



Politechnika Wroclawska

Wydział Elektroniki Mikrosystemów i Fotoniki

Laboratorium układów elektronicznych

Ćwiczenie numer 1

Zasilanie i stabilizacja punktu pracy tranzystorów bipolarnych i unipolarnych

Zagadnienia do przygotowania

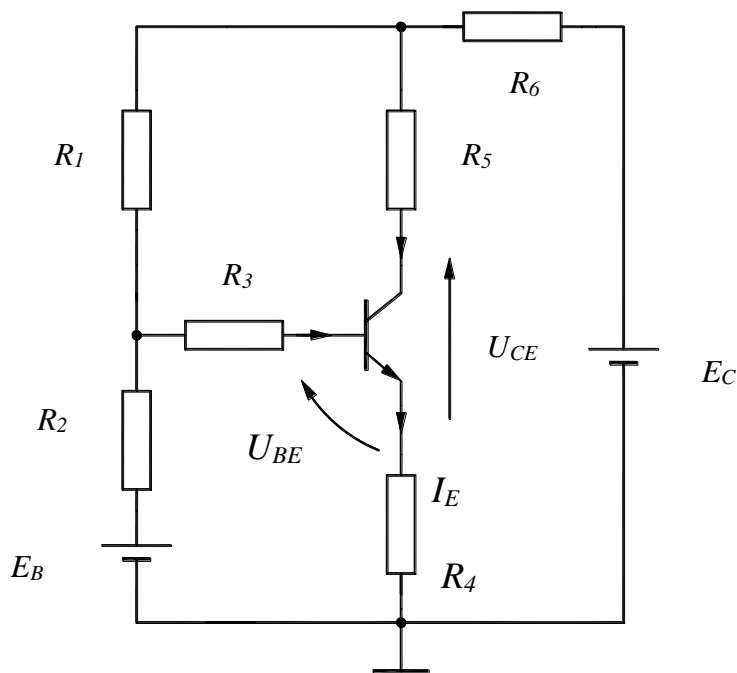
- Układy zasilania tranzystorów bipolarnych
- Wpływ temperatury na podstawowe parametry tranzystora bipolarnego
- Współczynniki stabilizacji prądu kolektora
- Układ lustra prądowego
- Zasilanie tranzystorów unipolarnych
- Zasilanie dwubramkowych tranzystorów MOSFET

Literatura

- [1]. Guziński A., Liniowe elektroniczne układy analogowe, WNT, Warszawa 1993.
- [2]. Kuta S., Elementy i układy elektroniczne, cz.I. AGH UWND, Kraków 2000.
- [3]. Nosal Z., Baranowski J., Układy elektroniczne cz.I. Układy analogowe liniowe. WNT, Warszawa 1998.

1. Układy zasilania tranzystorów bipolarnych

Ogólny układ zasilania tranzystora bipolarnego $n-p-n$ pokazano na rys. 1, a jego równoważny schemat zastępczy dla prądu stałego na rys. 2. Wartości rezystorów i napięć zasilających dwubateryjny układ zastępczy z rys. 2 określają poniższe wzory:



Rys.1. Schemat ogólnego układu zasilania tranzystora bipolarnego $n-p-n$

$$R_B = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 + R_6} \quad 1.1$$

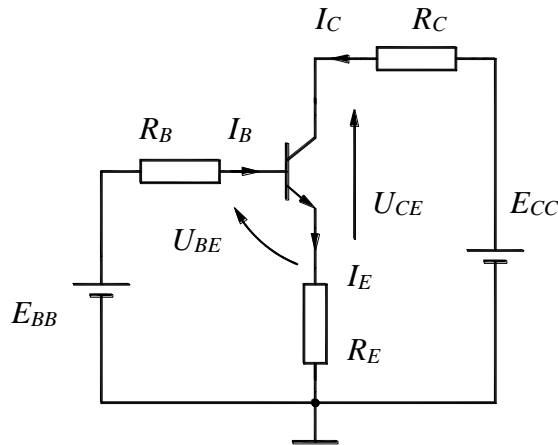
$$R_E = R_4 + \frac{R_2 R_6}{R_1 + R_2 + R_6} \quad 1.2$$

$$R_C = R_5 + \frac{R_1 R_6}{R_1 + R_2 + R_6} \quad 1.3$$

$$E_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_6} E_C + \frac{R_1 + R_6}{R_1 + R_2 + R_6} E_B \quad 1.4$$

$$E_{CC} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_6} E_C + \frac{R_6}{R_1 + R_2 + R_6} E_B \quad 1.5$$

Znając wartości elementów dwubateryjnego układu zastępczego z rys. 2, prąd kolektora I_C można obliczyć ze wzoru (1.6),



Rys. 2. Dwubateryjny układ zasilania tranzystora bipolarnego

$$I_C = \frac{\beta_0(E_{BB} - U_{BE}) + (\beta_0 + 1)(R_B + R_E)I_{CB0}}{R_B + (\beta_0 + 1)R_E} \quad 1.6$$

gdzie: β_0 - stałoprądowy współczynnik wzmacnienia prądowego,

I_{CB0} - prąd zerowy tranzystora gdy $I_E = 0$ (w tranzystorach germanowych jest to prąd nasycenia I_S złącza baza-kolektor, a w tranzystorach krzemowych jest to prąd generacji termicznej I_g złącza baza-kolektor).

a napięcie kolektor emiter U_{CE} ze wzoru (1.7):

$$U_{CE} = E_{CC} - R_C I_C - R_E I_E \quad 1.7$$

Prąd emitera I_E , przy założeniu $I_E = I_B + I_C$ wynosi:

$$I_E = \left(\frac{\beta_0 + 1}{\beta_0}\right) I_C - \left(\frac{\beta_0 + 1}{\beta_0}\right) I_{CB0} \quad 1.8$$

Uwzględniając zależności (1.7) i (1.8) napięcie kolektor emiter U_{CE} wyniesie:

$$U_{CE} = E_{CC} + \frac{\beta_0 + 1}{\beta_0} R_E I_{CB0} - I_C \left(R_C + \frac{\beta_0 + 1}{\beta_0} R_E \right) \quad 1.9$$

Jak wynika ze wzoru (1.6), przy stałym napięciu zasilania prąd kolektora jest funkcją trzech parametrów tranzystora bipolarnego: U_{BE} , β_0 , I_{CB0} :

$$I_C = f(U_{BE}, \beta_0, I_{CB0}) \quad 1.10$$

Zmiany punktu pracy tranzystora mogą być spowodowane wpływem temperatury, starzeniem się rezystorów lub rozrzutem produkcyjnym parametrów tranzystora. Różniczka zupełna funkcji (1.10) wynosi:

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} dU_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial \beta_0} d\beta_0 + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} dI_{CB0} \quad 1.11$$

Zastępując różniczkę zupełną skończonymi przyrostami, otrzymamy:

$$\Delta I_C = S_u \Delta U_{BE} + S_\beta \Delta \beta_0 + S_i \Delta I_{CB0} \quad 1.12$$

gdzie: $S_U = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}$, $S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_0}$, $S_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}}$.

Pochodne cząstkowe prądu kolektora I_C nazywane są współczynnikami stabilizacji prądu kolektora. Im współczynniki stabilizacji S_U , S_β , S_I są mniejsze tym lepsza jest stabilizacja prądu kolektora I_C (zmiany ΔI_C są mniejsze). Dla układu dwubaterijnego z rys. 2 współczynniki te wynoszą:

$$S_u = -\frac{\beta_0}{R_B + (\beta_0 + 1)R_E} \quad 1.13$$

$$S_i = \frac{(\beta_0 + 1)(R_B + R_E)}{R_B + (\beta_0 + 1)R_E} \quad 1.14$$

W krzemowych tranzystorach prąd zerowy I_{CB0} jest bardzo mały i możemy go pominąć we wzorach (1.6), (1.8) i (1.9) otrzymamy wówczas:

$$I_C \cong \frac{\beta_0(E_{BB} - U_{BE})}{R_B + (\beta_0 + 1)R_E} \quad 1.15$$

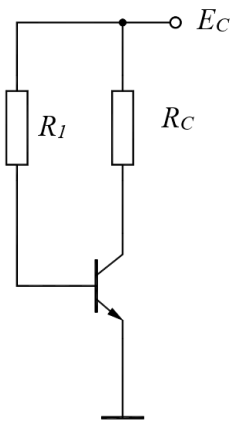
$$U_{CE} \cong E_{CC} - I_C \left(R_C + \frac{\beta_0 + 1}{\beta_0} R_E \right) \quad 1.16$$

Obliczając pochodną cząstkową $\frac{\partial I_C}{\partial \beta_0}$ zależności (1.15) otrzymamy współczynnik stabilizacji prądu kolektora S_β :

$$S_\beta \cong \frac{I_C}{\beta_0} \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_0 + 1)R_E} \quad 1.17$$

W praktyce inżynierskiej stosuje się prostsze układy zasilania niż układ pokazany na rys. 1. Tranzystory bipolarne zasilane są najczęściej z jednej baterii. Układy te pokazano na rysunkach 3 ÷ 8.

Układ z rysunku 3 możemy potraktować jako układ dwubateryjny z rysunku 2, w którym $E_{BB} = E_C$, $R_B = R_1$, $R_E = 0$, stąd podstawiając te dane do wzoru (1.6) otrzymujemy wzór (1.18) na prąd kolektora I_C .

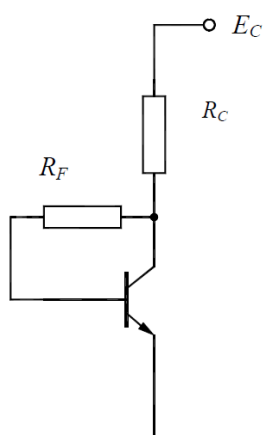


$$I_C = \frac{\beta_0(E_C - U_{BE}) + (\beta_0 + 1)I_{CB0}R_1}{R_1} \quad 1.18$$

Rys. 3. Układ zasilania stałym prądem bazy

Jak widać z powyższego wzoru prąd kolektora jest wprost proporcjonalny do stałoprądowego współczynnika wzmocnienia prądowego β_0 , co może znacznie zmieniać punkt pracy tranzystora. Układ ten jest szczególnie wrażliwy na zmiany β_0 tranzystora. Rezystor R_1 w tym układzie polaryzacji jest rzędu megaomów. Tak duże rezystory nie są realizowalne w układach monolitycznych.

Układ zasilania ze sprzężeniem kolektorowym pokazano na rys. 4. Napięciowe sprzężenia zwrotne przez rezystor R_F stabilizuje napięcie U_{CE} . Wzrost tego napięcia powoduje zwiększenie prądu bazy I_B , wzrośnie więc prąd kolektora I_C , co spowoduje zmniejszenie napięcia kolektor emiter U_{CE} . Dla układu z rysunku 4 możemy napisać:



$$E_C = R_C(I_C + I_B) + R_F I_B + U_{BE} \quad 1.19$$

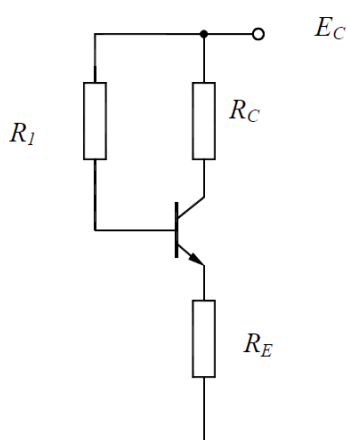
$$I_C = \beta_0 I_B + (\beta_0 + 1) I_{CB0} \quad 1.20$$

$$I_C = \frac{\beta_0(E_C - U_{BE}) + (\beta_0 + 1)(R_F + R_C)I_{CB0}}{R_F + (\beta_0 + 1)R_C} \quad 1.21$$

Rys. 4. Układ zasilania ze sprzężeniem kolektorowym

Eliminując z układu równań (1.19), (1.20) prąd bazy I_B , otrzymamy wzór (1.21) na prąd kolektora I_C w układzie z rys.4.

Układ z rysunku 5 możemy traktować jako układ dwubateryjny, w którym $E_{BB} = E_C$, $R_B = R_1$, stąd podstawiając te dane do wzoru (1.6) otrzymujemy wzór (1.22) na prąd kolektora I_C .



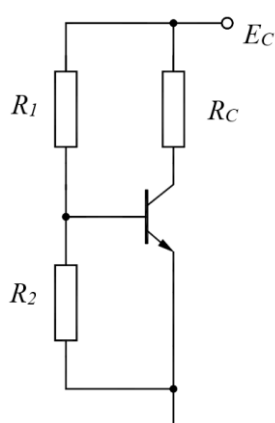
$$I_C = \frac{\beta_0(E_C - U_{BE}) + (\beta_0 + 1)(R_1 + R_E)I_{CB0}}{R_1 + (\beta_0 + 1)R_E} \quad 1.22$$

Rys. 5. Układ zasilania stały prądem bazy i ze sprzężeniem emiterowym

W układzie polaryzacji tranzystora z rys. 5 sprzężenie zwrotne prądowe poprzez rezystor R_E stabilizuje prąd emitera I_E . Wzrost prądu emitera zmniejszy napięcie U_{BE} , zmaleje prąd bazy i zmniejszy prąd emitera.

Układ polaryzacji tranzystora z rys. 6 nie jest objęty sprzężeniem zwrotnym i ma podobne właściwości jak układ z rysunku 3. Jest on szczególnie wrażliwy na zmiany

stałoprądowego współczynnika wzmocnienia prądowego β_0 . Prąd kolektora obliczamy ze wzoru (1.23).



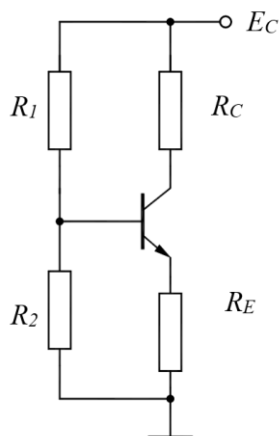
$$I_C = \frac{\beta_0(E_{BB} - U_{BE}) + (\beta_0 + 1)R_B I_{CB0}}{R_B} \quad 1.23$$

gdzie:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \text{ a } E_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_C.$$

Rys. 6. Potencjometryczny układ zasilania bez sprzężenia emiterowego

Potencjometryczny układ zasilania z rys. 7 ze sprzężeniem emiterowym stabilizuje prąd emitera i jest najczęściej stosowany w układach dyskretnych. Prąd kolektora określa wzór (1.24).



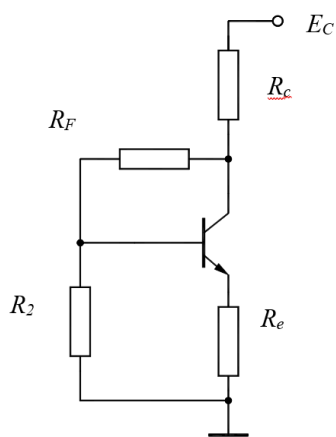
$$I_C = \frac{\beta_0(E_{BB} - U_{BE}) + (\beta_0 + 1)(R_B + R_E)I_{CB0}}{R_B + (\beta_0 + 1)R_E} \quad 1.23$$

gdzie:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \text{ a } E_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_C.$$

Rys. 7. Potencjometryczny układ zasilania ze sprzężeniem emiterowym

Układ potencjometryczny ze sprzężeniem emiterowym i kolektorowym pokazano na rys. 8. Prąd kolektora układu z rys. 8 można obliczyć ze wzoru (1.6) zastępując ten układ równoważnym układem dwubatteryjnym, obliczając wartości rezystorów: R_B , R_E , R_C , oraz wartości napięć zasilających E_{BB} , E_{CC} i podstawiając je do wzoru (1.6).



$$E_{BB} = \frac{R_2}{R_F + R_2 + R_C} E_C \quad 1.23$$

$$E_{CC} = \frac{R_F + R_2}{R_F + R_2 + R_C} E_C$$

$$R_B = \frac{R_F R_2}{R_F + R_2 + R_C}$$

$$R_E = R_e + \frac{R_2 R_C}{R_F + R_2 + R_C}$$

$$R_C = \frac{R_F R_C}{R_F + R_2 + R_C}$$

Rys. 8. Potencjometryczny układ zasilania ze sprzężeniem emiterowym i kolektorowym

W układach scalonych unika się stosowania rezystorów ze względu na rozrzuty produkcyjne wartości rezystancji, ponadto zakres wartości rezystancji wytwarzanych ograniczony jest do kilkudziesięciu kiloomów. Dlatego rezystory zastępuje się źródłami prądowymi. Rezystory pracujące jako obciążenia zastępuje się tranzystorami będącymi obciążeniami dynamicznymi.

Na rys. 9a pokazano układ lustra prądowego wykorzystywanego bardzo często do zasilania tranzystorów w układach scalonych. Jeżeli tranzystory są identyczne to dla tego układu można napisać:

$$E_C = (I_C + 2I_B)R_1 + U_{BE} \quad 1.25$$

oraz:

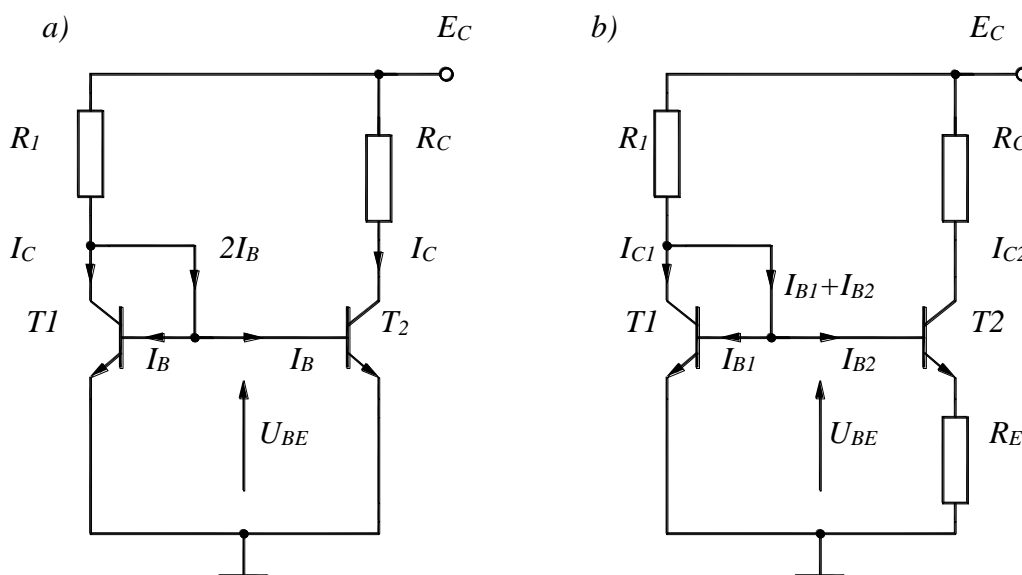
$$I_C = \beta_0 I_B + (\beta_0 + 1)I_{CB0} \quad 1.26$$

Rozwiązując układ równań (1.25), (1.26) otrzymamy:

$$I_C = \frac{\beta_0(E_C - U_{BE}) + 2(\beta_0 + 1)R_1 I_{CB0}}{(\beta_0 + 2)R_1} \quad 1.27$$

Gdy wymagane są małe prądy źródła i mała wrażliwość źródła prądowego na zmiany napięcia zasilającego stosuje się w układach scalonych stałoprądowe źródło Widlara z rys.9b. Prąd tego źródła wynosi [1]:

$$I_{C2} = \frac{U_T}{R_E} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \approx \frac{U_T}{R_E} \ln \frac{E_C}{R_1 I_{C2}} \quad 1.28$$



Rys. 9. Źródła stałoprądowe: a – lustro prądowe, b – źródło Widlara

Współczynniki stabilizacji prądu kolektora dla lustra prądowego wynoszą:

$$S_u = -\frac{\beta_0}{(\beta_0 + 2)R_1} \approx -\frac{1}{R_1} \quad 1.29$$

$$S_i = \frac{2(\beta_0 + 1)}{(\beta_0 + 2)} \approx 2 \quad 1.30$$

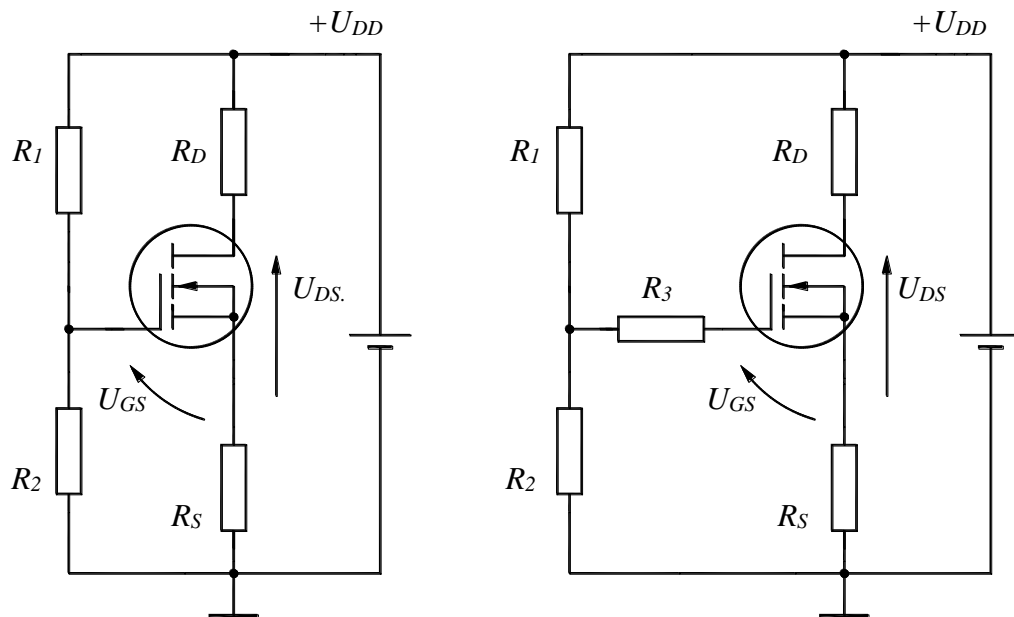
$$S_\beta \cong \frac{2I_R}{\beta_0 + 2} \approx \frac{2I_C}{\beta_0 + 2} \quad 1.31$$

2. Układy zasilania tranzystorów unipolarnych

2.1. Wstęp

Zasadnicze różnice układów zasilania występują między tranzystorami MOSFET pracującymi z kanałem wzbogacanym a tranzystorami JFET i MOSFET pracującymi ze zubożaniem. Projektowanie takich układów zasilania przedstawiono w pracy [1].

2.2. Układy zasilania tranzystorów MOSFET z kanałem wzbogaczonym



Rys. 10. Układy zasilania tranzystorów MOSFET z kanałem n wzbogaczonym

Układy zasilania tranzystorów MOSFET z kanałem wzbogaczonym n i p pokazano na rysunkach 10 i 11. Tranzystory te pracujące w zakresie nasycenia (pentodowym), wtedy gdy napięcie dren-źródło U_{DS} jest większe od różnicy napięć bramka-źródło i napięcia progowego U_T tj. $U_{DS} > U_{GS} - U_T$ posiadają jednakowe znaki napięć U_{DS} i U_{GS} , zatem mogą być zasilane z jednej baterii. Napięcia U_{DS} i U_{GS} są dodatnie w tranzystorach z kanałem n i ujemne w tranzystorach z kanałem p . Tranzystory MOSFET charakteryzują się dużym rozrzutem produkcyjnym parametrów i dlatego zasilają się je układami potencjometrycznymi z rezystorem źródłowym R_S . Układy zasilania podobne są do układów zasilania tranzystorów bipolarnych. Układy z rysunków 10 i 11 można zastąpić układem dwubateryjnym w którym: $E_{DD} = U_{DD},:$

$$R_{GG} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad E_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD}.$$

Punkt pracy tych tranzystorów dla $I_G = 0$ opisany jest układem dwóch równań:

$$E_{GG} = U_{GS} + R_S I_D \quad 1.32$$

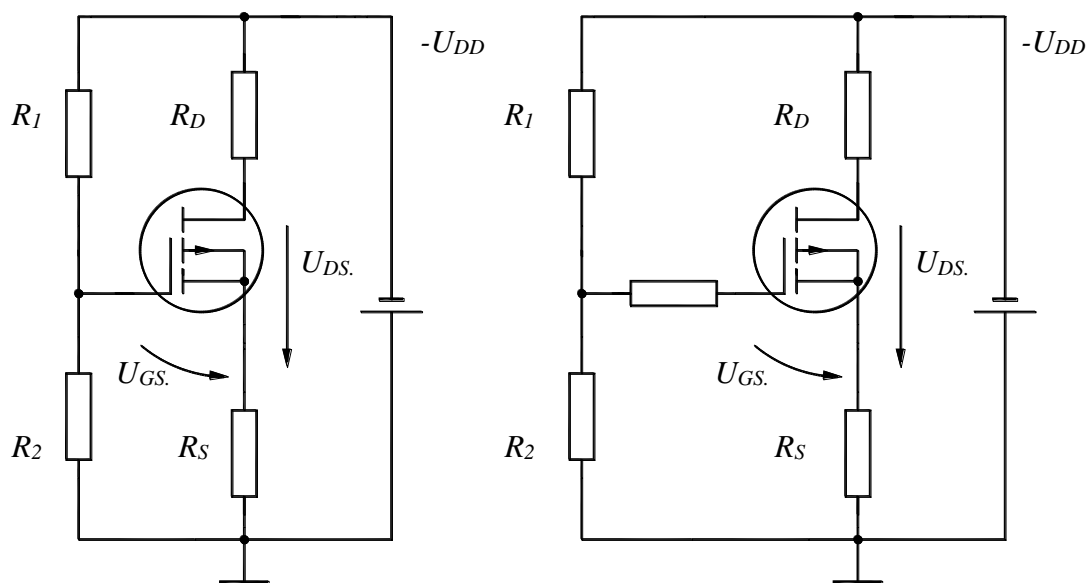
$$U_{DD} = U_{DS} + (R_D + R_S) I_D \quad 1.33$$

stąd punkt pracy określają wzory (1.32) i (1.33):

$$I_D = \frac{E_{GG} - U_{GS}}{R_S} \quad 1.32$$

$$U_{DS} = U_{DD} - (R_D + R_S)I_D = U_{DD} - (E_{GG} - U_{GS}) \left(\frac{R_D}{R_S} + 1 \right) \quad 1.33$$

gdzie: $E_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD}$.



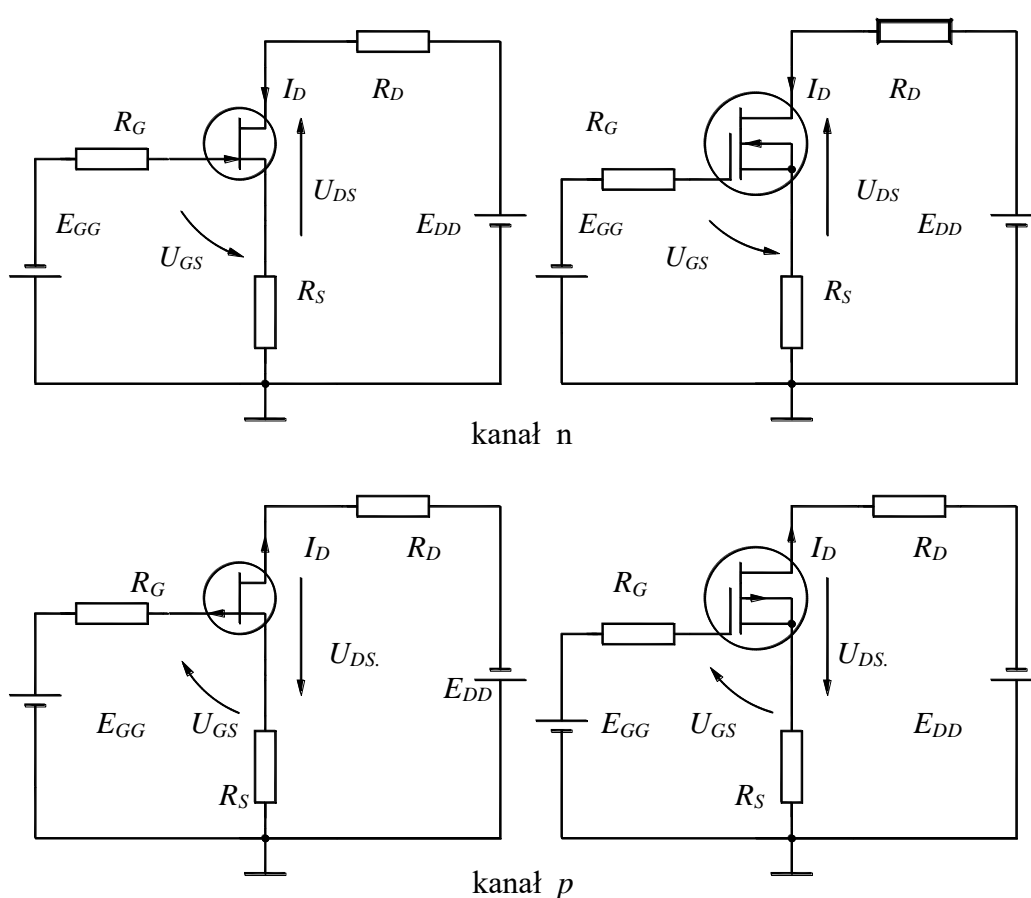
Rys. 11. Układy zasilania tranzystorów MOSFET z kanałem p wzbogacanym

3. Układy zasilania tranzystorów JFET i MOSFET z kanałem zubażonym

W tranzystorach JFET i MOSFET z kanałem zubażonym napięcia U_{DS} i U_{GS} mają różne znaki, zatem mogą być zasilane układami dwubateryjnymi (rys.12) lub układami z automatycznym minusem (tranzystory JFET i MOSFET z kanałami n) rys. 13 lub z automatycznym plusem (tranzystory JFET i MOSFET z kanałami p) rys. 14, czy też układami potencjometrycznymi z rezystorem źródłowym jak pokazano na rysunku 15. W układach dwubateryjnych z rys. 12, zgodnie z zaznaczonymi kierunkami napięć U_{GS} , U_{DS} i prądu drenu I_D punkt pracy opisują dwa równania:

$$E_{GG} = U_{GS} - R_S I_D \quad 1.34$$

$$E_{DD} = U_{DS} + (R_D + R_S) I_D \quad 1.35$$



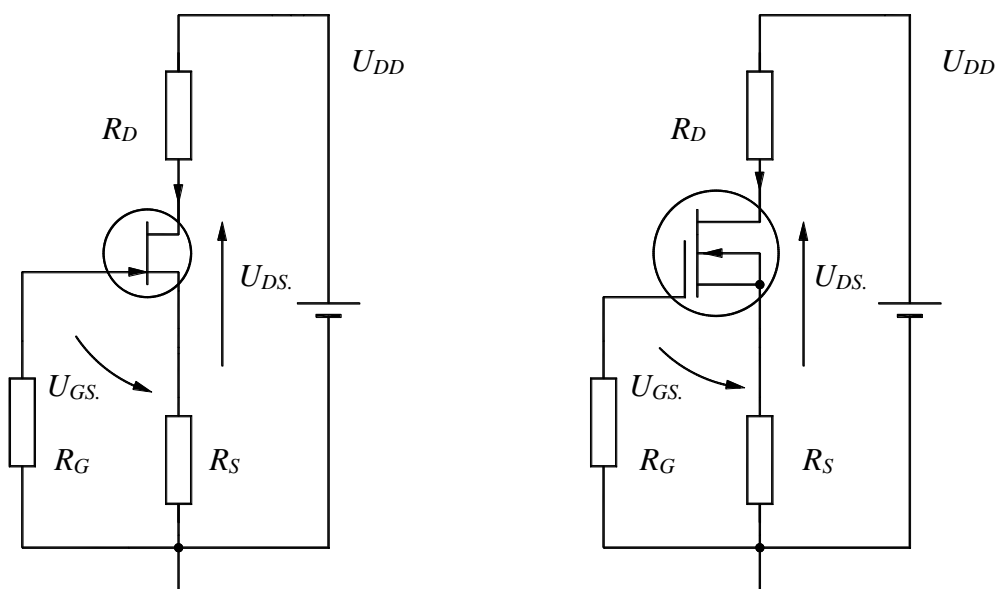
Rys. 12. Dwubateryjne układy zasilania tranzystorów JFET i MOSFET z kanałem zubażonym

W układach z rys. 13 (automatyczny minus) i rys. 14 (automatyczny plus) zgodnie z zaznaczonymi kierunkami napięć punkt pracy tranzystora opisują równania (1.34) i (1.35) jeżeli uwzględnimy fakt, że $E_{GG} = 0$, otrzymamy wówczas:

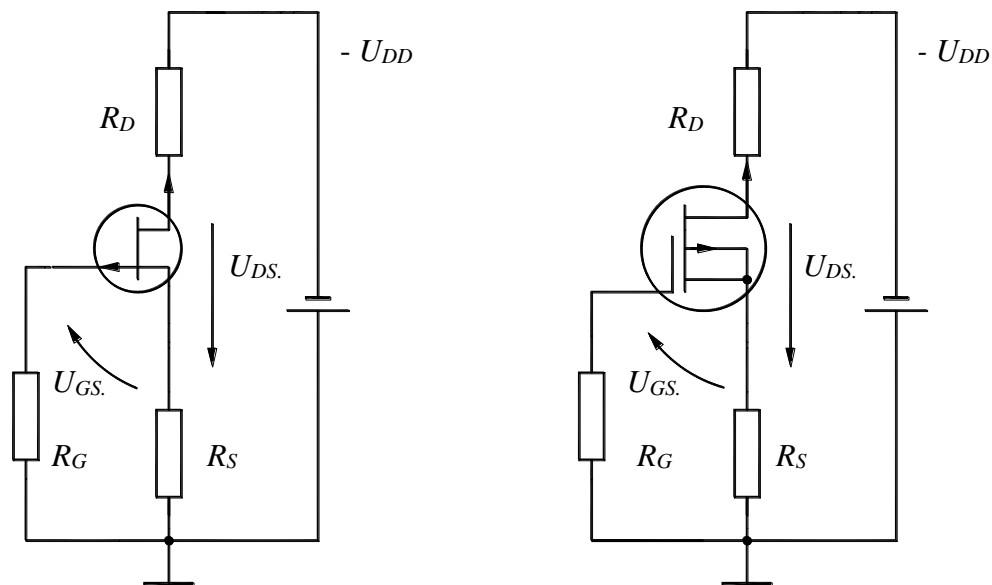
$$U_{GS} = R_S I_D \quad 1.36$$

$$E_{DD} = U_{DS} + (R_D + R_S) I_D \quad 1.37$$

Przy dużych rozrzutach produkcyjnych parametrów tranzystorów JFET i MOSFET stosuje się zmodyfikowany układ potencjometryczny z rys. 15. Rezystor R3 zwiększa jedynie rezystancję wejściową układu, nie wpływa na punkt pracy tranzystora.



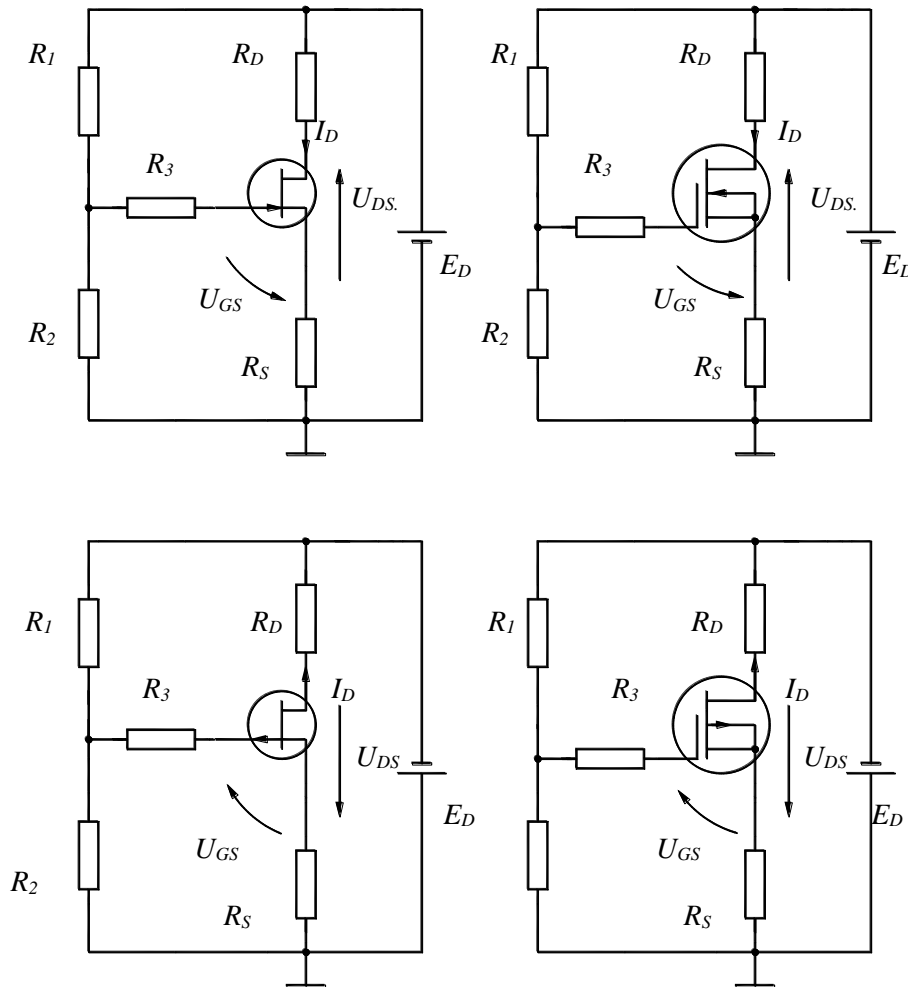
Rys 13. Układy zasilania tranzystorów JFET i MOSFET z automatycznym minusem



Rys 14. Układy zasilania tranzystorów JFET i MOSFET z automatycznym plusem

W praktyce najczęściej stosowane są układy polaryzacji tranzystorów z ujemnym sprzężeniem zwrotnym dla prądu stałego:

- układ z ze stałym prądem bazy i ze sprzężeniem emiterowym,
- .układ potencjometryczny ze sprzężeniem emiterowym (źródłowym w tranzystorach unipolarnych),
- układ ze sprzężeniem kolektorowym



Rys 15. Układ potencjometryczny zmodyfikowany do zasilania tranzystorów JFET i MOSFET z kanałem zubażonym.

4. Przebieg ćwiczenia

A. Tranzystory bipolarne

1. Ustawić napięcie zasilania makiety na $\pm 18\text{ V}$ z dokładnością $0,2\text{ V}$. Ograniczenie prądowe ustawić na około 150 mA .
2. Zapoznać się ze schematem układów zasilania tranzystora bipolarnego (UL1111) umieszczonego na Rys. 17 i:
 - a. Zmierzyć woltmierzem cyfrowym napięcia na bazach, kolektorach i emiterach tranzystorów (T1÷T4) względem masy.
 - b. Wyznaczyć punkty pracy (U_{CEQ} , I_{CQ}) tranzystorów (T1÷T4) w temperaturze otoczenia.
 - c. Włączyć grzanie układu scalonego i po upływie około 3 min zmierzyć ponownie woltmierzem cyfrowym napięcia na bazach, kolektorach i emiterach tranzystorów (T1÷T4) względem masy. **Uwaga!! Nie wyłączać grzania na czas pomiaru napięć.**

- d. Wyznaczyć na podstawie pomiarów i określić zmiany punktu pracy (ΔU_{CEQ} , ΔI_{CQ}) spowodowane wzrostem temperatury oraz zmiany ΔU_{BE} tranzystorów.
3. Zapoznać się ze schematem układów źródeł prądowych na tranzystorach bipolarnych (UL1111) umieszczonego na Rys. 17 i:
- Zmierzyć woltmierzem cyfrowym napięcia na bazach, kolektorach i emiterach tranzystorów (T1÷T4) względem masy.
 - Wyznaczyć punkty pracy (U_{CEQ} , I_{CQ}) tranzystorów (T1÷T4) w temperaturze otoczenia.
 - Włączyć grzanie układu scalonego i po upływie około 3 min zmierzyć ponownie woltmierzem cyfrowym napięcia na bazach, kolektorach i emiterach tranzystorów (T1÷T4) względem masy. **Uwaga!! Nie wyłączać grzania na czas pomiaru napięć.**
 - Wyznaczyć na podstawie pomiarów i określić zmiany punktu pracy (ΔU_{CEQ} , ΔI_{CQ}) spowodowane wzrostem temperatury oraz zmiany ΔU_{BE} tranzystorów.
4. Dla obu układów z pkt 2. i 3. oszacować przyrost temperatury podłoża układu scalonego ze wzoru $\Delta T = \frac{\Delta U_{BE}}{-2mV/K}$.
5. Przyjmując $\beta_0 = 100$ obliczyć na podstawie danych ze schematu elektrycznego współczynniki stabilizacji prądu kolektora S_U , S_i , S_B oraz obliczyć ΔI_{CQ} na podstawie wzoru: $\Delta I_{CQ} = S_U \cdot \Delta U_{BE} + S_B \cdot \Delta \beta_0 + S_i \cdot \Delta I_{CB0}$. Składnik sumy $S_i \cdot \Delta I_{CB0}$ pominąć.
6. Wyjaśnić w sprawozdaniu różnice między poszczególnymi układami.

B. Tranzystory dwubramkowe

- Ustawić napięcie zasilania makiety na ± 18 V z dokładnością 0,2 V. Ograniczenie prądowe ustawić na około 150 mA.
- Zapoznać się ze schematem układu miksera analogowego na tranzystorze **BF961** umieszczonego na Rys. 18 i:
 - Podłączyć „Wyjście Miksera” do oscyloskopu. Ustawić przełącznik w pozycji „Lokalny Oscylator”. Zmierzyć amplitudę i częstotliwość obserwowanego przebiegu.
 - Podłączyć generator funkcyjny do „Wejścia Sygnału”. Ustalić amplitudę sygnału na ok. 300 mV_{pkpk}.
 - Zaobserwować i zarejestrować przebiegi dla kilku częstotliwości generatora.
 - Przełączyć oscyloskop w tryb FFT (przycisk „Math”).
 - Uruchomić opcję uśredniania sygnału (przycisk „Acquire”)

- f. Za pomocą kursorów wyznaczyć częstotliwości i amplitudy sygnałów mieszacza częstotliwości.
3. Zapoznać się ze schematem układu wzmacniacza przestrajanego napięciem analogowego na tranzystorze **BF961** umieszczonego na Rys. 18 i:
- a. Podłączyć generator funkcyjny do „Wejścia Sygnału”. Ustalić amplitudę sygnału na ok. $1 V_{pkpk}$, częstotliwość 1 kHz.
 - b. Podłączyć „Wyjście Wzmacniacza” do oscyloskopu. Zmierzyć amplitudę i częstotliwość obserwowanego przebiegu.
 - c. Podłączyć zasilacz pod „Kontrolę Wzmocnienia”. Ustalić napięcie zasilacza na 30 V, ograniczenie prądowe na 10 mA. **Uwaga!! Nie włączać wyjścia bez pozwolenia prowadzącego**
 - d. Stopniowo zmniejszając napięcie „Kontroli wzmocnienia obserwować i zanotować zmiany przebiegu wyjściowego.
 - e. Zamienić miejscami ze sobą przewody od „Kontroli Wzmocnienia”.
 - f. Stopniowo zwiększając napięcie „Kontroli wzmocnienia obserwować i zanotować zmiany przebiegu wyjściowego.
 - g. Powtórzyć pomiary z punktów c-e dla dwóch innych wartości częstotliwości sygnału z generatora.

Kolejność wykonywania ćwiczenia uzgodnić z prowadzącym

5. Opis makiety pomiarowej

Schemat makiety pomiarowej z tranzystorami bipolarnymi pokazano na rys. 17.

A. Tranzystory bipolarne

Dwa układy scalone UL1111 (LM3086) zawierają po pięć tranzystorów. Jeden z tranzystorów w układzie wtórnika emiterowego służy do podgrzewania podłoża układu scalonego. Pozostałe cztery tranzystory z każdego układu scalonego wykorzystano do budowy różnych układów zasilania tranzystorów. Punkty pracy tranzystorów w temperaturze pokojowej we wszystkich układach są podobne $I_{CQ} \approx 1 \text{ mA}$, $U_{CEQ} \approx 5 \text{ V}$. Wszystkie tranzystory zasilane są napięciem stabilizowanym 15 V, a statyczna prosta pracy jest taka sama we wszystkich układach polaryzacji.

B. Mieszacz częstotliwości na tranzystorze dwubramkowym

Makieta pomiarowa z tranzystorami unipolarnymi (rys. 18) zawiera dwa wzmacniacze w konfiguracji wspólnego źródła, na tranzystorach dwubramkowych BF961. Jeden z tranzystorów jest wykorzystany do budowy układu mieszacza częstotliwości. Umożliwia on realizację modulacji amplitudowej AM. Do jednej z bramek doprowadzony jest sygnał częstotliwości nośnej. Za pomocą przełącznika można wybrać jako źródło „generator zewnętrzny” lub „lokalny oscylator”. Rolę lokalnego oscylatora pełni generator LC w konfiguracji Colpittsa. Zrealizowany został w oparciu o tranzystor JFET z kanałem typu N (2N4416) w konfiguracji wspólnego źródła. W układzie Colpittsa tranzystor pełni rolę wzmacniacza odwracającego fazę. Jego wyjście zostało połączone poprzez kondensator odsprzęgający C_{C1} do układu rezonansowego LC zbudowanego z elementów C_{LC1} , C_{LC2} i L_{LC1} . Układ rezonansowy określa częstotliwość pracy generatora zgodnie ze wzorem:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{LC1}C_{LC}}}, \text{ dla } \frac{1}{C_{LC}} = \frac{1}{C_{LC1}} + \frac{1}{C_{LC2}}$$

Wyjście układ rezonansowego LC połączone zostało do bramki tranzystora. Dzięki temu układ pracuje w pętli sprzężenia zwrotnego. Układ oprócz definicji częstotliwości drgań zapewnia również przesunięcie fazowe 180° . Wraz z konfiguracją odwracającą tranzystora ma to na celu spełnienie warunków generacji drgań Barkhausena, które wyglądają następująco:

warunek amplitudy: $|K|\beta| = 1$,

warunek fazy: $\varphi + \psi = n \times 360^\circ$, gdzie $n=0, 1$ itd...,

gdzie: K - wzmacnienie wzmacniacza β – sprzężenie zwrotne, φ – przesunięcie fazowe wzmacniacza, ψ – przesunięcie fazowe sprzężenia zwrotnego.

Induktor L_{FILT} ma za zadanie zabezpieczenie zasilania 15 V przed wpływem sygnału wyjściowego generatora. Wejście bramki tranzystora Q3 do połączenia częstotliwości nośnej połączone jest przez filtr dolnoprzepustowy RC i dodatkowo kondensator odsprzęgający sygnał.

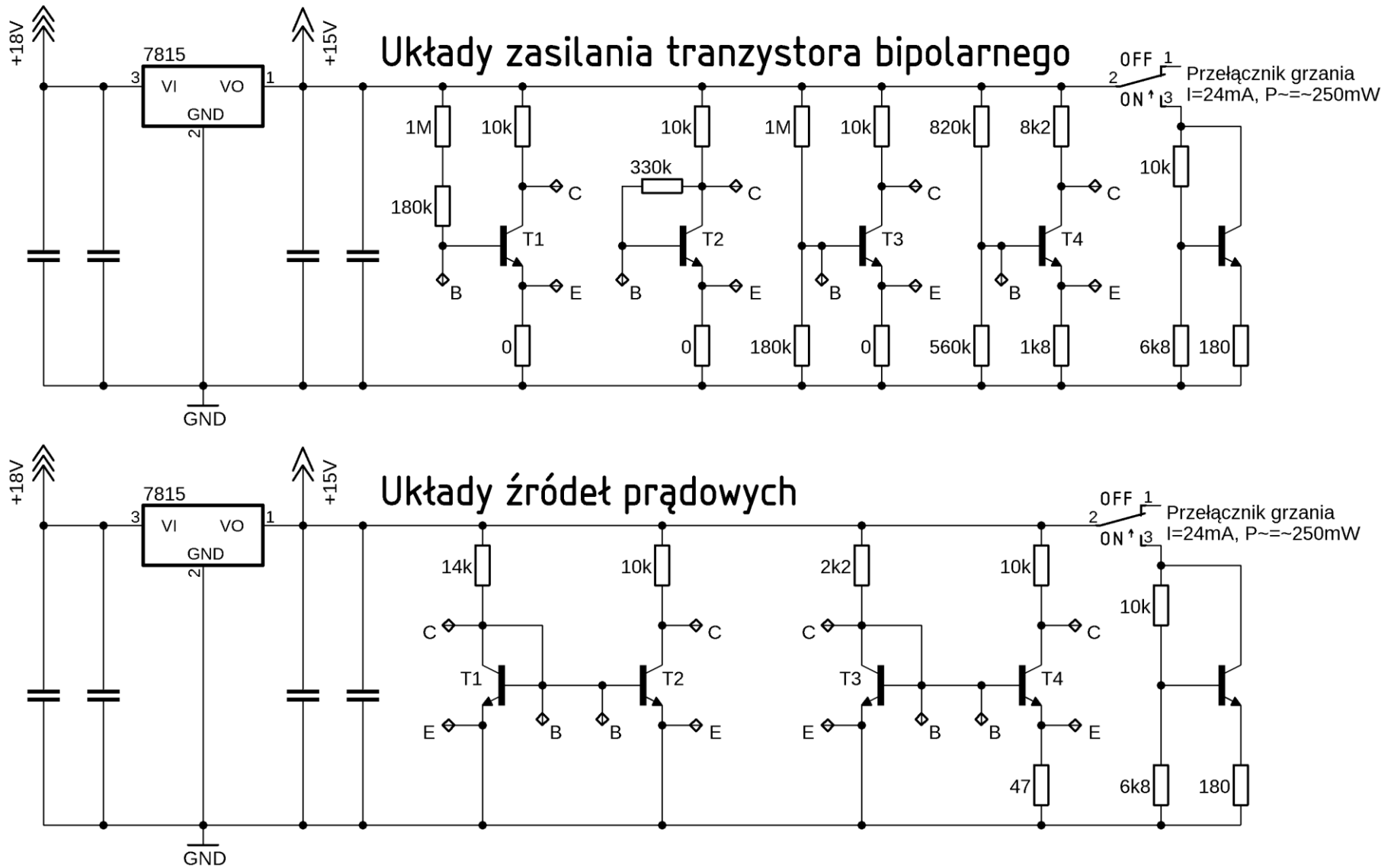
C. Wzmacniacz przestrajany napięciem na tranzystorze dwubramkowym

Drugi z tranzystorów dwubramkowych wykorzystany został do zbudowania wzmacniacza przestrajanego napięciem. Do jednej z bramek doprowadzony sygnał zasilający 15 V poprzez dzielnik napięcia złożony z elementów R_{GC1} i $R_{GC_GC}||R_{GC2}$. Ma to na celu ustalenie potencjału bramki w przypadku braku zewnętrznego sygnału sterującego wzmacnieniem.

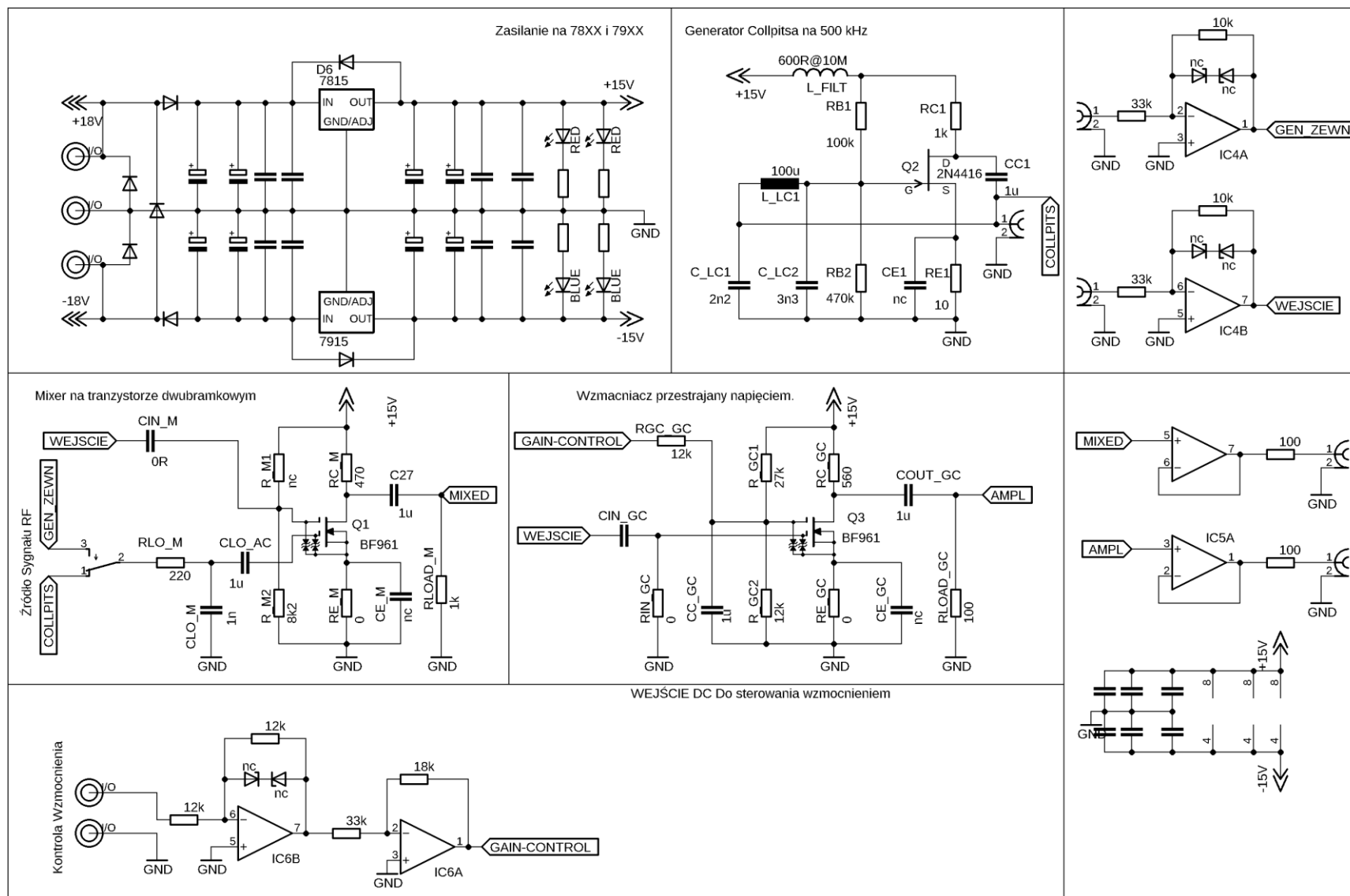
Do tej samej bramki doprowadzony jest również zewnętrzny sygnał DC. Aby zabezpieczyć bramkę tranzystora przed nadmiernymi poziomami napięć sterujących, wejście „kontrola wzmocnienia” podłączone zostało do bramki przez wzmacniacze operacyjne, pracujące jako wzmacniacze o wzmocnieniu równym ok. 0,55 V/V. Całość wraz z dzielnikiem napięcia R_{GC_GC} i $R_{GC1} || R_{GC2}$ tworzy łącznie dzielnik napięcia o stosunku ok. 1:4,5. Przy wykorzystaniu zasilacza 20 V do sterowania bramką daje to zakres napięć na bramce tranzystora w zakresie - 4,3 V do +4,6 V.

Do drugiej bramki doprowadzony jest sygnał, który ma zostać poddany wzmocnieniu. Sygnał ma odsprzęgniętą składową DC i tak jak w przypadku „kontroli wzmocnienia” doprowadzony został przez wzmacniacze operacyjne pracujące ze wzmocnieniem równym ok. 1/3.

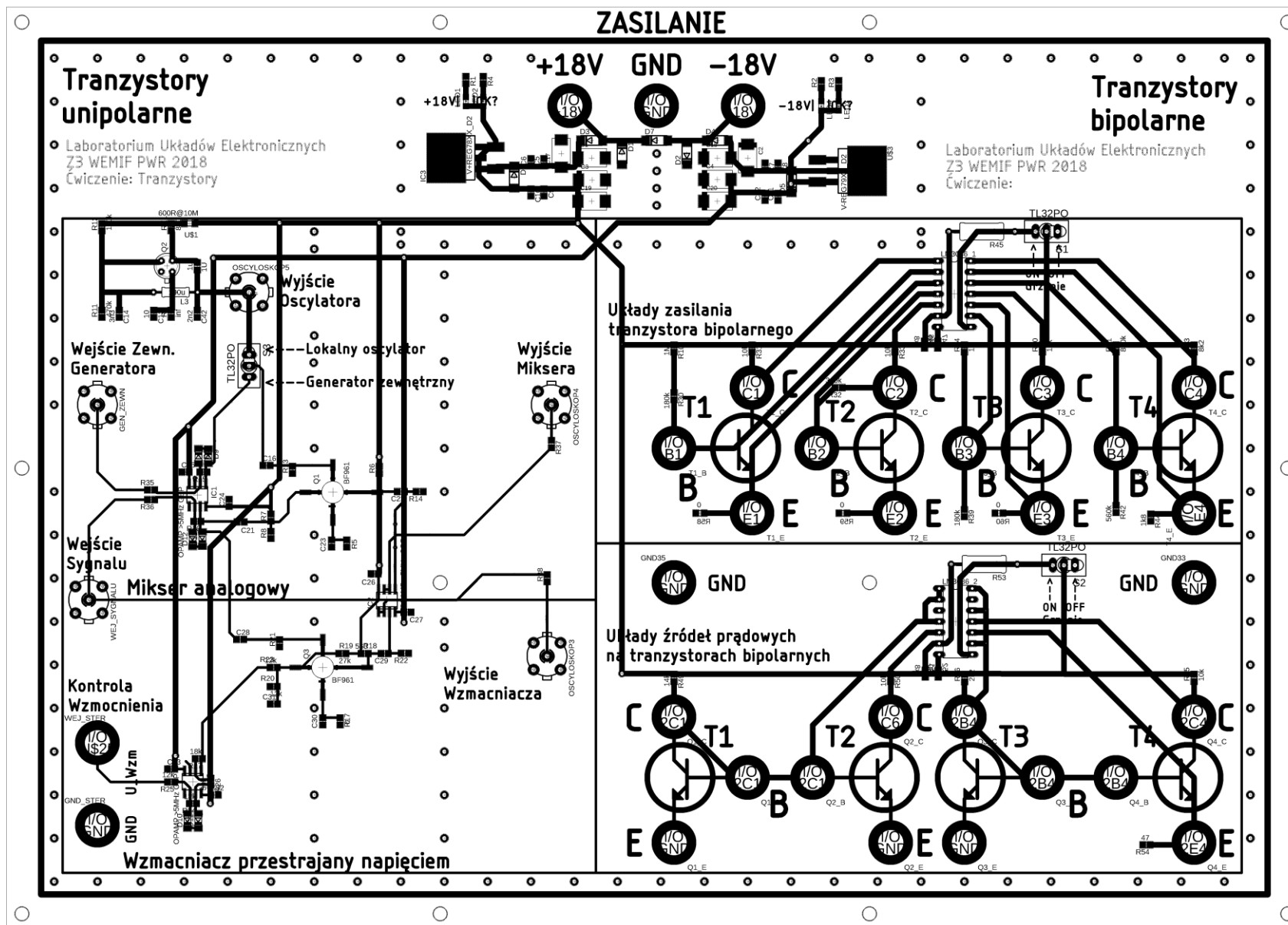
Wyjścia tranzystorów BF961 podłączone są do wyjść poprzez bufory, a następnie rezystory 100 Ω . Ma to na celu zabezpieczenie układów przed nadmiernym poborem prądu w przypadku zwarcia wyjścia do masy.



Rys. 17. Schemat makiety pomiarowej z tranzystorami bipolarnymi



Rys. 18. Schemat makiety pomiarowej z tranzystorami unipolarnymi



Rys. 19. Widok poglądowy makiety