Elektronika (trochę) bardziej zaawansowana

Robert Ryszard Paciorek
<rrp@opcode.eu.org>

2021-08-07

1 Wprowadzenie

Dokument omawia trochę bardziej zaawansowane tematy elektroniczne, głównie związane z układami opartymi na tranzystorach bipolarnych. Zagadnienia związane z podstawami elektroniki, podstawowymi elementami elektronicznymi oraz podstawą działania tranzystorów omówione są w *Wprowadzenie do elektroniki*[1]. Zagadnienia związane z prądem przemiennym, impedancją omówione są w *Podstawy „elektryki"*[2]. Rekomendujemy wcześniejsze zapoznanie się z tymi tematami.

2 Obwody prądu zmiennego

Celem łatwiejszego obliczania obwodów prądu zmiennego możemy rozdzielać je na część dla prądu stałego (DC) i zmiennego (AC). Dla prądu stałego: źródło napięcia zmiennego i cewka jest zwarciem, kondensator jest przerwą w obwodzie. Dla prądu zmiennego: źródło napięcia stałego jest zwarciem, źródło prądu stałego jest rozwarciem, kondensator (jeżeli ma bardzo dużą / „nieskończoną" pojemność) jest zwarciem. Należy szczególną uwagę zwrócić na powstające po zastosowaniu takich trików łączenia elementów - często łączenia wyglądające na szeregowe są łączeniami równoległymi. Należy także pamiętać o powstającej „drugiej gałęzi" prowadzącej również do masy.

Stałą czasową $\tau = RC$ wyznacza pojemność kondensatora i jego oporowe otoczenie (rezystory które „widzi" kondensator i to w jaki sposób je „widzi" - w szczególności rezystory położone po obu stronach kondensatora mogą być połączone szeregowo poprzez masę). $1/\tau$ odpowiada dolnej lub górnej (zależnie od układu) częstotliwości granicznej filtra górno lub dolno przepustowego. Należy mieć świadomość że dla prądu stałego każdy (sprawny) kondensator zachowuje się jak rozwarcie oraz że dla odpowiednio dużych częstości (zależnych od pojemności kondensatora - im większa tym niższe te częstotliwości) kondensator przewodzi prąd zmienny praktycznie bez strat.

2.1 Cewka i kondensator

Kondensator gromadzi ładunek (napięcie), natomiast cewka potrafi magazynować prąd (po odłączeniu zasilania che ona wyrzucić z siebie prąd a nie ma na sobie jakiś ładunek). Dlatego należy uważać na przebicia w układach kluczujących cewkę.

$$\text{pojemność}: \qquad \mathrm{T} = \frac{\mathrm{C} \cdot \mathrm{U}}{\mathrm{I}}$$

$$\text{indukcyjność}: \qquad \mathrm{T} = \frac{\mathrm{L} \cdot \mathrm{I}}{\mathrm{U}}$$

Wyróżnia się przede wszystkim cewki: powietrzne, na rdzeniu żelaznym i na rdzeniu ferrytowym. Ferryt bardzo silnie zwiększa indukcyjność cewki, ale ogranicza od góry częstotliwość pracy cewki. Ponadto przy odpowiednio dużym prądzie może dochodzić do nasycenia rdzenia, które objawia się tym że zaczyna in hamować wzrost pola zamiast go poprawiać.

1. http://www.opcode.eu.org/Wprowadzenie_do_elektroniki.pdf
2. http://www.opcode.eu.org/Podstawy_elektryki.pdf

2.2 Metoda superpozycji

Pozwala ona na rozdzielenie obwodu zawierającego kilka źródeł prądu i napięcia. Obwód rozkładamy na tyle przypadków ile mamy źródeł niezależnych, w każdym z nich pozostawiamy tylko jedno (inne) źródło niezależne. Pozostałe źródła zastępujemy zwarciem (źródła napięciowe) albo rozwarciem - źródła prądowe (z punktu widzenia źródła prądowego źródło napięcia jest zwarciem - punkt potencjału V jest równoprawny punktowi potencjału masy). W każdym obwodzie znajdujemy składową (pochodzącą od niepominiętego źródła) szukanego prądu lub napięcia. Należy też zwrócić uwagę na kierunki napięć (ich znak) - prąd wypływający z rezystancji oznacza ujemne napięcie na tejże. Całkowity szukany prąd lub napięcie jest sumą składowych.

3 Źródła prądowe i napięciowe

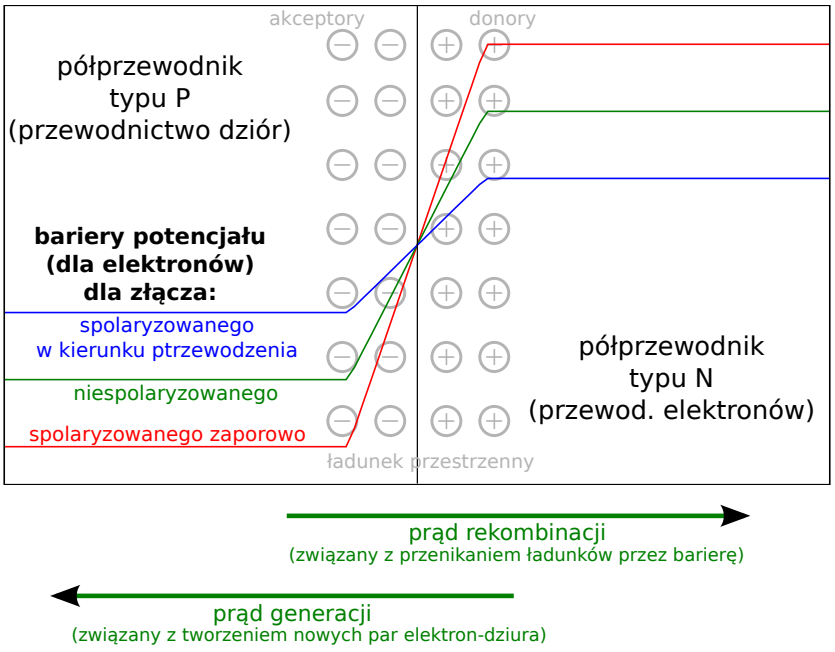
Na idealnym źródle prądowym może odłożyć się dowolne napięcie i zawsze płynie przez nie prąd ustalony przez wartość tego źródła. Przez idealne źródło napięcia można przepuścić dowolny prąd i zawsze napięcie pomiędzy jego zaciskami pozostaje stałe i określone wartością źródła.

3.1 Zasada Thevenena i Zasada Nortona

Pierwsza z nich mówi iż dowolny układ źródeł i oporów liniowych może być zastąpiony pojedynczym idealnym źródłem napięciowym (o napięciu równym napięciu na zastępowanym układzie gdy jest rozwarty - nie wpływa, ani nie wypływa z niego prąd) połączonym szeregowo z rezystancją zastępczą (obliczana po zastąpieniu wszystkich źródeł napięciowych zwarciami, a prądowych rozwarciami). Druga mówi o możliwości zastąpienia takiego układu idealnym źródłem prądowym (o wartości prądu obliczanej przy zwartych zaciskach zastępowanego układu) z dołączoną równolegle rezystancją (obliczaną tak jak w poprzednim przypadku).

4 Złącze PN - dioda

Dioda półprzewodnikowa to w istocie pojedyncze złącze p-n. Niespolaryzowane złącze odpowiada sytuacji pokazanej na poniższym rysunku (kolor zielony). W takim wypadku prąd rekombinacji równoważony jest poprzez prąd generacji.



Polaryzacja w kierunku przewodzenia (gdy $U_P > U_N$) powoduje obniżenie bariery potencjału (dokładniej to obu barier - pokazanej na rysunku bariery dla elektronów oraz analogicznej bariery dla dziur).

Efektem tego jest wzrost prądu rekombinacji, co przy niezmienionym prądzie generacji (zależy on od złącza a nie od bariery potencjału), prowadzi do powstania wypadkowego prądu płynącego przez złącze.

Typową eksponencjalną charakterystykę $I_F(U_F)$ złącza PN można przedstawić wzorem

$$I_F = I_S \exp(U_F/\varphi_{_T} - 1)$$

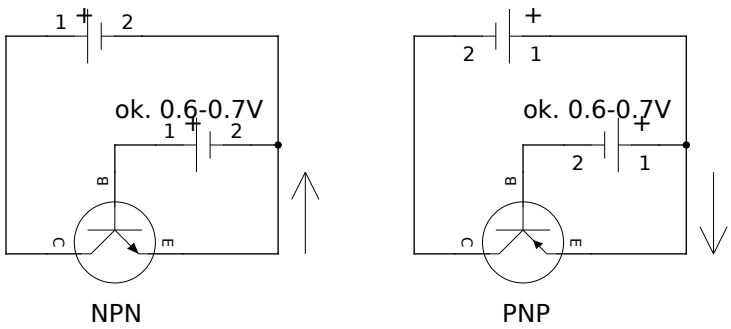
gdzie $\varphi_{_T} = kT/e$ i typowo wynosi około 25mV, natomiast I_S zależne jest od typu złącza i konkretnego egzemplarza. Dzięki temu możemy zapisać rezystancję dynamiczną diody (związaną z spadkiem napięcia na przewodzącym złączu) jako $r_D = \varphi_{_T}/I_{FQ}$. Tą cechę diody można wykorzystać np. do stworzenia regulowanego dzielnika (regulowane źródło prądu DC + dioda) będącego w stanie zmniejszać amplitudę sygnałów dużej częstości (gdzie nie możemy zastosować potencjometru, gdyż za bardzo zagłuszyłby sygnał).

5 Tranzystor

Tranzystor jest to element o regulowanym elektronicznie oporze (tak na prawdę regulowany jest przepływający prąd), często wykorzystywany do wzmacniania sygnałów lub jako przełącznik elektroniczny.

Tranzystor bipolarny posiada trzy wyprowadzenia - emiter (E), baza (B), kolektor (C), przepływający przez niego prąd reguluje się poprzez przyłożenie napięcia między bazą a emiterem. W tranzystorach PNP prąd płynie od emitera (o wyższym potencjale) do kolektora, w NPN na odwrót. Należy też pamiętać że tranzystor bipolarny to nie bramka logiczna czy coś w tym stylu - jeżeli przyłożymy napięcie w kierunku przewodzenia do bramki to prąd popłynie nawet gdy nie ma przyłożonego napięcia kolektor - emiter (bramka nie jest izolowana).

Przy wzmacnianiu sygnałów tranzystor pracuje w stanie aktywnym czyli napięcie przyłożone do bazy jest pomiędzy napięciem kolektora a emitera. W przypadku wykorzystywania jako przełącznik tranzystor pracuje w stanach zatkania (nie przewodzi) lub nasycenia (nie ogranicza). Poniższa ilustracja przedstawia podstawową polaryzację tranzystora.



tranzystory NPN i PNP spolaryzowane w kierunku przewodzenia (strzalka pokazuje kierunek pradu)

Strzałka w symbolu tranzystora (umieszczana na emiterze) pokazuje kierunek przepływu prądu przez emiter. Pokazuje ona kierunek przepływu prądu przez złącz P-N (diodę) baza-emiter, zatem wskazuje także kierunek prądu bazy.

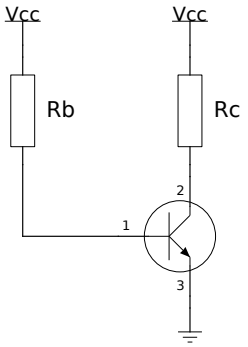
W stanie aktywnym prąd kolektora jest regulowany poprzez napięcie baza-emiter. Zatem na tranzystor możemy patrzeć jak na diodę w której rozdzieliliśmy styk odpowiedzialny za przyłożone napięcie od styku którym płynie prąd - tak jak w diodzie **prąd zależy wykładniczo od przyłożonego napięcia**, tyle że napięcie przykładamy pomiędzy E i B, a prąd płynie głównie pomiędzy E i C (jest także przepływ pomiędzy B i E związany z rekombinacją elektronów w bazie i wstrzykiwaniem ładunków baza-emiter - ze względu na różnice w domieszkowaniu słabszym niż wstrzykiwanie emiter-baza). Zatem prąd płynący przez tranzystor (prąd kolektora) zależy tylko od napięcia diody baza-emiter.

Ciekawym przypadkiem jest wymuszone $I_c = 0$ (gdy kontakt kolektora pozostaje niepodłączony) - wtedy prąd bazy musi wzrosnąć do takiej wartości aby zrównoważyć prąd emitera (on nie ulega zmianie

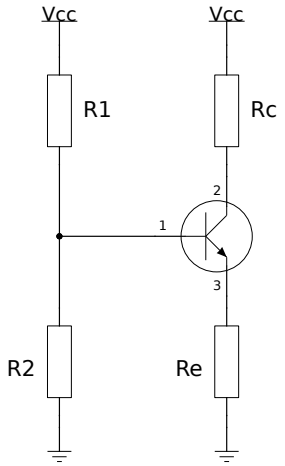
gdyż zależy tylko od napięcia baza-emiter), natomiast na złączu kolektorowym będzie 0.5V (trochę mniej niż spadek na diodzie gdyż kolektor jest słabo domieszkowany).

Możliwe jest także **sterowanie tranzystora prądem bazy, a nie napięciem BE**. W takim wypadku napięcie pomiędzy bazą a emiterem wynosi około 0.6V - 0.7V (warto pamiętać o tym napięciu przy obliczaniu rezystancji wymaganej aby uzyskać pożądany prąd bazy). W wypadku tym do bazy wprowadzamy dodatkowe ładunki (w NPN są to dziury), co owocuje wciąganiem w ten obszar ładunków przeciwnych z emitera. Większość z nich jednak nie zdąży zrekombinować w bazie (jest ona cienka) tylko przeleci do kolektora, którego prąd dany jest zależnością: $I_C = \beta I_B$, gdzie β to wzmocnienie tranzystora. Zatem tranzystor zachowuje się jak (regulowane prądem) źródło prądowe. W obwodzie kolektora wprowadza się zazwyczaj rezystor (Rc) mający na celu zamianę sygnału prądowego uzyskiwanego dzięki tranzystorowi na napięcie, z którego jest łatwiej korzystać niż z prądu.

uklad polaryzacji
stalym pradem bazy



uklad z opornikiem emiterowym
(stalym potencjalem bazy)



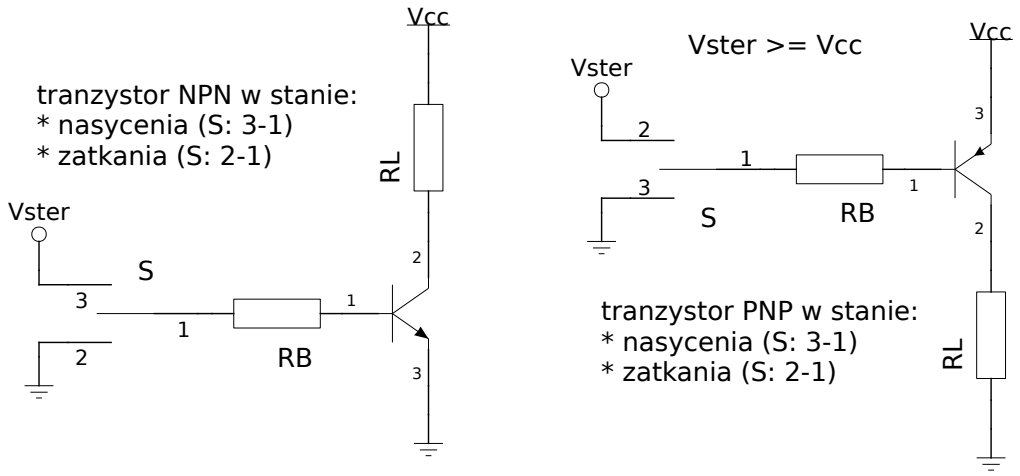
Ze względu na znaczny rozrzut wartości β pomiędzy egzemplarzami układ taki jest trudny do praktycznego stosowania (rezystor ustalający prąd bazy należałoby dobierać do konkretnego tranzystora / stosować rezystor regulowany i go dostrajać), dlatego najczęściej stosowany jest „**układ z stałym potencjałem bazy**". W układzie takim do bazy podłączamy pewien ustalony potencjał (na tle wysoki aby nieznajomość spadku na złączu PN - czy to jest 0.6V czy 0.7V itp - była pomijalna), a poprzez zastosowanie opornika emiterowego (Re) ustalamy prąd emitera. Na jego wartość nie ma wpływu to co dzieje się w kolektorze, gdyż zależy on tylko od napięcia baza-emiter (w przypadku niepodłączonego kolektora całość prądu emitera płynie przez bazę, w przeciwnym razie przez bazę płynie $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$). Dzięki takiemu zabiegowi (ustaleniu prądu emitera) udało się bardzo skutecznie zminimalizować wpływ wartości β na prąd kolektora gdyż $I_C = I_E - I_B = I_E \frac{\beta}{\beta+1}$, a jako że $\beta \gg 1$ to $I_C \approx I_E$.

W układzie z stałym potencjałem bazy jeżeli spadek na rezystancji wewnętrznej źródła, którym jest dzielnik R1 R2, jest istotny (w porównaniu z nieznajomością spadku napięcia na złączu baza-emiter) należy uwzględniać tą rezystancję w obliczaniu prądu emitera: $E_z - I_E \frac{1}{\beta+1} R_z - U_{BEP} - I_E R_E = 0$. Warto wspomnieć iż za polaryzację bazy może być odpowiedzialne inne źródło napięcia niż klasyczny dzielnik (np. dzielnik z diodą Zenera).

Stan nasycenia polega na polaryzacji obu złącz w stanie przewodzenia (na typie P napięcie wyższe o około 0.6V niż na typie N). Na tranzystorze w stanie nasycenia występuje spadek napięcia $U_{CE} = U_{BE} - U_{BC} \approx 0.7 - 0.5 = 0.2$V. Jeżeli spadek ten może być przeszkodą należy rozważyć zastosowanie trybu nasyconego inwersyjnego zamieniony kolektor z emiterem), gdzie on jest dużo bardziej bliski zeru. Tranzystor wchodzi w ten stan gdy $V_E < V_B > V_C$ (NPN) lub $V_E > V_B < V_C$ (PNP). W przypadku regulacji prądem bazy ma to miejsce gdy $I_C = \beta I_B > I_{C_{max\ ukl}}$ (czyli gdy spadek na obciążeniu wynikły z obliczonego prądu kolektora spowodowałby odłożenie na nim napięcia większego niż napięcie zasilania).

Tranzystor w stan nasycenia wprowadzać należy z (dwu - trzy krotnym) zapasem prądu nasycającego, czyli $R_B << \frac{U_{Ster}-U_{BE}}{I_B}$.

Stan zatkania polega na zaporowej polaryzacji obu złącz czyli $V_E \geq V_B \leq V_C$ (NPN) lub $V_E \leq V_B \geq V_C$ (PNP). W tym wypadku należy szczególnie zwrócić uwagę na (niewielkie) napięcia przebicia spolaryzowanego zaporowo złącza baza-emiter).



Nasycenie NPN gdy: $I_C > V_{cc}/R_{L_{min}}$, gdzie $I_C = \beta_{min} I_B$, a $I_B = \frac{V_{ster}-0.7V}{R_B}$ zatem otrzymaliśmy warunek na rezystor bazy: $R_B < \beta_{min}(V_{ster} - 0.7V)\frac{R_{L_{min}}}{V_{cc}}$. Dla PNP rozumujemy analogicznie, tyle że prąd bazy zależy od napięcia zasilania a nie sterowania, czyli: $R_B < \beta_{min}(V_{cc} - 0.7V)\frac{R_{L_{min}}}{V_{cc}}$. Warto zauważyć, że $\frac{R_{L_{min}}}{V_{cc}} = 1/I_{C_{max\ ukl}}$.

5.1 JFET

Tranzystor unipolarny (polowy) posiada trzy wyprowadzenia - dren (D), bramka (G), źródło (S), regulacja odbywa się poprzez regulację napięcia między źródłem a bramką. W tranzystorach tych sterowanie odbywa się polem elektrycznym (z tąd nazwa polowy), a prąd bramki (gdy tranzystor jest dobrze spolaryzowany) jest pomijalnie mały. Dzięki temu mogą służyć do uzyskania wejścia o dużej rezystancji wejściowej.

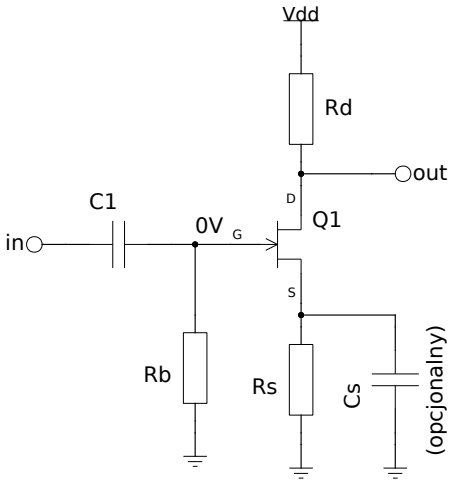
Dostępne na rynku tranzystory JFET z kanałem N steruje się poprzez ujemną polaryzację bramki wobec źródła. W przypadku gdy potencjał bramki jest odpowiednio ujemny (mniejszy od charakterystycznego - w zasadzie dla danego egzemplarza - napięcia „odcięcia" $U_{GS_{off}} = U_T$) tranzystor nie przewodzi (prąd DS pomijalne mały). W przeciwnym wypadku w zależności od przyłożonego napięcia DS tranzystor ten zachowuje się jak regulowane źródło prądowe (gdy to napięcie większe od różnicy pomiędzy obecnym napięciem GS a napięciem odcięcia) lub regulowany rezystor (gdy mniejsze). Maksymalny dla danego napięcia prąd (oznaczany I_{DSS}) płynie gdy napięcie pomiędzy bramką a źródłem jest równe zero (w zasadzie troszkę większe od zera, ale tak aby nie spolaryzować złącza w stan przewodzenia).

Niestety tranzystory te cechują się dużym rozrzutem kluczowych parametrów (napięcie GS przy którym następuje zatkanie oraz maksymalny prąd przewodzenia) pomiędzy egzemplarzami. Najprostszym przykładem zastosowania jest źródło prądowe utworzone poprzez podłączenie bramki do masy oraz źródła poprzez (regulowany) opornik do masy. Tranzystor ten w stanie z otwartym złączem kanał-bramka może być wykorzystany jako dioda mało upływowa.

$$I_D = \begin{cases} 0 & U_{GS} < U_T \\ \beta \cdot (U_{GS} - U_T)^2 & U_{GS} \geq U_T \wedge U_{DS} > U_{GS} - U_T \\ \beta \cdot U_{GS} \cdot [2(U_{GS} - U_T) - U_{DS}] & U_{GS} \geq U_T \wedge U_{DS} \leq U_{GS} - U_T \wedge U_{DS} \geq 0 \end{cases}, \text{ gdzie } = \frac{\mathrm{I_{DSS}}}{\mathrm{U_T}^2}$$

Tranzystory J-FET cechują się symetrią pomiędzy źródłem a drenem, ale przy projektowaniu układów z nimi warto wiedzieć którą elektrodę traktujemy w jaki sposób. Tranzystory J-FET zazwyczaj polaryzuje

się poprzez połączenie przez duży opór (R_B rzędu giga omów) bramki do masy, co wraz z małym prądem bramki zapewnia na niej potencjał 0V. Jako że J-FET przy $U_{GS} = 0$ przewodzi (i to maksymalny prąd) to taka polaryzacja powoduje przepływ prądu DS co w związku z oporem R_S pomiędzy źródłem a masą prowadzi do podniesienia potencjału na źródle czyli pojawienia się ujemnego napięcia $U_{GS} = U_{R_S}$ i ograniczenia prądu.

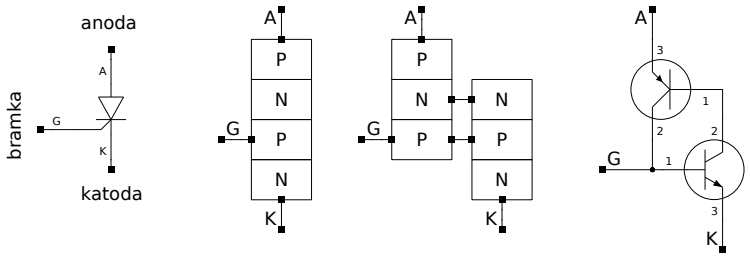


Jako że występują dwa tryby pracy JFETów to przy wykonywaniu obliczeń konieczna jest identyfikacja z którym trybem pracy mamy do czynienia. Możemy wykonać to orientacyjnie na podstawie porównania wartości R_D i R_S - gdy $R_D >> R_0$ to możemy podejrzewać obszar triodowy / nienasycenia ($I_D = \beta \cdot U_{GS} \cdot [2(U_{GS} - U_T) - U_{DS}]$), gdzie tranzystor zachowuje się jak opornik regulowany. Jeżeli jednak nie zgodzą nam się znaki napięć musimy policzyć dla obszaru pentodowego / nasycenia ($I_D = \beta \cdot (U_{GS} - U_T)^2$). Warto także pamiętać że $I_D = \frac{|U_{GS}|}{R_S}$

6 Tyrystor, triak

Tyrystor jest to element o regulowanym elektrycznie stanie przewodzenia, przewodzić on może od anody do katody (tylko w tą stronę), pod warunkiem że zostanie wyzwolony impulsem bramki (dodatnie napięcie względem katody) bądź wzrostem napięcia przyłożonego. W odróżnieniu od tranzystora tyrystor przewodzi również po zaniku napięcia przyłożonego do bramki (przerywa dopiero gdy zostanie przerwane przewodzenie). Triak jest w zasadzie dwukierunkową wersją tyrystora odpowiadającą funkcjonalnie połączonym antyrównolegle dwóm tyrystorm.

W zrozumieniu jak to działa przydany może być schemat zastępczy tyrystora na tranzystorach bipolarnych:



7 Radiatory

Często elementy elektroniczne wymagają dodatkowego chłodzenia - przynajmniej w postaci radiatora. Jego dobór przeprowadza się w oparciu o wymaganą rezystanjcę termiczną:

$$R_{th(radiator)} = \frac{T_{max} - T_{amb}}{P} - (R_{th(zlacze-obudowa)} + R_{th(obudowa-radiator)})$$

Gdzie:

- T_{max} – maksymalna temperatura układu
- $R_{th(zlacze-obudowa)}$ – rezystancja termiczna złącze-obudowa

to dane katalogowe chłodzonego układu (tranzystora, triaka, ...). Natomiast jako $R_{th(obudowa-radiator)}$ (rezystancja termiczna obudowa-radiator), przyjmuje się wartość od 1K/W (bezpośrednie przykręcenie) do 0.2K/W (pasta silikonowa).

Zobacz także artykuł na ten temat w EdW.

7.1 przykład

Dla BTA16, temperatury otoczenia 50 stopni C i 10 W strat (co odpowiada przepuszczaniu przez triaka 10A) mamy:

$$R_{th(radiator)} = \frac{125-50}{10} - (2.1+0.2) = 5.4\text{K/W}$$

czyli wartość rezystancji termicznej radiatora musi być **mniejsza** lub równa od 5.4K/W.

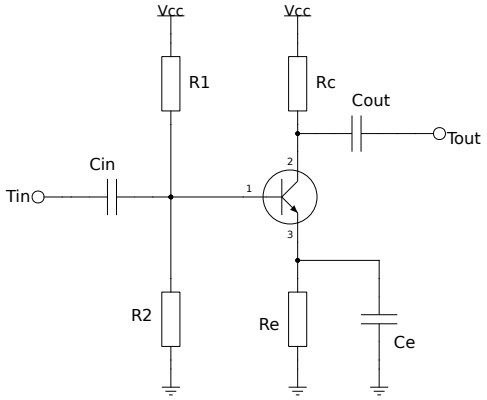
8 Układy tranzystorowe

Rezystancja wejściowa/wyjściowa układu

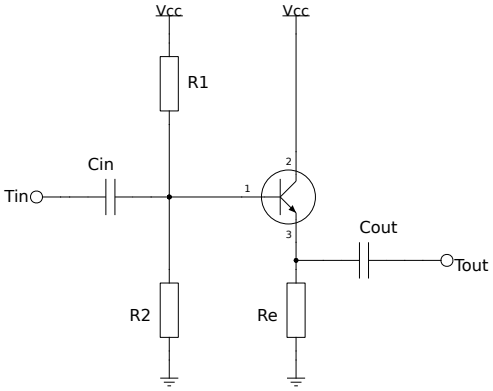
Jest to wartość niezależna od prądu wejściowego (prądu pobieranego zawsze przez dany układ) i zdefiniować możemy ją jako iloczyn przyrostu napięcia do przyrostu prądu.

8.1 Wzmacniacz małych sygnałów

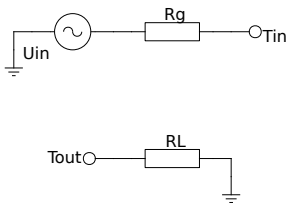
Typowym zastosowaniem tranzystora jest wzmacnianie sygnałów. Dalej będziemy przez jakiś czas przyjmować że mamy doczynienia z „małym sygnałem” czyli takim którego dołożenie powoduje niewielkie odchylenia od punktu pracy (takie że można zaniedbać krzywiznę charakterystyki). Wyróżnić można 3 podstawowe układy pracy tranzystora bipolarnego w wzmacniaczu sygnału (pokazane na przykładzie układu polaryzacji z opornikiem emiterowym):

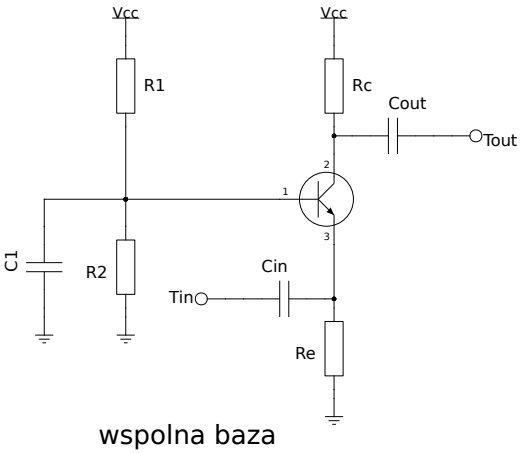


wspolny emiter



wspolny kolektor





wspolna baza

W przypadku pracy w układzie wspólnego emitera, generator sygnału dokładamy poprzez kondensator do spolaryzowanej w stanie aktywnym bazy. W efekcie tego na stały prąd wyjściowy nakłada się prąd związany z sygnałem wejściowym wynoszący $I_C\Big|_{AC} = g_m U_{b'e}\Big|_{AC}$, gdzie $g_m = \frac{I_{CQ}}{\varphi_T} \approx \frac{1}{r_{eb'}}$ jest nachyleniem charakterystyki w punkcie pracy, a $U_{b'e}\Big|_{AC}$ jest sygnałem dołożonym na złącze baza-emiter (w przybliżeniu równym sygnałowi wejściowemu).

W prezentowanej sytuacji (układ z opornikiem emiterowym) przy rozważaniu mechanizmu tego procesu lepiej byłoby rozumować właśnie poprzez rezystancję dynamiczną emitera $r_{eb'}$ (a nie g_m, które jest właściwe dla polaryzacji stałym prądem bazy), gdyż w układzie takim zmiana napięcia zasilającego przekłada się w niezmiennym stosunku (określonym głównie przez wartość oporu emiterowego) na prąd emitera, a ten jest w przybliżeniu równy prądowi kolektora. Zatem uzyskanie wzmocnienia innego niż 1 wymaga zwarcia emitera dla sygnałów zmiennych do masy (kondensator CE) i wtedy właśnie opór dynamiczny $r_{eb'}$ powoduje że uzyskujemy skończone wzmocnienie.

Każdy wzmacniacz charakteryzuje się następującymi parametrami (podane sposoby obliczania dla układu pracy wspólny emiter):

- rezystancja wejściowa - utworzona przez rezystancję zastępczą oporników ustalających punkt pracy oraz oporu dynamicznego złącza PN pomiędzy bazą a emiterem wynoszącą: $r_{b'e} = \beta r_{eb'} = \beta \frac{\varphi_T}{I_E} \approx \beta \frac{\varphi_T}{I_C}$
- rezystancja wyjściowa - utworzona przez rezystor łączący kolektor z zasilaniem
- wzmocnienie napięciowe zwykłe $|k_u| = U_{wy}/U_{we} = g_m R_C$ (niekiedy umawiamy się że obejmuje też rezystancję obciążenia a nie tylko R_C)
- wzmocnienie napięciowe skuteczne (czyli uwzględniające rezystancję wewnętrzną źródła sygnału) $|k_{us}| = k_u \frac{R_{we}}{R_{we}+R_G}$

8.1.1 obliczanie układu typu wspólny emiter

Ustalanie punktu pracy (bipolarny, stały prąd bazy):

1. $I_B = I_{CQ}/\beta$
2. $R_B = \frac{U_{CC}-U_{BE}}{I_B}$
3. $R_C = \frac{U_{CC}-U_{CEQ}}{I_{CQ}}$
4. rozrzut β załatwiamy licząc dla średniej i sprawdzając czy dla maksymalnej nie prowadzi do nasycenia

Obliczenie punktu pracy i parametrów układu (bipolarny, stały prąd bazy):

1. $U_{RB} = U_{CC} - U_{BE}$
2. $I_B = \frac{U_{RB}}{R_B}$
3. $I_C = \beta I_B$
4. $U_{CE} = U_{CC} - R_C I_C$
5. $R_{WE} = R_B || r_{b'e}$
6. $R_{WY} = R_C$
7. $k_u = \frac{U_{WY}}{U_{WE}} = g_m(R_C||R_O) = \frac{I_C}{\varphi_T}\frac{R_C R_O}{R_C+R_O}$
8. $k_{us} = k_u \frac{R_{WE}}{R_{WE}+R_G}$
9. $k_i = k_u \frac{R_{WE}}{R_0}$
10. $k_{is} = \frac{I_O}{I_G} = \frac{U_O/R_O}{U_G/R_G} = k_{uS}\frac{R_G}{R_0}$
11. $k_{ps} = 4k_{is}k_{us}$

Ustalanie punktu pracy (bipolarny, opornik emiterowy):

1. przyjmujemy założenie o spadku napięcia na U_{RE}
2. $R_E = \frac{U_{RE}}{I_{CQ}}$
3. $U_{RC} = U_{CC} - U_{CEQ} - U_{RE}$
4. $R_C = \frac{U_{RC}}{I_{CQ}}$
5. dzielnik - napięcie wyjściowe $U_B = U_{RE} + U_{BE}$
6. obliczamy dla sztywnego dzielnika (spadek napięcia wyjściowego związany z prądem bazy < 0.1V)
7. weryfikacja dzielnika - obliczenie U_{BE} z $E_{BZ} = I_B R_{BZ} + U_{BE} + I_E R_E$, gdzie $E_{BZ} = U_{CC}\frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} \approx 2.7$V
8. warto sprawdzić także czy dzielnik nie jest zbyt sztywny (nie wybija sygnału)

Obliczenie punktu pracy i parametrów układu (bipolarny, opornik emiterowy):

1. $R_{BZ} = R_{B1}||R_{B2}$
2. $E_{BZ} = U_{CC}\frac{R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}}$
3. $U_{RE} = E_{BZ} - U_{BE}$ (zakładamy tutaj sztywny dzielnik - spadek na R_{BZ} pomijalnie mały)
4. $I_C \approx I_E = \frac{U_{RE}}{R_E}$
5. znając $I_B = \frac{I_E}{\beta+1}$ weryfikujemy założenie o sztywności dzielnika licząc spadek napięcia na R_{BZ} — $U_{RBZ} = R_{BZ} I_B$
6. $U_C = U_{CC} - U_{RC}$
7. $U_{CE} = U_C - U_E$
8. $R_{WE} = R_{BZ}||(r_{b'e} + \beta R_E)$ lub $R_{WE} = R_{BZ}||r_{b'e}$ (gdy mamy C_E)

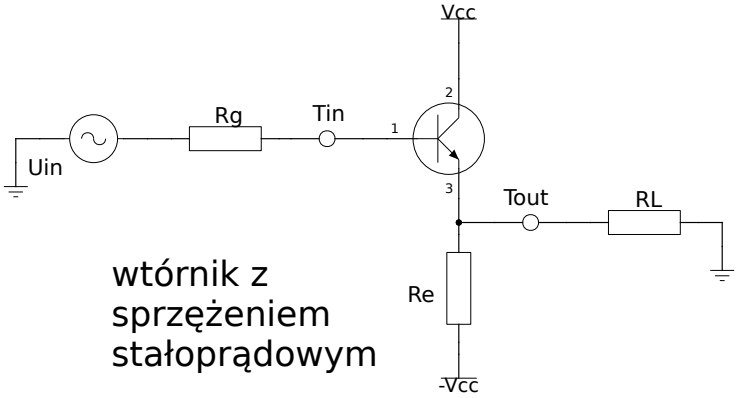
9. pozostałe parametry (R_{WY}, k_u, k_{us}, k_i, k_{is}, k_{ps}) obliczamy tak samo jak przy „stałym prądzie bazy”

Przy obliczaniu pojemności uwzględniamy ich otoczenie rezystorowe - $R_{WE} + R_G$ dla kondensatora wejściowego, $R_{WY} + R_O$ dla kondensatora wyjściowego oraz $R_E || \left(\frac{R_G || R_{BZ}}{\beta_{AC}+1} + r_{eb'}\right)$ dla kondensatora emiterowego.

Ustalanie punktu pracy i parametrów układu (JFET):

1. $\beta = \frac{I_{DSS}}{U_T^2}$
2. obliczamy U_{GS} w oparciu o zależności: $\beta(U_{GS} - U_T)^2 = -U_{GS}/R_S$ (przyjmujemy założenie o zakresie pentodowym)
3. $I_D = -U_{GS}/R_S$
4. $U_{RD} = I_D R_D$
5. $U_{RS} = I_D R_S$
6. $U_{DS} = V_{DD} - U_{RD} - U_{RS}$
7. sprawdzamy czy zakres pentodowy - $U_{GS} \geqslant U_T$ i $U_{DS} \geqslant U_{GS} - U_T$
8. $R_{WY} = R_D$
9. $R_{WE} = R_B$
10. $k_u = -g_m R_L$ (tak samo jak w bipolarnym, ale inne $g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}}$ - dla zakresu pentodowego $g_m = 2\beta(U_{GS} - U_T)$)
11. pozostałe parametry (k_{us}, k_i, k_{is}, k_{ps}) obliczamy w oparciu o powyższe R_{WE}, R_{WY}, k_u, tak samo jak przy bipolarnym

8.2 Wtórnik emiteorowy



Każdy wtórnik jest układem typu „wspólny kolektor” (ale na odwrót nie zawsze). Układ taki (w odróżnieniu od wspólnego emitera czy też wspólnej bazy) jest w stanie wzmacniać nie tylko małe ale także duże sygnały. Jednak potrafi on wzmacniać tylko prąd - napięcie wyjściowe jest niemalże równe napięciu wejściowemu (dokładniej jest pomniejszone o spadek na aktywnym złączu PN).

Często wykorzystywany jest układ wtórnika z tzw. „sprzężeniem stałoprądowym” (bez odcinania składowej stałej na wejściu) i podwójnym (dodatnim i ujemnym) zasilaniem (służącym do ustalenia punktu pracy zamiast dzielnika podłączanego do bazy) przedstawiony na poniższej ilustracji.

Można spotkać się także z połączeniem dwóch tranzystorów pracujących w układzie w wtórnika. W szczególności może być to J-FET z bipolarnym (aby uzyskać dużą rezystancję wejściową i małą wyjściową), lub tranzystory tego samego typu aby uzyskać większą wypadkową wartość β (jest ona wtedy iloczynem wartości dla poszczególnych tranzystorów).

8.2.1 obliczanie układu typu wtórnik emiterowy

Punkt pracy ustalany tak samo jak dla układów WE.

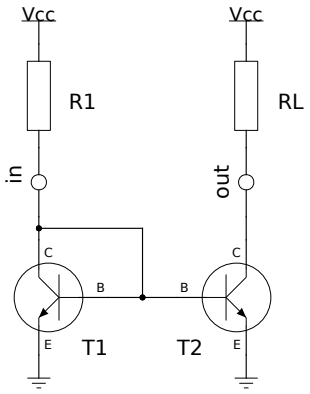
Ustalanie parametrów układu (bipolarny):

1. $R_{WY} = R_E || \frac{R_G + r_{b'e}}{\beta + 1}$
2. $R_{WE} = R_{b'e} + (\beta + 1)(R_E || R_L)$
3. $k_u = \frac{(\beta+1)(R_E||R_L)}{R_{b'e}+(\beta+1)(R_E||R_L)}$

Ustalanie parametrów układu (JFET):

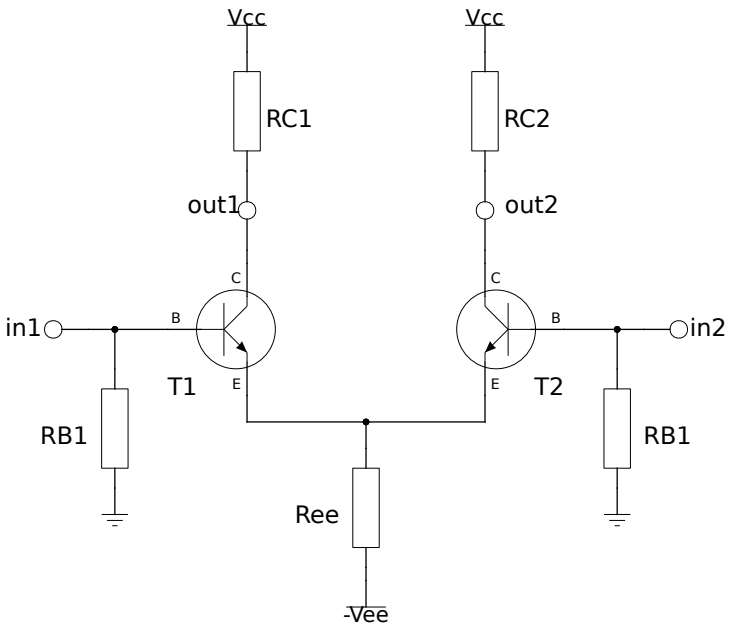
1. $R_{WY} = R_S || \frac{1}{g_m}$
2. $R_{WE} = R_B$
3. $k_u = \frac{g_m(R_S||R_O)}{1+g_m(R_S||R_O)}$

8.3 Lustro prądowe



T1 i T2 muszą mieć zapewnioną tą samą temperaturę (najlepiej być wykonane w ramach jednego układu scalonego. T1 pracuje jako dioda (stosujemy tranzystor aby zapewnić taką samą charakterystykę jak T2), która wraz z R1 tworzy sprzężony termicznie z T2 dzielnik sterujący tranzystorem T2. Układ ten sterowany prądem płynącym przez R1 powoduje przepływ (niemalże) takiego samego prądu poprzez RL.

8.4 Wzmacniacz różnicowy



Układ ten może pełnić rolę klucza prądowego (gdy podany sygnał na tyle duży aby zatkać jeden z tranzystorów) lub wzmacniacza (gdy pracować będą oba tranzystory. Układ jest czuły na różnicę napięć przyłożonych do in1 i in2. Ree pełni rolę źródła prądowego (i powinien być tak dobrany wraz z -Vee aby zapewnić jego stabilność ...).

W przypadku układu z tranzystorami NPN „bardziej" przewodzić będzie tranzystor na wejściu którego jest większe napięcie (niż na tym drugim). Fakt tego że on przewodzi powoduje ustalenie się potencjału w węźle łączącym emitery obu tranzystorów na wartość napięcia jego bazy pomniejszonego o spadek na przewodzącym złączu PN. W sytuacji gdy napięcia baz obu tranzystorów są odpowiednio bliskie przewodzić będą oba, zakres ten określa się strefą przejściową i wynosi ona $4\varphi_{_T}$.

Jeżeli pracujemy w zakresie strefy przejściowej układ ten traktować należy jako wzmacniacz (poza tym zakresem jak wspomniano jest kluczem prądowym). Posiada on wtedy wzmocnienie $k_{u_i} = \frac{R_{C_i}}{r_{eb'_1}+r_{eb'_2}}$, gdzie i jest numerem wyjścia/rezystora kolektorowego z którego pobieramy napięcie wyjściowe. Wzmocnienie wyjścia różnicowego jest sumą wzmocnień poszczególnych wyjść. Wzmacniacz ten posiada także niestety wzmocnienie sumacyjne (wzmocnienie napięcia wchodzącego równocześnie na oba wejścia). Wynika to z niemożności zastosowania idealnego źródła prądowego, a przy stosowaniu rzeczywistych zmiana napięcia na źródle (wynikła z z miany potencjału na emiterach) prowadzi do zmiany prądu płynącego przez źródło.

Jako że przy tranzystorach bipolarnych musimy umożliwić przepływ prądu bazy, a nawet przy MOSFETach musimy zapewnić polaryzację bramki określonym potencjałem, w przypadku wprowadzania na wejście sygnału z odcięciem składowej stałej (poprzez kondensator) musimy zastosować **rezystory** R_B pomiędzy każdym z wejść a masą. Oba te rezystory powinny mieć tą samą wartość, gdyż inna sytuacja byłaby równoważna dołożeniu na jedno z wejść jakiegoś stałego potencjału (innego niż dołożony do drugiego wejścia) a tego nie chcemy. Podobnie gdy stosujemy sprzężenie stało-prądowe, a źródło sygnału ma znaczącą rezystancję wewnętrzną to do drugie wejście należy połączyć z masą przez taką samą rezystancję (rezystancje zastępcze widziane przez sygnał, podłączone do obu wejść powinny być jednakowe).

Często można się spotkać z modyfikacjami tego układu polegającymi na dołączaniu pomiędzy Ree a emiterami rezystorów celem powiększenia strefy przejściowej i jej linearyzacji. Możliwe jest też także rozdzielenie gałęzi emiterowej na dwie i sprzężenie ich przy pomocy kondensatora - wtedy przenoszone są tylko sygnały zmienne (każdy z emiterów ma do polaryzacji swój własny Ree) dzięki czemu można układ ten realizować na tranzystorach dyskretnych. Popularną modyfikacją tego układu jest dołączenie w miejsce RB1 i RB2 lustra prądowego przenoszącego prąd z gałęzi T1 (nie mamy wtedy wyjścia out1) na gałąź T2 (uzyskujemy wtedy dwukrotnie większe wzmocnienie na out2). Aby układ taki działał konieczne

jest podłączenie rezystancji obciążenia do potencjału pomiędzy zasilaniem lustra a sumacyjnym napięciem wejściowym (składową będącą identyczną na obu wejściach).

8.4.1 obliczanie punktu pracy, rezystancji i wzmocnień

1. $I_{CQ} = I_{EE}/2$ (także w niesymetrycznym!)
2. $R_{WE} = 2r_{b'e}$
3. $R_{WY_i} = R_{C_i}$
4. $k_{u_i} = \frac{R_{C_i}}{r_{eb'_1}+r_{eb'_2}}$ (gdy korzystamy tylko z we1 to wy1 odwracające więc k_{u_1} może być podawane jako ujemne)
5. $k_{u_{sum}} = |k_{u_1}| + |k_{u_2}|$

Ewentualna niesymetryczność wpływa na zakres napięć wyjściowych.

8.5 Efekt Millera

Efekt Millera występuje w układach odwracających fazę i polega na tym iż impedancja widoczna z zewnątrz jest $k+1$ razy mniejsza (gdzie k - wzmocnienie układu) niż rzeczywista impedancja pomiędzy wejściem a wyjściem. Ponadto w tranzystorze występują pojemności pomiędzy bazą a emiterem oraz bazą a kolektorem. A jedna z nich w układach odwracających fazę ulega efektowi Millera. To odgrywa on istotną rolę w ograniczeniu górnej częstotliwości układów wzmacniaczy.

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi r_{eb'} f_T} - C_{bk}$$

Podawany w katalogach parametr f_T jest tylko wynikiem specyficznego pomiaru tej właśnie pojemności, a to jakie będzie związane z nią ograniczenie częstotliwości wynika z konkretnego układu w którym stosowany jest tranzystor.

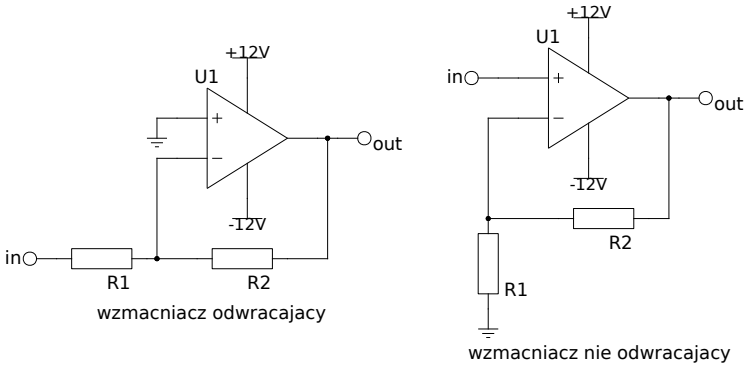
8.6 Boot Strap

jest to efekt niejako przeciwny do efektu Millera - występuje on gdy mamy wzmocnienie napięciowe nie większe od jedności. Pozwala ono na zmniejszanie impedancji włączonej równolegle z układem wzmacniającym (w przypadku wzmocnienia równego 1 impedancja taka znika całkowicie gdyż niejako obok niej wejście jest powielane na wyjście (napięcie na niej wynosi zero. Może także robić za źródło prądowe gdy w szereg z wzmacniaczem mamy przesuwnik potencjału to na tej impedancji odkłada się stała różnica potencjałów, a zatem płynie stały prąd.

8.7 Wzmacniacz operacyjny

Jest to układ służący do wzmacniania bardzo wiele razy różnicy napięć wejściowych. Na stopniu wejściowym posiada on wzmacniacz różnicowy z lustrem, dalej jest układ wzmacniający o dużym wzmocnieniu, a na stopniu wyjściowym wtórnik emiterowy.

Układ ten może być wykorzystywany jako komparator do porównywania napięć. Ponadto komparatory scalone posiadają taki sam symbol, jednak są innymi układami - dużo szybciej przełączają swoje wyjście przy zmianie wejścia niż robi to wzmacniacz operacyjny.



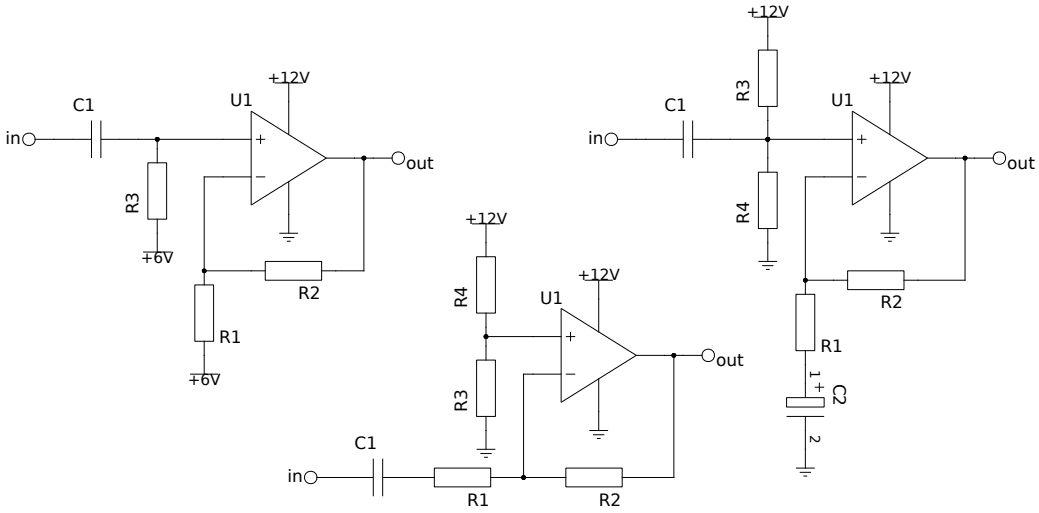
Jako iż wzmocnienie wzmacniaczy operacyjnych jest bardzo duże nie da się w praktyce wykorzystać ich bezpośrednio do wzmacniania sygnału. Robi się to z wykorzystaniem sprzężenia zwrotnego, czyli podaniem przeskalowanego sygnału wyjściowego na wejście. Dzięki temu że korzystamy z ujemnego sprzężenia układ zachowuje się stabilnie dążąc do utrzymania różnicy napięć wejściowych bliskiej zeru. Wzmocnienie wzmacniacza odwracającego fazę wynosi $k_u = -\frac{R_2}{R_1}$, a wzmacniacza nie odwracającego fazy $k_u = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ (aby uzyskać wtórnik wystarczy zastąpić te rezystory zwarciem). Jak widać kluczowy jest tu dzielnik przez który skalujemy przekazywanie wyjścia na wejście odwracające. Wykorzystanie ujemnego sprzężenia zwrotnego owocuje także prawie zerową rezystancją wyjściową. W wzmacniaczu odwracającym $R_{we} = R_1$, natomiast w odwracającym widzimy tylko rezystancję sumacyjną wzmacniacza różnicowego (różnicowej praktycznie nie widać bo napięcie na niej bliskie zeru). Częstotliwość graniczną oblicza się z zależności $f_g = \frac{f_T}{1+\frac{R_2}{R_1}}$. Niekiedy stosuje się także tzw „R3" podłączony do nieodwracającego wejścia wzmacniacza, ma to na celu minimalizację wpływu prądów wejściowych (nie wpływa na napięcie niesymetryczności, które jest cechą samego wzmacniacza. $R_3 = R_1||R_2$ gdy sprzężenie DC, lub $R_3 = R_2$ gdy sprzężenie AC (źródło sygnału oddzielone kondensatorem).

8.7.1 Problem nadmiaru fazy i kompensacja

Jako iż układy te stosujemy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym / sygnał wyjściowy podajemy na wejście odwracające fazę to należy rozwiązać problem przesunięcia fazowego sygnału wyjściowego w stosunku co do wejściowego (powinno być mniejsze od 135°), aby nie doprowadzić do wzbudzania się układu. Uzyskuje się to poprzez zapewnienie dla częstotliwości przy których byłoby takie lub większe przesunięcie fazowe wzmocnienia mniejszego od jedności. Niestety stosowany w tym celu zabieg przesunięcia niższej częstotliwości granicznej (są dwie bo dwa stopnie wzmacniające) w dół poprzez stosowanie millerowskiej pojemności mocno ogranicza pasmo przepustowe (psuje parametr f_T) wzmacniaczy operacyjnych (nie przesuwa się drugiej ze względu na wielkość potrzebnych pojemności). Poza tym konieczność ładowania/rozładowywania tej pojemności prowadzi do drugiego ograniczenia częstościowego, tym razem związanego z maksymalną prędkością zmiany sygnału (tzw. „slew rate").

8.7.2 Problem zasilania jednobiegunowego

W przypadku konieczności zasilenia wzmacniacza operacyjnego jedno biegunowo, należy zadbać o dodanie odpowiedniej wartości stałej do sygnału wejściowego na wzmacniacz oraz takiej samej wartości do sygnału podawanego na drugie wejście wzmacniacza. Poniżej pokazane zostały rozwiązania układowe umożliwiające realizację tego wymogu (metodę prostego uzyskania „masy wirtualnej" dla takich rozwiązań (w tym wypadku 6V) przedstawiono poniżej):



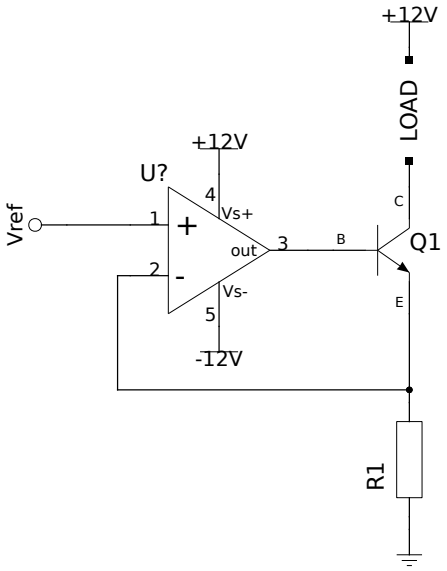
8.8 Źródła napięcia i prądu

8.8.1 Tranzystorowe źródło prądowe

Jednym z najprostszych źródeł prądowych jest tranzystor w 4 opornikowym układzie polaryzacji, gdzie obciążenie włączane jest w miejsce R_C. W niektórych przypadkach uzasadnione jest skorzystanie z lustra prądowego, jako źródła prądowego.

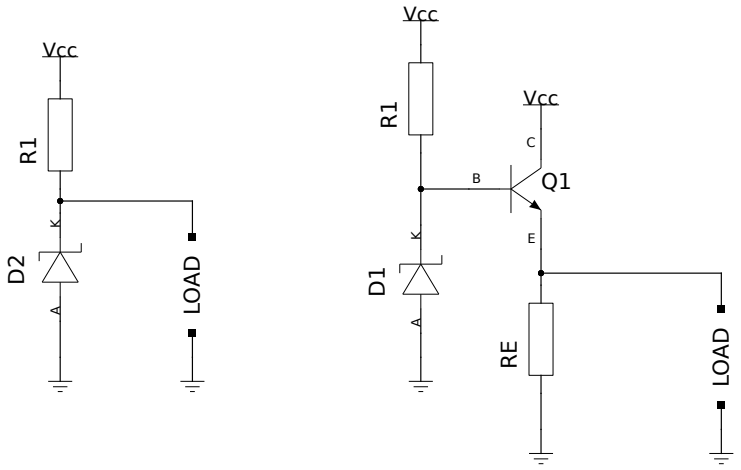
8.8.2 Precyzyjne źródło prądowe

Przy pomocy wzmacniacza operacyjnego i tranzystora jesteśmy w stanie zrealizować precyzyjne (odporne na wahania temperaturowe itp) źródło prądowe, tak prądu wpływającego (NPN) jak i wypływającego (PNP). Ponadto możemy w łatwy, napięciowy sposób regulować prąd tego źródła (poprzez zmianę V_{ref}.



8.8.3 Dioda Zenera

Najprostsze stabilizatory napięcia można zrealizować w oparciu o diodę Zenera. Niestety spadek napięcia na diodzie jest funkcją prądu, ponadto najprostszy układ bez tranzystorowy charakteryzuje się znaczną rezystancją wyjściową. Problemem może być także to, iż aby uzyskać nominalny spadek napięcia trzeba puścić zazwyczaj przynajmniej 5mA, a jednocześnie należy uważać aby nie przekroczyć maksymalnej mocy która może wydzielić się na diodzie.



Obliczanie elementów (stabilizator bez tranzystora):

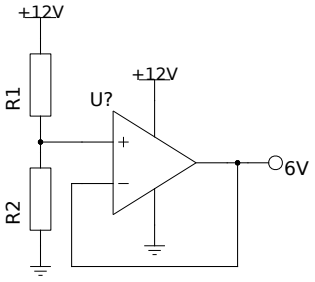
1. $R_1 \leqslant \frac{V_{CC_{min}} - U_Z}{I_{Z_{min}}}$
2. $R_{WY} = R_1 || r_d$
3. $S_u = \frac{\Delta U_{WY}}{\Delta V_{CC}} = \frac{r_d}{R_1 + r_d}$
4. wartość R_O wpływa na R_1 (w warunku na nie musimy uwzględnić odpływ prądu na obciążenie $I_{Z_{min}} \rightarrow I_{Z_{min}} + I_{O_{max}}$)

Obliczanie elementów (stabilizator z tranzystorem):

1. z założenia o $I_{E_{min}}$ otrzymujemy wartość $R_E = U_{WY}/I_{E_{min}}$
2. $R_1 = \frac{V_{CC_{min}} - U_Z}{I_{Z_{min}} + I_{O_{max}}/\beta}$
3. $R_{WY}(I) = r_d/\beta + r_{eb'}(I)$

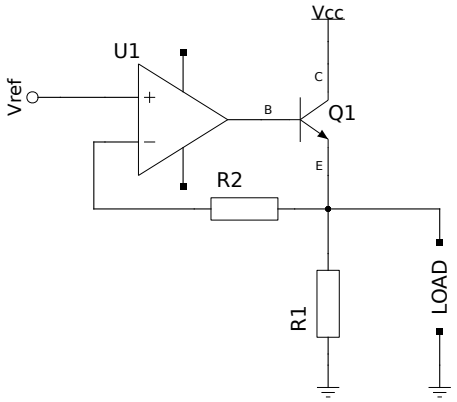
8.8.4 Źródło masy wirtualnej

Wspomniane wcześniej źródło masy wirtualnej można zrealizować np. na wzmacniaczu operacyjnym:



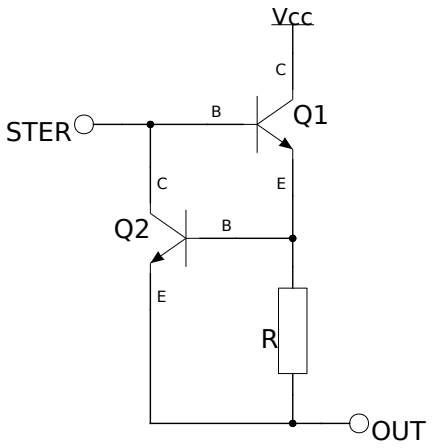
8.8.5 Stabilizatory z wzmacniaczem błędu

Na trochę zbliżonej do źródła masy wirtualnej zasadzie funkcjonuje stabilizator z wzmacniaczem błędu (będący podstawą popularnych stabilizatorów scalonych). Często w układach takich spotyka się zamiast pojedynczego tranzystora układ Darlingtona (z tego względu iż tranzystory mocy mają kiepskie bety). Ponadto zastosowanie R_2 umożliwia stosowanie źródeł referencyjnych o napięciu inne niż chcemy osiągnąć na wyjściu, co pozwala także na zmniejszenie ich prądożerności. Funkcję wzmacniacza błędu może pełnić np. wzmacniacz operacyjny lub różnicowy. Często spotkać można różnicowy z lustrem gdyż pozwala to na osiągnięcie małego drop-out'u (różnicy między minimalnym napięciem zasilania a napięciem wyjściowym).

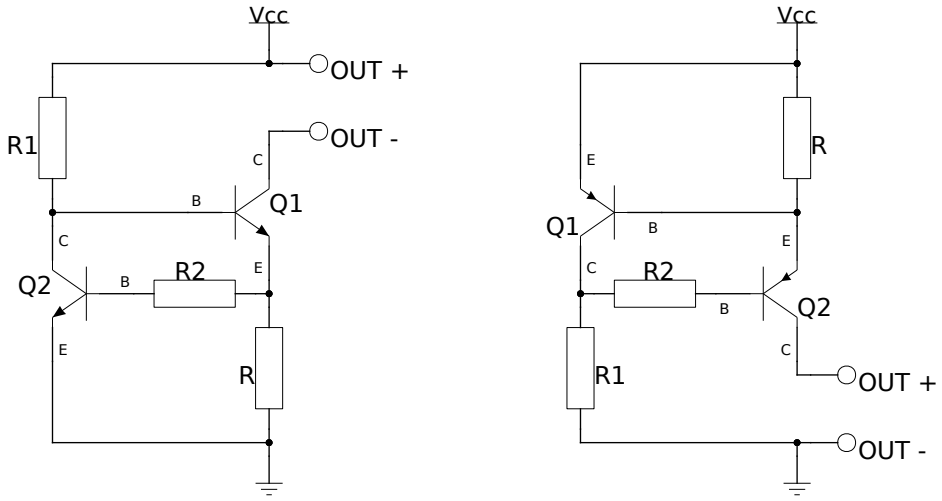


8.8.6 Ogranicznik nadprądowy

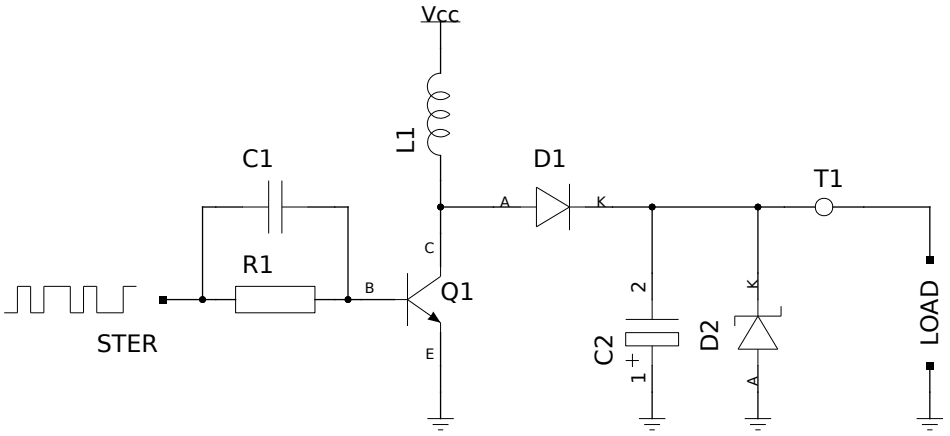
Istotnym aspektem układów zasilania jest ich zabezpieczenie przed poborem zbyt dużego prądu (funkcjonalność bezpiecznika elektronicznego). Układ taki można zrealizować np. w następujący sposób (nadmierny prąd powoduje nadmierny spadek na $R = \frac{0.6\mathrm{V}}{\mathrm{I}_{\max}}$, co prowadzi do otwarcia Q2 i odciągania prądu z bazy Q1 - zakładamy że Q1 sterowany z jakiegoś źródła o niewielkiej wydajności prądowej - wzmacniacza błędu):



Poniższy schemat przedstawia typowe realizacje samodzielnych ograniczników prądowych włączanych od strony masy (na tranzystorach NPN) lub od strony zasilania (na PNP):



8.8.7 Przetwornica step-up

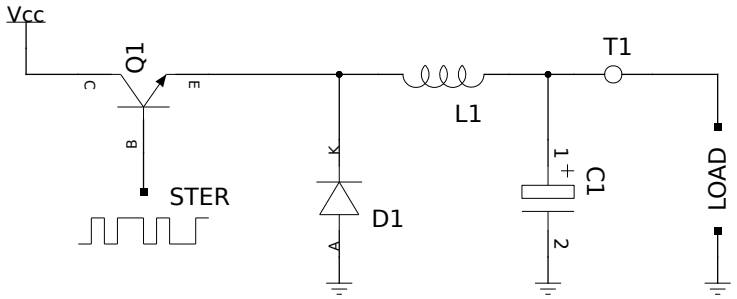


Działanie przedstawionej przetwornicy podwyższającej oparte jest na ładowaniu prądem cewki L1 (w czasie gdy Q1 w stanie nasycenia) oraz wyciąganiu z niej tego prądu celem ładowania C2 (w czasie gdy Q1 w stanie zatkania). W sytuacji gdyby nie było obciążenia oraz D2 napięcie na kondensatorze chciałoby wzrosnąć do nieskończoności, prowadząc do jego przebicia, lub przebicia Q1. Dlatego stosujemy D2 jako zabezpieczenie przed brakiem obciążenia. C1 przyspiesza przechodzenie Q1 w stan nasycenia/zatkania.

$$\frac{U_{WY}}{U_{WE}} = \frac{t_1}{t_2} \qquad I_{WY_{sr}} = \frac{\Delta I}{2} \cdot (1 - \frac{t_1}{t_1 + t_2})$$

gdzie ΔI - prąd do którego ładujemy cewkę, t_1 - czas ładowania, t_2 - czas rozładowywania. Ze względu na wielkość cewki chcielibyśmy jak największą częstotliwość pracy. Jednak jej ograniczeniem jest prędkość tranzystora, który ponadto musi wytrzymać U_{wy} i ΔI. Warto jednak zadbać aby układ pracował z częstotliwością nad akustyczną (inaczej będzie buczeć).

8.8.8 Przetwornica step-down

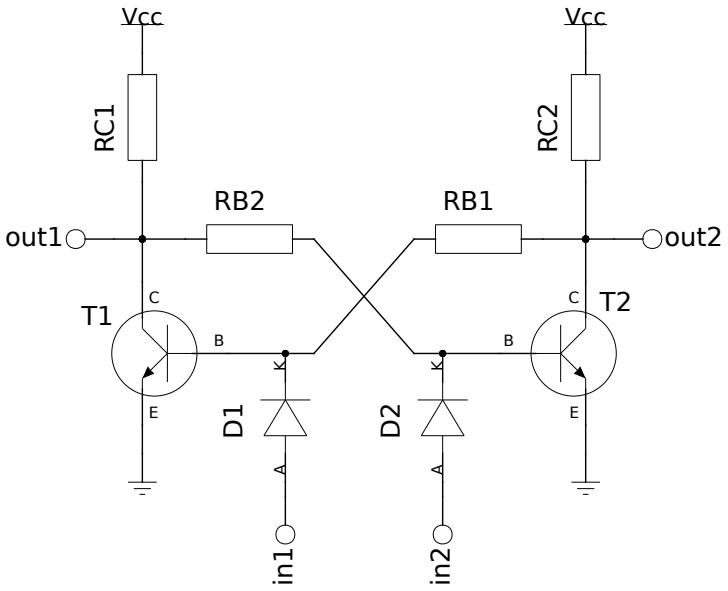


Działanie przedstawionej przetwornicy opiera się na takiej samej zasadzie jak ściemniacze elektroniczne, czyli na załączaniu i wyłączaniu obwodu na odpowiednie jednostki czasu, aby obniżyć wartość średniego napięcia wyjściowego do zadanej. Sterowanie takie nadaje się bez problemowo do urządzeń takich jak grzałki, żarówki itp. Zastosowanie takiego mechanizmu do zasilania elementów o małej bezwładności (układów elektronicznych) wymaga jednak wygładzenia skoków napięcia (nie możemy robić przerw w zasilaniu tylko musimy uśrednić wartość tego napięcia. Wymaga to dodania kondensatora filtrującego C1, jego dodanie powoduje niestety trudności z sterowaniem Q1 jako klucza nasyconego - stąd L1 i D1. Przetwornica tego typu przy prądzie poniżej założonego będzie miała wyższe napięcie na wyjściu od założonego (może osiągnąć nawet napięcie zasilania).

$$U_{WY} = U_{WE} \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

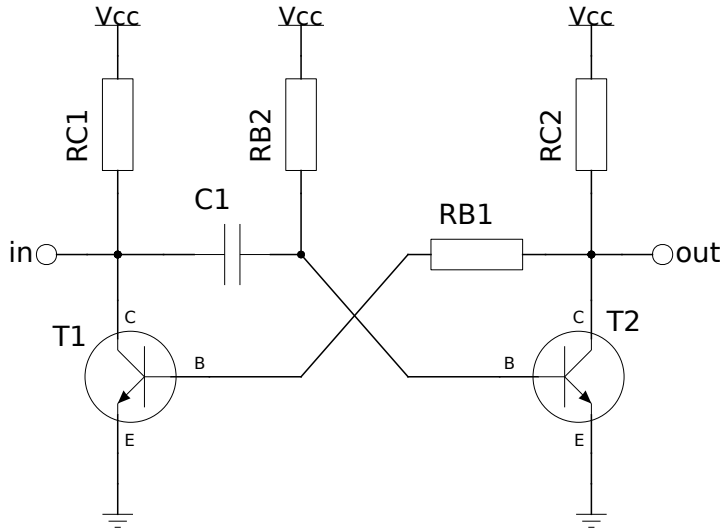
8.9 Przerzutniki

8.9.1 Bistabilny



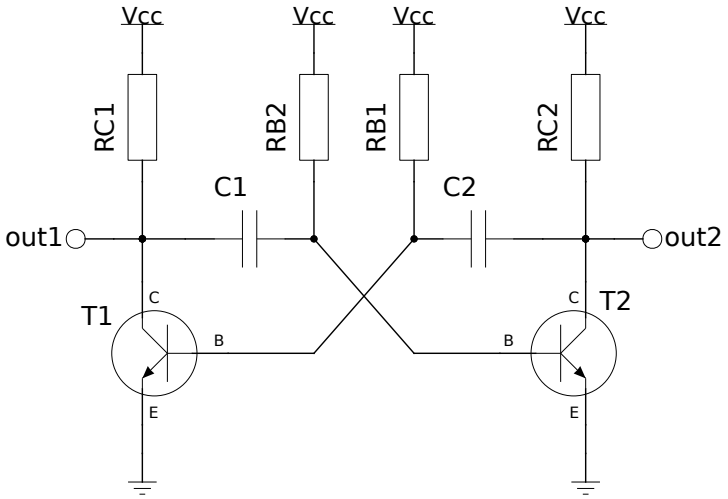
Układ ten służy do zapamiętania stanu binarnego. Może być przełączony poprzez podanie krótkiego sygnału na którejś z wejść lub zwarcie któregoś wyjścia do masy. powoduje to rozpoczęcie przewodzenia przez wybrany z tranzystorów, co prowadzi do spadku napięcia na bazie drugiego tranzystora, prowadząc do jego zatkania i trwałego ustalenia stanu wysokiego na bazie wybranego tranzystora.

8.9.2 Monostabilny



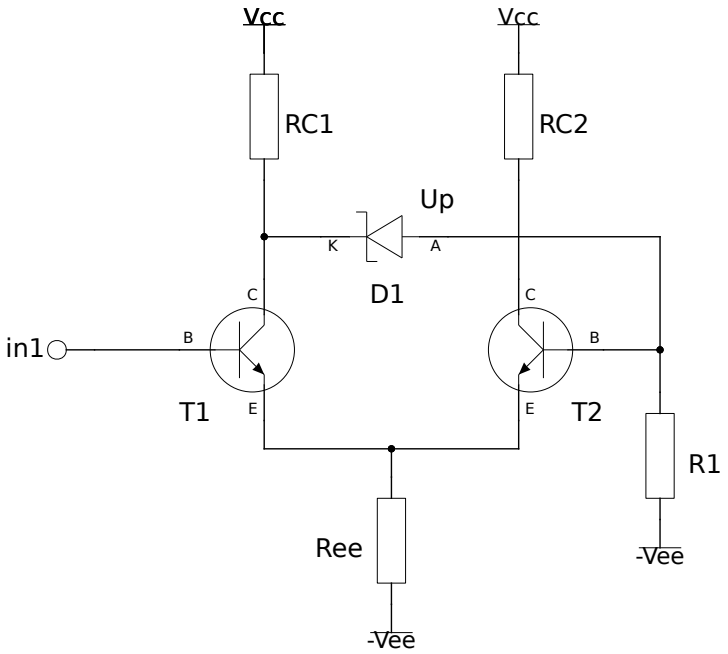
Układ służy do generacji impulsu trwającego ustaloną długość. Działa on podobnie jak przedstawiony przerzutnik bistabilny, z taką różnicą iż krótkotrwałe zwarcie wejścia do masy powoduje obniżenie potencjału bazy T2 o napięcie do jakiego został naładowany C1 (w normalnym stanie $U_{CC} - 0.7\text{V}$. Powoduje to zatkanie T2 i przewodzenie T1, następuje także ładowanie C1 z stopniowym zwiększaniem napięcia na bazie T2 aż do osiągnięcia sytuacji pierwotnej. Należy zwrócić uwagę że po zatkaniu T1 (zaprzestaniu generowania sygnału wyjściowego) układ nie osiągnął jeszcze gotowości do generacji następnego impulsu gdyż musi nastąpił ładowanie C1 przez RC1 (należy odczekać $t \gtrsim 5\tau = 5R_{C1}C_1$). Wadą takiego rozwiązania są duże ujemne napięcia na bazach tranzystorów w chwili przerzutu.

8.9.3 Astabilny



Przerzutnik ten służy do generacji sygnału prostokątnego o zadanym wypełnieniu. Poszczególne półokresy wynoszą: $t_x = \tau \ln(\frac{u(\infty)-u(0)}{u(\infty)-u(t_x)})$, gdzie: $u(0)$ napięcie początkowe asymptota procesu, $u(\infty)$ – asymptota procesu, $u(t_x)$ – napięcie w chwili zakończenia, $\tau = C_i R_{B_j}$ – stała czasowa elementów podłączonych do bazy tranzystora wyjście którego rozważamy w stanie wysokim. Działanie układu jest podobne do opisanego przerzutnika montostabilnego z tym że po (ponownym) nasyceniu drugiego tranzystora powstały spadek napięcia rozpoczyna taki sam proces dla pierwszego tranzystora i kondensatora podłączonego do jego bazy. Dodatkową wadą tego rozwiązania jest problem startu przy wypełnieniu 1/2 (jednakowych elementach) i łagodnym włączaniu.

8.9.4 Shmitta

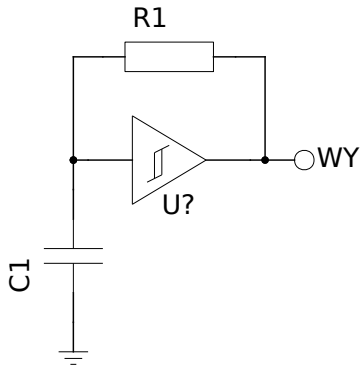


Służy od do uzyskania histerezy - większe napięcie powoduje przejście w stan wysoki, a mniejsze od niego w stan niski. Pozwala to m.in. na odszumianie sygnałów. Idea działania polega na zmianie potencjału drugiego wejścia wzmacniacza różnicowego zależnie od jego stanu. Przesuwnik poziomów zrealizowany na D1 oraz R1 służy do dostosowania napięcia wyjściowego do zakresu histerezy (wynosi on $U_{CC} - U_p$ — wartość górna, $U_{cc} - I_{ee}R_{C1} - U_p$ – wartość dolna). Występujący efekt millerowski na T2 w tym

przerzutniku można usuwać np. poprzez zrealizowanie przesuwnika poziomów na wtórniku emiterowym i diodzie Zenera.

8.9.5 Zewnętrzna pętla opóźnienia

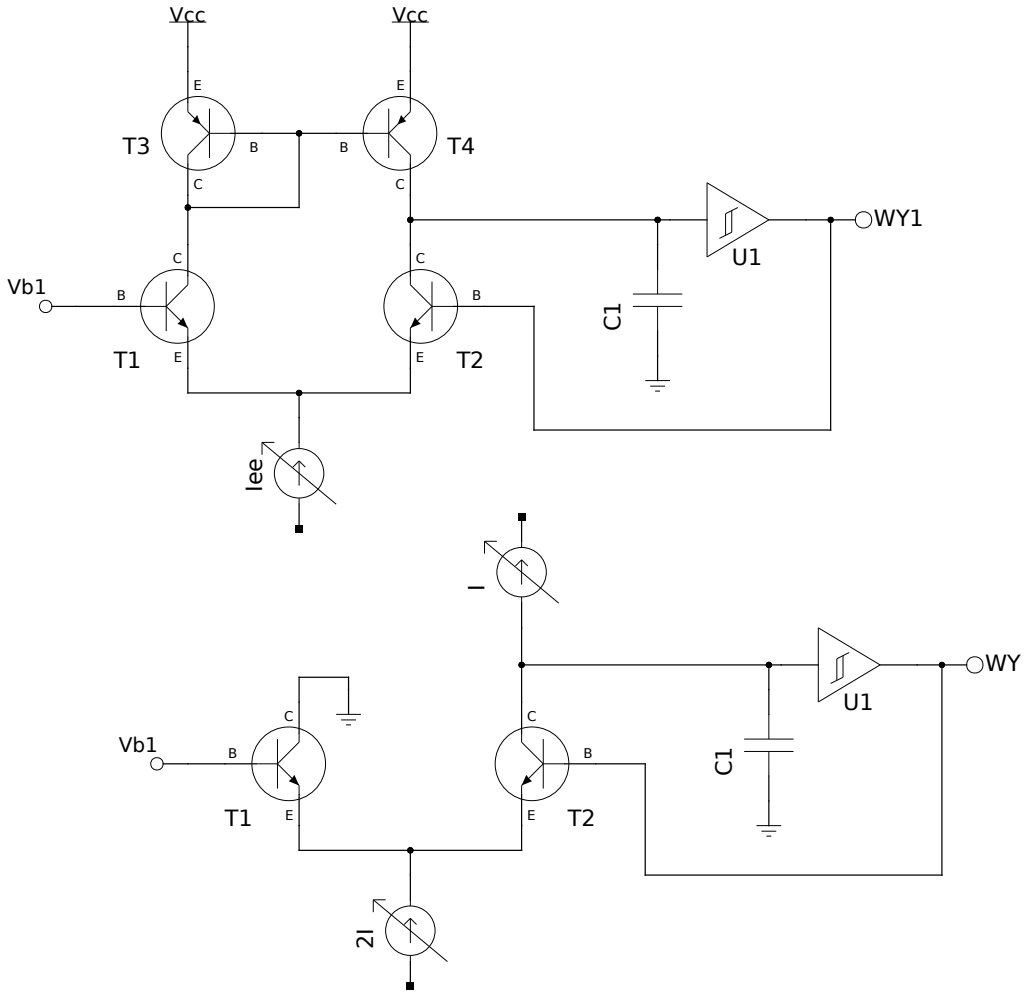
Podobnie jak przerzutnik Shmitta działają np. bramki cyfrowe tego typu. Bramkę taką możemy wykorzystać jako przerzutnik astabilny:



Korzystamy tutaj z histerezy tej bramki (napięcie na kondensatorze zmienia się pomiędzy tymi wartościami, a napięcie wyjściowe zgodnie z stanami logicznymi bramki. Długości półokresów wynoszą określa $t_x = \tau \ln(\frac{u(\infty)-u(0)}{u(\infty)-u(t_x)})$, gdzie $\tau = R_1 C_1$.

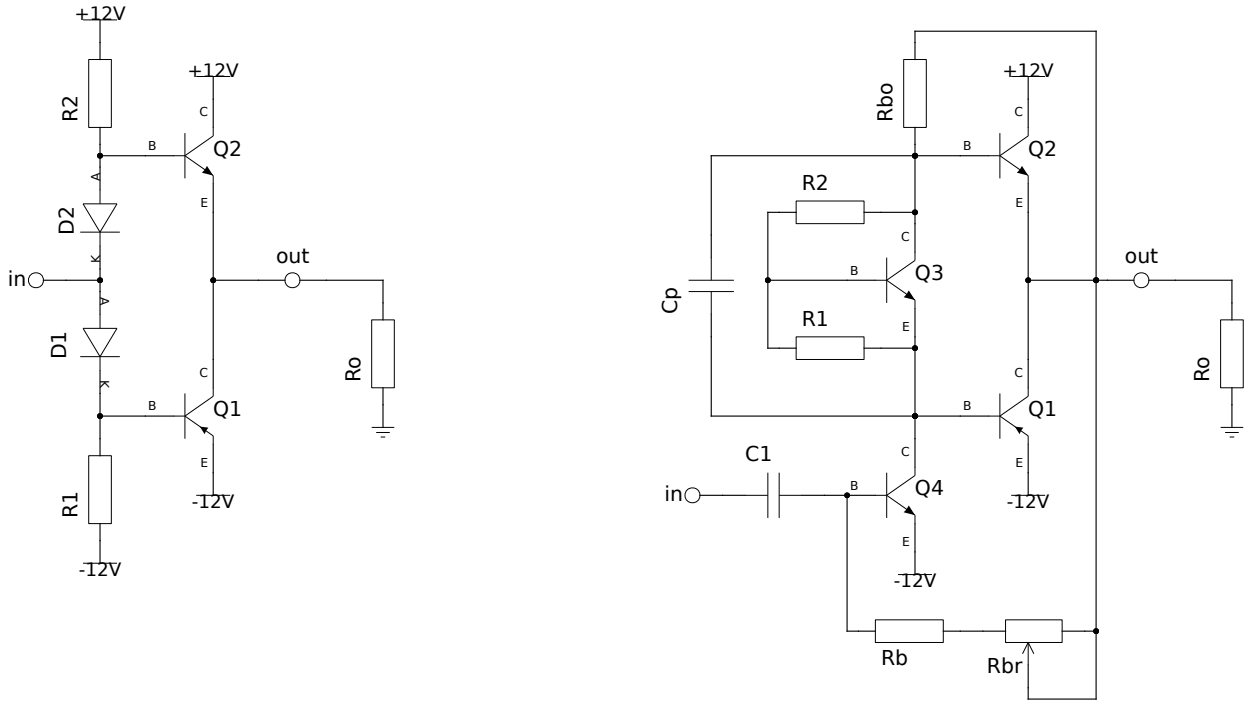
8.9.6 VCO - Generatory sterowane napięciem

Idea tego typu układów polega na napięciowym (na ogół prądowym, a dopiero prąd ustalany napięciowo) sterowaniu częstotliwością generowanego sygnału. Realizowane jest to poprzez wpychanie lub wyciąganie prądu z kondensatora C1 podłączonego do wejścia układu z histerezą. Wpychanie i wyciąganie prądu może być zrealizowane na rozmaite sposoby - np. tak jak przedstawiono na poniższym schemacie poprzez wzmacniacz różnicowy z lustrem lub wzmacniacz różnicowy z dwoma źródłami prądowymi (jedno będące wielokrotnością drugiego.



8.10 Wzmacniacz mocy

Trudnościami w realizacji liniowych wzmacniaczy mocy jest konieczność operowania na dużych wartościach napięcia i prądu, minimalizacji wydzielania mocy ($P = UI = I^2R = U^2/r$), przy jednoczesnym zachowaniu możliwie niezniekształconego sygnału oraz sporego wzmocnienia i rezystancji wejściowej. Podstawowym układem na którym można oprzeć tego typu rozwiązania jest wtórnik komplementarny (dwa wtórniki emiterowe połączone emiterami) - w odróżnieniu od zwykłego wtórnika emiterowego pozwala uniknąć problematycznego w tych zagadnieniach opornika emiterowego. Niestety układ ten cechuje się strefą martwą przy przełączaniu co powoduje konieczność zastosowania rozsuwnika poziomów. Na poniższym schemacie przedstawiono dwa warianty (prosty - bez dbania o drop-out oraz bardziej rozbudowany) takiego wzmacniacza.



Należy zapewnić diodom lub tranzystorowi robiącego za rozsównik napięć taką samą temperaturę jak tranzystorom mocy Q1 i Q2. Cp wspomaga rozsównik przy skokach. Rb i Rbr zapewniają poprawną pracę T3. Rbo robi za „górne” źródło prądowe na zasadzie bootstrapu.

Najczęściej spotykanymi w dzisiejszych czasach wzmacniaczami mocy są wzmacniacze impulsowe, których działanie z grubsza polega na załączaniu w stan nasycenia tranzystorów odpowiedzialnych za dostarczenie kolejnej porcji prądu.

© Robert Ryszard Paciorek <rrp@opcode.eu.org>, 2003-2021.
Kopiowanie, modyfikowanie i redystrybucja dozwolone pod warunkiem zachowania informacji o autorach.