

MIKROMOCOWY STABILIZOWANY UKŁAD POLARYZACJI TRANZYSTORA BIPOLARNEGO

Jan Wiśniewski

**Instytut Informatyki i Elektroniki, Uniwersytet Zielonogórski
65-246 Zielona Góra, ul. Podgórna 50**

e-mail: j.wisniewski@iie.uz.zgora.pl

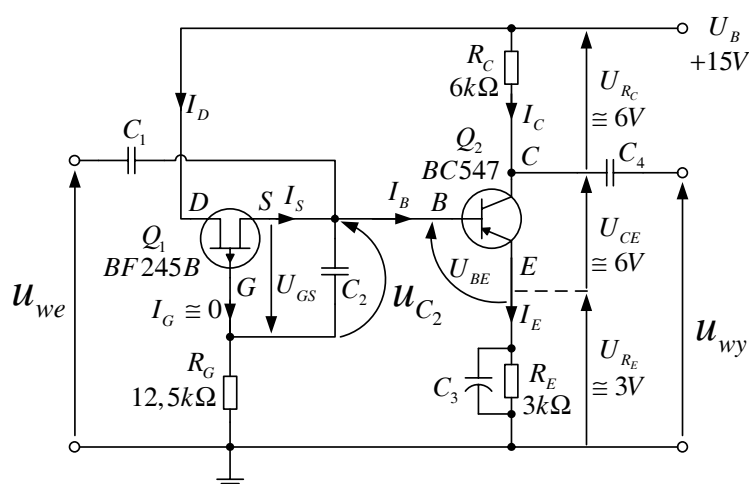
STRESZCZENIE

W pracy przedstawiono – zaproponowany przez autora – nieliniowy układ automatycznej polaryzacji (self-biasing circuit) tranzystora bipolarnego z zastosowaniem złączowego tranzystora polowego (J-FET), jako mikromocowego stabilizatora napięcia bazy, w układzie polaryzacji z wymuszeniem prądu emitera. Dowiedziono teoretycznie i sprawdzono drogą pomiarów, że układ polaryzacji zapewnia stabilizację prądu kolektora zarówno przy produkcyjnych rozrzutach wzmocnienia prądowego (β) tranzystora bipolarnego, jak też od zmian napięcia zasilania. Ze źródła napięcia zasilania pobierany jest najmniejszy możliwy prąd stały, równy jedynie prądowi bazy, niezbędny do ustalenia wymaganego spoczynkowego prądu kolektora. Stosowanie układu polaryzacji o ekstremalnie wysokiej ekonomii zasilania jest szczególnie korzystne w układach elektronicznych o zasilaniu bateryjnym.

Układy polaryzacji służą do wymuszania w tranzystorach prądów i napięć zgodnych z wybranym punktem pracy, określonym przez spoczynkowy prąd kolektora oraz napięcie między kolektorem i emiterem. Układy te powinny również zapewniać możliwie dużą, mało zależną od parametrów tranzystora, stałość punktu pracy. Zagadnienie stałości i stabilizacji punktu pracy tranzystora bipolarnego zostało szczegółowo rozpatrzone w literaturze specjalistycznej [1÷5 i 8÷12]. Najlepszymi właściwościami, pod względem stabilizacji punktu pracy, cechują się układy polaryzacji wymuszające możliwie stały prąd emitera. Prąd kolektora posiada bowiem wartość zbliżoną do prądu emitera, pomniejszoną tylko o małą wartość prądu bazy. Wynika stąd, że w tym przypadku, prąd kolektora wykazuje małą czułość względem wzmocnienia prądowego β (określonego stosunkiem prądu kolektora i prądu bazy) wykazującego, wśród tranzystorów tego samego typu, produkcyjny rozrzut wartości nawet jak 10:1. Obecnie, do polaryzacji tranzystorów bipolarnych we wzmacniaczach budowanych z użyciem elementów dyskretnych, najczęściej stosuje się liniowy układ polaryzacji automatycznej z rezystancyjnym dzielnikiem napięcia w obwodzie bazy i rezystorem emiterowym (zwanym też układem potencjometrycznym ze sprzężeniem emiterowym (z ang. self-biasing circuit) [1÷12]. Cechuje się on znacznym poborem mocy

ze źródła napięcia zasilania, gdyż przy założonej małej wrażliwości prądu kolektora względem zmian β , prąd dzielnika napięcia może przyjmować wartość porównywalną z wartością prądu kolektora [2, 3, 5, 9, 10]. Również niską ekonomią zasilania cechują się znane nieliniowe układy stabilizacji punktu pracy tranzystora bipolarnego zawierające takie elementy nieliniowe jak: termistory, diody warstwowe, diody stabilizacyjne i tranzystory bipolarnie[3].

Na rys. 1 przedstawiono – zaproponowany przez autora – schemat ideowy nieliniowego układu polaryzacji automatycznej z jednym źródłem napięcia zasilania U_B i zastosowaniu w obwodzie bazy złączowego tranzystora polowego J-FET (Q_1), zamiast stosowanego dotychczas rezystancyjnego dzielnika napięcia. Tranzystor Q_1 (element nieliniowy) spełnia, przy prądzie stałym, funkcję mikromocowego stabilizatora napięcia, którego dodatni potencjał źródła (S) podawany jest wprost na bazę (B) krzemowego tranzystora bipolarnego Q_2 , typu „nnp”, polaryzując jego złącze baza – emiter w kierunku przewodzenia. Wymuszony na rezystorze emiterowym spadek napięcia jest pomniejszony względem napięcia źródła o „napięcie progowe” U_{BE} (ok. 0,6V) złącza baza – emiter tranzystora Q_2 . Wynika stąd, że przy tak wymuszonym spadku napięcia na rezystorze emiterowym, prąd emitera I_E (a tym samym i prąd kolektora I_C) jest jedynie zasadniczo zależny (odwrotnie proporcjonalnie) od wartości rezystancji obwodu emitera R_E . Wynikowy prąd bazy I_B , przy założeniu prądu upływu bramki $I_G \approx 0$, jest równy prądowi drenu I_D tranzystora Q_1 . Wynika stąd, że ze źródła napięcia zasilania jest pobierany najmniejszy możliwy prąd stały wymagany do polaryzacji tranzystora bipolarnego Q_2 .



Rys. 1. Schemat ideowy wzmacniacza napięcia przemiennego w układzie wspólnego emitera z nieliniowym mikromocowym stabilizowanym układem polaryzacji

Prąd drenu I_D złączowego tranzystora polowego w „pentodowym” obszarze pracy (tzn. dla $U_{DS} \geq 5V$) nie zależy od napięcia dren-źródło i wyraża się wzorem [3, 6, 7, 8]:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P} \right)^2 \quad (1)$$

gdzie: I_{DSS} – prąd nasycenia drenu (największa wartość prądu drenu określana przy $U_{GS} = 0$),
 U_P – napięcie odcięcia prądu drenu (taka ujemna wartość U_{GS} , przy której $I_D = 0$).

Transkonduktancję g_m tranzystora polowego, wyznaczoną na podstawie równania (1), określa zależność:

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = -\frac{2}{U_P} \sqrt{I_{DSS} I_D} \quad (2)$$

Wyznaczone z równania (1) napięcie U_{GS} , po uwzględnieniu relacji równości prądów:

$$I_D = I_S = I_B = \frac{I_C}{\beta}, \quad (3)$$

wyraża równanie:

$$U_{GS} = U_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_C}{\beta I_{DSS}}} \right) \quad (4)$$

Z równania tego wynika, że napięcie U_{GS} może przyjmować wartość zbliżoną do napięcia odcięcia prądu drenu U_P jeśli tranzystor Q_1 cechuje się dużą wartością prądu nasycenia I_{DSS} , zaś tranzystor Q_2 pracuje z małym prądem I_C i cechuje się dużą wartością wzmocnienia prądowego β . Jeśli przyjąć do oceny tego napięcia parametry zastosowanego tranzystora typu BF245B: $I_{DSS} = 10mA$ i $U_P = -3,6V$, oraz założoną wartość prądu kolektora tranzystora Q_2 : $I_C = 1mA$ przy $\beta = 50$, to z powyższego równania otrzymuje się: $U_{GS} = 0,955 U_P = -3,439V$. Wynika stąd, że napięcia: U_{GS} i U_P różnią się zaledwie o ok. 4,5%. Wychodząc z równania bilansu napięć dla obwodu bazy:

$$-U_{GS} - U_{BE} - I_E R_E = 0 \quad (5)$$

oraz przyjmując, że:

$$U_{GS} \cong U_P, \quad (6)$$

$$I_E = \frac{1+\beta}{\beta} I_C, \quad (7)$$

otrzymuje się proste wyrażenie określające przybliżoną wartość prądu kolektora I_C :

$$I_C \cong - \frac{U_P + U_{BE}}{R_E + \frac{1}{\beta}} \quad (8)$$

Wielkości: U_{BE} , U_P i β charakteryzują się produkcyjnym rozrzutem wartości oraz zależą od temperatury [1, 2, 3, 6]. Wartość napięcia U_{BE} , równego w przybliżeniu ok. 0,6V, jest znacznie mniejsza niż wartość napięcia na rezystorze emiterowym, co sprawia, że temperaturowy dryft tego napięcia (ok. -2,3mV/deg) wywiera mały wpływ na prąd kolektora I_C . Zmierzony zaś przez autora temperaturowy dryft napięcia odcięcia prądu drenu U_P przyjmuje wartości mniejsze niż -1,8 mV/deg. Wynika stąd, że jeżeli zakres temperatur pracy układu jest niewielki, to znacząco duży wpływ na wartość prądu kolektora wywiera jedynie produkcyjny rozrzut β . Przy założeniu, że napięcie U_{BE} tranzystora bipolarnego posiada w przybliżeniu stałą wartość równą ok. 0,6V i zastosowaniu rezystora emiterowego R_E o wartości równej 3,0k Ω , z równania (8) otrzymuje się, że zmiana β w granicach realnych wartości 50 ÷ 1000 (dla tranzystorów tego samego typu) powoduje zmianę prądu kolektora I_C w zakresie od 0,980mA do 0,999mA.

Dokładna wartość prądu kolektora I_C może być wyznaczona jedynie przy uwzględnieniu rzeczywistych, wynikowych, wartości napięć: U_{GS} i U_{BE} zależnych od prądu kolektora I_C .

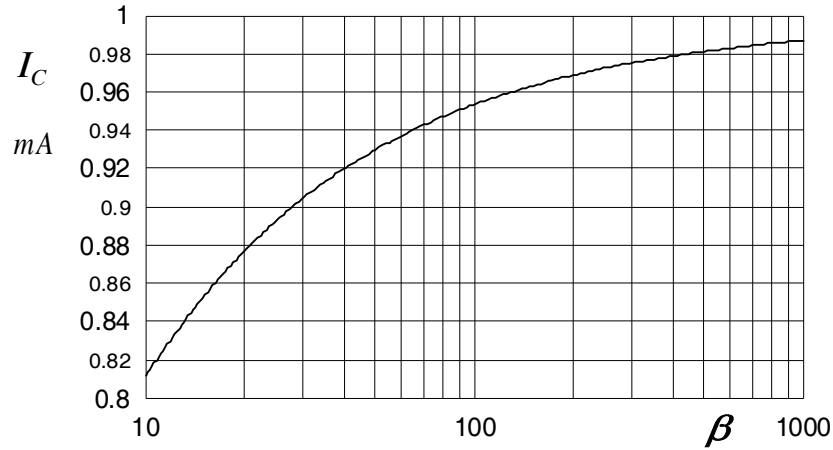
Wychodząc z równań: (3), (4), (5), i (7) oraz uwzględniając dodatkowo, że [2, 7]:

$$U_{BE} \cong \frac{kT}{q} \ln \frac{I_E}{I_{ES}}, \quad (9)$$

gdzie: I_{ES} – prąd zaporowy złącza emiter– baza tranzystora bipolarnego w temperaturze T[K], $k = 1,38062 \cdot 10^{-23}$ [J/K] – stała Boltzmanna, $q = 1,60219 \cdot 10^{-19}$ [C] – ładunek elementarny, T – temperatura w stopniach Kelwina, otrzymuje się, dla obwodu bazy, równoważne równanie bilansu napięć:

$$U_P - \sqrt{\frac{I_C}{\beta I_{DSS}}} - \frac{kT}{q} \ln \frac{(1+\beta)I_C}{\beta I_{ES}} - \frac{1+\beta}{\beta} I_C R_E = 0. \quad (10)$$

Numeryczne rozwiązanie powyższego równania pozwala wyznaczać dokładną wartość prądu kolektora I_C dla dowolnej wartości wzmocnienia prądowego β . Na rys. 2 zilustrowano wyniki obliczeń prądu I_C w zależności od β otrzymane na podstawie rozwiązania powyższej uwikłanej funkcji prądu kolektora I_C , przy założeniu, że: $T = 293,15$ K (tj. 20°C) i $I_{ES} = 48$ fA (co, przy prądzie emitera I_E równym ok. 1mA, odpowiada $U_{BE} = 0,6$ V).



Rys. 2. Charakterystyka prądu kolektora: $I_C = f(\beta)$

Wielkoprzyrostową czułość względną prądu kolektora I_C , dla dowolnie dużych zmian β , określa definicyjne równanie:

$$^w S_{\beta}^{I_C} \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\frac{\Delta I_C}{I_C}}{\frac{\Delta \beta}{\beta}}. \quad (11)$$

Dla β przyjmującego wartości z zakresu $50 \div 1000$ (co odnosi się do tranzystorów tego samego typu nie selekcyjonowanych na grupy w zależności od wartości β) wyznaczona metodą różnicową czułość $^w S_{\beta}^{I_C}$ przyjmuje wartość równą ok. $3,23 \cdot 10^{-3}$. Oznacza to, że względna zmiana β o 1900% powoduje względną zmianę prądu kolektora I_C tylko o ok. 6,2%. Z obliczonych, na podstawie równań (8) i (10), wartości prądu kolektora, wynika, że otrzymane wyniki wykazują różnice mniejsze niż 6%, co potwierdza przydatność prostego równania (8) do wyznaczania przybliżonej wartości prądu kolektora I_C .

Przy prądzie przemiennym parametry dynamiczne układu polaryzacji zdeterminowane są parametrami dzielnika napięcia stanowiącego szeregowo połączenie kondensatora C_2 i rezystora bramkowego R_G oraz transkonduktancją g_m (równanie (2)), tranzystora polowego. Napięcie na kondensatorze C_2 jest opóźnione względem napięcia wejściowego (granicznie o 90 stopni), co sprawia, że impedancja między drenem i źródłem Z_{ds} , „reaktancyjnego” tranzystora polowego, przy uwzględnieniu jego małosygnałowej transkonduktancji g_m , posiada charakter indukcyjny i wyraża się zależnością:

$$Z_{ds} = -\frac{U_p}{2} \sqrt{\frac{\beta}{I_C I_{DSS}}} (1 + j2\pi f R_G C_2), \quad (12)$$

gdzie: f – częstotliwość pracy układu, $j = \sqrt{-1}$ – operator liczby urojonej.

Ze względu na pożądane możliwie małe dynamiczne obciążenie wejścia wzmacniacza przez układ polaryzacji, pożądane jest, aby moduł impedancji Z_{ds} przyjmował, przy najniższej częstotliwości pracy f_d , wartość o rząd większą od rezystancji R_G , co można wyrazić jako:

$$|Z_{ds}| \geq 10R_G. \quad (13)$$

Ze względu na zwierające działanie kondensatora C_2 dla prądu przemiennego, impedancja wyjściowa układu polaryzacji jest w przybliżeniu równa rezystancji R_G i może przyjmować teoretycznie dowolnie duże wartości. Wychodząc z warunku (13) i uwzględniając równanie (12) otrzymuje się wyrażenie określające wymaganą wartość pojemności blokującej C_2 :

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_d} \sqrt{400 \frac{I_C I_{DSS}}{\beta U_p^2} - \frac{1}{R_G^2}}. \quad (14)$$

Z powodu istnienia pojemności rozproszonych przez bramkę tranzystora polowego mogą przenikać sygnały zakłócające do obwodu wejściowego wzmacniacza. Aby ograniczyć szkodliwe oddziaływanie sygnałów zakłócających na pracę układu, pożądane jest, aby impedancja widziana od strony bramki tranzystora polowego przyjmowała możliwie małe wartości. Przy małej częstotliwości pracy układu staje się ona równa rezystancji R_G . Z tego względu należy przyjmować wartość R_G , co najwyżej, o rząd większą od rezystancji wejściowej samego wzmacniacza. Dla założonych wartości: $R_G = 12,5\text{k}\Omega$ (przyjęto, że rezystancji ta posiada wartość dziesięciokrotnie większą od rezystancji wejściowej samego wzmacniacza), $\beta = 50$, $I_C = 1\text{mA}$ i $f_d = 30\text{Hz}$, z zależności (14) otrzymuje się: $C_1 \geq 41,7\mu\text{F}$.

Stosowany w układzie polaryzacji kondensator blokujący C_2 zapobiega również przesterowaniu tranzystora Q_1 częścią wejściowego napięcia przemiennego u_{we} , jakie może się odkładać między źródłem i bramką. Amplituda tego napięcia, ze względu na możliwość „odcinania” prądu drenu, nie może przekraczać różnicy napięć U_{GS} i U_p , określonej równaniem:

$$U_{GS} - U_p = -U_p \sqrt{\frac{I_C}{\beta I_{DSS}}}. \quad (15)$$

Dla ustalonego prądu kolektora $I_C=1,0\text{mA}$, przy $\beta=50$, różnica ta wynosi: $(U_{GS} - U_P) \cong 161\text{ mV}$. Zjawisko odcinania prądu drenu nie wystąpi we wzmacniaczu pracującym w układzie wspólnego emitera (z załączonym kondensatorem blokującym C_E), w którym amplituda napięcia wejściowego wymagana do pełnego wysterowania wzmacniacza, nie przekracza na ogół wartości rzędu kilkunastu – kilkudziesięciu miliwoltów. Zjawisko to może natomiast wystąpić w układach wzmacniaczy napięciowych z nie blokowanym rezystorem R_E (tzn. $C_3 = 0$) i wtórnikach napięciowych (wspólny kolektor), gdzie napięcie wejściowe może przyjmować wartości rzędu kilku woltów. Z tego względu należy dążyć, aby największa amplituda napięcia przemiennego $U_{C_2, \text{ampl}, \text{max}}$ (rys. 1) odkładanego na kondensatorze C_2 (a tym samym między bramką (G) i źródłem (S)), przy najniższej częstotliwości pracy f_d , przyjmowała wartość o rząd mniejszą od różnicy napięć U_{GS} i U_P , co można wyrazić, jako:

$$U_{C_2, \text{ampl}, \text{max}} \leq -\frac{1}{10} U_P \sqrt{\frac{I_C}{\beta I_{DSS}}} . \quad (16)$$

Dla tak określonego napięcia $U_{C_2, \text{ampl}, \text{max}}$, po uwzględnieniu wpływu reaktancji kondensatora blokującego C_2 na wspomniany podział napięcia wejściowego, otrzymuje się wyrażenie określające jego wymaganą wartość:

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_d R_G} \sqrt{100\beta \frac{I_{DSS}}{I_C} \left(\frac{U_{C_2, \text{ampl}, \text{max}}}{U_P} \right)^2} - 1 . \quad (17)$$

Dla omawianego układu (rys. 1), przy założeniu, że: $R_G = 12,5\text{k}\Omega$, $\beta = 50$, $I_C = 1\text{mA}$, $f_d = 30\text{Hz}$ i $U_{C_2, \text{ampl}, \text{max}} = 25\text{mV}$, z powyższej zależności otrzymuje się: $C_1 \geq 19,8\text{ }\mu\text{F}$. Jako ostateczną wartość pojemności C_2 należy przyjąć pojemność o większej wartości, tzn. $C_2 \geq 41,7\text{ }\mu\text{F}$, wyznaczoną ze wzoru (14).

Przedstawiony w pracy nieliniowy układ polaryzacji cechuje się ekstremalnie małym prądem pobieranym ze źródła napięcia zasilania, równym jedynie wymaganej wartości prądu bazy ($I_B = I_C/\beta$) niezbędnej do ustalenia spoczynkowego prądu kolektora. Tym samym straty mocy zasilania, wynikające z poboru mocy przez układ polaryzacji, zostały zredukowane do najniższego możliwego poziomu. Moc tracona w układzie polaryzacji (moc tracona jedynie w tranzystorze polowym), przy $\beta=50$, jest ok. 70 razy mniejsza od sumy mocy traconych w pozostałych elementach układu. Z tego względu stosowanie układu jest szczególnie korzystne w układach elektronicznych o zasilaniu bateryjnym. Ponadto proponowany układ polaryzacji cechuje się małymi względnymi zmianami prądu kolektora zarówno przy produkcyjnych rozrzutach wzmocnienia prądowego (β) tranzystora bipolarnego, jak też od zmian napięcia zasilania i temperatury. Zmierzona przez autora

względna zmiana prądu kolektora powodowana zmianą napięcia zasilania w zakresie $10\text{V} \div 20\text{V}$ wynosi ok. $2,2 \cdot 10^{-3}/\text{V}$, zaś względna zmiana prądu kolektora powodowana zmianą temperatury w zakresie $0^{\circ}\text{C} \div 50^{\circ}\text{C}$ wynosi ok. $1,2 \cdot 10^{-3}/\text{deg}$, co odpowiada, przy prądzie $I_c = 1\text{mA}$, jego bezwzględnej zmianie równej ok. $2,2 \mu\text{A}/\text{V}$ i ok. $1,2 \mu\text{A}/\text{deg}$. Przy prądzie przemiennym układ polaryzacji spełnia funkcję filtra zaporowego dla szumów i zakłóceń generowanych przez źródło napięcia zasilania, uniemożliwiając przenikanie tych sygnałów do wejścia wzmacniacza. O zaletach układu stanowi również jego prosta budowa oraz niska cena.

LITERATURA

- [1] A. Filipkowski: *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe*, WNT, Warszawa 1993, ss.115-118
- [2] W. Golde: *Wzmacniacze tranzystorowe*, WNT, Warszawa 1975, ss. 33 i 155-209
- [3] A. Guziński: *Liniowe elektroniczne układy analogowe*, WNT, Warszawa 1992, ss. 87-94
- [4] P. Horowitz, W. Hill: *Sztuka elektroniki*, Tom 1, WKŁ, Warszawa 1995, ss. 108-109
- [5] *Microwave Transistor Bias Considerations*, Hewlett-Packard Application Note 944-1, Aug., 1980
- [6] Z. Korzec, T. Kacprzak: *Tranzystory polowe złączowe*, WNT, Warszawa 1984, ss. 32 i 50-53
- [7] W. Marciniak: *Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone*, WNT, Warszawa 1984, ss.367-373
- [8] J. Millman, Ch. Halkias: *Układy scalone analogowe i cyfrowe*, WNT, Warszawa 1976, ss.274-298
- [9] J. Pawłowski: *Podstawowe układy elektroniczne (wzmacniacze i generatory)*, WKŁ, Warszawa 1980, ss.77-105.
- [10] K. Richter: *Design DC Stability Into Your Transistor Circuits, Microwaves*, Dec. 1973, pp.40-46.
- [11] S. Seely: *Układy elektroniczne*, WNT, Warszawa 1972, ss.134-142.
- [12] A. Ward, B. Ward: *A Comparision of Various Bipolar Transistor Biasing Circuits*, <http://www.amwireless.com/archives/2001/v13n4/v13n4pg30.pdf>