

Rys. 4.29. Przykład bezpośredniego sprzężenia wtórnika emiterowego

można go obciążyć tylko w przypadku wysterowania bardzo małymi napięciami zmiennymi. Dzieje się tak dlatego, że rezystancja obciążenia  $R_L$  jest połączona dla składowej zmiennej równolegle do rezystancji sprzężenia zwrotnego  $R_E$ . Jeżeli rezystancja obciążenia jest mała w porównaniu z  $R_E$ , już przy małym wysterowaniu napięciowym  $\Delta U_E$  wysterowanie prądowe jest tak duże, jak prąd spoczynkowy i występują zniekształcenia. By utrzymać je na małym poziomie, należy spełnić warunek

$$\Delta I_C = \frac{\Delta U_E}{R_E \parallel R_L} < I_{CQ} = \frac{U_{EQ}}{R_E}$$

czyli

$$\Delta U_C < \frac{R_E \parallel R_L}{R_E} U_{EQ} \quad (4.31)$$

W naszym przykładzie wynika stąd, np. dla  $R_L = r_{wy} = 140 \Omega$  maksymalna dopuszczalna amplituda

$$\Delta U_E < \frac{3,2 \text{ k}\Omega \parallel 140 \Omega}{3,2 \text{ k}\Omega} 6,4 \text{ V} = 268 \text{ mV}$$

Z równania (4.31) widać, że dla osiągnięcia wysterowania  $U_{wym} = 1/2 U_{EQ}$  rezystancja obciążenia musi spełnić warunek

$$R_L > R_E$$

## 4.6. Tranzystor jako źródło prądowe

Idealne źródło prądowe wymusza w obciążeniu  $R_L$  prąd, który nie zależy od spadku napięcia na  $R_L$ . Zgodnie z równoważnymi sobie schematami pokazanymi na rys. 1.2 i 1.3, układ taki można zrealizować, np. przez szeregowe

połączenie źródła napięcia  $E_G$  i bardzo dużej rezystancji  $R_G$ . Jeżeli prąd zwarcia  $I_{WY}$  nie ma być zbyt mały, napięcie  $E_G$  musi być bardzo duże. Na przykład przy  $I_{WY} = 1 \text{ mA}$  i  $R_G = 10 \text{ M}\Omega$ , napięcie  $E_G$  musiałoby wynosić 10 kV. Problem ten można łatwo rozwiązać, jeśli zadowolimy się żądaniem występowania dużej rezystancji wewnętrznej tylko w określonym zakresie napięcia wyjściowego. W tym zakresie tylko rezystancja dynamiczna

$$r_g = - \frac{dU_{WY}}{dI_{WY}}$$

musi być duża, podczas gdy rezystancja statyczna może być mała. Warunki takie spełnia tranzystor: podczas gdy  $U_{CE}/I_C$  jest rzędu kilku  $\text{k}\Omega$ ,  $dU_{CE}/dI_C$  może wynosić kilkaset  $\text{k}\Omega$ . Ujemne sprzężenie zwrotne umożliwia zwiększenie wartości dynamicznej rezystancji wewnętrznej o kilka rzędów. W dalszym ciągu zajmiemy się prostymi układami z jednym tranzystorem; precyzyjne źródła prądowe ze wzmacniaczami operacyjnymi zostaną omówione w rozdz. 13.

#### 4.6.1. Układ podstawowy

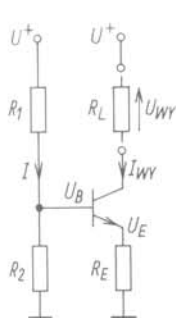
W źródle prądowym pokazanym na rys. 4.30 tranzystor pracuje w układzie WE z ujemnym prądowym sprzężeniem zwrotnym. Istotna różnica polega tylko na tym, że obciążenie jest połączone szeregowo z tranzystorem. Prąd wyjściowy ma stałą wartość, dopóki tranzystor nie zostanie przesterowany, tzn. dopóki napięcie  $U_{CE} > U_{CEsat}$ . W celu obliczenia rezystancji wewnętrznej, na podstawie układu napiszemy następujące zależności:

$$dI_{WY} = dI_C$$

$$dU_{CE} \approx -dU_{WY}$$

$$dI_E = dI_C + dI_B$$

$$dU_{BE} = -dI_B(R_1 \parallel R_2) - dI_E R_E$$



$$\text{Prąd wyjściowy } I_{WY} = \frac{U_E}{R_E} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E}$$

$$\text{Rezystancja wyjściowa } r_{wy} = - \frac{dU_{WY}}{dI_{WY}} = r_{ce} \left[ 1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{be} + R_E} \right]$$

Rys. 4.30. Źródło prądowe z dzielnikiem napięcia

Po uwzględnieniu równań (4.6) i (4.7) wynika stąd

$$r_{wy} = - \frac{dU_{WY}}{dI_{WY}} = r_{ce} \left[ 1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{be} + R_E} \right] \quad (4.32)$$

Wzór ten umożliwia wyodrębnienie trzech przypadków szczególnych, gdy  $R_1 \parallel R_2 \ll r_{be}$ :

- 1) gdy  $R_E = 0$ , to  $r_{wy} = r_{ce}$ , a więc rezystancji wyjściowej tranzystora;
- 2) gdy  $R_E \ll r_{be}$ , to

$$r_{wy} = r_{ce} \left( 1 + \frac{\beta}{r_{be}} R_E \right) = r_{ce} (1 + g_m R_E) = r_{ce} + k_{umax} R_E$$

W tym zakresie rezystancja wyjściowa rośnie liniowo ze wzrostem  $R_E$ ;

- 3) gdy  $R_E \gg r_{be}$ , to

$$r_{wy} = r_{ce} (1 + \beta) \approx \beta r_{ce}$$

W tym zakresie rezystancja wyjściowa nie rośnie już przy zwiększeniu rezystancji emitera. Jest to więc największa rezystancja wyjściowa, jaką można uzyskać w przypadku tranzystora bipolarnego.

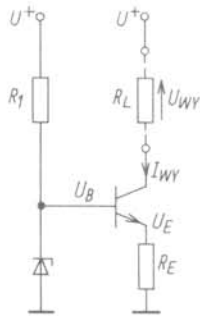
Przy obliczaniu wartości elementów źródła prądowego należy najpierw założyć spadek napięcia na rezystancji  $R_E$ . Im jest on większy, tym większa jest również rezystancja wyjściowa przy zadanym prądzie. Przy stałej wartości napięcia zasilania zmniejsza się równocześnie maksymalny spadek napięcia na obciążeniu  $R_L$ . Wybierzemy np.  $U_E = 5 \text{ V}$ , przy  $U^+ = 15 \text{ V}$ . Przy wymaganym prądzie  $1 \text{ mA}$  uzyskamy wówczas rezystancję emitera  $R_E = 5 \text{ k}\Omega$ . Rezystancję dzielnika napięcia polaryzującego bazę tranzystora należy dobrać tak małą, by w istotny sposób nie zmniejszyć rezystancji wyjściowej układu. Dlatego przy wzmocnieniu prądowym  $\beta = 300$  wybieramy

$$R_1 \parallel R_2 \approx r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \beta \frac{U_T}{I_C} = 300 \cdot 26 \Omega = 7,8 \text{ k}\Omega$$

Przy takim doborze elementów przez dzielnik napięcia  $R_1, R_2$  popłynie względnie duży prąd  $I \approx I_{WY}$ . Rezystancja wyjściowa przy  $r_{ce} = 100 \text{ k}\Omega$

$$r_{wy} = 100 \text{ k}\Omega \left[ 1 + \frac{300 \cdot 5 \text{ k}\Omega}{7,8 \text{ k}\Omega + 7,8 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega} \right] = 7,4 \text{ M}\Omega$$

Małą rezystancję wewnętrzną dzielnika napięcia polaryzującego bazę można również osiągnąć zastępując  $R_2$  stabilistorem (diodą Zenera). Możliwość taką pokazano na rys. 4.31. W układzie tym potencjał bazy jest w dużym stopniu niezależny od wahań napięcia zasilania.



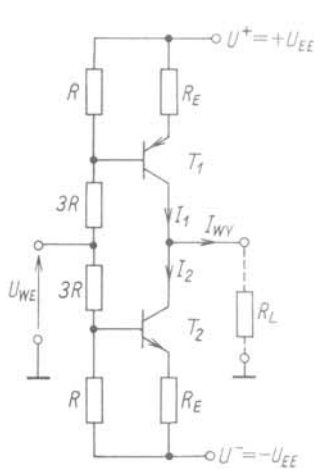
$$\text{Prąd wyjściowy } I_{WY} = \frac{U_E}{R_E} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E}$$

$$\text{Rezystancja wyjściowa } r_{wy} = -\frac{dU_{WY}}{dI_{WY}} = r_{ce} \left[ 1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel R_2) + r_{be} + R_E} \right]$$

Rys. 4.31. Źródło prądowe ze stabilistorem

#### 4.6.2. Źródło prądowe dla napięć dodatnich i ujemnych

Niekiedy jest potrzebne źródło prądowe dostarczające dodatniego lub ujemnego prądu wyjściowego  $I_{WY}$  o wartości proporcjonalnej do podanego na wejście napięcia  $U_{WE}$ . W tym celu można połączyć ze sobą dwa komplementarne źródła prądowe, jak na rys. 4.32. Jeżeli  $U_{WE} = 0$ , to prądy  $I_1$  i  $I_2$  są sobie równe, a prąd wyjściowy  $I_{WY}$  jest równy zero. Jeżeli do wejścia doprowadzamy napięcie dodatnie, zwiększa się prąd  $I_2$  i maleje  $I_1$ . W wyniku tego płynie ujemny prąd wyjściowy. Przy ujemnym napięciu wejściowym sytuacja jest odwrotna.



$$\text{Prąd wyjściowy } I_{WY} = -\frac{U_{WE}}{2R_E}$$

Rys. 4.32. Źródło prądowe dla napięć dodatnich i ujemnych

W celu obliczenia prądu wyjściowego wyznaczamy najpierw wartości prądów  $I_1$  i  $I_2$ . Na podstawie rys. 4.32

$$I_1 = \frac{\frac{1}{4}(U_{EE} - U_{WE}) - U_{BEQ}}{R_E}$$

$$I_2 = \frac{\frac{1}{4}(U_{EE} + U_{WE}) - U_{BEQ}}{R_E}$$

Otrzymujemy stąd

$$I_{WY} = I_1 - I_2 = -\frac{U_{WE}}{2R_E}$$

jak to już podano wyżej.

Układ pracuje poprawnie wówczas, gdy źródła prądowe nie są przestero-  
wane. Aby tak było, z jednej strony wartość bezwzględna napięcia wejściowego  
musi być mniejsza od  $U_{EE} - 4U_{BE}$ , ponieważ w przeciwnym wypadku jeden  
z dwu tranzystorów jest zatkany. Z drugiej strony rezystancja obciążenia musi  
być na tyle mała, by wartość bezwzględna napięcia wyjściowego nie przekro-  
czyła  $U_{EE}/2$ , gdyż wtedy jeden z tranzystorów zostaje nasycony.

#### 4.6.3. Wtórnik prądowy (lustro prądowe)

W układzie podstawowym z rys. 4.30 potencjał emitera wzrasta o 2 mV na  
stopień. Ten wpływ temperatury można skompensować przez zapewnienie spadku  
potencjału bazy  $U_B$  wynoszącego również 2 mV na stopień. W tym celu  
szeregowo z rezystancją  $R_2$  można włączyć diodę, jak to pokazano na rys. 4.33.  
Mamy wówczas

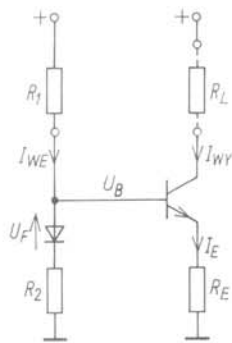
$$I_{WY} \approx I_E = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E} = \frac{I_{WE}R_2 + U_F - U_{BEQ}}{R_E} \approx \frac{R_2}{R_E} I_{WE}$$

Ze względu na proporcjonalność prądów  $I_{WY}$  i  $I_{WE}$  układ ten nosi nazwę *wtór-  
nika prądowego*.

Aby lepiej spełnić warunek  $U_F \approx U_{BEQ}$ , zamiast diody często stosuje się  
tranzystor, którego kolektor jest zwarty z bazą, jak na rys. 4.34. W tym ukła-  
dzie obowiązuje zależność  $U_{CE} = U_{BE} > U_{CEsat}$ . Tranzystor  $T_1$  nie jest więc  
nasycony. Jego prąd kolektora wynosi  $I_{WE} - 2I_B$ . Jeżeli oba tranzystory są  
jednakowe, przez  $T_2$  płynie również prąd  $I_{WY} = I_{WE} - 2I_B$ . Po uwzględnieniu  
wzmocnienia prądowego  $\beta_{st} = I_{WY}/I_B$

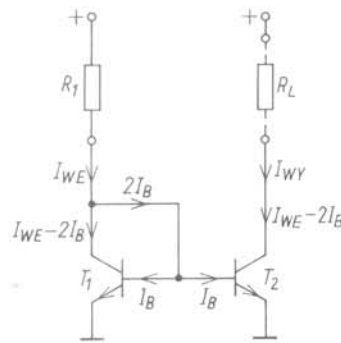
$$I_{WY} = \frac{\beta_{st}}{\beta_{st} + 2} I_{WE} \approx I_{WE}$$

Układ może pracować w zasadzie też bez rezystancji emiterowych. Najczęściej  
jednak nie rezygnuje się z nich w celu zwiększenia rezystancji wyjściowej i dla  
wyrównania błędów wynikających z niedokładnego doboru pary tranzystorów.



Prąd wyjściowy  $I_{WY} \approx \frac{R_2}{R_E} I_{WE}$

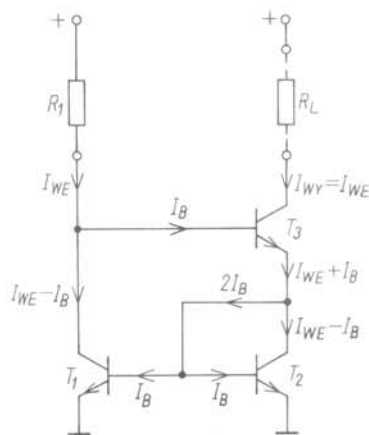
Rys. 4.33. Prosty wtórnik prądowy



Prąd wyjściowy  $I_{WY} \approx I_{WE}$

Rys. 4.34. Wtórnik prądowy z tranzystorem w połączeniu diodowym

Wtórnikami prądowymi o dużej dokładności i dużej rezystancji wyjściowej, nawet bez rezystancji emiterowych, jest układ Wilsona przedstawiony na rys. 4.35. Jest to układ z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Spadek napięcia na tranzystorze  $T_2$  pracującym w połączeniu diodowym wynosi zawsze tyle, ile jest niezbędne, by przez tranzystor  $T_1$  popłynął prąd kolektora  $I_{WE} - I_B$ . Osiągnięty zostaje wtedy stan ustalony, w którym występują prądy zaznaczone na rys. 4.35.



Prąd wyjściowy  $I_{WY} = I_{WE}$

Rys. 4.35. Źródło prądowe Wilsona

Wtórnik prądowy umożliwia również wytwarzanie całkowitych wielokrotności lub ułamkowych części prądu wejściowego przez równoległe dołączenie do  $T_2$  albo  $T_1$  odpowiedniej liczby tranzystorów. Warunkiem prawidłowego działania układu jest to, aby parametry tranzystorów były prawie identyczne. Nie można tego osiągnąć w układach z tranzystorami dyskretnymi. Z tego

powodu do budowy wtórników prądowych stosuje się matryce tranzystorów scalonych lub specjalne układy scalone (gotowe wtórniki prądowe), jak np. serii TL 011 ... 021 firmy Texas Instruments [4.5].

W układzie wtórnika źródłowego nie można uzyskać tak małych rezystancji wyjściowych, jak w układzie wtórnika emiterowego, ponieważ tranzystory polowe mają mniejszą transkonduktancję niż tranzystory bipolarne.

## 5.5. Tranzystor polowy jako źródło prądowe

Układ z rys. 5.8 działa podobnie do źródła prądowego na tranzystorach bipolarnych przedstawionego na rys. 4.30. W celu obliczenia rezystancji sprzężenia zwrotnego  $R_S$ , z charakterystyki przejściowej wyznacza się  $U_{GS}$  dla żądanej wartości prądu  $I$  i z równania (5.12) otrzymuje

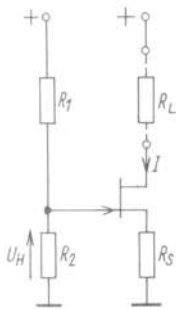
$$R_S = \frac{U_H + |U_{GS}|}{I_D} = \frac{U_H + |U_P|(1 - \sqrt{I_D/I_{DSS}})}{I_D}$$

Do obliczenia rezystancji wewnętrznej skorzystamy z równania (4.32) dla tranzystorów bipolarnych i przejdziemy do granicy dla  $\beta$ ,  $r_{be} \rightarrow \infty$ . Uwzględniając równanie (5.8) otrzymamy

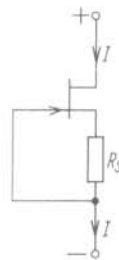
$$r_i = r_{ds}(1 + g_m R_S) = r_{ds} + k_{umax} R_S \quad (5.14)$$

W przypadku tranzystorów polowych z kanałem zubożonym prąd płynie również wówczas, gdy przyjmiemy napięcie pomocnicze  $U_H$  równe zero. Ten tryb pracy jest szczególnie interesujący, ponieważ układ może stanowić wtedy dwójnik, jak to pokazano na rys. 5.9. Można go więc włączyć zamiast dowolnego rezystora i z tego względu jest nazywany również *diodą polową*. Diody polowe mają prądy od 0,1 mA do 5 mA w szeregu E 12, np. serie CR 022 do CR 470 firmy Siliconix lub TCR 5278 do TCR 5315 firmy Teledyne.

Projektowanie źródła prądowego na tranzystorze polowym bez napięcia pomocniczego zilustrujemy przykładem liczbowym. Mamy zrealizować źródło



Rys. 5.8. Źródło prądowe z tranzystorem polowym



Rezystancja wewnętrzna  $r_i = r_{ds}(1 + g_m R_S)$

Rys. 5.9. Źródło prądowe z tranzystorem polowym bez napięcia pomocniczego

prądowe o wydajności 1 mA z tranzystorem polowym o parametrach:  $U_P = -3$  V,  $I_{DSS} = 10$  mA,  $k_{u\max} = 200$ . Rezystancję źródła obliczymy ze wzoru

$$R_S = \frac{|U_P|}{I_D} \left( 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) = \frac{3 \text{ V}}{1 \text{ mA}} \left( 1 - \sqrt{\frac{1 \text{ mA}}{10 \text{ mA}}} \right) = 2,05 \text{ k}\Omega$$

Żeby obliczyć rezystancję wyjściową układu, musimy najpierw obliczyć rezystancję wyjściową  $r_{ds}$  tranzystora polowego przy prądzie  $I_D = 1$  mA. Z równania (5.7) wynika

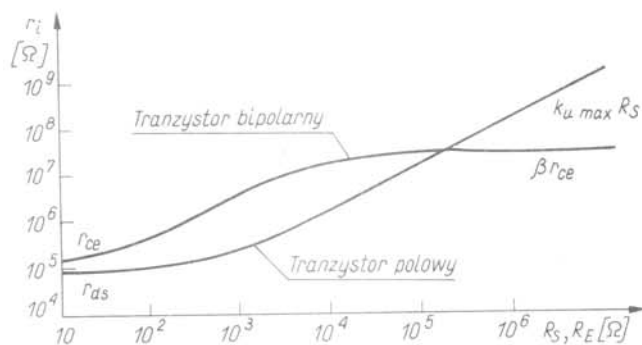
$$r_{ds} = \frac{k_{u\max}}{g_m} = \frac{k_{u\max}|U_P|}{2\sqrt{I_{DSS}I_D}} = \frac{200 \cdot 3 \text{ V}}{2\sqrt{10 \text{ mA} \cdot 1 \text{ mA}}} = 95 \text{ k}\Omega$$

Stąd otrzymujemy, po uwzględnieniu równania (3.14), rezystancję wewnętrzną źródła

$$r_i = r_{ds} + k_{u\max}R_S = 95 \text{ k}\Omega + 200 \cdot 2,05 \text{ k}\Omega = 505 \text{ k}\Omega$$

Jest ona znacznie mniejsza od rezystancji wyjściowej porównywalnych źródeł prądowych zbudowanych na tranzystorach bipolarnych.

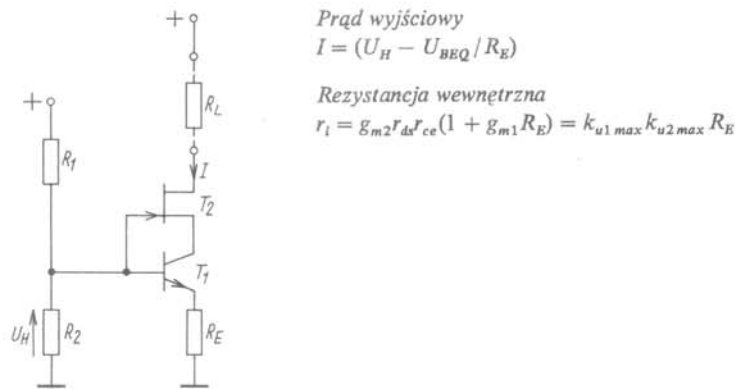
Porównując równania (5.14) i (4.32), można zauważyć zasadniczą różnicę między źródłami prądowymi z tranzystorami polowymi a bipolarnymi: jeżeli przyjmemy bardzo duże wartości rezystancji  $R_E$  lub  $R_S$ , rezystancja wewnętrzna źródła prądowego z tranzystorem polowym zdąży do nieskończoności, podczas gdy w przypadku tranzystora bipolarnego jest ograniczona wartością maksymalną równą  $\beta r_{ce}$ . Typowy przebieg  $r_i$  w funkcji  $R_E$  lub  $R_S$  podano na rys. 5.10.



Rys. 5.10. Porównanie rezystancji wewnętrznej źródeł prądowych z tranzystorem polowym i bipolarnym. Wartości typowe dla prądu 1 mA

Lepszy rezultat można uzyskać stosując źródło prądowe na tranzystorze polowym z dużą wartością rezystancji ujemnego sprzężenia zwrotnego. W tym celu rezystancję sprzężenia zwrotnego należy zrealizować w postaci źródła prą-

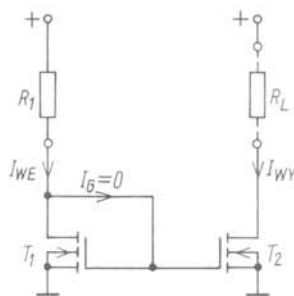
dowego. Jeżeli zastosujemy przedstawione na rys. 5.11 źródło prądowe na tranzystorze bipolarnym, to zgodnie z przykładem liczbowym z p. 4.6.1 przy prądzie 1 mA otrzymamy dynamiczną rezystancję sprzężenia zwrotnego  $r_s \approx 7 \text{ M}\Omega$ .



Rys. 5.11. Kaskadowe łączenie źródeł prądowych

Przy podanych powyżej parametrach tranzystora polowego wynika stąd wartość rezystancji wewnętrznej źródła prądowego 1,1 GΩ.

Wtórnik prądowy przedstawiony na rys. 5.12 odpowiada układowi na tranzystorach bipolarnych z rys. 4.34. Jeżeli oba tranzystory polowe z izolowaną bramką są jednakowe, to płynie przez nie jednakowy prąd, ponieważ są sterowane tym samym napięciem. Jest to jednak spełnione dokładnie tylko wtedy, kiedy również napięcia dren-źródło są sobie równe. Jeśli warunek ten nie jest spełniony, to prąd wyjściowy  $I_{WY}$  różni się od prądu wejściowego  $I_{WE}$  zgodnie z wartością rezystancji wyjściowej  $r_{ds}$  tranzystora  $T_2$ .



Rys. 5.12. Wtórnik prądowy

Wtórnik prądowy pokazany na rys. 5.12 można zrealizować tylko za pomocą tranzystorów polowych z kanałem wzbogacanym, ponieważ w punkcie pracy  $U_{DS} = U_{GS}$ . Spadek napięcia jest większy niż w przypadku tranzystorów bipolarnych; mieści się on między  $U_p$  a  $2U_p$ .