

WYBRANE ZAGADNIENIA ELEKTRONIKI

Opracował: mgr inż. F. Gawlik

1. DIODY.....	4
1.1. Diody prostownicze.....	4
1.2. Diody stabilizacyjne – Diody Zenera.....	5
2. TRANZYSTORY BIPOLARNE	7
2.1. Podział tranzystorów bipolarnych.....	8
2.2. Zasada działania tranzystora.	8
2.3. Układy pracy tranzystora.	11
2.4. Charakterystyki statyczne tranzystora.....	12
2.4.1. Charakterystyki statyczne tranzystora pracującego w układzie <i>OB</i>	12
2.4.2. Charakterystyki tranzystora pracującego w układzie <i>OE</i>	13
2.5. Stan pracy i parametry tranzystora.....	14
2.6. Schematy zastępcze tranzystora.	16
2.7. Model tranzystora - podsumowanie	17
2.8. Wtórnik emiterowy - podsumowanie.....	18
2.9. Impedancje: wejściowa i wyjściowa wtórnika emiterowego - podsumowanie	19
2.10. Ustalanie punktu pracy wtórnika emiterowego - podsumowanie	20
3. PODSTAWOWE UKŁADY WZMACNIAJĄCE.....	21
3.1. Układ o wspólnym emiterze <i>WE</i>	21
3.2. Układ o wspólnym kolektorze <i>WC</i>	23
3.3. Układ o wspólnej bazie <i>WB</i>	25
4. WZMACNIACZE OPERACYJNE.....	26
4.1. Parametry wzmacniacza operacyjnego <i>WO</i> idealnego.	26
4.2. Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych.....	27
5. UKŁADY ZASILAJĄCE	28
5.1. Właściwości transformatorów sieciowych.....	28
5.2. Prostownik jednopółkowy	29
5.3. Prostownik dwupółkowy	30
5.4. Parametryczny stabilizator napięcia z diodą Zenera - podstawowe zależności energetyczne.....	31
6. ZADANIA	32
<i>Zadanie 1</i> : Wzmacniacz rezystancyjny w układzie <i>WE</i> - sztywne źródło napięcia	32
<i>Zadanie 2</i> : Projektowanie wtórnika emiterowego	34

<i>Zadanie 3: Wzmacniacz rezystancyjny prądu zmiennego w układzie WE.....</i>	<i>36</i>
<i>Zadanie 4: Wzmacniacz rezystancyjny prądu zmiennego z emiterowym sprzężeniem zwrotnym.....</i>	<i>37</i>
<i>Zadanie 5: Wzmacniacz rezystancyjny w układzie WE</i>	<i>40</i>
<i>Zadanie 6: Wtórnik emiterowy z tranzystorami npn w połączeniu Darlingtona.....</i>	<i>42</i>
<i>Zadanie 7: Symetryczny wzmacniacz różnicowy prądu stałego na tranzystorach npn</i>	<i>44</i>
<i>Zadanie 8: Wzmacniacze operacyjne - Sumowanie sygnałów napięciowych.....</i>	<i>48</i>
<i>Zadanie 9: Wzmacniacze operacyjne - Wzmacniacz odwracający z dzielnikiem w obwodzie sprzężenia zwrotnego.....</i>	<i>51</i>
<i>Zadanie 10: Wzmacniacze operacyjne - Przetwornik I/U</i>	<i>53</i>
<i>Zadanie 11: Projektowanie układu prostowniczego dwupołwkowego.....</i>	<i>55</i>
<i>Zadanie 12: Parametryczny stabilizator napięcia z diodą Zenera.....</i>	<i>57</i>
<i>Zadanie 13: Szeregowy stabilizator napięcia z tranzystorem npn</i>	<i>58</i>

1. DIODY

1.1. Diody prostownicze

Diody prostownicze są przeznaczone do prostowania napięcia bądź prądu przemiennego o małej częstotliwości. Prostowanie jest to przetwarzanie prądu przemiennego na prąd jednokierunkowy.

Diody zaczynają przewodzić dopiero po przekroczeniu pewnej wartości napięcia w kierunku przewodzenia. Dla diod krzemowych wynosi ona ok. 0,7V, a dla germanowych ok. 0,3 V. Diody prostownicze są stosowane w układach prostowniczych urządzeń zasilających, przekształcających prąd zmienny w jednokierunkowy prąd pulsujący. W układzie prostowniczym dioda spełnia funkcję zaworu jednokierunkowego. Wykorzystuje się tutaj właściwość polegająca na różnicy zdolności przewodzenia prądu w kierunku wstecznym i w kierunku przewodzenia. Przez diodę prostowniczą na ogół płyną duże prądy w kierunku przewodzenia, dlatego też stosujemy diodę warstwową wykonaną z krzemu.

Diody prostownicze mają małą rezystancję w kierunku przewodzenia – rzędu pojedynczych Ω , co pozwala na uzyskanie dużych sprawności prostowania.

Mamy diody prostownicze takie jak:

- diody wysokiego napięcia,
- diody typowe,
- diody mocy,
- diody szybkiej mocy,
- stos diodowy,

Parametry charakteryzujące diody prostownicze

- **napięcie przewodzenia** – U_F , przy określonym prądzie przewodzenia,
- **prąd wsteczny** – I_R , przy określonym napięciu w kierunku zaporowym,
- **czas ustalania się prądu wstecznego** – t ,
- **pojemność** – C , przy określonym napięciu przewodzenia.

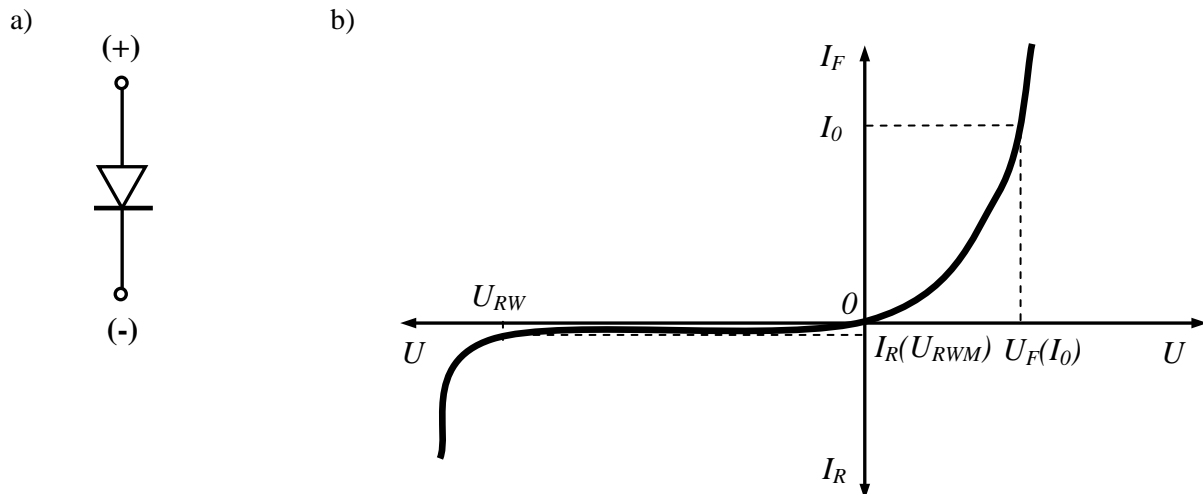
Dopuszczalne (graniczne) parametry:

- maksymalny prąd przewodzenia – I_0 ;
- szczytowe napięcie wsteczne – U_{RWM} ;

Diody prostownicze wykonuje się głównie z krzemu. Wartość prądu płynącego przez diodę spolaryzowaną w kierunku przewodzenia jest $10^6 - 10^8$ razy większa od wartości prądu w kierunku zaporowym.

Diody prostownicze ze względu na wydzielaną w nich moc dzielimy na:

- małej mocy – (>1 W),
- średniej mocy – (1 – 10W),
- dużej mocy – (<10 W),



Rys.1.1. Dioda prostownicza.

a) symbol diody prostowniczej, b) charakterystyka prądowo – napięciowa diody prostowniczej – rzeczywista, Gdzie: U_{RWM} – maksymalne napięcie wsteczne, U_F – napięcie przewodzenia, I_0 – maksymalny prąd przewodzenia.

Diody, przez które płynie prąd o wartości większej niż 10 A mają radiator, który odprowadza wydzielane ciepło do otoczenia. Gdy zastosowanie radiatora jest niewystarczające wtedy należy diodę chłodzić wymuszonym opływem powietrza, a nawet specjalną cieczą. Jeżeli chcemy uzyskać większy prąd przewodzenia przy tym samym napięciu, to możemy połączyć diody równolegle. Jeśli chcemy mieć dodatkowo jednakowe prądy płynące przez poszczególne diody, to do każdej z nich dołączamy szeregowo rezystor o niewielkiej wartości. Jeśli chcemy zwiększyć napięcie wsteczne przy tym samym prądzie, to w miejsce jednej diody wstawiamy kilka diod połączonych szeregowo.

1.2. Diody stabilizacyjne – Diody Zenera

Diody Zenera to diody przeznaczone do stabilizacji lub ograniczenia napięcia. Diody stabilizacyjne pracują przy polaryzacji w kierunku zaporowym, charakteryzując niewielkimi zmianami napięcia pod wpływem dużych zmian prądu. Diody te stosuje się w układach stabilizacji napięć, w ogranicznikach amplitudy, w układach źródeł napięcia odniesienia itp.

Parametry charakteryzujące diody stabilizacyjne

- **napięcie stabilizacji** - U_Z
- **prąd stabilizacji** - I_Z
- **napięcie przewodzenia** - U_F , przy określonym prądzie przewodzenia,
- **prąd wsteczny diody** - I_R , przy określonym napięciu wstecznym,
- **rezystancja dynamiczna** - r_Z , której wartość zmienia się w zależności od napięcia stabilizacji:

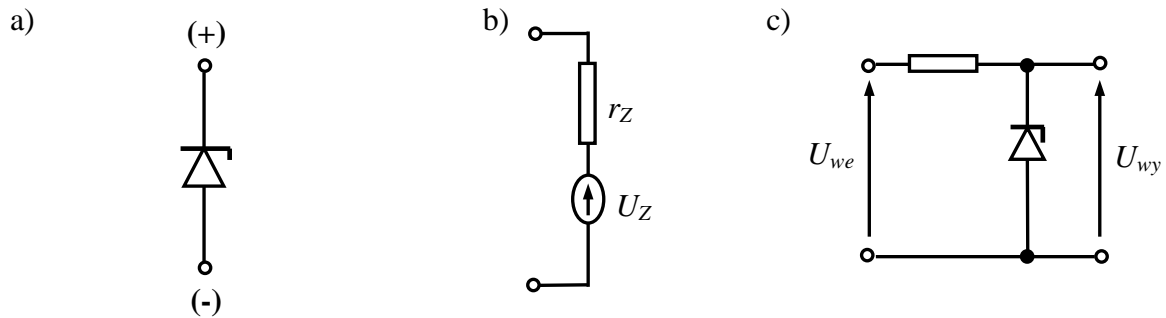
$$r_Z = \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z};$$

Rezystancja dynamiczna zależy od wartości napięcia stabilizacji i prądu stabilizacji. Wynosi ona od kilku do kilkudziesięciu omów. Minimalną rezystancję dynamiczną mają diody o napięciu stabilizacji $U_Z = 6 \div 8 \text{ V}$.

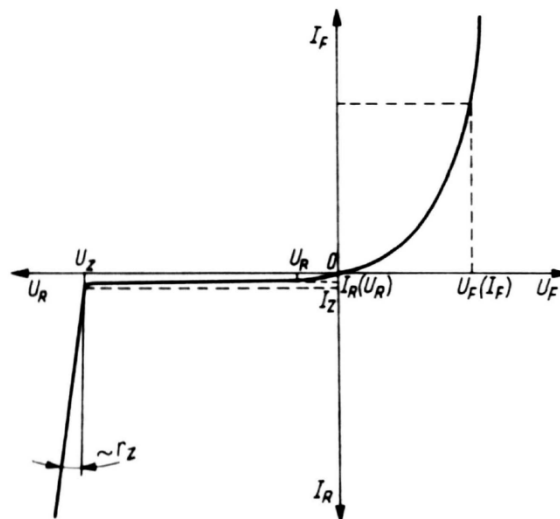
- temperaturowy współczynnik napięcia stabilizacji – α_{U_Z}

$$\alpha_{U_Z} = \frac{1}{U_Z} \frac{\Delta U_Z}{\Delta T} \quad \Bigg| \quad I_Z = const ;$$

Zależy od napięcia stabilizacji. Ma wartość ujemną dla diod z przebiegiem Zenera ($U_Z < 5 V$), a dodatnią dla diod z przebiegiem lawinowym ($U_Z > 7 V$).



d)



Rys.1.2. Dioda stabilizacyjna:

- a) symbol diody stabilizacyjnej, b) Schemat zastępczy.c) Schemat stabilizatora napięcia z diodą stabilizacyjną.d) Charakterystyka prądowo – napięciowa diody stabilizacyjnej.

Przy czym U_Z – napięcie stabilizacji, U_F – napięcie przewodzenia, I_R – prąd wsteczny, r_Z – rezystancja dynamiczna.

2. TRANZYSTORY BIPOLARNE

Tranzystorem bipolarnym zwany też warstwowym, stanowi kombinacją dwóch półprzewodnikowych złączy $p-n$, wytworzonych w jednej płytce półprzewodnika. Procesy zachodzące w jednym złączy oddziałują na drugie, a nośnikami ładunku elektrycznego są dziury i elektrony. Tranzystory bipolarne wykonywane są najczęściej z krzemu, rzadziej z germanu. Ze względu na kolejność ułożenia warstw półprzewodnika rozróżniamy:

- tranzystory $p-n-p$ (rys.2.1a),
- tranzystory $n-p-n$ (rys.2.1b).

Mogą one być z:

- jednorodną bazą (dyfuzyjny),
- niejednorodną bazą (dryfytowy).

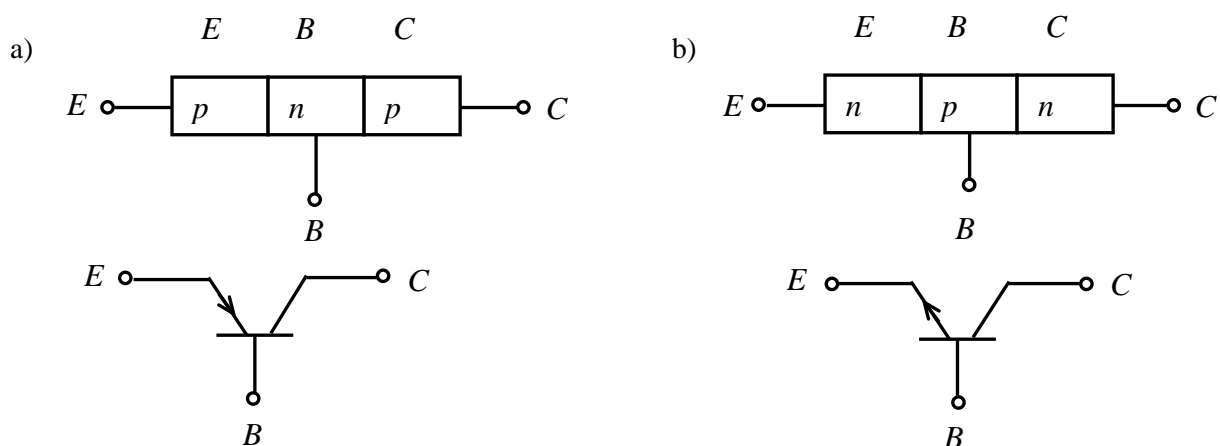
Zasada działania tranzystora $n-p-n$ i $p-n-p$ jest jednakowa, różnice występują tylko w polaryzacji zewnętrznych źródeł napięcia i kierunku przepływu prądów.

Tranzystor bipolarny składa się z trzech obszarów o przeciwnym typie przewodnictwa, co powoduje powstanie dwóch złączy: $p-n$ i $n-p$. W tranzystorze bipolarnym poszczególne obszary półprzewodnika mają swoją nazwę: **B** – baza, **E** – emiter, **C** – kolektor. A złącza nazywa się

- złączem emiterowym (złącze emiter-baza);
- złączem kolektorowym (złącze baza-kolektor).

Struktura półprzewodnikowa tranzystora jest umieszczana w hermetycznie zamkniętej obudowie metalowej, ceramicznej lub plastikowej.

Obudowa ta chroni przed uszkodzeniami mechanicznymi, jak również spełnia inne funkcje, np. w tranzystorach średniej i dużej mocy umożliwia skuteczne odprowadzenie ciepła.



Rys.2.1. Model struktury i symbole graficzne tranzystora bipolarnego.

a) $p-n-p$, b) $n-p-n$.

2.1. Podział tranzystorów bipolarnych.

Ze względu na wydzielaną moc, tranzystory dzielimy na:

- Małej mocy – do 0,3 W.
- Średniej mocy – do 5 W.
- Dużej mocy – powyżej 5 W, nawet do 300 W.

Ze względu na maksymalną częstotliwość generacji, tranzystory dzielimy na:

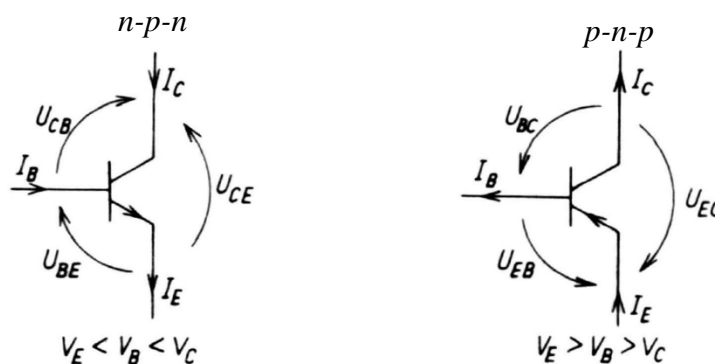
- Małej częstotliwości – do kilkudziesięciu MHz.
- Wielkiej częstotliwości – nawet do kilku GHz.

2.2. Zasada działania tranzystora.

Działanie tranzystora bipolarnego rozpatrzmy na przykładzie polaryzacji normalnej tranzystora, tzn. gdy złącze emiter-baza jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia, a złącze baza-kolektor spolaryzowane w kierunku zaporowym. Stan taki jest zapewniony, gdy spełniona jest zależność między potencjałami na poszczególnych elektrodach:

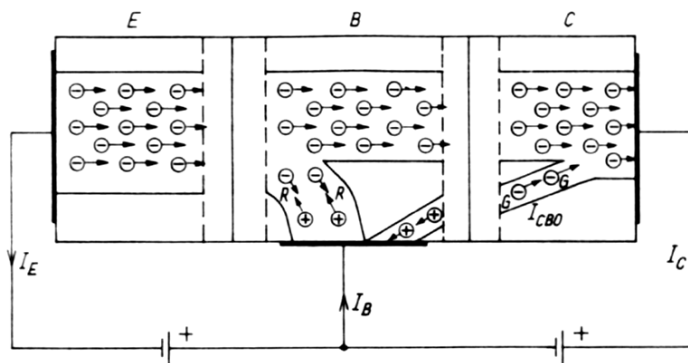
- $V_E < V_B < V_C$ – dla tranzystora *n-p-n*;
- $V_E > V_B > V_C$ – dla tranzystora *p-n-p*.

Na rysunku 6.2 pokazano rozpływ prądów i spadki napięć między poszczególnymi elektrodami.



Rys. 2.2. Oznaczenie rozplywu prądu w tranzystorze i spadki napięcia na nim.

I_B – prąd bazy, I_C – prąd kolektora, I_E – prąd emitera, U_{CE} – napięcie kolektor-emiter, U_{BE} – napięcie baza-emiter, U_{CB} – napięcie kolektor-baza, V_E – potencjał emitera, V_B – potencjał bazy, V_C – potencjał kolektora.



Rys. 2.3. Zasada działania tranzystora n-p-n.

I_B – prąd bazy, I_C – prąd kolektora, I_{CBO} – zerowy prąd kolektora, I_E – prąd emitera, E – emiter, B – baza, C – kolektor.

W wyniku przyłożenia napięć do elektrod tranzystora, elektrony jako nośniki większościowe przechodzą z emitera do bazy, gdzie stają się nośnikami mniejszościowymi i część z nich rekombinuje z dziurami wprowadzanymi przez kontakt bazy. Elektrony przechodzące przez złącze emiter-baza mają określone prędkości i jeżeli obszar bazy jest wąski, to prawie wszystkie przejdą do kolektora, gdzie staną się ponownie nośnikami większościowymi i zostaną usunięte z obszaru kolektora do obwodu zewnętrznego.

Stosunek ilości nośników (elektronów) przechodzących do kolektora, do ilości nośników (elektronów) wstrzykiwanych z emitera do bazy, nazywamy **współczynnikiem wzmocnienia prądowego** i oznaczamy α .

Jeżeli złącze kolektor-baza jest spolaryzowane w kierunku zaporowym, tzn. kolektor ma wyższy potencjał niż baza, to pole elektryczne występujące w tym złączu powoduje unoszenie nośników z obszaru bazy do obszaru kolektora. Wartość prądu płynącego przez kolektor może być regulowana przez zmianę wysokości bariery złącza emiterowego, czyli przez zmianę napięcia polaryzującego złącze emiter-baza. Przez złącze baza-kolektor płynie prąd związany z polaryzacją, tzw. Prąd zerowy kolektora – I_{CBO} . Płyne on nawet wtedy gdy złącze baza-emiter nie jest spolaryzowane ($I_E = 0$). Przez tranzystor płynie również prąd zerowy I_{CBO} , gdy $I_B = 0$.

$$I_E = I_B + I_C;$$

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO}; \quad (2.1)$$

$$I_B = (1 - \alpha)I_E - I_{CEO};$$

$$\alpha = \beta/(\beta + 1); \quad \text{lub} \quad \beta = \alpha/1 - \alpha; \quad (2.2)$$

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_{CEO}. \quad (2.3)$$

gdzie: α - współczynnik wzmocnienia prądowego (0,952 ÷ 0,998), β - współczynnik wzmocnienia prądowego, który jest stosunkiem ilości nośników wstrzykiwanych do kolektora do ilości nośników w bazie ($\beta = 20 \div 850$).

Związki między prądami tranzystora

	I_B	I_C	I_E
I_B	1	β	$1 + \beta$
I_C	$\frac{1}{\beta}$	1	$\frac{1 + \beta}{\beta}$
I_E	$\frac{1}{1 + \beta}$	$\frac{\beta}{1 + \beta}$	1

1) $I_E = I_C + I_B;$

2) $I_C = I_E - I_B;$

3) $I_B = I_E - I_C;$

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}; \quad \beta = \frac{I_C}{I_B};$$

2) $I_E = I_C + I_B;$

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

$$I_C = \beta \cdot I_B;$$

$$I_E = \beta \cdot I_B + I_B;$$

$$I_E = I_B(\beta + 1);$$

$$3) \quad I_C = I_E - I_B; \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}; \quad I_B = \frac{I_C}{\beta};$$

$$I_C = I_E - \frac{I_C}{\beta}; \quad I_C(\beta + 1) = I_E \beta;$$

$$I_C(\beta + 1) = I_E \beta;$$

$$I_C = I_E \frac{\beta}{\beta + 1};$$

$$4) \quad I_B = I_E - I_C; \quad I_B = I_E - \beta \cdot I_B; \quad I_B(1 + \beta) = I_E;$$

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta};$$

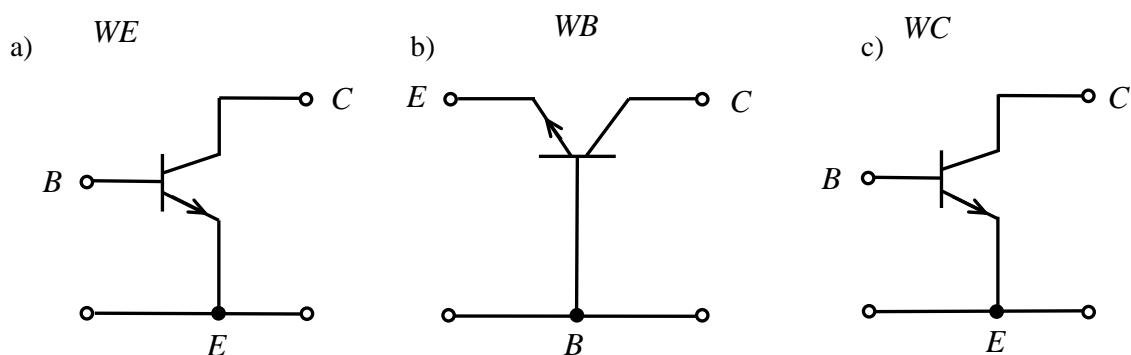
$$5) \quad I_E = I_C + I_B; \quad I_E = I_C + \frac{I_C}{\beta};$$

$$I_E = \frac{I_C(\beta + 1)}{\beta}.$$

2.3. Układy pracy tranzystora.

Zależnie od doprowadzenia i wyprowadzenia sygnału rozróżniamy trzy sposoby włączenia tranzystora do układu:

- układ ze wspólnym emiterem *OE* (*WE*),
- układ ze wspólną bazą *OB* (*WB*),
- układ za wspólnym kolektorem *OC* (*WC*).



Rys.2.3. Układy pracy tranzystora.

a) ze wspólnym emiterem (*OE*), b) ze wspólną bazą (*OB.*),
c) ze wspólnym kolektorem (*OC*).

Wybór układu pracy tranzystora jest zależny od przeznaczenia i rodzaju zastosowanego tranzystora.

Tranzystor pracujący w układzie OE charakteryzuje się:

- dużym wzmocnieniem prądowym ($\beta = I_C/I_B$),
- dużym wzmocnieniem napięciowym,
- dużym wzmocnieniem mocy.

Napięcie wyjściowe w układzie OE jest odwrócone w fazie o 180° w stosunku do napięcia wejściowego. Rezystancja wejściowa jest rzędu kilkuset Ω a wyjściowa wynosi kilkadziesiąt $k\Omega$.

Tranzystor pracujący w układzie OB charakteryzuje się:

- małą rezystancją wejściową,
- bardzo dużą rezystancją wyjściową,
- wzmocnienie prądowe blisko jedności ($\alpha = I_C/I_E$).

Tranzystor w tym układzie pracuje przy bardzo dużych częstotliwościach granicznych.

Tranzystor pracujący w układzie OC charakteryzuje się:

- dużą rezystancją wejściową – co ma istotne znaczenie we wzmacniaczach małej częstotliwości,
- wzmocnieniem napięciowym równym jedności,
- dużym wzmocnieniem prądowym ($\beta + 1 = I_E/I_B$).

2.4. Charakterystyki statyczne tranzystora.

Właściwości tranzystora opisują rodziny charakterystyk statycznych i parametry dynamiczne. Charakterystyki statyczne przedstawiają zależności między prądami: emiter, kolektora, bazy i napięciami: baza-emiter, kolektor-emiter, kolektor-baza.

Rozróżniamy cztery rodziny charakterystyk statycznych:

- **wejściowa** ($U_1 = f(I_1)$, przy $U_2 = const$),
- **przejsiowa** ($I_2 = f(I_1)$, przy $U_2 = const$),
- **wyjściowa** ($I_2 = f(U_2)$, przy $I_1 = const$),
- **zwrotna** ($U_1 = f(U_2)$, przy $I_1 = const$).

Znając dwie charakterystyki (wejściową i wyjściową) możemy wyznaczyć dwie pozostałe. Postać charakterystyki wejściowej i wyjściowej jest taka sama, jak charakterystyki złącza półprzewodnikowego spolaryzowanego w kierunku przewodzenia i w kierunku zaporowym.

2.4.1. Charakterystyki statyczne tranzystora pracującego w układzie OB.

Na rysunku 2.4 przedstawiono rodzinę charakterystyk statycznych tranzystora w układzie OB, w którym $I_1 = I_E$, $U_1 = U_{EB}$, $I_2 = I_C$, $U_2 = U_{CB}$.

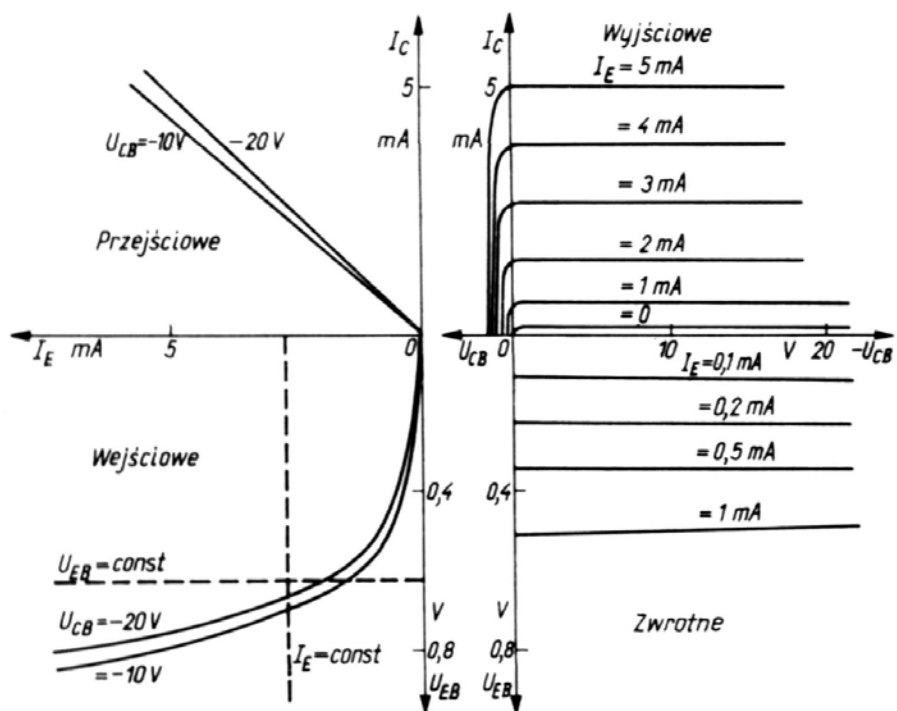
Charakterystyki wejściowe w rzeczywistości nie przecinają się w jednym punkcie, spowodowane jest to spadkiem napięcia jakie istnieje na rezystancji rozproszonej bazy r_{bb} . Występujące przesunięcie charakterystyk względem siebie jest związane ze zjawiskiem Early'ego – modulacja szerokości bazy.

Jest to tzw. oddziaływanie wsteczne w tranzystorze, które silniej występuje w tranzystorach z jednorodną bazą. Natomiast przesunięcie charakterystyk wyjściowych jest związane ze sterowaniem prądu kolektora przez prąd emitera.

Rys.2.4. Charakterystyki statyczne tranzystora p-n-p w układzie OB.

Charakterystyka wyjściowa osiąga nasycenie, nie jest płaska lecz nieznacznie wzrasta, co jest spowodowane modulacją efektywnej szerokości bazy.

Charakterystyki przejściowe, to linie nachylone pod kątem α - współczynnik wzmocnienia prądowego. Charakterystyki zwrotne powinny być liniami prostymi, równoległymi do osi napięcia

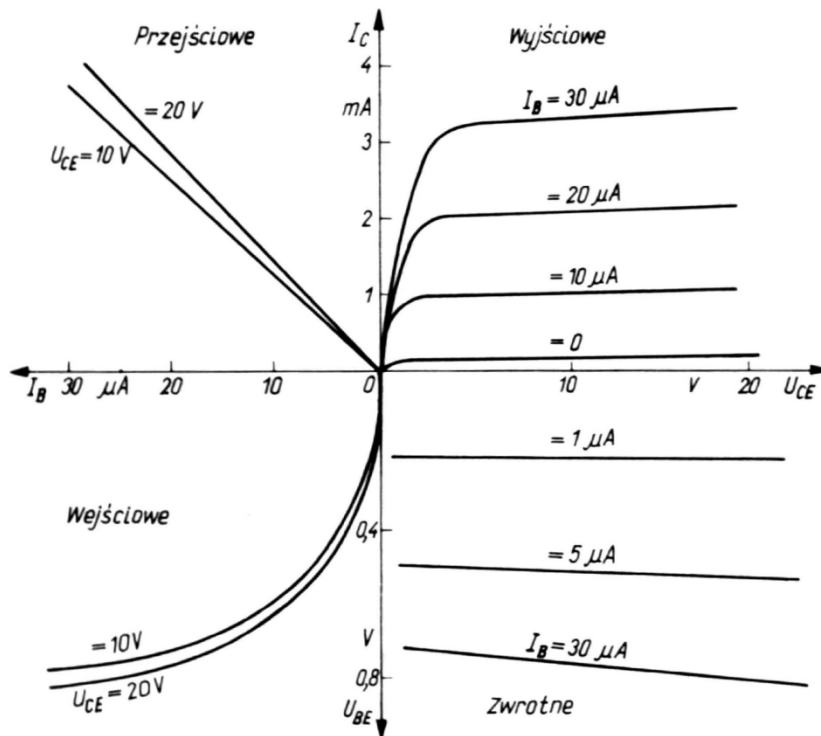


U_{CB} , jednak tak nie jest w wyniku oddziaływania wstecznego w tranzystorze. Wpływ modulacji szerokości bazy jest tym silniejszy, im większy jest prąd emitera.

2.4.2. Charakterystyki tranzystora pracującego w układzie OE.

Na rysunku 2.5 przedstawiono rodzinę charakterystyk statycznych tranzystora w układzie OE, w którym $I_1 = I_B$, $U_1 = U_{BE}$, $I_2 = I_C$, $U_2 = U_{CE}$.

Przesunięcie charakterystyk wejściowych względem siebie jest związane z modulacją szerokości bazy, natomiast przesunięcie charakterystyk wyjściowych jest spowodowane oddziaływaniem prądu bazy na prąd kolektora. Podobnie jak w układzie *OB*. Charakterystyki osiągają nasycenie, a ich nachylenie nie jest stałe, ale rośnie. Jest większe niż w układzie *OB*, gdyż część napięcia U_{CE} polaryzuje złącze emiter-baza.



Rys. 2.5. Charakterystyki statyczne tranzystora n-p-n w układzie OE.

Charakterystyka przejściowa jest linią prostą o nachyleniu β - współczynnik wzmocnienia prądowego. Charakterystyki zwrotne są podobne do charakterystyk zwrotnych w układzie *OB*.

2.5. Stan pracy i parametry tranzystora.

Tranzystor składa się z dwóch złączy *p-n*, które mogą być spolaryzowane w kierunku przewodzenia jak i w kierunku zaporowym. W związku z tym wyróżniamy cztery stany pracy tranzystora.

1. Aktywny.
2. Nasycenia.
3. Zatkania.
4. Inwersyjny.

Stan pracy tranzystora i odpowiadająca im polaryzacja złącza

Stan tranzystora	Kierunki polaryzacji złączy tranzystora	
	złącze emiter – baza	złącze kolektor – baza
Zatkanie	zaporowy	zaporowy
Przewodzenie aktywne	przewodzenia	zaporowy
Nasycenie	przewodzenia	przewodzenia
Przewodzenie inwersyjne	zaporowy	przewodzenia

Tranzystor pracujący w układach analogowych musi być w stanie aktywnym, natomiast w układach cyfrowych w stanie zatkania lub nasycenia.

Parametry tranzystorów.

- **Parametry statyczne.** Parametry określające zależności między prądami i napięciami stałymi doprowadzanymi do tranzystora – rezystancja rozproszenia bazy, współczynnik wzmocnienia prądowego, prądy zerowe. Umożliwiają określenie punktu pracy tranzystora.
- **Parametry graniczne.** Określają dopuszczalne wartości: napięć, prądów, temperatury i mocy, które mogą wystąpić w tranzystorze, a ich przekroczenie spowoduje uszkodzenie lub zniszczenie tranzystora.
- **Parametry charakterystyczne.** To typowe wartości określające tranzystor – prądy, napięcia. Współczynnik wzmocnienia prądowego, rezystancja bazy, pojemności złączowe, pulsacja graniczna.
- **Parametry maksymalne.** Największe wartości prądów lub napięć. W przypadku przekroczenia określonej wartości gwałtownie pogarszają się pozostałe parametry tranzystora, ale nie następuje jego uszkodzenie.
- **Parametry dynamiczne.** Określają właściwości tranzystora w wybranym punkcie pracy, gdy zostanie on wysterowany przemiennym napięciem lub prądem – czasy włączenia i wyłączenia tranzystora.

Najważniejsze parametry tranzystorów bipolarnych:

- Wzmocnienie prądowe. W układzie *OE* przy określonym prądzie kolektora i napięciu kolektor-emiter;
- Napięcie nasycenia. Przy określonym prądzie bazy i kolektora;
- Prąd zerowy. Przy określonym napięciu kolektor-baza lub

kolektor-emiter;

- Częstotliwość graniczna;
- Pojemność złącza kolektorowego;
- Czas wyłączenia;
- Stała czasowa związana z rezystancją rozproszoną bazy;
- Maksymalna moc wydzielana.

Zastosowanie tranzystorów.

Przy produkcji tranzystorów dąży się do osiągnięcia jak największej wartości iloczynu wydzielanej mocy i maksymalnej częstotliwości generacji. Dużą wartość wydzielanej mocy mają tranzystory, których powierzchnia złącza baza-kolektor jest duża. Natomiast dużą wartością częstotliwości generacji odznaczają się tranzystory o bardzo małej rezystancji rozproszonej bazy i pojemności złącza kolektorowego oraz o bardzo dużej częstotliwości granicznej.

Układy elektroniczne z tranzystorami germanowymi mogą być zasilane ze źródeł o niższym napięciu około 1,5 V, natomiast z tranzystorami krzemowymi mogą być zasilane ze źródeł o napięciu około 6 V. Tranzystory germanowe mogą pracować w układach, gdzie pracują przy większych częstotliwościach niż tranzystory krzemowe. Tranzystory germanowe charakteryzują się mniejszymi napięciami na złączach w stanie przewodzenia i większymi prądami zerowymi niż tranzystory krzemowe

2.6. Schematy zastępcze tranzystora.

Schematy zastępcze tranzystora stosujemy, wtedy gdy chcemy przeprowadzić analizę pracy danego układu elektronicznego.

Rozróżniamy trzy podstawowe schematy zastępcze tranzystora:

- Typu II.
- Hybrydowy.
- Ebersa – Molla.

Schemat zastępczy typu II tranzystora jest stosowany przy określaniu punktu pracy i parametrów roboczych układów elektronicznych – rezystancja wejściowa i wyjściowa, wzmocnienie.

Schemat hybrydowy służy również do określania parametrów układów elektronicznych. Wartości parametrów h określa się korzystając z charakterystyk statycznych tranzystora.

Model Ebersa – Molla jest wykorzystywany do analizy pracy układów impulsowych i cyfrowych.

Schemat zastępczy hybrydowy.

Tranzystor traktujemy jako czwórnik i napięcie na wejściu i prąd wyjściowy tranzystora pracującego w układzie OE jest opisany następująco:

$$U_{BE} = h_{11}I_B + h_{12}U_{CE},$$

$$I_C = h_{21}I_B + h_{22}U_{CE},$$

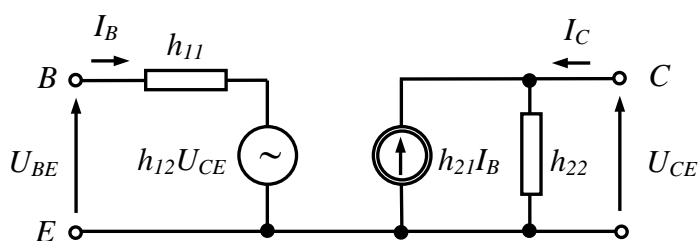
przy czym:

$$h_{11} = \frac{U_{BE}}{I_B} \left| \begin{array}{l} - \text{ impedancja wejściowa przy zwartym wyjściu,} \\ U_{CE} = 0 \end{array} \right.$$

$$h_{12} = \frac{U_{BE}}{U_{CE}} \left| \begin{array}{l} - \text{ współczynnik przenoszenia wstecznego przy rozwartym wejściu,} \\ I_B = 0 \end{array} \right.$$

$$h_{21} = \frac{I_C}{I_B} \left| \begin{array}{l} - \text{ współczynnik przenoszenia prądowego przy zwartym wyjściu,} \\ U_{CE} = 0 \end{array} \right.$$

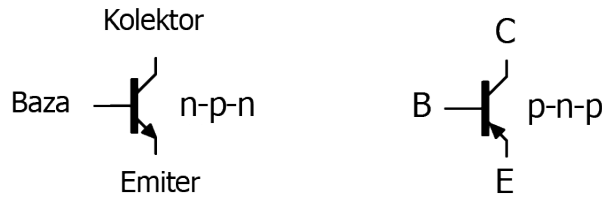
$$h_{22} = \frac{I_C}{U_{CE}} \left| \begin{array}{l} - \text{ admitancja wyjściowa przy rozwartym wejściu.} \\ I_B = 0 \end{array} \right.$$



rys.2.6. Schemat zastępczy hybrydowy tranzystora.

2.7. Model tranzystora - podsumowanie

Tranzystor jest elementem o trzech końcówkach, występującym w dwóch odmianach (n-p-n i p-n-p), o właściwościach, do których mają zastosowanie następujące reguły (dotyczą one tranzystora n-p-n, dla tranzystora p-n-p wystarczy zmienić polaryzację na przeciwną):



rys.2.7

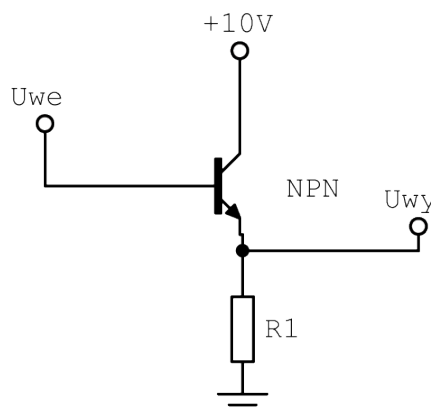
1. Potencjał kolektora musi być większy od potencjału emitera
2. Obwody baza-emiter i baza-kolektor zachowują się jak diody. W warunkach normalnej pracy dioda baza-emiter jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia, a dioda baza-kolektor w kierunku zaporowym.
3. Każdy tranzystor charakteryzuje się maksymalnymi wartościami I_C , I_B , U_{CE} , których przekroczenie jest równoznaczne z uszkodzeniem tranzystora. Należy być świadomym innych ograniczeń, takich jak: moc rozpraszania na kolektorze $I_C U_{CE}$, temperatura U_{BE} itp.
4. Jeśli spełnione są warunki 1-3 to I_C jest w przybliżeniu proporcjonalny do I_B i może być opisany równaniem: $I_C = h_{FE} I_B = \beta I_B$

Uwaga:

- ✓ Nie należy mylić prądu kolektora z prądem przewodzenia diody baza-kolektor.
- ✓ h_{FE} nie jest "dobrym" parametrem tranzystora, np.: jego wartość może się zmieniać od 50 do 250 A/A dla różnych egzemplarzy tego samego typu tranzystora. Układ, którego parametry zależą od określonej wartości h_{FE} jest złym układem.
- ✓ przekroczenie napięcia na bazie o więcej niż 0,6 do 0,8V w kierunku przewodzenia (spadek na łączu baza-emiter U_{BE}), powoduje przepływ ogromnego prądu bazy $U_B = U_E + U_{BE}$.

2.8. Wtórnik emiterowy - podsumowanie

Wtórnik emiterowy przedstawiono na rysunku poniżej. Jego nazwa wzięła się stąd, że wyjściem układu jest emiter tranzystora, a napięcie wyjściowe jest, co do wartości, napięciem wejściowym pomniejszonym o pojedynczy spadek na przewodzącej diodzie: $U_E = U_B - 0,6V$



rys.2.8

Napięcie wyjściowe jest kopią napięcia wejściowego, przesuniętą o 0,6 do 0,7V w stronę napięć ujemnych. Napięcie wejściowe tego układu musi wynosić co najmniej 0,6V, w przeciwnym razie wyjście układu będzie pozostawiać na potencjale masy. Przez dołączenie rezystora emiterowego do ujemnego napięcia zasilającego można uzyskać również ujemne napięcia na wyjściu układu.

Należy zwrócić uwagę, że w układzie wtórnika emiterowego nie ma żadnego rezystora w obwodzie kolektorowym.

Na pierwszy rzut oka układ może wydawać się bezużyteczny, dopóki nie zauważymy, że jego impedancja wejściowa jest znacznie większa od impedancji wyjściowej. Oznacza to, że wtórnik z dołączonym do wyjścia danym obciążeniem pobiera ze źródła sygnału mniej mocy niż pobierałoby obciążenie bezpośrednio dołączone do źródła.

Uwaga:

- ✓ Wtórnik emiterowy jest wzmacniaczem prądowym, mimo, że nie ma w ogóle wzmocnienia napięciowego.

2.9. Impedancje: wejściowa i wyjściowa wtórnika emiterowego - podsumowanie

Użyteczność wtórnika emiterowego polega na transformacji impedancji źródeł sygnału lub obciążeń. Jest to cała istota wtórnika emiterowego.

Obliczamy impedancję: wejściową i wyjściową wtórnika emiterowego. Rezystor R_1 występujący na wcześniejszym rysunku potraktujemy jako obciążenie. Zmierzmy o ΔU_B napięcie na bazie. Napięcie na emiterze zmieni się o $\Delta U_E = \Delta U_B$. Stąd zmiana prądu emitera jest równa $\Delta I_E = \Delta U_B / R$ więc stosując $\Delta I_E = \Delta I_C + \Delta I_B$ oraz $\Delta U_B = \Delta I_B R$ możemy zapisać

$$\Delta I_B = \frac{1}{h_{fe} + 1} \Delta I_B = \frac{\Delta U_B}{R(h_{fe} + 1)}$$

Ponieważ

$$\Delta I_B = \frac{\Delta U_B}{\text{pewna impedancja widziana od strony bazy}}$$

To możemy stwierdzić, że

$$R(h_{fe} + 1) = r_{we}$$

W obliczeniach tych do oznaczania małosygnalowych (przyrostowych) wielkości użyliśmy symboli pisanych małymi literami. Nie zawsze w sposób jasny rozróżnia się wzmocnienie stałoprądowe (h_{FE}) i małosygnalowe wzmocnienie prądowe (h_{fe}) i dla obu stosuje się termin beta. Nie jest to błąd ponieważ $(h_{fe}) \approx (h_{FE})$ (za wyjątkiem zakresu dużych częstotliwości).

Dla uogólnienia możemy zapisać w postaci impedancji.

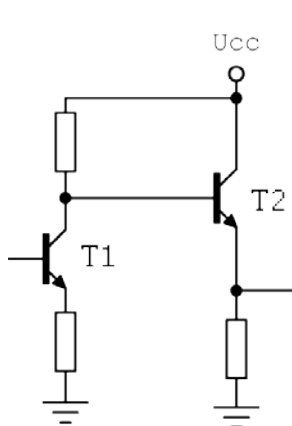
$$Z_{we} = Z_{obc}(h_{fe} + 1)$$

Możemy wykonać podobne obliczenia aby stwierdzić, że impedancja wyjściowa Z_{wy} wtórnika emiterowego (jest to impedancja widziana w stronę emitera), sterowalnego ze źródła o wewnętrznej impedancji Z_S , wynosi

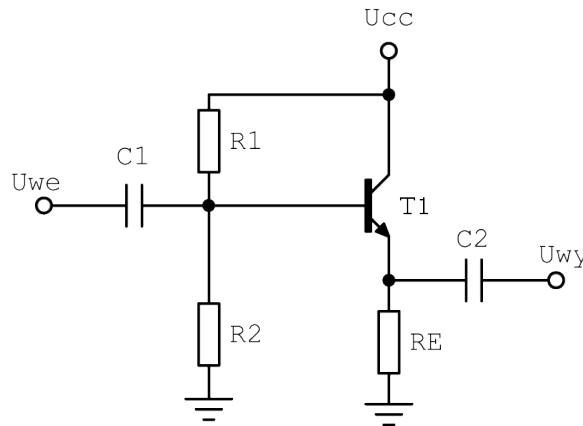
$$Z_{wy} = \frac{Z_S}{(h_{fe} + 1)}$$

2.10. Ustalanie punktu pracy wtórnika emiterowego - podsumowanie

Gdy wtórnik emiterowy jest sterowany z poprzedzającego go w układzie stopnia, bazę wtórnika łączy się zazwyczaj bezpośrednio z wyjściem tego stopnia, jak na rysunku poniżej.



rys.2.10.1



rys. 2.10.2

Ponieważ wartość napięcia na kolektorze tranzystora T1 nigdy nie przekracza wartości napięcia zasilania, napięcie na bazie T2 można przyjmować wartości od zera (masa układu) do U_{CC} . A więc, tranzystor T2 zawsze znajduje się w obszarze aktywnym (nigdy nie jest nasycony ani odcięty), z przewodzącą diodą baza-emiter i wartością napięcia na kolektorze zawsze o kilka dziesiątych wolta większą od wartości napięcia na emiterze. Jednak czasami napięcie doprowadzane do wejścia wtórnika nie ma tak korzystnego usytuowania względem napięć zasilających.

Gdybyśmy połączyli wtórnik z zewnętrznym źródłem sygnału (np. sygnał akustyczny) to w tym przypadku wartość średnia sygnału jest równa zero i bezpośrednie dołączenie źródła sygnału do wejścia wtórnika wytwarza na wyjściu tylko sygnał o dodatnim napięciu (dodatnie połówki).

Konieczne jest **ustalenie punktu pracy** wtórnika (w rzeczywistości każdego wzmacniacza) tak, aby prąd kolektora płynął dla dowolnych, występujących w danym zastosowaniu, wartości sygnału wejściowego. Najprostszym rozwiązaniem jest zastosowanie dzielnika napięcia.

Wartości R_1 i R_2 wybiera się tak aby w przypadku braku sygnału wejściowego potencjał bazy był równy połowie napięcia zasilania U_{CC} , tzn. R_1 i R_2 są jednakowe. Procedura wyboru wartości napięć w układzie, przy założeniu braku sygnałów sterujących, nazywana jest ustaleniem *spoczynkowego punktu pracy układu*. Spoczynkowy punkt pracy jest wybierany tak, aby zyskać możliwie dużą amplitudę napięcia sygnału wyjściowego, bez obcinania jego wierzchołków. Stosując zasadę:

$$R_1 || R_2 \ll h_{fe} R_E$$

Ustalamy tak wartość impedancji zastępczej stałoprądowej źródła zasilającego obwód bazy aby była ona mała w porównaniu z wartością obciążenia tego źródła (10 krotnie).

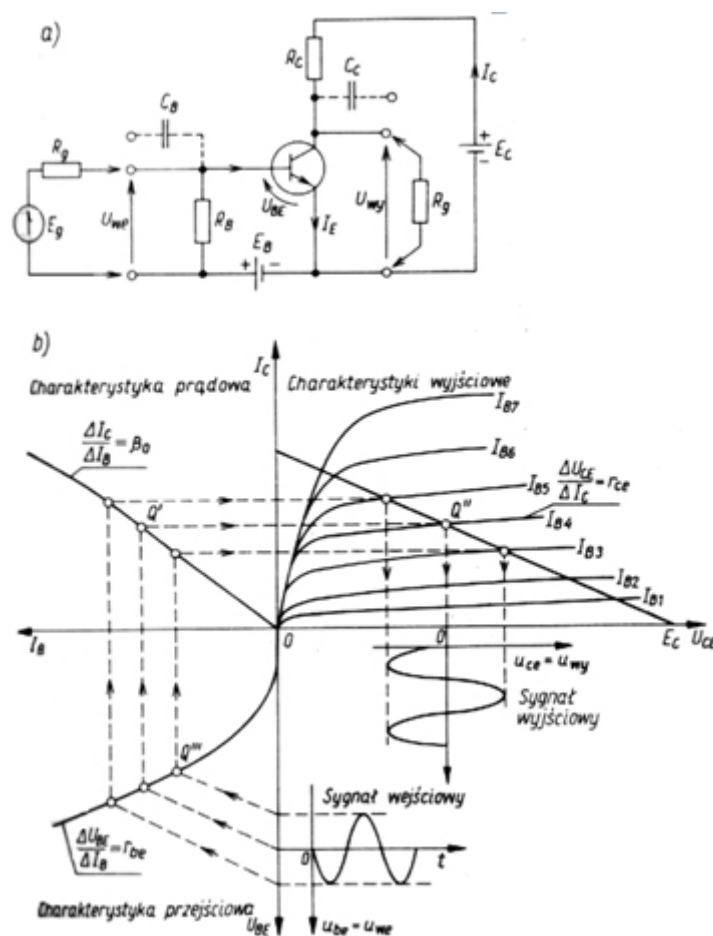
3. PODSTAWOWE UKŁADY WZMACNIAJĄCE

Podstawowa funkcja wzmacniacza – zwiększenie mocy sygnałów – może być realizowana przez zastosowanie w układzie wzmacniacza elementów czynnych. Stosowane są tranzystory bipolarne i unipolarne (polowe). Elektrody tranzystora można w różny sposób dołączyć do obciążenia i źródła sygnału (rys.3a). Praktyczne zastosowanie znalazły trzy układy połączeń:

1. **Układ o wspólnym emiterze.** Oznaczamy go przez *WE* lub *OE* (rys.3.1). Sygnał jest doprowadzany między emiter i bazę, a obciążenie jest włączone między kolektor i emiter. Emiter stanowi elektrodę wspólną dla obwodu wejściowego i wyjściowego.
2. **Układ o wspólnym kolektorze.** Oznaczony przez *WC* lub *OC* (rys.3.2). Sygnał jest doprowadzony między bazę i kolektor, a obciążenie jest włączone między emiter i kolektor. Kolektor stanowi elektrodę wspólną dla obwodu wejściowego i wyjściowego.
3. **Układ o wspólnej bazie.** Oznaczony przez *WB* lub *OB* (rys.3.3). Sygnał jest doprowadzony między emiter i bazę, a obciążenie jest włączone między kolektor i bazę. Baza stanowi elektrodę wspólną dla obwodu wejściowego i wyjściowego.

3.1. Układ o wspólnym emiterze *WE*

Jest najpowszechniej stosowaną konfiguracją tranzystora bipolarnego we wzmacniaczu małej częstotliwości (rys.3). Sygnał wejściowy doprowadza się między bazę a emiter tranzystora, sygnał wyjściowy pobiera się z kolektora.



Rys.3.1. Wzmacniacz w układzie *WE*. a) schemat, b) ilustracja działania.

Do wejścia doprowadzamy napięcie $U_{we} = \Delta U_{BE}$ o wartości dużo mniejszej niż U_{BE} wynikające z polaryzacji tranzystora. Wskutek dołączenia tego napięcia nastąpi zmiana prądu bazy. Z prawa Ohma wynika:

$$\Delta I_B = \frac{\Delta U_{BE}}{r_{be}} = \frac{U_{we}}{r_{be}}; \quad (3.1)$$

gdzie: r_{be} – rezystancja małosygnałowa baza-emiter tranzystora

Zmiana prądu bazy spowoduje zmianę prądu kolektora. Charakterystyki wyjściowe tranzystora w zakresie aktywnym mają przebieg zbliżony do poziomu, dlatego też możemy przyjąć w przybliżeniu, że I_C zależy tylko od I_B , a nie zależy od U_{CE} .

Korzystając z wzoru

$$\beta_0 = \left| \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right| \quad \Delta U_{CE} \rightarrow 0; \quad (3.2)$$

i zależności 3.1 otrzymujemy

$$\Delta I_C = \beta_0 \Delta I_B = \beta_0 \frac{U_{we}}{r_{be}}; \quad (3.3)$$

β_0 – małosygnałowy współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora pracującego w układzie *WE*

Korzystając z II prawa Kirchhoffa dla obwodu wyjściowego napięcie ma postać:

$$U_{CE} = E_C - I_C R_C; \quad (3.4)$$

Zmiana prądu kolektora o ΔI_C spowoduje zmianę tego napięcia o ΔU_{CE} (przy stałych wartościach E_C i R_C). Zmiana ta jest sygnałem wyjściowym i wynosi:

$$U_{wy} = \Delta U_{CE} = -\Delta I_C R_C = -U_{we} \beta_0 \frac{R_C}{r_{be}}; \quad (3.5)$$

Wzmocnienie napięciowe układu ma postać:

$$k_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\beta_0 \frac{R_C}{r_{be}}; \quad (3.6)$$

Jeżeli uwzględnimy zależność prądu I_C od napięcia U_{CE} to powyższy wzór przyjmie postać:

$$k_u = -\beta_0 \frac{R_C \parallel r_{ce}}{r_{be}}; \quad (3.7)$$

We wzorze 3.7 symbol $R_C // r_{ce}$ oznacza wartość równolegle połączonych rezystancji R_C i r_{ce} . Znak minus świadczy o tym, że układ odwraca fazę sygnału wejściowego.

Rezystancja wejściowa r_{we} wzmacniacza w układzie *WE* składa się z równolegle połączonej rezystancji baza-emiter r_{be} tranzystora (rezystancji wejściowej tranzystora) i rezystancji obwodu polaryzacji bazy R_B

$$r_{we} = r_{be} \parallel R_B ; \quad (3.8)$$

Rezystancja wyjściowa wzmacniacza pracującego w układzie *WE* składa się z równolegle połączonej rezystancji kolektor-emiter r_{ce} tranzystora (rezystancji wyjściowej tranzystora) i rezystancji R_C

$$r_{wy} = r_{ce} \parallel R_C ; \quad (3.9)$$

Wzmocnienie prądowe zależy od rezystancji obciążenia R_o i ma postać:

$$k_i = -\beta_0 \frac{r_{wy}}{r_{wy} + R_o} ; \quad (3.10)$$

gdy $R_o = 0$ to wówczas $k_i = -\beta_0$.

Sygnał wejściowy również może być zmienny w czasie. W takim przypadku prądy i napięcia tranzystora zawierają składowe stałe związane z polaryzacją i nałożone na nie dużo mniejsze składowe zmienne, związane z przenoszeniem sygnału. Podane zależności obowiązują również dla wartości skutecznych i maksymalnych składowych zmiennych.

Sygnały zmienne często doprowadza się do wzmacniacza przez kondensator C_B , a obciążenie dołącza się przez kondensator C_C (rys.3.1, linie kreskowe). Kondensatory sprzęgające C_B i C_C pozwalają odseparować składowe zmienne od składowych stałych. Reaktancje tych kondensatorów w paśmie przenoszenia wzmacniacza są bardzo małe; dla sygnałów zmiennych stanowią one „zwarcie”.

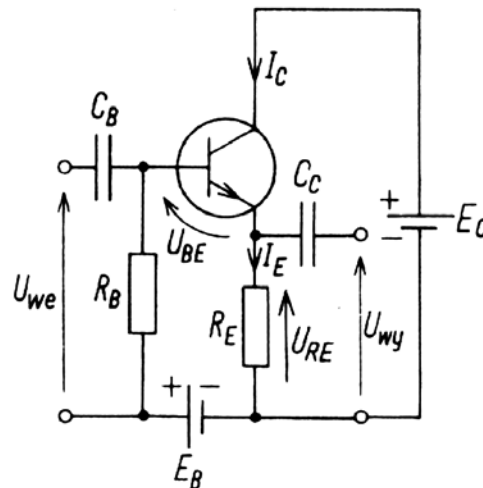
Działanie wzmacniacza przy sygnale wejściowym sinusoidalnym pokazano na rysunku 3.1b. Punkt Q jest punktem pracy układu. Jego położenie zależy od wartości prądów i napięć polaryzujących (stałych).

Właściwości układu o wspólnym emiterze *WE*:

- W zakresie małych i średnich częstotliwości, przy obciążeniu rezystancyjnym. Układ odwraca fazę sygnału wejściowego o 180° .
- Układ zapewnia dość duże wzmocnienie napięciowe i prądowe oraz duże wzmocnienie mocy.
- Rezystancja wejściowa układu jest umiarkowanie mała, zaś wyjściowa umiarkowanie duża.

3.2. Układ o wspólnym kolektorze *WC*

Schemat wzmacniacza pokazano na rysunku 3.2. Układ ten nazywamy również **wtórnikami emiterowym**. Napięcie wejściowe jest doprowadzone między bazę a emiter. Wskutek tego zmienia się prąd kolektora I_C jak również prąd emitera I_E tranzystora. W wyniku czego ulega zmianie spadek napięcia na rezystorze R_E , który jest sygnałem wyjściowym.



Rys. 3.2. Schemat wzmacniacza z tranzystorem bipolarnym w układzie WC.

Napięcie U_{BE} baza-emiter tranzystora zmienia się nieznacznie przy zmianach prądu kolektora, dlatego też napięcie wyjściowe jest prawie takie samo jak napięcie wejściowe

$$\Delta U_{RE} = U_{wy} \approx U_{we}; \quad (3.11)$$

Wzmocnienie napięciowe układu o wspólnym kolektorze wynosi

$$k_u = \frac{U_{wy}}{U_{we}} \approx 1; \quad (3.12)$$

Potencjał emitera tranzystora nadąża za potencjałem bazy stąd nazwa układu – wtórnik emiterowy.

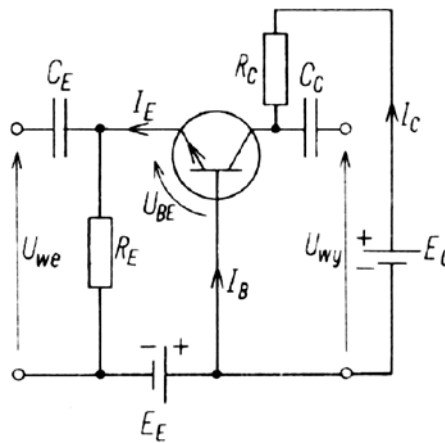
Właściwości układu o wspólnym kolektorze WC:

- W zakresie małych częstotliwości, przy obciążeniu rezystancyjnym. Układ nie odwraca fazy sygnału wejściowego.
- Wzmocnienie prądowe jest tego samego rzędu co w układzie WE.
- Wzmocnienie napięciowe jest bliskie jedności, stąd nazwa wtórnik.
- Rezystancja wyjściowa jest mała, a rezystancja wejściowa może być duża. Rezystancję wejściową zmniejsza znacznie bocznikujące działanie rezystorów polaryzujących bazę.
- Układ transformuje (przenosi) rezystancję z obwodu emitera do obwodu bazy jako rezystancję $(\beta_0 + 1)$ razy większą, natomiast każdą rezystancję z obwodu bazy przenosi do obwodu emitera jako rezystancję $(\beta_0 + 1)$ razy mniejszą. Dlatego też taki układ nazywamy także **transformatorem rezystancji**.

Ze względu na dużą rezystancję wejściową i małą rezystancję wyjściową, układ o wspólnym kolektorze stosujemy jako układy dopasowujące lub separujące.

3.3. Układ o wspólnej bazie WB

Schemat wzmacniacza z tranzystorem bipolarnym w układzie o wspólnej bazie przedstawiony jest na rysunku 3.3. Ze względu na stabilność pracy i korzystne właściwości w zakresie wielkich częstotliwości był stosowany w początkach rozwoju układów tranzystorowych. Obecnie wykorzystywany jest we wzmacniaczach wielkich częstotliwości.



Rys. 3.3. Schemat wzmacniacza z tranzystorem bipolarnym w układzie WE.

Właściwości układu o wspólnym kolektorze WB:

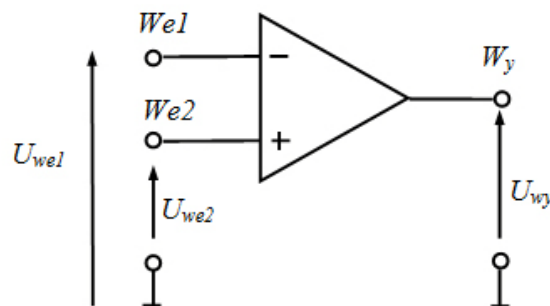
- W zakresie małych częstotliwości, przy obciążeniu rezystancyjnym. Układ nie odwraca fazy sygnału wejściowego.
- Wzmocnienie napięciowe jest zbliżone do wzmocnienia układu WE.
- Wzmocnienie prądowe jest mniejsze od jedności.
- Rezystancja wejściowa jest bardzo mała, $(\beta_0 + 1)$ razy mniejsza niż w układzie WE. Rezystancja wyjściowa jest bardzo duża, $(\beta_0 + 1)$ razy większa niż w układzie WE.

Wadą tego układu jest mała wartość rezystancji wejściowej.

4. WZMACNIACZE OPERACYJNE.

Wzmacniacze operacyjne stanowią największą grupę analogowych układów scalonych. Charakteryzują się następującymi właściwościami:

- bardzo dużym wzmocnieniem napięciowym (powyżej 10000 V/V czyli 80dB),
- wzmacniają prąd stały,
- odwracają fazę sygnału wyjściowego w stosunku do sygnału podawanego na wejściu odwracające (oznaczenie „-”) lub zachowują zgodność w fazie jeżeli sygnał wejściowy jest podawany na wejście nieodwracające (oznaczenie „+”),
- dużą rezystancję wejściową ($M\Omega$),
- małą rezystancję wyjściową (Ω).



Rys. 4.1. Symbol wzmacniacza operacyjnego.

Podział wzmacniaczy ze względu na przeznaczenie:

- ogólnego przeznaczenia,
- szerokopasmowe,
- stosowane w urządzeniach dokładnych, gdzie wymagana jest duża rezystancja wejściowa, mały współczynnik cieplny i małe szумы,
- do zastosowań specjalnych.

4.1. Parametry wzmacniacza operacyjnego WO idealnego.

Idealny wzmacniacz operacyjny powinien wykazywać następujące właściwości:

- nieskończenie duże wzmocnienie przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego ($K \rightarrow \infty$);
- nieskończenie szerokie pasmo przenoszonych częstotliwości;
- nieskończenie dużą impedancję wejściową (między wejściami oraz między wejściami a masą);
- impedancję wyjściową równą zero;
- napięcie wyjściowe równe zero przy sterowaniu sygnałem nieróżnicowym (wspólnym);
- wzmocnienie idealne różnicowe, a więc nieskończenie duże tłumienie sygnału nieróżnicowego;
- niezależność parametrów od temperatury.

Parametry wzmacniacza operacyjnego rzeczywistego.

- Wzmocnienie napięciowe różnicowe K_{ur} .
- Wzmocnienie napięciowe sumacyjne K_{us} .
- Współczynnik tłumienia sygnału sumacyjnego H_s .
- Rezystancja (impedancja) wejściowa różnicowa $r_{wer}(Z_{wer})$.
- Rezystancja (impedancja) wejściowa sumacyjna $r_{wes}(Z_{wes})$.
- Rezystancja (impedancja) wyjściowa $r_{wy}(Z_{wy})$.

- Wejściowy prąd polaryzacji I_{we} .
- Wejściowe napięcia niezrównoważenia U_{wen} .
- Wejściowy prąd niezrównoważenia I_{wen} .
- Dryfty: temperaturowy i czasowy wejściowego napięcia i prądu niezrównoważenia.
- Parametry graniczne: maksymalne napięcie wejściowe $U_{we\ max}$, maksymalne różnicowe napięcie wejściowe $U_{wer\ max}$, maksymalne napięcie wyjściowe $U_{wy\ max}$, maksymalny prąd wyjściowy $I_{wy\ max}$.
- Napięcie U_z i moc P_z zasilania.
- Szerokość pasma częstotliwości – określana częstotliwością graniczną f_g , marginesem wzmocnienia A i marginesem fazy α .
- Parametry odpowiedzi na skok napięcia: czas narastania t_n , szybkość narastania S , przeregulowanie (przerzut) δ_u .

4.2. Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych.

Stosowane są głównie w:

- a) układach analogowych, gdzie wykonują operacje: dodawania, odejmowania, mnożenia, dzielenia, całkowania i różniczkowania,
- b) wzmacniaczach logarytmicznych,
- c) generatorach sygnałów: prostokątnych, trójkątnych i sinusoidalnych,
- d) filtrach,
- e) detektorach liniowych i detektorach wartości szczytowej,
- f) układach próbkujących z pamięcią.

Podstawowe układy pracy wzmacniaczy operacyjnych

1. Wzmacniacz odwracający,
2. Wzmacniacz nieodwracający,
3. Wzmacniacz sumujący i odejmujący,
4. Wzmacniacz całkujący,
5. Wzmacniacz różniczkujący,
6. Wtórnik napięciowy,
7. Konwerter prąd – napięcie,
8. Przesuwnik fazy,
9. Prostownik idealny.

5. UKŁADY ZASILAJĄCE

5.1. Właściwości transformatorów sieciowych

Przy projektowaniu układów prostowniczych dużą rolę odgrywa rezystancja wewnętrzna r_w transformatora sieciowego. Można ją obliczyć na podstawie danych znamionowych uzwojenia wtórnego $U_{n\ ef}$, $I_{n\ ef}$ oraz współczynnika s_u określającego spadek napięcia przy obciążeniu znamionowym. Jest on zdefiniowany jako stosunek wartości skutecznych napięcia biegu jałowego do napięcia znamionowego

$$s_u = \frac{U_{0\ ef}}{U_{n\ ef}}$$

Wynika stąd wyrażenie na rezystancję wewnętrzną

$$r_w = \frac{U_{0\ ef} - U_{n\ ef}}{I_{n\ ef}} = \frac{U_{0\ ef}(1 - s_u)}{I_{n\ ef}}$$

Definiując obciążenie znamionowe jako $R_N = U_{n\ ef}/I_{n\ ef}$ otrzymujemy $r_w = R_N(s_u - 1)$.

Zestawienie danych technicznych części używanych transformatorów z rdzeniem płaszczykowym oraz z rdzeniem pierścieniowym (mają kilka zalet: ich pole magnetyczne rozproszenia jest znacznie mniejsze i mniejsze są straty biegu jałowego.)

Typowe dane transformatorów z rdzeniem płaszczykowych dla napięć pierwotnych $U_{1\ ef} = 220-230V$, 50Hz

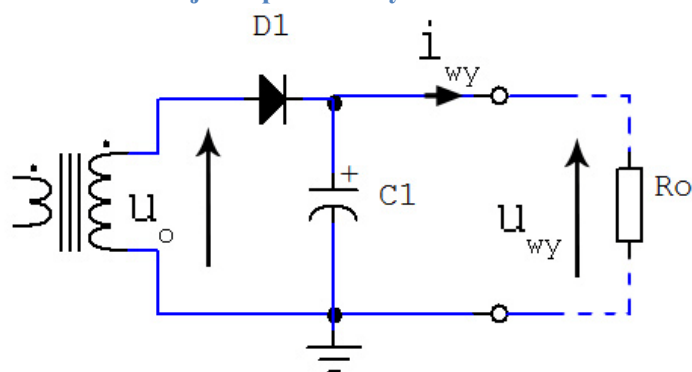
Typ rdzenia (długość boku)	Moc znamionowa P_N [W]	Współczynnik strat napięcia s_u	Liczba zwojów uzwojenia pierwotnego z_1	Średnica przewodu uzwojenia pierwotnego d_1 [mm]	Liczba zwojów uzwojenia wtórnego na wolt $z_2/U_{2\ ef}$ [1/V]	Znormalizowana średnica przewodu uzwojenia wtórnego $d_2/(I_{2\ ef})^{1/2}$ [mm/A ^{1/2}]
M 42	4	1,31	4716	0,09	28,00	0,61
M 55	15	1,20	2671	0,18	14,62	0,62
M 65	33	1,14	1677	0,26	8,68	0,64
M 74	55	1,11	1235	0,34	6,24	0,65
M 85a	80	1,09	978	0,42	4,83	0,66
M 85b	105	1,06	655	0,48	3,17	0,67
M 102a	135	1,07	763	0,56	3,72	0,69
M 102b	195	1,05	513	0,69	2,45	0,71

Typowe dane transformatorów z rdzeniem pierścieniowym dla napięć pierwotnych $U_{1\ ef} = 220-230V$, 50Hz

Typ rdzenia (długość boku)	Moc znamionowa	Współczynnik strat napięcia	Liczba zwojów uzwojenia	Średnica przewodu uzwojenia	Liczba zwojów uzwojenia wtórnego na	Znormalizowana średnica przewodu uzwojenia
----------------------------	----------------	-----------------------------	-------------------------	-----------------------------	-------------------------------------	--

[mm]	P_N [W]	s_u	pierwotnego z_1	pierwotnego d_1 [mm]	wolt z_2/U_{2ef} [1/V]	wtórnego $d_2/(I_{2ef})^{1/2}$ [mm/A ^{1/2}]
60	10	1,18	3500	0,15	19,83	0,49
61	20	1,18	2720	0,18	14,83	0,54
70	30	1,16	2300	0,22	12,33	0,55
80	50	1,15	2140	0,30	11,25	0,56
94	75	1,12	1765	0,36	9,08	0,58
95	100	1,11	1410	0,40	7,08	0,60
100	150	1,09	1100	0,56	5,42	0,61
115	200	1,08	820	0,60	4,00	0,62
120	300	1,07	715	0,71	3,42	0,63

5.2. Pr prostownik jednopółkowy



Napięcie wyjściowe biegu jałowego

$$U_{WYO} = \sqrt{2}U_{oef} - U_F$$

Napięcie wyjściowe pod obciążeniem

$$U_{WY} = U_{WYO} \left(1 - \sqrt{\frac{r_w}{R_o}} \right)$$

Maksymalne napięcie wsteczne

$$U_{RM} = 2\sqrt{2}U_{oef}$$

Średni prąd przewodzenia

$$I_{Fsr} = I_{WY}$$

Szczytowy prąd przewodzenia

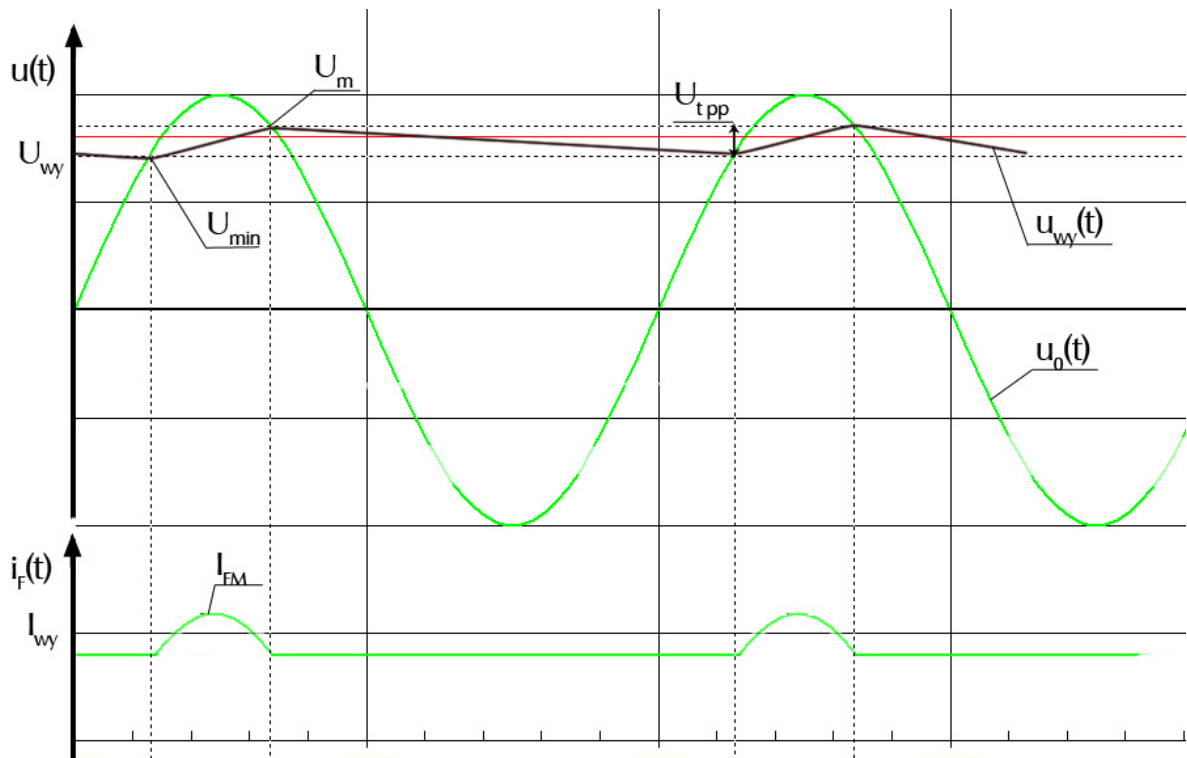
$$I_{FM} = U_{WYO} / \sqrt{r_w R_o}$$

Napięcie tętnień

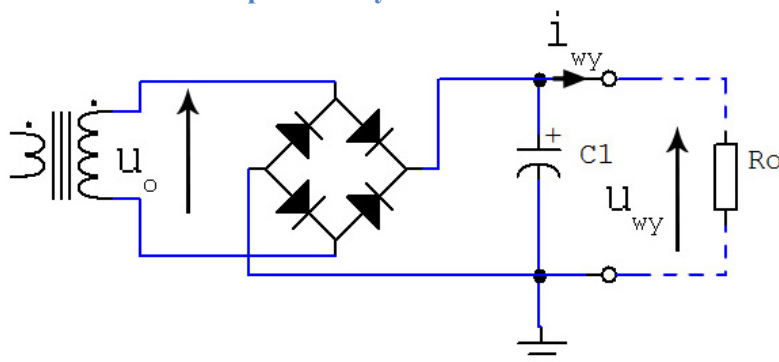
$$U_{tpp} = \frac{I_{WY}}{2Cf} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{r_w}{R_o}} \right)$$

Minimalne napięcie wyjściowe

$$U_{WYmin} \approx U_{WY} - 2/3U_{tpp}$$



5.3. Prostownik dwupółkowy



Napięcie wyjściowe biegu jałowego

$$U_{WYO} = \sqrt{2}U_{oef} - 2U_F$$

Napięcie wyjściowe pod obciążeniem

$$U_{WY} = U_{WYO} \left(1 - \sqrt{\frac{r_w}{2R_o}} \right)$$

Maksymalne napięcie wsteczne

$$U_{RM} = \sqrt{2}U_{oef}$$

Średni prąd przewodzenia

$$I_{Fsr} = 1/2 I_{WY}$$

Szczytowy prąd przewodzenia

$$I_{FM} = U_{WYO} / \sqrt{2r_w R_o}$$

Napięcie tętnień

$$U_{tpp} = I_{WY} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{r_w}{2R_o}} \right) / 2Cf$$

Minimalne napięcie wyjściowe

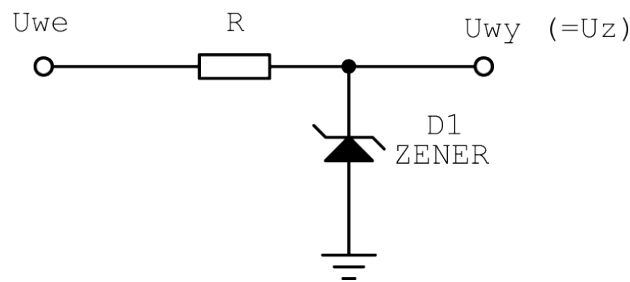
$$U_{WYmin} \approx U_{WY} - 2/3 U_{tpp}$$

Moc znamionowa transformatora

$$P_N = (1,2 \dots 2) I_{WY} U_{WY}$$

5.4. Parametryczny stabilizator napięcia z diodą Zenera - podstawowe zależności energetyczne

Najprostszym stabilizatorem napięcia jest zwykła dioda Zenera.



rys.

Musi przez nią płynąć pewien prąd, więc parametry układu wybieramy tak, aby

$$\frac{U_{we} - U_{wy}}{R} > I_{wy \max}$$

Ponieważ U_{we} nie jest stabilizowane, do tej nierówności wstawiamy najmniejszą z możliwych wartości U_{we} . Nazywamy to projektowaniem na najgorszy przypadek. W praktyce należy wziąć pod uwagę tolerancje elementów, zmienność napięcia sieciowego itp. i projektować z uwzględnieniem najgorszej kombinacji zdarzeń, jaka może kiedykolwiek wystąpić. Dioda Zenera musi rozproszyć moc:

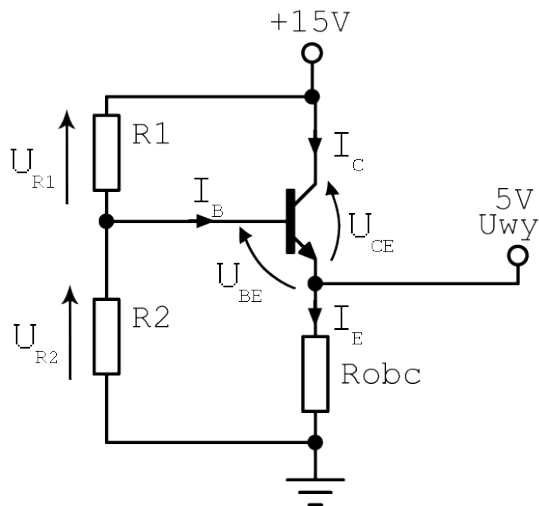
$$P_Z = \left[\frac{U_{we} - U_{wy}}{R} - I_Z \right] U_Z$$

Projektując na najgorszy przypadek należy uwzględnić $U_{we \max}$ R_{\min} $I_{wy \min}$

6. ZADANIA

Zadanie 1: Wzmacniacz rezystancyjny w układzie WE - sztywne źródło napięcia

Używając wtórnika emiterowego, którego baza jest dołączona do dzielnika napięcia, zaprojektuj "sztywne" źródło napięcia o wartości +5V zasilane z dostępnego stabilizowanego zapięcia +15V. Maksymalna wartość prądu obciążenia jest równa 25mA.



Dla tranzystora T należy przyjąć:

- ✓ Wartość napięcia baza-emiter $U_{BE}=0,6V$
- ✓ Współczynnik wzmacnienia prądowego $\beta=100$
- ✓ Prąd emitera I_E jest równy prądowi obciążenia

Należy wyliczyć:

1. Parametry elementów R
2. Wartości napięć na elementach

Rozwiązanie:

Wiemy, że

$$U_{Robc}=U_E=5V, \text{ to}$$

$$R_{obc} = \frac{U_E}{I_E} = \frac{5}{0,025} = 200\Omega$$

Wiemy także, że zgodne są zależności:

$$I_E=I_B(\beta+1), \text{ to}$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{0,025}{100 + 1} = 0,247mA$$

W takim razie:

$$I_C = \beta I_B = 100 * 0,247 \text{mA} = 24,7 \text{mA}$$

$$U_{R2} = U_E + U_{BE} = 5 + 0,6 = 5,6 \text{V}$$

$$U_{R1} = U_{CC} - U_{R2} = 15 - 5,6 = 9,4 \text{V}$$

$$U_{CE} = U_{CC} - U_E = 15 - 5 = 10 \text{V}$$

Ponieważ stosunek napięć U_{R1} do U_{R2} określa wartości rezystancji R_1 do R_2 to możemy zapisać, że

$$\frac{U_{R1}}{U_{R2}} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{9,4}{5,6}$$

To możemy odpowiednio przyjąć, iż:

$$R_1 = 9400 \Omega$$

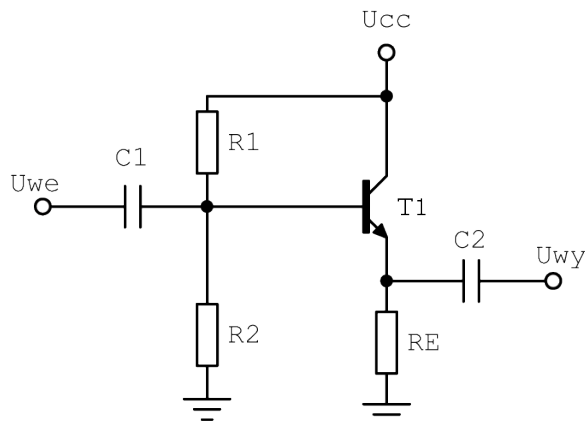
$$R_2 = 5600 \Omega$$

Należy jednak pamiętać, że przez rezystor R_1 musi płynąć prąd $>$ od prądu I_B . Zatem sprawdzmy:

$$\frac{U_{R1}}{R_2} = \frac{9,4}{9400} = 1 \text{mA}$$

Zadanie 2: Projektowanie wtórnika emiterowego

Zaprojektujemy wtórnik emiterowy dla sygnałów o częstotliwościach akustycznych (od 20 do 20000Hz). Wartość U_{CC} jest równa +15V a wartość spoczynkowego prądu emitera powinna wynosić 1mA.



Dla tranzystora T należy przyjąć:

- ✓ Wartość napięcia baza-emiter $U_{BE}=0,6V$

Należy wyliczyć:

3. Parametry elementów RC
4. Punkt pracy tranzystora npn

Rozwiązanie:

- **Krok 1:** wybieramy wartość U_E . Aby uzyskać maksymalną amplitudę napięcia na wyjściu, bez obcinania wierzchołków, powinno być: $U_E=0,5U_{CC}=7,5V$
- **Krok 2:** wybieramy R_E . Dla spoczynkowej wartości prądu emitera równej 1mA. Wartość R_E musi wynieść 7,5 k Ω
- **Krok3:** wybieramy R_1 i R_2 . $U_B= U_E+0,6V$ czyli $U_B=7,5V+0,6V=8,1V$. Z wartości potencjału bazy określamy stosunek R_1 do R_2 jako równy 1:1,17. Stosując w/w zasadę

$$R_1 || R_2 \ll h_{fe} R_E = 100 * 7,5k\Omega = 750k\Omega$$

[10-cio krotnie mniejsza, czyli 75 k Ω], to odpowiednie standardy rezystancji wynoszą:
 $R_1=130 k\Omega$, $R_2=150 k\Omega$

- **Krok 4:** wybieramy C_1 . Kondensator C_1 tworzy filtr górnoprzepustowy z rezystancją, która jest dla niego obciążeniem, a mianowicie z połączonymi równolegle rezystancją dzielnika zasilającego bazę i rezystancję widzianą z zacisku bazy w stronę tranzystora. Gdy założymy, że wartość rezystancji rezystora obciążającego wtórnik jest znacznie większa niż wartość rezystancji rezystora emiterowego R_E , wtedy wartość rezystancji widzianej z bazy w stronę tranzystora jest równa $h_{fe} R_E$ czyli 750 k Ω . Wartość rezystancji zastępczej dzielnika wynosi 70k Ω . Korzystając ze wzoru na filtr górnoprzepustowy

$$f_{d\ 3dB} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi C(R_1 || R_2)}$$

Obliczamy szukaną pojemność C, dla 3-decybelowej częstotliwości granicznej 20Hz dla filtra górnoprzepustowego.

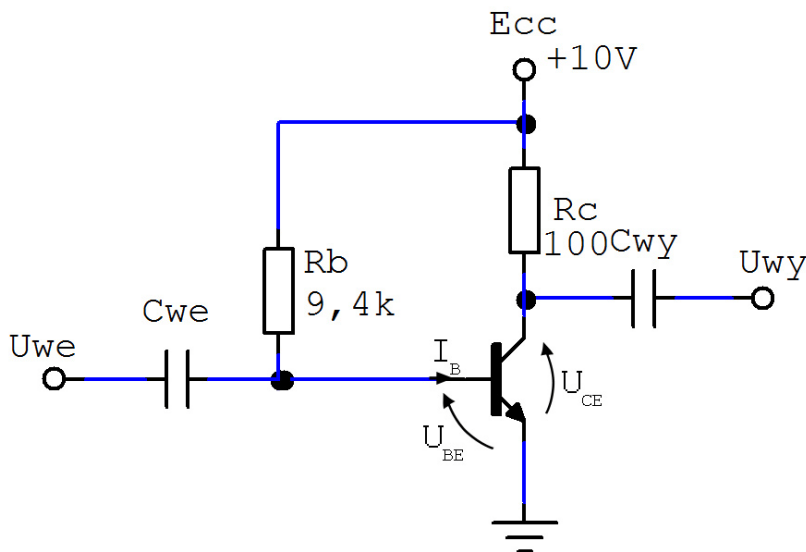
$$C \geq \frac{1}{2\pi f(R_1 || R_2)} = \frac{1}{2\pi 20 * 70000} \approx 0,14\mu F$$

→ **Krok 5:** wybieramy C₂. Kondensator C₂ tworzy filtr górnoprzepustowy z nieznaną rezystancją obciążenia wtórnika. Zachowując ostrożność zakładamy, że rezystancja obciążenia nie powinna być mniejsza niż R_E

$$C \geq \frac{1}{2\pi f R_E} = \frac{1}{2\pi 20 * 7500} \approx 1,1\mu F$$

Ponieważ, mamy teraz 2 sekwencje filtra górnoprzepustowego połączone kaskadowo, powinniśmy zwiększyć nieco wartości pojemności C₁ i C₂ aby uchronić się przed nadmiernym tłumieniem (zmniejszeniem) o 6dB (w tym przypadku).

Wyberzmy zatem: C₁=0,5μF C₂=3,3μF

Zadanie 3: Wzmacniacz rezystancyjny prądu zmiennego w układzie WE

Na rysunku pokazano wzmacniacz prądu zmiennego z tranzystorem npn w układzie wspólnego emitera WE. Dla tranzystora T w stanie aktywnym można przyjąć, że:

- ✓ Napięcie U_{BE} nie zależy od wartości prądu I_B i wynosi 600mV;
- ✓ Prąd zerowy I_{CE0} jest bardzo mały i może być pominięty;
- ✓ Współczynnik wzmacnienia prądowego $\beta=50$, a prąd I_C w obszarze aktywnym nie zależy od wartości napięcia U_{CE}
- ✓ Granicą pomiędzy stanem aktywnym a stanem nasycenia tranzystora jest sytuacja, gdy $U_{CB}=0$.

Przy podanych $E_{CC}=10V$, $R_C=100\Omega$, $R_B=9,4k\Omega$:

1. Wyznaczyć punkt pracy tranzystora określony przez wartości stałego prądu kolektora I_C i stałego napięcia kolektor-emiter U_{CE}
2. Określić maksymalną amplitudę niezniekształconego napięcia wyjściowego $U_{wy m}$

Rozwiązanie:

Ad 1. Złącze baza-emiter B-E tranzystora npn przy dodatnim potencjale na bazie jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia (czyli znamy napięcie $U_{BE}=0,6V$), możemy zatem zapisać:

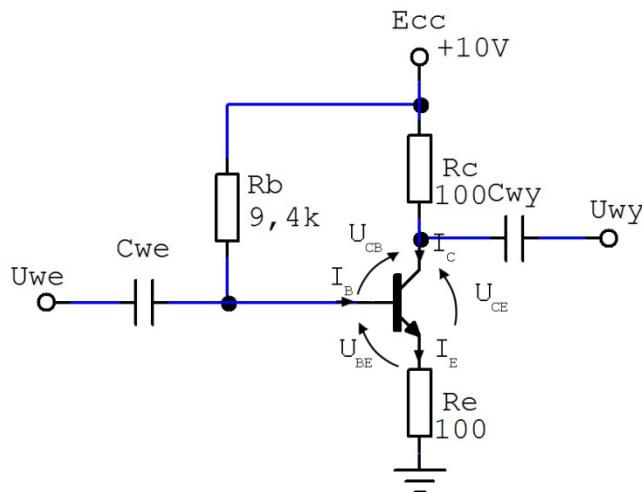
$$I_B = (E_{CC} - U_{BE}) / R_B = (10 - 0,6) / 9,4 [V/k\Omega] = 1mA$$

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0} \approx \beta (E_{CC} - U_{BE}) / R_B = 50(10 - 0,6) / 9,4 [V/k\Omega] = 50mA$$

$$U_{CE} = E_{CC} - I_{CE0} \cdot R_C = 10V - 50mA \cdot 100\Omega = 5V$$

Ad 2. Optymalne rozwiązanie w tym układzie polega na wybraniu punktu pracy położonego w środku zakresu zmian napięcia dla obszaru aktywnej pracy tranzystora tzn. $U_{CE} = 1/2 \cdot (10 + 0,6)V = 5,3V$ bez zmiany pozostałych parametrów I_B i I_C . Oznacza to zmianę $R_C = (E_{CC} - U_{BE}) / I_C = 4,7V / 50mA = 94\Omega$. Wtedy bez zniekształceń możemy uzyskać amplitudę $u_{wy} = 4,7V$

Zadanie 4: Wzmacniacz rezystancyjny prądu zmiennego z emiterowym sprzężeniem zwrotnym



W układzie jak na rysunku przy założeniach:

- ✓ Napięcie U_{BE} nie zależy od wartości prądu I_B i wynosi 600mV;
- ✓ Prąd zerowy I_{CE0} jest bardzo mały i może być pominięty;
- ✓ Współczynnik wzmacnienia prądowego $\beta=50$, a prąd I_C w obszarze aktywnym nie zależy od wartości napięcia U_{CE}
- ✓ Granicą pomiędzy stanem aktywnym a stanem nasycenia tranzystora jest sytuacja, gdy $U_{CB}=0$.

Należy:

1. Wyznaczyć punkt pracy tranzystora określony przez wartość kolektora I_C i napięcia kolektor-emiter U_{CE} ;
2. Określić w jakim zakresie przy niezmiennych wartościach E_{CC} , R_B , R_E mogłaby zmieniać się wartość R_C , aby tranzystor pozostawał w stanie aktywnym;
3. Wyznaczyć prądy i napięcia w układzie, w przypadku gdy wartość rezystancji R_C wzrośnie do 500Ω, zakładając dla nasyconego tranzystora $U_{CEs}=50mV$

Rozwiązanie:

Ad 1. Złącze baza-emiter tranzystora npn przy dodatnim potencjale na bazie jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia (czyli znamy $U_{BE}=0,6V$). Dla oznaczeń na podstawie II-go prawa Kirchoffa możemy zapisać:

$$R_B \cdot I_B + U_{BE} + R_E \cdot I_E = E_{CC} \quad \text{uwzględniając} \quad I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B = (\beta + 1) I_B \quad \text{mamy}$$

$$R_B \cdot I_B + U_{BE} + R_E \cdot (\beta + 1) I_B = E_{CC}$$

Skąd jest już możliwe wyznaczenie wartości I_B , a następnie I_C i I_E i wywołanych przez te prądy spadków napięć:

$$I_B = \frac{E_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{10 - 0,6}{9,4 + 51 \cdot 0,1} \left[\frac{V}{k\Omega} \right] = \frac{9,4}{14,5} = 0,648 [mA]$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 50 \cdot 0,648 = 32,4 mA \quad I_C \cdot R_C = 32,4 mA \cdot 0,1 k\Omega = 3,24 V$$

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B = 51 \cdot 0,648 = 33,1 mA \quad I_E \cdot R_E = 33,1 mA \cdot 0,1 k\Omega = 3,31 V$$

Szukana wartość napięcia U_{CE} wynosi więc:

$$U_{CE} = E_{CC} - I_E \cdot R_E - I_C \cdot R_C = (10 - 3,31 - 3,24)V = 3,45V$$

$$a \ U_{RB} = E_{CC} - I_E \cdot R_E - U_{BE} = (10 - 3,31 - 0,6)V = 6,09V$$

Ponieważ potencjał na kolektorze jest wyższy od potencjału na bazie oraz napięcie $U_{CB} = 2,85V$ to możemy stwierdzić, iż tranzystor znajduje się w obszarze aktywny.

Ad 2. Przy zmianach wartości R_C potencjały emitera $U_E = 3,31V$ i bazy $U_B = U_E + U_{BE} = 3,31 + 0,6 = 3,91V$ nie zmieniają wartości dopóki tranzystor pozostaje w obszarze aktywnym. Na granicy nasycenia ($U_{CB} = 0$) mamy jednakowe potencjały bazy i kolektora $U_C = U_B = 3,91V$, zatem maksymalny możliwy spadek napięcia na rezystancji R_C wynosi $I_C \cdot R_C = 10V - 3,91V = 6,09V$. Przy stałej wartości prądu $I_C = 32,4mA$ odpowiada to maksymalnej dopuszczalnej wartości rezystancji $R_{C_{max}} = 6,09 / 32,4 [V/mA] = 178\Omega$.

Ad 3. Przy takim założeniu wiemy, że obydwa złącza są spolaryzowane w kierunku przewodzenia wobec czego U_{CES} przyjmować będzie bardzo małe wartości. Obowiązują tutaj zależności I i II prawa Kirchoffa:

$$(1) \quad I_E = I_B + I_C$$

$$(2) \quad R_B \cdot I_B + U_{BE} + R_E \cdot I_E = E_{CC}$$

$$(3) \quad R_C \cdot I_C + U_{CES} + R_E \cdot I_E = E_{CC}$$

Odejmując stronami dwa ostatnie równania mamy:

$R_B \cdot I_B + U_{BE} = R_C \cdot I_C + U_{CES}$ czyli $I_C = 1/R_C (R_B \cdot I_B + U_{BE} - U_{CES})$ podstawiając ten wynik do równania (2) uwzględniając równanie (1) mamy:

$$R_B I_B + U_{BE} + \left[\frac{R_B I_B + U_{BE} - U_{CES}}{R_C} + I_B \right] R_E = E_{CC}$$

$$I_B \left[R_B \left(1 + \frac{R_E}{R_C} \right) + R_E \right] = E_{CC} - U_{BE} \left(1 + \frac{R_E}{R_C} \right) + U_{CES} \frac{R_E}{R_C}$$

$$I_B = \left(\frac{10 + 0,6(1 + 0,2) + 0,05 \cdot 0,2}{9,4(1 + 0,2) + 0,1} \right) \left[\frac{V}{k\Omega} \right] = 0,816mA$$

Potencjał na bazie wynosi:

$$U_B = E_{CC} - I_B \cdot R_B = 10V - 0,816mA \cdot 9,4k\Omega = 2,33V$$

Potencjał emitera wynosi:

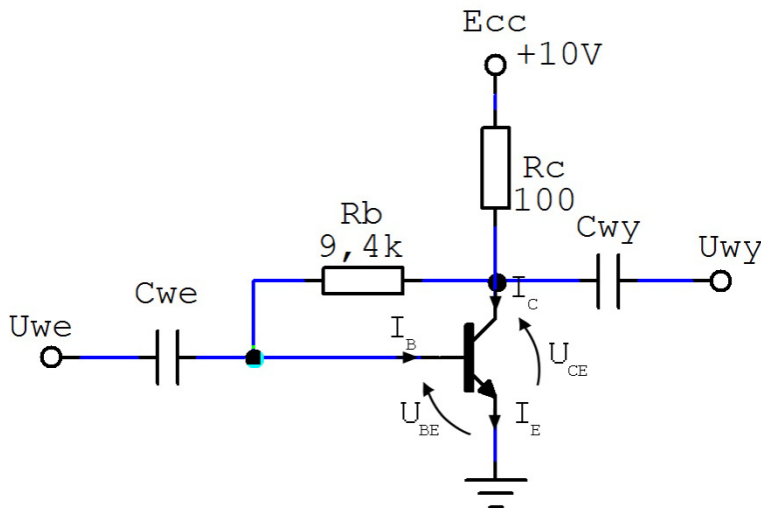
$$U_E = U_B - U_{BE} = 2,33V - 0,6V = 1,73V, \text{ wtedy prąd emitera } I_E = U_E / R_E = 1,73V / 100\Omega = 17,3mA$$

Potencjał kolektora wynosi:

$$U_C = U_E - U_{CES} = 1,73V - 0,05V = 1,78V,$$

co odpowiada spadkowi napięcia na rezystorze kolektorowym $U_R = I_C \cdot R_C = 10V - 1,78V = 8,22V$

a zatem prąd kolektora $I_C = 8,22V / 500\Omega = 16,44mA$

Zadanie 5: Wzmacniacz rezystancyjny w układzie WE

W układzie pokazanym na rysunku przy założeniach:

- ✓ Napięcie U_{BE} nie zależy od wartości prądu I_B i wynosi 600mV;
- ✓ Prąd zerowy I_{CE0} jest bardzo mały i może być pominięty;
- ✓ Współczynnik wzmacnienia prądowego $\beta=50$, a prąd I_C w obszarze aktywnym nie zależy od wartości napięcia U_{CE}
- ✓ Granicą pomiędzy stanem aktywnym a stanem nasycenia tranzystora jest sytuacja, gdy $U_{CB}=0$.

Należy:

1. Wyznaczyć punkt pracy tranzystora określony przez wartości prądu kolektora I_C i napięcia kolektor-emiter U_{CE} ;
2. Przeanalizować jakie zmiany w układzie spowoduje przeniesienie rezystora $R_C=100\Omega$ do obwodu emitera tranzystora.

Rozwiązanie:

Ad 1. Tranzystor znajduje się na pewno, gdyż prąd bazy wytwarza napięcie $U_{CB}=I_B \cdot R_B$. Prąd płynący przez rezystor R_C możemy obliczyć jako:

$$(1) \quad I_{RC} = I_C + I_B = \beta I_B + I_B = (\beta + 1) I_B$$

Uwzględniając powyższe w równaniu napięcia na podstawie II-go prawa Kirchoffa uzyskujemy zależność:

$$E_{CC} = R_C \cdot I_{RC} + U_{BE} + R_B \cdot I_B = R_C (\beta + 1) I_B + U_{BE} + R_B \cdot I_B$$

Z której jest już możliwe wyznaczenie wartości I_B :

$$I_B = \frac{E_{CC} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_C} = \frac{10 - 0,6}{9,4 + 51 \cdot 0,1} \left[\frac{V}{k\Omega} \right] = \frac{9,4}{14,5} = 0,648 [mA]$$

Oraz pozostałych prądów i napięć:

$$I_C = \beta \cdot I_B = 50 \cdot 0,648 mA = 32,4 mA$$

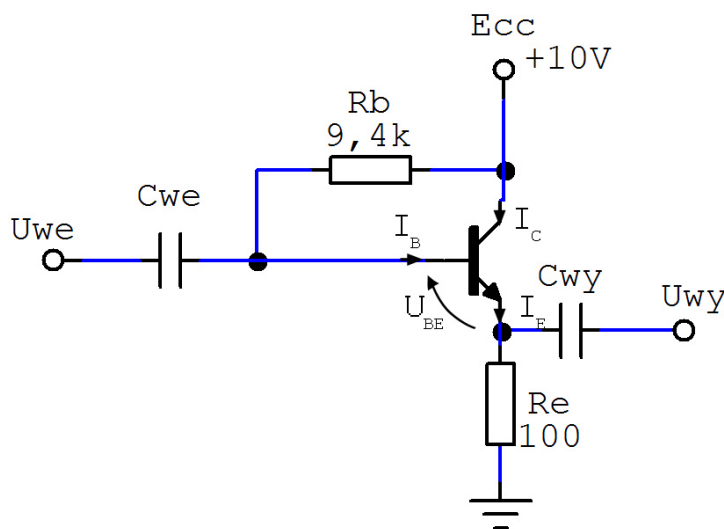
$$I_E = (\beta + 1)I_B = 51 * 0,648 \text{mA} = 33,1 \text{mA}$$

$$I_{RC} * R_C = 33,1 \text{mA} * 0,1 \text{k}\Omega = 3,31 \text{V}$$

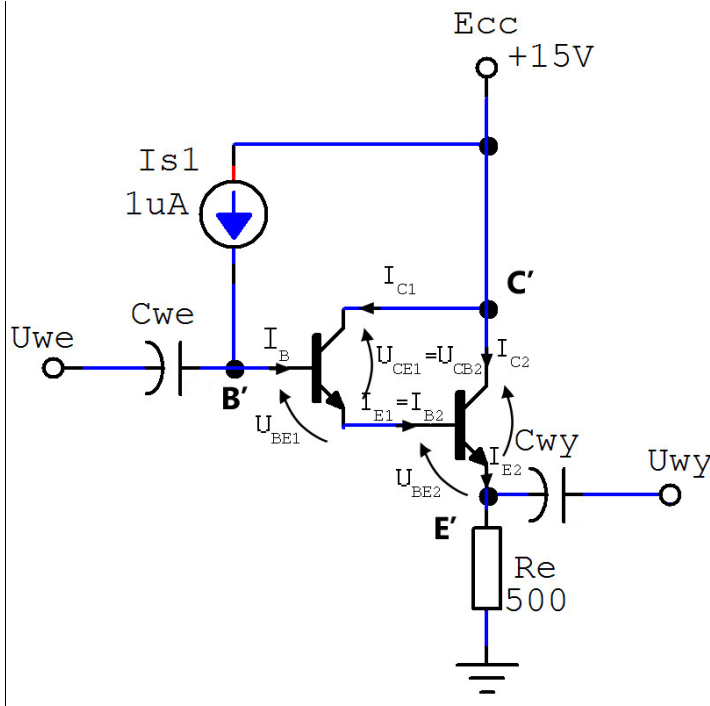
$$U_{CE} = E_{CC} - I_{RC} * R_C = 10 \text{V} - 3,31 \text{V} = 6,69 \text{V}$$

Tak więc tranzystor znajduje się w punkcie pracy określonym przez napięcie $U_{CE} = 6,69 \text{V}$ i prąd $I_C = 32,4 \text{mA}$.

Ad 2. Zauważmy, że zgodnie z równaniem (1) przez rezystor R_C płynie prąd równy prądowi emitera $I_{RC} = I_E$ a więc przeniesienie rezystora $R_C = 100 \Omega$ jak na rysunku poniżej do obwodu emitera nie zmieni występującego na nim napięcia, czyli nie powinno prowadzić do zmiany wartości I_B (a więc także I_C , I_E oraz U_{CE}). Innymi słowy, nawet gdybyśmy przenieśli tylko część rezystancji R_C do emitera, wtedy punkt pracy nie ulegnie zmianie, gdyż w obwodzie zachowana jest ta sama rezystancja.



Zadanie 6: Wtórnik emiterowy z tranzystorami npn w połączeniu Darlingtona



W pokazanym jak na rysunku układzie wtórnika napięciowego (w tym przypadku układ Darlingtona) należy:

1. Wyznaczyć punkty pracy tranzystorów T1 i T2 określone przez wartości prądów emitera I_E i napięcia kolektor-emiter U_{CE} ;
2. Obliczyć wartość rezystancji rezystora R_B , którego włączenie zamiast źródła prądowego I_S nie spowodowałoby zmiany punktów pracy tranzystorów.

Dla tranzystorów T1 i T2 można przyjąć, że:

- ✓ Napięcia U_{BE} nie zależą od wartości prądu I_B i wynoszą po 600mV;
- ✓ Prądy zerowe I_{CE0} są bardzo małe i mogą być pominięte;
- ✓ Współczynniki wzmacnienia prądowego $\beta_1 = \beta_2 = 99$, a prądy I_C w obszarze aktywnym nie zależą od wartości napięcia U_{CE} ;
- ✓ Granicą pomiędzy stanem aktywnym a stanem nasycenia tranzystora jest sytuacja, gdy $U_{CB} = 0$.

Rozwiązanie:

Ad 1. Przy podanym kierunku prądu $I = I_{B1} = 1 \mu A$ złącza baza-emiter obydwu tranzystorów npn są spolaryzowane w kierunku przewodzenia $U_{BE} = 0,6V$. Przy oznaczeniach jak na rysunku dla tranzystorów w stanie aktywnym możemy zapisać:

$$I_{C1} = \beta_1 * I_{B1} = 99 * 1 \mu A = 99 \mu A$$

$$I_{E1} = (\beta + 1) I_{B1} = (99 + 1) * 1 \mu A = 100 \mu A = I_{B2}$$

$$I_{C2} = \beta_2 * I_{B2} = 99 * 100 \mu A = 9,9 mA$$

$$I_{E2} = (\beta_2 + 1) I_{B2} = (99 + 1) * 100 \mu A = 10 mA$$

$$U_{E2} = I_{E2} * R_E = 10 mA * 0,5 k\Omega = 5V$$

$$U_{B1} = U_E + U_{BE1} + U_{BE2} = 5 + 0,6 + 0,6[V] = 6,2V$$

$$U_{CE1} = E_{CC} - U_{E2} - U_{BE2} = 15 - 5 - 0,6[V] = 9,4V = U_{CB2}$$

$$U_{CE2} = E_{CC} - U_{E2} = 15 - 5[V] = 10V$$

$$U_{CB1} = E_{CC} - U_{B1} = 15 - 6,2 = 8,8[V]$$

Złącze kolektor-baza obydwu tranzystorów są spolaryzowane w kierunku zaporowym (o obydwu przypadkach wyższy potencjał na kolektorze, który jest obszarem typu n). Tranzystory T1 i T2 w warunkach zadania znajdują się w obszarze aktywnym co weryfikuje wykonane obliczenia.

Zwróćmy uwagę na fakt, że tranzystory T1 i T2 można potraktować jako pojedynczy "tranzystor złożony" T' o wyprowadzonych punktach oznaczonych odpowiednio jako B', C', E'. Mamy wtedy:

$$I_B = I_{B1}$$

$$I_E = I_{E2} = (1 + \beta_2) I_{B2} = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) I_{B1} = (1 + \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2) I_B$$

$$I_C = I_{C1} + I_{C2} = \beta_1 * I_{B1} + \beta_2 * I_{B2} = \beta_1 * I_{B1} + \beta_2 * (\beta_1 + 1) I_{B1} = (\beta_1 + \beta_2 + \beta_1 * \beta_2) I_B$$

Z dwu ostatnich równań wynika, że współczynnik wzmocnienia prądowego złożonego tranzystora T' równoważnego dwu połączonym tranzystorom T1 i T2 ma wartość:

$$\beta' = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 * \beta_2 \approx \beta_1 * \beta_2$$

W warunkach zadania oznacza to wartość wzmocnienia prądowego rzędu 10^4 (dokładnie 9999).

Ad 2. Na źródle prądowym w spoczynkowym punkcie pracy występuje napięcie:

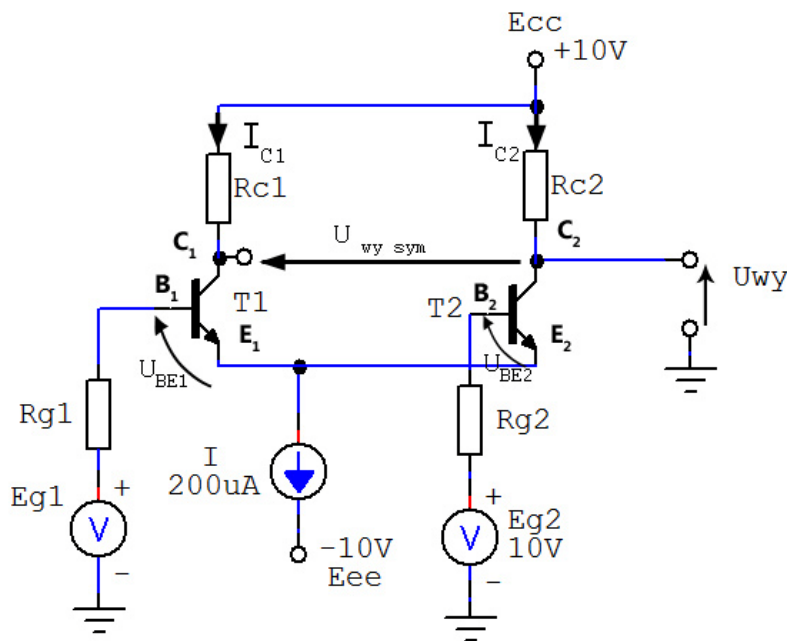
$$E_{CC} - U_B = 15V - 6,2V = 8,8V$$

Taki sam spadek napięcia przy przepływie prądu $1\mu A$ odpowiada rezystancji:

$$R_B = 8,8V / 1\mu A = 8,8M\Omega$$

Włączenie takiego rezystora w miejsce źródła prądowego $I_S = 1\mu A$ zapewni takie same spoczynkowe punkty pracy tranzystora T1 i T2 określone przez prądy emiterów odpowiednio $I_{E1} = 100\mu A$ i $I_{E2} = 10mA$ i napięcia kolektor-emiter $U_{CE1} = 9,4V$ $U_{CE2} = 10V$.

Zadanie 7: Symetryczny wzmacniacz różnicowy prądu stałego na tranzystorach npn



W układzie symetrycznego różnicowego wzmacniacza prądu stałego jak na rysunku należy przyjąć, że:

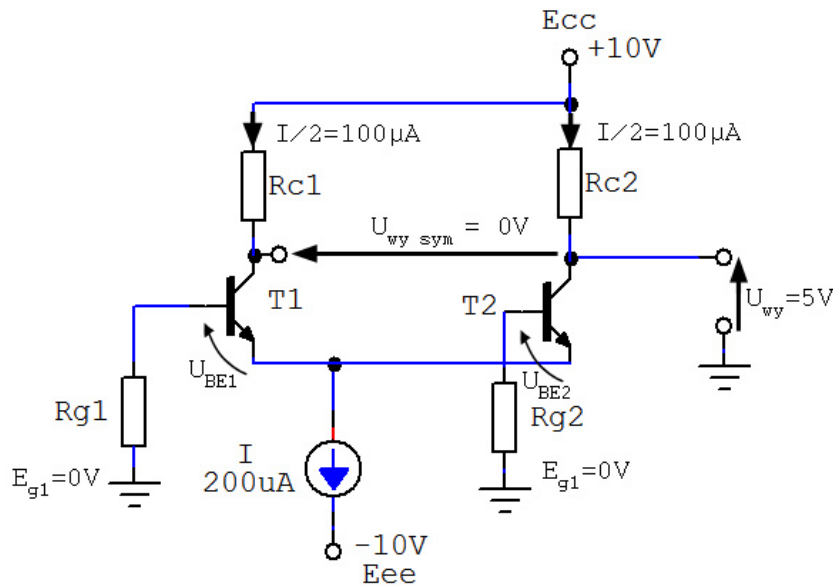
- ✓ Tranzystory T1 i T2 są identyczne;
- ✓ Złącze baza-emiter każdego z tych tranzystorów spolaryzowane w kierunku przewodzenia można zastąpić spadkiem napięcia $U_{BE}=0,5V$;
- ✓ Współczynniki wzmocnienia prądowego tranzystorów $\beta_1 = \beta_2$ są na tyle duże, że można przyjąć $I_{B1} = I_{B2} = 0$, a zatem $I_C = I_E$ dla każdego z tranzystorów;
- ✓ Prąd kolektora I_C z tranzystorów w obszarze aktywnym nie zależy od wartości napięcia U_{CE} .

Przy tych założeniach należy:

1. Obliczyć wartości rezystancji R_{C1} i R_{C2} odpowiadających największej amplitudzie niezniekształconego napięcia wyjściowego $U_{wy\ m}$;
2. Przeanalizować wpływ napięcia wspólnego (tzn. napięcia podawanego jednocześnie na obydwa wejścia: $E_{g1} = E_{g2} = E_{CM}$) na pracę układu. Obliczyć wartości rezystancji R_{C1} i R_{C2} dla przypadku, gdy wzmacniacz różnicowy musi dopuszczać napięcia wspólne w zakresie $|E_{CM}| \leq 5V$.

Rozwiązanie:

Ad 1. Jeśli tranzystory T1 i T2 są identyczne, to w sytuacji gdy obydwa sygnały wejściowe E_{g1} i E_{g2} płynię prąd $I = 200\mu A$ w obwodzie emiterów tych tranzystorów rozplywa się równomiernie i przez emiter każdego z tranzystorów płynie prąd $I_{E1} = I_{E2} = 1/2I = 100\mu A$.



Wobec tego, że $\beta_1 = \beta_2$ są bardzo duże, można prądy baz $I_B = I_E / (\beta + 1)$ pominąć i prąd kolektora $I_C = \beta * I_E / (\beta + 1)$ przyjąć dla każdego tranzystora jako równy $I_C = I_E / 2 = 100 \mu A$. ponieważ potencjały baz są równe zero, a spadek napięcia na złączu baza-emiter wynosi 0,5V, to potencjał połączonych ze sobą emiterów wynosi $U_E = -0,5V$. Na każdym z rezystorów R_C występuje spadek napięcia równy $R_C * I_C$ zmniejszający napięcie U_{CE} odpowiedniego tranzystora. Dopóki jednak obydwa tranzystory znajdują się w stanie aktywnym, płynące prądy nie zależą od wartości R_C .

Jeśli dla obydwu tranzystorów przyjmimy $R_{C1} = R_{C2} = 0 \Omega$, to napięcie $U_{CE1} = U_{CE2} = 10,5V$. Jeśli teraz zakłócimy stan równowagi przez podłączenie dodatniego napięcia sygnału wejściowego E_{g1} , to tranzystor T1 zostanie bardziej wystereowany i jego prąd I_{C1} wzrośnie. Ponieważ suma prądów $I_{C1} + I_{C2}$ musi być stała i równa I (wymusza to idealna siła prądomotoryczna w obwodzie emiterów), towarzyszy temu takie samo zmniejszenie się prądu I_{C2} . Gdy przy odpowiednio dużym dodatnim napięciu E_{g1} tranzystor T1 przejmie cały prąd źródła I , tranzystor T2 wchodzi w stan odcięcia, tzn. $I_{C2} = 0 \mu A$. Mimo że prądy obydwu tranzystorów zmieniają się w takt zmian napięcia sterującego, napięcia $U_{CE1} = U_{CE2}$ utrzymują się na niezmięnionej wartości 10,5V.

Dopiero przyjęcie pewnych wartości rezystancji R_C powoduje, że napięcie U_{CE} ulegają przy wystereowaniu wzmacniacza zmianom. Możemy powiedzieć, że włączenie rezystorów R_C w układzie zapewnia przetwarzanie zmian prądów kolektora na zmiany napięć. Jeśli stan równowagi zostanie zakłócony przez podłączenie dodatniego sygnału wejściowego E_{g1} , to bardziej wystereowany tranzystor T1 przejmie większą część prądu źródła (jego prąd I_{C1} wzrośnie), a zatem wzrośnie spadek napięcia $I_{C1} * R_{C1}$ i napięcie U_{CE1} zmaleje. Towarzyszy temu takie samo zmniejszenie się prądu I_{C2} (i odpowiedni wzrost napięcia U_{CE2}). Gdy przy odpowiednio dużym dodatnim napięciu E_{g1} tranzystor T1 przejmie cały prąd źródła I , tranzystor T2 wchodzi w stan odcięcia, tzn. $I_{C2} = 0 \mu A$, a $U_{CE} = 10,5V$ (zanika spadek napięcia $I_{C2} * R_{C2}$ i potencjał kolektora $U_{C2} = E_{CC} = 10V$). Spadek napięcia $I_{C1} * R_{C1}$ jest wtedy największy, a zatem napięcie U_{CE1} ma wartość najmniejszą. Przykładowo, dla $R_{C1} = 10k\Omega$ spadek napięcia $I_{C1} * R_{C1}$ wyniesie wtedy $0,2mA * 10k\Omega = 2V$, czyli napięcie U_{CE1} wyniesie 8,5V, a więc tranzystor T1 pozostanie jeszcze w stanie aktywnym. Prąd I_{C1} nie może być większy niż I , ale aby wykorzystać możliwość zmiany napięcia w szerszym zakresie aż do granicy stanu nasycenia tranzystora T2, można zwiększyć wartość rezystancji R_{C1} .

Jeśli za granicę stanu nasycenia przyjmimy stan $U_{CB}=0V$, odpowiada to potencjałowi kolektora $U_C=0V$ (tzn. napięciu $U_{CE}=0,5V$). Tak więc zmianie prądu kolektora w zakresie od zera do pełnego prądu źródła odpowiada zmiana potencjału kolektora od $10V$ do zera. Stąd wynika, że maksymalna wartość rezystancji w obwodach kolektorów $R_{C1}=R_{C2}=10V/200\mu A=50k\Omega$. Przy takiej wartości obydwu rezystorów R_C w stanie równowagi ($E_{g1}=E_{g2}=0$), gdy przez każdy z tranzystorów płynie prąd $I_{C1}=I_{C2}=1/2I=100\mu A$, potencjały kolektorów są równe i wynoszą $U_{C1}=U_{C2}=5V$. Od tej wartości każde z napięć może się zwiększyć o $5V$ (do $U_C=10V$ w stanie zatkania tranzystora) oraz zmniejszyć o $5V$ (do $U_C=0V$ na granicy stanu nasycenia tranzystora).

Jeśli sygnałem wyjściowym jest napięcie symetryczne $U_{WY\ SYM}$ pomiędzy kolektorami tranzystorów, to stanowi równowagi odpowiada zerowa wartość napięcia wyjściowego (napięcia na obydwu kolektorach są jednakowe), a największa osiągalna amplituda napięcia wyjściowego bez zniekształceń wynosi $10V$ (od położenia równowagi dla zmieniających się E_{g1} i/lub E_{g2} potencjały obydwu kolektorów mogą zmienić się po $5V$ w przeciwne strony, przy czym tranzystory pozostają jeszcze w stanie aktywnym).

Dla wyjścia niesymetrycznego (tzn. pomiędzy jednym z kolektorów a masą układu) w stanie równowagi napięcie wyjściowe wynosi $U_{WY0}=5V$, a przy zmianach E_{g1} i/lub E_{g2} może się zmieniać bez zniekształceń w zakresie od zera (granica stanu nasycenia tranzystora) do $10V$ (dla stanu odcięcia tranzystora). Tak więc maksymalna niezniekształcona amplituda składowej zmiennej wynosi wtedy tylko $5V$.

W przypadku wyjścia niesymetrycznego z kolektora T2 dla rezystora R_{C1} można przyjąć wartość dowolną w zakresie od zera do ~~50k~~ (nie zmienia to rozpyływu prądu źródła pomiędzy obydwoma tranzystorami, a potencjał U_{C1} jest sygnałem wewnętrznym układu).

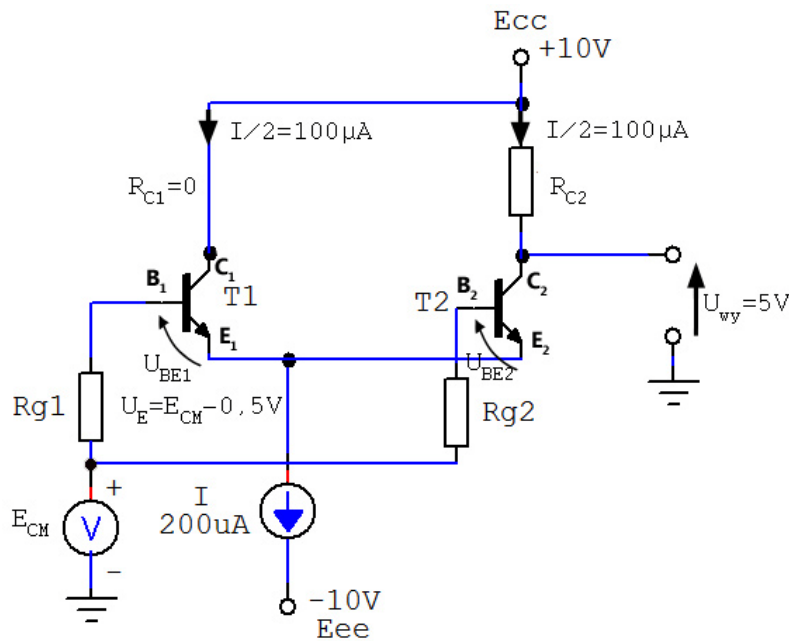
Przyjęcie rezystancji R_{C2} mniejszej od optymalnej ~~50k~~ powoduje, że potencjał U_{C2} w stanie równowagi jest większy, a zatem mniejsza może być amplituda górnych (dodatnich) połówek składowej zmiennej sygnału wyjściowego u_{wy} . Przy wartości R_{C2} większej od $50k\Omega$ potencjał U_{C2} w stanie równowagi jest mniejszy, a zatem mniejsza może być amplituda dolnych połówek u_{wy} .

Ad 2. Wzrostowi napięcia wejściowego E_{g1} odpowiada wzrost prądu I_{C1} , czyli opadanie napięcia wyjściowego.

Wejście 2 jest zatem wejściem odwracającym fazę (przy symetrycznych sygnałach okresowych składowa zmienna napięcia wyjściowego jest w stosunku do napięcia wejściowego przesunięta w fazie o pół okresu, czyli o 180°). Przy założeniu idealnej symetrii układu wzmocnienia dla obydwu wejść mają taką samą wartość bezwzględną (różnią się tylko znakiem: wzmocnienie dla wejścia 1 jest dodatnie, a dla wejścia 2 jest ujemne).

A jak zachowa się układ, gdy na połączone ze sobą wejścia podamy napięcie wspólne E_{CM} ? Odpowiada to sytuacji $E_{g1}=E_{g2}$, czyli idealnie symetrycznym układzie wpływu obydwu wejść wzajemnie się równoważą, a napięcie wyjściowe nie ulega zmianie (mówimy, że wzmocnienie dla napięcia wspólnego jest równe zeru). Można to wytłumaczyć także w ten sposób, że napięcie wspólne E_{CM} nie zmienia rozpyływu prądu I pomiędzy dwiema identycznymi tranzystorami T1 i T2, a zatem nie wpływa na wartość U_{WY0} . Jedynym skutkiem przyłożenia napięcia wspólnego E_{CM} jest zmiana potencjału połączonych ze sobą emiterów tranzystorowych T1 i T2, a przez to zmiana osiąganego amplitudy niezniekształconego napięcia wyjściowego. Jeżeli wystarczająco duże napięcie różnicowe występuje na poziomie napięcia wspólnego $E_{CM}=2V$ (np. wartości $E_{g1}=2,001V$ a $E_{g2}=1,999V$ odpowiadają napięciu różnicowemu $2mV$ nałożonemu na równe ich średniej arytmetycznej napięcie wspólne $2V$),

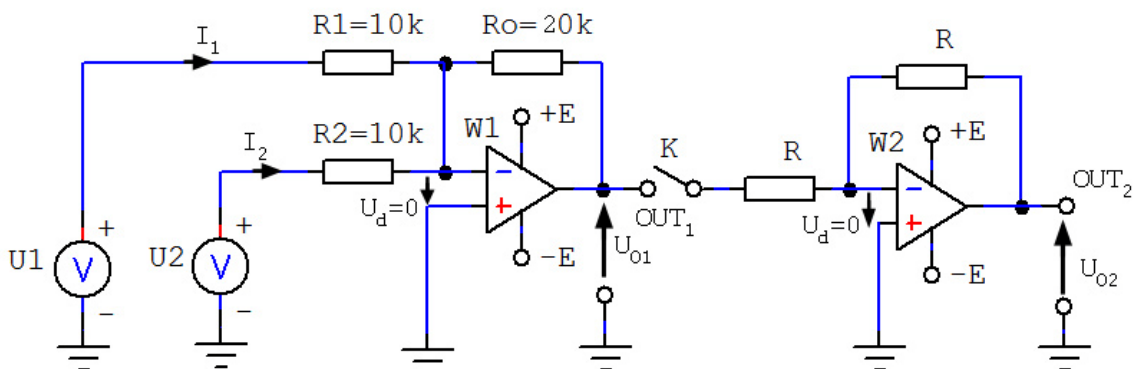
to tranzystor T2 wchodzi w stan nasycenia przy $U_{WY}=2V$, co dla $R_{C2}=50k\Omega$ i spoczynkowej wartości $U_{WY0}=5V$ oznacza, że ujemna amplituda $U_{wy\ m}$ niezniekształconej składowej zmiennej ulegałoby zmniejszeniu do $3V$.



W rozpatrywanym układzie przy dodatnim napięciu wspólnym o wartości $E_{CM}=+5V$ ujemna amplituda $U_{wy\ m}$ byłaby już zredukowana do zera. Jeśli nasz wzmacniacz miałby dopuszczać napięcie wspólne $E_{CM}=+5V$, oznaczałoby to, że możliwe do wykorzystania napięcia na kolektorze T2 ograniczają się do zakresu od $5V$ (T2 nasycony przy $E_{CM}=+5V$) do $10V$ (T2 zatkany przy odpowiednio dużej wartości dodatniej napięcia różnicowego). Odpowiadałaby temu optymalna wartości rezystancji $R_{C2}=5V/200\mu A=25k\Omega$, spoczynkowy potencjał $U_{WY0}=7,5V$ oraz osiągalna niezniekształcona amplituda $U_{wy\ m}=2,5V$.

Ujemne napięcie wspólne powiększa zakres zmian U_{CE} .

Zadanie 8: Wzmacniacze operacyjne - Sumowanie sygnałów napięciowych



Na rysunku pokazano układ z dwoma WO, z których każdy jest objęty ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Przy podanych danych liczbowych, zakładając idealne parametry WO, należy:

1. Określić jaką operację na dwu napięciach wejściowych realizuje wzmacniacz W1;
2. Określić, jak zmieni się realizowana operacja po podłączeniu wzmacniacza W2 przez zamknięcie klucza K;
3. Podać zakres wartości stałego napięcia wejściowego U_2 , dla którego układ na wzmacniaczu W1 pracuje na liniowej części charakterystyki przejściowej, jeśli obydwa WO są zasilane napięciami $\pm 15V$, a napięcie U_1 to przebieg sinusoidalny o amplitudzie do $2V$;
4. Podać, jakie zalety ma analizowany układ w stosunku do pokazanego na rysunku poniżej prostego układu rezystancyjnego.

Rozwiązanie:

Ad 1. Przy otwartym kluczu K w części układu wykorzystującej wzmacniacz W1 widzimy wzmacniacz odwracający, który ma dwa sygnały wejściowe U_1 i U_2 . Dla małych wartości napięć wejściowych, kiedy WO pozostaje na liniowej części charakterystyki (kiedy napięcie wyjściowe ma wartość bezwzględną mniejszą od E) obowiązuje zasada superpozycji i wzmocnienie dla każdego z sygnałów można obliczyć oddzielnie, przy SEM drugiego sygnału wyłączonej (czyli zwartej).

Dla podłączonego napięcia U_1 mamy ujemne sprzężenie zwrotne realizowane przez rezystor $R_O=20k\Omega$, wzmacniacz W1 dąży do doprowadzenia napięcia U_d do wartości zerowej. W stanie ustalonym rezystancja R_2 pochodząca od wyłączonego (zwartego) sygnału U_2 jest włączona dwoma końcami na zerowe napięcie, czyli nie płynie przez nią żaden prąd i możemy zapisać, że prąd I_1 równy U_1/R_1 płynie w całości przez rezystor R_O , czyli wytwarza na nim napięcie $U_1 \cdot R_2 / R_1$. Uwzględniając ujemny znak tego spadku napięcia, mamy $U_{O1} = - U_1 \cdot R_2 / R_1$ czyli wzmocnienie dla napięcia U_1 wynosi:

$$k_{u1} = \frac{U_{O1}}{U_1} = - \frac{R_O}{R_1} = - \frac{20k\Omega}{10k\Omega} = -2$$

Postępując podobnie dla sygnału U_2 , otrzymujemy:

$$k_{u2} = \frac{U_{O1}}{U_2} = - \frac{R_O}{R_2} = - \frac{20k\Omega}{10k\Omega} = -2$$

Ostatecznie przy jednoczesnym podłączeniu obydwu sygnałów U_1 i U_2 mamy:

$$U_{O1} = k_{u1}U_1 + k_{u2}U_2 = -\left(\frac{R_O}{R_1}U_1 + \frac{R_O}{R_2}U_2\right) = -R_O\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2}\right)$$

Z ostatniej postaci tej zależności wyraźnie widać, że przez rezystor R_O płynie w tej sytuacji suma prądów pochodzących od obydwu napięć U_1 i U_2 , a zadaniem rezystorów R_1 i R_2 jest przetworzenie sygnałów napięciowych na prądowe. Podstawiając wartości liczbowe, otrzymujemy zależność:

$$U_{O1} = -2(U_1 + U_2)$$

Układ na wzmacniaczu W1 realizuje zatem wzmocnioną dwukrotnie sumę napięć wejściowych, przy czym nadaje jej znak ujemny. Zwróćmy uwagę na fakt, że pozostawienie jednego z wejść niepodłączonego nie zmienia prądu płynącego ze źródła drugiego sygnału, a zatem nie zmienia wzmocnienia dla tego sygnału.

Ad 2. Zamknięcie klucza K powoduje obciążenie wzmacniacza W1 rezystancją wejściową drugiej części układu równą R , ale - jak wiemy - obciążenie takie nie zmienia wzmocnienia. Obydwa rezystory drugiej części układu mają nieznaną, ale jednakową wartość, a więc wzmocnienie tego stopnia wynosi -1 . Znak sygnału U_{O1} jest więc odwracany i ostatecznie mamy:

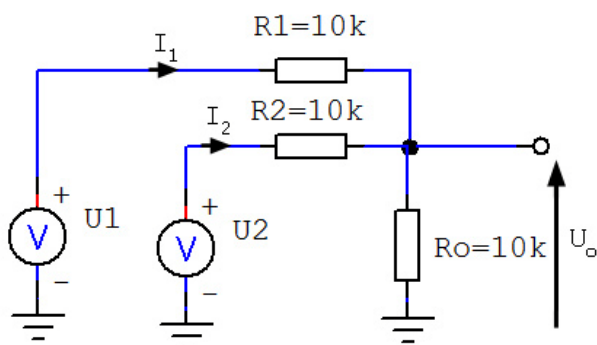
$$U_{O2} = 2(U_1 + U_2)$$

Ad 3. Rozpatrzmy sytuację dla wejściowych napięć dodatnich. Napięcie U_{O1} może osiągać wtedy wartość do $-15V$, a to na podstawie $U_{O1} = -2(U_1 + U_2)$ oznacza, że suma napięcia wejściowego U_2 i dodatniej amplitudy sinusoidalnego napięcia wejściowego u_1 może wynieść $7,5V$, czyli

$$U_2 = -U_{O1}/2 - U_{1m} = 7,5V - U_{1m} = 7,5V - 2V = 5,5V$$

Dla ujemnych napięć wejściowych sytuacja jest identyczna, czyli ostatecznie przy amplitudzie sygnału u_1 nieprzekraczającej $2V$ mamy możliwość nakładania tego sygnału na składową stałą U_2 o wartości zmienianej w zakresie od $-5,5V$ do $+5,5V$. Dla napięć U_2 poza tym zakresem obydwie wzmacniacze W1 i W2 wchodzi w nasycenie.

Ad 4. Dla pokazanego rysunku poniżej, prostego układu złożonego tylko z trzech jednakowych rezystorów przy zastosowaniu zasady superpozycji otrzymujemy:



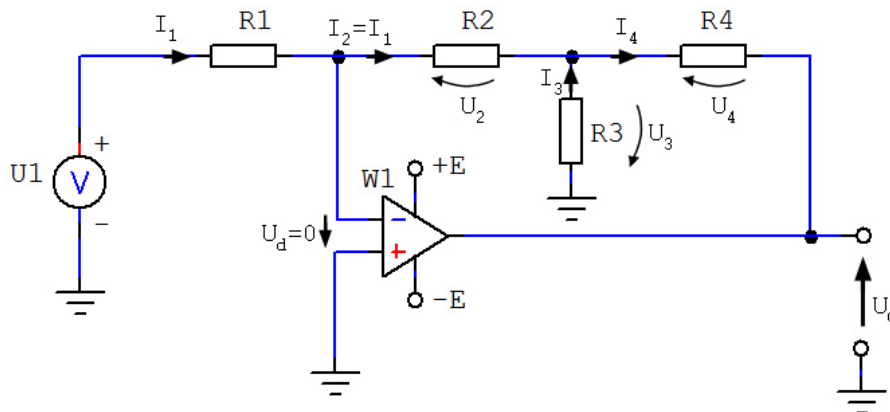
$$U_o = U_1/3 + U_2/3 = (U_1 + U_2)/3$$

Układ o takiej strukturze także mnoży sumę dwu napięć przez stałą liczbę (jeśli tylko $R_1 = R_2$), ale ma następujące wady w stosunku do układu z "Kluczem".

- Wzmocnienie dla sumy sygnałów może być tylko mniejsze od 1, a co ważniejsze - podłączenie jakiegokolwiek obciążenia (równoległe do R_3) zmienia wartość tego wzmocnienia;
- Wzmocnienie dla jednego sygnału (np. U_1) zależy od tego, czy drugie napięcie (U_2) jest podłączone, czy jego zacisk wejściowy pozostawimy niepodłączony. W tym drugim przypadku w powyższym przykładzie wzmocnienie dla U_1 wynosi wtedy nie $1/3$, lecz $1/2$.

Te wady powodują, że do właściwego wykonania operacji sumowania napięć musimy zastosować WO.

Zadanie 9: Wzmacniacze operacyjne - Wzmacniacz odwracający z dzielnikiem w obwodzie sprzężenia zwrotnego



Na rysunku pokazano wzmacniacz operacyjny w układzie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Wybierając wartości rezystancji z takim ograniczeniem, że stosunek największej wartości rezystancji do najmniejszej nie może przekroczyć 10, należy:

1. Wyznaczyć maksymalną osiągalną wartość modułu wzmocnienia napięciowego układu;
2. Dobrać wartości rezystorów (spełniających podany warunek) zapewniające jednocześnie moduł wzmocnienia równy 100 oraz rezystancję wejściową równą $100\text{k}\Omega$.

Ad 1. Uzyskanie wzmocnienia równego 100 w prostym układzie wzmacniacza odwracającego wymaga użycia dwu rezystorów o wartościach R i $100R$.

Układ pracuje z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, a więc dla małych wartości napięcia wejściowego możemy napisać, że prąd wypływający ze źródła sygnału ma wartość:

$$(1) \quad I_1 = \frac{U_1 + U_d}{R_1} = \frac{U_1}{R_1}$$

Prąd ten dopływa do punktu połączenia rezystorów R_1 i R_2 (węzła znajdującego się na potencjale blisko zera) i w całości płynie dalej przez rezystor R_2 (ponieważ prąd polaryzacji wejścia WO jest równy zeru), wywołując na nim napięcie:

$$(2) \quad U_2 = I_1 R_2 = \frac{U_1}{R_1} R_2$$

Napięcie U_3 w punkcie połączenia trzech rezystorów jest równe U_2 , czyli wynosi:

$$(3) \quad U_3 = U_2 = \frac{U_1}{R_1} R_2$$

Napięcie to panuje także na rezystorze R_3 , czyli prąd płynący od masy przez ten rezystor musi mieć wartość:

$$(4) \quad I_3 = \frac{U_3}{R_3} = \frac{U_1 R_2}{R_3 R_1}$$

Przez rezystor R_4 przepływa suma prądów $I_2 + I_3$, wywołując na nim spadek napięcia o wartości:

$$(5) \quad U_4 = R_4(I_2 + I_3) = R_4\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_1 R_2}{R_3 R_1}\right) = \frac{R_4 U_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

Napięcie wyjściowe U_O , które WO musi wystawić, żeby wszystkie powyższe równania były spełnione, obliczamy z oczka pomiędzy dwoma punktami o potencjale masy. Na podstawie II-go prawa Kirchoffa mamy:

$$(6) \quad U_O + U_4 + U_3 = 0$$

Z tego równania wyznaczamy U_O . Podstawiając wartości uzyskane w (3) i (5), otrzymujemy:

$$(7) \quad U_O = -U_3 - U_4 = -\frac{U_1}{R_1} R_2 - \frac{R_4 U_1}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) = -U_1 \left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4 R_2}{R_1 R_3}\right)$$

A więc wzmacnienie napięciowe układu wynosi:

$$(8) \quad k_u = \frac{U_O}{U_1} = -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_4 R_2}{R_1 R_3}\right)$$

Maksymalną wartość modułu wzmacnienia otrzymamy przy nałożonym ograniczeniu, przyjmując małe wartości dla rezystorów występujących w mianownikach składników ostatniego wyrażenia ($R_1 = R_3 = R$) oraz duże wartości dla rezystorów występujących w licznikach ($R_2 = R_4 = 10R$). Wynosi ona:

$$(9) \quad |k_{u \max}| = 10 + 10 + 10 \cdot 10 = 120$$

Ad 2. Uzyskanie pożądanych parametrów wzmacniacza jest możliwe na wiele różnych sposobów. Jedno z rozwiązań mogłoby polegać na przyjęciu $R_1 = R$ określonej przez pożądaną minimalną rezystancję $100\text{k}\Omega$, przyjęciu $R_2 = R_4 = 10R$, czyli $1\text{M}\Omega$, i dostrojeniu wzmacnienia przez wyliczoną wartość ostatniego rezystora, czyli R_3 . Na podstawie wyrażenia (8) mamy w tym przypadku:

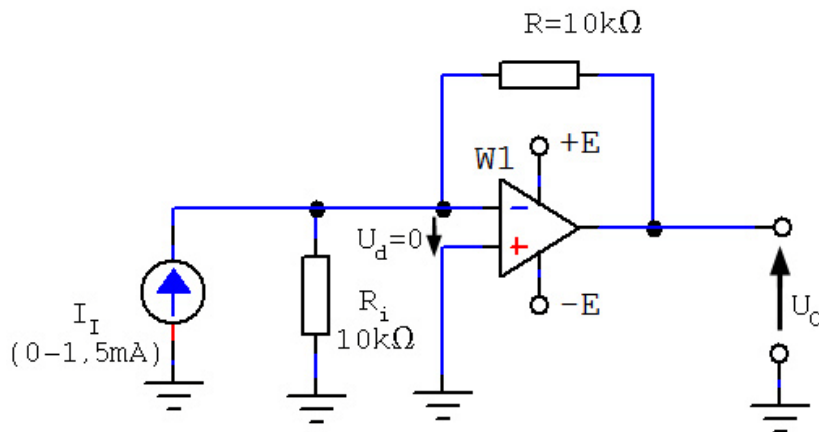
$$10 + 10 + 10(10R/R_3) = 100$$

I ostatecznie otrzymujemy

$$R_3 = 100R/80 = 1,25R = 125\text{k}\Omega$$

która leży w wymaganym zakresie pomiędzy $100\text{k}\Omega$ a $1\text{M}\Omega$.

Zadanie 10: Wzmacniacze operacyjne - Przetwornik I/U



W układzie jak na rysunku na wejście II WO podaje sygnał prądu stałego o wartości zmieniającej się w zakresie $(0 \div 1,5)$ mA, pochodzący ze źródła o charakterze SPM (siła prądomotoryczna) o rezystancji wewnętrznej $R_i = 10\text{k}\Omega$. Układ ma pełnić rolę przetwornika prądu I_I na wejście U_O . Zakładając idealne parametry WO oraz wartość rezystancji $R = 10\text{k}\Omega$ należy:

1. Określić minimalne wartości napięć zasilających (dodatniego i ujemnego), wymagane, aby układ pracował poprawnie w podanym zakresie wartości prądu I_I
2. Przeanalizować, co należałoby zmienić w tym układzie, aby uzyskać zakres przetwarzanych prądów równy $(-10 \div 10)$ mA.

Rozwiązanie

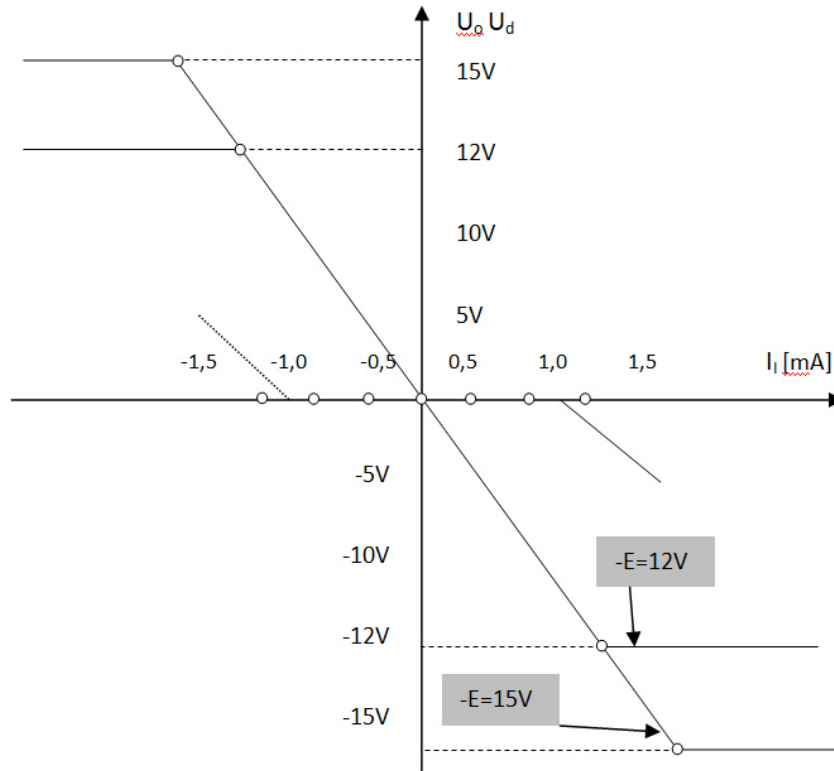
Ad 1. Wzmacniacz pracuje z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, czyli można zakładać, że dla małych sygnałów utrzymuje wejściowe napięcie różnicowe U_d na poziomie zerowym. Źródło sygnału wejściowego pracuje więc w warunkach zwarcia. Napięcie na źródle wynosi zero, przez rezystancję wewnętrzną R_i nie "ucieka" żaden prąd, a więc cały prąd wejściowy I_I płynie przez rezystor sprzężenia zwrotnego R , różna od nieskończonej wartości rezystancja wewnętrzna R_i świadcząca o tym, że źródło prądu wejściowego nie ma charakteru idealnej SPM, nie odgrywa w układzie żadnej roli. Mamy zatem:

$$(1) \quad U_O = -R \cdot I_I$$

Napięcie wyjściowe jest ujemne, proporcjonalne do prądu wejściowego, nie zależy od rezystancji wewnętrznej R_i , a stała przetwarzania (nachylenie charakterystyki statycznej) wynosi $-R$, czyli -10V/mA . Dla maksymalnej wartości prądu równej $1,5$ mA napięcie wyjściowe ma największą wartość ujemną i wynosi -15V , pod warunkiem że pozwala na to napięcie zasilające. Otrzymujemy więc wymaganie, aby $-E = -15\text{V}$. Dodatnie napięcie zasilające może przyjmować wartości znacznie mniejsze, jeśli tylko inne układy nie wymagają, aby było symetryczne względem potencjału masy.

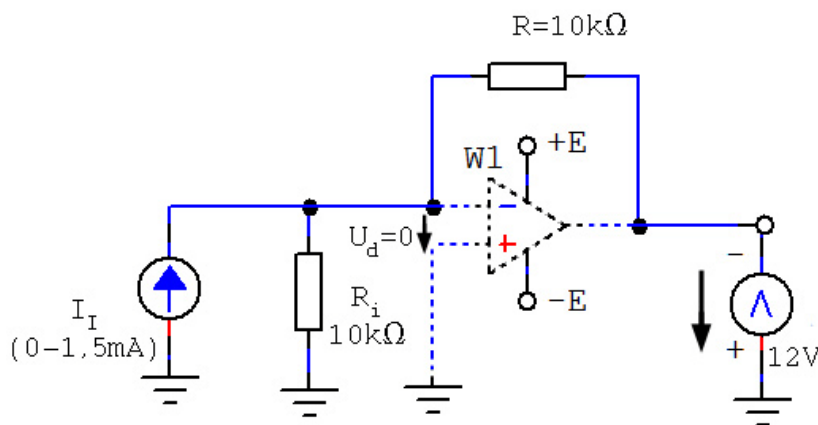
Ad 2. Charakterystyki przetwarzania przedstawiono na *Rys.10*. Dla symetrycznego zasilania $\pm E = \pm 15\text{V}$ w całym zakresie prądów napięcie wyjściowe jest określone zależnością (1) a napięcie U_d jest utrzymywane na poziomie zerowym.

Dla symetrycznego napięcia zasilania $\pm E = \pm 12\text{V}$ układ pracuje poprawnie dla prądów o wartościach do $1,2$ mA. Dla większych prądów sytuacja się komplikuje, gdyż WO nie jest w stanie doprowadzić napięcia U_d do zera. Obliczmy napięcie U_d dla maksymalnego prądu $I_I = 1,5\text{mA}$.



Rys. 10

Wzmacniacz zachowuje się jak SEM o wartości -12V, a układ wygląda jak na rysunku (3).



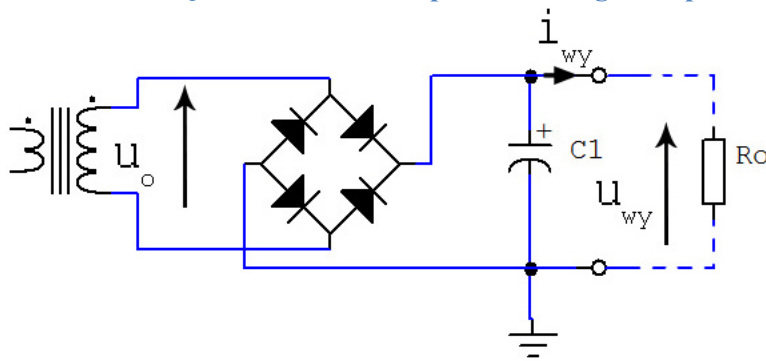
Potencjał wejścia odwracającego U_{II} obliczony zgodnie z zasadą superpozycji jako suma wartości wynikających z dwu wymuszeń (SEM E równej -12V oraz SPM I_I równej 1,5mA) wynosi:

$$U_{II} = -E \frac{R_i}{R+R_i} + I_I \frac{R_i R}{R+R_i} = -12v * \frac{1}{2} + 1,5mA * 5k\Omega = +1,5V$$

Czyli przez rezystancje wewnętrzzną źródła przepływa prąd 0,15mA, tzn. 10% wartości SPM. Napięcie U_d zastrzałkowane jak na rysunku jest więc wtedy ujemne i ma wartość -1,5V.

Ad 3. Aby zakres przetwarzanych prądów wynosił $\pm 10mA$, należy np. zastosować symetryczne zasilanie $\pm 15V$ oraz przyjąć rezystor R w układzie sprzężenia zwrotnego WO równy 1,5k Ω .

Zadanie 11: Projektowanie układu prostowniczego dwupółkowego



Chcemy otrzymać zasilacz prądu stałego o minimalnym napięciu wyjściowym $U_{WY\ min}=30V$ przy prądzie wyjściowym $I_{WY}=1A$, z maksymalnym napięciem tętnień $U_{t\ pp}=3V$

Korzystamy z równania:

$$U_{WY\ min} \approx U_{WY} - 2/3U_{t\ pp} \Rightarrow U_{WY} \approx U_{WY\ min} + 2/3U_{t\ pp} = 32V$$

Obliczamy znamionowa moc transformatora przy założeniu że współczynnik kształtu wynosi $\alpha = 1,5$

$$P_N = \alpha I_{WY}(U_{WY} + 2U_F) = 1,5A(32V + 2V) = 51W$$

Z tablicy dobieramy rdzeń pierścieniowy o średnicy $D=80mm$. Jego współczynnik strat wynosi $s_u=1,15$

Korzystamy ze wzoru na rezystancję wewnętrzną transformatora $r_w=R_N(s_u-1)$, pamiętając, że

$R_N=U_{n\ ef}/ I_{n\ ef}$ oraz $P_N=U_{n\ ef} * I_{n\ ef}$ modyfikując wzór

$$r_w=R_N(s_u-1)=U_{n\ ef}^2/ P_N(s_u-1)=(30V)^2/51W(1,15-1)=2,65\Omega$$

wiemy, że napięcie biegu jałowego wynosi: $U_{WYO} = \sqrt{2}U_{o\ ef} - 2U_F$, ale pamiętając o zależności

$s_u = \frac{U_{o\ ef}}{U_{n\ ef}}$ modyfikujemy wzór na napięcie biegu jałowego i otrzymujemy

$$U_{WYO} = \sqrt{2}U_{n\ ef}s_u - 2U_F, \text{podstawiając do } U_{WY} = U_{WYO} \left(1 - \sqrt{\frac{r_w}{2R_o}}\right) \text{ mamy}$$

$$U_{WY} = (\sqrt{2}U_{n\ ef}s_u - 2U_F) \left(1 - \sqrt{\frac{r_w}{2R_o}}\right) = (\sqrt{2} * 30V * 1,15 - 2 * 1V) \left(1 - \sqrt{\frac{2,65}{2 * 32V/1A}}\right) \approx 37,3V$$

Napięcie jest o ok. 5V za wysokie od wymaganego. Należy zmniejszyć o tą wartość. Obliczamy r_w dla $U_{n\ ef}=25V$ i otrzymujemy $r_w = 1,84\ \Omega$ oraz $I_{n\ ef}=P_N/ U_{n\ ef} \approx 2A$

Korzystamy z tablicy i dobieramy uzwojenia:

$$z_1=2140, \quad d_1=0,30mm$$

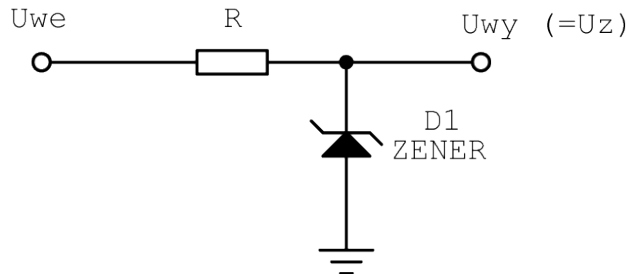
$$z_2=11,25[1/V]*25=281, \quad d_2=0,56[\frac{mm}{\sqrt{A}}]*\sqrt{2[A]} = 0,79mm$$

pojemność kondensatora obliczamy ze wzoru: $U_{tpp} = I_{WY} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{r_w}{2R_o}}\right) / 2Cf$ to pojemność

$$C = \frac{I_{WY}}{2U_{tpp}f} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{r_w}{2R_o}}\right) = \frac{1[A]}{2 \cdot 3[V] \cdot 50[Hz]} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{1,84}{2 \cdot 32[\Omega]}}\right) = 1,96mF = 1960\mu F$$

Zadanie 12: Parametryczny stabilizator napięcia z diodą Zenera

Zaprojektuj stabilizator o napięciu wyjściowym +10V dla prądów wyjściowych od 0 do +100mA; napięcie wejściowe zmienia się od 20 do 25V. W każdych warunkach przez diodę Zenera powinien płynąć prąd o wartości co najmniej 10mA. Jaką moc musi wytrzymać dioda Zenera?



Przyjąć:

- ✓ Minimalne napięcie wejściowe $U_{we\ min}=20V$, maksymalne napięcie wejściowe $U_{we\ max}=25V$
- ✓ Wartość napięcia wyjściowego $U_{wy}=10V$
- ✓ Wartość prądu wyjściowego $I_{wy}=100mA$, prądu diody Zenera $I_Z=10mA$, prądu płynącego przez oporność $I_R=110mA$

Należy obliczyć:

1. Wartość rezystancji R oraz mocy P dla tej oporności dla poszczególnych przypadków.

$$R_{min} = \frac{U_{R\ min}}{I_R} = \frac{10V}{0,11A} \approx 91\Omega \rightarrow P = RI^2 = 91 * 0,0121 = 1,01W$$

$$R_{max} = \frac{U_{R\ max}}{I_R} = \frac{15V}{0,11A} \approx 136\Omega \rightarrow P = RI^2 = 136 * 0,0121 = 1,64W$$

$$P_{Z(1)} = \left[\frac{U_{we\ min} - U_{wy}}{R_{min}} - I_{wy} \right] U_Z = \left[\frac{20 - 10}{91} - 0,10 \right] 10 = -0,098W$$

$$P_{Z(2)} = \left[\frac{U_{we\ min} - U_{wy}}{R_{max}} - I_{wy} \right] U_Z = \left[\frac{20 - 10}{136} - 0,10 \right] 10 = -0,26W$$

$$P_{Z(3)} = \left[\frac{U_{we\ max} - U_{wy}}{R_{min}} - I_{wy} \right] U_Z = \left[\frac{25 - 10}{91} - 0,10 \right] 10 = -0,64W$$

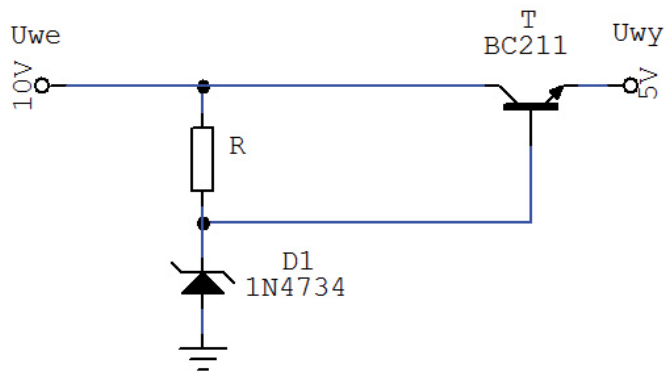
$$P_{Z(4)} = \left[\frac{U_{we\ max} - U_{wy}}{R_{max}} - I_{wy} \right] U_Z = \left[\frac{25 - 10}{136} - 0,10 \right] 10 = -0,1W$$

Ujemny znak ma znaczenie symboliczne (jest podłączona zaporowo - płynie w niej prąd wsteczny).

Możemy stwierdzić, iż przypadek 3-ci jest najbardziej niekorzystny dla diody Zenera, czyli gdy występują $U_{we\ max}$ R_{min} to wydzielana jest największa moc.

Zadanie 13: Szeregowy stabilizator napięcia z tranzystorem npn

Zaprojektuj prosty stabilizator o napięciu wyjściowym +5V oparty na wtórniku emiterowym, którego baza dołączona jest do napięcia odniesienia - Zenera (U_{REF}). Niech układ będzie zasilany z niestabilizowanego napięcia $U_{we}=10V$. Wyznacz parametry elementów.



Możemy stwierdzić, że $U_{WY} = U_{REF} - U_{BE}$ wobec tego aby napięcie na wyjściu było 5V to $U_{REF} = U_{WY} + U_{BE} = 5V + 0,6V = 5,6V$

Natomiast

$$U_{WE} = U_{REF} - U_R \rightarrow U_R = U_{WE} - U_{REF} = 10V - 5,6V = 4,4V$$

Jedynie co nam zostało to obliczyć rezystancję R . Znamy napięcie $U_R = 4,4V$ ale nie znamy prądu bazy tranzystora T . Na potrzeby ćwiczenia umieściłem tranzystor BC211, a potrzebne dane katalogowe tego tranzystora to $I_C = 300mA$ przy $h_{FE} \min = 40$.

$$\text{To w takim razie mamy prąd bazy } I_B = I_C / h_{FE} = 300mA / 40 = 7.5mA$$

$$\text{To } R = U_R / I_B = 4.4V / 7.5mA = 586\Omega$$

$$\text{Moc wydzielana na oporniku } P = U * I = 4,4V * 7.5mA = 0.033W$$