

**OBLICZANIE I USTALANIE PUNKTU PRACY**  
*materiały pomocnicze do zajęć EASY i USE/PROJ, wer. 2.5*  
Poniższy tekst nie może być powielany ani publikowany bez zgody autora

## 1. Wprowadzenie

Tranzystor bipolarny ma, a właściwie **miewa** (przy spełnieniu odpowiednich warunków), właściwości wzmacniające<sup>1</sup>. Co więc trzeba uczynić, żeby zrobić wzmacniacz? Na abstrakcyjno-teoretycznym poziomie można sformułować trzy warunki:

- 1) **Stan aktywny.** Tranzystor musi być w stanie aktywnym: złącze baza-emiter (B-E) wstrzykuje nośniki do obszaru bazy, a kolektor te nośniki "odsysa". To oznacza, że złącze B-E jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia, a złącze kolektorowe wręcz przeciwnie - zaporowo. Tylko w stanie aktywnym tranzystor ma właściwości wzmacniające<sup>2</sup>.
- 2) **Sensowne doprowadzenie sygnałów (poprawny obwód wejściowy i wyjściowy).** Jeśli układ ma być wzmacniaczem, to w jakiś sposób należy zapewnić doprowadzenie do niego sygnału wejściowego oraz dołączenie obciążenia<sup>3</sup>. Nie może to jednak wpływać na polaryzację tranzystora - musi on pozostać w stanie aktywnym tak, jak zaplanowaliśmy. W praktyce ten warunek jest zwykle dość łatwy do spełnienia - sprowadza się to najczęściej do zastosowania dwóch prostych obwodów (wejściowego i wyjściowego) z kondensatorami.
- 3) **Uzyskanie wzmocnienia.** Wzmacniacz, jak sama nazwa wskazuje, ma wzmacniać. Jednak nawet po spełnieniu dwóch pierwszych warunków nie ma gwarancji, że uzyskamy wzmocnienie sygnału. Zależy to bowiem od poprawnego zaprojektowania układu, a także od właściwości źródła sygnału i obciążenia. Jeśli np. źródło sygnału ma bardzo dużą rezystancję wewnętrzną, to w niektórych sytuacjach może się zdarzyć, że nie jesteśmy w stanie uzyskać wzmocnienia pomimo najlepszego z możliwych projektu układu (tzn. wzmocnienie w ogóle można uzyskać, ale należy np. zastosować wzmacniacz rozbudowany, a nie jednostopniowy).

Wszystko to, co wyżej napisano, brzmi bardzo poważnie, ale w praktyce nikt się tak specjalnie tym nie przejmuje, wykonując niejako odruchowo wszystkie potrzebne czynności. Chodziło tylko o to, żeby jakoś uporządkować niektóre kwestie pojęciowe. Może to być potrzebne tym, którzy jeszcze nigdy się z

---

<sup>1</sup>Mówiąc dokładniej, tranzystor w stanie aktywnym staje się **elementem sterowanym** - jedna zmienna ( $U_{BE}$ ) steruje drugą zmienną ( $I_C$ ); czy jednak na pewno uzyskamy rzeczywiste wzmocnienie sygnału ( $k_v > 0$ ) - to zależy od reszty elementów układu.

<sup>2</sup>Istnieje również stan aktywny inwersyjny, w którym role emitera i kolektora są zamienione. W stanie aktywnym inwersyjnym tranzystor również jest elementem sterowanym. Jednak właściwości wzmacniające w tym stanie są wyraźnie słabsze, niż w stanie aktywnym normalnym.

<sup>3</sup>"Obciążenie" to coś, co nie jest fragmentem układu wzmacniacza, tylko np. głośnikiem, słuchawką lub następnym stopniem wzmacniającym.

powyższymi zagadnieniami nie stykali.

## 2. Punkt pracy tranzystora BJT

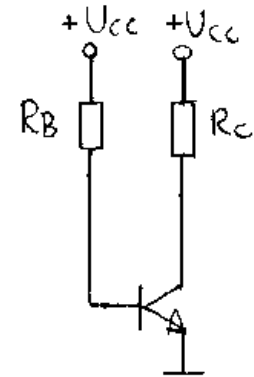
Wyjaśnijmy teraz co to właściwie znaczy **punkt pracy**. Z wielu względów zakładamy nie tylko to, że tranzystor ma być w stanie aktywnym, ale ustalamy też, że w układzie mają płynąć określone prądy i panować określone napięcia. Najczęściej mówi się, że punkt pracy tranzystora jest określony przez prąd kolektora  $I_C$  i napięcie  $U_{CE}$  kolektor - emiter. Świadomy rzeczy projektant po prostu wie, jaki punkt pracy jest mu potrzebny i z rozmysłem ustala wartości prądów oraz potencjały elektrod tranzystora. Warto chyba zaznaczyć, że to ustalanie prądów i potencjałów elektrod nie odbywa się na zasadzie "wszystko naraz", a raczej na zasadzie "jedno wpływa na drugie". Np. ustalenie prądu bazy powoduje, że prąd kolektora przybiera określoną wartość, bo  $I_C = \beta \cdot I_B$ .

Kończąc to teoretyzowanie, pokażmy na przykładzie jak się ustala p. pracy w typowym praktycznym układzie, z którego daje się zrobić wzmacniacz (tzn. do takiego układu można dodać obwody wejścia i wyjścia i wtedy powstaje wzmacniacz).

### 2.1. Układ ze "ustalonym prądem bazy"

Na rys. 1. pokazano jeden z wielu praktycznych układów polaryzacji tranzystora bipolarnego. Sformułowanie "ustalony prąd bazy" jest może trochę na wyrost, ale z praktycznego punktu widzenia można śmiało uznać, że prąd bazy faktycznie jest ustalony.

Ale co go właściwie ustala? Otóż prąd bazy  $I_B$  jest równy prądowi  $I_{RB}$  opornika  $R_B$  (to po prostu ten sam prąd:  $I_B \equiv I_{RB}$ ). No to sprawdźmy, jaka jest wartość tego prądu. Najpierw potrzebujemy określić spadek napięcia  $U_{RB}$  na rezystorze  $R_B$ . To proste: spadek napięcia na  $R_B$  wynosi  $U_{RB} = U_{CC} - U_{BEP}$ . Napięcie zasilania  $U_{CC}$  jest podane (10V), a  $U_{BEP} \approx 0.7V$ . Więc po prostu  $U_{RB} \approx 9.3V$ . No to już możemy określić prąd opornika (prawo Ohma):  $I_{RB} = U_{RB}/R_B$ . Jeśli znamy parametr  $\beta$  użytego tranzystora, to  $I_C = \beta \cdot I_B$  (ostatni wzór jest słuszny, o ile tranzystor nie jest nasycony).



#### 2.1.1 Zadanie typu "projektowanie" układu z rys. 1.

Proces "projektowania" układu sprowadza się do obliczenia rezystancji  $R_B$  i  $R_C$  na podstawie żądanych **wartości prądu kolektora  $I_C$  oraz napięcia  $U_{CE}$** . Do obliczeń potrzebna jest również wartość parametru  $\beta$ .

Założmy przykładowe wartości:  $I_C = 1mA$ ,  $U_{CE} = 6V$ ,  $\beta = 200$ .  $I_C$  jest zadane, więc można obliczyć potrzebny prąd bazy  $I_B$ :  $I_B = I_C/\beta$ , w naszym przykładzie  $I_B = 1mA/200$ ,  $I_B = 5\mu A$ . A więc przez opornik  $R_B$  musi płynąć  $5\mu A$ . Liczymy spadek napięcia na oporniku  $R_B$ :  $U_{RB} = U_{CC} - U_{BEP}$ .

Wartość  $U_{BEP}$  znamy (wprawdzie tylko w przybliżeniu):  $U_{BEP} \approx 0.7V$ . A więc spadek napięcia<sup>4</sup>  $U_{RB} \approx 10V - 0.7V \approx 9.3V$ . To pozwala obliczyć wartość  $R_B$ :  $R_B = U_{RB}/I_B$  czyli  $9.3V/5\mu A$ , więc  $R_B \approx 1.8M\Omega$ .

**Rys. 1.** Układ z "ustalonym" prądem bazy

<sup>4</sup>Błąd wynikający z nieznamości dokładnej wartości  $U_{BEP}$  nie jest duży: to ok.  $100 \div 200mV$  "na tle" ok.  $9V$  (a więc nie więcej niż 2%).

Pozostaje policzyć  $R_C$ . Potencjał kolektora  $U_C$  ( $U_C$  jest tu akurat równe  $U_{CE}$ ) jest zadany (6V) i prąd  $I_C$  też jest zadany (1mA). Spadek napięcia na  $R_C$  jest prostą różnicą potencjałów:  $U_{RC} = U_{CC} - U_C$ , czyli  $10V - 6V = 4V$ . Stąd  $R_C = 4V/1mA = 4k\Omega$ .

### 2.1.2 Zadanie typu "obliczenie p. pracy" (układ z tys. 1.)

Zadanie "odwrotne" do poprzedniego polega na policzeniu punktu pracy ( $I_C$  i  $U_{CE}$ ) na podstawie danych układu. W takim wypadku muszą być znane wartości  $R_B$ ,  $R_C$ ,  $U_{CC}$  oraz  $\beta$ . Przykładowe wartości: niech np.  $R_B = 1M\Omega$ ,  $R_C = 1k\Omega$ ,  $U_{CC} = 20V$ ,  $\beta = 300$ .

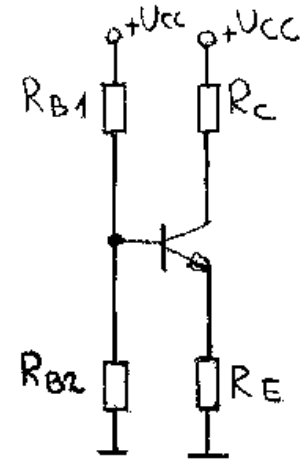
Obliczamy  $I_B$ :  $I_B \approx (U_{CC} - U_{BEP})/R_B \approx (20V - 0.7V)/1M\Omega \approx 20\mu A$ .

Możemy już policzyć  $I_C$ :  $I_C = \beta * I_B \approx 300 * 20\mu A = 6mA$ .

Spadek napięcia  $U_{RC}$  na oporniku  $R_C$ :  $U_{RC} = I_C * R_C = 6mA * 1k\Omega = 6V$ .

Stąd potencjał kolektora  $U_C = U_{CC} - U_{RC} = 20V - 6V = 14V$ .

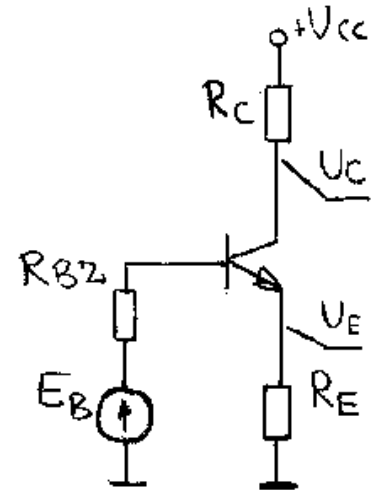
Ostatecznie  $I_C = 6mA$ ,  $U_{CE} = 14V$ .



Rys. 2. Układ "4-opornikowy"

Układ z rys. 1. jest prosty i łatwo się liczy, jednak ma dość poważną wadę praktyczną. Tą wadą jest bezpośrednia zależność p. pracy od parametru  $\beta$ . Trzeba pamiętać, że  $\beta$  ma bardzo duży rozrzut międzyegzemplarzowy. Np. dla tranzystorów BC109 wzmocnienie prądowe  $\beta$  może przyjmować wartości od 110 do 800 (prawie 8-krotna zmiana!). Gdyby w powyżej policzonym przykładzie zmienić tranzystor na taki, który ma akurat  $\beta = 800$ , to prąd kolektora musiałby wzrosnąć 4-krotnie:  $I_C = \beta * I_B = 800 * 5\mu A$ , czyli  $I_C$  musiałby być równy 4mA. Musiałby, ale tej wartości nie osiągnie, gdyż  $U_{RC} = I_C * R_C = 4mA * 4k\Omega = 16V$  byłoby większe od  $U_{CC} = 10V$ . Oznacza to, że tranzystor się nasyci<sup>5</sup>.

Jak widać, w układzie z "ustalonym" prądem bazy możliwa jest nie tylko zmiana punktu pracy z zakładanego na trochę inny, a może nastąpić wejście tranzystora w inny stan pracy (miał być aktywny, a jest nasycony). Ten bezpośredni, silny wpływ parametru  $\beta$  na p. pracy wyklucza w większości przypadków stosowanie układu ze "stałym prądem bazy"; dotyczy to zwłaszcza produkcji seryjnej.



Rys. 3. Zastępcze źródło obwodu bazy układu "4-opornikowego"

**UWAGA FIZYCZNO-FILOZOFICZNA.** Nie można sensownie operować powyższymi przykładami obliczeń nie rozumiejąc jak dany układ działa. Działanie układu nie daje się bowiem sprowadzić do wzorów, między innymi dlatego, że tranzystor w stanie aktywnym jest elementem *unilateralnym*. To mądre słowo oznacza, że wejście wpływa na wyjście, ale

<sup>5</sup>Na oporniku  $R_C$  będzie spadek napięcia ok. 9.8V, a prąd osiągnie wartość maksymalną dla tego układu, równą  $I_{CSAT} = 9.8V/4k\Omega \approx 2.5mA$ .

nie odwrotnie<sup>6</sup>. Unilateralność powoduje, że np. zmiana opornika  $R_C$  może zmienić jedynie potencjał kolektora, ale nie prąd kolektora<sup>7</sup> (chyba, że tranzystor się nasyci). Zmiana  $R_C$  w ogóle nie może zmienić np. prądu bazy, nawet po nasyceniu. Tymczasem wzory tego nie pokazują: równie dobrze można napisać  $I_C = \beta \cdot I_B$ , jak i  $I_B = I_C / \beta$ . Matematycznie oba wzory są poprawne, ale tylko pierwszy z nich pokazuje właściwie "kierunek oddziaływania". Np. rozumowanie "zmniejszą prąd kolektora, to i prąd bazy zmaleje" kryje błąd, jeśli zakłada się, iż można zmniejszyć prąd kolektora inaczej, niż zmniejszając prąd bazy.

## 2.2. "Układ 4-opornikowy"

Bardzo dobre właściwości co do stabilizacji p. pracy ma układ z rys. 2. i dlatego jest chyba najczęściej wykorzystywanym w praktyce układem p. pracy dla tranzystora BJT. Trzeba od razu zaznaczyć, że zasada stabilizacji p. pracy jest tu zupełnie inna, niż dla układu z "ustalonym" prądem bazy z rys. 1. Układ z rys. 2. zwie się czasami "układem ze stałym potencjałem bazy", ale właściwie ważniejsze jest to, że stały (w miarę) jest potencjał emitera, a dzięki temu również stały jest spadek napięcia na oporniku  $R_E$ . Zasadę stabilizacji p. pracy wyjaśnia rys. 3. Dzielnik  $R_{B1}$ - $R_{B2}$  z rys. 2. przedstawiono tu (zgodnie z zasadą Thevenina) jako zastępcze źródło napięciowe  $E_B$  z rezystancją zastępczą  $R_{BZ}$ . Napięcie zastępcze  $E_B$  jest równe  $E_B = U_{CC} \cdot R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ . Rezystancja wyjściowa dzielnika  $R_{BZ}$  jest z kolei równa równoległemu połączeniu  $R_{B1} \parallel R_{B2}$ :  $R_{BZ} = R_{B1} \cdot R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ .

Wyjaśniając zasadę stabilizacji p. pracy założmy, że rezystancja zastępcza  $R_{BZ}$  ma pomijalny wpływ na układ (tzn. nie odkłada się na niej znaczący spadek napięcia)<sup>8</sup>. Innymi słowy na razie zastępujemy oporność  $R_{BZ}$  zwarcie. W takiej sytuacji można łatwo określić napięcie na emiterze:  $U_E = E_B - U_{BE}$ , czyli  $U_E \approx E_B - 0.7V$ . Jeśli np.  $E_B = 4V$ , to  $U_E \approx 4V - 0.7V \approx 3.3V$ . Założmy teraz, że oporność  $R_E = 3.3k\Omega$ . Ponieważ spadek napięcia na  $R_E$  wynosi  $3.3V$ , to przez opornik  $R_E$  płynie prąd  $3.3V / 3.3k\Omega = 1mA$ . Prąd opornika  $R_E$  jest jednocześnie prądem emitera  $I_E$  (to po prostu ten sam prąd). Z kolei prąd kolektora jest z bardzo dobrym przybliżeniem równy prądowi emitera:  $I_C = I_E = 1mA$ . A więc najważniejszy parametr - prąd kolektora - jest ustalony. Pozostało jeszcze określić potencjał kolektora. Przy znajomości prądu  $I_C$  jest to łatwe: na oporniku  $R_C$  odkłada się spadek napięcia  $U_{RC} = I_C \cdot R_C$ . A więc potencjał kolektora  $U_C$  wynosi:  $U_C = U_{CC} - I_C \cdot R_C$ . Jeśli np. napięcie zasilania  $U_{CC}$  jest równe  $20V$ , a  $R_C = 10k\Omega$ , to  $U_C = 20V - 1mA \cdot 10k\Omega = 10V$ . Stąd napięcie kolektor-emiter<sup>9</sup> wynosi  $U_{CE} = U_C - U_E = 10V - 3.3V = 6.7V$ .

Jak widać, głównym "motywy" ustalania p. pracy w układzie z rys. 2. jest spadek napięcia na oporniku  $R_E$ , który to spadek ustala prąd emitera, a przez to określony jest kolektora. Oczywiście rozumowanie powyższe zostało przeprowadzone przy określonych założeniach upraszczających, a przez to daje wynik przybliżony.

---

<sup>6</sup>Istnieje wpływ odwrotny tzn. wyjścia na wejście, ale jest bardzo mały i w ogromnej większości zastosowań - pomijalny. Wpływ wyjścia na wejście staje się odczuwalny praktycznie przy dużych częstotliwościach sygnału.

<sup>7</sup>Jeśli uwzględnić zjawisko Early'ego, to zmiana  $R_C$  w minimalnym stopniu wpłynie jednak na prąd kolektora. Jest to jednak wpływ tak mały, że w większości wypadków trudno do zaobserwowania.

<sup>8</sup>Pominięcie przy projektowaniu wpływu  $R_{BZ}$  chętnie stosuje się w praktyce, świadomie projektując układ tak, aby  $R_{BZ}$  przyjmowało odpowiednio małe wartości. Jednak w niektórych przypadkach nie jest to właściwe rozwiązanie: np. wtedy, gdy potrzebna jest duża rezystancja wejściowa układu.

<sup>9</sup>Najczęściej pod pojęciem "punktu pracy" rozumie się prąd kolektora  $I_C$  oraz napięcie kolektor-emiter  $U_{CE}$ .

## Poczynione przybliżenia

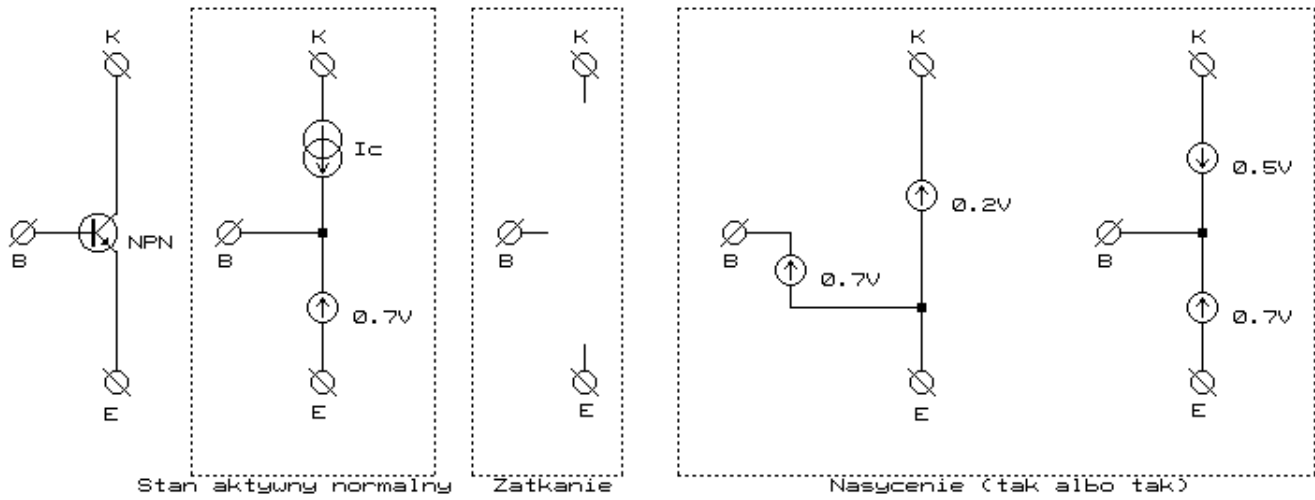
W powyższych obliczeniach przyjęliśmy kilka uproszczeń.

1. Oporności  $R_{BZ}$  nie zawsze można pominąć. Na  $R_{BZ}$  odkłada się spadek napięcia wywołany przepływem prądu bazy:  $U_{RBZ} = I_B \cdot R_{BZ}$ . Prąd bazy jest zwykle mały, jednak bywa, tak, że mały wprawdzie prąd bazy odkłada na dużej rezystancji  $R_{BZ}$  znaczący spadek napięcia.
2. Napięcie przewodzenia  $U_{BEP}$  złącza baza-emiter jest znane jedynie w przybliżeniu. Nieznajomość dokładnej wartości  $U_{BEP}$  może mniej lub bardziej wpłynąć na ustalenie prądu emitera. Na szczęście w większości przypadków można łatwo zminimalizować ten wpływ. Typowo przyjmujemy, że  $U_{BEP}$  może zawierać się w przedziale  $0.6 \div 0.7V$ , a więc może być inne od założonego o ok.  $100mV$ . A więc potencjał  $U_E$  też być inny o maks.  $100mV$ . Jeśli jednak spadek napięcia  $U_{RE}$  na oporniku  $R_E$  jest równy np.  $2V$  (w powyższym przykładzie było więcej:  $U_{RE} = 3.3V$ ), to błąd popełniany z powodu nieznajomości  $U_{BEP}$  jest rzędu  $5\%$ . A  $5\%$  to rozrzut typowego opornika (szereg E24). W praktyce najczęściej wystarcza dokładność p. pracy uzyskiwana przy  $U_{RE}$  rzędu  $1V$  lub więcej. Większe wartości  $U_{RE}$  siłą rzeczy poprawiają dokładność ustalenia p. pracy, jednak zwiększanie wartości  $U_{RE}$  powyżej kilku woltów nie daje już raczej żadnych obserwowalnych korzyści.
3. Prąd kolektora nie jest dokładnie równy prądowi emitera. To najmniej "szkodliwe" przybliżenie. Przy  $\beta \approx 100$  błąd z tego wynikający jest rzędu  $1\%$ , a więc pomijalny. Dla  $\beta$  o większej wartości błąd jest jeszcze mniejszy.
4. Nie uwzględniliśmy efektu Early'ego (efekt modulacji szerokości bazy). Efekt ten powoduje, że prąd kolektora zależy nie tylko od  $U_{BE}$  (lub od  $I_B$ , w zależności od ujęcia), ale nieznacznie zależy także od  $U_{CE}$  ( $I_C$  zwiększa się ze wzrostem  $U_{CE}$ ). Jednak w praktyce ten efekt rzadko powoduje mierzalne efekty i dlatego w znacznej większości wypadków można (a nawet należy) pominąć efekt Early'ego.

## UWAGI DODATKOWE

1. Katalogi podają najczęściej parametry tranzystora dla określonego p. pracy - typowo to  $I_C=2mA$ ,  $U_{CE}=5V$ . Nie oznacza to wcale, że w sytuacjach, kiedy mamy zaprojektować układ i ustalić jakiś p. pracy, to należy przyjmować właśnie te wartości. Niektóre zadania (zarówno praktyczne jak i teoretyczne) nie dają się wręcz rozwiązać przy "2mA, 5V". Np. często chcemy uzyskać możliwie dużą amplitudę sygnału wyjściowego. Mamy np. do dyspozycji napięcie zasilania  $30V$  i moglibyśmy uzyskiwać amplitudy bliskie właśnie  $30V$ , jednak przyjęcie  $U_{CE}=5V$  absurdalnie sprawia, że maks. amplituda nieznkształconego sygnału będzie równa zaledwie  $5V$ .
2. W niektórych zadaniach i ćwiczeniach laboratoryjnych wychodzi, że z określonych powodów potencjał bazy powinien być zbliżony do  $0V$ . Takie założenie może oczywiście wystąpić w określonej sytuacji, ale absolutnie nie jest normą postępowania w projektowaniu p. pracy!
3. Dwubiegunowe zasilanie. Dwa napięcia zasilania - dodatnie i ujemne, takie, jak dostępne w laboratorium ( $+15V$  i  $-15V$ ), jest swojego rodzaju "standardem" zasilania układów analogowych. Warto jednak zwrócić uwagę, że do zasilania układów z rys. 1. i 2. podwójne zasilanie nie "przydaje się", właściwie mogłoby to być jedno zasilanie  $+30V$ . Jednak często mamy do dyspozycji właśnie takie dwubiegunowe zasilanie i trzeba umieć sobie z tym radzić. Nie warto więc zamieniać podczas projektowania podwójnego zasilania  $\pm 15V$  na pojedyncze  $+30V$ , bo w praktycznych układach (a zwłaszcza

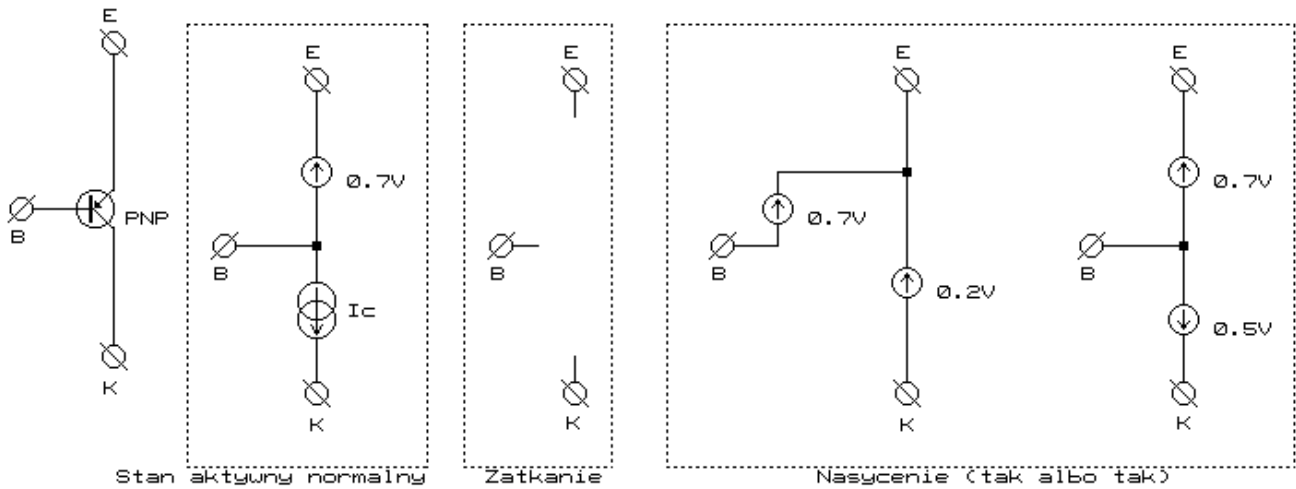
na laboratorium) i tak pojawiają się potencjały zarówno dodatnie jak i ujemne.



Rys. 4. Modele tranzystora NPN do ręcznych obliczeń p. pracy

### MODELE DO RĘCZNYCH OBLICZEŃ P. PRACY

Do ręcznych obliczeń stosuje się maksymalnie uproszczone modele tranzystorów bipolarnych, które przedstawiono na rys. 4. i rys. 5. (odpowiednio tranzystor NPN i tranzystor PNP).



Rys. 5. Modele tranzystora PNP do ręcznych obliczeń p. pracy

### 3. PRZYKŁADOWE ZADANIA

#### Zadanie 1.

Obliczyć p. pracy układu z rys. 2. przy następujących danych:  $U_{CC}=25V$ ,  $R_{B1}=10k\Omega$ ,  $R_{B2}=3k\Omega$ ,  $R_C=6.8k\Omega$ ,  $R_E=2.2k\Omega$ ,  $\beta_0=250$ .

Zakładamy na początku mały wpływ oporności zastępczej  $R_{BZ}$ . Liczymy napięcie zastępcze  $E_B$ :  $E_B = 25V \cdot 3k / (10k + 3k) = 5.76V \approx 5.7V$ . Potencjał emitera:  $U_E \approx 5.7V - 0.7V \approx 5V$ . Prąd opornika  $R_E$  i jednocześnie prąd emitera/kolektora:  $I_E = 5V / 2.2k \approx 2.3mA$ .

Teraz sprawdzamy założenie o małym wpływie  $R_{BZ}$ :

$R_{BZ} = 10k || 3k = 2.3k\Omega$ . Prąd bazy  $I_B = 2.3mA / 250 = 9.2\mu A$ . A więc  $U_{RBZ} = 2.3k \cdot 9.2\mu A = 21mV$ . To dużo mniej niż błąd nieznanności  $U_{BEP}$  (ok. 100mV), więc wpływ  $I_B$  pominać.

Wracamy do p. pracy: prąd  $I_C$  już jest znany, pozostaje wyznaczyć potencjał kolektora i ew.  $U_{CE}$ . Spadek napięcia na  $R_C$ :  $U_{RC} = I_C \cdot R_C = 2.3mA \cdot 6.8k = 15.6V$ . A więc  $U_C = U_{CC} - U_{RC} = 25V - 15.6V = 9.4V$ . Czyli  $U_{CE} = U_C - U_E = 9.4V - 5V = 4.4V$ .

**Ostatecznie:**  $I_C=2.3mA$ ,  $U_{CE}=4.4V$ .

#### Zadanie 2.

Zaprojektować układ z tranzystorem BJT spełniający zadany p. pracy:  $I_C = 3.3mA$ ,  $U_{CE} = 7.5V$ . Parametr  $\beta_0$  dostępnego tranzystora zawiera się w przedziale 100÷200A/A (rozrzut), dostępne napięcie zasilania  $U_{CC} = 20V$ .

Ponieważ  $\beta$  jest z rozrzutem, to nie można skorzystać z układu "dwuopornikowego" (rys. 1). Z  $\beta$  dwa razy większą wyszedłby 2x większy prąd kolektora. Należy zastosować układ z rys. 2., gdyż można go zaprojektować tak, aby był odporny na rozrzut  $\beta$ .

Warto rozumieć, że tak postawione zadanie ma nieskończoną liczbę rozwiązań i jest to sytuacja normalna. Należy umieć jedynie wybrać te parametry układu, które można przyjąć *a priori* - np. napięcie na  $R_E$ : w tym właśnie wypadku najlepiej założyć określoną wartość  $U_{RE}$ .

Założmy więc, że  $U_{RE}$  ma być równe 2V. Stąd od razu wynika wartość  $R_E$ :  $R_E = 2V / 3.3mA = 600\Omega$ .

Potencjał bazy powinien być większy od  $U_E$  o  $U_{BEP} \approx 0.7V$ , więc  $U_B \approx 2.7V$ .

**Obwód bazy.** Prąd kolektora  $I_C$  ma być równy 3.3mA, co przy najgorszej  $\beta$  daje  $I_{BMAX} = 3.3mA / 100 = 33\mu A$ . Możemy założyć, że jeśli na zastępczej oporności  $R_{BZ}$  ( $R_{BZ}$  to równoległe połączenie  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$ ) odłoży się napięcie nie większe niż np.  $U_{RBZ} = 50mV$ , to wpływ  $R_{BZ}$  jest pomijalny. Wypadkowa rezystancja  $R_{BZ}$  jest mniejsza od każdej z osobna "oporności" "składowych" (czyli  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$ ), a więc prawidłowe będzie założenie, że gdyby prąd bazy płynął tylko przez  $R_{B2}$ , to nie powinien odłożyć na tej oporności więcej, niż wyżej przyjęte 50mV. Z tego wynika maks. oporność  $R_{B2}$ :  $R_{B2} = U_{RBZ} / I_{BMAX} = 50mV / 33\mu A = 1500\Omega$  (Uwaga: nie należy mylić prądu bazy z prądem dzielnika  $R_{B1}$ - $R_{B2}$ ). Z dzielnika  $R_{B1}$ - $R_{B2}$ : na  $R_{B2}$  musi odkładać się wyżej policzone napięcie  $U_B = 2.7V$ , więc prąd dzielnika  $I_{DR}$  wynosi (z oczywistym przy takich założeniach pominięciem prądu bazy)  $I_{DR} = 2.7V / 1500\Omega = 1.8mA$ . Stąd wartość  $R_{B1} = (U_{CC} - U_B) / I_{DR} = (20V - 2.7V) / 1.8mA = 9.6k\Omega$ .

**Obwód kolektora.** Potencjał emitera jest znany:  $U_E$  przyjęliśmy  $U_E = 2V$ . Jeśli  $U_{CE}$  ma być 7.5V, to  $U_C = 2V + 7.5V = 9.5V$ . Prąd  $I_C$  jest równy  $I_E$ , więc  $R_C = (U_{CC} - U_C) / I_E = (20V - 9.5V) / 3.3mA = 3.2k\Omega$ .

**Ostatecznie:**  $R_{B1}=9.6k\Omega$ ,  $R_{B2}=1.5k\Omega$ ,  $R_E=600\Omega$ ,  $R_C=3.2k\Omega$ .

### Zadanie 3.

Obliczyć p. pracy układu z rys. 2. przy następujących danych:  $U_{CC}=+18V$ ,  $R_{B1}=1M\Omega$ ,  $R_{B2}=100k\Omega$ ,  $R_C=10k\Omega$ ,  $R_E=1k\Omega$ ,  $\beta=100$ .

Zaczynamy od obliczenia zastępczego obwodu bazy ( $E_B$ ,  $R_{BZ}$  z rys. 3.):  $E_B = U_{CC} * R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 18V * 100k\Omega / (1M\Omega + 100k\Omega) = 1.6V$ . Oporność zastępcza  $R_{BZ} = R_{B1} || R_{B2} = 1M\Omega || 100k\Omega = 91k\Omega$ . Załóżmy na chwilę, że prąd bazy nie odkłada znaczącego spadku napięcia na  $R_{BZ}$ . W takim razie potencjał emitera  $U_E$  byłby bliski  $U_E \approx 1V$ , stąd  $I_E$  byłby bliski  $1mA$ . Prąd bazy z kolei byłby bliski wartości  $I_E/\beta$ , więc  $I_B \approx 10\mu A$ . A więc spadek napięcia na  $R_{BZ}$  wyniósłby  $10\mu A * 91k\Omega = 0.91V$ . To duży spadek napięcia: pominięcie wpływu prądu bazy prowadziłoby do dużych błędów w obliczeniach. Należy więc niestety przeprowadzić rachunek dokładny, licząc oczko obwodu baza-emiter:

$$E_B - I_B * R_{BZ} - 0.7V - I_E * R_E = 0.$$

W powyższym równaniu są dwie niewiadome:  $I_B$  oraz  $I_E$ . Na szczęście obie te niewiadome są związane prostą zależnością, bo np.  $I_B \approx I_E/\beta$ . A więc równanie oczka można zapisać w następujący sposób:

$$E_B - (I_E/\beta) * R_{BZ} - 0.7V - I_E * R_E = 0.$$

Podstawiając wartości liczbowe:

$$1.6V - (I_E/100) * 91k\Omega - 0.7V - I_E * 1k\Omega = 0,$$

Stąd  $I_E = 0.47mA = I_C$ . Pozostaje obliczyć spadek napięcia na  $R_C$ :  $U_{RC} = I_C * R_C = 0.47mA * 10k\Omega = 4.7V$ , czyli  $U_C = U_{CC} - U_{RC} = 18V - 4.7V = 13.3V$ . Stąd  $U_{CE} = U_C - U_E = 13.3V - 0.47V = 12.8V$ .

**Ostatecznie:**  $I_C = 0.47mA$ ,  $U_{CE} = 12.8V$ .

### Zadanie 4.

Dany jest układ z niezależnym napięciem zasilania obwodu bazy - schemat jak na rys. 3. ( $E_B$  z rys. 3. należy zatem w tym wypadku rozumieć jako zwyczajne źródło napięciowe o rezystancji wewnętrznej równej  $R_{BZ}$ ). Obliczyć p. pracy tego układu przy następujących danych:  $U_{CC}=22V$ ,  $R_C=2k$ ,  $R_E=1k$ ,  $E_B=3.7V$ ,  $R_{BZ}=100\Omega$ .

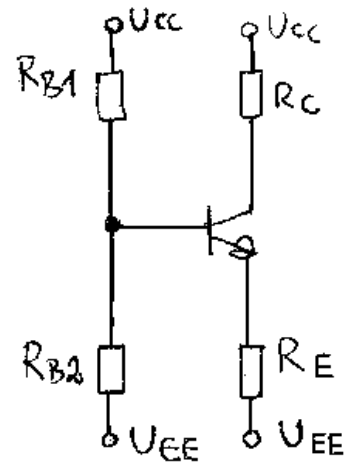
Od razu widać, że  $R_{BZ}$  ma tak małą wartość, że można zaniedbać spadek napięcia  $I_B * R_{BZ}$ . A więc: potencjał emitera  $U_E = 3.7V - 0.7V = 3V$ , prąd emitera wynosi  $I_E = U_E/R_E = 3V/1k = 3mA$ , więc  $I_C = 3mA$ , potencjał kolektora  $U_C = 22V - I_C * R_C = 22V - 3mA * 2k = 16V$ ,  $U_{CE} = U_C - U_E = 16V - 3V = 13V$ .

**Ostatecznie:**  $I_C = 3mA$ ,  $U_{CE} = 13V$ .

### Zadanie 5.

W układzie z rys. 3. należy zaprojektować następujący p. pracy:  $I_C = 2.5mA$ ,  $U_{CE} = 4V$ . Napięcie zasilania  $U_{CC} = 16V$ ,  $\beta = 250$ , napięcie  $E_B$  można regulować w zakresie  $0V \div U_{CC}$ . Warunek dodatkowy:  $R_{BZ}$  musi być nie mniejsze niż  $100k\Omega$ .

Przy założonym prądzie emitera  $2.5mA$  i  $\beta = 250$  prąd bazy  $I_B$  wyjdzie:  $I_B = 2.5mA/250 = 10\mu A$ . Jeśli przyjmiemy  $R_{BZ}$  równe  $100k\Omega$  (spełnienie warunku zadania) to spadek napięcia  $U_{RBZ} = 10\mu A * 100k\Omega = 1V$ . To dużo - nie można tego zaniedbać. Jednak jak widać, spadek napięcia  $U_{RBZ}$  jest znany (to właśnie policzone  $U_{RBZ} = 1V$ ), więc należy po prostu go uwzględnić w obliczeniach. Przyjmijmy na początek spadek napięcia na  $R_E$  równy  $2V$ . To oznacza, że na bazie musi być  $2.7V$ . Na  $R_{BZ}$  będzie policzony już spadek  $U_{RBZ} = 1V$ , więc  $E_B$  musi być równe  $2.7V + 1V =$



**Rys. 6.** Układ "4-opornikowy" z dwubiegunowym zasilaniem



3.7V.

Wartość  $R_E$  wynika z przyjętego  $U_{RE}$  i prądu  $I_C$ :  $R_E = 2V/2.5k = 0.8k\Omega$ .

Potencjał kolektora  $U_C$  wynika z przyjętego potencjału  $U_E$  i wymaganego  $U_{CE}$ :  $U_C = U_E + U_{CE} = 2V + 4V = 6V$ . Stąd spadek napięcia na  $R_C$ :  $U_{CC} - U_C = 16V - 6V = 10V$ . Stąd wynika  $R_C = 10V/2.5mA = 4k\Omega$ .

**Ostatecznie:**  $R_{BZ} = 100k\Omega$  (z wymagań zadania),  $E_B = 3.7V$ ,  $R_E = 0.8k\Omega$ ,  $R_C = 4k\Omega$ .

### Zadanie 6.

Treść zadania podobnie jak w zad. 5, ale układ z rys.2. Warunek na  $R_{BZ} \geq 100k\Omega$  w takim razie oznacza, że równoległe połączenie  $R_{B1} \parallel R_{B2}$  nie może mieć mniejszej wartości od  $100k\Omega$ . *De facto* mamy już policzone  $R_E$  i  $R_C$ . Natomiast wartości  $E_B$  i  $R_{BZ}$  z poprzedniego zadania (3.7V i  $100k\Omega$ ) należy "zamienić" na  $R_{B1}$  i  $R_{B2}$ . Mamy dwa równania:

$$(1) E_B = U_{CC} * R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2}) = 3.7V,$$

$$(2) R_{B1} \parallel R_{B2} = 100k\Omega.$$

Z równania (1) łatwo wyznaczyć stosunek oporności  $R_{B1}/R_{B2}$ :  $R_{B1}/R_{B2} = (U_{CC}/E_B) - 1$ , więc  $R_{B1}/R_{B2} = 3.32$ , i np.  $R_{B1} = 3.32 * R_{B2}$ . Tak zapisane  $R_{B1}$  wstawiamy do równania (2) i otrzymujemy

$$(3.32 * R_{B2} * R_{B2}) / (3.32 * R_{B2} + R_{B2}) = 100k\Omega,$$

a więc  $R_{B2} = 130k\Omega$ . Stąd  $R_{B1} = 3.32 * R_{B2} = 430k\Omega$ .

**Ostatecznie:**  $R_{B1} = 430k\Omega$ ,  $R_{B2} = 130k\Omega$ ,  $R_C = 4k\Omega$ ,  $R_E = 0.8k\Omega$

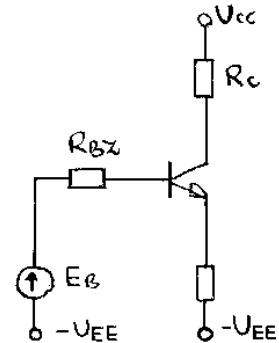
### Zadanie 7.

Obliczyć p. pracy układu z rys. 6. o następujących danych:  $U_{CC} = +10V$ ,  $U_{EE} = -10V$ ,  $R_{B1} = 100k\Omega$ ,  $R_{B2} = 10k\Omega$ ,  $R_C = 2k\Omega$ ,  $R_E = 1k\Omega$ ,  $\beta = 300$ .

Zaczynamy od zamiany dzielnika obwodu bazy na postać zastępczą ( $E_B$ ,  $R_{BZ}$ ). Zastępcze źródło  $E_B$  można "umieścić" w układzie na dwa sposoby: jako podłączone "dolnym" zaciskiem do masy (podobnie jak na rys. 3.) lub do ujemnego zasilania - czyli do  $U_{EE}$  (rys. 4.b). W większości wypadków wygodniej się liczy przy podłączeniu  $E_B$  do  $U_{EE}$ . Przy takim założeniu napięcie  $E_B$  wynosi:  $E_B = (U_{CC} - U_{EE}) * R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ , czyli  $(10V - (-10V)) * 10k\Omega / (100k\Omega + 10k\Omega) = 20V * 10k\Omega / 110k\Omega$ , a więc  $E_B = 1.8V$ . Koniecznie trzeba zauważyć, że przy przyjętym sposobie dołączenia  $E_B$  potencjał bazy  $U_B$  ma inną wartość niż  $E_B$ :  $U_B = U_{EE} + E_B = -10V + 1.8V = -8.2V$  (przy założeniu, że na  $R_{BZ}$  nie odkłada się żaden spadek napięcia).

Oporność zastępcza  $R_{BZ} = R_{B1} \parallel R_{B2} = 9.1k\Omega$ . Załóżmy najpierw, że prąd bazy nie odkłada znaczącego spadku napięcia na  $R_{BZ}$ . Wtedy spadek napięcia  $U_{RE}$  na oporniku  $R_E$  wynosi:  $U_{RE} = E_B - 0.7V = 1.8V - 0.7V = 1.1V$ . (UWAGA! potencjał emitera wynosi zatem:  $U_E = -8.9V$ ). A więc prąd emitera  $I_E = U_{RE} / R_E = 1.1V / 1k\Omega = 1.1mA$ . Możemy więc policzyć prąd bazy:  $I_B \approx I_E / \beta = 1.1mA / 300 = 3.7\mu A$ . Prąd  $I_B$  o takiej wartości odkłada na  $R_{BZ}$  spadek napięcia  $U_{RBZ} = 3.7\mu A * 9.1k\Omega = 34mV$ . Niewątpliwie wpływ tak małego spadku na  $R_{BZ}$  nie jest znaczący, nie trzeba więc korygować obliczeń. Prąd kolektora  $I_C$  (równy  $I_E$ ) odkłada na  $R_C$  spadek napięcia  $U_{RC} = I_C * R_C = 1.1mA * 2k\Omega = 2.2V$ . Stąd potencjał kolektora  $U_C = U_{CC} - U_{RC} = 10V - 2.2V = 7.8V$ . Pozostaje policzyć  $U_{CE}$ :  $U_{CE} = U_C - U_E = 7.8V - (-8.9V) = 16.7V$ .

**Ostatecznie:**  $U_B = -8.2V$ ,  $U_E = -8.9V$ ,  $U_C = 7.8V$ ,  $I_C = 1.1mA$ ,  $U_{CE} = 16.7V$ .



**Rys. 7.** Układ ze źródłem zastępczym obwodu bazy

### Zadanie 8.

Obliczyć p. pracy układu z tranzystorem PNP (rys.8) przy następujących danych:  $U_{CC}=+16V$ ,  $R_{B1}=100k\Omega$ ,  $R_{B2}=12k\Omega$ ,  $R_C=6.8k\Omega$ ,  $R_E=2k\Omega$ ,  $\beta=200$ .

W układach z tranzystorami PNP należy pamiętać o tym, że napięcia są skierowane przeciwnie, niż w tranzystorze NPN. Np. potencjał  $U_E$  jest wyższy niż  $U_B$  o 0.7V. Przy polaryzacji normalnej aktywnej potencjał kolektora powinien być niższy od potencjału bazy. Prądy elektrod płyną w przeciwną stronę: z bazy prąd wypływa, z kolektora również wypływa, natomiast do emitera wpływa. Poza tym reguły postępowania są takie same. Obliczamy  $E_B$  (należy najpierw zdecydować się na sposób umieszczenia  $E_B$  w układzie - np. można założyć, że "dolny" zacisk źródła jest podłączony do masy):

$$E_B = U_{CC} * R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2}) = 16V * 100k\Omega / (100k\Omega + 12k\Omega) = 14.3V.$$

Rezystancja zastępcza obwodu bazy:  $R_{BZ} = R_{B1} || R_{B2} = 10.7k\Omega$ .

Potencjał emitera  $U_E$  (przy założeniu zanedbywalnego spadku napięcia  $I_B * R_{BZ}$ ) wynosi zatem:  $U_E = E_B + 0.7V = 14.3V + 0.7V = 15V$ . Prąd emitera:  $I_E = (U_{CC} - U_E) / R_E = (16V - 15V) / 2k\Omega = 0.5mA$ . Można już zatem sprawdzić spadek napięcia  $I_B * R_{BZ}$ :  $I_B * R_{BZ} = (0.5mA / 200) * 10.7k\Omega = 27mV$ . Zatem założenie o pominięciu wpływu  $I_B$  było słuszne<sup>10</sup>.

Spadek napięcia na oporniku kolektorowym  $R_C$ :  $U_{RC} = I_C * R_C = 0.5mA * 6.8k\Omega = 3.4V$ . A więc potencjał kolektora  $U_C$  wynosi 3.4V. Stąd  $U_{CE} = U_C - U_E = 3.4V - 15V = -11.6V$  (z formalnego punktu widzenia napięcie  $U_{CE}$  tranzystora PNP jest ujemne).

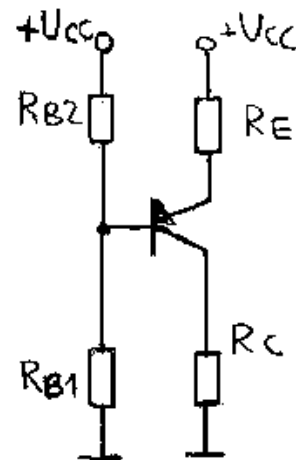
**Ostatecznie:**  $I_C = 0.5mA$ ,  $U_{CE} = -11.6V$ .

### Zadanie 9.

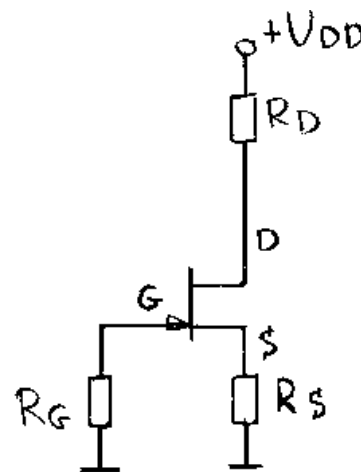
Obliczyć p. pracy układu z N-kanalowym tranzystorem JFET (rys. 9.) przy następujących danych:  $U_{DD}=20V$ ,  $R_D=3k\Omega$ ,  $R_S=470\Omega$ ,  $R_G=470k\Omega$ ,  $I_{DSS}=8mA$ ,  $U_T=-3V$ .

Parametry katalogowe (tzn. podawane w katalogach producentów) tranzystora JFET to  $I_{DSS}$  oraz  $U_T$ . Na ich podstawie można obliczyć parametr  $\beta$ :  $\beta = I_{DSS} / (U_T)^2 = 8mA / (3V)^2 = 0.89mA/V^2$ . Na początku założymy, że tranzystor jest w zakresie pentodowym, a więc obowiązuje równanie na prąd drenu  $I_D = \beta (U_{GS} - U_T)^2$  (jest to postać uproszczona tego równania - z pominięciem upływności dren-źródło).

W tranzystorze FET prąd drenu i prąd źródła są dokładnie sobie równe<sup>11</sup>, więc przez opornik  $R_S$  płynie prąd  $I_D$  odkładając na  $R_S$  określony spadek napięcia. A więc potencjał źródła wynosi:  $U_S = I_D * R_S$ . Z kolei



Rys. 8. Układ "4-opornikowy" z tranzystorem PNP



Rys. 9. Układ p. pracy dla tranzystora JFET

<sup>10</sup>Należy jednak pamiętać, że prąd z bazy tranzystora PNP **wypływa**, przeciwnie niż w tranzystorze NPN, więc jeśli prąd ten odkłada znaczący spadek napięcia na  $R_{BZ}$ , to potencjał bazy jest wyższy od zakładanego.

<sup>11</sup>Poza sytuacją nadzwyczajną, kiedy złącze bramki jest otwarte.

potencjał bramki jest równy zero, gdyż prąd bramki jest bardzo mały (rzędu nanoamperów) i nawet na megaomowych rezystancjach  $R_G$  nie odkłada znaczącego spadku napięcia. A więc napięcie  $U_{GS} = U_G - U_S = 0V - I_D * R_S$ . Zależność  $U_{GS} = -I_D * R_S$  pozwala zapisać równanie kwadratowe z jedną niewiadomą np. z  $U_{GS}$ . Zmienną  $I_D$  należy więc zastąpić wyrażeniem:  $I_D = -U_{GS}/R_S$  i w takiej postaci wstawić do równania stanu pentodowego:

$$-(U_{GS}/R_S) = \beta(U_{GS} - U_T)^2.$$

przekształcając powyższe do klasycznej postaci trójmianu kwadratowego otrzymujemy:

$$0 = \beta(U_{GS})^2 + U_{GS}(1/R_S - 2*\beta*U_T) + (U_T)^2*\beta$$

Po podstawieniu wartości liczbowych i rozwiązaniu równania kwadratowego otrzymujemy dwie wartości  $U_{GS}$  ( $x_1$  i  $x_2$  równania kwadratowego):  $U_{GS1} = -7.13V$ ,  $U_{GS2} = -1.26V$

Tylko jedna z tych wartości jest sensowna fizycznie:  $U_{GS} = -1.26V$  (druga wartość jest mniejsza od  $U_T$ , więc prąd  $I_D$  musiałby być równy zero). Znamy więc potencjał źródła: jest on dodatni i wynosi  $U_S = +1.26V$ . Stąd  $I_D = \beta(U_{GS} - U_T)^2 = 0.89 * (-1.26V - (-3V))^2 = 2.68mA$ . Prąd drenu odkłada na oporności  $R_D$  spadek napięcia  $I_D * R_D = 2.68mA * 3k\Omega = 8V$ . Stąd potencjał drenu:  $U_D = 20V - 8V = 12V$ . Napięcie  $U_{DS}$  wynosi więc  $12V - 1.26V = 10.7V$ .

Należy jeszcze sprawdzić, czy tranzystor rzeczywiście pracuje w zakresie pentodowym, tzn. czy spełnione są warunki:  $U_{GS} \geq U_T$  i  $U_{DS} \geq U_{GS} - U_T$ . Z całą pewnością pierwsza nierówność jest spełniona:  $-1.26V > -3V$ . Druga nierówność  $10.7V > -1.26V - (-3V)$  również jest spełniona, a więc tranzystor pracuje w zakresie pentodowym.

**Ostatecznie:**  $I_D = 2.68mA$ ,  $U_{DS} = 10.7V$ .