze otoczenia $+50^{\circ}\text{C}$ przy użyciu smaru silikonowego ($R_{thcr}=0,15\text{K/W}$).

Sprawdzamy. Najpierw liczymy

$$R_{thja} = 1\text{K/W} + 0,15\text{K/W} + 1,5\text{K/W} = 2,6\text{K/W}$$

Przy mocy 80W wzrost temperatury złącza wyniesie:

$$\Delta T = 80 \times 2,6 = 212^{\circ}\text{C}$$

Temperatura złącza wyniosłaby więc $+262^{\circ}\text{C}$ – tranzystor w żadnym wypadku nie może pracować w takich warunkach!

Ćwiczenie

Oblicz, rezystancję termiczną radiatora, współpracującego z tranzystorem 2N3055 ($P_{tot}=117\text{W}$, $R_{thjc}=1,5\text{K/W}$, $T_{jmax}=+200^{\circ}\text{C}$) w układzie stabilizatora, gdzie maksymalna moc strat wyniesie 85W. Maksymalna temperatura otoczenia we wnętrzu obudowy $+50^{\circ}\text{C}$. Dzięki smarowi silikonowemu $R_{thcr} = 0,1\text{K/W}$.

Obliczamy wymaganą całkowitą rezystancję cieplną

$$R_{thja} = (200 - 50) / 85 = 1,765\text{K/W}$$

Stąd

$$R_{thra} = 1,765 - (1,5 + 0,1) = 0,165\text{K/W}$$

Radiatora o tak małej rezystancji cieplnej w warunkach amatorskich wykonać się nie da! Nie pomoże nawet silny wentylator!

Ćwiczenie

Tranzystor BD136 (obudowa TO-126, $P_{tot}=12,5\text{W}$, $R_{thjc}=10^{\circ}\text{C/W}$, $T_{jmax}=+150^{\circ}\text{C}$) współpracuje z radiatorem o $R_{thra} = 4\text{K/W}$. Bez silikonu $R_{thcr} = 1^{\circ}\text{C/W}$. Czy w tych warunkach tranzystor może pracować z mocą strat równą 10W w temperaturze otoczenia równej $+40^{\circ}\text{C}$?

Pierwsze kroki

Nie! Bo przy mocy 10W i dopuszczalnej różnicy temperatur równej 110°C, całkowita rezystancja musiałaby wynosić nie więcej niż 11K/W. Tymczasem już sam tranzystor i przekładka mają taką rezystancję termiczną. W tym wypadku nie pomoże żaden radiator. Podany tranzystor nie może pracować w takich warunkach. Co zrobić?

Zastosowanie smaru niewiele pomoże, bo nawet po zmniejszeniu R_{thcr} do 0,3°C/W należałoby zastosować wielki radiator o bardzo małej rezystancji R_{thra} równej 0,7K/W. Teoretycznie taki radiator można wykonać, ale jest to nieracjonalne.

Wystarczy bowiem zastosować większy tranzystor, na przykład BD244 o rezystancji R_{thjc} równej 1,92K/W

Oczywiście całkowita rezystancja R_{thja} nadal nie może być większa niż 11K/W, ale teraz wystarczyłoby zastosować radiator o rezystancji

$$R_{thra} = 11 - (1,92 + 0,2) = 8,88 \text{ K/W}$$

Podany radiator ($R_{thra} = 4 \text{ K/W}$) zapewni więc spory zapas. W rzeczywistości wzrost temperatury złącza nie przekroczy

$$\Delta T = 10 \text{ W} \times (1,92 + 0,2 + 4) = 61,2^\circ \text{C}$$

czyli temperatura złącza niewiele przekroczy +100°C.

Przemysł wnioski wynikające z tych ćwiczeń. Przypuszczam, że niektóre podane przykłady cię zaniepokoiły. Okazało się, że w wielu przypadkach nie możesz pracować przy deklarowanej w katalogu mocy strat P_{tot} .

Co jest grane? Gdzie tkwi błąd?

Błędu nie ma. Obliczenia (choć nieco uproszczone) są w porządku. Za chwilę sam się przekonasz, o co tu chodzi. Oblicz więc, jaki radiator jest potrzebny przy pracy tranzystora mocy. Niech to będzie tranzystor BDW83B ($P_{tot} = 130 \text{ W}$, $T_{jmax} = +150^\circ \text{C}$, $R_{thjc} = 0,96 \text{ K/W}$). Niech temperatura otoczenia wynosi +40°C.

$$R_{thja} = (150 - 40) / 130 = 0,846 \text{ K/W}$$

czyli mniej niż wynosi katalogowa wartość R_{thjc} ! Tranzystor nie może pracować w takich warunkach!

Czy nie masz wrażenia, że producenci tranzystorów wpuszczają cię w gęste maliny robiąc ci smak na te katalogowe 130W mocy strat, których, jak się okazuje, w żaden sposób nie można „wydusić” z tranzystora bez ryzyka przegrzania?

Czy to jest wpuszczanie w maliny, to inny problem, ale rzeczywiście, w praktyce żaden tranzystor mocy nie może pracować przy katalogowej mocy strat P_{tot} . To skąd się wzięła ta „katalogowa” moc?

Zapamiętaj raz na zawsze, że jest to moc, jaką teoretycznie można stracić w tranzystorze przy zastosowaniu idealnego radiatora. A ściślej – podawana w każdym katalogu maksymalna moc

strat P_{tot} dotyczy laboratoryjnych warunków testowych z wręcz idealnym chłodzeniem, (uważaj!) przy temperaturze obudowy wynoszącej (zwykle) tylko +25°C. Zauważ, że te +25°C to temperatura obudowy w czasie pracy, gdy dzieli się „katalogowa” moc strat. Taką temperaturę obudowy można uzyskać tylko przy wymuszonym chłodzeniu, i to nie powietrzem, lecz cieczą.

Sprawdź, czy te informacje są prawdziwe dla tranzystora BDW83. Jeśli utrzymasz temperaturę obudowy na poziomie +25°C, czyli różnica temperatur ma wynieść (150–25=)125°C, to moc maksymalna wyniesie

$$P = \frac{125}{0,96} = 130 \text{ W}$$

I to jest właśnie moc, jaką odczytałeś z katalogu. Zgadza się!

Teraz uważaj! Mając podane w katalogu moc strat P_{tot} i maksymalną temperaturę złącza (najczęściej +150°C) potrafisz obliczyć rezystancję R_{thjc} . Zakładając, że temperatura obudowy ma wynosić +25°C, czyli przy różnicy temperatur $\Delta T = 100^\circ \text{C} = 100 \text{ K}$ obliczysz:

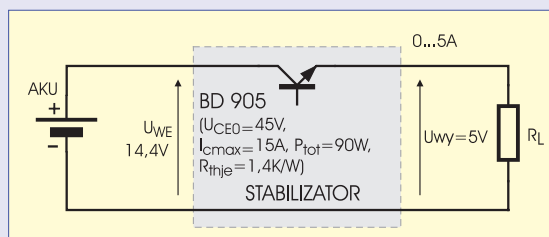
$$R_{thjc} = \frac{100 \text{ K}}{P_{tot}}$$

Proste? Tak! Choć w rzadkich przypadkach możesz natrafić na niespodziankę. Mianowicie w przypadku niektórych tranzystorów producenci podają moc maksymalną P_{tot} przy temperaturze obudowy nie +25°C, tylko +60°C. Ale wtedy ta nieścisłość niczym nie grozi, bo rzeczywista rezystancja R_{thjc} okaże się jeszcze mniejsza, niż obliczona za pomocą powyższego prostego sposobu.

Teraz wracamy do wcześniejszych ćwiczeń.

Okazało się też, że moc strat P_{tot} podawana w katalogach tranzystorów mocy, niewiele ma wspólnego z rzeczywistością, bo można ją uzyskać tylko przy idealnym chłodzeniu. Jeśli tak, to oblicz teraz, z jaką mocą tak naprawdę może pracować tranzystor BDW83 o „rewelacyjnej mocy” P_{tot} wynoszącej aż 130W. Do jego chłodzenia wykorzystasz duży żebrowany radiator o rezystancji termicznej wynoszącej 1,5K/W, a rezystancję R_{thcr} możesz przyjąć równą 0,1K/W (smar lub cieniutka podkładka silikonowa).

rys. 60.



wa). Maksymalną temperaturę otoczenia przyjmij realistycznie równą +40°C.

Całkowita rezystancja termiczna

$$R_{thjc} = 0,96 + 0,1 + 1,5 = 2,56 \frac{\text{K}}{\text{W}}$$

$$P = \frac{150 - 40}{2,56} = 43 \text{ W}$$

I co? Znow zaskoczenie? Tylko 43W? A miało być 130W?! Niestety tak! I wierz mi – radiator o rezystancji 1,5K/W to spory kawałek żebrowanego profilu aluminiowego.

Niestety, przy projektowaniu układów z tranzystorami mocy (i nie tylko) musisz zawsze brać pod uwagę wyniki naszych rozważań. Ponieważ ty nie masz szans zastosować idealnego radiatora, dlatego raz na zawsze porzuć nierealne marzenia – **nigdy nie wydusisz z tranzystora mocy katalogowej mocy strat P_{tot}** . W pierwszym, zgrubnym przybliżeniu możesz przyjąć, że z przyzwoitym radiatorem tranzystor mocy będzie u ciebie pracował co najwyżej z połową katalogowej mocy strat.

Ponadto jeśli do tej pory ci się wydawało, że wystarczająco duży radiator zawsze rozwiąże problem, to się myliłeś. Wcześniejsze przykłady pokazały, że choćbyś zastosował idealny radiator, nigdy nie zmniejszysz całkowitej rezystancji termicznej poniżej R_{thjc} . A do tego zawsze dochodzi jakaś wartość R_{thcr} – choćbyś nie wiem jak smarował, nie zmniejszysz jej do zera, tylko do 0,1...0,2K/W.

Tu wyjaśnia się całkowicie problem „wąskiego gardła”, o którym wspominałem przy okazji omawiania wzmacniacza o mocy 100W. Zajrzyj do tego artykułu w EdW 8/97 na stronę 18. Teraz ostatnie ćwiczenia pokazały, że wspomnianym „wąskim gardłem” jest właśnie rezystancja R_{thjc} . Wynika ona z konstrukcji tranzystora i nie masz na nią żadnego wpływu. A gdy nie zastosujesz smaru silikonowego, dodatkowo pogorszy sytuację rezystancja R_{thcr} dochodząca do 1...2K/W.

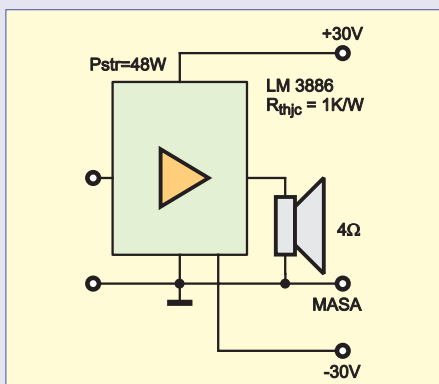
Czy teraz dokładnie rozumiesz problem mocy strat i radiatorów?

Wydaje ci się, że tak? W takim razie, w ramach ćwiczeń praktycznych oblicz rezystancję termiczną radiatorów wymaganą w układach z **rysunków 60 i 61**. Dla wzmacniacza z rysunku 61 przeprowadź obliczenia trzykrotnie:

a) dla radiatora połączonego galwanicznie z wkładką radiatorową (ujemnym biegunem zasilania) zaplanuj użycie smaru silikonowego i przyjmij $R_{thcr} = 0,1 \text{ K/W}$,

b) dla radiatora oddzielnego galwanicznie zaplanuj użycie izolacyjnej przekładki silikonowej i przyjmij $R_{thcr} = 0,5 \text{ K/W}$,

c) dla radiatora oddzielnego galwanicznie zaplanuj użycie izolacyjnej przekładki miko-



rys. 61.

wej posmarowanej obustronnie smarem silikonowym i przyjmij $R_{thcr} = 1,5K/W$.

Jakie przyjmiesz temperatury otoczenia? W przypadku zasilacza do samochodu z rysunku 60 trzeba liczyć się z temperaturą rzędu $+60...+80^{\circ}C$, prawda? W przypadku wzmacniacza wystarczy $+40...+50^{\circ}C$. Nie przejmuj się, że na ry-

sunku +61 masz układ scalony, a nie tranzystor. Zasady obliczeń wielkości cieplnych są takie same jak w tranzystorach. Podana moc strat układu scalonego LM3886 dotyczy najgorszego możliwego przypadku – zobacz EdW 2/98 str. 10 rys. 3 dla napięcia zasilania $\pm 30V$. Mając takie dane obliczysz radiator potrzebny dla tego najgorszego przypadku. W rzeczywistości, przy normalnej pracy wzmacniacza średnia wydzielana moc strat jest mniejsza i radiator taki na pewno będzie dobrany z pewnym zapasem. A teraz licz.

Poradziłeś sobie? To świetnie!

No, może nie do końca świetnie... Bo niby co teraz dalej zrobić z tą wiedzą? Co z tego, że obliczyłeś potrzebną rezystancję termiczną radiatora? A skąd będziesz wiedział, jaką rezystancję mają posiadane przez ciebie radiatory?

Pół biedy, jeśli w dobrej firmie zamówisz radiator o rezystancji termicznej po-

danej w firmowym katalogu. Jak cię znam, w większości przypadków nie skorzystasz z tej drogi, tylko będziesz próbował zastosować jakiś posiadany radiator czy kawałek blachy. Jak obliczysz czy zmierzysz rezystancję termiczną takiego radiatora?

To już historia z zupełnie innej bajki – z przyjemnością mogę ci przybliżyć ten temat, jeśli napiszesz do mnie na adres Redakcji. Wtedy poświęcę oddzielny artykuł sprawie doboru radiatorów i przedstawię dodatkowe informacje. Mogę też ci zaproponować budowę prostego przyrządu do pomiaru rezystancji termicznej radiatorów. Czekam na listy w tej sprawie.

A na razie podejźmy do tego tematu z zupełnie innej strony i podam ci kilka ogólnych wskazówek dotyczących praktycznego doboru radiatora.

Zajmiemy się tym za miesiąc.

Piotr Górecki

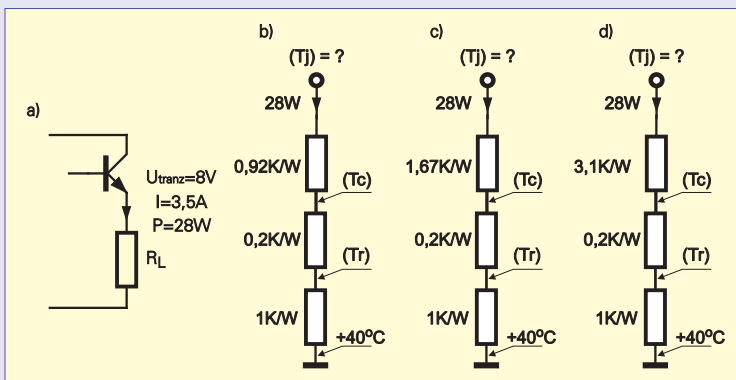


Niniejszy odcinek zawiera dalsze informacje na temat odprowadzania ciepła i rozkładu temperatur w pracujących tranzystorach mocy. Interesujący prosty sposób oszacowania rezystancji termicznej radiatora „metodą kropelki” pozwoli praktycznie dobierać radiatory w konkretnych zastosowaniach.

Dla utrwalenia wiadomości podanych w poprzednich odcinkach konieczne wykonaj na początek kilka kolejnych ćwiczeń teoretycznych.

Na **rysunku 62** podałem ci trzy podobne sytuacje. Układ jest ten sam (rysunek 62a), taki sam jest radiator i ta sama moc tracona (28W). W układzie możesz zastosować trzy różne tranzystory mocy, wszystkie w obudowie TO-220 i wartościach R_{thjc} wziętych z katalogu: odpowiednio 0,92K/W; 1,67K/W oraz 3,1K/W. Oblicz, jakie będą temperatury złącza przy

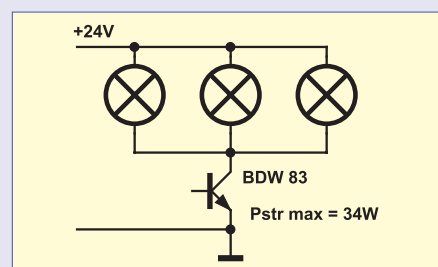
rys. 62.



zastosowaniu poszczególnych tranzystorów. Przyjmij $R_{thcr} = 0,2K/W$. Temperaturę otoczenia przyjmij równą $+40^{\circ}C$.

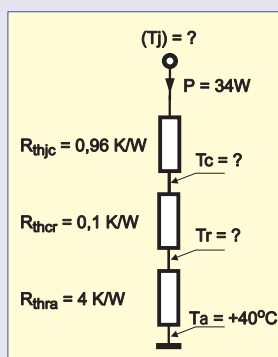
A teraz **rysunek 63**. Mając dane rezystancje termiczne i wiedząc, jaką moc musisz rozproszyć, oblicz rozkład temperatur w poszczególnych punktach. Na rysunku 63 zaznaczyłem ci niektóre wartości. Wydawałoby się, że znając moc żarówek i ich napięcie pracy można obliczyć ich rezystancję, ewentualnie zmierzyć ją omomierzem i podstawić do wcześniej podanych wzorów na moc strat dla najgorszego przypadku.

Niestety, dla żarówek nie ma o ż n a w prosty sposób obliczyć mocy strat dla najgorszego przypadku, tak jak liczyliśmy wcześniej z pomocą prostych wzorów dla

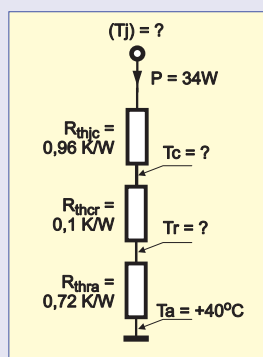


rys. 63.

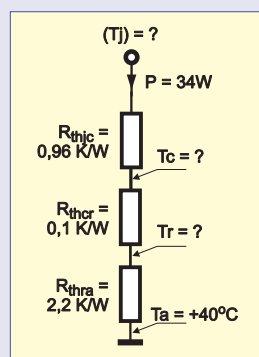
obciążenia rezystorowego. Powód jest prosty: rezystancja żarówek nie jest stała, tylko bardzo silnie i nieliniowo zmienia się wraz ze wzrostem prądu. Przykładowo żarówka samochodowa 12V 21W przy napięciu nominalnym ma rezystancję około $6,8\Omega$, natomiast przy bardzo małych napięciach i prądach zimne włókno ma rezystancję około $0,5\Omega$. Dla żarówki 12V 10W rezystancja „gorąca” i „zimna” wynoszą odpowiednio $14,4\Omega$ i $1,2\Omega$. Dla żarówki 12V 5W: 29Ω i $2,7\Omega$, dla żarówki 24V 21W: $27,5\Omega$ i $1,8\Omega$. Jaką rezystancję należałoby podstawić do wzoru? Ponieważ rezystancja żarówki tak silnie zależy od temperatury, wzory podane w poprzednich odcinkach nie mogą być zastosowane. Dlatego



rys. 64.



rys. 65.



rys. 66.

na rysunku 63 podana jest moc strat wydzielająca się w tranzystorze w najgorszych warunkach (34W). Już na pierwszy rzut oka wiadać, że z tranzystorem BDW83 ($P_{tot}=130W$, $T_{jmax}=+150^{\circ}C$, $R_{thjc}=0,96K/W$) powinien rozproszyć podaną moc 50W, bo katalogowa moc strat P_{tot} wynosi aż 130W. Słusznie!

Przeprowadź obliczenia dla sytuacji z rysunku 63 i trzech różnych radiatorów. Potem zaznacz na rysunkach 64...66 temperatury w poszczególnych punktach.

Już obliczyłeś?

Przeanalizuj uzyskane wyniki. Przy ewidentnie zbyt małym radiatorze (wersja z rysunku 64) temperatura złącza wyniosłaby aż $+212^{\circ}C$. To rzeczywiście dużo. Za dużo! Radiator jest za słaby, z mały.

Na pewno przy ogromnym radiatorze z $R_{thra} = 0,72K/W$ z rysunku 65 wszystko jest w porządku. Temperatura złącza wynosi $+100^{\circ}C$, a radiatora około $+65^{\circ}C$.

Ale czy w wersji z rysunku 66 mieścimy się w przepisanych granicach? Temperatura złącza to dopuszczalne $+150^{\circ}C$. A temperatura obudowy?

Tak! Będzie wynosić około $+120^{\circ}C$! Nawet temperatura radiatora sięgnie niemal $+115^{\circ}C$.

Ścisłej biorąc, taka temperatura wystąpi tylko w punkcie styku czyli tam, gdzie z pomocą smaru silikonowego lub silikonowej (ale nie mikowej) podkładki przykręcony jest tranzystor. Powierzchnia radiatora będzie mieć trochę niższą temperaturę. O ile niższą? To zależy od wielu czynników i nie jest najważniejsze. Nie musisz się w to wgłębiać. W każdym razie na podstawie rysunków 64...66 możesz się przekonać, że o ile zastosujesz smar silikonowy, to temperatura metalowej wkładki tranzystora TO-220 (takie przecież stosujemy najczęściej) będzie mniej więcej taka, jak temperatura radiatora w miejscu styku z tranzystorem. Różnica kilku stopni nie ma znaczenia.

Czy jednak temperatura obudowy tranzystora wynosząca $+120^{\circ}C$ to aby nie za dużo?

Woda wrze w temperaturze $+100^{\circ}C$, a w temperaturze $+120^{\circ}C$ kropelka wody szybko wyparuje z lekkim sykiem.

Czy można dopuścić takie warunki i gotować wodę na tranzystorze i radiatorze? Do tej pory być może uważałeś, że jeśli możesz dotknąć palcem do radiatora pracującego tranzystora i się nie oparzysz, to radiator jest właściwy. Jeśli nie możesz go utrzymać, bo parzy – radiator jest za mały.

To nie jest dobry sposób oceny radiatora. Nie bój się wyższych temperatur. Wiesz przecież, że temperatura półprzewodnikowego złącza może wynosić nawet $+150^{\circ}C$. Dlatego temperatura obudowy tranzystora równa $+120^{\circ}C$ generalnie nam nie przeszkadza. Nie bój się więc tych $+115^{\circ}C$. Oczywiście tak rozgrzanego radiatora nie możesz wystawić na zewnątrz obudowy, bo rzeczywiście ktoś mógłby się poparzyć. Ale jeśli radiator o tej temperaturze jest umieszczony wewnątrz obudowy, to nie ma problemu.

A teraz słówko na marginesie. Być może podziwiałeś potężne, czernione radiatorzy w niektórych wzmacniaczach mocy. Przykładowo niektóre starsze krajowe wzmacniacze o mocach wyjściowych rzędu $2 \times 15...2 \times 50W$ były wyposażane w takie potężne radiatorzy, wystające z tylnej ścianki obudowy. Wielkość tych radiatorów może sugerować, że do rozproszenia kilkudziesięciu watów mocy strat potrzebne są koszmarnie wielkie radiatorzy. Wcale tak nie jest! Wielkość wspomnianych radiatorów wynikała z tego, że były wystawione na zewnątrz i obowiązujące przepisy żądały, by temperatura ich powierzchni nie przekroczyła wyznaczonej granicy. Nie daj się więc zasugerować wielkością radiatorów w takich wzmacniaczach.

Teraz wracamy do głównego wątku.

Co wynika z rysunków 63...66?

Przy nowoczesnych tranzystorach w obudowach TO-220 i mocach traconych do 20...30W możesz przyjąć, że jeśli temperatura metalowej wkładki

tranzystora (ściślej styku tranzystora z radiatorem) nie przekroczy $+120^{\circ}C$, to tranzystor nie będzie przegrzany. Tylko jak określić tę temperaturę?

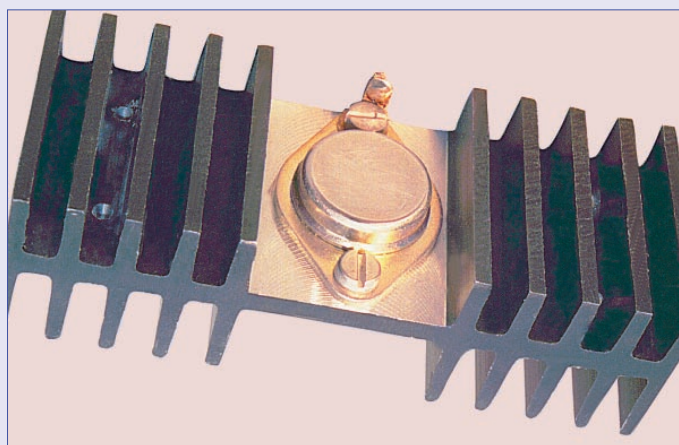
Wykorzystaj praktycznie podane informacje. Umieść kropelkę wody na metalowej wkładce tranzystora TO-220, włóż układ i czekaj. Jeśli po ponad minucie pracy układu w pewnym momencie w kropelce wody pojawią się bąbelki pary, kropelka zacznie wrzeć i wyparuje, temperatura obudowy przekroczyła $+100^{\circ}C$. Nie wpadaj w panikę! Jeśli teraz umieścisz następną kropelkę wody na wkładce, a ta wyparuje po kilku sekundach, to temperatura wkładki wynosi $+100...+110^{\circ}C$. To naprawdę jest dopuszczalna sytuacja. Pamiętaj, że nie jesteś kuchazarzem, tylko elektronikiem.

Jeśli przy takim eksperymencie pierwsza kropelka wody nie chce wyparować w towarzystwie bąbelków pary i niknie powoli w ciągu kilku minut lub więcej to temperatura obudowy jest niższa niż $+100^{\circ}C$ i radiator jest dobrany z pewnym zapasem. Oczywiście radiator może być przy tym tak gorący, że w nie będziesz mógł go dotknąć.

Jeśli jednak pierwsza kropelka wyparuje w czasie krótszym niż minuta, a następna kropelka wyparuje z sykiem natychmiast po jej umieszczeniu na wkładce, to szybko wyłącz układ – temperatura obudowy przekroczyła $+120^{\circ}C$, a temperatura złącza mogła przekroczyć $+150^{\circ}C$. Zastosuj większy radiator, bo ten jest za mały dla danej mocy traconej.

Nie polecam ci innych sposobów pomiaru temperatury, bo w domowych warunkach nie zbudujesz sensownego termometru do pomiaru temperatury obudowy tranzystora. Nie próbuj wykorzystywać sondy zawartej w wyposażeniu lepszych multimetrów cyfrowych. Błąd takiego pomiaru byłby zbyt duży. Do prób z tranzystorami w obudowach TO-220 polecam prosty sposób z kropelką wody.

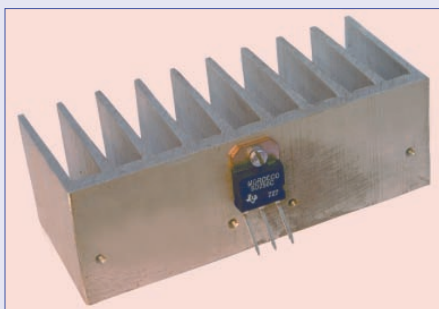
Dlatego zalecam próby tylko z obudową TO-220 lub podobną większą, np. TO-218 (SOT-93)? Bo masz wtedy bez-



Pierwsze kroki

pośredni dostęp do metalowej wkładki radiatorowej. W przypadku tranzystorów w plastikowej obudowie TO-126 nie masz bezpośredniego dostępu do wkładki radiatorowej, a temperatura plastikowej powierzchni nie pozwala wnioskować o temperaturze złącza. Podobnie jest ze starszymi tranzystorami w metalowej obudowie TO-3. Też nie masz dostępu do płaszczyzny, przez którą jest przekazywane ciepło do radiatora, a temperatura metalowego kapturka zależy od konstrukcji obudowy i nie pozwala wyciągnąć wniosków na temat temperatury złącza.

W każdym razie eksperymenty z tranzystorami w typowej obudowie TO-220 pozwolą ci wstępnie określić parametry radiatorów, które potem będą współpracować z tranzystorami w innych obudowach.

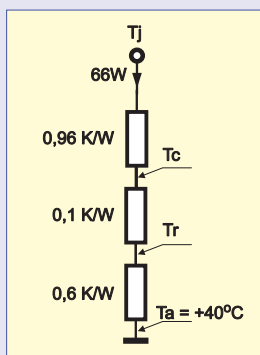


Podam ci tu z grubsza ogólną zasadę sprawdzenia, czy przy mocach do 20...30W radiator nie jest za mały. Czy dla większych mocy jest podobnie? Jak rozkładają się temperatury? Jeśli chcesz to sprawdzić, przeprowadź obliczenia i uzupełnij rysunki 67...69. Sytuacje z rysunków 67...69 są trochę sztuczne, bo za każdym razem rezystancja radiatora jest tak dobrana, by przy danej mocy strat temperatura złącza nie przekroczyła +150°C. A radiator o rezystancji 0,6K/W to potężny kawał aluminiowej kształtki. W każdym razie sam widzisz, że przy zastosowaniu smaru silikonowego temperatura obudowy i radiatora różni się niewiele, bo tylko o kilka stopni. Zapamiętaj, że temperatura wkładki radiatorowej jest niższa od temperatury złącza o mniej więcej

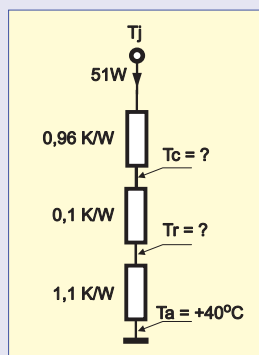
$$\Delta T_{jc} = P \times R_{thjc}$$

Teraz masz już sporo wiedzy o zależnościach cieplnych. Na razie jest to wiedza czysto teoretyczna. A ty chcesz być praktykiem. Zbuduj więc układ z rysunku 70 lub podobny z tranzystorem T1 w obudowie TO-220 lub TO-218 (SOT-93), o jak największej katalogowej mocy P_{tot} . Przy przepływie prądu przez tranzystor będzie się w nim wydzielać moc

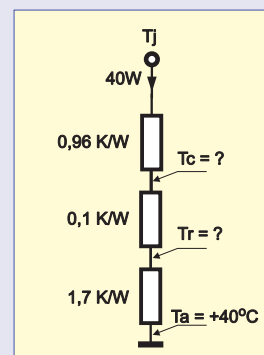
$$P = U_T \times I_C$$



rys. 67.



rys. 68.



rys. 69.

Moc tę możesz regulować potencjometrem P1. Przy pierwszym włączeniu zamiast bezpiecznika należy włączyć żarówkę 12V 10...60W i ustawić potencjometr P1 na minimum prądu. Dopiero po takim sprawdzeniu można zamienić żarówkę na bezpiecznik.

Podczas późniejszych pomiarów w najprostszym przypadku możesz mierzyć tylko napięcie na szeregowym rezystorze 0,1Ω. Zakładając, że napięcie akumulatora nie zmienia się i jest równe 12V (zmiierz), moc strat wydzielana w tranzystorze (pomijając straty w rezystorze R1) będzie wynosić

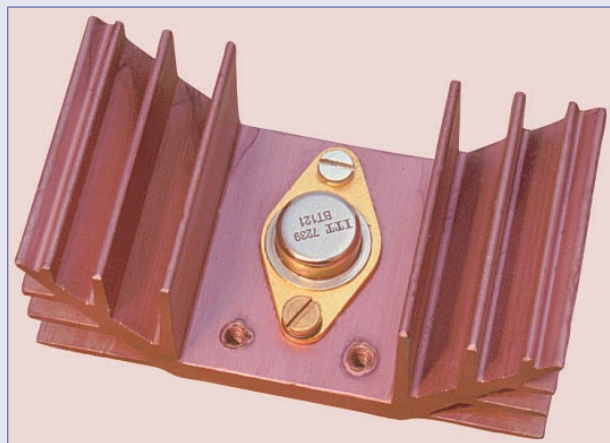
$$P[W] = 120 \times U_1 [V]$$

Weź kilka radiatorów poczynszyszy od kawałeczka blachy aluminiowej (np. 4 x 4cm) do sporego radiatora z aluminiowego fabrycznego profilu i kolejno sprawdź „metodą kropli”, jaką moc możesz stracić z poszczególnymi radiatorami. Nie przekrocz tylko dopuszczalnego prądu tranzystora mocy. A przy mocy traconej większej niż 30W nie zapomnij o rezystancji R_{thjc} , która na przykład dla tranzystorów mocy BD249/250, BDV64/65 wynosi 1K/W, dla BDW93/94 – 1,56K/W, dla BD905...BD912 – 1,4K/W, BD243/244 – 1,9K/W, a dla starych krajowych BD280...286 aż

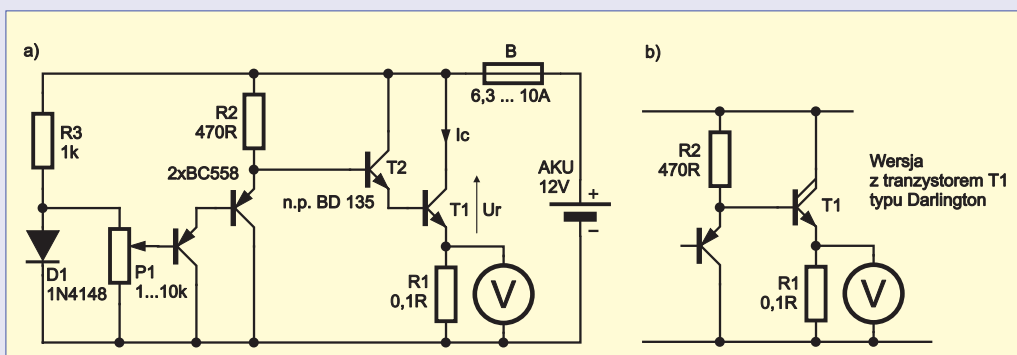
3,5K/W. Temperatura złącza będzie większa od temperatury obudowy o

$$\Delta T = P \times R_{thjc}$$

Jak widzisz jest to bardzo prosty sposób oszacowania rezystancji termicznej radiatora. Pamiętaj jednak, że jest to sposób, powiedzmy „oszczędny”. Może się serdecznie zdziwisz, jak małe będą radiatorzy potrzebne do rozproszenia mocy 5...10W przy temperaturze obudowy wynoszącej +100...+120°C. W praktyce nie stosuj jednak aż tak małych radiatorów. Pamiętaj, że próby przeprowadzasz na wolnym powietrzu, a potem radiator zamkniesz w obudowie, gdzie będą znacznie gorsze warunki chłodzenia. Poza tym obniżenie temperatury złącza poniżej +150°C jeszcze bardziej zwiększy niezawodność urządzenia. W miarę możliwości stosuj znacznie większy radiator. Ale ze sposobu z kropelką wody nie rezygnuj. Przepró-



rys. 70.

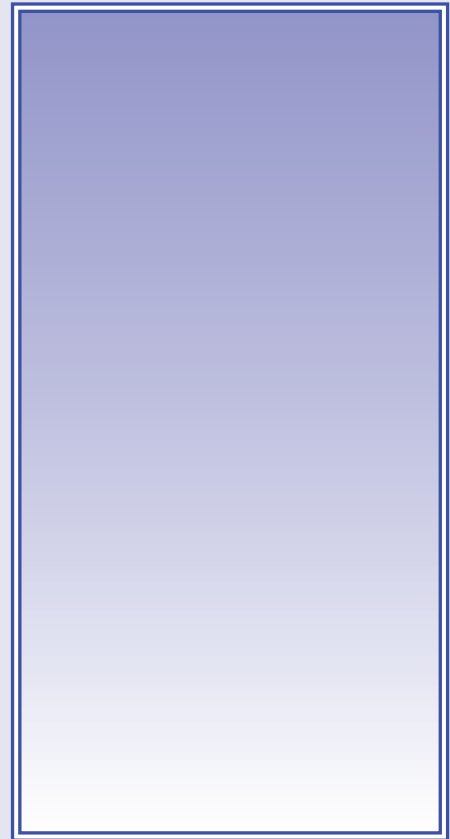


wadź próby, bo pozwoli ci to nabyć doświadczenia, byś potem potrafił dobrać odpowiedni radiator bez żadnych prób i eksperymentów.

Na koniec zafundowałem ci małą powtórkę i konkurs. A jeśli zechcesz, po-

wrócimy jeszcze do tematu radiatorów na łamach EdW. Napisz do mnie w tej sprawie.

Piotr Górecki



Najpierw wydawało ci się, że znając maksymalne napięcie U_{CE0} i maksymalny prąd kolektora I_{Cmax} obliczysz „moc tranzystora” jako $U_{CE0} \times I_{Cmax}$.

Okazało się to nieprawdą. Dla każdego tranzystora podaje się w katalogu maksymalną moc strat P_{tot} , która jest znacznie mniejsza niż iloczyn $U_{CE0} \times I_{Cmax}$.

Potem już byłeś przekonany, że podawana w katalogu moc P_{tot} to moc, jaką możesz obciążyć tranzystor w każdych warunkach.

Dla małych tranzystorów małej mocy jest to nawet zbliżone do prawdy (o ile otoczenie ma temperaturę nie przekraczającą $+30...+40^{\circ}\text{C}$), ale dla tranzystorów o mocy strat większej niż 1W koniecznie trzeba uwzględnić dodatkowe czynniki. Przy bliższym zbadaniu sprawy okazało się, że w grę wchodzi zjawisko tak zwanego drugiego przebiecia, które ogranicza zakres pracy przy dużych napięciach kolektora i znacznych prądach.

Przy jeszcze bliższym przyjrzeniu się problemowi najpoważniejszą barierą okazała się maksymalna temperatura złącza i skuteczność odprowadzania ciepła strat ze złącza do otoczenia. Wiąże się one nierozdzielnie z parametrem zwanym rezystancją termiczną.

W przypadku tranzystorów mocy sprawa dodatkowo się skomplikowała, bo całkowita rezystancja termiczna zależy od kilku czynników, a głównie od parametrów zastosowanego radiatora.

Ponieważ katalogowa moc strat P_{tot} tranzystorów mocy jest mierzona w warunkach laboratoryjnych przy niemal idealnym chłodzeniu, stało się jasne, że w praktycznym układzie w żaden sposób nie uda ci się „wydusić” z tranzystora mocy katalogowej mocy strat, bo potrzebny byłby idealny radiator.

Ostatecznie wyszło na to, że w realnych warunkach pracy tranzystor mocy może być obciążony mocą wynoszącą około połowy podanej w katalogu wartości P_{tot} , a i to wymaga zastosowania odpowiedniego radiatora.

Teraz już znasz całą niezbędną teorię i potrafisz obliczać także parametry termiczne. Do pełni szczęścia brakuje ci tylko informacji na temat rezystancji termicznej używanych w praktyce radiatorów. Wartości rezystancji termicznej radiatorów znajdziesz w katalogach dobrych firm wysyłkowych. Możesz także z grubsza oszacować rezystancję termiczną mniejszych radiatorów prostą metodą z kropelką wody.



Tranzystory dla początkujących

Modele, modele

W poprzednich odcinkach zapoznałem cię szeroko z bardzo ważnymi w praktyce parametrami tranzystora, związanymi z jego mocą strat i temperaturami. Już niedługo zajmiemy się kolejnymi zagadnieniami związanymi z tranzystorem. Zapoznasz się z podstawowymi, można powiedzieć - klasycznymi, układami pracy tranzystora w obwodach prądu zmiennego.

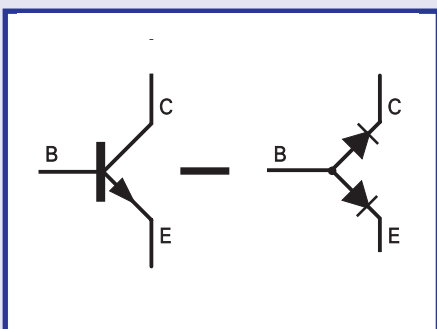
W jednym z poprzednich odcinków przedstawiłem ci podstawowe zasady pracy tranzystora w roli przełącznika. Tak się (dziwnie) składa, że wraz z postępem techniki i technologii, w ogóle coraz rzadziej stosujemy pojedyncze tranzystory, a jeśli już stosujemy, to zwykle właśnie w roli elementów przełączających, a nie w roli wzmacniaczy sygnałów zmiennych. Natomiast do wzmacniania sygnałów zmiennych najczęściej stosujemy wzmacniacze operacyjne lub specjalizowane scalone przedwzmacniacze i

wzmacniacze mocy audio. Niemniej jednak w podręcznikach szkolnych nadal poświęca się dużo miejsca i uwagi właśnie podstawowym układom pracy tranzystora i co tu ukrywać - większość uczniów ma tego serdecznie dosyć. Niechęć ta jest nawet uzasadniona, bo w praktyce nikt dziś nie projektuje układu wzmacniacza ze wspólną bazą, a co najwyżej jakiś prościutki wzmacniacz w układzie wspólnego emitera lub jeszcze prostszy bufor w układzie wspólnego kolektora. I właśnie w takich sytuacjach i ty

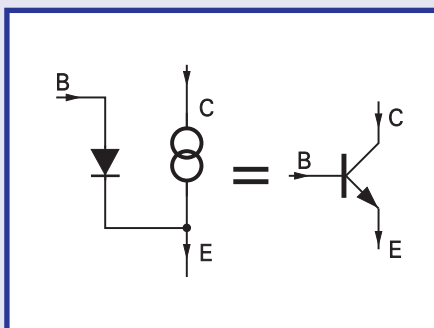
być może będziesz musiał skorzystać z pewnych informacji podawanych w katalogu. Choć więc generalnie nie będziesz wykorzystywał książkowej wiedzy na temat podstawowych wzmacniaczy przebiegów zmiennych, jednak nie wypada, byś nie znał i nie rozumiał głównych układów pracy tranzystora. Dlatego przynajmniej jeden odcinek będzie poświęcony jednotranzystorowym wzmacniaczom ze wspólnym kolektorem, wspólnym emiterem i wspólną bazą.

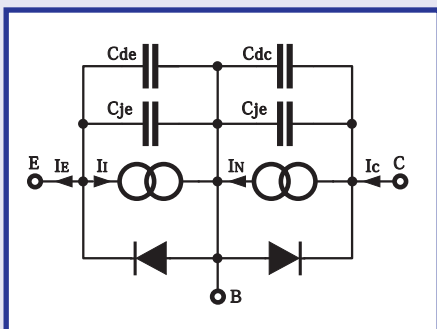
Ale wcześniej muszę cię wprowadzić do pewnego bardzo ważnego zagadnienia. Dlatego w tym odcinku będziemy trochę teoretyzować. Zapoznam cię w niezbędnym zakresie z modelem fizycznym tranzystora a za miesiąc zapoznam cię jeszcze z czwórnikami. Dopiero to otworzy ci drogę do zrozumienia parametrów i sposobów opisu spotykanych w katalogach i podręcznikach - a wierz mi, to bywa potrzebne nawet w praktyce hobbysty. Zaciśnij więc zęby i zapoznaj się z tym materiałem, bo musisz to przynajmniej z grubsza rozumieć, o ile tylko naprawdę chcesz być prawdziwym elek-

Rys. 1 Najprostszy model tranzystora



Rys. 2 Model ze źródłem prądowym





Rys. 3 Model Ebersa-Molla

tronikiem. I obiecuję ci, że przedstawię tu niezbędne minimum - informacje naprawdę konieczne do zrozumienia i uporządkowania wielu zagadnień poruszanych w podręcznikach i katalogach.

W następnym numerze znów króciutko przypomnimy sobie pojęcie „czarnej skrzynki”. Ale najpierw powrócimy do bardzo uproszczonego modelu tranzystora.

Modele tranzystora

Dowiedziałeś się już (może nawet zmierzyłeś omomierzem), że tranzystor bipolarny to jakby połączenie dwóch diod, jak widać na rysunku 1. Ale tranzystor to coś więcej niż dwie diody. Swego czasu do znudzenia tłumaczyłem ci pojęcie źródła prądowego i w końcu doszliśmy do wniosku, że działanie tranzystora z grubsza odpowiada działaniu wymaganego układu, pokazanego na rysunku 2. To właśnie jest bardzo prosty, ale jakże przydatny model tranzystora.

Proste? Ale czy to już wszystko?

Właśnie! Nie tak prędko! Bo czy na przykład nasz tranzystor wzmacnia jednokrotnie napięcia stałe, przebiegi zmienne małej częstotliwości i przebiegi w.cz? Na razie nie wiemy, ale chyba nie... Przecież analizując działanie tranzystora dotychczas rozpatrywaliśmy tylko działanie dla prądów stałych.

Jakiś czas temu tłumaczyłem ci, że gdybyśmy chcieli bardzo dokładnie opisać zachowanie i wszystkie parametry rzeczywistych układów (w tym szczególnie tranzystorów), to musielibyśmy uwzględnić całą masę różnych czynników, z których prawdę mówiąc, niektóre rzeczywiście mają znaczny wpływ, ale inne dają o sobie znać w bardzo małym stopniu. Nie masz chyba wątpliwości, że w praktyce pomijamy te mało znaczące czynniki, upraszczamy zagadnienie i szukamy sposobów na jak najprostsze przedstawienie działania układu. Przyjmujemy uproszczone modele. Takimi modelami są „czysta” rezystancja, „czysta” pojemność, „czysta” indukcyjność, idealne źródło prądowe czy napięciowe i z ich pomocą utworzyliśmy bar-

dzo uproszczony model tranzystora z rysunku 2.

Ten model pokazuje nam z grubsza, jak zachowuje się tranzystor. W tym modelu kluczowymi parametrami są: wzmacnienie prądowe (stosunek prądu kolektora do prądu bazy), które oznaczyliśmy β oraz napięcie przewodzenia złącza baza-emiter. To rozumiesz dobrze.

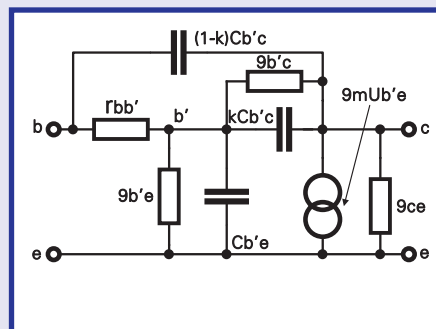
Ale niestety, tranzystor to bardzo kapryśne zwierzę. Nie zdziwisz się więc, że to monstrum, które znajdziesz na rysunku 3 to bardziej precyzyjny model tranzystora. Jest to tak zwany model Ebersa-Molla (od nazwisk uczonych, którzy go zaproponowali). Na tym modelu znajdziesz dwie znajome „diody” z rysunku 1 oraz źródło prądowe z rysunku 2. Po chwili zastanowienia uznasz, że rzeczywiście wszystko pasuje, bo spolaryzowaną zaporowo „diodę kolektorową” na rysunku 2 pominęto. Może trochę zaniepokoi cię drugie źródło prądowe między bazą a emiterem, ale zapewne te dwa źródła można zastąpić jednym pokazanym na rysunku 2. Także zaznaczone pojemności nie wzbudzą wątpliwości - na pewno w dość skomplikowanym tworze, jakim jest tranzystor, występują jakieś pojemności.

Czy mając taki model i opisujące go równania, wiemy już wszystko o tranzystorze?

Niestety nie! W głębokiej tajemnicy mogę ci zdradzić, że nawet ten dość złożony model z rysunku 3 (wraz z opisującymi go równaniami matematycznymi) też nie przedstawia całusieńkiej prawdy o tranzystorze. Na przykład w programach komputerowych stosowany jest ulepszony model, zwany modelem Gummela-Poona, ale i on nie jest doskonały.

Co prawda znamy fundamentalne prawa fizyki, na których opiera się działanie tranzystora i znamy też równania matematyczne dokładnie opisujące działanie tranzystora, ale są to (uwaga!) *nieliniowe równania drugiego rzędu z pochodnymi cząstkowymi, które nie mają ogólnego rozwiązania, a po ich linearyzacji rozwiązania mają bardzo złożoną postać szeregów nieskończonych*. Niewesoła historia!

Właśnie dlatego koniecznością jest stosowanie modeli uproszczonych. Na ile uproszczonych? To oczywiście zależy już od dokładności wyników obliczeń, jakie chcemy uzyskać oraz od warunków pracy tranzystora. Jeśli chcemy sprawdzić, czy tranzystor nie jest uszkodzony, to wykorzystujemy model z rysunku 1 i omomierzem sprawdzamy, czy między danymi dwó-



Rys. 4 Model hybryd II dla konfiguracji WE

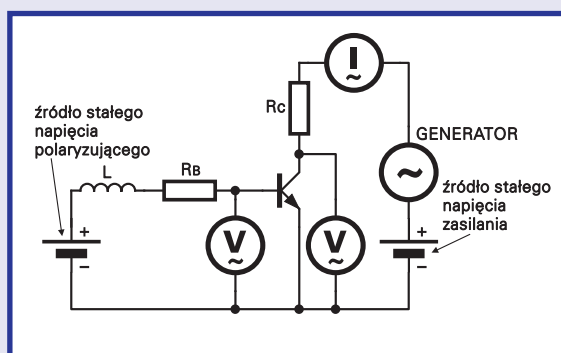
ma końcówkami płynie prąd, czy nie. Model z rysunku 2 okazał się przydatny przy obliczaniu prostych układów przełączających. Model z rysunku 3 i podobne są wykorzystywane w programach symulacji komputerowej.

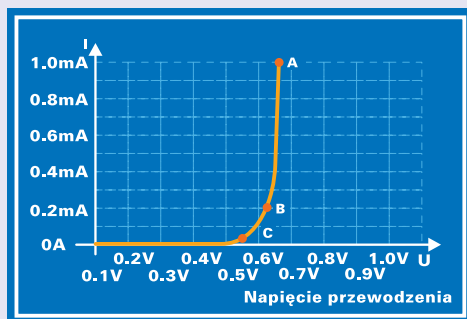
Wszystko jasne. A teraz mam dla Ciebie kolejną ważną sprawę. Ważną, a zupełnie nie rozumianą przez większość początkujących, którzy od początku są przerażeni stopniem trudności zagadnienia.

Spójrz na rysunek 4 przedstawiający... Co? No właśnie, według mądrych książek jest to „model hybryd II tranzystora dla konfiguracji WE”. I tu właśnie wielu początkujących popada w rozpacz: przecież taki model w niczym nie przypomina łatwego do intuicyjnego pojęcia modelu tranzystora z rysunków 1...3. Czarna rozpacz! Pół biedy, że model jest tak skomplikowany - najgorsze jest to, że nie ma tu żadnych diod, tylko rezystancje, konduktancje (odwrotność rezystancji), pojemności i źródło prądowe. Dlaczego tak jest? Gdzie się podziały diody? Właśnie ten brak diod wprowadza zamieszanie w umysłach początkujących. Głębokie (i słuszne) przekonanie, że w obwodzie baza-emiter występuje przecież dioda, a ściślej złącze półprzewodnikowe, nasuwa wniosek, że oto przekroczono granicę zdrowego rozsądku i wkroczone w dziedzinę elektronicznej czarnej magii.

A więc wobec modelu z rysunku 4 mamy dwa zarzuty: brak diod (złącz) i brak obwodów zasilania.

Rys. 5 Przykładowy układ pomiarowy parametrów zmiennopięradowych tranzystora





Rys. 6 Charakterystyka wejściowa tranzystora

Temat wcale nie jest taki trudny, jak mogłoby się wydawać na pierwszy rzut oka. Kluczem do jego zrozumienia jest jedno sformułowanie: o ile modele z rysunków 1...3 są ogólnymi (powiedzmy uniwersalnymi) modelami tranzystora, o tyle rysunek 4 pokazuje model dotyczący jedynie prądów zmiennych (ściślej sinusoidalnych o małych amplitudach i niezbyt wielkich częstotliwościach).

W samej rzeczy nie jest to - powiedzmy obrazowo - model „gołego” tranzystora. W tym wypadku model przedstawia zachowanie tranzystora odpowiednio zasilanego i spolaryzowanego. Właśnie dlatego, że jest to model słuszny tylko dla sygnałów zmiennych. Obwody zasilania i polaryzacji muszą wystąpić w każdym realnym wzmacniaczu, ale tu chodzi o model przedstawiający zachowanie tranzystora dla przebiegów zmiennych, więc obwody te po prostu pominięto. Ot i cała tajemnica!

Dla zakresu wielkich częstotliwości rzędu dziesiątek i setek megaherców wykorzystuje się jeszcze inny model tranzystora, słuszny oczywiście dla przebiegów o wysokiej częstotliwości, i także nie uwzględniający jakichkolwiek obwodów prądu stałego.

No właśnie, to trzeba wiedzieć: modele takie, jak na rysunku 4 (i modele czwórnikowe, o których opowiem ci w następnym odcinku) pokazują właściwości tranzystora spolaryzowanego, dla pewnego określonego punktu pracy i sterowanego małym sygnałem. Patrząc więc na model z rysunku 4 zawsze powinniśmy mieć świadomość, że w rzeczywistości dotyczy on tranzystora pracującego w układzie mniej więcej takim, jak na rysunku 5 (lub podobnym). Wyjaśniliśmy oto brak obwodów zasilania - trochę trudniej pójdzie z wyjaśnieniem braku diod (złącz). Słusznie podejrzewasz, że w modelu z rysunku 4 diodę zastąpiono rezystancją (ściślej konduktancją, co niczego nie zmienia). Czy wolno tak robić?

Musimy wrócić do charakterystyki diody, pokazanej na przykład na rysunku 6 skopiowanym z EdW 3/98. Jaką rezystancję ma dioda?

No jaką? Spróbuj samodzielnie odpowiedzieć na to pytanie!

Masz rację! W zasadzie mówienie o jednej konkretnej rezystancji diody nie ma sensu. Rezystancję słusznie możemy określić jako stosunek napięcia do prądu:

$$R = U / I$$

Na podstawie rysunku 6 możesz przybliżeniu obliczyć rezystancję diody dla kilku punktów pracy (napięć i prądów), oznaczonych A, B, C.

$$\text{Dla A } R_A = 0,66\text{V} / 1\text{mA} = 660\Omega$$

$$\text{Dla B } R_B = 0,613\text{V} / 0,2\text{mA} = 3,065\text{k}\Omega$$

$$\text{Dla C } R_C = 0,55\text{V} / 0,01\text{mA} = 55\text{k}\Omega$$

Czyli rezystancja diody ogromnie zmienia się (zmniejsza) wraz ze wzrostem prądu. Nie można powiedzieć, że dana dioda ma jakąś jedną, konkretną rezystancję.

Ale teraz spójrzmy na zagadnienie z trochę innej strony. W EdW 4/98 wykazałem ci, że jeśli tranzystor ma wzmacniać sygnały zmiennie, to musi on być odpowiednio spolaryzowany. Inaczej mówiąc, między bazą a emiterem musi występować jakieś napięcie stałe (około 0,6V), które wywoła jakiś niewielki stały prąd bazy. Dopiero na takie polaryzujące napięcie stałe zostaje nałożone **niewielkie** napięcie zmienne, co oznacza niewielką modulację prądu bazy. Rysunek 7 pokazuje w powiększeniu kawałek charakterystyki z rysunku 6. Przypuśćmy, że obwód polaryzacji dostarcza prądu 0,2mA i napięcie baza-emiter U_{BE} wynosi 0,613V.

Teraz bardzo uważaj - jeśli na stałe napięcie polaryzujące zostanie nałożony niewielki przebieg zmienny (na rysunku 7 jest to przebieg o amplitudzie 10mV), to chwilowy punkt pracy diody (złącza) będzie oscylował pomiędzy punktami B2 i B1. Zauważ, że przy tak małych zmianach napięcia między bazą a emiterem dla uproszczenia możemy śmiało przyjąć, że ten wykorzystywany kawałek charakterystyki jest linią prostą. A jeśli linią prostą, to znaczy że układ się zachowuje tak, jakby tam była rezystancja (bo właśnie rezystancja daje na wykresie linię prostą). Co z tego wynika?

Przy ustaleniu spoczynkowego punktu pracy tranzystora w punkcie oznaczonym B i przy niewielkim sygnale, w uproszczonym modelu rzeczywistości możemy pominąć diodę i potraktować ją jako rezystancję i zamiast modelu z diodą z rysunku 2, możemy

więc narysować prostszy model z rezystancją, cały czas pamiętając, że dotyczy to jednego jedynego punktu pracy i małych sygnałów zmiennych (w naszym przypadku dotyczy prądu bazy równego 0,2mA i odpowiadającego mu β -razy większemu prądowi kolektora). Taki model znajdziesz na rysunku 8.

Czy to zrozumiałeś?

Jeśli tak to świetnie, jeśli nie, czytaj dalej, a potem powróć do ostatniego fragmentu jeszcze raz.

Najpierw ważne pytanie: czy wartość tej zastępczej rezystancji jest obliczona wcześniej „rezystancja” diody dla punktu B (około 3k Ω)

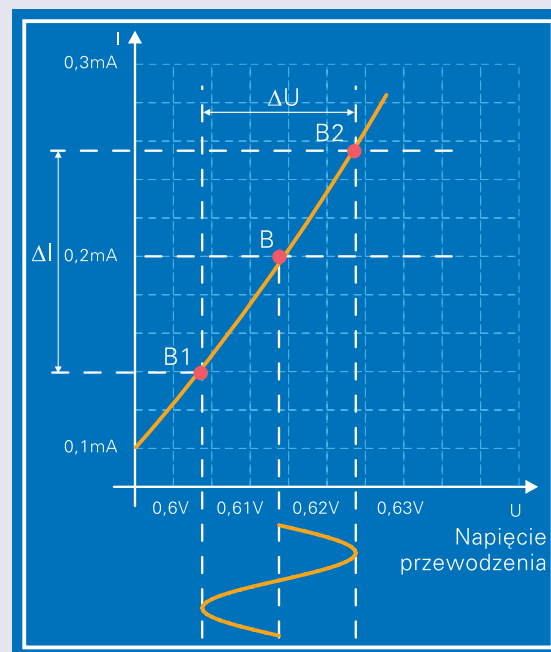
I ten temat musisz bardzo dobrze rozumieć, dlatego na rysunku 9 narysowałem ci analogiczne wykresy dla kilku rezystorów. Sprawa jest jasna: wartość rezystancji jest nieodłącznie związana z (uwaga!) nachyleniem prostej na wykresie. Czy nachylenie prostoliniowego kawałka charakterystyki z rysunku 7 wskazuje na rezystancję obliczoną wcześniej dla punktu B?

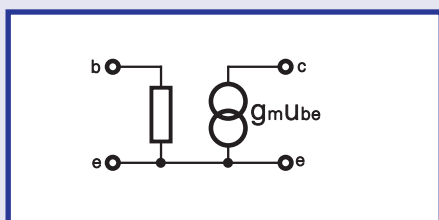
Niestety nie!

Zauważ, że wszystkie linie na rysunku 9 przechodzą przez początek układu współrzędnych. Natomiast gdybyś przedłużył prostoliniowy odcinek charakterystyki z rysunku 7, to uzyskana linia na pewno nie przejdzie przez początek układu (punkt 0V, 0A). Jak to rozumieć?

Wychodzi na to, że mamy do czynienia z dwoma rezystancjami: jedną obliczoną poprzednio (stosunek napięcia i prądu), drugą wynikającą z nachylenia odcinka charakterystyki.

Rys. 7 Fragment charakterystyki wejściowej





Rys.8 Najprostszy zmiennoprądowy model tranzystora

Pierwszą z nich nazywamy rezystancją statyczną. Tu nie ma wątpliwości. Jest to stosunek napięcia stałego do prądu stałego.

Druga to rezystancja dynamiczna. Dynamiczna, bo dotyczy sygnału zmiennego. Jeśli w szkole uczyłeś się o pochodnych, to masz tu praktyczny przykład ich zastosowania. Jeśli się nie uczyłeś lub już zapomniałeś, pokażę ci to w sposób uproszczony. Nieprzypadkowo na rysunku 7 zaznaczyłem punkty B1 i B2. Zauważ, że przy zmianie napięcia o ΔU (20mV), prąd zmienia się o ΔI (około 0,115mA). Mamy tu przyrosty (zmiany) napięcia i prądu, ale nic nie stoi na przeszkodzie, by zastosować do nich wzór na rezystancję.

Napiszemy:

$$\Delta U / \Delta I =$$

no właśnie, równa się czemu? Równa się rezystancji dynamicznej, inaczej różnicowej, a nawet różniczkowej. Żeby ją odróżnić od poprzednio obliczanej rezystancji statycznej, oznaczamy ją małą literą r , nie dużą R . Zapamiętaj tę umowę - często dla uniknięcia niejasności i pomyłek, wielkości dotyczące przebiegów zmiennych oznaczamy małymi literami, a dotyczące stałych napięć, prądów, rezystancji, itp. - dużymi literami.

Możesz bez większego trudu obliczyć, że wartość rezystancji dynamicznej r w punkcie A z rysunków 6 i 7 wynosi około

$r = 20\text{mV} / 0,115\text{mA} = 174\Omega$, co znacznie różni się od poprzednio obliczonej dla tego punktu rezystancji statycznej R , wynoszącej około $3\text{k}\Omega$. Tu na marginesie wyjaśnienie: dla elementów liniowych (np. rezystora), rezystancja dynamiczna i

statyczna są równe. Rozróżniamy je tylko w przypadku elementów nieliniowych. A potem mówimy, że rezystancja widziana dla prądu stałego wynosi X omów, a rezystancja widziana dla prądu zmiennego wynosi Y omów. Przyzwyczaj się do takich sformułowań, bo jeszcze się z nimi spotkasz.

Teraz już chyba rozumiesz, dlaczego w modelu dotyczącym małych przebiegów zmiennych można zamiast diody narysować rezystor - spolaryzowana jakimś prądem dioda (złącze) dla małych napięć zmiennych stanowi jakąś konkretną rezystancję. Jeśli przebieg zmienny będzie znacznie większy, nie powinniśmy stosować uproszczeń, zakładając że charakterystyka jest liniowa. Wtedy musimy uwzględnić krzywą charakterystyki wejściowej i do ewentualnych wzorów podstawiać wyrażenie matematyczne opisujące naszą krzywą charakterystykę. Oczywiście koszmarne skomplikowałoby to obliczenia, więc nawet się do tego nie dotkniemy. W praktyce praca ze zbyt dużym sygnałem wejściowym oznacza po prostu pojawienie się na wyjściu zniekształconego sygnału (tu widzisz, dlaczego takie zniekształcenia nazywa się nieliniowymi - bo wynikają z nieliniowości charakterystyki wzmacniacza). Uff, to już prawie koniec!

Być może jednak umknęła twojej uwagi jeszcze jedna pozorną trudność, wprowadzająca w błąd początkujących: jeśli mówimy o prądach zmiennych, to dlaczego na schemacie zastąpimy nadal rysujemy źródło prądowe? Przecież kiedyś tłumaczyłem ci, że jest to źródło prądu stałego i prawdopodobnie głęboko utrwaliłeś sobie podane przeze mnie jego wyobrażenie.

Mam nadzieję, że nie sprawi ci kłopotu wyobrażenie „zmiennego” źródła prądowego. Niewiele tu nowego - w takim źródle prąd okresowo zmienia wartość i kierunek. Przemyśl więc teraz tę sprawę i przyzwyczaj się do myśli, że zmiennoprądowe źródła prądowe są tak samo naturalne i potrzebne w naszych teoretycznych rozważaniach, jak źródła stałoprądowe. Oczywiście w modelu z rysunku 4 oraz 8 występuje zmiennoprądowe źródło prądowe.

Na sam koniec jeszcze jedno zagadnienie. Nie pomijaj tego materiału, na pewno powinieneś o tym wiedzieć.

Parę słów o tym, jak z lekkostrawnego modelu pokazanego na rysunku 8 robi się model z rysunku 4.

Model z rysunku 2 oraz 8 sugeruje, że działanie tranzystora jest bez-

nadziejnie proste i że prąd kolektora zależy jedynie od prądu bazy (napięcia baza-emiter). Już ci mówiłem, że tranzystor to kapryśne zwierzę. Nie będę cię tu katował rozważaniami na temat wstrzykiwania nośników, modulacji szerokości bazy czy zmian pojemności dyfuzyjnej i złączonej pod wpływem zmian napięcia kolektora.

W każdym razie w bardziej precyzyjnym modelu źródło prądowe nie jest idealne, a ponadto występują nikomu niepotrzebne i wręcz szkodliwe pojemności oraz szkodliwa rezystancja obszaru bazy, a na dodatek to co dzieje się na wyjściu (zmiany napięcia kolektora) w zauważalnym stopniu wpływa na obwody wejściowe (czyli występuje swego rodzaju wewnętrzne sprzężenie zwrotne z wyjścia na wejście).

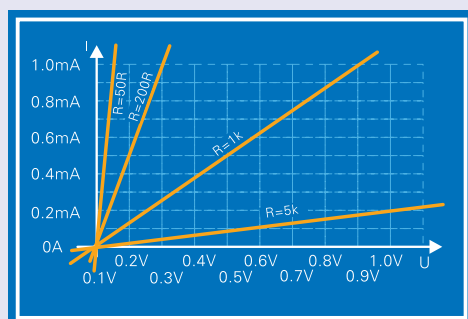
I właśnie poszczególne elementy na rysunku 4 reprezentują te niepożądane zjawiska. Widzisz, jak ktoś to wszystko sprytnie wykombinował?

Przy okazji analizy rysunku 4 - w obliczeniach teoretycznych bardzo często dla wygody zamiast rezystancją R lub r posługujemy się konduktancją G lub g , czyli przewodnością, która jak wiesz jest odwrotnością rezystancji. Może ci się to wyda dziwne i myślisz, że to utrudnienie. Jednak przy różnorodnych dość skomplikowanych obliczeniach jest to nawet pewne ułatwienie. I nie myśl, że ta konduktancja (i później admitancja) to coś potwornie trudnego do intuicyjnego pojęcia - po pewnym czasie także ty byś się przyzwyczaił i jednako dobrze rozumiał czy wyczuwał sens rezystancji i konduktancji. Dlatego nie przejmuj się tym że na rysunkach znajdziesz zarówno rezystancje (dynamiczne) r , jak i konduktancje (i transkonduktancje) g . Powiem więcej - na tym poziomie rozważań, na którym jesteśmy, nic się nie stanie, jeśli nawet pomylisz konduktancję z rezystancją. A sprawa wspomnianej transkonduktancji (oznaczonej g_m) wyjdzie nam w całym swym blasku, gdy będziemy analizować działanie tranzystorów polowych.

Mógłbym ci jeszcze zasygnalizować lub nawet wyjaśnić kilka dalszych zagadnień związanych z omówionymi modelami tranzystora, ale przecież ustaliliśmy, że nie jest to systematyczny kurs teoretyczny, tylko mam ci nakreślić ogólny obraz, byś rozumiał z grubsza, o co chodzi w katalogu. Dlatego ten odcinek kończymy, a w następnym odcinku powrócimy do czarnej skrzynki i porozmawiamy o czwórnikach, modelu zaciskowym i wreszcie wyciągniemy praktyczne wnioski ze zdobytej wiedzy.

Piotr Górecki

Rys.9 Charakterystyki różnych rezystorów





W dzisiejszym odcinku jeszcze raz przypomnę pojęcie czarnej skrzynki, zajmiemy się bowiem parametrami macierzowymi h , budzącymi grozę wielu początkujących. Ten odcinek pozwoli zrozumieć sens parametrów h i ich praktyczną przydatność. Wspólnie wysnujemy też ważne wnioski dotyczące obliczeń teoretycznych.

Ostatnio tłumaczyłem ci, że tranzystor, choć ma tylko trzy nóżki, jest tworem bardzo kapryśnym i wcale nie jest łatwo precyzyjnie opisać jego właściwości. Na twoje i moje szczęście, w praktyce zazwyczaj nie ma potrzeby wnikać we wszystkie szczegóły. Chyba się ze mną zgodzisz, że gdybyśmy musieli od początku analizować wspomniany w poprzednim odcinku model Ebersa-Molla lub jakiś inny, jeszcze bardziej skomplikowany, to na pewno odeszłaby nam ochota na zajmowanie się elektroniką.

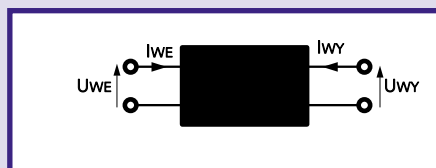
Dlatego jeśli to konieczne, zamiast jakichś koszmarnych obliczeń z wykorzystaniem wyższej matematyki (które zresztą przeprowadza każdy program komputerowej symulacji), przyjmujemy modele prostsze, czasem nawet bardzo uproszczone. Takie uproszczone modele pozwalają przeprowadzić obliczenia ze stosunkowo niewielkim błędem. Chyba nie muszę cię przekonywać, że można narysować wiele różnych modeli, które w lepszym lub gorszym stopniu będą przedstawiać działanie tranzystora. Jednym z takich modeli jest model czwórnikowy. Zajmiemy się nim, i to nie tylko ze względu na program szkolny, ale przede wszystkim po to, żebyś się nie bał parametrów podawanych w katalogach i rozumiał ich sens.

Zaczynamy.

Czarna skrzynka

W mądrych książkach często używa się pojęcia czarnej skrzynki. "Czarna skrzynka" to jakiś układ spełniający określone funkcje. W środku "czarnej skrzynki" może być zamknięty na przykład chrapaszcz, układ elektroniczny albo grupa sprytnych krasnoludków. A może coś jeszcze innego... Czarna skrzynka na pewno ma wejście i wyjście. Podajemy coś na wejście, a coś pojawia się na wyjściu. Oczywiście w naszym "elektronicznym" przypadku to coś, to sygnały elektryczne podawane na wejście oraz uzyskiwane na wyjściu. Mamy więc napięcie wejściowe – oznaczamy je U_{we} , napięcie wyjściowe – U_{wy} , oraz ewentualnie prądy: wejściowy I_{we} i wyjściowy I_{wy} . Ilustrację znajdziesz na rysunku 1.

Niech we wnętrzu czarnej skrzynki cichutko siedzi tranzystor, ale nie "goły", tylko z obwodami polaryzującymi – czyli właściwie wzmacniacz tranzystorowy. Może to wyglądać jak na rysunku 2a, 2b lub 2c. W poprzednim odcinku tłumaczyłem sprawę



Rys. 1 Czarna skrzynka

różnych modeli tranzystora. Teraz podejmiemy do sprawy jeszcze inaczej. Nie będziemy wnikać w szczegóły budowy i właściwości tranzystora, tylko potraktujemy go jako czarną skrzynkę, która pełni funkcję wzmacniacza i (uwaga!) będą nas interesować jedynie napięcia i prądy wejściowe oraz wyjściowe oraz zależności nimi rządzące.

Oto prościutki przykład. Mamy czarną skrzynkę, dla której opis działania jest beznadziejnie prosty:

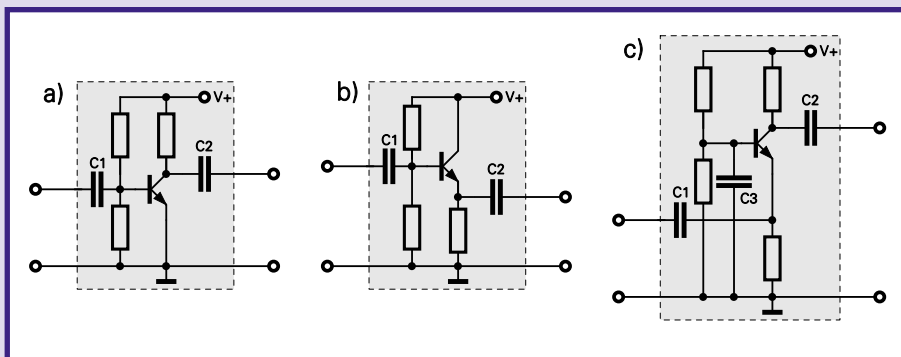
$$U_{wy} = 10 \times U_{we}$$

Przecież to nic innego, jak wzmacniacz (napięciowy) o wzmacnieniu równym 10. Proste jak... obręcz!

Właśnie! Wiesz już, że jeśli w czarnej skrzynce cicho siedzi wzmacniacz tranzystorowy, to musimy liczyć się z nieliniowością charakterystyki i jeśli zniekształcenia sygnału mają być małe, to przetwarzane sygnały też muszą być małe – chodzi o to, by pracować na niewielkim odcinku charakterystyki, który w przybliżeniu można uznać za prostoliniowy (porównaj rysunki 6 i 7 w EdW 11/98). Tylko w przypadku małych sygnałów możemy uważać, że (w danym punkcie pracy) tranzystorowy wzmacniacz pracuje liniowo.

Ściślej biorąc, powinniśmy zapisać:

$$u_{wy} = 10 \times u_{we}$$



Rys. 2 Przykładowe czarne skrzynki

gdzie małe literki u oraz i wskazują, iż chodzi o sygnały zmienne (domyślnie – o małej amplitudzie).

Dociekliwi czytelnicy zauważą ponadto, że tak podany wzór nie charakteryzuje wszystkich kluczowych parametrów czarnej skrzynki, a w rzeczywistości – wzmacniacza tranzystorowego. Nie wiadomo na przykład, co tam „siedzi na wejściu”, czyli jaka tam występuje oporność, a tym samym jakie prądy płyną na wejściu i na wyjściu. Wiemy, że układ wzmacnia napięcie, ale co z prądami?

Trzeba więc dodać dalsze istotne informacje. Po pierwsze podać, jakiej konfiguracji układowej (rys. 2a, 2b czy 2c) oraz jakiego punktu pracy dotyczą parametry – zwykle wystarczy podać wartość (stałego) prądu pracy kolektora, ewentualnie napięcie stałe kolektor – emiter. Napięcia i prądy zmienne będą występować niejako na tle tego prądu i napięcia stałego. Po drugie trzeba jakoś wyrazić występujące oporności.

Czy nasz układ ma oporność wejściową (dla przebiegów zmiennych) nieskończenie wielką? Wtedy prąd wejściowy byłby równy zeru. Ale przecież oporność wejściowa nie musi być, i wcale nie jest, aż tak duża. Już teraz zapamiętaj, że generalnie oporność wejściowa tranzystora bipolarnego jest raczej mała. I to jest poważna wada, z

którą można i trzeba walczyć. Jak? To już inna historia.

A wyjście? Na rysunkach 1 i 2 zaciski wyjściowe nie są podłączone. W rzeczywistości do wyjścia dołączona jest zawsze jakaś oporność obciążenia (np. opór wejściowy następnego stopnia).

Patrząc na rysunek 3 zapomnij na jakiś czas o układach z rysunku 2, o obwodach polaryzacji i o prądach stałych (problem zasilania też pomijamy – możesz sobie wyobrazić, że bateria zasilająca znajduje się wewnątrz czarnej skrzynki). Teraz interesuje nas tylko, jak nasza czarna skrzynka zachowuje się przy podaniu na wejście małych napięć zmiennych. Jaki najprostszy model pokazywałby zachowanie naszego wzmacniacza tranzystorowego?

Czy na przykład czarna skrzynka, a właściwie układ tranzystorowy, ma nieograniczoną wydajność prądową? Raczej nie. Jeśli wyjście ma ograniczoną wydajność prądową, to zapewne można to potraktować jako istnienie wewnętrznej rezystancji wyjściowej. Możemy więc przedstawić naszą skrzynkę w postaci czwornika jak na rysunku 3a lub pamiętając, że obwód kolektorowy zachowuje się jak źródło prądowe raczej jak na rysunku 3b (oporność dołączona równolegle do źródła prądowego). Zauważ, że na rysunku 3a oznaczyłem występujące oporności nie literką R czy r (rezy-

stancja), tylko małą literką z , co pokazuje, że chodzi o oporność zespoloną – impedancję (dla przebiegów zmiennych). Nie jest jakaś przeszkoda w rozważaniach – pomatu zbliżamy się w ten sposób do zapisu, jaki znasz z książki.

A może, jeśli taki spo-

sób opisu czarnej skrzynki miałby być w miarę precyzyjny, trzeba jeszcze uwzględnić dodatkowe czynniki, na przykład coś takiego jak wpływ napięcia wyjściowego na właściwości wejścia (wewnętrzne sprzężenie zwrotne)?

W tranzystorze rzeczywiście występuje takie wewnętrzne sprzężenie zwrotne. Na rysunku 3c reprezentowane jest przez dodatkowe źródło napięcia umieszczone w obwodzie wejściowym. I oto mamy model czwornikowy tranzystora w pełnej krasie.

Zachowanie takiego czwornika można i trzeba jakoś opisać równaniami. I na pewno nie wystarczy jedynie podać wartość wzmocnienia. Wzory powinny uwzględniać pokazane oporności i sprzężenie zwrotne.

Jeśli przyjmijemy, że właściwości naszego tranzystora przedstawia model czwornikowy z rysunku 3c, to moglibyśmy napisać równania go opisujące. Mają one postać:

$$u_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2$$

$$u_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2$$

To są tak zwane równania impedancyjne. Nie musisz dobrze rozumieć ich sensu, zwróć tylko uwagę, że wszystko tu zgadza się z intuicją. Mianowicie z_{11} to niewątpliwie oporność (ściślej impedancja) wejściowa, z_{22} to oczywiście oporność (impedancja) wyjściowa. Parametr z_{21} niewątpliwie reprezentuje wzmocnienie, natomiast z_{12} reprezentuje wspomniane wewnętrzne sprzężenie zwrotne. Przemysł to dobrze! Wprowadzone właśnie parametry z świetnie zgadzają się z intuicją!

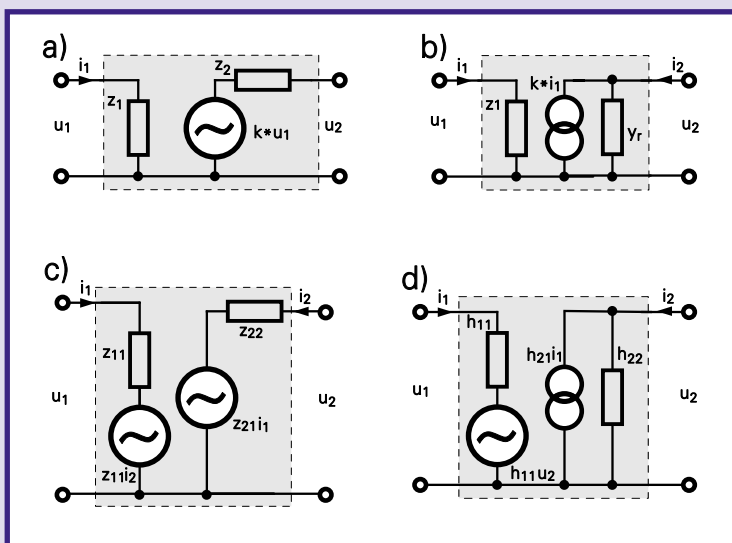
Nieco gorzej jest ze spotykanymi częściej tak zwanymi parametrami hybrydowymi tranzystora oznaczonymi h_{21} , h_{21e} , h_{21E} , h_{11b} , h_{12e} , h_{22} . Nie bój się ich! Nadmienię tylko, że literka h pochodzi od słowa hybryd (mieszany). Za chwilę się okaże, że owe h_{11} , h_{12} , h_{21} i h_{22} niosą dokładnie taką samą treść jak oswojone właśnie parametry z . Parametry h powiążemy z siecią (modelem) pokazaną na rysunku 3d. A oto stosowne równania:

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2$$

Może wyda ci się to dziwne, nieprzyjemne i zbyt skomplikowane. Jeśli uważasz, że to są skomplikowane zależności, to się grubo mylisz. Potrzebne wzory akurat nie są specjalnie skomplikowane i wcale nie trzeba znać rachunku macierzowego, by z nich skorzystać.

Porównaj te dwa równania z poprzednimi. Czy już widzisz, że h_{11} to właściwie z_{11} czyli impedancja wejściowa? Świetnie! Parametr h_{21} , podobnie jak z_{21} , reprezentuje wzmocnienie – tym razem prądowe. Podobnie jak z_{22} , również h_{22} ma ścisły związek z opornością wyjściową, czy też wydajnością prądową. Zauważ, że prąd wyjściowy i_2 to prąd wejściowy i_1 pomnożony przez współczynnik wzmocnienia prądowego h_{21} , ale zmieniony o wartość $h_{22}u_2$ (pod-



Rys. 3 Wzmacniacze z rysunku 2 w postaci czworników

powiem, że prąd ten jest pomniejszony, bo h_{22} może mieć i ma wartość ujemną).

Analogicznie jak z_{12} , także h_{12} reprezentuje wpływ napięcia wyjściowego na wejście. Nic więc dziwnego, że parametry te mają następujące nazwy:

h_{11} – rezystancja (ściślej impedancja) wejściowa przy zwarcu wyjścia,

h_{12} – współczynnik sprzężenia zwrotnego przy rozwartym wejściu,

h_{21} – współczynnik wzmocnienia prądowego przy zwartym wyjściu,

h_{22} – konduktancja (odwrotność rezystancji, a ściślej admitancja) wyjściowa przy rozwartym wejściu.

W zagranicznych katalogach spotyka się odmienne oznaczenia parametrów h .

h_{11} – hie input impedance (i – input – wejście),

h_{12} – hre reverse voltage ratio (r – reverse – wsteczny),

h_{21} – hfe small signal current gain (f – forward – w przód),

h_{22} – hoe output admittance (o – output – wyjście).

Czy jednak nie jest to dla ciebie strasznie obce i niezrozumiałe sformułowanie “przy zwartym wyjściu, rozwartym wejściu”? Jak na przykład można zmierzyć parametry tranzystora “przy zwarcu wyjścia”? Przecież zwarcie wyjścia uniemożliwi pracę tranzystora!

Bez sensu?

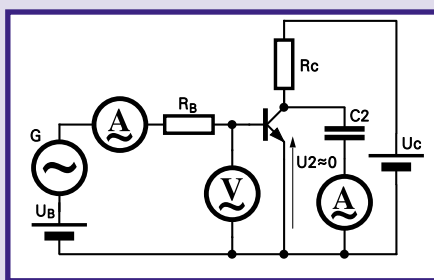
Hop, hop, nie tak prędko!

Pamiętaj, że rozważamy parametry dla prądu zmiennego. A więc jeśli nasz tranzystor będzie pracował w układzie z rysunku 2a, to wspomniane zwarcie zacisków wyjściowych dla przebiegów zmiennych zapewni kondensator C2 o odpowiednio dużej pojemności. Oporność (reaktancja) kondensatora o wielkiej pojemności będzie na tyle mała, że możemy ją potraktować jako zwarcie. Kondensator ten jednocześnie odetnie składową stałą, umożliwiając przepływ prądów stałych, właściwą polaryzację i pracę tranzystora. Przykładowe układy pomiarowe parametrów h znajdziesz na rysunku 4 oraz na rysunku 5 w EdW 11/98 str. 65. Proste?

Okazało się więc, że nie jest to takie straszne do zrozumienia.

Albo jeśli jeszcze mózg ci trochę pracuje zapytasz: a do czego mi są potrzebne te całe parametry h ?

Służę odpowiedzią. Teoretycznie ma to wyglądać tak: przypuśćmy, że musisz zaprojektować wzmacniacz tranzystorowy. Trzeba, żeby ten wzmacniacz miał określone wzmocnienie A, oporność wejściową R_{we} i oporność wyjściową R_{wy} . W katalogu tranzystorów znajdujesz wartości parametrów h , wybierasz układ pracy tranzystora (wg rysunku 2: ze wspólnym emiterem, wspólnym kolektorem, albo wspólną bazą), podstawiasz do nieskomplikowanych wzorów,



Rys. 4 Przykładowy układ pomiaru parametru h

przeliczasz, dobierasz napięcie zasilania. Na koniec wyliczasz wszystkie rezystancje ustalające stałoprądowy punkt pracy i oto obliczyłeś wszystkie elementy potrzebnego ci wzmacniacza. Zaprojektowałeś wzmacniacz.

Tak to wygląda w teorii i takimi zadaniami katują w szkole i na studiach. Natomiast w praktyce, owszem, przeprowadzamy pewne obliczenia, ale niewiele ma to związku z omawianymi właśnie parametrami h i modelem tranzystora z rysunku 3d.

Parametry h

Teraz już nie boisz się parametrów h . Z parametrem h_{11} nie masz problemu – jest to po prostu oporność (ściślej – impedancja) wejściowa. Nic nowego – omawialiśmy to już w poprzednim odcinku (porównaj rysunek 8 w EdW 11/98).

Sprawa wpływu wyjścia na wejście reprezentowana jest przez parametr h_{12} . Parametr ten należy uwzględnić w dokładniejszych obliczeniach, ale ponieważ sprzężenie to jest niewielkie, przy obliczeniach większości układów amatorskich można go po prostu pominąć (czyli wrócić do uproszczonego modelu z rysunku 3a i 3b).

Analogicznie, przy obliczaniu większości prostych układów tranzystorowych można pominąć parametr h_{22} . Nie można go pominąć tylko w tych nielicznych układach pracy, gdy w kolektorze umieszczone jest obciążenie o wyjątkowo dużej oporności. O tym za chwilę.

Nie powinien sprawić ci kłopotu parametr h_{21} – “współczynnik wzmocnienia prądowego przy zwartym wyjściu”. Współczynnik wzmocnienia prądowego natychmiast skojarzy ci się z parametrem β , który określiliśmy jako stosunek prądu kolektora do prądu bazy. I rzeczywiście jesteś niedaleko prawdy.

Ale to nie koniec

Zwróć uwagę, że najczęściej na końcu oznaczenia h_{21} umieszczona jest jeszcze literka e, c lub b. Jak się może domyślasz, parametry te dotyczą tranzystorowych wzmacniaczy małych napięć zmiennych, pracujących w konkretnej konfiguracji: wspólnego emitera, kolektora albo bazy. Czyli podstawowych układów z rysunków 2a (wspólny emiter –

OE), 2b (wspólny kolektor – OC) i 2c (wspólna baza – OB).

Ale to nadal nie koniec – w katalogach i książkach spotkasz też obok oznaczenia h_{21e} także oznaczenie h_{21c} . Duża litera E wskazuje nie tylko, że parametr dotyczy układu ze wspólnym emiterem, ale przede wszystkim informuje, że jest to wzmocnienie dla prądu stałego (w literaturze często zamiast h_{21E} spotkasz h_{FE} określane też jako DC current gain, czyli wzmocnienie dla prądu stałego).

Czy $h_{21e} = h_{21c} = h_{21b}$ i czy na przykład $h_{11e} = h_{11c} = h_{11b}$?

Czy β i h_{21e} to to samo? A może β to raczej h_{21E} ? A może zarówno β , h_{21e} i h_{21E} to jedno i to samo? Czy też $\beta = h_{21c}$? Jak myślisz?

Ściśle rzecz biorąc, nie jest to to samo. W katalogach znajdziesz tylko parametry h dla układu wspólnego emitera – OE. Wartości niektórych parametrów h dla układów OC i OB bardzo się różnią, niemniej można je, łatwo obliczyć, korzystając z wzorów, które znajdziesz w podręcznikach. Nie będę ci podawał tych wzorów. I ja i ty jesteśmy leniwi (prawda?), nie lubimy się nadmiernie męczyć i chcemy uprościć, co tylko się da.

I upraszczamy. Uważaj! Dla układów wspólnego kolektora i emitera rzeczywiście parametr h_{21c} oraz h_{21e} można w pierwszym przybliżeniu utożsamiać z β . Ale dla układu wspólnej bazy, h_{21b} ma wartość zbliżoną do jedności, wynosząc mniej więcej 0,95...0,999 (być może spotkałeś się kiedyś z parametrem zwanym $[\alpha]$ – alfa). Szczegółów nie będę ci tłumaczył. Jeśli do tej pory nadążałeś za mną, doskonale poradzisz sobie ze zrozumieniem właściwości wzmacniaczy w konfiguracji OE, OC i OB, których obszernie (i nudne jak na mój gust) opisy znajdziesz w podręcznikach.

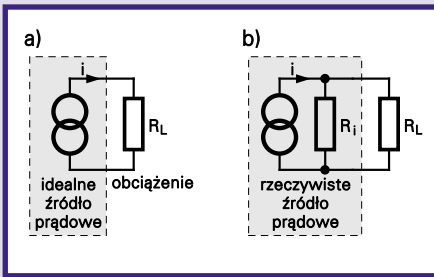
Zapamiętaj tylko, że choć parametry h_{12} , h_{22} (a wbrew pozorom także h_{11}) odgrywają mniejszą rolę i w amatorskiej praktyce często się je pomija, o tyle katalogowego parametru h_{21} lekceważyć nie można, bo głównie on decyduje o właściwościach wzmacniaczy tranzystorowych. Za chwilę zajmiemy się tym bliżej, a teraz parę uwag dla bardziej zaawansowanych.

Znaczenie h_{22} (dla zaawansowanych)

W niektórych zastosowaniach nie wolno pomijać znaczenia parametru h_{22} . Problem ilustruje rysunek 5.

W jednym z wcześniejszych odcinków tłumaczyłem ci, co to jest źródło prądowe. Dowiedziałeś się, że o wielkości sygnału napięciowego na takim źródle (na kolektorze tranzystora) decyduje głównie wartość oporności obciążenia – czym większa oporność obciążenia, tym większy sygnał wyjściowy. Zakładając, że obwód kolektorowy to idealne źródło prądowe (rys. 5a), można

Pierwsze kroki



Rys. 5 Obciążenie źródła prądowego

prosto obliczyć zmiany napięcia wyjściowego, jeśli zmiany prądu kolektora będą wynosić, powiedzmy $\Delta I = 1\text{mA}$

$$\Delta U = \Delta I \cdot R_L$$

Czym większa oporność obciążenia R_L , tym większy sygnał wyjściowy. Czy to jednak znaczy, że zwiększając oporność obciążenia (np. przez zwiększanie wartości rezystora w obwodzie kolektorowym lub zastosowanie obciążenia w postaci zewnętrznego źródła prądowego) można dowolnie zwiększać napięcie wyjściowe, a tym samym dowolnie zwiększać wzmocnienie wzmacniacza tranzystorowego? Niestety nie i to z kilku powodów.

Przede wszystkim obwód kolektora nie jest idealnym źródłem prądowym – sygnalizuje to rysunek 3b i 3d, gdzie niejako wewnątrz tranzystora, równolegle ze źródłem prądowym, włączona jest jakaś oporność. Oporność ta jest stosunkowo duża (bo jej odwrotność – przewodność (przewodność zespolona czyli admitancja h_{22} ma małą wartość). Ale jak by nie było, oporność ta jest jakimś wstępnym obciążeniem dla źródła prądowego. Dołączenie zewnętrznego obciążenia może tylko zmniejszyć całkowitą rezystancję obciążenia – porównaj rysunek 5b. Na pewno wypadkowa rezystancja obciążenia nie będzie nigdy mniejsza niż wewnętrzna rezystancja R_i .

Jeśli tak, to nawet stosując bardzo dużą oporność w kolektorze tranzystora, nie zwiększysz całkowitej oporności powyżej

$$R_{\max} = 1/h_{22}$$

Tym samym nie możesz uzyskać dowolnie dużego napięcia na wyjściu.

Generalny wniosek są następujące:

- nie można traktować obwodu kolektorowego tranzystora jako idealnego źródła prądowego,

- o wartości maksymalnego wzmocnienia napięciowego wzmacniacza tranzystorowego zdecyduje nie wartość wzmocnienia prądowego h_{21} , tylko h_{22} .

Nadążasz? Na rysunku 5b zaznaczyłem oporność (rezystancję) R_i dołączoną równolegle do źródła prądowego. Natomiast na rysunku 3b i 3d zaznaczone są nie tyle oporności, tylko przewodności (zespolone czyli admitancje – stąd literka y na rys 3b). Na tym poziomie rozważań nie ma to znaczenia, możesz traktować je wszystkie jako rezystancje. Zresztą te informacje nie są nie-

zbędne początkującym (którzy być może nadal nie bardzo rozumieją o co chodzi). Ale powinni o tym pamiętać wszyscy bardziej zaawansowani, którzy będą stosować tranzystory w roli źródeł prądowych, albo chcieliby umieścić w obwodzie kolektora nie rezystory, tylko źródła prądowe.

Mam pytanie: czy w twoich wzmacniaczach tranzystorowych oporność wyjściowa całego wzmacniacza rzeczywiście wyznaczona jest przez h_{22} ? Jeśli myślisz, że tak, to się grubo mylisz. Pamiętaj, że analizujemy działanie tranzystorów w teoretycznych układach pracy. Właśnie tak możemy śmiało nazwać "książkowe", podstawowe układy pracy OE, OC, OB z rysunku 2, a układy pomiarowe wyglądają podobnie jak na rysunku 4 oraz rysunku 5 w EdV 11/98. Ty w praktyce będziesz stosował wzmacniacze, gdzie w obwodzie kolektora umieszczony jest rezystor. Jaka będzie wtedy rezystancja wyjściowa (dla przebiegów zmiennych)?

Wróćmy do tej kwestii w jednym z następnych odcinków, a już teraz zapamiętaj, że oporność wyjściowa praktycznie jest równa rezystancji rezystora umieszczonego w obwodzie kolektora (bowiem oporność związana z parametrem h_{22} ma bardzo dużą wartość i niewiele zmienia). A teraz wracamy do parametru h_{21} .

h_{21}

To jak jest z używanym do tej pory, nieprecyzyjnym parametrem oznaczanym β ? Czy do praktycznych obliczeń potrzebne są dokładne wartości h_{21e} i h_{21E} z katalogu?

Tabela 1

h_{FE} - DC Current Gain $I_C = 2\text{mA}$ $V_{CE} = 5\text{V}$

	min.	Typ.	max.
BC107	110	230	450
BC107 Gr. A	110	180	220
BC107 Gr. B	200	290	450
BC108	110	350	800
BC108 Gr. A	110	180	220
BC108 Gr. B	200	290	450
BC108 Gr. C	420	520	800
BC109	200	350	800
BC109 Gr. B	200	290	450
BC109 Gr. C	420	520	800

h_{fe} Small Signal Current Gain $I_C = 2\text{mA}$

$f = 1\text{ kHz}$ $V_{CE} = 5\text{V}$

	Typ.
BC107	250
BC107 Gr. A	190
BC107 Gr. B	300
BC108	370
BC108 Gr. A	190
BC108 Gr. B	300
BC108 Gr. C	500
BC109	370
BC109 Gr. B	300
BC109 Gr. C	550

Zajmijmy się tym bliżej. Tabela 1 zawiera katalogowe dane tranzystorów BC107...109.

Z porównania danych z tabeli wynikają dwa główne wnioski. Po pierwsze, dla tranzystorów tego samego typu, nawet z tej samej grupy trzeba liczyć się ze znacznym rozrzutem wartości wzmocnienia prądowego pomiędzy poszczególnymi egzemplarzami. Po drugie, wzmocnienie dla prądu stałego (DC Current Gain czyli h_{21E}) nie jest dokładnie równe wzmocnieniu dla małych przebiegów zmiennych (h_{21e}).

Idźmy jeszcze krok dalej. Rysunek 6 pokazuje zależność wzmocnienia stałoprądowego (czyli h_{21E}) od prądu kolektora dla tranzystorów BC546...BC548. Ze względu na rozrzut między egzemplarzami, oś pionowa wyskalowana jest w procentach, a nie w wartościach wzmocnienia. Wyraźnie widać, że wzmocnienie maleje przy bardzo małych oraz stosunkowo dużych prądach kolektora. Pokrewne dane dotyczące tranzystorów BC546...548 zawarte są w tabeli 2

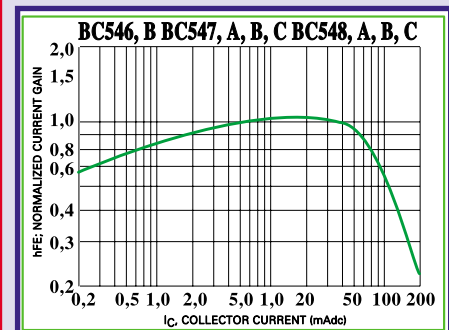
Tabela 2

Wzmocnienie stałoprądowe tranzystorów BC546...548 ($U_{CE} = 5\text{V}$)

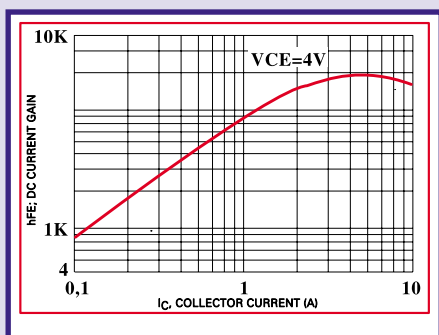
I_C	tranzystor	min.	typ.	max.
10mA	547A/548A		90	
10mA	546B/547B/548B		150	
10mA	548C		270	
2mA	546	100		450
2mA	547/548	110		800
2mA	547A/548A	110	180	220
2mA	546B/547B/548B	200	290	450
2mA	547B/548C	420	520	800
100mA	547A/548A		120	
100mA	546B/547B/548B		180	
100mA	548C		300	

Jeszcze inaczej jest w przypadku tranzystora mocy (w układzie Darlingtona) typu BDV65 – pokazuje to rysunek 7 (Jeśli nie wiesz jeszcze, co to jest ten „Darlington”, nie przejmuj się. Czytaj dalej i wyciągaj wnioski. A do „Darlingtona” jeszcze wrócimy).

Mało tego! Rysunek 8 pokazuje podobną zależność wzmocnienia w funkcji prądu kolektora, ale dla trzech różnych temperatur i dla dwóch napięć ko-



Rys. 6 Zależność wzmocnienia od prądu kolektora



Rys. 7 Zależność wzmacnienia od prądu tranzystora BDV65

lektora. Wykres dotyczy dość popularnego tranzystora 2N5400/5401.

A i to nie koniec! Rysunek 9 przedstawia zależność wzmocnienia od częstotliwości tranzystora mocy (Darlingtona) typu 2N6040...6045. Jak widać, wzmocnienie szybko spada ze wzrostem częstotliwości. Na szczęście tak małe pasmo mają tylko (i to nie wszystkie) tranzystory Darlingtona. Pojedyncze tranzystory małej i dużej mocy mają pasmo znacznie szersze.

Przeanalizuj przedstawione informacje. I co? Czy katalog pozwoli określić wzmocnienie danego tranzystora? Wszystko wskazuje, że nie! Może trzeba je po prostu zmierzyć?

Nie myśl jednak, że rozwiążesz problem mając multimetr cyfrowy z funkcją pomiaru wzmocnienia tranzystorów. Co zmierzysz? Zmierzysz wzmocnienie stałoprądowe przy nieznanym prądzie kolektora. A w twoim układzie tranzystor będzie pracował przy innym prądzie kolektora... I wzmocnienie stałoprądowe (nie mówiąc o zmiennoprądowym) będzie inne. A temperatura, częstotliwość?

Popadasz pomału w rozpacz? Czyżby miało się okazać, że cała wiedza o parametrach hybrydowych zda się psu na budę, bo "często pomijamy h_{11} , h_{12} , h_{22} ", a z kolei wartość h_{21} jest niewiadoma ze względu na koszmarnie duży rozrzut parametrów pomiędzy egzemplarzami oraz ze względu na zależność od prądu kolektora, temperatury i częstotliwości pracy?

Aż tak źle nie jest!

Na pewno możesz zmierzyć parametry konkretnego egzemplarza w warunkach, w jakich będzie pracował. Ale w praktyce coś takiego robimy bardzo rzadko

No to jaką wartość wzmocnienia prądowego masz wziąć do ewentualnych obliczeń?

Uważaj! Doszliśmy do bardzo ważnych wniosków praktycznych:

Po pierwsze do poważnych obliczeń projektowych trzeba wziąć spodziewane parametry najgorszego egzemplarza. A do obliczeń mniej poważnych? Niestety, tak samo! Nawet gdy zmierzysz wzmocnienie konkretnego egzemplarza dla przewidywanych warunków pracy. Bo co wtedy, gdy tranzystor się zepsuje i ktoś go wymieni na jakikolwiek egzemplarz tego samego typu?

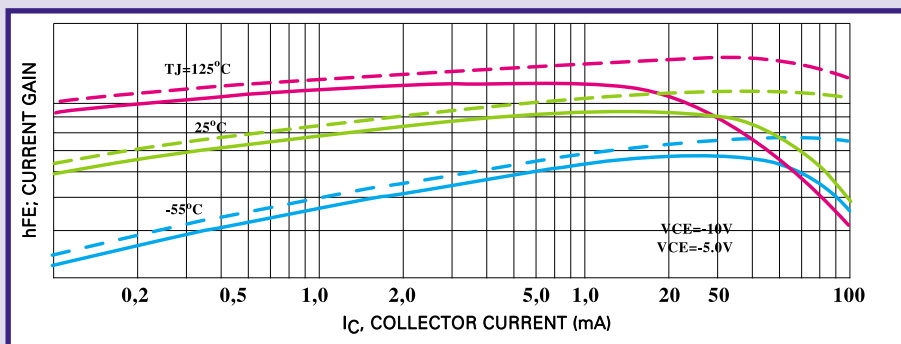
W katalogu szukaj więc tylko wskazówek, jakie może być wzmocnienie minimalne związane z rozrzutem, prądem kolektora czy częstotliwością.

Po drugie, tranzystory trzeba wykorzystywać w taki sposób, żeby nieuniknione rozrzuty ich parametrów nie wpływały na działanie układu. Jak? Stosując układy pracy nieco inne, niż te podstawowe, "książkowe", pokazane na rysunku 2. Sprawę tę omówimy w jednym z następnych odcinków. A już teraz ci powiem, że zawsze warto stosować tranzystory o jak największej wartości wzmocnienia prądowego. I to wszystko!

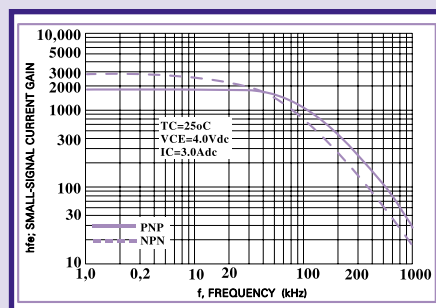
Podsumowanie

Jeśli tak, to po co ta cała zabawa z czarnymi skrzynkami, modelami, itd.? Komu potrzebne były teoretyczne rozważania?

Nie denerwuj się! Tłumaczę ci tu łopatologicznie bardzo ważną, i w sumie dość prostą sprawę: chcesz przecież zostać konstruktorem i projektować układy, a przynajmniej zrozumieć działanie tranzystora. Okazało się, że ten nasz tranzystor to paskudny twór, i wcale nie tak łatwo opisać precyzyjnie jego parametry, by potem przeprowadzić dokładne obliczenia projektowe. Żeby dokład-



Rys. 8 Zależność wzmacnienia od prądu i temperatury dla tranzystorów 2N5400/5401



Rys. 9 Wzmocnienie „Darlingtona” w funkcji częstotliwości

dnie opisać jego działanie należałoby posługiwać się dość złożonym modelem, co najmniej takim jak na rysunku 3 z poprzedniego odcinka lub jeszcze bardziej skomplikowanym.

Uważasz, że dwa odcinki poświęcone modelom tranzystora to dużo? Jeśli tak, to zajrzyj do podręczników ze szkoły średniej, albo lepiej akademickich, a przekonasz się, ile tam poświęcono miejsca temu tematowi, a także jak katuje się uczniów i studentów, każąc im przeprowadzać obliczenia opierające się na arbitralnie przyjętych (żeby nie powiedzieć - wyspanych z palca) wartościach parametrów h.

Nie miej pretensji do mnie, bo to nie z mojej winy okazało się, że przeciętny konstruktor-amator (i nie tylko amator) nie przeprowadza obliczeń z wykorzystaniem parametrów h. Przedstawiony materiał ma ci jedynie rozszerzyć horyzonty i pomóc wyciągnąć pewne wnioski.

Teraz nie będziesz się bał katalogowych parametrów h . Z grubsza wiesz, jaki sens ma każdy z nich. Okazało się to wszystko łatwe do zrozumienia. Jeśli więc będziesz chciał przeprowadzać teoretyczne obliczenia, skorzystasz z katalogowych parametrów h , związanych z rysunkiem 3b i odpowiednich wzorów (których ci tu nie podałem, a które straszą w licznych podręcznikach). Ale mnie w to nie mieszaj! Ja w następnych odcinkach zajmę się praktycznymi sposobami obliczeń prostych wzmacniaczy tranzystorowych, a do tego będzie potrzebna tylko szacunkowa wartość wzmocnienia prądowego.

Piotr Górecki

[illegible]



W poprzednich odcinkach przedstawiłem model tranzystora. Od pewnego czasu krążymy wokół tematu, którego nie sposób ominąć. Musisz dobrze zapoznać się z właściwościami tranzystora pracującego w układach wspólnego kolektora, wspólnego emitera i wspólnej bazy. Teraz masz wszelkie informacje, które sprawią, że takie zapoznanie wcale nie będzie bolesne, a może nawet być przyjemne. Dla rozgrzewki pod lupę weźmiemy najpierw "prosty" układ ze wspólnym kolektorem.

Od razu przygotuj sobie EdW 11/98, bo będziesz korzystał z zamieszczonych tam rysunków.

Wspólny kolektor – OC

Literki OC w śródtytułach to międzynarodowy skrót oznaczający właśnie wspólny kolektor; w krajowej literaturze spotkasz często skrót WK. Przykład realizacji układu ze wspólnym kolektorem znajdziesz na **rysunku 1**. W przykładach, które omawiałem wcześniej sygnał wyjściowy zawsze występował na kolektorze. Teraz kolektor podłączony jest wprost do szyny zasilania, a wyjściem jest emiter. Nic nie szkodzi - podstawowa zasada działania układu OC jest beznadziejnie prosta: jak pamiętasz, złącze baza-emiter możesz traktować jak najzwyklejszą diodę. W czasie normalnej pracy na tej "diodzie" wy-

stępuje spadek napięcia wynoszący około 0,6V. I to jest kluczowa informacja o układzie OC.

Przeanalizujmy wspólnie układ z **rysunku 2a**. Zaznaczyłem ci na nim wszystkie ważne napięcia i prądy stałe. Przyjmijmy dla ułatwienia, że wzmocnienie prądowe tranzystora, czyli β wynosi 100, a napięcie U_{BE} jest równe 0,6V.

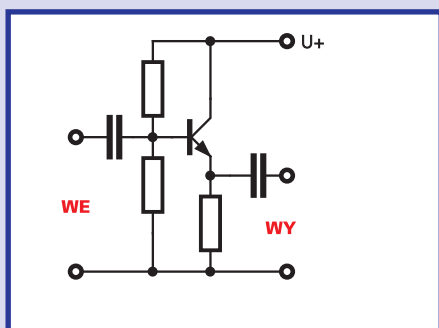
Od czego zacząć? Obowiązkowo od obwodu bazy, a dokładnie - napięcia bazy. Napięcie na bazie jest praktycznie równe napięciu baterii B1. W rzeczywistości jest mniejsze o niewielki spadek napięcia na rezystorze R_B . Na razie pomірmy ten szczegół - niech napięcie bazy wynosi +6V. Tranzystor jest otwarty, płynie prąd w obwodzie kolektor-emiter. Jaki prąd? Wartość tego prądu wyznaczona jest przez rezystancję R_E (270 omów) i napięcie na tej rezystancji (5,4V). Napięcie to, U_E , jest równe napięciu bazy pomniejszonemu o napięcie baza-emiter U_{BE} .

A co się stanie, jeśli napięcie na bazie się zwiększy? Napięcie na emiterze też się zwiększy. Nie masz chyba wątpliwości, że napięcie wyjściowe (na emiterze) podąża za zmianami napięcia bazy, będąc cały czas niższe o około 0,6V.

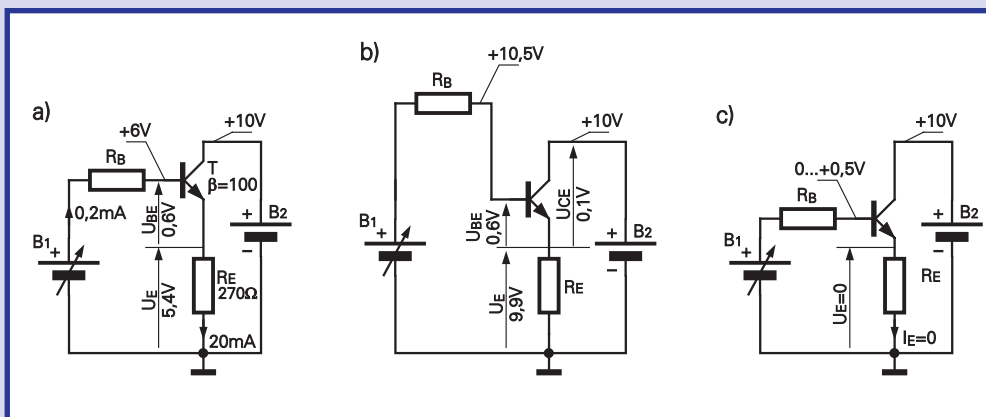
Rozpatrzmy pewne przypadki szczególne dla prądów stałych. Gdy napięcie na bazie będzie równe napięciu kolektora (dodatniemu napięciu zasilania), wtedy napięcie na emiterze będzie o te około 0,6V niższe. A co wtedy, gdy napięcie bazy jeszcze trochę wzrośnie, powiedzmy pół wolta powyżej napięcia zasilania? Nie możliwe? Wprost przeciwnie, taka sytuacja czasami się zdarza. Co wtedy? Popatrz na **rysunek 2b**. Nie zapominaj, że napięcie nasycenia tranzystora (U_{CEsat}) przy niewielkich prądach wynosi kilkanaście czy kilkadziesiąt miliwoltów - tym samym podwyższając napięcie bazy powyżej napięcia kolektora możesz uzyskać na emiterze napięcie wyjściowe różniące się od napięcia kolektora tylko o te miliwolt. Dokładnie przeanalizuj rysunek 2b i zapamiętaj wnioski.

A gdyby napięcie baterii B1 było znacznie wyższe niż napięcie kolektora?

Wtedy prąd będzie płynął z baterii B1 przez rezystor R_B . Jeśli wartość R_B będzie niewielka, to bateria B1 będzie nie tylko zasilać nasz wzmacniacz tranzystorowy, ale nawet ładować baterię B2. Nie jest to groźne dla tranzystora, dopóki nie jest przekroczony maksymalny katalogowy prąd bazy I_{Bmax} .



Rys. 1



Rys. 2

A co będzie, gdy napięcie bazy będzie wynosić 0...0,5V? Sytuację ilustruje rysunek 2c. Dla napięć z tego zakresu tranzystor będzie praktycznie zatkany i napięcie wyjściowe będzie równe zeru. A dlaczego tylko od zera do 0,5V, a nie 0,6V? Porównaj rysunek 6 w EdW 11/98 str. 66 i przekonaj się, że znaczący prąd bazy pojawi się dla napięć U_{BE} większych od 0,5V. Kwestia 0,5 czy 0,6V to mniej ważne szczegóły - nie musisz się w nie wgłębiać.

Ogólnie wszystko jest jasne i proste. Wzmacniacz OC wprowadzi nie wzmacnia napięcia, ale wzmacnia prąd. Zwróć uwagę, że napięcie na obciążeniu podąża za napięciem wejściowym (będąc od niego o 0,6V mniejsze), a co najważniejsze - prąd bazy, obciążający źródło sygnału jest β -krotnie mniejszy od prądu obciążenia (ściślej $\beta+1$ -krotnie, ale to nie ma w praktyce absolutnie żadnego znaczenia). Ponieważ w układzie wspólnego kolektora napięcie na wyjściu powtarza zmiany napięcia wejściowego (wtóruje mu), jest on bardzo często nazywany **wtórnikami**. Żeby było śmieszniej - **wtórnikami emiterowym**.

Zapamiętaj: wtórnik emiterowy to wzmacniacz tranzystorowy w układzie OC.

Stałoprądowy wzmacniacz OC jest bardzo często wykorzystywany w roli bufora - w wielu wypadkach obciążenia nie można podłączyć wprost do jakiegoś punktu w układzie, a zastosowanie bufora w postaci jednego tranzystora rozwią-

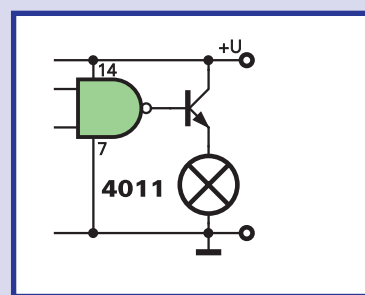
zuje problem. Przykład takiego zastosowania pokazany jest na rysunku 3. Zwróć uwagę, że nie ma tu potrzeby stosowania rezystora R_B .

Idziemy dalej.

Rysunki 2 i 3 dotyczą napięć i prądów stałych. A jakie będą właściwości układu OC dla przebiegów zmiennych?

W analizie układu z rysunku 1 pomoże **rysunek 4**. Nie jest to jakiś inny wtórnik - nadal tranzystor spolaryzowany jest napięciem stałym i płyną stałe prądy bazy oraz emitera. I na te stałe prądy i napięcia nałożone są przebiegi zmiennne. Stałe napięcie polaryzujące na bazie tranzystora z rysunku 4a wynosi 6,6V i na to napięcie nałożony jest przebieg sinusoidalny o wartości międzyszczytowej równej 4V. Przebiegi na bazie, emiterze i na wyjściu pokazane są na rysunku 4b. Porównanie przebiegów U_i , U_o (które są praktycznie jednakowe) rodzi pytanie, po co taki wzmacniacz, który nie wzmacnia?

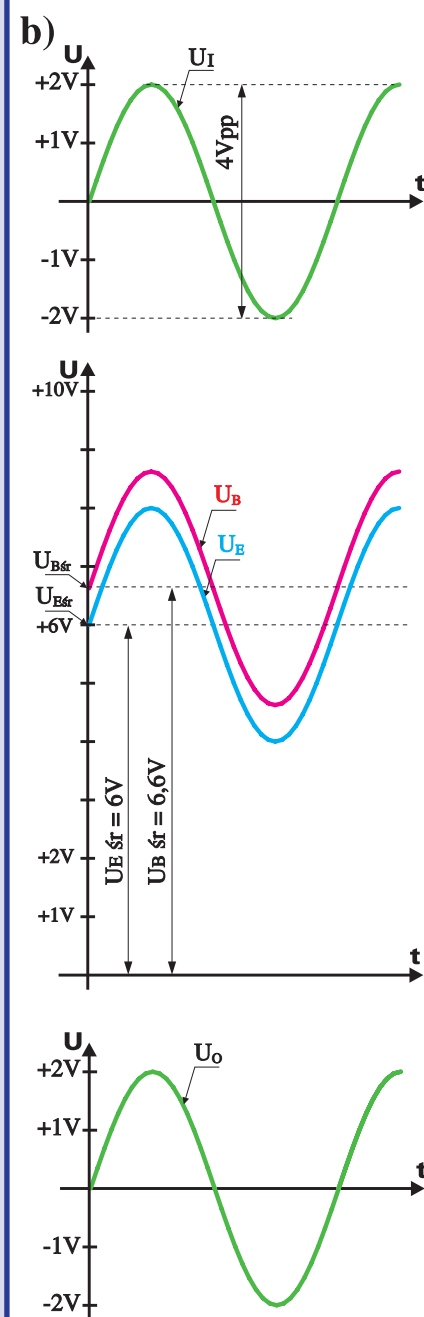
Wbrew pozorom, taki wzmacniacz jest bardzo potrzebny i często stosowany. Zapewne się już domyślasz, że chodzi o wzmacnienie prądu. Musisz to dobrze zrozumieć, dlatego pomęcę cię trochę i przeanalizujemy sprawę oporności wejściowej i wyjściowej. Popatrz na **rysunek 5**. Niech nasze źródło sygnału - generator - o jakimś napięciu U_G ma oporność wewnętrzną R_G , powiedzmy 1k Ω . Gdybyśmy bezpośrednio dołączyli do niego oporność obciążenia R_L równą 600 Ω , napięcie w punkcie X spadłoby o ponad 60% (do 37,5% U_G). Gdy jednak podłączymy obciążenie równe na przykład 10k Ω , napięcie to spadnie tylko o niecałe 10% (do ok. 91% U_G). Popatrz uważnie na rysunek 4. Chcielibyśmy, żeby oporność wejściowa naszego wtórnika (dla prądów zmiennych) była jak największa. Zapewne już gdzieś czytałeś, że to właśnie układ ze wspólnym kolektorem stosowany jest w przypadkach, gdy do źródła sygnału mającego znaczny opór wewnętrzny trzeba podłączyć obciążenie o małej oporności. Przekonałeś się, że w obwodach



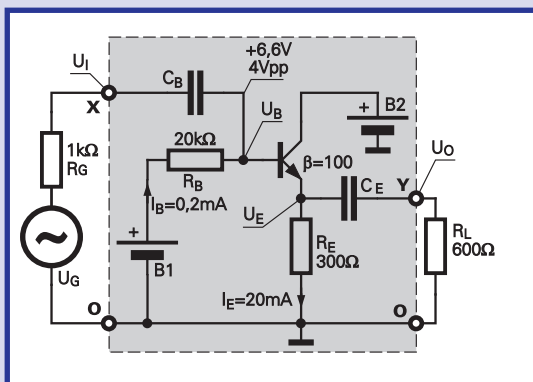
Rys. 3

prądu stałego to rzeczywiście działa. Zbadajmy teraz, jaka jest oporność wejściowa i wyjściowa wtórnika emiterowego dla przebiegów zmiennych.

Oporność wejściowa to stosunek (zmiennego) napięcia wejściowego do

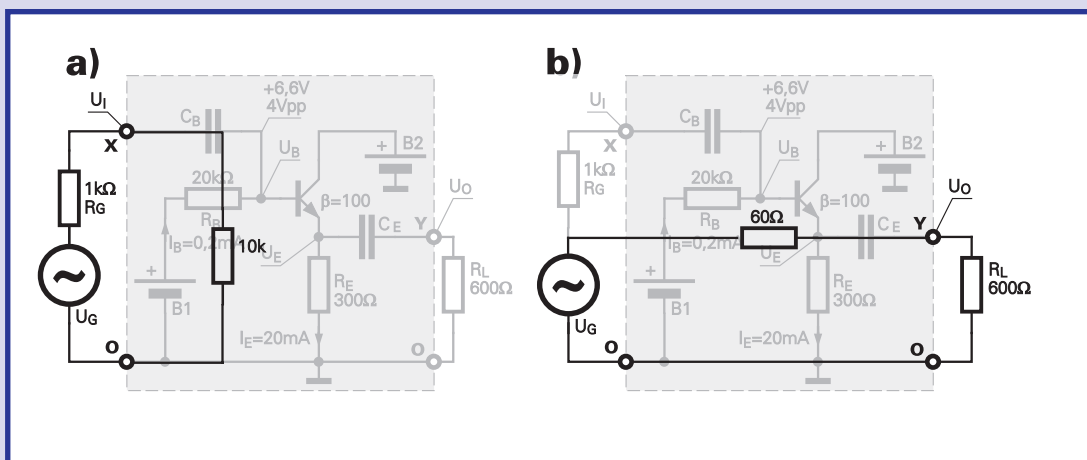


Rys. 4b



Rys. 4a

(zmiennego) prądu wejściowego. W układzie z **rysunków 4 i 5** mamy napięcie wejściowe (w punkcie X) o wartości 4Vpp, musimy obliczyć jakie są zmiany prądu wejściowego. Na razie przeanalizujemy jak zachowuje się sam tranzystor, bez wejściowych obwodów polaryzacji i bez obciążenia rezystancją R_L . Załóżmy, że tranzystor ma wzmacnienie prądowe (β) równe 100. W warunkach pokazanych na



Rys. 6

rysunku 4 przy średnim napięciu stałym emitera równym +6V przez rezystor R_E (300Ω) płynie średni prąd 20mA, więc średni prąd bazy wynosi 0,2mA. Chwilowe napięcie i prąd emitera zmieniają się w takt sygnału: w "dolinach" spadają do wartości 4V, 13,3(3)mA, a w szczytach wzrastają do 8V, 22,6(6)mA.

Odpowiednio zmienia się też prąd bazy – oscyluje on między wartościami 0,13(3)...0,26(6)mA mając średnią wartość równą 0,2mA. Czyli przy zmianach napięcia wejściowego o 4V, prąd bazy zmienia się tylko o

$$\Delta I = 0,26(6) - 0,13(3) = 0,13(3)\text{mA}.$$

A więc rezystancja wejściowa naszego tranzystora z rysunku 4 wynosi:

$$R_{we} = 4V / 0,13(3)\text{mA} = 30k\Omega$$

Aż 30kΩ, czyli 100-krotnie więcej niż wynosi rezystancja R_E . Czy te 100-krotnie to przypadek? Nie!

Sprawdź dla jakiegokolwiek wartości wzmacnienia (β), że także dla przebiegów zmiennych oporność wejściowa wtórnika będzie β -krotnie większa niż oporność emiterowa.

Ale to nie koniec. Czy rzeczywiście tranzystorowy wzmacniacz z rysunku 4 ma dla przebiegów zmiennych rezystancję wejściową równą 30kΩ?

Nie i to z dwóch powodów.

Po pierwsze pominęliśmy oporność obciążenia R_L . Dołączenie obciążenia spowoduje, że dla prądów zmiennych wypadkowa oporność rezystancji między emiterem a masą będzie równa równoległemu połączeniu R_E i R_L (zakładamy, że C_E ma bardzo dużą pojemność). Przy war-

tościach podanych na rysunku 4 obciążenie dla przebiegów zmiennych będzie równe 200Ω. Już z tego powodu oporność wejściowa dla prądów zmiennych, widziana od strony bazy wyniesie nie 30kΩ tylko $200\Omega \times 100 = 20k\Omega$.

Ale to nie koniec. Dotychczasowe rozważania nadal nie uwzględniają rezystancji R_B . Tymczasem rezystancja ta też jest obciążeniem dla generatora G. Bateria B1 ma oporność wewnętrzną równą lub bliską zero, a więc dla prądów zmiennych stanowi zwarcie, podobnie jak kondensator o dużej pojemności (zapamiętaj to raz na zawsze). Jeśli tak, to ostatecznie generator G jest obciążony równoległym połączeniem rezystancji R_B (20kΩ) i obliczonej rezystancji wejściowej tranzystora (20kΩ), czyli rezystancją równą 10kΩ.

Ilustruje to **rysunek 6a**. Obciążenie R_L podłączyliśmy do źródła (generatora) przez wtórnik. Skoncentruj się! Źródło "widzi" nasze obciążenie nie jako rezystancję 600Ω, tylko jak wyliczyliśmy – 10kΩ. Czy to zrozumiałeś? Wtórnik zwiększył oporność obciążenia widzianą od strony źródła (teoretycznie β -krotnie, w praktyce mniej). Zapamiętaj takie sformułowanie – spotkasz je w literaturze. Spotkasz też inne stwierdzenie: "wtórnik zmniejsza oporność (impedancję) wyjściową układu". To nie jest uzupełnienie poprzedniego wniosku, tylko wyrażenie go w inny sposób, z innego punktu widzenia. Gdy mianowicie rozpatrujemy sytuację widzianą od strony obciążenia, to stosowne jest to drugie stwierdzenie. Ilustruje to **rysunek 6b**. Zastosowanie wtórnika spowodowało, że obciążenie "widzi" iż generator ma oporność wyjściową znacznie mniejszą od R_G (teoretycznie β -krotnie, praktycznie mniej). W naszym przykładzie oporność wyjściowa (generatora z wtórnikiem) widziana od strony obciążenia wynosi 60Ω. Nic dziwnego, że wtórnik emiterowy jest też nazywany (aktywnym) transformatorem impedancji.

Dokładnie przemysł tę sprawę i jeszcze raz przeanalizuj rysunki 4...6. Na rysunku 4 nie podałem ci, ile wynosi napię-

cie U_G , bo nie chciałem zamącić obrazu. Teraz możesz to łatwo obliczyć na podstawie rysunku 6a albo 6b. Wychodzi, że $U_G = 4,4\text{Vpp}$.

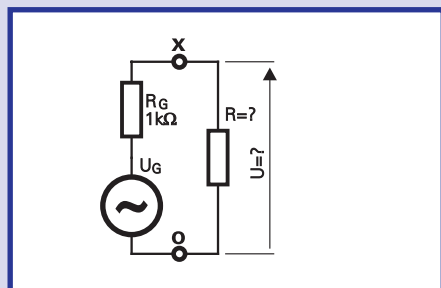
Mam nadzieję, iż wszystko jest jasne. Wyciągnijmy wnioski. W układzie stałoprądowym z rysunku 2 bufor transformuje oporności β -krotnie. W układzie zmiennoprądowym z rysunku 4 nie uzyskasz β -krotnej transformacji impedancji ze względu na obecność rezystora(ów) polaryzacji bazy oraz wpływu R_E . Mimo to wzmacnienie prądowe (β) tranzystora powinno być jak największe, jak największe powinny być też rezystancje polaryzujące w obwodzie bazy.

Uzbrojony w podaną wiedzę możesz sam obliczyć, jaka będzie oporność wejściowa budowanych przez siebie wtórników. Ale wcześniej kilka ważnych drobiazgów.

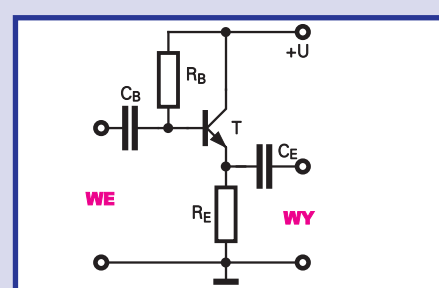
Oto pierwszy. Na **rysunku 7** znajdziesz schemat wtórnika emiterowego, spotykany w licznych książkach. Na pierwszy rzut oka wszystko jest dobrze – nawet bardzo dobrze, bo rezystancja polaryzująca w obwodzie bazy ma dużą wartość.

Uważaj teraz!

Gdy w jakiejś publikacji ktoś ci proponuje budowę urządzenia zawierającego taki wynalazek, możesz śmiało podejrzewać, że układ nie był rzetelnie sprawdzony i przetestowany, a jego twórca niewiele zna się na elektronice i prawdopodobnie nie zasługuje na miano konstruktora. Z ubolewaniem trzeba stwierdzić, że w amatorskiej literaturze do dziś pokutuje sporo układów z takimi "kwiatkami". Dlaczego jest to bardzo ryzykowne



Rys. 5



Rys. 7

Pierwsze kroki

rozwiązanie? Przekonaj się sam! Określ napięcie stałe na emiterze tranzystora z rysunku 7 przy podanych wartościach $R_B = 1\text{M}\Omega$ i $R_E = 5\text{k}\Omega$ dla trzech egzemplarzy tranzystorów o różnym wzmacnieniu:

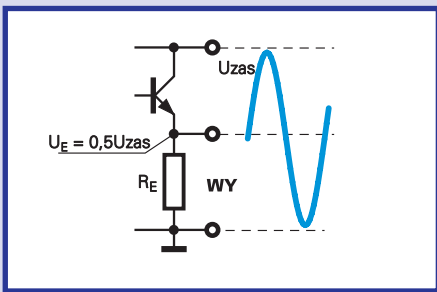
$\beta = 50$ (np. jakiś stary tranzystor BC527 czy BF519)

$\beta = 200$ (przeciętny współczesny tranzystor małej mocy)

$\beta = 1000$ (selekcjonowany tranzystor z grupy C)

Jak to liczyć? Nawet nie trzeba przeprowadzać szczegółowych obliczeń, tylko zrozumieć sedno sprawy. Biorąc rzecz w największym uproszczeniu powiemy, iż w układzie z tranzystorem o małym wzmacnieniu prąd bazy będzie stosunkowo duży, a przy dużym wzmacnieniu prąd bazy będzie malutki. Ten prąd polaryzacji bazy płynie przez rezystor R_B i wywołuje na nim spadek napięcia: czym większy prąd, tym większy spadek napięcia. Już tu widać, że zastosowanie tranzystora o małym wzmacnieniu spowoduje, że napięcie stałe na rezystorze R_E będzie małe, nawet bardzo małe. Przy dużej wartości wzmacnienia napięcie na rezystorze R_E będzie duże, niewiele mniejsze od napięcia zasilającego. Najczęściej chcielibyśmy, by napięcie stałe na R_E było równe połowie napięcia zasilania – wtedy nasz wtórnik będzie mógł przenosić bez zniekształceń nawet duże sygnały. Ilustruje to **rysunek 8**.

Ponieważ jest to ważne, proponuję, byś samodzielnie wykonał dokładniejsze obliczenia napięć w układzie z rysunku 7.



Rys. 8

Napięcie zasilające rozłoży się na trzy części:

$$U_{zas} = U_{RB} + U_{BE} + U_{RE}$$

Przyjmijmy napięcie $U_{BE} = 0,6\text{V}$.

$$U_{zas} = I_B \cdot R_B + 0,6\text{V} + \beta \cdot I_B \cdot R_E$$

przekształcamy kolejno, by obliczyć prąd bazy

$$U_{zas} = I_B(R_B + \beta \cdot R_E) + 0,6\text{V}$$

$$I_B(R_B + \beta \cdot R_E) = U_{zas} - 0,6\text{V}$$

$$I_B = (U_{zas} - 0,6\text{V}) / (R_B + \beta \cdot R_E)$$

Potem znając I_B obliczamy

$$U_E = \beta \cdot I_B \cdot R_E$$

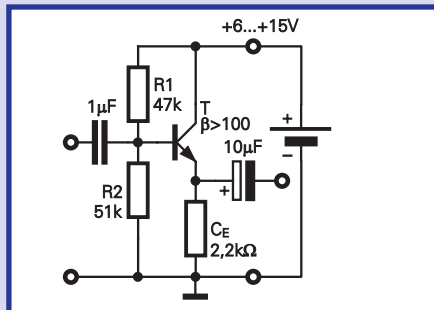
Wykonaj obliczenia dla trzech podanych wartości β .

I co? Przekonałeś się ostatecznie, że w układzie z rysunku 7 napięcie stałe na emiterze zależy ogromnie od wzmacnienia tranzystora. To jest poważna wada.

Co prawda, jeśli konstruujesz jeden układ dla własnych potrzeb, to od biedy mógłbyś sobie pozwolić na układ z rysunku 7. Dobralbyś eksperymentalnie wartość R_B , by uzyskać napięcie na R_E równe mniej więcej połowie napięcia zasilania. Ale co wtedy, gdy po pewnym czasie tranzystor ulegnie uszkodzeniu? Czy ktoś reperujący two urządzenie będzie pamiętał o konieczności dobrania rezystora R_B , czy wlotuje pierwszy lepszy tranzystor tego samego lub podobnego typu?

Dobry konstruktor nie może sobie pozwolić na takie niedoróbki. Musi przewidzieć, że w układzie mogą być zastosowane tranzystory o różnym wzmacnieniu, i albo podać warunek, że wzmacnienie tranzystora ma być większe, np. od 300 (np. stosując tranzystory z grup B lub C), albo zaproponuje rozwiązanie uniwersalne tolerujące tak duży rozrzut parametrów.

A jakie to miałyby być rozwiązanie uniwersalne? W praktyce wystarczy zasto-



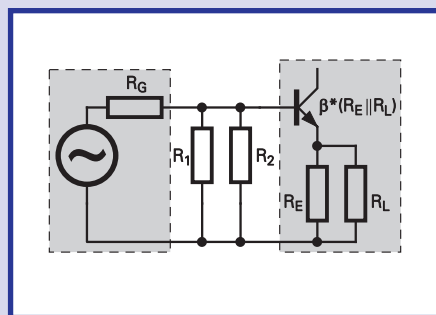
Rys. 9

sować dzielnik napięcia R_1, R_2 według **rysunku 9**. I tu powinieneś raz na zawsze przyswoić sobie ważną zasadę: jeśli chcesz się uniezależnić od wzmacnienia tranzystora, prąd stały płynący przez rezystory dzielnika powinien być przynajmniej kilkakrotnie większy, niż spodziewany prąd obciążenia tego dzielnika, czyli stały prąd bazy.

Oblicz teraz, jak zmieni się napięcie na emiterze tranzystora w układzie z rysunku 9, gdzie prąd dzielnika jest kilkakrotnie większy od spodziewanego największego prądu bazy. Obliczenia przeprowadź jak poprzednio dla wartości β : 50, 200 i 1000.

I co? Teraz lepiej?

Ale nie należy też przesadzać ze zwiększaniem prądu dzielnika w obwodzie bazy. Nic za darmo! Większy prąd to mniejsze rezystancje dzielnika i mniejsza wypadkowa rezystancja wejściowa całego wtórnika. Przykładowo dla układu z rysunku 9 oporność wejściowa dla przebiegów zmiennych wynosi około 20 kilolomów i nie-



Rys. 10

wiele zależy od wzmacnienia tranzystora, bo jest określona głównie przez rezystancję dzielnika R_1 i R_2 . Ponieważ dla przebiegów zmiennych bateria zasilająca stanowi zwarcie (w praktyce zwarcie takie zapewniają kondensatory filtrujące napięcie zasilania), więc dla przebiegów zmiennych rezystory dzielnika z rysunku 9 są połączone równolegle, a do tego dochodzi rezystancja wejściowa tranzystora (iloczyn wzmacnienia β i wypadkowej oporności R_E i R_L). Ilustruje to **rysunek 10**. Zmiany wzmacnienia tranzystora niewiele tu zmienia.

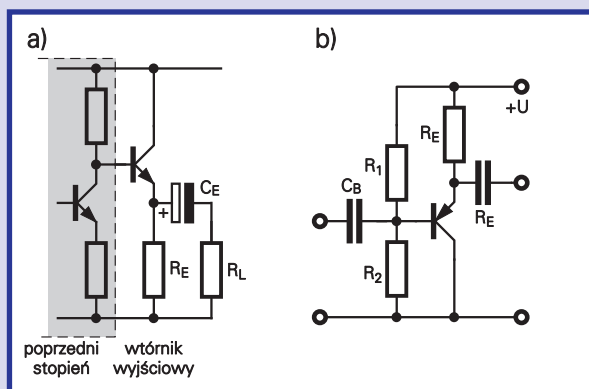
Jaki stąd wniosek? Bardzo prosty – w swoich układach powinieneś stosować tranzystory o jak największym wzmacnieniu – wtedy stały prąd bazy będzie mały i wtedy będziesz mógł zastosować duże wartości rezystorów dzielnika w obwodzie bazy.

W praktyce często udaje się ominąć ten problem i dołączyć bazę wprost do poprzedniego stopnia, o ile napięcie stałe jest tam właściwe. Przykład pokazany jest na **rysunku 11**.

Przy okazji drobne przypomnienie: w dotychczasowych rozważaniach pokazywałem ci układy z tranzystorem NPN. Nic nie stoi na przeszkodzie, być budował wtórnik z tranzystorami PNP. Schemat będzie ten sam, trzeba tylko odwrotnie podłączyć bieguny zasilania i ewentualnie odwrotnie włączyć kondensatory elektrolityczne. Przykład masz na rysunku 11b.

Za miesiąc podam kolejne ważne informacje o wzmacniaczu ze wspólnym kolektorem

Piotr Górecki



Rys. 11

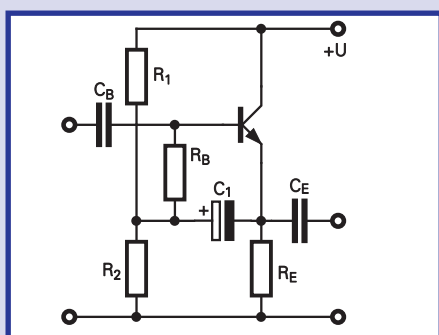


W tym odcinku podam Ci garść dalszych istotnych informacji na temat wzmacniacza ze wspólnym kolektorem.

Skrajności

Teraz już wiesz bardzo dużo o wtórniku emiterowym, czyli układzie ze wspólnym kolektorem.

Czy jednak uda się uzyskać oporność wejściową rzędu kilku megaomów? Czy na przykład starannie dobrany układ z rysunku 7 (w poprzednim numerze EdW), z selekcionowanym tranzystorem o wzmacnieniu 1000, indywidualnie dobranymi rezystorami $R_B=1,2M\Omega$, $R_E=6,0k\Omega$ nie będzie miał rezystancji wejściowej równej $1M\Omega$, i czy tym samym nie będzie się nadawał na wejście kanału oscyloskopu, który planujesz zbudować? Niestety, muszę cię rozczarować!



Rys. 12

W naszych rozważaniach upraszczaliśmy co się da, by wyciągnąć ogólne wnioski. Pominęliśmy na przykład wszelkie pojemności wewnętrzne tranzystora. Tymczasem te pominięte czynniki spowodowałyby, że przy wysokich częstotliwościach i dużych rezystancjach nasz układ mógłby w pewnych warunkach stać się... generatorem – wzbudziłby się na wysokich częstotliwościach. Zapomnij więc o wtórniku emiterowym, mającym jednocześnie wielką oporność wejściową i przenoszącym szerokie pasmo częstotliwości. Możesz spełnić tylko jeden z tych warunków. Przy niewielkich wartościach rezystancji R_E pasmo przenoszenia wtórника sięgnie kilkuset megaherców! Ale za to oporność wejściowa będzie stosunkowo mała.

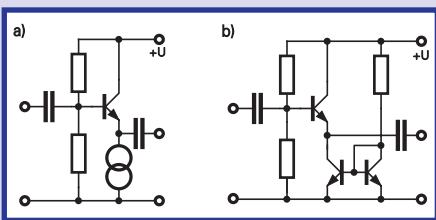
Z kolei układ z rysunku 12 ma bardzo dużą oporność wejściową - przez zastosowanie kondensatora C_1 napięcie zmienne w punkcie połączenia R_1 , R_2 i R_B jest praktycznie równe napięciu wejściowemu i dzięki temu oporność wejściowa jest wielokrotnie większa niż wartość rezystora R_B . Może ci się to wyda dziwne, ale tak jest – jeśli cały czas za mną nadążasz, sam spróbuj zrozumieć dlaczego. Podpowiem tylko: wypadkowa oporność jest stosunkiem (zmiennego)

napięcia wejściowego do (zmiennego) prądu wejściowego i gdyby (zmienną) napięcie na emiterze było idealnie takie samo jak na bazie, układ miałby oporność wejściową nieskończenie wielką. Wykorzystuje się tu sposób, nazywany bootstrap. Słowo bootstrap nie ma dobrego polskiego odpowiednika - znaczy mniej więcej tyle, co podciąganie się do góry przez ciągnięcie za własne sznurówki lub za włosy. W praktyce układ z rysunku 12 może przysparzać kłopotów w zakresie wyższych częstotliwości i należałoby ograniczyć pasmo przenoszenia. To oczywiście jest zadanie dla bardziej zaawansowanych, którzy nie zdziwią się, usłyszawszy, że układ z rysunku 12 może mieć w pewnych warunkach ujemną (!) rezystancję wejściową.

Problemy, problemy, problemy

Przy okazji leciutko "potrącę" pewien ważny, a bardzo trudny temat. Z powyższych rozważań wynika, iż pomijane w obliczeniach subtelne właściwości tranzystora mogą stać się powodem ogromnych kłopotów, polegających najczęściej na wzbudzaniu się układów na wysokich częstotliwościach. Przyczyny samowzbudzenia układu mogą być

Pierwsze kroki



Rys. 13

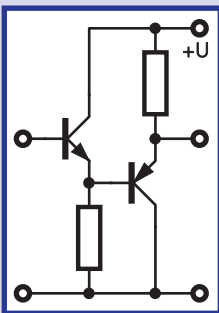
różne, na przykład błędnie zaprojektowana płytka drukowana, czy niewłaściwe prowadzenie przewodów połączeniowych. Ale niektóre problemy mają źródło w tych pomijanych parametrach tranzystora, głównie pojemnościach.

Albo już spotkałeś, albo spotkasz układy, gdzie na wyprowadzenie bazy nakładany jest mały koralik ferrytowy. To nie żaden talizman – w ten sposób wprowadza się w obwód bazy bardzo, bardzo małą indukcyjność, i właśnie to chroni w pewnych warunkach przed oscylacjami. W innych układach spotkasz niewielki rezystor ($10\ldots 100\Omega$) włączony szeregowo w obwód bazy. Na pierwszy rzut oka tak mała rezystancja nie ma żadnego znaczenia. Istotnie, dla prądu stałego i przebiegów małej częstotliwości nie ma, ale chroni przez samowzbudzeniem na wysokich częstotliwościach.

W uproszczeniu możesz to sobie wyobrazić, że dla wysokich częstotliwości wyprowadzenie bazy jest nie tylko wejściem, ale w pewnym sensie wyjściem, dlatego zachowanie tranzystora zależy wtedy od oporności obwodów bazy. Nie jest o żadna przesada – odszukaj w EdV 11/98 **rysunek 4** na stronie 65 i przekonaj się, że jedną z przyczyn są pojemności, przez które sygnał z wyjścia wraca na wejście, czyli właśnie na bazę.

Początkujący zazwyczaj uważają, że skuteczną metodą na problemy z samowzbudzaniem jest ograniczenie od góry pasma przenoszenia przez dodanie niewielkich pojemności zawierających sygnały w.cz. do masy. Czasem to rzeczywiście pomaga, ale niekiedy jeszcze pogarsza sprawę, właśnie ze względu na omówione zjawiska. Dlatego nie ma uniwersalnych, prostych recept na wszystkie problemy z samowzbudzeniem wzmacnia-

czy. Przecież nawet tak zwane tranzystory małej częstotliwości mają częstotliwość graniczną rzędu 150...500MHz. Przy tak dużych częstotliwościach zwykły kawałek drutu to znacząca induk-



Rys. 14

cyjność, a zbyt mały odstęp między ścieżkami to znacząca pojemność. Przy takich częstotliwościach najzwyczajniejszy rezystor może zachowywać się jak indukcyjność, albo jak pojemność! Tak! A kondensator może zachowywać się jak indukcyjność albo rezystancja, choćby ze względu na indukcyjność wyprowadzeń czy straty dielektryka.

Co z tego wynika?

Żeby nie natknąć się na bardzo przykre niespodzianki, z którymi sobie nie poradzisz, nie zaczynaj od prób zaprojektowania jakichś wyrafinowanych wzmacniaczy tranzystorowych. Pozostaw to ludziom, którzy mają duże doświadczenie w tym zakresie. Ty na razie zdobywaj takie doświadczenie, zaczynając od układów najprostszych, nie stosując elementów o ekstremalnych wartościach i nie próbując "wyduścić" z tranzystora wszystkiego, co wydaje ci się możliwe. Wtedy nie napotkasz tych koszmarnych problemów i pomafu, ale bezstresowo będziesz wgrzyzał się w ten temat.

Tylko dla ciekawskich

Podane informacje, dotyczące układu OC w zupełności wystarczą na początek elektronicznej kariery. Dla ciekawskich i bardziej zaawansowanych mam jeszcze kilka szczegółów. Zupełnie początkujący mogą spokojnie pominąć ten śródtytuł.

Omawiając działanie wtórnika założyliśmy w uproszczeniu, że spadek napięcia baza-emiter tranzystora jest stały i wynosi około 0,6V. W rzeczywistości ten spadek napięcia zależy od prądu bazy – porównaj rysunek 6 w EdW 11/98 str. 66. Prąd bazy zależy z kolei od prądu emitera, a ten w sumie od napięcia, zarówno stałego, jak i od wielkości przebiegu zmiennego. Czym większy sygnał zmienny, tym większe zmiany napięcia baza-emiter tranzystora.

! co z tego?

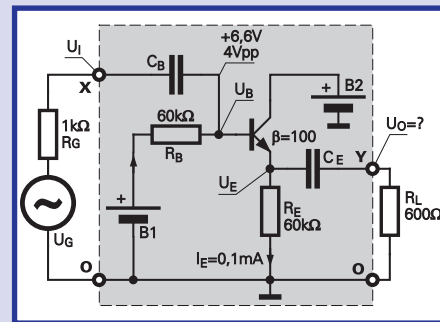
Po pierwsze spowoduje to, że zmienne napięcie na wyjściu (emiterze) będzie nieco mniejsze niż napięcie wejściowe (na bazie). To znaczy, że wtórnik emiterowy ma wzmocnienie nieco mniejsze od jedności. Nie jest to problemem, bo w praktyce wynosi ono zwykle około 0,99 - czyli mniejszy sygnał, tym jest bliższe jedności.

Po drugie, napięcie baza-emiter nie jest liniowo zależne od prądu bazy – jak wiesz, jest to zależność logarytmiczna. Powoduje to pewne niewielkie zniekształcenia nieliniowe sygnału, tym mniejsze, im mniejszy jest sygnał zmienny. W ogromnej większości przypadków takie zniekształcenia spokojnie pomijamy, ale gdybyś budował jakiś superprecyzyjny wzmacniacz czy przedwzmacniacz

o zniekształceniach rzędu tysięcznych części procenta, nie stosuj takich zwykłych wtórników.

Wspomniane dwie wady zwykłego wtórnika można wyeliminować pracując ze stałym prądem bazy (i stałym prądem emitera). Jak?

Wystarczy zastosować obciążenie w postaci źródła prądowego, jak na **rysunku 13a**. Na **rysunku 13b** możesz zobaczyć praktyczną realizację takiego bardziej precyzyjnego wtórnika. Dziś rzadko stosujemy takie rozwiązania, bo w zakresie niskich częstotliwości do, powiedzmy, 100kHz, stosuje się precyzyjne wtórniki zbudowane w oparciu o jakikolwiek wzmacniacz operacyjny. Jeśli ci się chce, zastanów się, jak na parametry wtórnika wpływa obecność źródła prądowego, które dla przebiegów zmiennych ma bardzo dużą oporność – co oznacza, iż rezystancja R_E z rysunku 4 ma dla przebiegów zmiennych pomijalnie dużą war-



Rys. 15

tość, rzędu co najmniej kilkudziesięciu kiloomów. Jak to wpłynie na transformację impedancji?

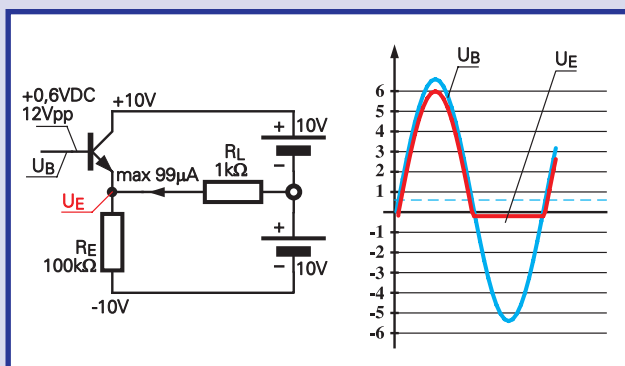
To jeden szczegół dla ciekawskich.
Teraz drugi.

Dowiedziałeś się, że napięcie stałe na wyjściu (emiterze) różni się od napięcia na bazie o około 0,6V. A jak to jest przy zmianach temperatury? Oczywiście napięcie to zmienia się, i to znacznie, ze współczynnikiem około $-2,2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$. Tymczasem w pewnych sytuacjach, gdy wtórnik ma przenosić nie tylko sygnały zmienne, ale także stałe, powinien być stabilny pod względem termicznym. Czy to możliwe?

Rozwiązanie jest proste: zastosowanie układu z **rysunku 14** zapewnia, że napięcie wyjściowe jest równe napięciu wejściowemu, a wpływ zmian temperatury radykalnie się zmniejsza, zwłaszcza gdy tranzystory są podobnego typu, pozostają w jednakowej temperaturze, a prądy emiterów są równe.

Teraz trzeci szczegół.

Poprzednie wyliczenia pokazały czarno na białym, że oporność wyjściowa wtórnik jest znacznie mniejsza niż oporność



Rys. 16

wyjściowa źródła sygnału. Czy zauważyłeś, że zwiększenie rezystancji R_E wydaje się korzystne? Przy okazji zmniejszymy radykalnie pobór prądu i straty mocy. Przemysł to!

Czy przykład ze źródłem prądowym w obwodzie emitera (rysunek 13) przekonał cię, że zwiększanie R_E jest uzasadnione?

Jeśli tak, popatrz na **rysunek 15**. W układzie z rysunku 4 zwiększyliśmy rezystancje R_B i R_E do $60k\Omega$. Niby wszystko jest w porządku. Jaka będzie rezystancja wejściowa całego wtórnika dla przebiegów zmiennych? Z podanych wyliczeń wynikałoby, że wynosi około $30k\Omega$, bo tym razem wpływ R_E jest niewielki i decydujący wpływ ma rezystancja R_L . Ale czy nie wydaje ci się podejrzane, że rezystancja emiterowa jest tak duża, a rezystancja obciążenia tak mała? Jeśli cię to trochę niepokoi, masz rację!

Żeby pokazać ci problem i nie mieć obrazu obecnością kondensatora wyjściowego, przeanalizujemy wtórnik z **rysunku 16a**. Załóżmy, że zmienne napięcie wyjściowe w układzie z **rysunku 16** powinno wynosić $12V_{pp}$, a konkretnie w dodatnich szczytach $+6V$, w ujemnych "dolinach" $-6V$. Przy oporności R_L równej $1k\Omega$, w tych szczytach przez obciążenie powinien płynąć prąd o chwilowej wartości równej $6mA$.

Przy sygnałach dodatnich względem masy tranzystor się otwiera i to on dostarcza potrzebnego prądu. Nie ma tu ograniczeń – tranzystor dostarczy tyle prądu, ile trzeba, by napięcie na emiterze nadążało za napięciem bazy. Jasne?

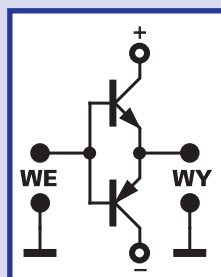
Gorzej jest, gdy napięcie wejściowe spada poniżej napięcia masy. Wtedy tranzystor się przytyka a może nawet całkowicie zatyka, a "ujemny" prąd obciążenia płynie przez rezystor R_E . I tu zaczyna się problem. Przy podanych napięciach nawet gdy tranzystor zupełnie nie przewodzi, maksymalny "ujemny" prąd obciążenia jest ograniczony wartościami R_E i napięcia zasilającego do około $99\mu A$. Większy być nie może ($I_{max} = -U_{zas} / (R_E + R_L)$), wobec tego największe ujemne napięcie na obciążeniu R_L wyniesie tylko:

$$99\mu A \cdot 1k\Omega = 99mV$$

Wynika z tego, że wtórnik z **rysunku 16a** może prawidłowo pracować, ale tylko z sygnałami o amplitudzie nie większej niż $99mV$ ($198mV_{pp}$). Przy większych amplitudach przebieg wyjściowy (jego ujemna część) będzie koszmarnie zniekształcony, jak po-

kazuje to **rysunek 16b**.

Jak temu zaradzić? Oczywiście wystarczy zmniejszyć R_E . Ściślej biorąc, wszystko zależy od dwóch czynników: wymaganej wartości zmiennego napięcia wyjściowego oraz maksymalnego prądu "ujemnego", wyznaczonego przez szeregową połączenie R_E i R_L . Moglibyśmy tu



Rys. 17 a

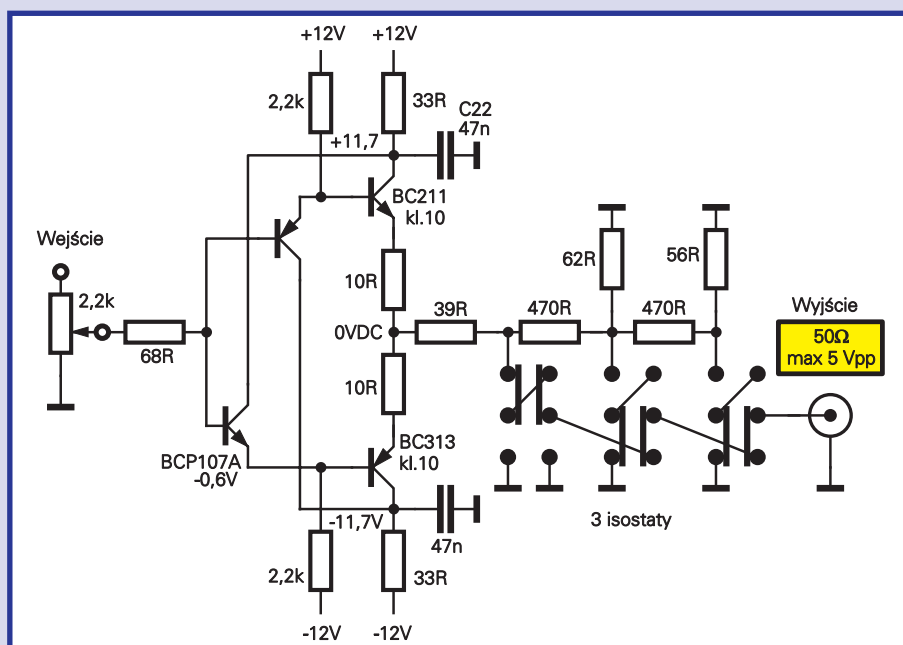
wyprowadzić odpowiednie wzory, ale nie są one konieczne. Powróć do **rysunku 15** i zrozum istotę problemu – aby nie było zniekształceń, wymagana maksymalna (szczytowa) wartość zmiennego prądu płynącego przez obciążenie musi być mniejsza od połowy (stałego) spoczynkowego prądu, płynącego przez R_E . Sam zastanów się, dlaczego "od połowy" – przy okazji zrozumiesz, dlaczego w podręcznikach jest napisane, że oporność wyjścio-

wa wtórnika dla dużych sygnałów jest równa rezystancji R_E .

Ściślej biorąc, przedstawiony wtórnik ma małą oporność wyjściową dla przebiegów dodatnich, a dużą (równą R_E) tylko dla dużych sygnałów ujemnych.

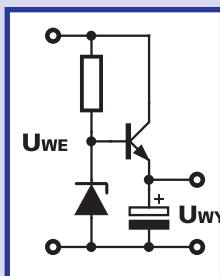
Jakie to ma konsekwencje praktyczne? Przy niewielkich opornościach obciążenia R_L musisz stosować odpowiednio małe wartości R_E , czyli zwiększać prąd spoczynkowy. Często jest to niepożądane, bo chcemy utrzymać mały pobór prądu, nie rezygnując z małej rezystancji wyjściowej także przy dużych sygnałach. Czy jest na to rada?

Dobrym, często stosowanym w praktyce rozwiązaniem jest wykorzystanie wtórnika komplementarnego. Oczywiście nie takiego z **rysunku 17a**, bo ten wprowadzałby ogromne zniekształcenia "w strefie przejściowej". Praktyczny przykład wypróbowanego wtórnika komplementarnego znajdziesz na **rysunku 17b**. Taki układ stosowany był w generatorze o częstotliwości do $1MHz$, zapewniał stałą rezystancję wyjściową równą 50Ω . Zamiast tranzystorów BC211 i BC313 można użyć jakichkolwiek innych o mocy strat $1W$ i wzmacnieniu powyżej 100 . Mogą to być popularne tranzystory rodziny BD135...140, lub podobne średniej mocy, ale należy się upewnić, czy mają wzmacnienie prądowe większe niż $60...70$. Jeśli nie jest potrzebna tak mała rezystancja wyjściowa (50Ω) i układ będzie obciążany większą rezystancją, nie trzeba montować wyjściowego dzielnika i zamiast tranzystorów BC211 i BC313 grupy 10 zastosować jakiegokolwiek tranzystory komplementarne małej mocy, np. BC548B, BC558B.



Rys. 17 b

Pierwsze kroki



Rys. 18

Jeśli weźmiesz schemat wzmacniacza mocy audio na tranzystorach bipolarnych, to najprawdopodobniej tranzystory wyjściowe również pracują tam w układzie OC.

Jak widzisz, wzmacniacz OC jest wykorzystywany nie tylko w obwodach małych sygnałów stałych i zmiennych.

I jeszcze sprawa częstotliwości granicznych.

W układach z kondensatorem na wejściu (np. rysunki 1, 4, 15) pasmo przeniesienia jest ograniczone od dołu przez pojemność tego kondensatora wejściowego. Pojemność ta tworzy z całkowitą rezystancją wejściową filtr górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej

$$f_{(-3dB)} = 1 / 2\pi RC$$

Na koniec rozważań o wzmacniaczu OC podam ci jeszcze kilka wyjaśnień. **Rysunek 18** pokazuje przykład wykorzystania go w prostym stabilizatorze

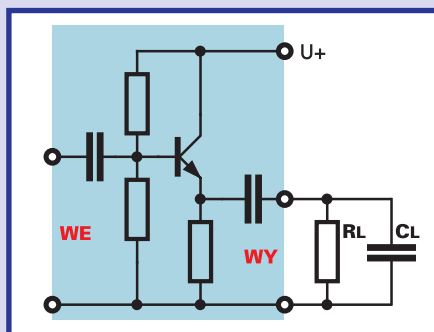
W praktyce pojemność wejściowa nie może być mniejsza niż:

$$C = 160 / f R$$

gdzie R - całkowita rezystancja wejściowa (tranzystora i rezystorów polaryzujących) w kiloomach, f - częstotliwość graniczna w hercach, pojemność C wychodzi w mikrofaradach.

W praktyce pojemność C powinna być przynajmniej 3-krotnie większa, bo wzór dotyczy spadku poziomu o 3dB.

To samo dotyczy pojemności wyjściowej, oddzielającej R_E od R_L . Wymaganą pojemność oblicza się z ostatniego wzoru, podstawiając wartość R_L . Te dwie pojemności ograniczają pasmo od dołu. Ale często wtórnik przenoszą też przebiegi stałe, jak układ z rysunku 17b.



Rys. 19

Jeśli chodzi o górę pasma, to teoretycznie wtórnik mógłby pracować aż do częstotliwości granicznej tranzystora (tranzystorów), wynoszącej ponad sto megaherców. W praktyce przy większych amplitudach pasmo ogranicza od góry pojemność obciążenia, dołączona równolegle do R_L , na **rysunku 19** oznaczona C_L . Składają się na nią pojemności montażowe i pojemność samego obciążenia. Konieczność przeładowania pojemności prądem płynącym przez R_E powoduje takie same ograniczenia, jak przy małej wartości R_L (porównaj rysunki 15 i 16). Zresztą pojemność C_L można traktować jako dodatkową oporność (reaktancję) malejącą ze wzrostem częstotliwości. Inaczej mówiąc, przy bardzo dużych częstotliwościach oporność (impedancja) obciążenia maleje ze względu na obecność paskożycniczych pojemności obciążających wyjście.

I tyle informacji mam dla ciebie na temat układu OC.

W następnym odcinku przyjrzymy się wzmacniaczowi tranzystorowemu w układzie wspólnego emitera.

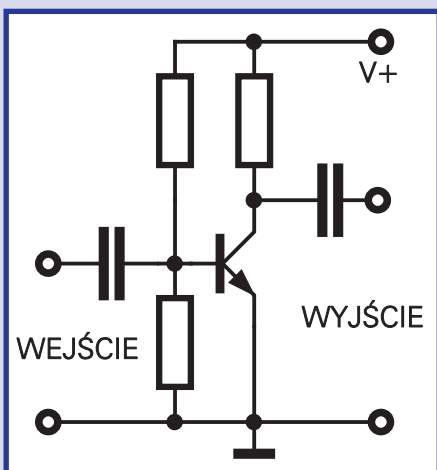
Piotr Górecki

W tym odcinku zapoznasz się ze wzmacniaczem tranzystorowym w układzie wspólnego emitera. Podejmiemy do tematu inaczej niż szkolne podręczniki i okaże się, że występujące tu zależności wcale nie są trudne. Poznasz podstawowe informacje, które pozwolą Ci samodzielnie zaprojektować taki wzmacniacz. Nie znaczy to jednak, że w swych konstrukcjach powinieneś go często stosować. O ile układ ze wspólnym kolektorem (wtórnik emiterowy) jest stosowany bardzo często, o tyle wzmacniacz przebiegów zmiennych ze wspólnym emiterem rzadko bywa stosowany we współczesnych konstrukcjach. Zamiast niego wykorzystujemy wzmacniacze operacyjne. Nie można jednak być prawdziwym elektronikiem, nie znając podstawowych układów pracy tranzystora. Dlatego też dokładnie zapoznaj się z przedstawionym materiałem.

Z dotychczasowych opowieści o tranzystorze wiesz, że jest to twór kapryśny. Masz podstawy sądzić, że równie kapryśny jest wzmacniacz z tranzystorem w układzie wspólnego emitera, pokazany na **rysunku 1**, znany z podręczników. Masz świętą rację! Za chwilę sam się przekonasz, że taki "podręcznikowy" układ z rysunku 1 rzeczywiście jest kapryśny (i nigdy go nie stosujemy w praktyce).

Nie bój się jednak, mam dla Ciebie przyjemną niespodziankę. Zapoznanie z układem wzmacniacza o wspólnym emiterze (oznaczenie OE lub WE) rozpoczniemy od... przedstawionego w dwóch poprzednich odcinkach wzmacniacza ze wspólnym kolektorem, który już zdążyłeś polubić.

Na początek wyjaśnienie: w praktyce układ ze wspólnym emiterem będziesz stosował tylko do wzmacniania przebiegów zmiennych, więc nie będziemy zajmować się żadnymi stałoprądowymi wejściami wzmacniacza OE. Oczywiście tranzystor jest odpowiednio spolaryzowany i



Rys. 1



przebiegi zmiennie występują na tle spoczynkowych napięć i prądów stałych.

Na **rysunku 2** do klasycznego wtórnika emiterowego (OC) dodałem w obwodzie kolektora rezystor R_C o rezystancji zdecydowanie (dziesięciokrotnie) mniejszej niż rezystancja R_E .

Czy obecność niewielkiego rezystora R_C coś zmieni? Nie! To nadal jest układ OC, bo sygnał wyjściowy odbieramy z emitera.

Powinieneś widzieć tu następującą kolejność: Właściwości wejścia określone są dokładnie tak, jak w układzie OC. Prąd I_E płynący przez R_E jest określony przez (stałe) napięcie bazy i rezystancję R_E . W układzie OE zupełnie nie zajmowaliśmy się obwodem kolektora. Teraz potrzebna jest tylko jedna informacja: jaki jest ten prąd kolektora?

Oczywiście! Możemy przyjąć, że jest on równy prądowi emitera, $I_C = I_E$.

Na razie pomińmy fakt, że prąd emitera jest odrobinę większy od prądu kolektora (o prąd bazy) – przyjmujemy, że prąd emitera i prąd kolektora są równe ($I_C = I_E$), co przy wzmacnieniu prądowym powyżej 100 jest bardzo bliskie prawdy. To jest proste, prawda?

A więc przez R_C płynie prąd $I_C = I_E$. Na rezystorze R_C wystąpi więc jakiś spadek napięcia. Dotyczy to zarówno prądu stałego (spoczynkowego), jak i przebiegów zmiennych.

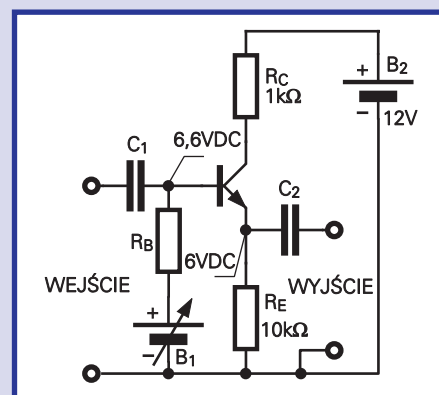
Wartość rezystora R_C możemy zwiększyć, byleby spadek napięcia na nim nie był zbyt duży i by tranzystor się nie nasycił.

Zwiększmy więc wartość R_C by była równa R_E , ale aby tranzystor się nie nasycił, obniżymy napięcie baterii B_1 , żeby stałe napięcie na emiterze wynosiło, na przykład 1/4 napięcia baterii B_2 . Sytuację pokazuje **rysunek 3a**.

A jak będą wyglądać przebiegi zmienne? Podobnie jak w układzie OC, napięcie zmienne na emiterze będzie takie samo, jak na bazie (porównaj **rysunek 4b** w EdV 2/99 str. 34). A ponieważ rezystory R_E i R_C są równe – uważaj – spadki napięć na tych rezystorach też będą jednakowe! Przykładowe przebiegi w układzie z **rysunku 3a** znajdziesz na **rysunku 3b**. Zauważ, że $U_{RC} = U_{RE}$, bo $I_C = I_E$ oraz $R_C = R_E$. Czy wszystko się zgadza? Przebiegi zmiennie na emiterze i kolektorze mają taką samą wielkość, tyle że są "odwrotne" – fachowo mówiąc mają przeciwną fazę. Zauważ, że teraz mamy dwa wyjścia: możemy pobrać sygnał z kolektora, a nie tylko z emitera. I tym oto prostym sposobem dochodzimy do wzmacniacza OE, który na razie ma wzmacnienie 1. Jak zwiększyć wzmacnienie? Czy już się domyślasz?

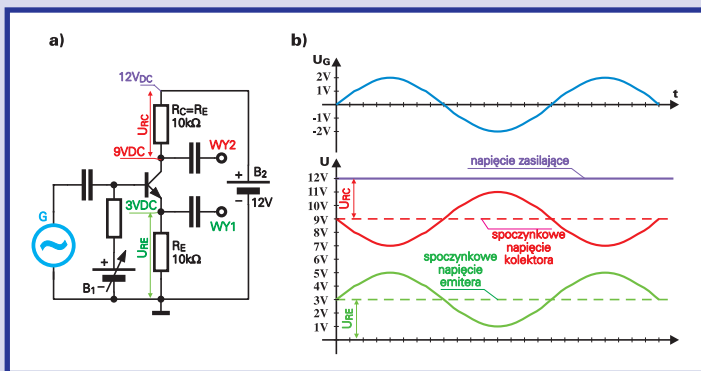
Mamy dwie drogi.

1. Zmniejszamy rezystancję R_E , a zwiększamy R_C . Żeby nie nasycić tranzystora musimy też zmniejszyć napięcie stałe na bazie, zmniejszając napięcie baterii U_{B1} (na razie nie zastanawiaj się nad tym, jakie powinno być napięcie baterii



Rys. 2

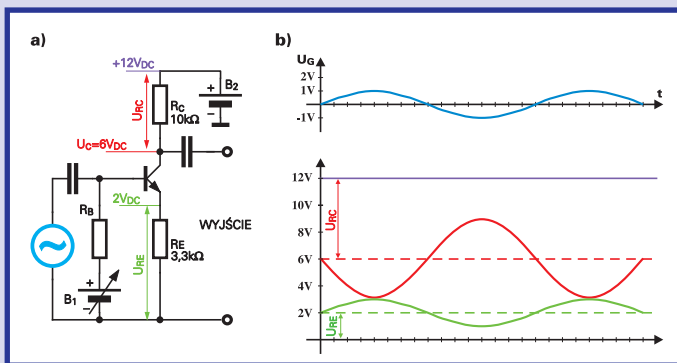
Pierwsze kroki



Rys. 3

B1 – to nie jest istotne). Stosowny układ i przebiegi znajdziesz na **rysunku 4**. To jest już najprawdziwszy wzmacniacz OE. Zauważ, że napięcie zmienne na emiterze nadal jest równe zmiennemu napięciu wejściowemu. I nadal przez R_C płynie ten sam prąd, co przez R_E ($I_C = I_E$). Ponieważ R_C jest teraz trzykrotnie większe od R_E , spadek napięcia na U_{RC} jest trzykrotnie większy niż na U_{RE} . Popatrz uważnie na rysunek 4. Czyli... nasz układ ma wzmocnienie równe 3. To nie przypadek – **wartość wzmocnienia określona jest przez stosunek R_C do R_E** . Przeanalizuj to!

Ponieważ w sytuacji z rysunku 4 przez przypadek wyszło, że $U_C = U_{RC}$, możesz mieć pewne wątpliwości. Jak to jest z tymi napięciami? Czy może zmiana napięcia zasilania zmieni wzmocnienie?



Rys. 4

Na **rysunku 5a** pokazana jest sytuacja, gdy w układzie z rysunku 4 podwyższyśmy napięcie zasilające do 15V. Zauważ, że spadek napięcia na R_C (U_{RC}) nadal wynosi 6V. Prąd kolektora nie zmienił się, bo cały czas jest równy prądowi emitera, a ten jest wyznaczony przez napięcie na bazie.

Rysunek 5b pokazuje sytuację, gdy obniżymy napięcie zasilające do 10V. Spoczynkowy spadek napięcia na rezystancji kolektorowej (U_{RC}) nadal wynosi 6V, a na emiterowej (U_{RE}) 2V. Napięcia emitera i kolektora, mierzone w stosunku do masy, różnią się tylko o 2V. Okazuje się, że jest tu mało "miejsca" na składową zmienną. W rezultacie tranzystor okresowo wchodzi w stan nasycenia (na-

się" i nie byłyby zniekształcone. W każdym razie sytuacja z rysunku 5b sygnalizuje istotny warunek poprawnej pracy wzmacniaczy OE – trzeba zapewnić dużo "miejsca" dla wzmacnianego przebiegu.

Już chyba widzisz, że najlepiej byłoby ustawić spoczynkowe napięcie kolektora w połowie między napięciem zasilania, a maksymalnym napięciem na emiterze.

Słusznie!

2. Teraz drugi sposób zwiększenia wzmocnienia. Żeby Ci nie mącić w głowie szczegółami, a pokazać główną ideę, wykorzystam układ z rysunku 3, który miał wzmocnienie równe 1. Aby zwiększyć wzmocnienie, do rezystora R_E z tego układu dodaję kondensator C_E o dużej pojemności i rezystor R_{E1} , o wartości 10kΩ. Nowy układ i przebiegi pokazane są na **rysunku 6**.

Zwróć uwagę – napięcia stałe są takie same jak na rysunku 3. Także tym razem napięcie zmienne na emiterze jest równe napięciu wejściowemu. Zauważ, że teraz dla prądu zmiennych oporność w emiterze jest wypadkową

rezystancją równoległego połączenia R_E i R_{E1} (i wynosi 5kΩ).

Czy jesteś przekonany, że ten układ rzeczywiście wzmacnia przebiegi zmienne dwukrotnie?

Najprościej rzecz biorąc, podobnie jak w układzie z rysunku 4, **także i tu wzmocnienie wyznaczone jest stosunkiem rezystancji kolektorowej**

R_C (10kΩ) do rezystancji w obwodzie emitera, która dla przebiegów zmiennych wynosi właśnie 5kΩ. Czy to Cię przekonuje?

Jeśli nie, to wgłębimy się w problem. Nadal kluczową sprawą jest to, że prąd emitera jest równy prądowi kolektora. Tylko teraz mamy dwie oddzielne sprawy: prądy i napięcia przebiegów stałych, oraz dla przebiegów zmiennych.

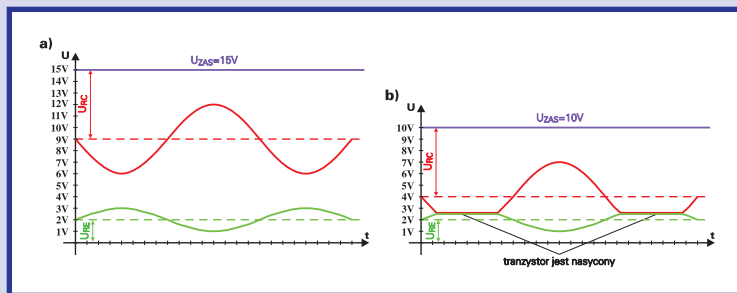
Stały prąd emitera jest nadal wyznaczony przez R_E (i napięcie stałe na bazie), a stałe napięcia spoczynkowe na R_E i R_C są równe – zobacz rysunki 3b i 6b.

Napięcie zmienne na emiterze cały czas jest równe napięciu wejściowemu (z generatora), a kondensator C_E dla przebiegów zmiennych stanowi zwarcie, więc napięcie zmienne na R_{E1} też jest równe napięciu na emiterze, czyli napięciu wejściowemu. Jeśli więc na R_{E1} występuje takie napięcie zmienne, przez rezystor ten musi także płynąć prąd zmienny.

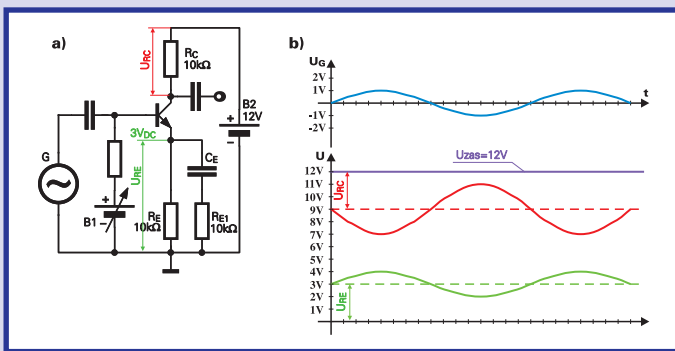
Tu trochę uproszczę problem, żeby Ci nie mącić w głowie – ten prąd, a ściślej ta składowa zmienna skądś się musi wziąć – płynie z baterii B2 przez rezystor R_C , tranzystor, kondensator C_E , rezystor R_{E1} i dalej z powrotem do baterii. (Tylko dla zaawansowanych: Ściślej biorąc, kondensator C_E ładuje się w tym obwodzie, a rozładowuje w obwodzie R_E , R_{E1} , ale to szczegół, w tej chwili nieistotny.) Na **rysunku 7** możesz zobaczyć główną ideę – różnymi kolorami pokazałem Ci te dwie składowe prądu: jedna, płynąca przez R_E jest taka sama, jak w układzie z rysunku 3, druga związana jest z obwodem C_E , R_{E1} . Sumują się one na rezystancji R_C . Właśnie dlatego napięcie na R_C jest większe niż napięcie na emiterze.

Mam nadzieję, że zrozumiałeś tę ideę. To na razie wystarczy. Nie chcę Cię wprowadzać w szczegóły i rozważać wszystkie możliwe przypadki i ewentualne ograniczenia. Musimy natomiast zająć się kolejną ważną sprawą.

Co z rezystancją wejściową?



Rys. 5



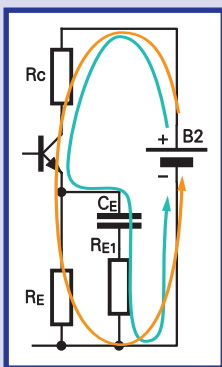
Rys. 6

Rezystancja wejściowa

Wiesz, jak na dwa różne sposoby zwiększać wzmocnienie. Okazuje się jednak, że zwiększając wzmocnienie, zmniejszasz rezystancję wejściową tranzystora (na razie pomijamy wpływ R_B i rozważamy oporność samego tranzystora).

Wracamy do układu OC z rysunku 2. Jak w każdym układzie OC rezystancja wejściowa dla przebiegów zmiennych samego tranzystora jest β -krotnie (ściślej $\beta+1$ -krotnie) większa niż rezystancja R_E . Dokładnie tak samo jest w układzie z rysunku 3.

W układzie z rysunku 4 zwiększyliśmy wzmocnienie, zmniejszając rezystancję R_E do $3,3k\Omega$. Uważaj! Nadal, podobnie jak w układzie OC, rezystancja wejściowa



Rys. 7

jest β -krotnie większa od R_E . Ale ponieważ rezystancja R_E jest trzykrotnie mniejsza, rezystancja wejściowa też jest trzykrotnie mniejsza.

To nie przypadek, bo wzmocnienie wynosi właśnie 3.

Podobnie jest w układzie z rysunku 5. Dwukrotne wzmocnienie uzyskaliśmy zmniejszając rezystancję emiterową dla przebiegów zmiennych, i rezystancja wejściowa jest β -krotnie większa od tej wypadkowej rezystancji emiterowej

$(\beta * 5k\Omega)$.

I co, proste?

Występuje tu oczywista zależność: zmniejszając rezystancję emiterową zmniejszamy rezystancję wejściową tranzystora. Cóż, trudno. Coś za coś, nic za darmo: większe wzmocnienie to mniejsza rezystancja wejściowa dla przebiegów zmiennych. Najważniejsze jednak, że układ wzmacnia!

No i co? Wszystko poszło gładko, bez żadnych problemów! A Ty tak bałeś się

wzmacniacza OE. Tymczasem jest to aż tak beznadziejnie proste! Może jednak masz jakieś pytania?

Pytasz dlaczego w układzie z rysunku 3 nie zredukować R_E do zera, uzyskując układ jak na rysunku 8a lub prościej

– „podręcznikowy” układ z rysunku 8b?

Nigdy tego nie rób! Nie bądź zbyt chytry! Spróbuj odpowiedzieć na dwa pytania:

1. Czy przez zredukowanie oporności emiterowej dla przebiegów zmiennych do zera uzyskasz wzmocnienie nieskończenie wielkie?

2. Jaka będzie wtedy rezystancja wejściowa układu dla przebiegów zmiennych?

Słusznie uważasz, że wzmocnienie nie może być nieskończenie wielkie, a jeśli chodzi o rezystancję wejściową... nie bój się – nie będzie równa zeru. Kiedyś już to obliczaliśmy (w EdW 11/98 str. 67) i w tamtym przykładzie wyszło nam około 100 omów. A czy pamiętasz, że tamte rozważania wskazywały, iż rezystancja wejściowa nie jest stała, tylko zmienia się w zależności od prądu bazy i kolektora? Doszliśmy do wniosku, iż sygnał wyjściowy w najprostszym układzie wzmacniacza tranzystorowego będzie bardzo zniekształcony? Zobacz rysunki w EdW4/98 na str. 76, 79. Zwróć uwagę, że tamte rozważania tak naprawdę dotyczyły właśnie wzmacniacza OE i dotyczy również naszych układów z rysunku 8.

Mało tego! Przecież wtedy na stały prąd bazy i prąd kolektora będą mieć znaczny wpływ nawet małe zmiany stałego napięcia na bazie! Porównaj rysunek 6 w EdW 11/98. Zmiana stałego napięcia polaryzującego bazę o około 60mV spowodowałaby dziesięciokrotną zmianę wartości stałego prądu kolektora. Czyli tranzystor albo by się nasycił (napięcie kolektora bliskie masy, prąd ograniczony wartością R_C), albo spadek napięcia na rezystorze kolektorowym byłby bardzo mały (napięcie kolektora bliskie dodatniemu

napięciu zasilania). W obu przypadkach układ nie mógłby prawidłowo wzmacniać przebiegów zmiennych, które przecież muszą występować „na tle” napięcia stałego (najlepiej około połowy napięcia zasilającego). Czyżbyś też zapomniał o wpływie temperatury na napięcie U_{BE} ($-2,2mV/^{\circ}C$)?, w układzie z rysunku 8a.

Wzrost temperatury struktury tranzystora tylko o $8^{\circ}C$ (przy niezmiennym napięciu bazy) zmieni prąd kolektora dwukrotnie, tym samym doprowadzi do nasycenia i uniemożliwi pracę wzmacniacza.

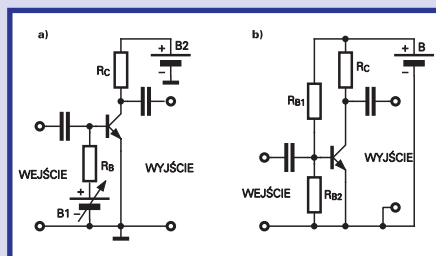
Co prawda obecność rezystancji R_B (R_{B1} i R_{B2}) znacznie poprawia sytuację, jednak mimo wszystko stabilność cieplna i napięciowa układów z rysunku 8 jest bardzo słaba. Nie musisz rozumieć wszystkich szczegółów, zapamiętaj tylko podany właśnie wniosek.

Czy już zauważyłeś, że istnieje bardzo prosty sposób na zmniejszenie wpływu zmian temperatury i napięcia zasilającego? Oczywiście chodzi o obecność rezystora emiterowego R_E . Jeśli spoczynkowe napięcie stałe na R_E będzie wynosić choćby tylko 0,3V, wpływ zmian napięcia bazy i temperatury zostanie zredukowany do około 20% podanych przed chwilą wartości. Gdy napięcie stałe na R_E wyniesie 1,2V ten wpływ zmniejszy się dwudziestokrotnie. Nie musisz zapamiętywać tych szczegółów – musisz tylko wiedzieć, że czym większe napięcie stałe na R_E , tym spoczynkowy prąd kolektora mniej zależy od temperatury i wahań napięcia polaryzującego bazę. Inaczej mówiąc, zwiększanie wartości R_E czyni układ bardziej stabilnym, niezależnym od wielu czynników, w tym temperatury.

Oczywiście jak zwykle nie można przesadzić. Nadmierne zwiększanie rezystancji R_E zwiększa napięcie U_{RE} i ogranicza zakres zmian napięcia kolektora – porównaj rysunki 3b, 4b, 5b i 6b.

Jeśli to rozumiesz, właśnie skutecznie ominąłeś nudne podręcznikowe rozważania na temat sprzężenia zwrotnego w tranzystorowym układzie OE. Nie twierdzę, że takie rozważania są niepotrzebne – może kiedyś wrócisz do nich. Twierdzę tylko stanowczo, że próba tłumaczenia początkującym właściwości tranzystora za pomocą zawiłych rozważań i wzorów dotyczących różnych rodzajów sprzężenia zwrotnego, przynosi więcej szkody niż pożytku i niepotrzebnie ich stresuje.

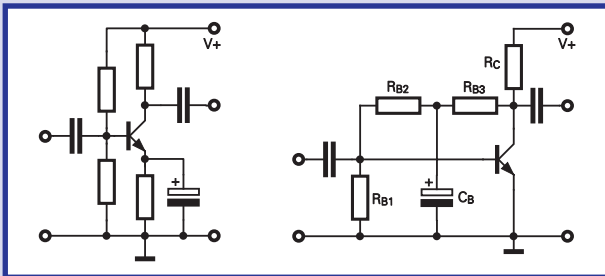
Ty uzbrojony w świeżo zdobytą wiedzę, być może zaproponujesz, żeby pozostać przy stabilnym układzie z rysunku 6, a w celu zwiększenia wzmocnienia zredukować R_{E1} do zera, uzyskując układ pokazany na rysunku 9a. Świetnie! Zrobiłeś spory postęp! Czasami rzeczywiście stosujemy taki układ. Niekiedy stosujemy również układ z rysunku 9b. Dzięki dołączeniu



Rys. 8

Pierwsze kroki

rezystora R1 do kolektora, a nie do dodatniego bieguna zasilania, znacznie poprawia się stabilność stałoprądowego punktu pracy. Jeśli z jakichkolwiek powodów (np. zmiany temperatury) prąd stały kolektora wzrośnie, to napięcie kolektora obniży się, i tym samym obniży się napięcie na bazie. Spowoduje to zmniejszenie prądu kolektora. W praktyce wahania stałego napięcia kolektora pod wpływem zmian temperatury nie będą większe niż 1V – wynik zupełnie wystarczający do wielu zastosowań. Obliczanie wartości elementów nie jest trudne. Zwykle chcemy, żeby stałe napięcie na kolektorze było równe połowie napięcia zasilającego



Rys. 9

($U_{RC}=0,5U_{zas}$). Zakładamy jakiś prąd kolektora (zwykle od 1mA do kilku mA) i obliczamy wartość $R_C = 0,5U_{zas} / I_C$

Prąd dzielnika R_{B1} , R_{B2} powinien wynosić około $0,1I_C$, by był znacznie większy od prądu bazy. Napięcie na rezystorze R_{B1} będzie wynosić około 0,6V.

Stąd $R_{B1} = 0,6V / 0,1I_C = 6V / I_C$

Ponieważ suma napięć na R_{B2} i R_{B3} ma wynosić $0,5U_{zas} - 0,6V$, a prąd dzielnika wynosi $0,1I_C$ (pomijamy prąd bazy), więc $(R_{B2}+R_{B3}) = (0,5U_{zas} - 0,6V) / 0,1I_C$

Zamiast przeprowadzać obliczenia, można przyjąć $R_2=R_3=5R_C$, a wartość R_{B1} dobrać eksperymentalnie, by napięcie na kolektorze wynosiło $0,5U_{zas}$.

Do zastosowań audio pojemność kondensatora (elektrolitycznego CB) może wynosić 100μF.

Zauważ, że duży kondensator CB dla sygnałów zmiennych stanowi zwarcie. Tym samym nie przepuszcza zmiennych sygnałów (sprężenia zwrotnego) z kolektora na bazę. Dzięki temu dla przebiegów zmiennych układ ma duże wzmocnienie, ale małą rezystancję wejściową i duże zniekształcenia. Natomiast spoczynkowy (stałoprądowy) punkt pracy jest stabilizowany dzięki (silnemu ujemnemu) sprzężeniu zwrotnemu z kolektora na bazę.

Oczywiście w układach z rysunku 9 można dodać niewielki rezystor emiterowy, by kosztem zmniejszenia wzmocnienia zwiększyć rezystancję wejściową i poprawić liniowość.

I wychodzi na to, że w praktyce najczęściej będziemy stosować układ pokazany na rysunku 10. W następnym odcinku

wrócimy do tego tematu. Ale wcześniej kolejna ogromnie ważna sprawa.

Oporność wyjściowa wzmacniacza OE

Z dotychczasowych rozważań wynika niedwuznacznie prosta zależność: zwiększając wzmocnienie, zmniejszamy rezystancję wejściową. A zmniejszanie rezystancji wejściowej jest istotną wadą.

Czy jest to nieuniknione?

Może zaproponujesz po prostu, by zwiększyć wszystkie rezystancje, na przykład dziesięciokrotnie. Jeśli wszystkie rezystancje wzrosną w takim samym stopniu, napięcia w układzie nie powinny się zmienić – zmniejszą się tylko prądy (ale to chyba dobrze, bo układ będzie zużywał mniej energii).

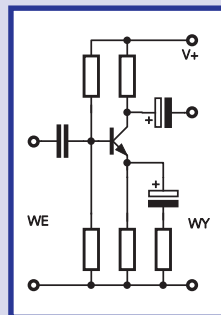
Rzeczywiście, zwiększenie rezystancji (w tym rezystancji w emiterze) korzystnie zwiększy rezystancję wejściową.

Zwiększajmy więc...

Czy już widzisz problem? Nie?

To przeanalizuj podany przykład.

Na rysunku 11a pokazano fragment wzmacniacza tranzystorowego. Załóżmy, że bez zewnętrznego obciążenia, na wyjściu występuje napięcie sinusoidalne 1kHz o wartości skutecznej 2V. Co się stanie, jeśli do wyjścia dołączymy rezystor obciążenia o rezystancji 220Ω, jak pokazano na rysunku 11b?



Rys. 10

zmiennego napięcia wyjściowego?

2. Czy zmieni się napięcie stałe na kolektorze tranzystora?

3. Czy pojawią się zniekształcenia sygnału sinusoidalnego?

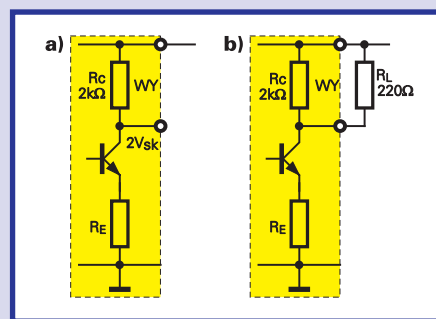
4. Czy zmieni się częstotliwość sygnału?

Spróbuj odpowiedzieć sam!

Słusznie! Dodanie zewnętrznego obciążenia zmniejsza wypadkową rezystancję dołączoną do źródła prądowego, jakim jest obwód kolektora. Zgodnie z prawem Ohma

$$U = I \cdot R$$

Czym mniejsza dołączona rezystancja, tym mniejsze napięcie wyjściowe. Prąd kolektora się nie zmienił, natomiast rezystancja obciążenia zmniejszyła się z 2kΩ do oko-



Rys. 11

ło 200Ω. A więc spadek napięcia na rezystorze R_C zmniejszył się dziesięciokrotnie, czyli napięcie zmienne na kolektorze zmniejszyło się dziesięciokrotnie. Natomiast napięcie stałe na kolektorze, mierzone względem masy, zwiększyło się. Nie pojawiły się zniekształcenia, ani nie zmieniła się częstotliwość.

Tak na marginesie - te 200Ω to wypadkowa rezystancja równoległego połączenia rezystancji 2kΩ i 220Ω. Ściśle biorąc, wynik obliczeń to 198,2Ω - ale w elektronice, inaczej niż w szkolnej matematyce, nie musimy wykonywać idealnie precyzyjnych obliczeń, choćby dlatego, że rzeczywiste elementy mają znaczny rozrzut parametrów, przykładowo tolerancja typowych rezystorów wynosi 5...10%, a precyzyjne rezystory o tolerancji lepszej niż 1% są dla amatorów praktycznie nie do zdobycia. Dlatego zaokrąglenie wartości rezystancji obliczonej w tym przykładzie o mniej niż pół procenta nie ma najmniejszego znaczenia.

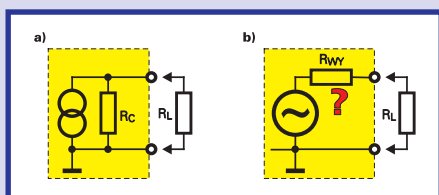
A teraz wyobraź sobie, że dziesięciokrotnie zwiększyłeś wszystkie rezystancje w układzie. Wszystkie prądy zmniejszą się dziesięciokrotnie. Bez zewnętrznego obciążenia napięcie wyjściowe (na rezystorze R_C o wartości 20kΩ) nadal jest równe 2Vsk. Ale jeśli teraz do wyjścia dołączysz rezystancję obciążenia równą 220Ω, to...

No właśnie – ponieważ rezystancja obciążenia zmniejszy się z 20kΩ do 217Ω, a prąd kolektora jest teraz dziesięciokrotnie mniejszy, napięcie wyjściowe drastycznie spadnie około 92 razy z 2Vsk do 21,7mV!

Czy teraz już wiesz, dlaczego zwiększanie wszystkich rezystancji w układzie (w tym rezystancji w kolektorze i emiterze) nie rozwiązuje problemu. Chcieliśmy tym zwiększyć rezystancję wejściową i zwiększyliśmy. Niestety, okazało się, że po dołączeniu obciążenia napięcie wyjściowe niedopuszczalnie się zmniejszyło.

Okazuje się, że nasz wzmacniacz w układzie OE ma dużą rezystancję wyjściową.

Co prawda my zwykle traktujemy obwód kolektora jako źródło prądowe pracujące na obciążenie R_C (sytuację dla przebiegów zmiennych pokazuje rysunek 12a),



Rys. 12

ale śmiało możemy narysować schemat zastępczy wzmacniacza OE w bardziej zrozumiałej postaci, ze źródłem napięciowym i szeregową rezystancją wyjściową jak na **rysunku 12b**. Nasz wzmacniacz zachowuje się tak, jakby na wyjściu umieszczono jakąś szeregową rezystancję – właśnie jego rezystancję wyjściową. Oczywiście po dołączeniu zewnętrznego obciążenia napięcie wyjściowe zmniejszy się. Czym większa będzie wewnętrzna rezystancja wyjściowa R_{wy} w stosunku do rezystancji obciążenia R_L , tym napięcie wyjściowe będzie mniejsze.

A jaka jest wartość rezystancji wyjściowej w układzie OE? Nie będziemy się rozdrabniać, jeśli chcesz, sprawdź sam – rezystancja wyjściowa układu OE jest równa rezystancji opornika R_C umieszczonego w kolektorze.

To zupełnie inaczej niż w układzie wspólnego kolektora, gdzie (przy niezbyt dużych sygnałach) dołączenie rezystancji obciążenia R_L przez kondensator praktycznie nie zmieniało zmiennego napięcia wyjściowego. Czyli rezystancja wyjściowa była bardzo mała. Skąd taka różnica?

Tam była inna sytuacja – napięcie (stałe i zmienne) na emiterze było wymuszone przez napięcie na bazie. Tu masz praktyczny przykład właściwości źródła prądowego. Napięcie na wyjściu jest wynikiem przepływu prądu przez obciążenie kolektorowe. Czyli wszystko zależy od oporności w obwodzie kolektora. Zauważ, że decydujący wpływ na wzmacnienie napięciowe ma wypadkowa oporność (impedancja) obciążenia. Do tego wątku wrócimy w następnym odcinku.

Tymczasem przeanalizujmy kolejny przykład. Wzmacniacz jest ten sam co na rysunku 11, napięcia stałe i zmienne bez obciążenia też takie same. Tylko teraz zewnętrzny rezystor obciążenia (220Ω) jest dołączony nie wprost, tylko przez kondensator o bardzo dużej pojemności. Wygląda to jak na **rysunku 13a** lub **13b**. Czy sposób dołączenia obciążenia coś zmienia? Oczywiście nie! Dla przebiegów zmiennych zupełnie nie ma różnicy, czy obciążenie podłączone jest do plusa zasilania czy do masy – przecież dla sygnałów zmiennych szyna zasilania to tak samo co obwód masy.

Jeśli tak, to odpowiedź na pytania:

1. Czy zmienia się wartość zmiennego napięcia wyjściowego?

2. Czy zmienia się napięcie stałe na kolektorze tranzystora?

Odrobinę trudniejsze, prawda? Kondensator separujący dla przebiegów zmiennych stanowi zwarcie, dla stałych stanowi przerwę. Już wiesz:

1. Napięcie stałe na kolektorze tranzystora nie zmieniło się, bo wskutek obecności kondensatora rezystancja dla prądu stałego widziana od strony kolektora nadal jest równa $2k\Omega$.

2. Wartość napięcia zmiennego powinna się zmniejszyć do $0,2V_{sk}$, bo dla prądów zmiennych rezystancja obciążenia widziana od strony kolektora zmniejszyła się tak samo jak w poprzednim przykładzie z $2k\Omega$ do 200Ω .

Ma to bardzo ważne konsekwencje praktyczne.

Przypuśćmy, że zaprojektowałeś oszczędny wzmacniacz z **rysunku 14a** (przypuśćmy, że rezystancje R_1 i R_3 mają mieć po $430k\Omega$), który jak łatwo obliczyć, ma wzmacnienie równe 20 razy. To trochę za mało do Twoich celów, więc do jego wyjścia dołączasz drugi taki sam stopień wzmacnienia. Układ wygląda jak na **rysunku 14b**. Czy wypadkowe wzmacnienie wyniesie $20 \times 20 = 400$ razy?

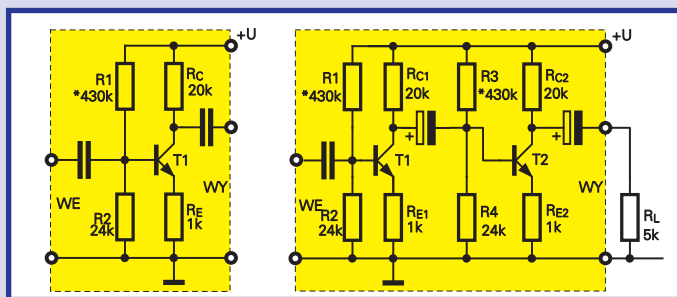
Po stokroć nie! Zrozum to i zapamiętaj raz na zawsze. Niedoświadczeni elektronicy bardzo często zapominają o wpływie oporności wejściowej i wyjściowej we wzmacniaczu OE. Zaczniemy od końca. Wzmacnienie wzmacniacza z tranzystorem T2 będzie równe 20 (R_{C2}/R_{E2}) tylko wtedy, gdy wzmacniacz nie będzie obciążony, a praktycznie wtedy, gdy zewnętrzne obciążenie R_L będzie zdecydowanie większe niż R_{C2} . Po obciążeniu wzmacnienie będzie wyznaczone stosunkiem wypadkowej rezystancji kolektorowej i R_{E2} , czyli wyniesie $(R_{C2} \parallel R_L) / R_{E2}$. Możesz obliczyć, że drugi stopień będzie miał wzmacnienie równe 4.

Ale to nie koniec. Oblicz, jaka jest oporność wejściowa R_{WE2} wzmacniacza z

tranzystorem T2. Nie musisz liczyć dokładnie, wystarczą wartości przybliżone. Przy założeniu, że $\beta=100$ i $R_{E2}=1k\Omega$ rezystancja samego tranzystora wynosi około $100k\Omega$, a po uwzględnieniu rezystancji polaryzujących R_3 i R_4 wypadkowa rezystancja wejściowa wynosi około $20k\Omega$.

Tym samym - uważaj – obciążeniem tranzystora T1 będzie nie tylko rezystor R_{C1} , ale rezystancja równoległego połączenia R_{C1} ($20k\Omega$) i obliczonej właśnie rezystancji wejściowej następnego stopnia (około $20k\Omega$). Obciążenie w kolektorze będzie więc mieć około $10k\Omega$, czyli uwzględniając wartość R_{E1} wzmacnienie pierwszego stopnia będzie równe nie 20, tylko 10.

Przy podanych wartościach okazało się, że wzmacnienie pierwszego stopnia wyniesie 10 razy, wzmacnienie drugiego 4 razy, czyli wypadkowe wzmacnienie zamiast spodziewanego 400 razy wyniesie jedynie 40 razy.



Rys. 14

W zasadzie to jeszcze nie wszystko. Cały układ ma rezystancję wejściową około $20k\Omega$, co może być istotnym obciążeniem dla źródła sygnału i wtedy wypadkowe wzmacnienie będzie jeszcze mniejsze.

Przeanalizuj dokładnie podany przykład. Czy teraz już dokładnie rozumiesz, że nie wolno zapominać o rezystancji wyjściowej i wejściowej wzmacniacza OE?

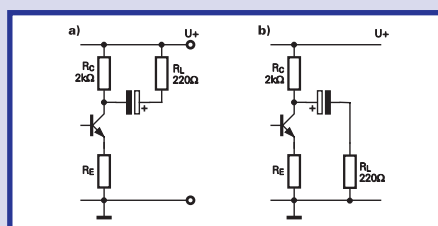
Umęczyłem Cię zależnościami występującymi we wzmacniaczu ze wspólnym emiterem. Co z tego koniecznie musisz zapamiętać?

Najważniejsze są następujące wnioski:

1. Zwiększanie wzmacnienia następuje kosztem zmniejszania rezystancji wejściowej
2. Rezystancja wyjściowa jest równa rezystancji R_C umieszczonej w obwodzie kolektora.

W następnym odcinku zaprojektujemy też wspólnie dwa wzmacniacze OE. A ponieważ wzmacniacz OE nadal kryje pewne tajemnice, podam Ci kilka dalszych ciekawych informacji.

Piotr Górecki



Rys. 13

Tranzystory dla początkujących

część 15

Układ ze wspólnym emiterem

Przed miesiącem podałem Ci minimum wiedzy na temat wzmacniacza ze wspólnym emiterem (OE), niezbędne każdemu elektronikowi. Doszliśmy do dwóch ważnych wniosków:

- 1. Zwiększanie wzmocnienia następuje kosztem zmniejszania rezystancji wejściowej*
- 2. Rezystancja wyjściowa jest równa rezystancji RC umieszczonej w obwodzie kolektora.*

Obiecałem, że wspólnie zaprojektujemy dwa wzmacniacze OE i że podam kilka dalszych ciekawych informacji. Jeśli jesteś zupełnym nowicjuszem, znaczna część wiadomości podanych w niniejszym odcinku nie jest Ci niezbędna, dlatego nie przerażaj się, jeśli czegoś nie rozumiesz. Zawsze możesz do tego wrócić za jakiś czas.

Tylko dla ciekawskich

Być może w poprzednim odcinku zostałeś zaskoczony wnioskiem, że w układzie OE wzmocnienie napięciowe nie jest wyznaczone wartością wzmocnienia prądowego tranzystora, tylko stosunkiem "oporności kolektorowej" do "oporności emiterowej".

Teraz, nie wyprowadzając zawiłych równań, zastanowimy się nad maksymalną wartością wzmocnienia w układach z rysunków 8 i 9 (z poprzedniego numeru EdW). Wygląda na to, że tranzystor "od urodzenia" ma wbudowaną jakąś wewnętrzną rezystancję emiterową r_e – porównaj **rysunek 15**. O jakiej wartości?

A właśnie tu leży cała trudność. Ta "wbudowana rezystancja" nie jest stała. Ale uważaj - jeśli chodzi o wzmocnienie prądowe (β), występuje bardzo duży rozrzut wartości wzmocnienia prądowego między poszczególnymi egzemplarzami. W przypadku "wewnętrznej rezystancji emiterowej" r_e jest inaczej. Możemy

uznać, że nie ma tu żadnego rozrzutu między egzemplarzami - wartość tej rezystancji zależy od dwóch czynników: przede wszystkim od prądu kolektora (tym samym w jakiś sposób od prądu bazy), oraz od temperatury struktury. Nie musisz się w to wgłębiać. Podam tylko końcowy wniosek. Ta "wewnętrzna rezystancja emiterowa" r_e wynosi w temperaturze pokojowej mniej więcej:

$$r_e = 26\text{mV} / I_C$$

Gdy wyrazisz prąd kolektora w miliamperach, oporność wyjdzie w omach.

A skąd te napięcie 26mV? Związane jest z pewnymi stałymi fizycznymi (ładun-

kiem elektronu, stałą Boltzmana) oraz temperaturą - w książkach oznaczane jest U_T , gdzie T wskazuje zależność od temperatury (bezwzględnej, wyrażonej w kelwinach). Jeśli chcesz, to w podręcznikach poszukaj szczegółów.

Dla układu z rysunku 15 prąd kolektora wynosi 6mA, więc

$$r_e = 26\text{mV} / 6\text{mA} = 4,33\Omega$$

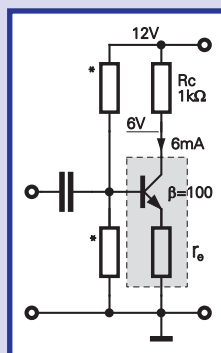
a rezystancja wejściowa tranzystora będzie β razy większa, czyli wyniesie $100 \cdot 4,33\Omega = 433\Omega$.

Wzmocnienie napięciowe nie może być większe niż

$$G_{\text{max}} = R_C / r_e$$

$$G_{\text{max}} = 1000\Omega / 4,33\Omega = 231$$

Przyjrzyjmy się temu bliżej. W poprzednim odcinku dowiedziałeś się, że dobrze jest stosować zewnętrzną oporność obciążenia R_L (nie pokazaną na rysunku 15) większą od rezystancji R_C - porównaj rysunki 11 i 13 w poprzednim odcinku. No dobrze, a gdy oporność obciążenia, na przykład oporność wejściowa następnego



Rys. 15

stopnia będzie duża, nawet bardzo duża (np. dzięki zastosowaniu wtórnika emiterowego czy tranzystora polowego), to czy można zwiększać R_C i tym samym wzmacnienie napięciowe wzmacniacza OE bez ograniczeń? Zwiększając R_C przy okazji korzystnie zmniejszamy pobór prądu i straty mocy. Nie masz chyba wątpliwości, że w praktyce chcielibyśmy mieć

wzmacniacz o dużym wzmacnieniu i dużej rezystancji wejściowej. Zwiększamy więc, uzyskując układ z rysunku 16.

Stop!

Zwiększanie rezystancji R_C nie zwiększy maksymalnego wzmacnienia napięciowego. Zastanów

się nad tym – jeśli zwiększasz R_C , to musisz zmniejszyć stały prąd kolektora I_C , by tranzystor się nie nasycił. Jeśli zmniejszasz prąd I_C , wzrośnie rezystancja r_e ($r_e = 26\text{mV}/60\mu\text{A} = 433\Omega$). Wygląda na to, że stosunek R_C/r_e pozostaje stały (w pierwszym przybliżeniu).

A więc nie tędy droga do większego wzmacnienia.

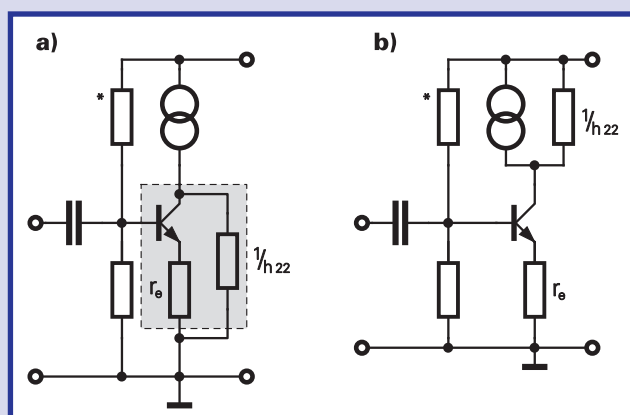
A może wykorzystać źródło prądowe (mające z definicji nieskończenie wielką rezystancję dynamiczną) umieszczając je w miejsce R_C ? Zobacz rysunek 17a. Tym razem pomysł jest świetny! Wprawdzie rzeczywiste źródło prądowe ma jakąś rezystancję dynamiczną r_d , ale ta rezystancja dynamiczna dla przebiegów zmiennych będzie wynosić wiele kiloomów lub nawet megaomów. Jednocześnie zachowasz małą wartość r_e , bo stały prąd tego źródła może być znaczny.

W ten chytry sposób możemy znacznie zwiększyć wzmacnienie - pojedynczy stopień może mieć wzmacnienie napięciowe wynoszące nawet kilka tysięcy. Rysunek 17c pokazuje przykład realizacji.

Sposób ze źródłem prądowym ma jednak specyficzną cechę, która często jest wadą: zwykle chcielibyśmy zachować napięcie spoczynkowe na kolektorze naszego tranzystora zbliżone do połowy napięcia zasilającego. Tymczasem źródło prądowe daje prąd stały o ściśle określonej wartości, więc nawet niewielkie zmiany stałego prądu kolektora spowodują albo nasycenie albo odcięcie naszego tranzystora (to jest oczywiście cecha wszystkich wzmacniaczy o wielkim wzmacnieniu). Dlatego w praktyce obciążenie kolektorowe w postaci źródła prądowego nie jest stosowane w prostych wzmacniaczach jednotranzystorowych (takich jak na rysunku 17c). Stosowane jest tylko w wielotranzystorowych wzmacniaczach z zamkniętą pętlą stałoprądowego sprzężenia zwrotnego. Nie wiesz o co chodzi z tą "zamkniętą pętlą"? Nie przejmuj się, na razie wystarczy ci wiadomość, że taki sposób jest powszechnie wykorzystywany w scalonych wzmacniaczach operacyjnych, a niezmiennie rzadko w układach budowanych z pojedynczych tranzystorów. W każdym razie pomysł ze źródłem prądowym jest godny uwagi. Idźmy dalej.

Jak myślisz, czy mając porządne źródło prądowe o bardzo dużej rezystancji dynamicznej, możemy uzyskać dowolnie duże wzmacnienie napięciowe wzmacniacza? Niestety nie!

Kolejny raz dają o sobie znać właściwości tranzystora reprezentowane przez parametr h_{22} . Tak samo jak rzeczywiste źródło prądowe z rysunku 17a, tak samo obwód kolektorowy nie jest idealnym źródłem prądowym – jego rezystancja dynamiczna jest reprezentowana przez omawiany wcześniej parametr h_{22} . Ilu-



Rys. 18

struje to rysunek 18a. Lepiej to widać na rysunku 18b

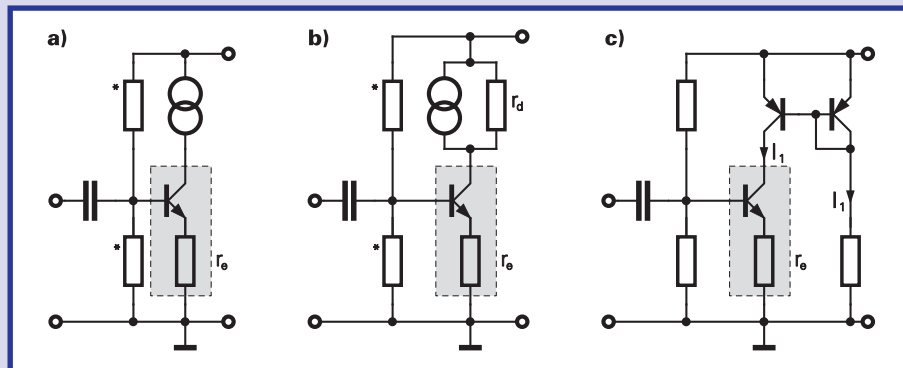
- możemy tak narysować, bo dla przebiegów zmiennych masa i plus zasilania to przecież to samo.

Znów niedoskonałość tranzystora, reprezentowana przez h_{22} ogranicza maksymalne wzmacnienie, które we współczesnych tranzystorach nawet przy zastosowaniu idealnego źródła prądowego i nieskończenie wielkiej rezystancji obciążenia R_L i tak nie przekroczy kilku tysięcy. W ogromnej większości przypadków stosujemy w kolektorze nie źródła prądowe, tylko zwykłe rezystory o wartości nie większej niż kilka kiloomów. Taka rezystancja kolektorowa jest znacznie mniejsza niż wartość "równoległej oporności wewnętrznej" z rysunku 18, reprezentowanej przez h_{22} , więc wpływ h_{22} pomijamy. I wtedy bez znaczącego błędu możemy powiedzieć, że rezystancja wyjściowa wzmacniacza OE jest równa wartości rezystora obciążenia R_C .

Jeśli za mną nadążasz, to właśnie znalazłeś odpowiedź na pytanie: jaka może być największa teoretyczna wartość wzmacnienia napięciowego tranzystora. Przy założeniu, że obciążeniem kolektorowym jest źródło prądowe o (pomijalnie) wielkiej oporności dynamicznej, wzmacnienie maksymalne określone jest przez stosunek rezystancji dynamicznej obwodu kolektora ($1/h_{22}$) i rezystancji emiterowej r_e - zobacz rysunek 18b.

Czy naprawdę do ciebie dociera, co wynika z tych rozważań? A czy potrafiłbyś komuś wytłumaczyć, na ile maksymalne wzmacnienie napięciowe wzmacniacza tranzystorowego wyznaczone jest wartością wzmacnienia prądowego β ?

Prawdopodobnie jesteś mocno zaskoczony! Okazało się, że wzmacnienie prądowe β i wzmacnienie napięciowe niewiele mają ze sobą wspólnego! Wygląda na to, że maksymalne wzmacnienie napięciowe wzmacniacza OE może być znacznie większe niż wzmacnienie prądowe β . Natomiast wartość wzmacnienia prądowego β będzie mieć wpływ



Rys. 17

Pierwsze kroki

przede wszystkim na oporność wejściową. Czyż nie mówię, że ten tranzystor to kapryśny i tajemniczy twór?

Hmm... Czy to jednak oznacza, że tranzystor o wzmacnieniu prądowym równym 10 (stare tranzystory germanowe miały jeszcze mniejsze wzmacnienie) mógłby dać wzmacnienie napięciowe równe na przykład 1000?

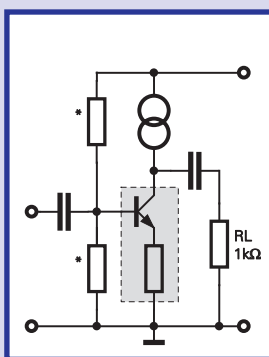
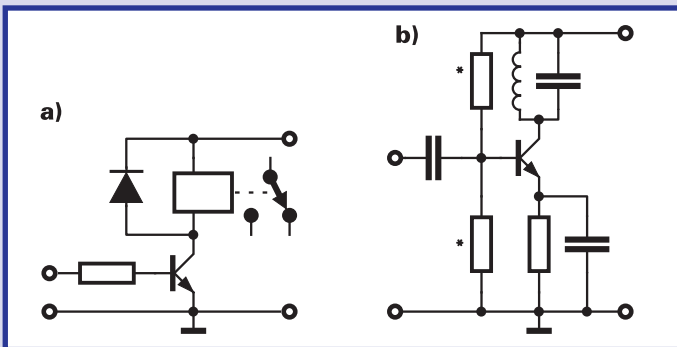
Co o tym sądzisz?

Teoretycznie tak, pod warunkiem, że rezystancja obciążenia (kolektorowa) będzie bardzo duża (zastosujemy źródło prądowe w roli obciążenia), a parametr h_{22} użytego tranzystora będzie miał przyzwoitą wartość. Małe wzmacnienie prądowe β spowodowałoby jednak, że oporność r_e , a tym samym rezystancja wejściowa byłyby koszmarnie małe (rzędu pojedynczych omów) co oznaczałoby nie tylko znaczny prąd bazy, ale i wielkie zniekształcenia nieliniowe. Tak to wygląda w teorii - wcześniej należałoby jednak zapytać, czy obwód kolektora tranzystora o małym wzmacnieniu prądowym będzie się zachowywał jak dobre źródło prądowe. Czy jego rezystancja dynamiczna (reprezentowana przez parametr h_{22}) będzie odpowiednio duża? Jeśli się okaże, że kiepski tranzystor o małej wartości β ma jednocześnie niekorzystną wartość parametru h_{22} , to właśnie wartość parametru h_{22} nie pozwoli uzyskać tak dużego wzmacnienia.

Nie musisz się w to wgłębiać, zresztą w podanych rozważaniach troszkę uprościliśmy sobie życie i pominęliśmy pewne subtelności. Jak by nie było, że wszystkich rozważań i tak wynika beznadziejnie prosty wniosek, powtarzający się w kolejnych odcinkach jak refren: korzystnie jest stosować tranzystory o jak największym wzmacnieniu prądowym.

A teraz pytanie testowe dla sprawdzenia, czy wszystko dobrze rozumiesz: co się stanie z wartością wzmacnienia napięciowego po dołączeniu do naszego rewersyjnego wzmacniacza z rysunku 17 zewnętrznej rezystancji obciążenia R_L . Sytuację pokazuje **rysunek 19**. Jak myślisz?

Rys. 20



Rys. 19

naвіть kilkuset kiloomów. Pamiętaj jednak, że rezystancja wyjściowa wzmacniacza OE jest wyznaczona przez oporności w kolektorze, które z konieczności są bardzo duże. Tak jest - dołączenie małej rezystancji obciążenia radykalnie zmniejszy wzmacnienie napięciowe, z którego się tak cieszyliśmy.

Możesz na to popatrzeć z dwóch stron, a wniosek i tak będzie ten sam.

1. Jeśli rezystancja wyjściowa jest bardzo duża, to dołączenie niewielkiej rezystancji obciążenia znacznie zredukuje sygnał wyjściowy - patrz rysunek 13 oraz rysunek 12b w poprzednim odcinku.

2. Dodanie zewnętrznej rezystancji obciążenia spowoduje zmniejszenie całkowitej rezystancji kolektorowej i wzmacnienia wyznaczonego przez stosunek wypadkowej rezystancji kolektorowej do emiterowej - porównaj rysunek 12a i rysunek 11.

Sam widzisz - nic za darmo! Zapamiętaj więc raz na zawsze, że zewnętrzna oporność obciążenia R_L powinna być większa, najlepiej wielokrotnie większa od rezystancji R_C . Tylko wtedy dołączenie R_L nie zmniejszy wzmacnienia w znaczącym stopniu.

Dalsze zależności

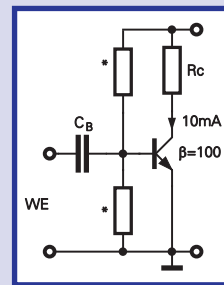
Jak myślisz, czy napięcie na kolektorze może być wyższe od napięcia zasilającego?

Dziwne pytanie?

Tylko na pozór. Na **rysunku 20** znajdziesz układy, w których chwilowe

Dopiero co, stosując źródło prądowe uzyskaliśmy duże wzmacnienie, radykalnie zwiększając rezystancję dynamiczną w kolektorze do kilkudziesięciu czy

napięci na kolektorze będzie większe od napięcia zasilającego. Tu nie ma żadnych tajemnic - układ z przełącznikiem już "ćwiczyliśmy", a układu z obwodem rezonansowym w kolektorze nie będziemy szczegółowo analizować. Powinieneś po prostu wiedzieć, że coś takiego się zdarza i że w niektórych układach (stopnie wzmacniaczy w.c.z.) trzeba stosować tranzystory, mające dopuszczalne napięcie U_{CE} co najmniej dwukrotnie większe niż napięcie zasilające, a w innych (niektóre przetwornice impulsowe) - jeszcze wyższe.



Rys. 21

Jeśli już weszliśmy w temat tak daleko, zastanów się jeszcze nad sprawą pojemności kondensatora wejściowego. **Rysunek 21** pokazuje problem. Jeśli rezystancja wejściowa tranzystora w układzie OE jest mała, to aby układ przynosił także małe częstotliwości, pojemność kondensatora wejściowego musi być odpowiednio duża. Przykładowo jeśli dla układu z rysunku 21 rezystancja wejściowa jest niewielka i wynosi około 250Ω , aby wzmacniacz przynosił częstotliwości już od 20Hz, pojemność C_B nie może być mniejsza niż

$$32\mu F$$

Oczywiście skorzystałem ze znanego wzoru

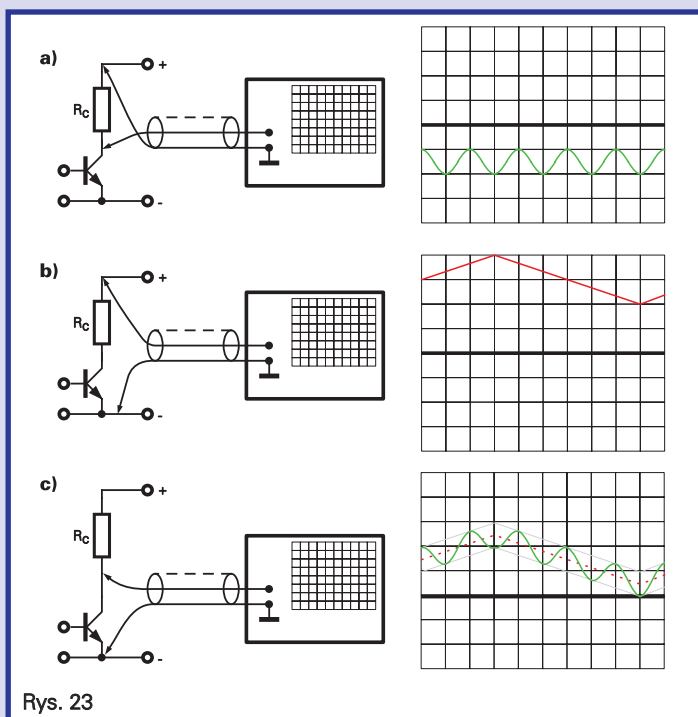
$$C = 1 / (2 \pi f R)$$

który zwykle stosujemy w postaci:

$$C = 0,16 / (f R)$$

Projektując jakiegokolwiek wzmacniacz tranzystorowy zawsze musisz pamiętać o problemie pojemności kondensatorów sprzęgających.

I kolejna sprawa ważna w praktyce. Który układ z **rysunku 22** uznałbyś za lepszy?



Rys. 23

Nie widzisz istotnych różnic?

Rzeczywiście, przy takich samych wartościach elementów R , C i takim samym wzmocnieniu prądowym tranzystorów, podstawowe parametry (wzmocnienie, oporności wejściowa i wyjściowa) będą jednakowe. Więc?

Zdecydowanie różna jest jednak odporność na tętnienia i wszelkie inne "śmiec" przenoszące się z obwodu zasilania. Uważaj - to są zagadnienia naprawdę bardzo ważne w praktyce i powinieneś je dobrze rozumieć. Napięcie zasilające nie jest nigdy idealnie stabilizowane. Nawet w przypadku zastosowania dobrego stabilizatora, w obwodzie zasilania wystąpią szumy (własne tego stabilizatora) oraz spadki napięć na rezystancjach ścieżek i przewodów (w takt sygnałów zmiennych). W rezultacie w rzeczywistym obwodzie zasilania na napięcie stałe zawsze nałożony jest jakiś niewielki przebieg zmienny (szumy i inne śmieci). Taki przebieg niewątpliwie możemy traktować jako jakiś sygnał zmienny. Czy przedostanie się on z obwodu zasilania na wyjście?

Pamiętaj, że obwód kolektora to źródło prądowe. Prąd kolektora praktycznie nie zależy od napięcia na kolektorze. A co z napięciem na kolektorze? Jeszcze nie widzisz problemu?

Pomoże ci **rysunek 23**. W sumie wszystko zależy od punktu odniesienia. Przebieg zmienny na rezystorze R_C (mierzony w stosunku do dodatniego bieguna zasilania) jest "czysty" - jest to przebieg wyznaczony jedynie przez prąd I_C oraz rezystancję R_C . Jeśli dołączyłbyś oscyloskop między plus zasilania a wyjście, zobaczyłbyś przebieg jak na rysunku 23a. Nic nowego

pokazałby przebieg jak na rysunku 23b (dla pokazania zasady narysowałem przebieg trójkątny, w rzeczywistości będzie to mieszanka różnych częstotliwości). Wreszcie rysunek 23c pokazuje przebieg wyjściowy występujący między masą a kolektorem. Składowa zmienna napięcia zasilania dodaje się po prostu do sygnału użytecznego i w całości przechodzi na wyjście. Czy to jest jasne? Przeanalizuj to dokładnie - jeśli masz wątpliwości, przeanalizuj jeszcze raz rysunki 4 i 5 w poprzednim odcinku.

Teraz już wiesz - układ z rysunku 22a jest zdecydowanie lepszy od układu z rysunku 22b. W tym drugim wszelkie śmieci z obwodu zasilania przenoszą się na bazę drugiego tranzystora i co gorsza, są w tym drugim stopniu wzmacniane. Potem na kolektor drugiego stopnia czyli na wyjście, przechodzą jeszcze raz te śmieci z zasilania. W układzie z rysunku 22a tego nie ma, bo obwód wejściowy drugiego tranzystora "widzi" tylko czysty sygnał z rezystora R_C , a sygnałem wyjściowym jest czysty sygnał z drugiego rezystora kolektorowego.

Właśnie nieuwzględnienie tego zjawiska jest najczęstszą przyczyną kłopotów ze zbudowaniem niskoszumnego wzmacniacza tranzystorowego. Może ty sam, lub koleddy, natknęliście się już osobiście na ten problem. Jeden z moich przyjaciół opowiadał, że kiedyś zbudował "niskoszumny" przedwzmacniacz z zastosowaniem naprawdę porządných tranzystorów. Uzyskane parametry szumowe były beznadziejnie, gorsze niż najprostszego układu z archaiczną kostką 741. Przyczyną były właśnie szumy przedostające się z zasilania.

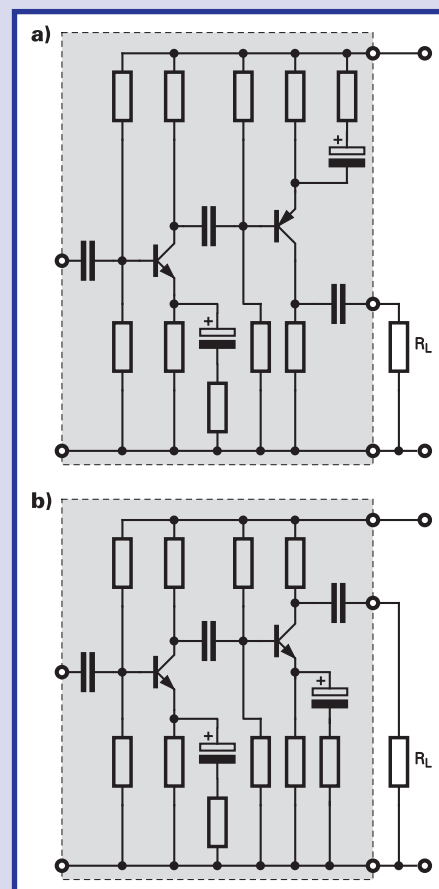
- przecież napięcie na rezystorze obciążenia jest wyznaczone tylko przez prąd kolektora ($I_C \cdot R_C$), a nie przez napięcie zasilające. Zwróć uwagę, że masę oscyloskopu podłączyłem do plusa zasilania, przez co oscyloskop pokazuje napięcie "ujemne" - ale to drobiazg, w tej chwili nie ważny.

Ale napięcie zasilające nie jest "czyste" - zawiera składową zmienną. Oscyloskop dołączony między masę a plus zasilania

okaże, że skrótowe informacje o tranzystorach podawane w podręcznikach szkolnych to jeszcze nie wszystko. Aby zostać prawdziwym konstruktorem trzeba zdobyć sporą ilość rzetelnej wiedzy i doświadczenia. Podany przykład nie wyczerpuje oczywiście problemu wzmacniaczy niskoszumnych. Dlatego nie zachęcam, by początkujący zabierali się za takie tematy, tylko na pozór łatwe. Na marginesie wspomnę, że analiza projektów nadsyłanych do Redakcji oraz części prac nadsyłanych Szkole Konstruktorów i innych pokazuje, że pewna część naszych Czytelników ma zdecydowanie zbyt wysokie mniemanie o własnych możliwościach. Nie rozumiejąc problemów takich jak pokazany przed chwilą, bazując tylko na podstawowych informacjach z podręczników szkolnych, popełniają elementarne błędy. W rezultacie układ wprowadzi jako tako działa, ale nie nadaje się do publikacji, stanowiąc wręcz przykład, jak nie należy robić. Właśnie z tego powodu część prac nadsyłanych do Forum Czytelników czy działu E-2000 nie może być opublikowana.

Tyle dygresji, a teraz dwa słowa na temat projektowania wzmacniaczy OE.

Piotr Górecki



Rys. 22

Tranzystory dla początkujących

część 16

Realizacje praktyczne

Po zapoznaniu się z właściwościami wzmacniacza ze wspólnym emiterem masz wszystkie informacje potrzebne do samodzielnego zaprojektowania takiego wzmacniacza.

Dziś wspólnie wykonamy dwa przykłady. Co trzeba wiedzieć na wstępie i jakie przyjąć założenia.

Projektowanie wzmacniacza OE

W podręcznikach spotkasz różne schematy i różne sposoby obliczeń. Nie ma jednego, najlepszego schematu i sposobu. Możesz na przykład wykorzystać "przejrzysty" układ z rysunku 10 (EdW 4/99). Nie znaczy, że powinien się on stać podstawą konstruowanych przez Ciebie wzmacniaczy. Czasem wykorzystasz któryś układ z rysunku 9. Ale w praktyce i tak najczęściej będziesz wykorzystywał wzmacniacze operacyjne (zajmiemy się tym już niedługo). Tranzystory będziesz stosował raczej tylko w układzie wtórnika (ze wspólnym kolektorem) oraz w układach przełączających. Ale nie wypada, byś nie potrafił w razie potrzeby zaprojektować wzmacniacza tranzystorowego. Spróbujmy więc zaprojektować wspólnie dwa wzmacniacze w układzie OE.

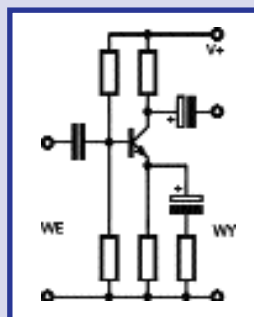
1. Pierwszy - wzmacniacz mikrofonu dynamicznego - powinien mieć wzmocnienie dla przebiegów zmiennych (akustycznych) równe 20, a zniekształcenia powinny być możliwie małe. Napięcie zasilające wynosi 12V.

2. Drugi, przeznaczony do jakiegoś urządzenia sygnalizacyjnego ma wzmacniać przebiegi zmiennie (akustyczne) z mikrofonu elektretowego jak najwięcej, a poziom zniekształceń nie ma znaczenia.

W każdym przypadku musisz nie tylko skupić się na wzmacniaczu, ale też uwzględnić "co siedzi" na wyjściu i wejściu.

Przykład 1

Niech w pierwszym przypadku mikrofon dynamiczny ma rezystancję wewnętrzną 200Ω , a wyjście projektowanego wzmacniacza będzie obciążone rezystancją następnego stopnia równą $10k\Omega$. Zastosujemy układ z rysunku 10. Aby sygnał



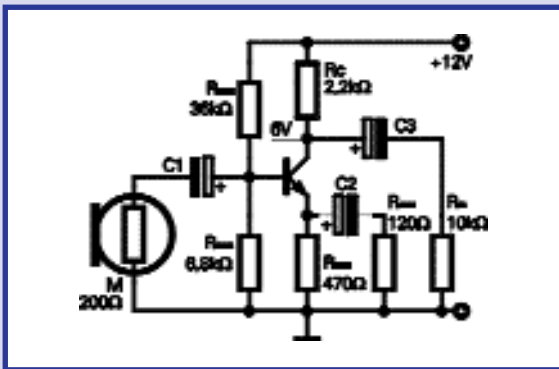
Rys. 10

nie był niepotrzebnie tłumiony, rezystancja wejściowa naszego wzmacniacza powinna być 5...10 razy większa od rezystancji wewnętrznej mikrofonu, a re-

zystancja wyjściowa naszego wzmacniacza 5...10 razy mniejsza od rezystancji obciążenia. Rezystancja wyjściowa wzmacniacza OE jest równa rezystancji rezystora w kolektorze - a więc rezystor R_C powinien mieć wartość 1...2,2k Ω . Przyjmijmy wartość 2,2k Ω , by zmniejszyć prąd pobierany przez nasz wzmacniacz. Jeśli wzmocnienie ma być równe 20, wypadkowa "rezystancja emiterowa" musi wynieść 110 Ω . Aby zwiększyć stabilność stałoprądowego punktu pracy, niech rezystancja emiterowa dla prądu stałego R_{E1} wynosi na przykład $R_C/5$, czyli około 470 Ω . Teraz należy jeszcze dobrać rezystory dzielnika w obwodzie bazy.

Przy dobieraniu rezystorów w obwodzie bazy należy wziąć pod uwagę kilka czynników. Dzielnik należy dobrać tak, by napięcie stałe na kolektorze było ustawione "w połowie zakresu roboczego". Ponieważ w tym przypadku wzmacniamy niewielkie sygnały mikrofonowe, bez zastanowienia możemy ustawić napięcie kolektora równe połowie napięcia zasilającego. Dzielnik R_{B1} , R_{B2} w układzie z **rysunku 24** ma dać na bazie takie napięcie stałe, by na kolektorze napięcie stałe wynosiło około 6V. Wynika stąd,

Pierwsze kroki



Rys. 24

że prąd kolektora wyniesie około $6V/2,2k\Omega = 2,7mA$, a napięcie na rezystorze R_{E1} $1,27V$. Stąd napięcie stałe na bazie (i rezystorze R_{B2} powinno wynosić mniej więcej $1,27V + 0,6V = 1,87V$, a na R_{B1} około $(12 - 1,87) / 10 = 1,03V$. Przy założeniu, że nie zastosujemy jakiegos archaicznego tranzystora z odzysku, śmiało możemy założyć, że współczynnik wzmacnienia prądowego β nie będzie mniejszy niż 100. Tym samym prąd bazy nie będzie większy niż $2,7mA/100 = 27\mu A$. Prąd dzielnika w obwodzie bazy powinien być kilkakrotnie większy od maksymalnego spodziewanego prądu bazy. Niech będzie 10-krotnie większy: $10 \cdot 27\mu A = 0,27mA$. Suma rezystancji dzielnika (dla ułatwienia pomijamy prąd bazy) wyniesie więc około $(12V/0,27mA) - 44k\Omega$. W pierwszym przybliżeniu (znów pomijając prąd bazy) możemy przyjąć, że stosunek rezystancji R_{B1}/R_{B2} musi być równy stosunkowi napięć na nich występujących czyli, około $(10,13V/1,87V) = 5,42$ do 1. Nietrudno obliczyć, że rezystancja R_{B2} wyniesie mniej więcej $44k\Omega / (5,42 + 1)$ czyli $6,8k\Omega$, a R_{B1} $(5,42 \cdot 6,8k\Omega) = 36k\Omega$. W tych uproszczonych obliczeniach pominąłem prąd bazy (nie większy niż $27\mu A$). Nie zmieni to w istotnym stopniu warunków pracy, ale w praktycznym układzie można zmierzyć rzeczywiste napięcie stałe na kolektorze i ewentualnie skorygować wartość któregoś z rezystorów R_{B1} lub R_{B2} .

Aby wzmacnienie napięciowe wyniosło 20, wypadkowa rezystancja emiterowa dla przebiegów zmiennych powinna być równa 110Ω . Na tę rezystancję złożą się wewnętrzna rezystancja emiterowa r_e , wynosząca około 10Ω ($26mV/2,7mA$) i równoległe połączenie R_{E1} i R_{E2} (100Ω). Ponieważ R_{E1} ma wartość 470Ω , R_{E2} musi mieć wartość

$$R_{E2} = R_E \cdot R_{E1} / (R_{E1} - R_E)$$

$$R_{E2} = 100\Omega \cdot 470\Omega / (470\Omega - 100\Omega) = 47000/370 = 127\Omega.$$

W praktyce zastosujemy najbliższą wartość z szeregu, czyli 120Ω lub 130Ω .

Wypadałoby jeszcze sprawdzić, jaką rezystancję wejściową będzie mieć nasz wzmacniacz. Sam tranzystor (o wzmac-

nieniu co najmniej 100) będzie miał rezystancję wejściową nie mniejszą niż $100 \cdot 100\Omega$ czyli $10k\Omega$. Rezystancja wejściowa całego wzmacniacza dla przebiegów zmiennych będzie równa równoległemu połączeniu tej rezystancji wejściowej tranzystora (min. $10k\Omega$) i rezystancji R_{B1} , R_{B2} ($6,8k\Omega$, $36k\Omega$). Nietrudno obliczyć, że wyniesie ona co najmniej $(10k\Omega || 6,8k\Omega || 36k\Omega) = 3,6k\Omega$.

To bardzo dobrze, bo rezystancja wejściowa jest ponad 10 razy większa od rezystancji wewnętrznej mikrofonu (mikrofon 200Ω nie powinien być obciążony rezystancją mniejszą niż $1k\Omega$).

Ostatecznie układ będzie wyglądał jak na rysunku 24.

Do pełni szczęścia brakuje jeszcze wartości pojemności. Dla najniższych częstotliwości roboczych (przyjmujemy $20Hz$) reaktancja pojemnościowa powinna być mniejsza niż współpracująca z nią rezystancja. Dla $C1$ będzie to rezystancja wejściowa ($3,6k\Omega$), dla $C2$ - rezystancja R_{E2} (120Ω), dla $C3$ - R_L ($10k\Omega$).

Skorzystamy ze wzoru

$$C = 0,16 / (f \cdot R)$$

pamiętając, że gdy podajemy częstotliwość w hercach, a rezystancję w omach to, wynik wychodzi w faradach.

Stąd minimalne pojemności

$$C1 - 2,2\mu F$$

$$C2 - 67\mu F$$

$$C3 - 800\mu F$$

Zastosujemy wartości większe, na przykład:

$$C1 - 4,7\mu F$$

$$C2 - 100\mu F$$

$$C3 - 4,7\mu F$$

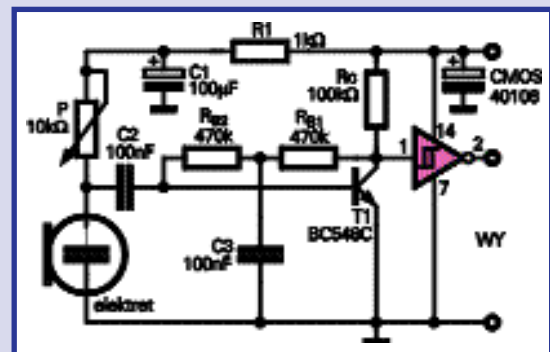
W obliczeniach tych nie zajmowaliśmy się poziomem zniekształceń i szumów. Wiedza, którą już posiadasz zapewne podpowiada, że należałoby zastosować stabilizację lub filtrację napięcia zasilającego. Nie będę tego omawiał, ponieważ to jest już wyższy stopień wtajemniczenia i wymaga wielu dodatkowych informacji. Nie będziemy się w to wgłębiać, ponieważ dziś wzmacniacze o wysokich parametrach budujemy z wykorzystaniem układów scalonych. Podany przykład ma tylko pokazać, jak można w prosty (wystarczający w praktyce) sposób obliczyć elementy wzmacniacza. Pamiętaj, że takie obliczenia nie uwzględniają wszystkich szczegółów i że po zbudowaniu wzmacniacza warto sprawdzić napięcie stałe na kolektorze i wartość wzmac-

nienia i w razie potrzeby skorygować wartość tego czy innego rezystora.

W każdym razie zawsze musisz uwzględnić zarówno rezystancję źródła sygnału - wzmacniacz musi mieć rezystancję wejściową (kilkakrotnie) większą niż rezystancja wewnętrzna źródła oraz rezystancję obciążenia - rezystancja wyjściowa (praktycznie wartość R_C) powinna być mniejsza niż zewnętrzna rezystancja obciążenia. W przypadku, gdy zewnętrzna rezystancja obciążenia jest mała, należy dodać na wyjściu wtórnik emiterowy.

Przykład 2

Drugi wzmacniacz ma wzmacniać przebiegi z dwukońcówkowego mikrofonu elektretowego (który możemy śmiało traktować jako źródło prądowe), a obciążeniem jest wejście bramki CMOS (Schmitta). Tym samym rezystancja obciążenia tym razem jest bardzo duża i wynosi setki megaomów. Zastosujemy zmodyfikowany schemat z rysunku 9b - ostatecznie układ będzie wyglądał jak na rysunku 25.



Rys. 25

Analizę zaczniemy tym razem od wejścia. Mikrofon elektretowy, będący w istocie źródłem prądowym (dzięki obecności wbudowanego weń tranzystora polowego) daje sygnał proporcjonalny do wartości rezystora obciążenia. W roli obciążenia mikrofonu zastosujemy potencjometr o wartości $10k\Omega$, by móc regulować czułość układu. Rezystancja wejściowa naszego wzmacniacza powinna być większa od rezystancji potencjometru i powinna wynosić co najmniej kilkadziesiąt kiloohmów. Na razie pominiemy rezystancję R_{B2} . Rezystancja wejściowa samego tranzystora w takim układzie pracy będzie równa wewnętrznej rezystancji re pomnożonej przez wzmacnienie prądowe tranzystora. Ponieważ rezystancja wejściowa tranzystora ma być duża, co najmniej $50k\Omega$, zastosujemy tranzystor prądowym nie mniejszym niż 200. Przy danych wartościach wewnętrzna rezystancja tranzystora r_e nie może być mniej-

sza niż 250Ω ($50k\Omega/200$). Rezystancja re zależy od prądu kolektora ($r_e=26mV/I_C$). Stąd prąd kolektora nie może być większy niż $0,1mA$ ($26mV/250\Omega$). Może być mniejszy - wtedy rezystancja wejściowa będzie jeszcze większa.

Przy wzmacnieniu prądowym powyżej 200 prąd bazy (płynący z kolektora przez R_{B1} , R_{B2}) będzie mniejszy niż $0,5\mu A$. Oczywiście wartości R_{B1} , R_{B2} powinny być możliwie duże. Jeśli założymy maksymalny spadek napięcia na tych opornikach równy $0,5V$, to ich sumaryczna rezystancja powinna wynosić około $1M\Omega$ ($0,5V/0,5\mu A$). Mogą to więc być dwa rezystory o wartości $470...510k\Omega$. Przy tak dużych rezystancjach pojemność $C3$ nie musi być duża - dla najmniejszych częstotliwości użytecznych (powiedzmy $50Hz$) reaktancja tego kondensatora powinna być kilkakrotnie mniejsza od wartości tych rezystorów (powiedzmy $X_c=100k\Omega$). Stąd minimalna pojemność

$$C_{2min} = 1 / (2 * \pi * f * X_c) = 0,16 / (f * X_c)$$

$$C_{2min} = 0,16 / (50Hz * 0,1M\Omega) = 0,033\mu F = 33nF$$

My zwiększymy tę pojemność do $100nF$. Taką też pojemność może mieć kondensator $C1$.

Spadek napięcia na rezystorach R_{B1} , R_{B2} jest mniejszy niż $0,5V$, stąd napięcie

na kolektorze tranzystora nie będzie większe niż $1...1,1V$ (napięcie U_{BE} tranzystora plus spadek napięcia na rezystorach R_{B1} , R_{B2}). Tym samym napięcie na rezystorze R_C (rysunek 25) wyniesie około $8V$. Prąd kolektora powinien być mniejszy niż $0,1mA$, stąd wartość R_C nie powinna być mniejsza niż $80k\Omega$ ($8V/0,1mA$). Przyjmijmy "okrągłą" wartość $100k\Omega$. Tak duża wartość R_C tym razem jest dopuszczalna, ponieważ zewnętrznym obciążeniem jest wejście bramki CMOS, mające ogromną (pomijalnie wielką) rezystancję. W rezultacie wzmacnienie wzmacniacza nie powinno być mniejsze niż 400 ($100k\Omega/250\Omega$), co z powodzeniem powinno wystarczyć. W praktyce może być zauważalnie mniejsze ze względu na wpływ h_{22} , ale i tak zapewne wystarczy.

I to w zasadzie koniec obliczeń.

Tym razem konieczne jest zastosowanie obwodu $R1C1$ filtrującego napięcie zasilające mikrofonu. Bez tego obwodu, ze względu na duże wzmacnienie, układ w pewnych warunkach mógłby się wzbudzać.

Ktoś mógłby jeszcze zaproponować zwiększenie rezystancji R_C do na przykład $4,7M\Omega$ (R_{B1} , R_{B2} do $22M\Omega$) by jeszcze zwiększyć rezystancję wejściową. Taka operacja jest jednak ryzykowna z kilku powodów. Po pierwsze przy bardzo ma-

łych prądach tranzystor może mieć zdecydowanie mniejsze wzmacnienia. Po drugie wzmacnienie napięciowe może zostać ograniczone przez nieuwzględnione w obliczeniach właściwości tranzystora reprezentowane przez parametr h_{22} . Po trzecie należy pamiętać nie tylko o rezystancji, ale też o pojemności obciążenia. Pojemność wejściowa bramki CMOS wynosi $5...10pF$. Przy częstotliwości $10kHz$ będzie to oporność (reaktancja) rzędu

$$X_c = 0,16 / (10kHz * 10pF) = 1,6M\Omega$$

czyli mniejsza niż rezystancja R_C . Jak z tego widać, nadmierne zwiększanie R_C spowoduje obcięcie pasma od strony wysokich częstotliwości. Lepszym, choć bardziej kłopotliwym sposobem byłoby zastosowanie obciążenia w postaci źródła prądowego, ale to wymaga użycia dodatkowych elementów.

I to wszystko, co powinieneś wiedzieć o układzie OE. Upewnij się, czy wszystko zrozumiałeś, jeśli nie - albo popytaj znajomych, albo napisz do mnie.

W następnym odcinku zajmiemy się króciutko wzmacniaczem ze wspólną bazą i kilkoma innymi ciekawymi zagadnieniami.

Piotr Górecki

Tranzystory dla początkujących

część 17

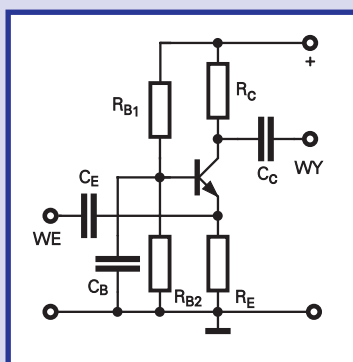
Wzmacniacz OB i inne cegielki

W poprzednich odcinkach wgłębiał się w zawłości wzmacniaczy tranzystorowych ze wspólnym kolektorem i wspólnym emiterem. Wiesz bardzo dużo na ten temat i niewątpliwie ta wiedza przyda się w praktyce.

W najbliższych odcinkach przedstawione zostaną nie tylko wzmacniacze ze wspólną bazą, ale też kilka innych ważnych i potrzebnych układów.

Wzmacniacz ze wspólną bazą - OB

Prosty przykład wzmacniacza OB znajdziesz na **rysunku 1**. Choć układ wygląda trochę dziwnie, bo sygnał wejściowy podawany jest na emiter, tym razem analiza pójdzie szybko. Zaczniemy ją jednak od **rysunku 2**.



Rys. 1

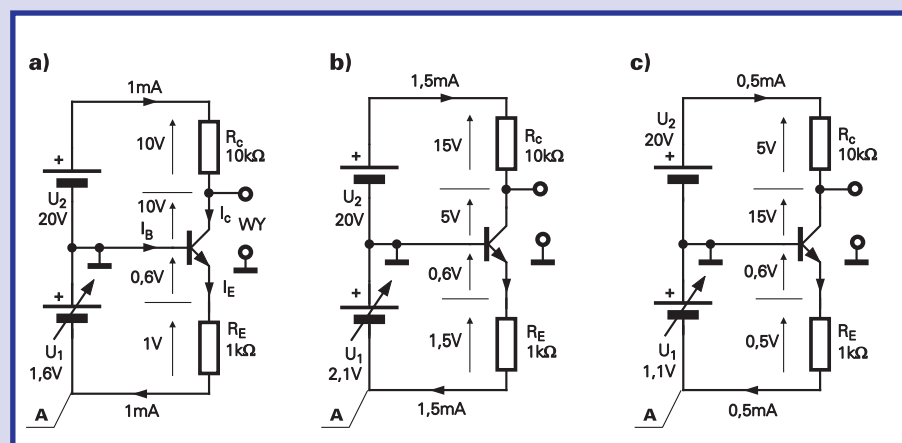
Niech na początku sytuacja wygląda jak na **rysunku 2a**. Najpierw dla uproszczenia założymy, że napięcie U_{BE} w czasie pracy zawsze wynosi 0,6V. Napięcie

U_1 wyznacza napięcie na R_E , a tym samym prąd płynący przez R_E ($I_E = (U_1 - 0,6)/R_E$). Zakładając duże wzmocnienie prądowe tranzystora możemy przyjąć, iż prąd kolektora jest równy prądowi emitera (pomijamy niewielki prąd bazy). Napięcie na kolektorze to napięcie zasilania U_2 , pomniejszone o spadek napięcia na R_C (równy $I_C \cdot R_C$, w przybliżeniu $I_E \cdot R_C$).

Zauważ, że o wszystkim decyduje prąd emitera (i równy mu prąd kolektora).

Gdy zmienimy napięcie w punkcie A o 0,5V w stronę napięć ujemnych, napięcie na R_E zwiększy się. Wzrośnie też prąd I_E , a tym samym I_C i napięcie wyjściowe. Sytuację w układzie pokazuje **rysunek 2b**.

Gdy z kolei zmienimy napięcie w punkcie A o 0,5V w stronę napięć dodatnich, napięcie na R_E zmniejszy się, i odpowiednio zmaleje prąd emitera (i kolektora). Sytuację pokazuje **rysunek 2c**.



Rys. 2

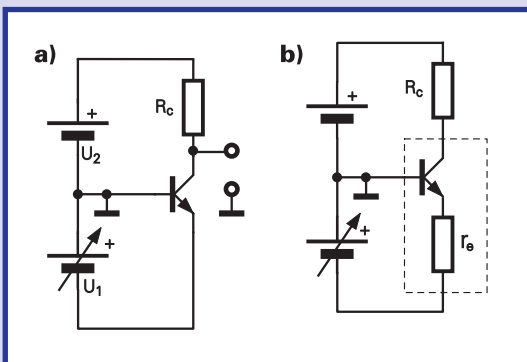
Pierwsze kroki

Zmiany napięcia na kolektorze są dziesięć razy większe niż w punkcie A - stopień ma wzmacnienie równe 10. To znów nie jest przypadek - wartość wzmacnienia napięciowego wyznaczona jest przez stosunek rezystorów R_C/R_E . Natomiast wzmacnienie prądowe jest praktycznie równe 1 - prąd wyjściowy (kolektora) jest równy prądowi wejściowemu (emitera).

Zwróć uwagę, że źródło U_1 musi dostarczyć cały prąd emitera. Musi to więc być źródło o znacznej wydajności prądowej. Inaczej mówiąc, wzmacniacz ze wspólną bazą ma bardzo małą oporność wejściową - jaką? W układzie z rysunku 2 jest to rezystancja R_E . Możesz to sprawdzić, obliczając rezystancję dynamiczną, czyli stosunek zmian napięcia do zmian prądu ($R_{we} = \Delta U_{we}/\Delta I_{we} = \Delta U_1/\Delta I_E$).

Nietrudno się domyślić, że oporność wyjściowa jest równa oporności kolektorowej R_C , podobnie jak w układzie OE. Jasne?

Jeśli tak, to chyba nie będziesz miał kłopotów z określeniem rezystancji wejściowej oraz wzmacnienia układu z **rysunku 3a**.



Rys. 3

Trzeba tu pamiętać o omówionej we wcześniejszych odcinkach wewnętrznej rezystancji emiterowej r_e , którą na rysunku 2 pominęliśmy, zakładając stałe napięcie U_{BE} równe 0,6V. Rysunek 3b uzasadnia, że wzmacnienie napięciowe stopnia jest równe R_C/r_e , przy czym rezystancja wejściowa jest bardzo mała, równa r_e . O "wewnętrznej rezystancji emiterowej" r_e szeroko mówiliśmy w jednym z poprzednich odcinków.

W praktyce zazwyczaj nie stosujemy zasilania podwójnym napięciem, tylko stosujemy układ podobny do tego z rysunku 1 (na początku artykułu). Wróćmy do niego. Dzielnik R_{B1}, R_{B2} ustala napięcie na bazie. Obecność kondensatora C_B gwarantuje, że na bazie nie ma żadnych napięć zmiennych (gdyby nawet pojawiły się niewielkie zmiany wynikające ze zmian prądu bazy, kondensator je odfiltruje). Dla przebiegów zmiennych baza jest

zwarła z masą. Możemy i powinniśmy przyjąć, że napięcie na bazie się nie zmienia - mówiąc slangiem - jest sztywne jak drut.

Przez tranzystor płynie spoczynkowy prąd stały wyznaczony najpierw przez napięcie bazy (ustala to dzielnik R_{B1}, R_{B2}), a dalej przez napięcie emitera i wartość rezystora R_E . Oczywiście prąd kolektora jest praktycznie równy prądowi emitera (pomijamy niewielki prąd bazy).

A teraz odpowiedź: jaka będzie rezystancja wejściowa wzmacniacza z rysunku 1 dla przebiegów zmiennych? Czy będzie równa R_E czy raczej r_e ? A może sumie $R_E + r_e$?

Masz problem?

Nie czytaj na razie dalszego ciągu - spróbuj samodzielnie znaleźć odpowiedź. Będzie to mały teścik, na ile naprawdę czujesz zależności w układach tranzystorowych.

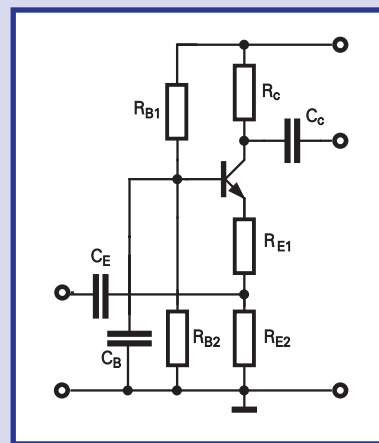
...

No i do czego doszedłeś?

Na podstawie rysunku 1 powinieneś narysować schemat zastępczy dla przebiegów zmiennych - celowo nie zamieściłem tego rysunku na tej stronie, żeby Ci nie ułatwiać zadania. Punktem odniesienia - masą, jest baza tranzystora (w końcu jest to układ OB). Ponieważ dla przebiegów zmiennych kondensator C_B zawiera bazę z minusem zasilania, więc... ostatecznie rezystancja wejściowa jest równa równoległemu połączeniu R_E i r_e - przeanalizuj starannie **rysunki 4a i 4b** zamieszczone na końcu artykułu. Ponieważ jednak w praktyce R_E ma wartość dużo większą od r_e , więc bez sporego błędu możemy mówić, że rezystancja wejściowa układu z rysunku 1 dla przebiegów zmiennych jest równa r_e . Pamiętaj, że rezystancja ta zależy od prądu ($r_e = 26mV/I_c$) i jej wartość wynosi kilka do kilkunastu omów.

Tak jest - wzmacniacz OB ma bardzo małą rezystancję wejściową (dla porównania przypominam, że układ OE ma rezystancję $\beta \cdot r_e$). Wbrew pozorom nie jest to dyskwalifikującą wadą. Po pierwsze układ OB wykorzystywany jest przede wszystkim w układach w.c.z., a tam oporności robocze są rzędu 50 czy 75 Ω i stosunkowo łatwo można dopasować oporność wejściową tranzystora do typowej oporności roboczej 50 czy 75 Ω . Można to robić na kilka sposobów, między innymi dodając rezystor R_{E1} wg **rysunku 5**. Co prawda zmniejsza to wzmacnienie, ale zwiększa rezystancję wejściową i liniowość stopnia. Można też dopasować oporności inaczej, za pomocą elementów L, C. Nie bę-

dziemy się w to wgłębiać, bo okazałoby się, że przy większych częstotliwościach trzeba uwzględnić także wewnętrzne pojemności, i oporność wejściowa nie jest wtedy czystą rezystancją.



Rys. 5

Po drugie, ze względów, o których opowiem Ci za chwilę, wzmacniacz OB pozwala na pracę przy częstotliwościach zdecydowanie wyższych, niż układ OE. Stąd układ OB stosowany jest tam, gdzie trzeba uzyskać dużą szybkość stopnia, czyli szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości. Dotyczy to zarówno typowych wzmacniaczy w.c.z., jak i wszelkich szybkich wzmacniaczy.

I to w zasadzie wszystko, co powinienś wiedzieć o układzie OB. Wzmacniacz w układzie OB praktycznie nie będziesz stosował. Chyba, że chcesz budować wzmacniacze na zakres wysokiej częstotliwości. Ale to jest dość trudne zadanie, więc będziesz się musiał jeszcze sporo nauczyć.

Gdzie te wzmacniacze?

Czy po zapoznaniu się z podstawowymi konfiguracjami wzmacniaczy tranzystorowych nie masz przypadkiem uczucia niedosytu? Zarówno w szkole, jak i w naszym cyklu walczymy szczegółowo te nieszczęsne wzmacniacze OE, OC, OB. I co?

Gdy weźmiesz do ręki schemat jakiegось "prawdziwego" wzmacniacza, na przykład Giganta 2000 (przedruk z Elektora w poprzednim numerze EdW str. 14), to nie doszukaś się poznanych właśnie elementarnych stopni OC, OE, OB. No, może uda Ci się zidentyfikować parę tranzystorów w układzie OC, ale... w obwodach stabilizatorów napięcia. Może rozpoznasz jeszcze jakieś źródła prądowe... I chyba nic poza tym!

Czarna rozpacz!? Dziesiątki tranzystorów są połączone w jakiś pokrętny sposób, a Ty prawie nic z tego nie rozumiesz.

Tak to jest w życiu. Choć znajomość wzmacniaczy OC, OE, OB jest wręcz niezbędna, jest to dopiero wstęp do wiedzy o wzmacniaczach. Właśnie artykuł z Elektronika i zamieszczone tam rozważania projektowe znakomicie to udowadniają. Aby samodzielnie zaprojektować tranzystorowy wzmacniacz mocy do domowego zestawu audio lub do dyskoteki, nie wystarczy poznać konfiguracji OC, OE, OB. Wymagana jest bardzo rozległa wiedza, i to nie tylko o podstawowych układach, blokach i "chwytach". Tranzystor tranzystorowi nie równy. W ekstremalnych warunkach pracy, przy dużych mocach, napięciach i prądach, dają o sobie znać dodatkowe cechy zarówno zastosowanych rozwiązań układowych, jak i użytych podzespołów. Dlatego niełatwo zaprojektować dobry wzmacniacz tranzystorowy. Po zaprojektowaniu własnego wzmacniacza, a nawet po skopiowaniu jakiegoś znanego z literatury, zazwyczaj pojawiają się przykre niespodzianki w postaci samowzbudzenia, nadmiernych zniekształceń i podwyższonych szumów. I dopiero wtedy zaczyna się problem - co zrobić, by zlikwidować te wady? Niektórzy próbują znaleźć rozwiązanie "na macanego", metodą ślepcą, inaczej mówiąc metodą prób i błędów. Tylko nieliczni doświadczeni konstruktorzy mają na tyle dużą wiedzę, żeby przeanalizować zagadnienie "od korzeni" i od razu obliczyć oraz zaproponować sensowny układ. W ramach niniejszego cyklu nie sposób przekazać całej wiedzy o wzmacniaczach, zwłaszcza że w dużej mierze opiera się ona na indywidualnych doświadczeniach. Nie znaczy to jednak, iż nie warto próbować, zaczynając od prostszych konstrukcji, o mniejszej mocy. Eksperymentować trzeba! Nawet nieudane próby czegoś uczą. Wcześniej trzeba jednak poznać kolejne elementarne cegiełki, stosowane do budowy "prawdziwych" wzmacniaczy. Zajmijmy się kilkoma takimi cegiełkami.

Kaskoda

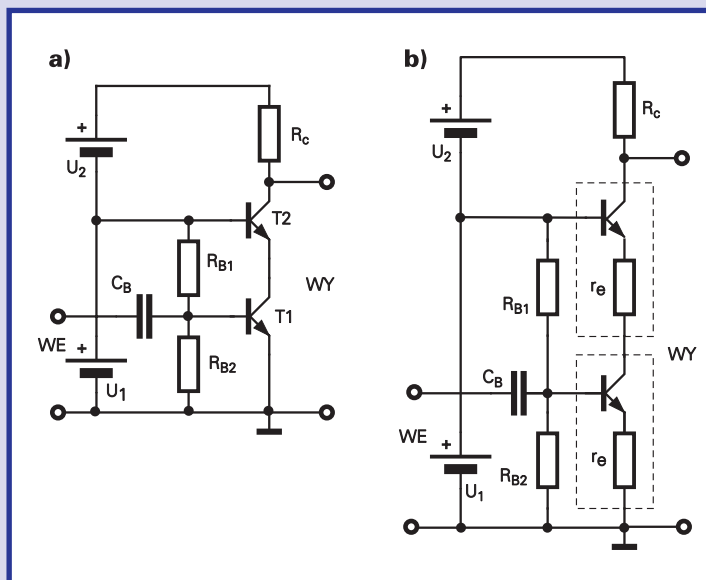
Czy słyszałeś o zjawisku (lub pojemności) Millera? Informacje na ten temat znajdziesz w każdym podręczniku elektroniki. Nie będę Ci tłumaczył szczegółów. Omówimy problem w sposób uproszczony. Odszukaj w EdW 11/98 na stronie 65 rysunek 3 przedstawiający schemat - model tranzystora (Ebersa-Molla). Możesz także zerknąć na zamieszczony tam rysunek 4. Nietrudno się domyślić, że obecność pojemności między kolektorem a emiterem ma niekorzystny wpływ na właściwości wzmacniacza. Wraz ze wzrostem częstotliwości oporność (reaktancja pojemnościowa) kondensatora maleje - a więc przy większych częstotliwościach zmiany napięcia kolek-

tora przenoszą się przez nią z powrotem na bazę, zmniejszając wzmocnienie. Czy zawsze?

Na pewno zjawisko to najsilniej występuje właśnie w układzie OE, bo sygnały użyteczne występują tam na kolektorze i na bazie. W układzie OC na kolektorze tranzystora sygnały zmienne nie występują, więc nie powinno być tego problemu. Podobnie... no właśnie... w układzie OB też nie ma problemu, bowiem na bazie nie występują sygnały zmienne. Dla przebiegów zmiennych baza jest zwarta do masy i to, co ewentualnie przeniesie się z kolektora przez pojemność, zostaje zwarte do masy.

Rzeczywiście, wzmacniacz OE ma w zakresie wysokich częstotliwości właściwości znacznie gorsze, niż wzmacniacz z tym samym tranzystorem w układzie OC lub OB. A wszystko ze względu na tę szkodliwą pojemność między kolektorem a bazą i szkodliwy sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego przenoszący się z kolektora na bazę. Jednak wzmacniacz OE ma cenne zalety. Szkoda z nich rezygnować. Aby wyeliminować szkodliwy wpływ wspomnianej pojemności, należałoby wynaleźć taki wzmacniacz OE, w którym zmiany napięcia na kolektorze są jak najmniejsze. Niemożliwe? Wzmacniacz taki (w wersji bardzo uproszczonej) pokazany jest na **rysunku 6a**. Taki dwutranzystorowy układ nazywamy kaskodą (nie pomył z kaskadą). Zauważ, że dolny tranzystor (T1) pracuje w układzie OE, a górny (T2) - OB. Co najważniejsze, choć prąd kolektorów obu tranzystorów zmienia się w takt sygnału, napięcie na kolektorze dolnego tranzystora jest praktycznie niezmiennie, cały czas o około 0,6V mniejsze od napięcia U_1 . A jeśli zmiany napięcia na kolektorze są bardzo małe, to szkodliwy wpływ pojemności kolektor-baza tego dolnego tranzystora jest znacząco zredukowany. Czyli dolny tranzystor pracuje w układzie OE, ale zmiany napięcia na jego kolektorze są minimalne, bo pracuje on na niewielkie obciążenie r_e górnego tranzystora - porównaj **rysunek 6b**. Górny tranzystor to najprostsz przykład realizacji wzmac-

niacza OB. Można powiedzieć, że dolny tranzystor wzmacnia prąd, a górny napięcie. Dzięki takiemu połączeniu, kaskoda łączy zalety układów OB i OE i jest stosowana zwłaszcza we wzmacniaczach wysokiej częstotliwości i szerokopasmowych. Kaskoda pozwala na uzyskanie dużych napięć wyjściowych dzięki zastosowaniu wysokonapięciowego górnego tranzystora (nawet o niezbyt dobrych parametrach) i dobrego dolnego tranzystora, który w dużym stopniu decyduje o właściwościach całego stopnia. Tyle powinienes wiedzieć o kaskodzie.



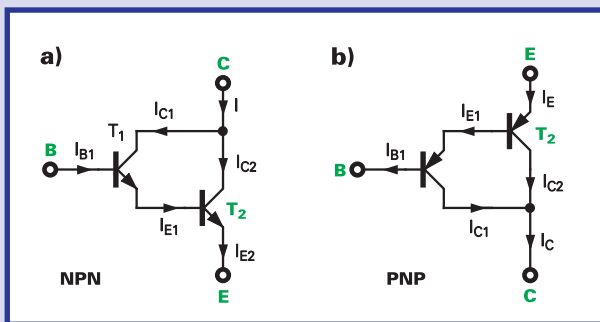
Rys. 6

Darlington

Z określeniem *tranzystor Darlingtona*, albo krócej (i nieprecyzyjnie) Darlington lub darlington, na pewno się już spotkałeś. Może uważasz, że ten "darlington" to rodzaj tranzystora o bardzo dużym wzmocnieniu. Sugeruje to wiele dzisiejszych katalogów. Tymczasem gość o nazwisku Darlington nie wynalazł nowego typu tranzystora, tylko wykombinował genialnie prosty układ. Połączył mianowicie **dwa tranzystory**. Uzyskał element, który zachowuje się jak zwykły tranzystor, ale ma bardzo duże wzmocnienie prądowe. Typowy **układ Darlingtona** w wersjach NPN i PNP zobaczysz na **rysunku 7**.

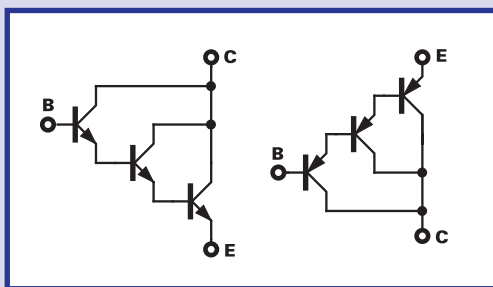
Zauważ, że ten twór zachowuje się tak jak zwykły tranzystor. Znaczącą różnicą jest tylko większe napięcie U_{BE} wymagane do jego otwarcia (dwukrotnie większe niż w zwykłym tranzystorze). Co bardzo ważne, wynalazek ten ma bardzo duże wzmocnienie prądowe: $\beta = \beta_1 * \beta_2$. Sprawdź - już przy wzmocnieniu każdego z tranzystorów równym 50, wypadkowe wzmocnienie prądowe wyniesie 2500! A przy $\beta_1 = \beta_2 = 200$ wzmocnienie wynosi 40 tysięcy!

Rewelacja!



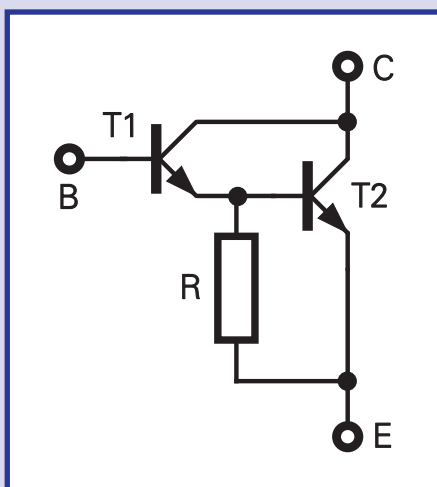
Rys. 7

A przecież możliwe jest też połączenie trzech tranzystorów wg **rysunku 8** i wtedy wzmocnienie prądowe będzie rzędu milionów! Jeśli tak, to dlaczego wszystkie produkowane dziś tranzystory nie są tymi cudownymi "darlingtonami"?



Rys. 8

Stop! Nie przesadzaj! Znów nic za darmo! Owszem, produkowane dziś darlingtony mają duże wzmocnienie, ale za to są generalnie bardzo wolne. O ile tak zwany "tranzystor małej mocy, małej częstotliwości", na przykład BC108 czy BC548 ma częstotliwość graniczną rzędu 300...500MHz, a zwykły tranzystor "dużej mocy, małej częstotliwości" też ma częstotliwość graniczną znacznie powyżej 1 megaherca, o tyle ogromna większość darlingtonów mocy może pracować jedynie do częstotliwości 10...50kHz. Zobacz rysunek 9 na str. 37 w EdW 1/99. Tak więc darlingtony są dobre jedynie do specyficznych zastosowań: w obwodach



Rys. 9

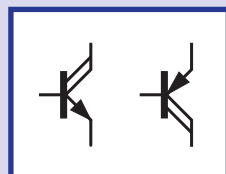
prądu stałego i przy stosunkowo małych częstotliwościach. Ze względu na swe lenistwo nie są stosowane nawet do wzmacniaczy mocy audio wyższej klasy. Ta ospałość darlingtonów zwiększa poziom zniekształceń; jest on zauważalnie większy niż we wzmacniaczach tranzystorowych ze "zwykłymi" tranzystorami, a tym bardziej z MOSFET-ami.

Kiedyś zdecydowanie zalecano, by przy samodzielnym składaniu darlingtona z dwóch tranzystorów, dodać rezystor, jak pokazuje **rysunek 9**. W przypadku tranzystorów germanowych było to potrzebne ze względu na duże prądy zerowe, płynące także przy braku prądu bazy. We współczesnych tranzystorach krzemowych w temperaturze pokojowej prądy zerowe są naprawdę małe, rzędu nanoamperów i nie ma konieczności stosowania takiego rezystora. Jedynie w przypadku, gdyby tranzystor T1 miał wysoką temperaturę złącza, rezystor taki może być potrzebny.

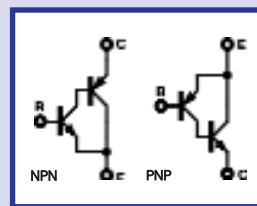
Czasem jednak stosuje się taki rezystor do zwiększenia szybkości wyłączania. Chodzi o to, by szybciej usunąć nośniki z obszaru bazy T2. Rezystor przyspiesza ten proces. W takim przypadku czym ten rezystor ma mniejszą wartość, tym szybciej następuje wyłączenie. Należy tylko pamiętać, że dodanie rezystora zmniejsza wzmocnienie prądowe darlingtona - mówiłem Ci nie raz - nic za darmo.

Niekiedy w literaturze spotyka się symbol "darlingtona" jak na **rysunku 10**, sugerujący, że chodzi tu o pojedynczy element, a nie układ składający się z dwóch tranzystorów. Dlatego zamiast "układ Darlingtona", obecnie coraz częściej mówi się "tranzystor Darlingtona" lub po prostu darlington - na rynku znajdziesz mnóstwo takich "tranzystorów".

Produkowane są także elementy zawierające układ z rezystorem jak na **rysunku 9**.



Rys. 10



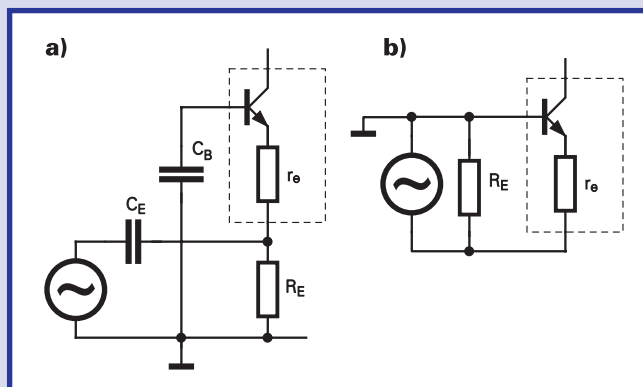
Rys. 11

wany darlington "komplementarny" - zobacz **rysunek 11**. Zapamiętaj ten układ, bo będziesz go często stosował - istotną różnicą w stosunku do układu z **rysunku 7** jest to, że do otwarcia "komplementarnego" darlingtona wystarczy napięcie U_{BE} około 0,6V, jak w zwykłym tranzystorze, a do otwarcia "klasycznego" darlingtona napięcie U_{BE} jest dwukrotnie większe.

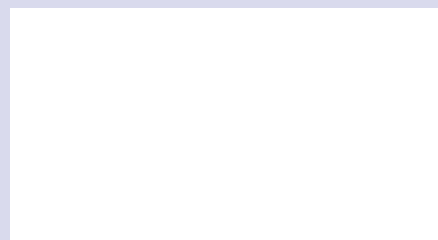
Nie zapomnij też, że zarówno w "zwykłych" darlingtonach (wg **rysunku 7**), jak i "komplementarnych" (rys. 11), nawet przy wystawianiu dużym prądem bazy, napięcie "nasycenia" kolektor-emiter nie będzie mniejsze niż 0,6...0,9V, zależnie od warunków pracy. W pojedynczym tranzystorze napięcie nasycenia wynosi kilka do kilkuset miliwoltów. W darlingtonach jest inaczej. Napięcie U_{CE} tranzystora wyjściowego nie może spaść poniżej 0,6...0,8V - gdyby było niższe, nie mógłby płynąć prąd bazy T2, który w każdym przypadku musi płynąć przez (nasycony) tranzystor T1. O tym zawsze pamiętaj - są układy, gdzie muszą być stosowane zwykłe tranzystory właśnie ze względu na to znaczne napięcie nasycenia darlingtonów.

W następnym odcinku opowiem Ci o kolejnych typowych "cegiełkach", stosowanych do budowy praktycznych wzmacniaczy.

Piotr Górecki



Rys. 4



Tranzystory dla początkujących

część 18

Cegielki

Zgodnie z obietnicą z ubiegłego miesiąca, zapoznam Cię z kolejnymi "cegielkami" stosowanymi w praktycznie budowanych wzmacniaczach. Nie przegap tego materiału, bo na koniec przygotowałem niespodziankę, która niewątpliwie sprawi Ci dużo radości.

Źródła prądowe i układy powtarzania prądu

Źródło prądowe i układ powtarzania prądu poznałeś już wcześniej, gdy omawialiśmy podstawowe właściwości tranzystora w obwodach prądu stałego i rozważaliśmy wpływ temperatury. Na **rysunku 12** zobaczysz schemat prostego i bardziej rozbudowanego układu powtarzania prądu. Dodanie trzeciego tranzystora wg rysunku 12b znacznie poprawia właści-

wości układu z rysunku 12a, ale prościej można je polepszyć dodając niewielkie rezystory emiterowe wg rysunku 12c.

Układy powtarzania prądu, pełniące także często rolę źródeł prądowych, zbudowane według rysunku 12, wykorzystywane są bardzo często, ponieważ umożliwiają uniezależnienie parametrów układu od zmian napięcia zasilającego. Wtedy na przykład wzmacniacz pobiera niemal taki sam prąd spoczynkowy w bardzo szerokim zakresie napięć zasilających.

Połączenie równoległe

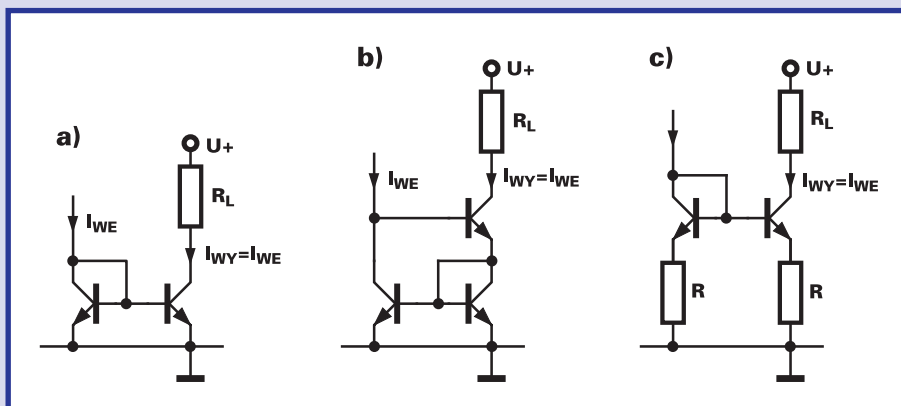
W celu zwiększenia prądu oraz mocy strat, kilka tranzystorów niekiedy łączy się równoległe. Wtedy nie zyskuje się żadnych specjalnych właściwości - po prostu powstaje tranzystor większej mocy. Budując potężny zasilacz albo wzmacniacz audio większej mocy, będziesz łączył tranzystory równoległe. Ale nigdy nie według **rysunku 13**.

Zastanów się, dlaczego? Czym to grozi?

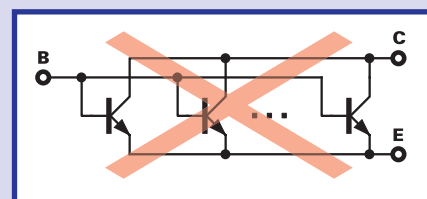
A może zaproponujesz dobranie jednakowych tranzystorów, z jednej serii produkcyjnej i dodatkowo selekcjonowanych? Słusznie! Ale i wtedy nie wolno stosować połączenia według rysunku 13.

Dlaczego?

A z jaką dokładnością dobierzesz te tranzystory? Czy naprawdę będą idealnie jednakowe?



Rys. 12



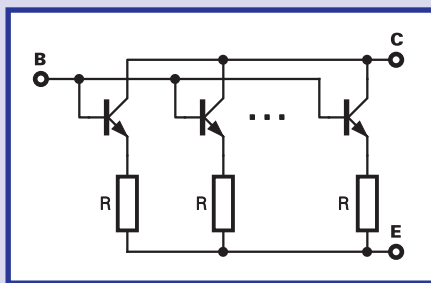
Rys. 13

Pierwsze kroki

Właśnie - nigdy nie będą idealnie jednakowe. A dodatkowo pojawiają się różnice wynikające choćby z różnej długości ścieżek czy przewodów w obwodach baz i emiterów. I już bardzo drobne różnice wystarczą do zepsucia całej kosztownej baterii tranzystorów. Zacznie się to wszystko przy dużym sumarycznym prądzie, przekraczającym dopuszczalny prąd jednego tranzystora. Rozpocznie się od jednego z tranzystorów, przez który będzie płynął prąd odrobinę większy niż przez inne tranzystory. Ten jeden tranzystor nagrzeje się minimalnie bardziej niż inne...

To zapoczątkuje katastrofę. Jak pamiętasz, wzrost temperatury powoduje zmniejszenie napięcia U_{BE} (a przy stałym napięciu U_{BE} powoduje szybki wzrost prądu bazy i kolektora). W tym wypadku napięcie U_{BE} będzie takie samo jak w pozostałych tranzystorach, a więc prąd tego najcieplejszego tranzystora będzie wzrastał. Wzrost prądu (przy niezmiennym napięciu U_{CE}) oznacza wzrost mocy strat i dalszy wzrost temperatury tego jednego tranzystora. To jeszcze bardziej zwiększy prąd, temperaturę i... w końcu ten jeden tranzystor przejmie na siebie cały prąd z innych, coraz chłodniejszych tranzystorów. Oczywiście po krótkim czasie temperatura nadmiernie wzrośnie i ten tranzystor zostanie uszkodzony. Jeśli się zewrze, oznacza to koniec zabawy - urządzenie przestanie działać, niemniej uszkodzeniu ulegnie tylko ten tranzystor. Co jednak bardziej prawdopodobne, ten przeciążony tranzystor nie zewrze się, tylko rozewrze. Wtedy cały prąd przejmą pozostałe ocalałe tranzystory. Po pewnym czasie jeden z nich będzie miał temperaturę minimalnie wyższą niż inne... Sytuacja powtórzy się i to właśnie on "strzeli" w następnej kolejności. Potem następny, i tak kolejno uszkodzą się wszystkie. Miła perspektywa!

Aby zapobiec nieszczęściu, wystarczy w obwodach wszystkich emiterów dodać niewielkie rezystory według **rysunku 14**, by przy największym spodziewanym



Rys. 14

prądzie tranzystora, spadek napięcia na tym dodatkowym rezystorze wynosił 0,1...0,4V. W zasadzie czym więcej, tym lepiej, jednak nie warto przesadzać, bo w rezystorach tych przy dużych prądach będzie się wydzielać znaczna moc strat.

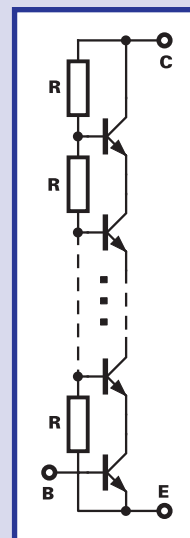
Połączenie szeregowe tranzystorów

W literaturze znajdziesz być może wskazówki, jak połączyć kilka tranzystorów niskonapięciowych w wysokonapięciowy. Towarzyszyć temu będzie schemat podobny jak na **rysunku 15**. Obejrzyj taki schemat, uśmiechnij się i... zapomnij. Nigdy nie będziesz stosował takich "wynalazków". Dziś dostępne są przyzwoite tranzystory wysokonapięciowe i naprawdę nie ma potrzeby zwracać sobie głowy schematem z **rysunku 15**.

Tylko jedno wyjaśnienie - może czasem zbudujesz wzmacniacz wysokonapięciowy w układzie kaskodowym (rysunek 6). Pamiętaj, że tylko górny tranzystor ma być wysokonapięciowy. Dolny zawsze pracuje przy niskim napięciu i może to być jakikolwiek tranzystor o odpowiednim prądzie kolektora.

Wyjście przeciwsoobne

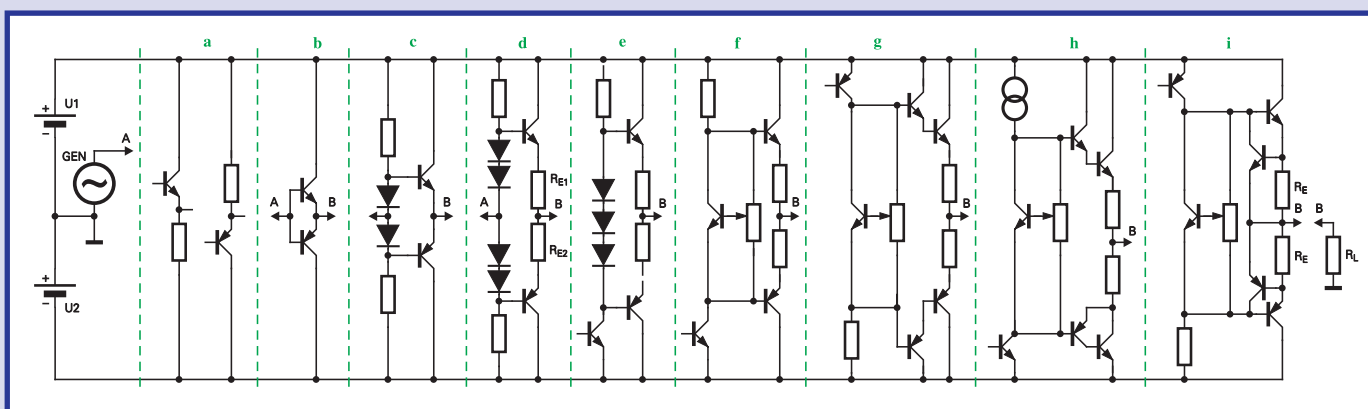
Prawdopodobnie zauważyłeś, że omówione wcześniej wzmacniacze OC, OE i OB mają niezbyt dobre właściwości wyjściowe. Nawet najlepszy pod tym względem układ OC nie zachowuje się jednakowo przy wzroście i zmniejszaniu



Rys. 15

końcowych wzmacniaczy audio. Etapy rozwoju takiego układu i kolejne odmiany stosowane w praktyce zobaczysz na **rysunku 16**. Dla ułatwienia analizy założymy, że układy są zasilane napięciem symetrycznym.

Z dwóch układów z rysunku **a** robimy najpierw prościutki układ z rysunku **b**. W spoczynku nie pobiera on prądu. Niestety, w zakresie napięć wejściowych $\pm 0,6V$ żaden z tranzystorów nie przewodzi. Jest to poważna wada. Można ją wyeliminować na wiele sposobów. Rysunek **c** pokazuje sposób z wykorzystaniem diod. Spadek napięcia na diodach jest mniej więcej taki, jak napięcie U_{BE} tranzystorów, więc oba tranzystory są na granicy przewodzenia (płyne przez nie jakiś mały prąd spoczynkowy). Liniowość takiego symetrycznego wtórnika jest znacznie lepsza, niż poprzedniego układu, jednak też nie jest rewelacyjna. Ponadto trudno kontrolować drobne różnice i (temperaturowe) zmiany napięć diod i napięć U_{BE} tranzystorów, które będą powodować znaczne zmiany prądu płynącego przez tranzystory (zwłaszcza przy różnych temperaturach diod i tranzystorów). Dlatego w praktyce bywa czasem stoso-



Rys. 16

wany sposób z rysunku **d**, gdzie dodatkowe rezystory stabilizują punkt pracy tranzystorów i wyznaczają prąd spoczynkowy. Oczywiście suma spadków napięcia na tych niewielkich rezystorach jest równa napięciu przewodzenia dwóch dodatkowych diod. Zmieniając wartości R_{E1} i R_{E2} można ustalić potrzebny w danym zastosowaniu prąd spoczynkowy.

W praktycznych układach taki stopień wyjściowy jest sterowany "od dołu" przez tranzystor NPN. Wtedy zamiast czterech diod, wystarczą trzy wg rysunku **e**. A jeszcze częściej do ustalenia punktu pracy tranzystorów wyjściowych, zamiast diod, wykorzystuje się układ z rysunku **f**. Zastanów się nad działaniem tranzystora i potencjometru. Już rysunki **d**, **e** sugerują, iż zastępuje on kilka diod. W samej rzeczy - potencjometr umożliwia płynną regulację "liczby diod", a tym samym płynną regulację prądu spoczynkowego. A najważniejsze, że taka "zwielokrotniona dioda" ma charakterystyki termiczne podobne jak zestaw diod. Ten dodatkowy tranzystor montuje się blisko tranzystorów wyjściowych (na radiatorze) i wtedy przy zmianach temperatury tranzystorów prąd spoczynkowy prawie się nie zmienia.

W stopniach większej mocy spotyka się darlingtony, zwykle i komplementarne - zobacz rysunek **g**, a także rysunek **h**, gdzie oba wyjściowe tranzystory (mocy) są typu NPN. Tranzystor sterujący może być umieszczony "u góry", jak na rysunku **g**, albo "na dole", jak na rysunkach **e**, **f**, **h**. Zamiast rezystora dość często stosowane bywają źródła prądowe, jak na rysunku **h**.

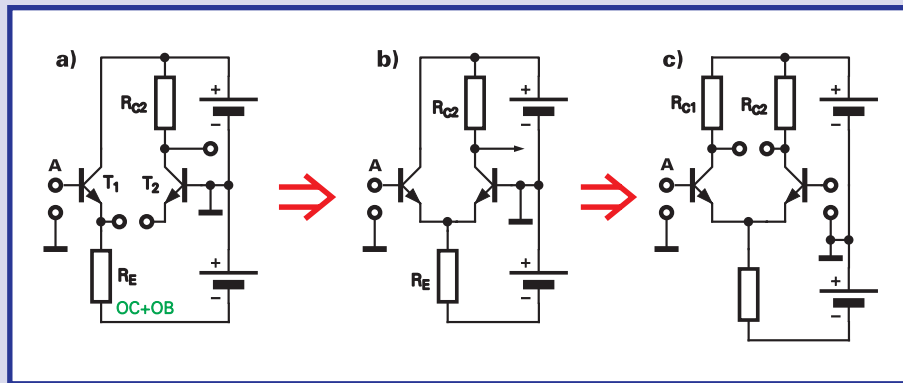
W praktyce zwykle dodaje się jeszcze obwody ograniczania prądu, jak na rysunku **i**. Wtedy nawet przy zwarcu wyjścia, prąd maksymalny zostanie ograniczony do wartości około $0,6V/R_E$.

Przy okazji drobna dygresja. Jeśli w spoczynku przez tranzystory płynie duży prąd, a w czasie pracy prąd żadnego z tranzystorów nie spada do zera, mówimy o pracy w klasie A (np. rysunek 16a). Gdy w spoczynku tranzystory są na progu przewodzenia, a prąd pojawia się dopiero po pojawieniu się sygnału, mamy do czynienia z klasą B (np. rys. 16c). Gdy w spoczynku prąd nie płynie i nawet przy małych sygnałach tranzystory są zatkane, mamy do czynienia z klasą C (np. rys. 16b). Klasa A oznacza małe zniekształcenia, ale duże straty mocy. Oszczędne klasy B i C wiążą się niestety z dużymi zniekształceniami. Dlatego w praktyce wyznacza się pracę stopnia w głębszej lub płytszej pośredniej klasie AB, stosując układy z rysunków 16d...i ustalając kompromisowo prąd spoczynkowy. Czym większy ten prąd, tym mniejsze znie-

kształcenia. Oczywiście, są to tylko ogólne zasady i w rzeczywistości ustalając wartość prądu spoczynkowego należy uwzględnić szereg innych czynników. Takie rozważania wykraczają jednak poza ramy niniejszego cyklu.

Wzmacniacz różnicowy

Teraz kolejny ważny układ. Połączmy dwa wzmacniacze (OC i OB) w jeden – ilustruje to **rysunek 17a i 17b**.



Rys. 17

Jakie właściwości będzie miał ten układ?

Gdy napięcie w punkcie A rośnie, rośnie też napięcie na emiterze T1. Ponieważ napięcie U_{BE} tranzystora T2 maleje, zmniejsza się prąd płynący przez T2 i R_{C2} . Napięcie na kolektorze T2 (w stosunku) do masy rośnie. Do całkowitego zatkania tranzystora T2 wystarczy podnieść napięcie wejściowe o kilkadziesiąt miliwoltów. Podobnie, aby go nasycić wystarczy obniżyć je o kilkadziesiąt miliwoltów. Już to pokazuje, że układ ma duże wzmocnienie prądowe i napięciowe, podobnie jak wzmacniacz OE. Czy widzisz tu jakieś podobieństwo z układem OE? Czy nie masz wrażenia, że układ z rysunku 17b ma właściwości podobne jak wzmacniacz OE, tylko nie odwraca fazy?

Tu rzeczywiście rezystancja wejściowa będzie podobna jak w układzie OE - nie przeocz faktu, że obciążeniem tranzystora T1 wbrew pozorom nie jest rezystancja R_E , tylko równoległe połączenie R_E i r_e tranzystora T2 - porównaj rysunek 4 w EdW 7/99. Wobec tego rezystancja wejściowa będzie niewielka, równa

$$R_{we} = 2r_e$$

Czyli tylko dwukrotnie większa niż w układzie OE.

Natomiast wzmocnienie jest dwukrotnie mniejsze i wynosi

$$K_u = R_{C2} / 2r_e$$

Niemniej nie jest to tylko "nieodwracający odpowiednik wzmacniacza OE" - ten układ ma szereg cennych właściwości, nie spotykanych we wcześniejszych wzmacniaczach. W praktyce występuje raczej w postaci jak na rysunku 17c -

z dwoma jednakowymi rezystorami w obwodach kolektorowych tranzystorów. Bardzo często wykorzystuje się sygnał z obu kolektorów, czyli różnicę napięć na kolektorach. Mówimy wtedy o wyjściu różnicowym.

Może zresztą widziałeś ten układ w nieco odmiennej postaci, pokazanej na **rysunku 18** i nazywanej wzmacniaczem różnicowym. Różnicowym, ponieważ zarówno wejście i wyjście są różnicowe.

Sygnał wejściowy nie jest już podawany między masę a jedno wejście, tylko między dwa wejścia. Nie masz chyba wątpliwości, że sygnał wyjściowy jest tu proporcjonalny do różnicy napięć na bazach obu tranzystorów. Czy tylko?

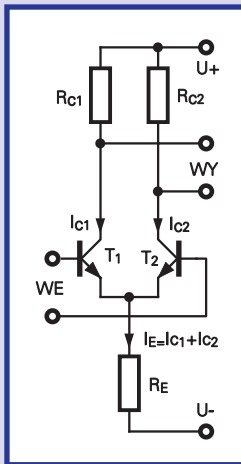
Analiza matematyczna wzmacniacza różnicowego (z wykładniczą zależnością prądu kolektora od napięcia U_{BE}) przestraszyła już niejednego początkującego adepta elektroniki. My nie będziemy się w to wgłębiać. Nie bój się - wzmacniacz różnicowy możesz na dobry początek potraktować jako połączenie wzmacniaczy OC i OB jak na rysunku 17 - łatwiej będzie Ci zrozumieć jego podstawowe właściwości. Możesz założyć, że jedno wejście ma stały potencjał, a napięcie zmienia się tylko na drugim, albo odwrotnie. Tak jest, można powiedzieć, że układ ma "jednakowe właściwości z obu stron". Potem powinieneś podejść do niego inaczej. Już schemat z rysunku 18 wskazuje, że jest to układ symetryczny. Jak to rozumieć? Od czego zacząć?

Uważaj - przez wspólny rezystor emiterowy R_E płynie jakiś prąd I_E . Pomińmy prądy baz - wtedy powiemy, że prąd I_E jest sumą prądów kolektora obu tranzystorów. Zaznaczyłem to na **rysunku 18**. Czy prądy I_{C1} , I_{C2} będą równe?

To zależy od różnicy napięć na bazach obu tranzystorów - zauważ, że to różnica napięć na bazach zmienia rozptył prądu "emiterowego" pomiędzy dwa tranzystory, a tym samym zmienia różnicowe napięcie wyjściowe.

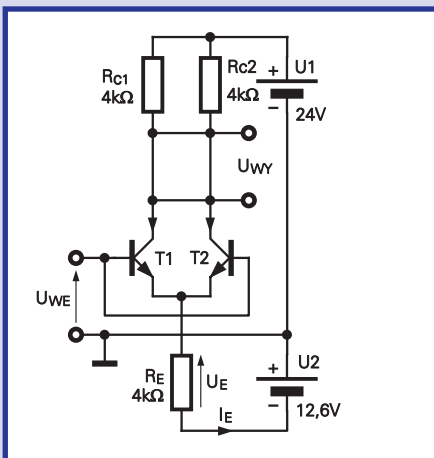
Jasne?

Pierwsze kroki



Rys. 18

dzielnice, pomierz prąd bazy. Pomoże Ci **rysunek 19** (przyjąłem takie wartości napięć i rezystancji, żeby było łatwiej liczyć). Jakie będzie napięcie wyjściowe, gdy punkt A zewrzesz do masy? A jakie, gdy podasz nań napięcie stałe +4V, a potem -4V? Policz to!



Rys. 19

I co?

Okazuje się, że owszem, napięcia na kolektorach względem masy zmieniają się, ale zmieniają się jednocześnie. Na-

A co wtedy, gdy na oba wejścia podamy takie same napięcie w z g l ę d e m masy (lub zewrzymy je i podamy na oba jakieś napięcie zmienne)? Podajemy więc na zwarte wejścia napięcie wspólne. Przeanalizuj układ samo-

tomiasz różnicowe napięcie wyjściowe... stop, stop, za szybko. Tu pójdzie nam trochę trudniej. Rysunek 19 sugeruje, że różnicowe napięcie wyjściowe cały czas jest takie samo (równe zeru). W rzeczywistości aż tak dobrze nie jest - gdy napięcia na bazach będą minimalnie się różniły i będą się różniły prądy I_{C1} , I_{C2} , wtedy wpływ zmian napięcia wspólnego będzie zauważalny. Ilustruje to **rysunek 20a, b, c**, gdzie to samo niewielkie różnicowe napięcie wejściowe U_3 (nie ważne jakiej wartości - rzędu miliwoltów) powoduje podział prądu I_E w stosunku 2:1. Analiza rysunków 20a, b, c wykazuje, że choć różnicowe napięcie wejściowe cały czas jest takie samo (U_3), jednak napięcie wspólne U_4 ma wpływ na różnicowe napięcie wyjściowe. Już zapewne zdążyłeś zauważyć, że zmiany te wynikają ze zmian prądu I_E (i tym samym I_{C1} , I_{C2}). Co zrobić, by napięcie wspólne nie zmieniało prądu I_E ?

Masz jakiś pomysł?
Świetnie!

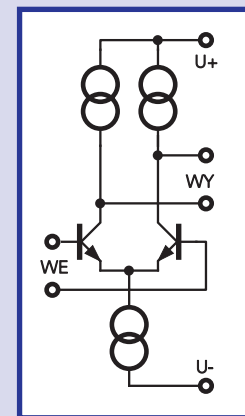
Wystarczy zamiast rezystora R_E zastosować źródło prądowe według **rysunku 21**.

Gdy źródło prądowe jest idealne, to... no właśnie, wtedy prąd I_E zawsze jest taki sam i w konsekwencji napięcie wspólne zupełnie nie wpływa na napięcia wyjściowe - przeanalizuj to samodzielnie. Fachowo po-

Rys. 21

wiemy, że taki układ ma nieskończenie wielki współczynnik tłumienia sygnału wspólnego. Ten **współczynnik tłumienia sygnału wspólnego** po angielsku nazywa się Common Mode Rejection Ratio - w skrócie CMRR. Zapamiętaj - często będziesz go spotykał. W praktyce źródło prądowe nie jest idealne, niemniej jednak znalazłeś skuteczny sposób na uniezależnienie się od napięć wspólnych. Wtedy wzmocnienie sygnału wspólnego jest bliskie zeru, natomiast wzmocnienie różnicowych sygnałów wejściowych jest znaczne (wyznaczone przez R_C/r_e).

A może jeszcze coś się uda ulepszyć?

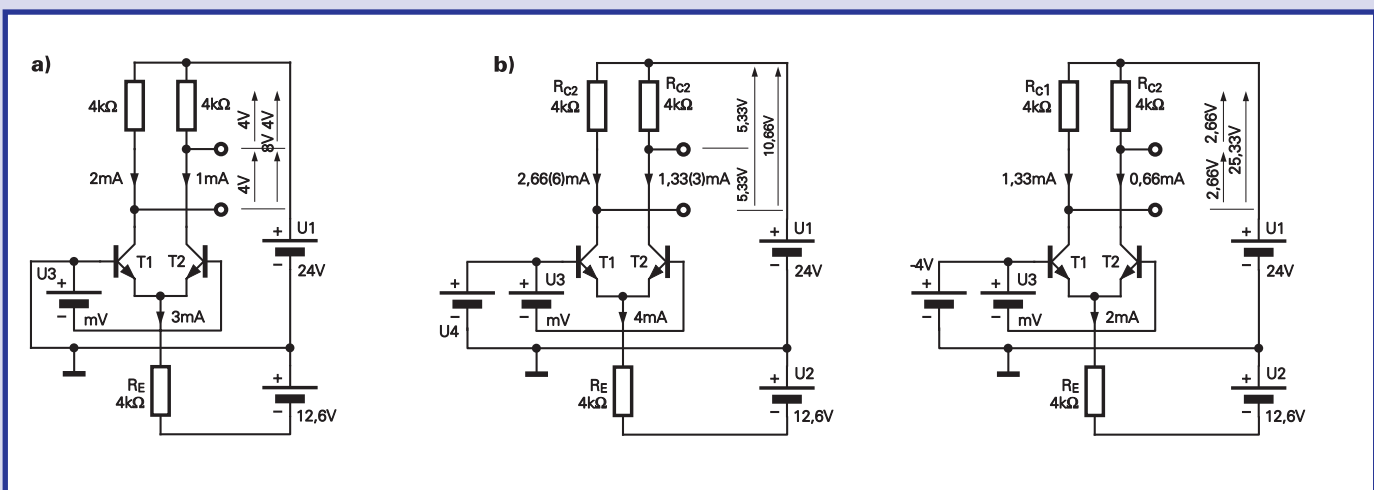


Rys. 22

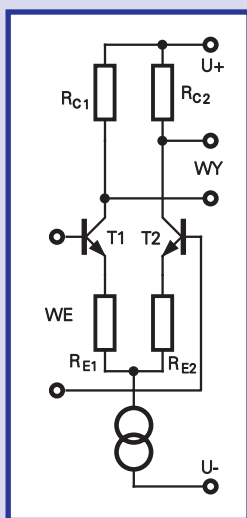
Ulepszajmy dalej - zwiększymy wzmocnienie przez zastosowanie w kolektorach źródeł prądowych zamiast rezystorów R_C (**rysunek 22**). Taki zabieg radykalnie zwiększy wzmocnienie (pod warunkiem, że dołączona oporność obciążenia będzie bardzo duża, ale to już inny problem).

W niektórych przypadkach nie zależy nam na dużym wzmocnieniu, a ważniejsza jest liniowość. Jak się na pewno domyślasz, wystarczy dodać rezystory w obwodach emiterów, a liniowość polepszy się kosztem wzmocnienia -

zobacz **rysunek 23**. Już chyba się przekonałeś, że to fajny układ ten wzmacniacz różnicowy. Ale to jeszcze nie koniec. Zmora wszystkich omawianych wcześniej wzmacniaczy OC, OE, OB była zależność wielu klu-



Rys. 20



Rys. 23

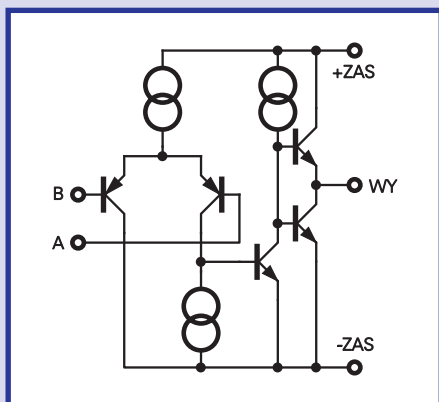
ale także wszystkie parametry. Temperatura obu struktur też jest jednakowa. Co z tego?

Nie będziemy wchodzić w szczegóły. Generalnie temperatura wpłynie na niektóre parametry, niemniej w sytuacji, gdy tranzystory są jednakowe, wpływ na ostateczne właściwości wzmacniacza będzie niewielki.

Notujemy kolejną cenną właściwość pary różnicowej - znaczną niezależność parametrów od temperatury.

Oczywiście w rzeczywistości podane warunki (identyczne parametry tranzystorów, identyczna temperatura, idealne źródło prądowe) nie są do końca spełnione i każdy realny wzmacniacz różnicowy nie jest doskonały. Jednak generalnie to właśnie wzmacniacz różnicowy otwiera drogę do budowy pożytecznych wzmacniaczy o właściwościach praktycznie niezależnych od temperatury i innych szkodliwych czynników.

Rysunek 24 pokazuje bardzo prosty przykład realizacji takiego wzmacniacza. Układ jest zasilany napięciem symetrycznym, ma wejście różnicowe (symetryczne) i wyjście niesymetryczne. Niewątpliwie ma bardzo duże wzmocnienie różnicowe... Chyba Ci nie przeszkadza,



Rys. 24

czowych parametrów od temperatury.

Żałujemy teraz, że we wzmacniaczu różnicowym wykorzystujemy dwa identyczne tranzystory, umieszczone tuż obok siebie na jednej płytce krzemu. Jednakowe są nie tylko wymiary geometryczne,

że w stopniu wejściowym zastosowaliśmy tranzystory PNP, a nie NPN.

Czy ten układ kojarzy Ci się z czymś? Ze wzmacniaczem z Elektora 6/99? Z każdym wzmacniaczem mocy?

Słusznie! Prawie każdy tranzystorowy wzmacniacz mocy audio zbudowany jest na takiej mniej więcej zasadzie.

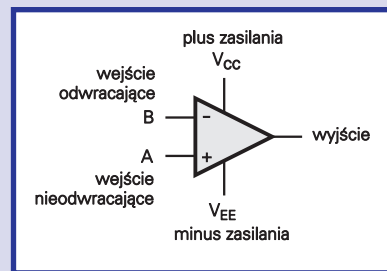
A może jeszcze Ci się z czymś kojarzy? Nie?

Mój Drogi, dokonaliśmy właśnie wspólnie fantastycznego wynalazku – na rysunku 24 mamy prawdziwy **wzmacniacz operacyjny**! Zauważ, że ma on tylko pięć końcówek: dwie końcówki zasilania (plus i minus, bez żadnej masy), wyjście i dwa wejścia (wejście różnicowe). Jeśli prześledzisz drogę sygnału, przekonasz się, że zwiększanie napięcia na wejściu A zwiększa napięcie wyjściowe. Wejście to nazywany wejściem nieodwracającym. Z kolei wzrost napięcia na wejściu B powoduje zmniejszanie się napięcia na wyjściu. Wejście B jest wejściem odwracającym.

Teraz wyobraź sobie, że ktoś wykonał taki wzmacniacz w postaci układu scalonego. Od tej chwili mniej ważne stają się szczegóły wewnętrzne - ogólne zasady działania każdego wzmacniacza operacyjnego są takie same. Zaczynamy go traktować jako czarną skrzynkę z dwoma wejściami, wyjściem i dwoma zaciskami zasilania. Rysujemy go w postaci jak na **rysunku 25**. Taki jest symbol wzmacniacza operacyjnego.

W rzeczywistości budowa wewnętrzna współczesnych wzmacniaczy operacyjnych jest daleko bardziej skomplikowana, niemniej ogólne podstawy budowy i działania są właśnie takie jak na rysunku 24. A tak na marginesie - mniej więcej w ten sposób zbudowany jest popularny wzmacniacz operacyjny z kostki LM358.

Jeśli nadążasz za mną, to właśnie poznałeś składowe



Rys. 25

cegiełki oraz podstawy działania wzmacniacza operacyjnego. Teraz nie pozostaje mi nic innego, tylko w najbliższym czasie zacząć tak długo oczekiwany cykl na ten temat. Ale cyklu o tranzystorach nie kończę. Listy nadsyłane w tej sprawie świadczą, że na łamach EdW powinny równolegle pojawiać się oba tematy. W najbliższym czasie zajmiemy się zarówno wzmacniaczami operacyjnymi, jak i tranzystorami.

Piotr Górecki

Tranzystory dla początkujących

część 19

Para różnicowa

W tym numerze przygotowałem długo oczekiwaną niespodziankę. Zapoznaj się dokładnie z całym przedstawionym materiałem, bo jest to przepustka do nowych, fascynujących obszarów elektroniki.

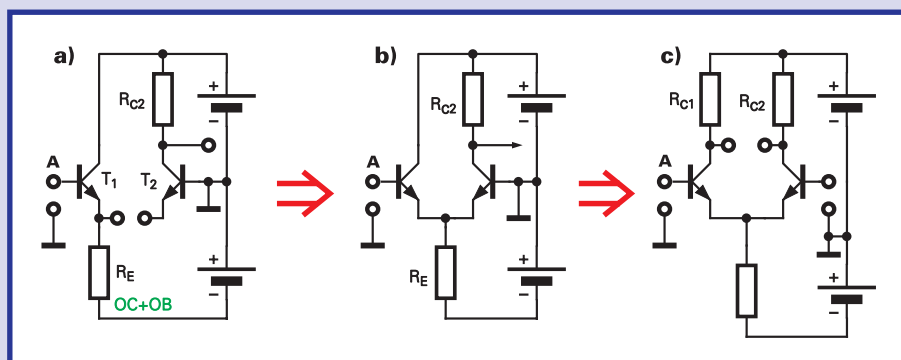
Wzmacniacz różnicowy

Teraz kolejny ważny układ. Połączmy dwa wzmacniacze (OC i OB) w jeden – ilustruje to **rysunek 17a i 17b**.

Jakie właściwości będzie miał ten układ?

Gdy napięcie w punkcie A rośnie, rośnie też napięcie na emiterze T1. Ponieważ napięcie U_{BE} tranzystora T2 maleje, zmniejsza się prąd płynący przez T2 i R_{C2} . Napięcie na kolektorze T2 (w stosunku) do masy rośnie. Do całkowitego zatkania tranzystora T2 wystarczy podnieść napięcie wejściowe o kilkadziesiąt miliwoltów. Podobnie, aby go nasycić wystarczy obniżyć je o kilkadziesiąt miliwoltów. Już to pokazuje, że układ ma duże wzmocnienie prądowe i napięciowe, podobnie jak wzmacniacz OE. Czy widzisz tu jakieś podobieństwa z układem OE? Czy nie masz wrażenia, że układ z rysunku 17b ma właściwości podobne jak wzmacniacz OE, tylko nie odwraca fazy?

Tu rzeczywiście rezystancja wejściowa będzie podobna jak w układzie OE – nie przeocz faktu, że obciążeniem tranzystora T1 – wbrew pozorom nie jest rezystancja R_E , tylko równoległe połączenie R_E i r_e tranzystora T2 – porównaj rysunek 4



Rys. 17

w EdW 7/99. Wobec tego rezystancja wejściowa będzie niewielka, około

$$R_{we} = 2 \cdot \beta_{T1} \cdot r_e$$

Czyli tylko dwukrotnie większa niż w układzie OE.

Natomiast wzmocnienie jest dwukrotnie mniejsze i wynosi

$$K_u = R_{C2} / 2r_e$$

Niemniej nie jest to tylko "nieodwracający odpowiednik wzmacniacza OE" – ten układ ma szereg cennych właściwości, nie spotykanych we wcześniejszych wzmacniaczach. W praktyce występuje raczej w postaci jak na rysunku 17c – z dwoma jednakowymi rezystorami

w obwodach kolektorowych tranzystorów. Bardzo często wykorzystuje się sygnał z obu kolektorów, czyli różnicę napięć na kolektorach. Mówimy wtedy o wyjściu różnicowym lub symetrycznym.

Może zresztą widziałeś ten układ w nieco odmiennej postaci, pokazanej na **rysunku 18** i nazywanej wzmacniaczem różnicowym. Różnicowym, ponieważ zarówno wejście i wyjście są różnicowe. Sygnał wejściowy nie jest już podawany między masę a jedno wejście, tylko między dwa wejścia. Nie masz chyba wątpliwości, że sygnał wyjściowy jest tu pro-

Pierwsze kroki

porcjonalny do różnicy napięć na bazach obu tranzystorów. Czy tylko?

Analiza matematyczna wzmacniacza różnicowego (z wykładniczą zależnością prądu kolektora od napięcia U_{BE}) przestraszyła już niejednego początkującego adepta elektroniki. My nie będziemy się w to wgłębiać. Nie bój się – wzmacniacz różnicowy możesz na dobry początek potraktować jako połączenie wzmacniaczy OC i OB jak na rysunku 17 – łatwiej będzie Ci zrozumieć jego podstawowe właściwości. Możesz założyć, że jedno wejście ma stały potencjał, a napięcie zmienia się tylko na drugim, albo odwrotnie. Tak jest, można powiedzieć, że układ ma "jednakowe właściwości z obu stron". Potem powinieneś podejść do niego inaczej. Już schemat z rysunku 18 wskazuje, że jest to układ symetryczny. Jak to rozumieć? Od czego zacząć?

Uważaj - przez wspólny rezystor emiterowy R_E płynie jakiś prąd I_E . Pomińmy prądy baz - wtedy powiemy, że prąd I_E jest sumą prądów kolektora obu tranzystorów. Zaznaczyłem to na **rysunku 18**. Czy prądy I_{C1} , I_{C2} będą równe?

To zależy od różnicy napięć na bazach obu tranzystorów - zauważ, że to różnica napięć na bazach zmienia rozptył prądu "emiterowego" pomiędzy dwoma tranzystorami, a tym samym zmienia różnicowe napięcie wyjściowe.

Jasne?

A co wtedy, gdy na oba wejścia podamy takie same napięcie względem masy (lub zewrzymy je i podamy na oba jakieś napięcie zmienne)? Podajemy więc na zwarte wejścia napięcie wspólne. Przeanalizuj układ samodzielnie, pomierz prąd bazy. Pomoże Ci **rysunek 19** (przyjąłem takie

wartości napięć i rezystancji, żeby było łatwiej liczyć). Jakie będzie napięcie wyjściowe U_{wy} , gdy punkt A zewrzesz do masy? A jakie, gdy podasz nań napięcie stałe $+4V$, a potem $-4V$? Policz to!

I co?

Okazuje się, że owszem, napięcia na kolektorach względem masy zmieniają się, ale zmieniają się jednocześnie. Natomiast różnicowe napięcie wyjściowe... stop, stop, za szybko. Tu pójdzie nam trochę trudniej. Rysunek 19 sugeruje, że różnicowe napięcie wyjściowe cały czas jest takie samo (równe zero). W rzeczywistości aż tak dobrze nie jest - gdy napięcia na bazach będą minimalnie się różniły i będą się różniły prądy I_{C1} , I_{C2} , wtedy wpływ zmian napięcia wspólnego będzie zauważalny. Ilustruje to **rysunek 20a, b, c**, gdzie to samo niewielkie różnicowe napięcie wejściowe U_3 (nie ważne jakiej wartości - rzędu miliwoltów) powoduje podział prądu I_E w stosunku 2:1. Analiza rysunków 20a, b, c wykazuje, że choć różnicowe napięcie wejściowe cały czas jest takie samo (U_3), jednak napięcie wspólne U_4 ma wpływ na różnicowe napięcie wyjściowe. Napięcie wyjściowe wyróżniłem na rysunku 20 innym kolorem. Już zapewne zdążyłeś zauważyć, że zmiany te wynikają ze zmian prądu I_E (i tym samym I_{C1} , I_{C2}). Co zrobić, by napięcie wspólne nie zmieniało prądu I_E ?

Masz jakiś pomysł?

Świetnie!

Wystarczy zamiast rezystora R_E zastosować źródło prądowe według **rysunku 21**. Gdy źródło prądowe jest idealne, to... no właśnie, wtedy prąd I_E zawsze jest ta-

ki sam i w konsekwencji napięcie wspólne zupełnie nie wpływa na napięcia wyjściowe - przeanalizuj to samodzielnie. Fachowo powiemy, że taki układ ma nieskończone wielki współczynnik tłumienia sygnału wspólnego. Ten **współczynnik tłumienia sygnału wspólnego** po angielsku nazywa

się Common Mode Rejection Ratio - w skrócie CMRR. Zapamiętaj - często będziesz go spotykał. W praktyce źródło prądowe nie jest idealne, niemniej jednak znalazłeś skuteczny sposób na uniezależnienie się od napięć wspólnych. Wtedy wzmocnienie sygnału wspólnego jest bliskie zero, natomiast wzmocnienie różnicowych sygnałów wejściowych jest znaczne (wyznaczone przez R_C/r_e).

A może jeszcze coś się uda ulepszyć?

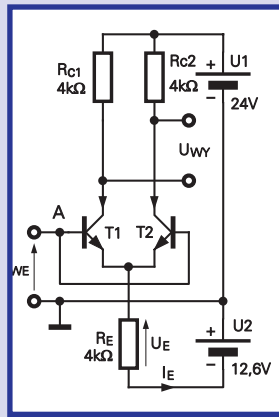
Ulepszajmy dalej - zwiększymy wzmocnienie przez zastosowanie w kolektorach źródeł prądowych zamiast rezystorów R_C (**rysunek 22**). Taki zabieg radykalnie zwiększy wzmocnienie (pod warunkiem, że dołączone oporność obciążenia będzie bardzo duża, ale to już inny problem).

W niektórych przypadkach nie zależy nam na dużym wzmocnieniu, a ważniejsza jest liniowość. Jak się na pewno domyślasz, wystarczy dodać rezystory w obwodach emiterów, a liniowość polepszy się kosztem wzmocnienia -

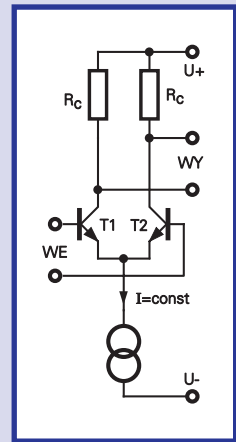
zobacz **rysunek 23**.

Już chyba się przekonałeś, że to fajny układ ten wzmacniacz różnicowy. Ale to jeszcze nie koniec. Zmora wszystkich omawianych wcześniej wzmacniaczy OC, OE, OB była zależność wielu kluczowych parametrów od temperatury.

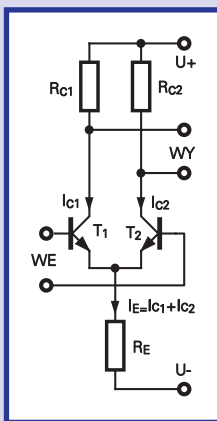
Założmy teraz, że we wzmacniaczu różnicowym wykorzystujemy dwa identyczne tranzystory, umieszczone tuż



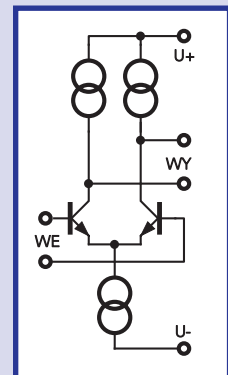
Rys. 19



Rys. 21

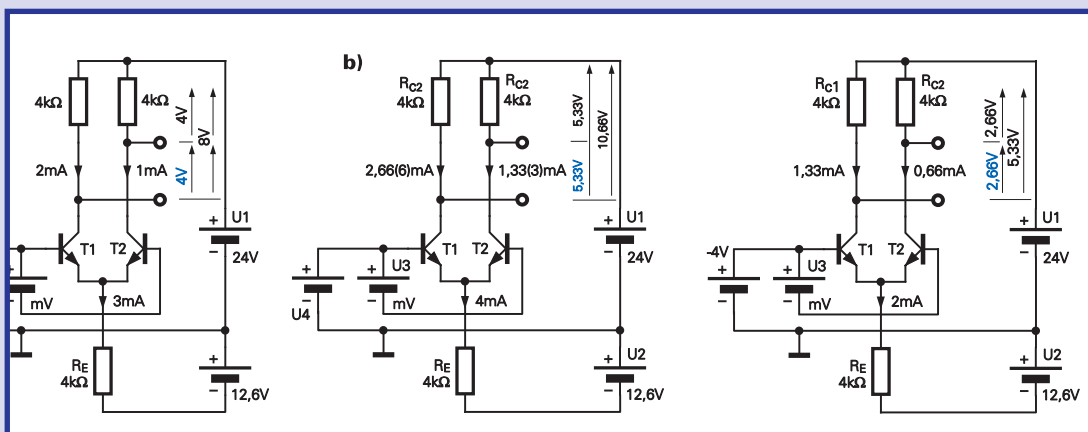


Rys. 18



Rys. 22

Rys. 20



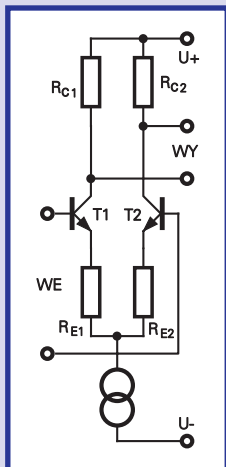
obok siebie na jednej płytce krzemu. Jednakowe są nie tylko wymiary geometryczne, ale także wszystkie parametry. Temperatura obu struktur też jest jednakowa. Co z tego?

Nie będziemy wchodzić w szczegóły. Generalnie temperatura wpłynie na niektóre parametry, niemniej w sytuacji, gdy tranzystory są jednakowe, jej wpływ na napięcie wyjściowe i inne parametry będzie niewielki.

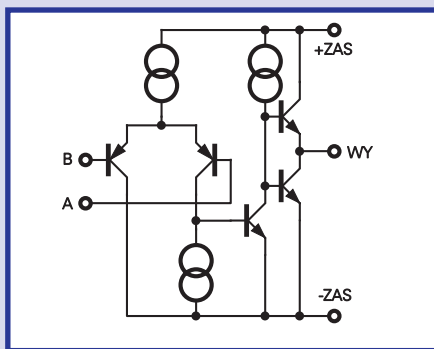
Notujemy kolejną cenną właściwość pary różnicowej - znaczną niezależność parametrów od temperatury.

Oczywiście w rzeczywistości podane warunki (identyczne parametry tranzystorów, identyczna temperatura, idealnie źródło prądowe) nie są do końca spełnione i żaden realny wzmacniacz różnicowy nie jest doskonały. Jednak generalnie to właśnie wzmacniacz różnicowy otwiera drogę do budowy użytecznych wzmacniaczy o właściwościach praktycznie niezależnych od temperatury i innych szkodliwych czynników.

Rysunek 24 pokazuje bardzo prosty przykład realizacji takiego wzmacniacza. Układ jest zasilany napięciem symetrycznym, ma wejście różnicowe (symetryczne) i wyjście niesymetryczne. Niewątpliwie ma bardzo duże wzmocnienie różnicowe... Chyba Ci



Rys. 23



Rys. 24

nie przeszkadza, że w stopniu wejściowym zastosowałem tranzystory PNP, a nie NPN.

Czy ten układ kojarzy Ci się z czymś? Ze wzmacniaczem z Elektora 6/99? Z każdym wzmacniaczem mocy?

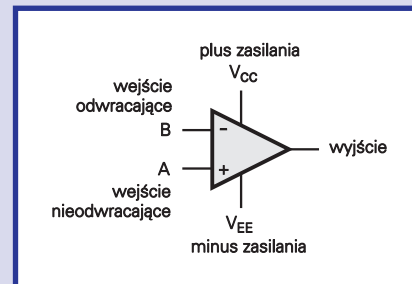
Słusznie! Prawie każdy tranzystorowy wzmacniacz mocy audio zbudowany jest na takiej mniej więcej zasadzie.

A może jeszcze Ci się z czymś kojarzy? Nie?

Mój Drogi, dokonaliśmy właśnie wspólnie fantastycznego wynalazku – na rysunku 24 mamy prawdziwy **wzmacniacz operacyjny**! Zauważ, że ma on tylko pięć końcówek: dwie końcówki zasilania (plus i minus, bez żadnej masy), wyjście i dwa wejścia (wejście różnicowe). Jeśli prześledzisz drogę sygnału, przekonasz się, że zwiększanie napięcia na wejściu A zwiększa napięcie wyjściowe. Wejście to nazywamy **wejściem nieodwracającym**. Z kolei wzrost napięcia na wejściu B powoduje zmniejszanie się napięcia na wyjściu. Wejście B jest **wejściem odwracającym**.

Teraz wyobraź sobie, że ktoś wykonał taki wzmacniacz w postaci układu scalonego. Od tej chwili mniej ważne stają się szcze-

gół wewnętrzne - ogólne zasady działania każdego wzmacniacza operacyjnego są takie same. Zaczynamy go traktować jako czarną skrzynkę z dwoma wejściami, wyj-



Rys. 25

ściem i dwoma zaciskami zasilania. Rysujemy go w postaci jak na **rysunku 25**. Taki jest symbol wzmacniacza operacyjnego.

W rzeczywistości budowa wewnętrzna współczesnych wzmacniaczy operacyjnych jest bardziej skomplikowana, niemniej ogólne podstawy budowy i działania są właśnie takie jak na rysunku 24. A tak na marginesie - mniej więcej w ten sposób zbudowany jest popularny wzmacniacz operacyjny z kostki LM358.

Jeśli nadążasz za mną, to właśnie poznałeś składowe cegiełki oraz podstawy działania wzmacniacza operacyjnego. Teraz nie pozostaje mi nic innego, tylko w najbliższym czasie zacząć tak długo oczekiwany cykl na ten temat. Ale cyklu o tranzystorach nie kończę. Listy nadsyłane w tej sprawie świadczą, że na łamach EdW powinny równolegle pojawiać się oba tematy. W najbliższym czasie zajmiemy się zarówno wzmacniaczami operacyjnymi, jak i tranzystorami.

Piotr Górecki