

6. ELEMENTY PÓŁPRZEWODNIKOWE

Rozdział ten poświęcony jest bliższemu przedstawieniu modeli elementów półprzewodnikowych, które zostały wbudowane w program PSpice. Dotychczas spotkaliśmy się z modelem diody półprzewodnikowej (strona 24), tranzystora bipolarnego (strony 23,48) oraz tranzystora polowego MOS (strona 21). Oprócz tego program PSpice pozwala na modelowanie tranzystora polowego złączowego oraz tranzystora polowego złączowego wykonanego z GaAs (arsenek galu). Modeli elementów półprzewodnikowych używaliśmy bez specjalnego omówienia. W tym rozdziale zostanie przedstawiony sposób deklaracji każdego z elementów w opisie obwodu, model matematyczny oraz parametry modelu. Parametry modeli zostały wyróżnione dużym, wytłuszczonym drukiem np. **IS**.

6.1. Dioda półprzewodnikowa

Podstawą działania diody półprzewodnikowej jest złącze pomiędzy dwoma obszarami półprzewodnika różniącymi się typem większościowych nośników ładunku. Złącze takie stanowi podstawę działania całej klasy przyrządów zwanych bipolarnymi. Dioda jest jednym z przedstawicieli tej klasy.

6.1.1. Deklaracja diody półprzewodnikowej

Składnia deklaracji diody półprzewodnikowej ma postać:

DXXXXXXX n+ n- _nazwa [_area] [OFF] [IC=_vd]

Przykłady:

DBR 2 10 DIODE1

DCM 3 10 DMOD 3.0 OFF IC=0.2

Nazwa diody zaczyna się od litery D. Parametry **n+** oraz **n-** to odpowiednio numery węzłów, do których dołączona jest anoda i katoda diody. W polu **_nazwa** należy umieścić nazwę modelu diody (instrukcja deklaracji modelu .MODEL — strona 111).

W polu **_area** umieszcza się tzw. współczynnik zwielokrotnienia przyrządu. Jest to liczba, przez którą przemnażane są (lub dzielone) te parametry modelu przyrządu, których wartość zależy od powierzchni zajmowanej przez przyrząd na powierzchni krzemu. Współczynnik zwielokrotnienia przyrządu jest zatem stosunkiem powierzchni, którą zajmuje deklarowany

element do powierzchni, którą założono deklarując model. W ten sposób jedna deklaracja modelu wystarcza dla modelowania wszystkich przyrządów tego samego typu, które powstały na powierzchni krzemu w jednym procesie technologicznym mimo, że poszczególne przyrządy różnią się między sobą rozmiarami geometrycznymi. W przypadku diody parametrem zależnym od powierzchni jest np. prąd nasycenia złącza IS. Prąd nasycenia złącza jest wprost proporcjonalny do powierzchni zajmowanej przez diodę. Jeżeli zatem w opisie obwodu pojawią się następujące deklaracje:

```
.MODEL MOJA_DIODA D IS=1.0E-18  
DCC 2 3 MOJA_DIODA 2.3
```

oznacza to, że prąd nasycenia diody DCC wynosi $2,3 \cdot 10^{-18}$ [A]. Jest on zatem 2,3 raza większy od prądu IS zadeklarowanego w modelu diody o nazwie MOJA_DIODA. Jeżeli w deklaracji diody DCC nie pojawi się współczynnik zwielokrotnienia to program PSpice przyjmie, że współczynnik ten równa się 1,0.

W deklaracji diody może pojawić się także słowo kluczowe **OFF**. Użycie tego słowa powoduje, że zmieniony zostaje nieco algorytm obliczania statycznego punktu pracy analizowanego układu. W pierwszej fazie każdy element, w którego deklaracji pojawiło się słowo kluczowe **OFF** zostaje wyłączony z obwodu przez zwarcie węzłów, do których były dołączone jego wyprowadzenia. Obliczany jest statyczny punkt pracy tak zmodyfikowanego obwodu. Po pomyślnym zakończeniu obliczeń algorytm wchodzi w drugą fazę. Wyłączone z obwodu elementy są ponownie włączane do obwodu. Obliczany jest statyczny punkt pracy układu, przy czym wartości początkowe potencjałów węzłowych są równe wartościom obliczonym w pierwszej fazie algorytmu. W ten sposób słowo kluczowe **OFF** może być użyte:

- ☐ Dla ułatwienia obliczenia przez program PSpice statycznego punktu pracy układu.
 - ☐ W przypadku układu bistabilnego, dla wybrania określonego statycznego punktu pracy.
- Użycie słowa kluczowego **OFF** prowadzi zawsze do poprawnego obliczenia statycznego punktu pracy układu. Jeśli jednak statyczny punkt pracy układu różni się w sposób istotny od założonego stanu wyłączenia elementu z obwodu to czas obliczeń może się bardzo wydłużyć.

Ostatnim elementem deklaracji diody są warunki początkowe dla analizy stanów nieustalonych. Po słowie kluczowym **IC=** podawana jest wartość napięcia między anodą i katodą diody w chwili rozpoczęcia analizy .TRAN (pole **_vd**)¹. Wartość ta ma znaczenie tylko wtedy, gdy w instrukcji analizy stanów nieustalonych użyto słowa kluczowego UIC (patrz strona 72), co pozwala na rozpoczęcie analizy stanów nieustalonych od dowolnego stanu początkowego. Pomija się wtedy obliczanie stanu ustalonego w układzie.

¹Warunki początkowe mogą zostać podane także w instrukcji .IC - patrz strona 72.

6.1.2. Model diody półprzewodnikowej

Model diody półprzewodnikowej składa się z kilku elementów, tak jak pokazuje to Rys. 69. Najistotniejszym z nich jest idealne złącze półprzewodnikowe p–n o charakterystyce statycznej określonej wzorem:

$$I_{d1} = I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_d}{N \cdot V_t}\right) - 1 \right] \quad (124)$$

gdzie:

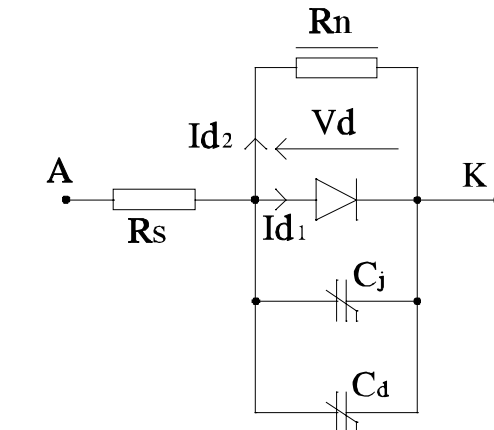
I_{d1} prąd płynący przez złącze;

$I_s(T)$ prąd nasycenia złącza jako funkcja temperatury T — wzór (134);

V_d napięcie panujące na złączu;

V_t potencjał termiczny — w temperaturze $T=300K$ równy około 26[mV];

N współczynnik emisji.



Rys.69. Model diody półprzewodnikowej w programie PSpice.

Równolegle do idealnego złącza półprzewodnikowego dołączony jest nieliniowy opornik o wykładniczej charakterystyce, którego zadaniem jest modelowanie zachowania złącza w stanie przebicia. Charakterystyka wymienionego elementu dana jest wzorem:

$$I_{d2} = -IBV \cdot \exp\left(-\frac{BV + V_d}{V_t}\right) \quad (125)$$

gdzie:

I_{d2} prąd płynący przez złącze w stanie przebicia;

BV wsteczne napięcie przebicia;

IBV prąd płynący przez element dla $V_d = -BV$.

Istnieją co najmniej dwa mechanizmy prowadzące do pojawienia się wstecznego prądu przebicia złącza. Pierwszy z nich polega na lawinowym powielaniu nośników ładunku w obszarze przejściowym między materiałem o przewodnictwie typu p i materiałem o przewodnictwie typu n. Drugi mechanizm polega na tunelowym przenikaniu przez nośniki ładunku wspomnianego obszaru. To, który z nich jest dominujący w przypadku rzeczywistego złącza zależy od szczegółów konstrukcyjnych [20]. Wzór (125) nie ma żadnego głębszego uzasadnienia fizycznego. Został wybrany arbitralnie przez autorów programu PSpice tak, aby można było łatwo aproksymować obserwowane doświadczalnie charakterystyki złącz p–n.

Szeregowa oporność o wartości R_s służy do:

- ☐ Modelowania oporności omowych obszarów n oraz p złącza.
- ☐ Oporności kontaktów.
- ☐ Zjawisk zachodzących w złączu przy wysokim poziomie wstrzykiwania nośników ładunku.

Te ostatnie modelowane są za pomocą oporności R_s tylko zgrubnie. Program PSpice zorientowany jest na analizę układów przeznaczonych do scale-
nia. W przypadku takich układów rzadko zdarza się konieczność analizy przyrządów pracujących przy dużym poziomie wstrzykiwania nośników. Odpowiada to zwykle dużej wartości prądu płynącego przez element. Wartość oporności szeregowej diody R_s obliczana jest na podstawie parametru **RS** oraz wartości współczynnika zwielokrotnienia przyrządu **_area** podawanego w deklaracji diody (strona 127):

Tablica XIX Parametry modelu diody półprzewodnikowej.

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
IS *	Prąd nasycenia w temperaturze odniesienia	[A]	10^{-14}
RS *	Oporność szeregową	[Ω]	0.0
N	Współczynnik emisji	-	1.0
TT	Czas przelotu	[s]	0.0
CJO *	Pojemność złącza przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
VJ	Potencjał złączowy	[V]	1.0
M	Wykładnik opisujący profil złącza	-	0.5
EG	Przerwa energetyczna	[eV]	1.11
XTI	Wykładnik potęgowej temp. współczynnika prądu	-	3.0
KF	Współczynnik szumów migotania	-	0.0
AF	Wykładnik szumów migotania	-	1.0
FC	Granica linearyzacji pojemności złącza	-	0.5
BV	Wsteczne napięcie przebicia	[V]	100
IBV	Prąd diody dla $V_d = -BV$	[A]	10^{-3}

* - parametr modyfikowany przez współczynnik zwielokrotnienia przyrządu **_area**

$$R_s = \frac{RS}{_area} \quad (126)$$

Przykład:

Na Rys. 70 przedstawiona jest charakterystyka statyczna typowej diody krzemowej. Linia deklaracji modelu tej diody jest następująca:

.MODEL DIO D IS=1E-16 N=1 BV=3 IBV=10M XTI=3 EG=1.11 RS=2

Parametrem na Rys. 70 jest oporność szeregową diody **RS**.

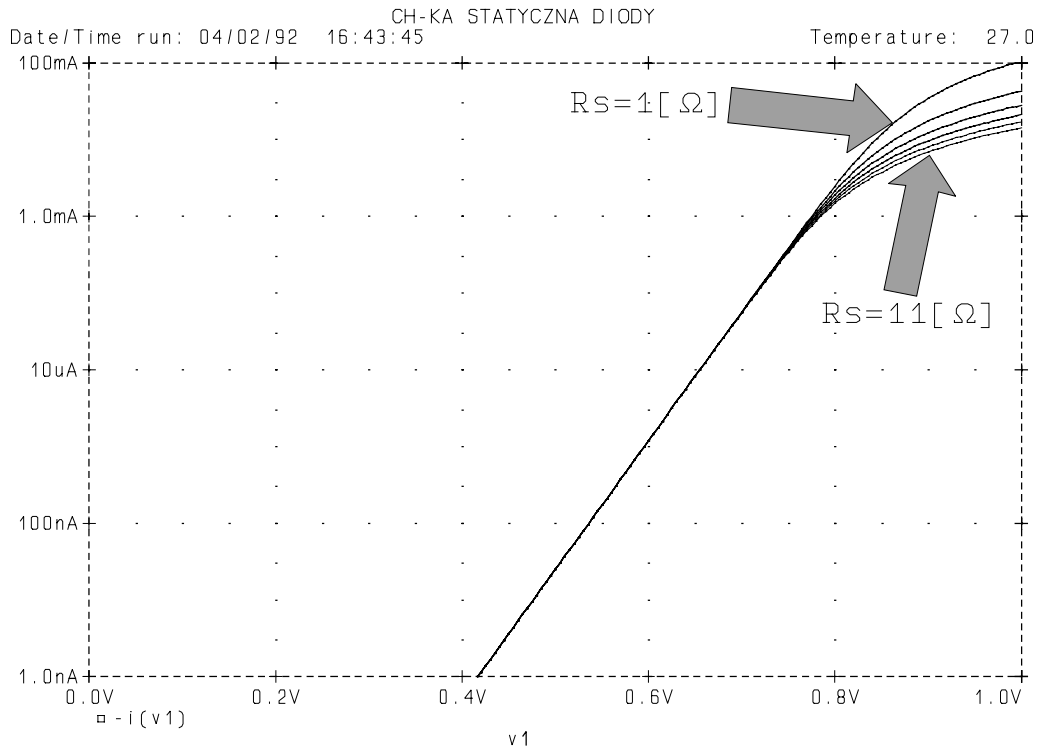
Ze względu na trudności numeryczne jakie mogą pojawić się podczas rozwiązywania równań staoprądowych obwodu program PSpice nie dopuszcza do sytuacji, w której przewodność różniczkowa przyrządu spadłaby poniżej wartości $G_{MIN} = 10^{-12} [S]$. W praktyce oznacza to, że każdy przyrząd zbocznikowany jest przez przewodność G_{MIN} . Wartość minimalnej przewodności G_{MIN} można zmienić za pomocą instrukcji .OPTIONS tak jak pokazano to poniżej.

.OPTIONS GMIN=_nowa_przewodność

W polu **_nowa_przewodność** należy umieścić zmodyfikowaną wartość minimalnej przewodności, która może pojawić się w obwodzie.

Przykład:

.OPTIONS GMIN=1E-9



Rys.70. Rodzina charakterystyk statycznych krzemowych diod półprzewodnikowych. Parametrem rodziny jest oporność szeregową diody, która zmienia się od 1[Ω] do 11[Ω].

Na Rys. 69 równolegle do złącza idealnego dołączone są dwie nieliniowe pojemności. Ich zadaniem jest modelowanie dynamiki elementu. Pojemność C_j modeluje pojemność złączową związaną z ładunkiem przestrzennym zgromadzonym w pobliżu „styku” obszarów n oraz p półprzewodnika. Ładunek Q_j zgromadzony w tym obszarze wyraża się następującym wzorem:

$$Q_j = C_{jo}(T) \cdot \int_0^{V_d} \left[1 - \frac{v}{V_j(T)} \right]^{-M} dv \quad (127)$$

gdzie:

$C_{jo}(T)$ różniczkowa pojemność złączowa dla $V_d=0[V]$ jako funkcja temperatury — wzór (135);

$V_j(T)$ napięcie dyfuzyjne (potencjał złączowy) jako funkcja temperatury — wzór (136);

M wykładnik opisujący profil złącza.

W wypadku, gdy napięcie na złączu V_d przekroczy wartość równą $FC \cdot V_j(T)$ przyjmuje się, że pojemność różniczkowa złącza jest liniową funkcją napięcia panującego na złączu. Prowadzi to do następującego wzoru określającego wartość ładunku Q_j :

Parametr FC określa granicę linearyzacji pojemności złączowej. Parametr ten może być dowolną liczbą z przedziału $<0;0.95>$. Jeżeli w deklaracji modelu diody podana zostanie wartość przekraczająca 0.95 to program PSpice zaokrągli ją w dół do wartości 0.95. W

$$Qj = Cj_o(T) \cdot F1 + \frac{Cj_o(T)}{F2} \cdot \int_{FC \cdot Vj(T)}^{Vd} \left[F3 + \frac{M \cdot v}{Vj(T)} \right] dv \quad (128)$$

$$F1 = \frac{Vj(T) \cdot [1 - (1 - FC)^{1-M}]}{1 - M}$$

$$F2 = (1 - FC)^{1+M}$$

$$F3 = 1 - FC \cdot (1 + M)$$

przypadku, gdy wartość parametru **FC** nie zostanie podana program przyjmie wartość 0,5.

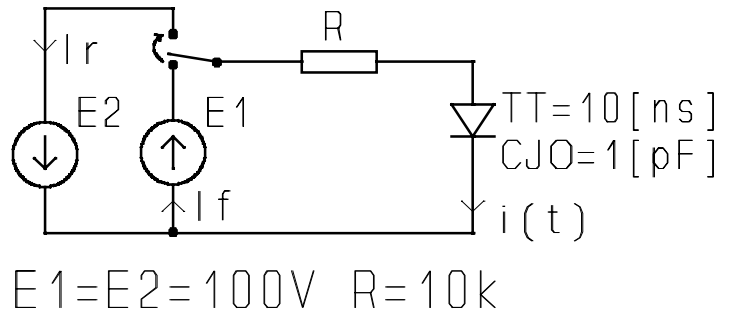
Nieliniowa pojemność C_d , zwana pojemnością dyfuzyjną, służy do modelowania zjawiska gromadzenia w obszarach *n* oraz *p* nadmiarowych nośników mniejszościowych wstrzykiwanych z obszaru o odmiennym typie przewodnictwa elektrycznego. Powszechnie przyjęty model tego zjawiska [20] prowadzi do wniosku, że ładunek Q_d zgromadzony na pojemności C_d jest proporcjonalny do prądu I_{d1} płynącego przez idealne złącze *p-n*.

$$Q_d = TT \cdot I_{d1} = TT \cdot I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_d}{N \cdot V_t}\right) - 1 \right] \quad (129)$$

gdzie **TT** to czas przelotu — parametr diody podawany w deklaracji modelu.

Pojemność C_d decyduje o czasie potrzebnym na przejście diody od stanu przewodzenia do stanu zablokowania. Rozważmy układ przedstawiony na Rys. 71.

Początkowo w układzie panuje stan ustalony. Przez diodę płynie prąd wymuszony siłą elektromotoryczną $E1$. W skutek przełączenia klucza gwałtownie zmienia się kierunek prądu $i(t)$ płynącego przez diodę powodując rozładowywanie kondensatorów nieliniowych C_j oraz



Rys.71. Przełączanie diody półprzewodnikowej.

C_d . W pierwszej fazie prąd płynący

przez element usuwa nadmiarowe nośniki ładunku Q_d . Towarzyszy temu rekombinacja tych ładunków. Proces rekombinacji ładunków opisywany jest przez stałą czasową równą czasowi przelotu diody **TT**. Polaryzacja złącza pozostaje praktycznie nie zmieniona (napięcie na pojemności jest ciągłą funkcją czasu). W rezultacie zmiany ładunku Q_d dobrze opisywane są za pomocą następującego równania [20]:

$$\frac{\partial Q_d}{\partial t} = -\frac{Q_d}{TT} - I_r \quad (130)$$

gdzie:

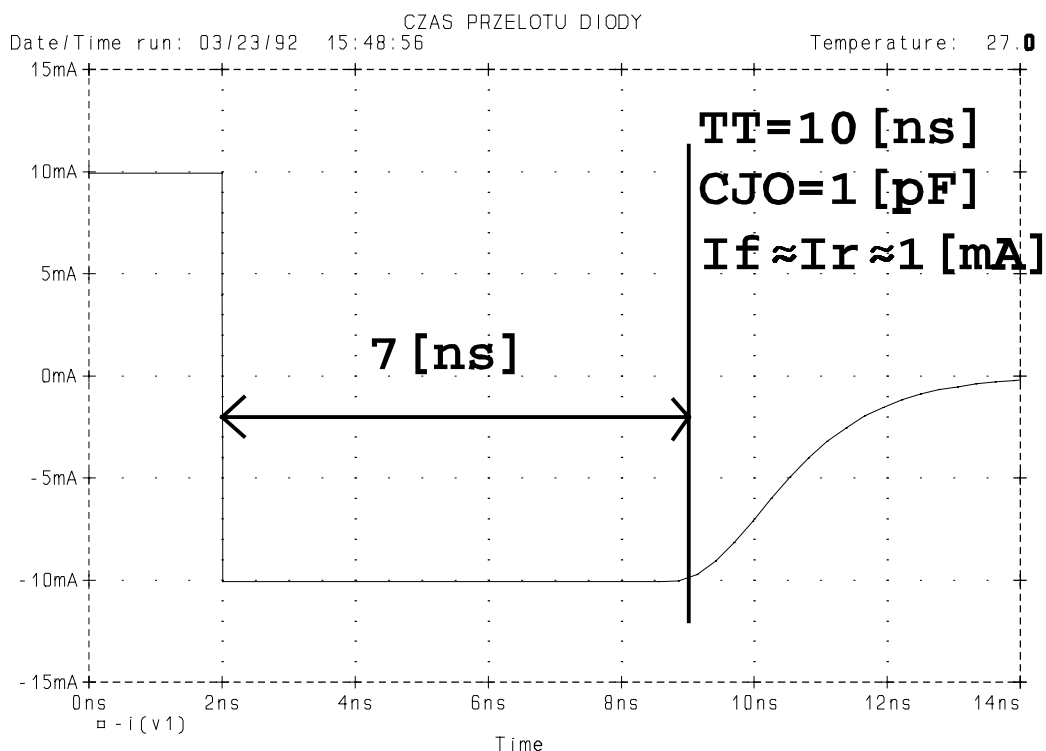
I_r prąd rozładowujący $\approx E_2/R$.

Równanie (130) jest wyrazem zasady zachowania ładunku. Zmiany ładunku Q_d w czasie (lewa strona równania) wynikają z jego rekombinacji (pierwszy składnik po prawej stronie) oraz odprowadzania przez prąd I_r (drugi składnik po prawej stronie). Wartość początkowa ładunku Q_d jest iloczynem parametru TT oraz prądu I_f płynącego przez diodę w kierunku przewodzenia w stanie ustalonym ($I_f \approx E_1/R$) [20]. Daje to następujący przebieg czasowy zmian ładunku Q_d :

$$Q_d(t) = TT \cdot \left[(I_f + I_r) \cdot \exp\left(-\frac{t}{TT}\right) - I_r \right] \quad (131)$$

Sytuacja taka trwa dopóki, dopóty cały ładunek $Q_d(t=0) = TT \cdot I_f$ nie zostanie usunięty. Wtedy dopiero zaczyna być usuwany ładunek Q_j zgromadzony w obszarze zubożonym powodując zmianę polaryzacji złącza i zmniejszenie prądu płynącego przez diodę do zera. Zgodnie ze wzorem (131) czas τ potrzebny na usunięcie ładunku Q_d wyraża się następująco:

$$\tau = TT \cdot \ln\left(\frac{I_r + I_f}{I_r}\right) \quad (132)$$



Rys.72. Wyniki symulacji procesu przełączania diody półprzewodnikowej za pomocą programu PSpice.

W tym czasie prąd płynący przez diodę w kierunku zaporowym pozostaje stały i równy I_r . W przypadku rozważanego przez nas obwodu wzór (132) daje czas $\tau \approx 6.9[\text{ns}]$.

Rozważania te ilustrują wyniki symulacji obwodu za pomocą programu PSpice przedstawione na Rys. 72. W pierwszym okresie, tuż po przełączeniu polaryzacji źródła, prąd płynący przez diodę pozostaje stały przez prawie $7.0[\text{ns}]$ — odpowiedzialna jest za to pojemność dyfuzyjna złącza. W ciągu następnych pięciu nanosekund prąd opada praktycznie do zera — wielkość tego czasu zależy głównie od pojemności złączowej diody.

6.1.3. Wływ temperatury na charakterystyki diody

Zmiany temperatury wpływają na charakterystykę statyczną diody poprzez zmianę wartości potencjału termicznego oraz poprzez zmiany wartości prądu nasycenia złącza. Potencjał termiczny V_t jest liniową funkcją temperatury bezwzględnej T :

$$V_t = \frac{k \cdot T}{q} \quad (133)$$

gdzie:

k stała Boltzmanna = $1,38 \cdot 10^{-23}[\text{J/K}]$;

q ładunek elementarny = $1,61 \cdot 10^{-19}[\text{A} \cdot \text{s}]$.

W programie PSpice przyjęta została następująca formuła pozwalająca na obliczenie zależności prądu nasycenia złącza od temperatury.

$$I_s(T) = _area \cdot I_s \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right)^{\frac{XTI}{N}} \cdot \exp \left[\frac{EG \cdot (T - TNOM)}{N \cdot V_t \cdot TNOM} \right] \quad (134)$$

gdzie:

IS prąd nasycenia złącza w temperaturze odniesienia $TNOM$;

XTI wykładnik potęgowy temperaturowego współczynnika prądu nasycenia;

EG wartość przerwy energetycznej dla materiału półprzewodnikowego, z którego wykonano złącze;

_area współczynnik zwielokrotnienia przyrządu;

TNOM temperatura odniesienia.

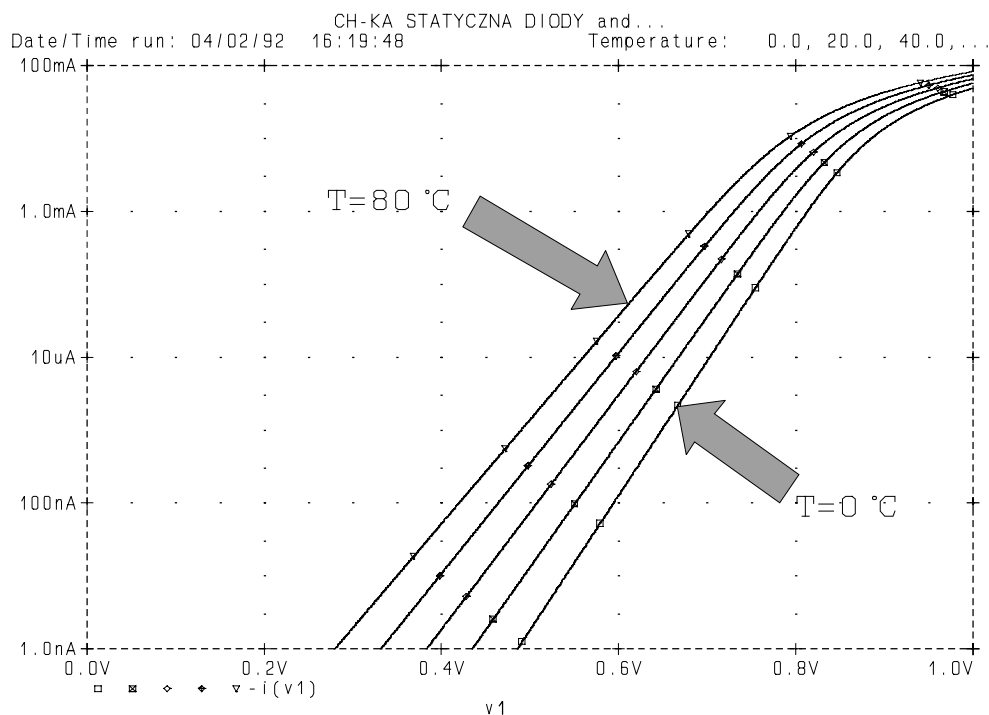
Prąd nasycenia złącza $I_s(T)$ jest dość skomplikowaną funkcją temperatury. W praktyce jednak dominujące znaczenie ma zależność wykładnicza.

Przykład:

Na Rys. 73 pokazano zbiór charakterystyk statycznych diody półprzewodnikowej w obszarze przewodzenia. Model diody opisany jest następującymi parametrami:

$$IS=10^{-18}[\text{A}], N=1, BV=3[\text{V}], IBV=10[\text{mA}], XTI=3, EG=1,11[\text{eV}], RS=2$$

Charakterystyki obliczone zostały przez program PSpice dla różnych wartości temperatury otoczenia diody. Pokazano tylko charakterystyki w obszarze przewodzenia ponieważ w obszarze przebicia złącze modelowane jest za pomocą wzoru (125). Jest to zależność służąca tylko do aproksymacji charakterystyki przebicia. Na ogół nie oddaje ona prawidłowo zmian



Rys.73. Wpływ temperatury na charakterystykę statyczną diody krzemowej w obszarze przewodzenia.

napięcia przebicia łączy wraz z temperaturą.

Podane wyżej parametry diody odnoszą się do temperatury odniesienia T_{NOM} . Jej wartość przyjmowana przez program PSpice wynosi $\approx 27^\circ\text{C}$ (300K). Przyjmuje się, że parametry modelu każdego przyrządu podawane są dla temperatury odniesienia. Możliwa jest zmiana wartości temperatury odniesienia za pomocą następującej instrukcji:

.OPTIONS TNOM=_nowa_wartość

W polu **_nowa_wartość** powinna zostać podana zmieniona wartość temperatury odniesienia wyrażona w $^\circ\text{C}$.

Przykład:

.OPTIONS TNOM=21

Wartość temperatury otoczenia analizowanego układu może być zmieniana dwoma metodami. W najbardziej ogólnym przypadku używa się instrukcji **.TEMP** (ang. temperature). Instrukcja ta ma następującą składnię:

.TEMP _t1 [_t2 [_t3 ...]]

Przykład:

.TEMP -20 0 20 40 60 80

Po słowie kluczowym **.TEMP** podaje się w polach **_t1**, **_t2**, **_t3** ... wartości temperatury

wyrażone w °C, dla których wykonane zostaną wszystkie instrukcje analizy obwodu umieszczone w zbiorze z danymi wejściowymi. Jeżeli zostanie podana wartość temperatury niższa od -273.0°C to zostanie ona zignorowana. Jeżeli instrukcja .TEMP nie pojawi się to program PSpice przyjmie, że temperatura otoczenia analizowanego obwodu jest równa TNOM.

Jeżeli interesuje nas tylko obliczenie charakterystyk stałoprądowych układu w różnych temperaturach można temperaturę otoczenia układu zmieniać za pomocą instrukcji .DC tak jak opisano to na stronie 20.

Pojemność różniczkowa złącza przy zerowej polaryzacji $C_{jo}(T)$ uzależniona jest w programie PSpice od temperatury w sposób bezpośredni oraz poprzez zależność potencjału złączowego od temperatury (różnicy potencjałów wytwarzającej się między obszarem typu p i obszarem typu n).

$$C_{jo}(T) = \text{area} \cdot CJO \cdot \left\{ 1 + M \cdot \left[0.0004 \cdot (T - TNOM) + \left(1 - \frac{V_j(T)}{VJ} \right) \right] \right\} \quad (135)$$

gdzie:

- $V_j(T)$ zależność potencjału złączowego od temperatury;
- VJ** potencjał złączowy w temperaturze odniesienia;
- M** wykładnik potęgowy opisujący profil złącza;
- _area** współczynnik zwielokrotnienia przyrządu.

We wzorze (135) występuje zależność potencjału złączowego od temperatury — $V_j(T)$. W programie PSpice zależność ta ma następującą postać:

$$V_j(T) = VJ \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right) - 3 \cdot Vt \cdot \ln \left(\frac{T}{TNOM} \right) - Eg(T) + EG \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right) \quad (136)$$

gdzie:

- Vt potencjał termiczny;
- $Eg(T)$ zależność szerokości przerwy energetycznej materiału półprzewodnikowego od temperatury;
- EG** szerokość przerwy energetycznej materiału półprzewodnikowego w temperaturze odniesienia.

Od temperatury uzależniona jest także szerokość przerwy energetycznej materiału półprzewodnikowego, z którego wykonany jest przyrząd:

$$Eg(T) = EG - \frac{0.000702 \cdot T^2}{T + 1108} \quad (137)$$

Zależność ta ma charakter empiryczny i dotyczy krzemu².

²Program PSpice przeznaczony jest głównie do analizy układów scalonych, które w ogromnej większości wykonywane są na podłożu krzemowym.

6.1.4. Model małosygnałowy i model szumowy diody

Małosygnałowy model diody półprzewodnikowej powstaje przez zastąpienie elementów nieliniowych występujących w modelu nieliniowym (Rys. 69) przez odpowiednie elementy liniowe. Złącze półprzewodnikowe opisane równaniem (124) zastąpione zostaje przewodnością gd o wartości równej przewodności różniczkowej złącza w punkcie pracy:

$$gd = \frac{\partial Id_1}{\partial Vd} = \frac{Is(T)}{Vt \cdot N} \cdot \exp\left(\frac{Vd}{Vt \cdot N}\right) \quad (138)$$

gdzie:

Vd – statyczne napięcie panujące na złączu.

W stanie przebicia istotną staje się przewodność gz reprezentująca przewodność różniczkową elementu nieliniowego symulującego zjawisko przebicia złącza:

$$gz = \frac{\partial Id_2}{\partial Vd} = \frac{IBV}{Vt} \cdot \exp\left(-\frac{BV + Vd}{Vt}\right) \quad (139)$$

W podobny sposób dokonuje się linearyzacji pojemności. Nieliniowa pojemność złączowa zastąpiona zostaje liniową pojemnością cj , której wartość określona jest wzorem:

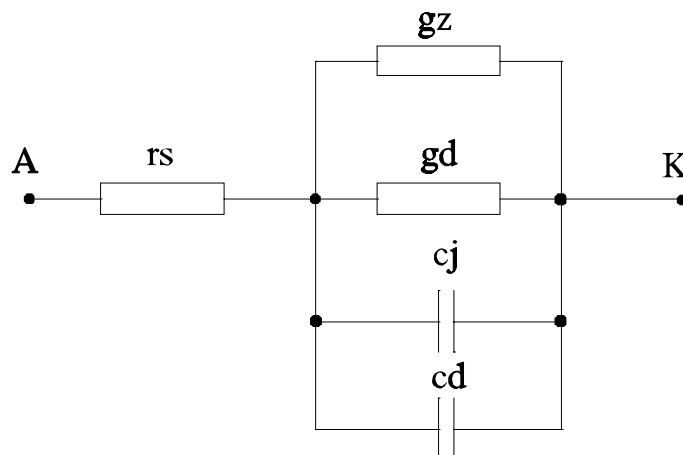
$$cj = \frac{\partial Qj}{\partial Vd} = \frac{Cjo(T)}{\left(1 - \frac{Vd}{Vj(T)}\right)^M} \quad (140)$$

Podobnie postępuje się z pojemnością dyfuzyjną. Zostaje ona zastąpiona liniową pojemnością cd , której wartość równa jest odpowiedniej pojemności różniczkowej:

$$cd = \frac{\partial Qd}{\partial Vd} = \frac{TT \cdot Is(T)}{Vt \cdot N} \cdot \exp\left(\frac{Vd}{Vt \cdot N}\right) \quad (141)$$

W rezultacie bez zmian pozostaje tylko oporność szeregową diody. Pełny schemat małosygnałowego modelu diody przedstawiony jest na Rys. 74.

Elementy składowe, z których budowane są modele szumowe rzeczywistych elementów i układów elektronicznych przedstawiono już w rozdziale 3 na stronie 63. Sygnał szumu jest zawsze mały, tak mały że wszystkie elementy elektroniczne mogą być traktowane jako elementy liniowe. Stąd model szumowy elementu powstaje z



Rys.74. Małosygnałowy model diody półprzewodnikowej.

modelu małosygnałowego poprzez uzupełnienie go o źródła szumów. W przypadku diody przyczyną szumu jest przepływ prądu przez złącze półprzewodnikowe. Stąd równolegle do przewodności G_d dołączone jest źródło szumu w postaci źródła prądu (Rys. 75), którego widmo mocy $(I_{sz,d})^2$ dane jest wzorem:

$$(I_{sz,d})^2 = 2 \cdot q \cdot I_{d1} + \frac{KF \cdot I_{d1}^{AF}}{f} \quad (142)$$

gdzie:

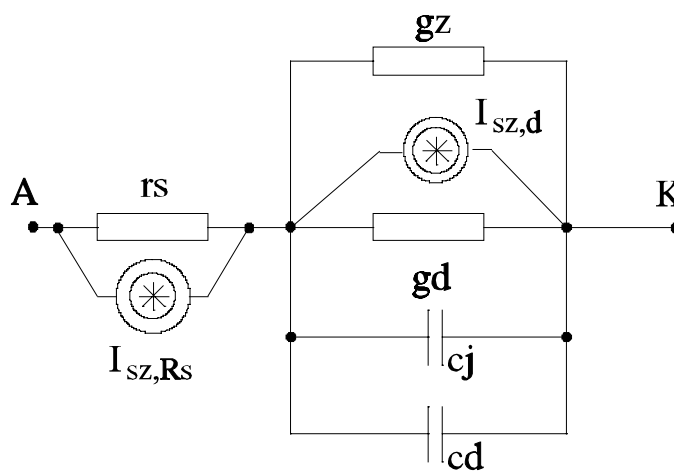
- f częstotliwość;
- KF** wykładnik szumów migotania;
- AF** współczynnik szumów migotania.

Pierwszy składnik wzoru (142) opisuje szum śrutowy, wywołany przepływem elektronów przez złącze. Drugi składnik to szum migotania. Źródłem szumów jest także oporność szeregową diody R_s . Stąd równolegle do niej wpięte jest prądowe źródło szumów o widmowej gęstości mocy $(I_{sz,Rs})^2$ danej wzorem:

$$(I_{sz,Rs})^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_s} \quad (143)$$

6.2. Tranzystor bipolarny

W przypadku symulacji dyskretnych układów elektronicznych model tranzystora bipolarnego jest jednym z częściej używanych modeli. Stanowi często podstawę makromodelu [3] — modelu większego układu elektronicznego (np. wzmacniacza operacyjnego) oddającego zachowanie modelowanego układu, ale nie oddającego jego struktury wewnętrznej.



Rys.75. Model szumowy diody półprzewodnikowej.

6.2.1. Deklaracja tranzystora bipolarnego

Linia deklaracji tranzystora bipolarnego w języku symulacyjnym programu PSpice ma postać:

QXXXXXXXX _nc _nb _ne [_ns] _nazwa_m [_area][OFF][IC=_vbe,_vce]

Przykłady:

Q1 1 2 3 QMOD IC=0.6,5.0
Q9A 2 12 4 5 MOD1

Nazwa tranzystora bipolarnego zaczyna się zawsze od litery **Q**. W polach **_nc**, **_nb**, **_ne** podaje się numery węzłów, do których dołączony jest odpowiednio kolektor, baza i emiter tranzystora. W opcjonalnym polu **_ns** podaje się numer węzła, do którego dołączone jest podłoże tranzystora. Jeżeli parametr ten nie zostanie podany program PSpice zakłada, że podłoże tranzystora dołączone jest do węzła masy. W polu **_nazwa_m** należy podać nazwę modelu tranzystora, do którego odwołuje się deklaracja. Pole **_area** zawiera współczynnik zwielokrotnienia przyrządu (patrz strona 127), natomiast słowo kluczowe **OFF** zmienia algorytm obliczania statycznego punktu pracy układu tak jak to opisano na stronie 128. Na końcu linii deklaracji po słowie kluczowym **IC=** można podać (oddzielając przecinkiem):

- wartość napięcia początkowego między bazą i emiterym — pole **_vbe**;
- wartość napięcia początkowego między kolektorem i emiterym — pole **_vce**.

Parametry te mają znaczenie tylko podczas analizy stanów nieustalonych i to tylko wtedy, gdy w instrukcji **.TRAN** pojawi się słowo kluczowe **UIC** (patrz strona 72).

6.2.2. Charakterystyka statyczna tranzystora bipolarnego³

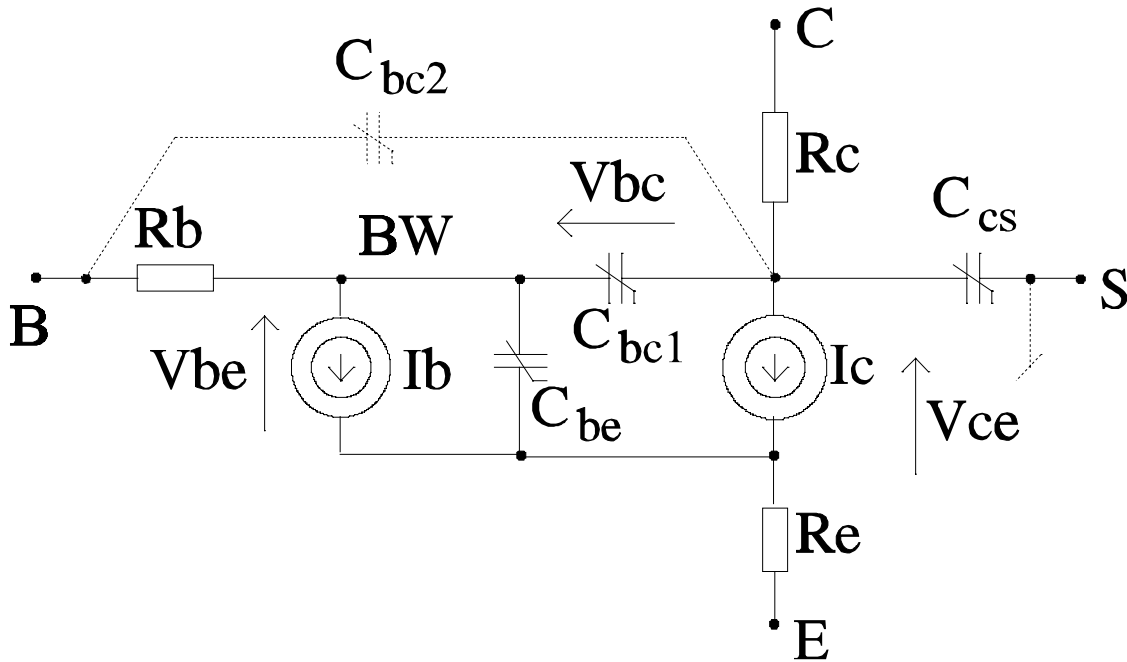
Model tranzystora bipolarnego, który został wbudowany w program PSpice jest zmodyfikowanym modelem ładunkowym Gummela–Poona [26] — Rys. 76. Charakterystyki tranzystora określone są głównie przez źródła prądu I_c oraz I_b . Na prąd kolektora I_c składają się prądy złącz kolektorowego oraz emiterowego z uwzględnieniem efektu tranzystorowego oraz prądu upływu złącza kolektorowego:

$$I_c = \frac{I_s(T)}{Qb} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{NF \cdot V_t}\right) - \exp\left(\frac{V_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) \right] - \frac{I_s(T)}{Br(T)} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right] - I_{sc}(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{bc}}{NC \cdot V_t}\right) - 1 \right] \quad (144)$$

gdzie:

- $I_s(T)$ prąd nasycenia w funkcji temperatury bezwzględnej T — wzór (168);
- $I_{sc}(T)$ prąd upływu złącza kolektor–baza w funkcji temperatury T — wzór (170);
- $Br(T)$ wzmocnienie prądowe dla pracy inwersyjnej w układzie OE jako funkcja temperatury bezwzględnej T — wzór (172);
- V_{be} napięcie baza–emiter;
- V_{bc} napięcie baza–kolektor;
- V_t potencjał termiczny — wzór (133);
- NF** współczynnik emisji dla pracy normalnej;
- NR** współczynnik emisji dla pracy inwersyjnej;
- NC** współczynnik emisji dla prądu upływu złącza kolektorowego.

³Wszystkie rozważania prowadzone są dla tranzystora typu n-p-n. Autor sądzi, że na tej podstawie Czytelnik jest w stanie odtworzyć sobie model tranzystora p-n-p zastosowany w programie PSpice.



Rys.76. Model tranzystora bipolarnego typu n-p-n.

Występujący w równaniu (144) parametr Qb to tzw. względny ładunek bazy. Służy on do modelowania zjawiska Early–ego polegającego na zmianach efektywnej szerokości obszaru bazy pod wpływem zmian napięcia panującego na złączach (rozszerzanie i kurczenie obszaru zubożonego). Parametr ten służy także do modelowania zjawisk związanych z wysokim poziomem wstrzykiwania nośników do obszaru bazy. Ładunek względny Qb obliczany jest przez program PSpice zgodnie ze wzorem:

$$Qb = \frac{Ql}{2} \cdot (1 + \sqrt{1 + 4 \cdot Q2}) \quad (145)$$

Ładunek Ql uwzględnia istnienie zjawiska Early–ego:

$$Ql = \left(1 - \frac{Vbc}{VAF} - \frac{Vbe}{VAR} \right)^{-1}, \quad (146)$$

natomiast ładunek $Q2$ uwzględnia zjawiska związane z wysokim poziomem wstrzykiwania nośników:

$$Q2 = \frac{Is(T)}{IKF} \cdot \left[\exp\left(\frac{Vbe}{NF \cdot Vt}\right) - 1 \right] + \frac{Is(T)}{IKR} \cdot \left[\exp\left(\frac{Vbc}{NR \cdot Vt}\right) - 1 \right] \quad (147)$$

gdzie:

- VAF** napięcie Early–go dla pracy normalnej;
- VAR** napięcie Early–go dla pracy inwersyjnej;
- IKF** prąd załamania dla pracy normalnej;
- IKR** prąd załamania dla pracy inwersyjnej.

Drugim istotnym składnikiem schematu zastępczego tranzystora jest siła prądomotoryczna

I_b modelująca prąd bazy tranzystora. Prąd ten obliczany jest następująco:

$$I_b = \frac{I_s(T)}{B_f(T)} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{NF \cdot V_t}\right) - 1 \right] + I_{se}(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{NE \cdot V_t}\right) - 1 \right] + \\ + \frac{I_s(T)}{B_r(T)} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right] + I_{sc}(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{bc}}{NC \cdot V_t}\right) - 1 \right] \quad (148)$$

gdzie:

$I_s(T)$ prąd nasycenia w funkcji temperatury bezwzględnej T — wzór (168);

$I_{sc}(T)$ prąd upływu złącza kolektor–baza w funkcji temperatury T — wzór (170);

$I_{se}(T)$ prąd upływu złącza baza–emiter w funkcji temperatury T — wzór (169);

$B_r(T)$ wzmocnienie prądowe dla pracy inwersyjnej w układzie OE jako funkcja temperatury bezwzględnej T — wzór (172);

$B_f(T)$ wzmocnienie prądowe tranzystora w układzie OE dla pracy normalnej w funkcji temperatury bezwzględnej T — wzór (171).

Na prąd I_b składają się:

☐ Prąd złącza baza–emiter podzielony przez wzmocnienie tranzystora dla pracy normalnej.

☐ Prąd złącza baza–kolektor podzielony przez wzmocnienie tranzystora dla pracy inwersyjnej.

☐ Prąd upływu złącza baza–emiter.

☐ Prąd upływu złącza baza–kolektor.

Tablica XX Parametry modelu tranzystora bipolarnego wpływające na charakterystyki statyczne.

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
IS *	Prąd nasycenia w temperaturze odniesienia	[A]	10^{-16}
BF	Współczynnik wzmocnienia prądowego dla pracy normalnej	-	100
NF	Współczynnik emisji dla pracy normalnej	-	1.0
VA	Napięcie Early-ego dla pracy normalnej	[V]	∞
IKF *	Prąd załamania dla pracy normalnej	[A]	∞
ISE *	Prąd upływu złącza baza-emiter	[A]	0.0
NE	Współczynnik emisji dla prądu ISE	-	1.5
BR	Współczynnik wzmocnienia prądowego dla pracy inwersyjnej	-	1.0
NR	Współczynnik emisji dla pracy inwersyjnej	-	1.0
VB	Napięcie Early-ego dla pracy inwersyjnej	[V]	∞
VAR	Prąd załamania dla pracy inwersyjnej	[A]	∞
ISC *	Prąd upływu złącza baza-kolektor	[A]	0.0
NC	Współczynnik emisji dla prądu ISC	-	2.0
RB *	Oporność szeregową obszaru bazy	[Ω]	0.0
IRB *	Prąd kolektora, dla którego oporność bazy maleje do wartości $(RB+RBM)/2$	[A]	∞
RBM *	Minimalna wartość oporności obszaru bazy	[Ω]	RB
RE *	Oporność szeregową obszaru emitera	[Ω]	0.0
RC *	Oporność szeregową obszaru kolektora	[Ω]	0.0
XTB	Wykładnik temperaturowy dla współczynników BF oraz BR	-	0.0
EG	Przerwa energetyczna	[eV]	1.11
XTI	Wykładnik potęgowy temp. współczynnika prądu nasycenia	-	3.0

* - parametr modyfikowany przez współczynnik zwielokrotnienia przyrzędu `_area`

Rezystancje omowe obszarów emitera, kolektora i bazy modelowane są za pomocą liniowych oporników R_e , R_c oraz R_b . Wartość tych oporów uzależniona jest od współczynnika zwielokrotnienia przyrządu i obliczana zgodnie z następującymi wzorami:

$$R_e = \frac{RC}{\text{area}}, \quad R_c = \frac{RC}{\text{area}}, \quad R_b = \frac{RB}{\text{area}} \quad (149)$$

gdzie:

- RE** oporność obszaru emitera — parametr modelu tranzystora;
- RC** oporność obszaru kolektora — parametr modelu tranzystora;
- RB** oporność obszaru bazy — parametr modelu tranzystora.

Program PSpice pozwala dodatkowo na uzależnienie rezystancji obszaru bazy odysterowania tranzystora [26]. Jeżeli w deklaracji modelu tranzystora podana zostanie oprócz wartości parametru **RB** minimalna wartość oporności obszaru bazy **RBM** to oporność obszaru bazy R_b wyliczana będzie na podstawie następującego wzoru:

$$R_b = RBM + \frac{RB - RBM}{Qb} \quad (150)$$

Natomiast jeżeli oprócz wymienionych parametrów podana zostanie wartość parametru **IRB** tzn. wartość prądu kolektora, przy której oporność obszaru bazy maleje do wartości $(RB + RBM)/2$, to oporność obszaru bazy obliczana jest zgodnie z zależnością:

$$R_b = 3 \cdot (RB - RBM) \cdot \frac{\tan(z) - z}{z \cdot \tan^2(z)} + RBM \quad (151)$$

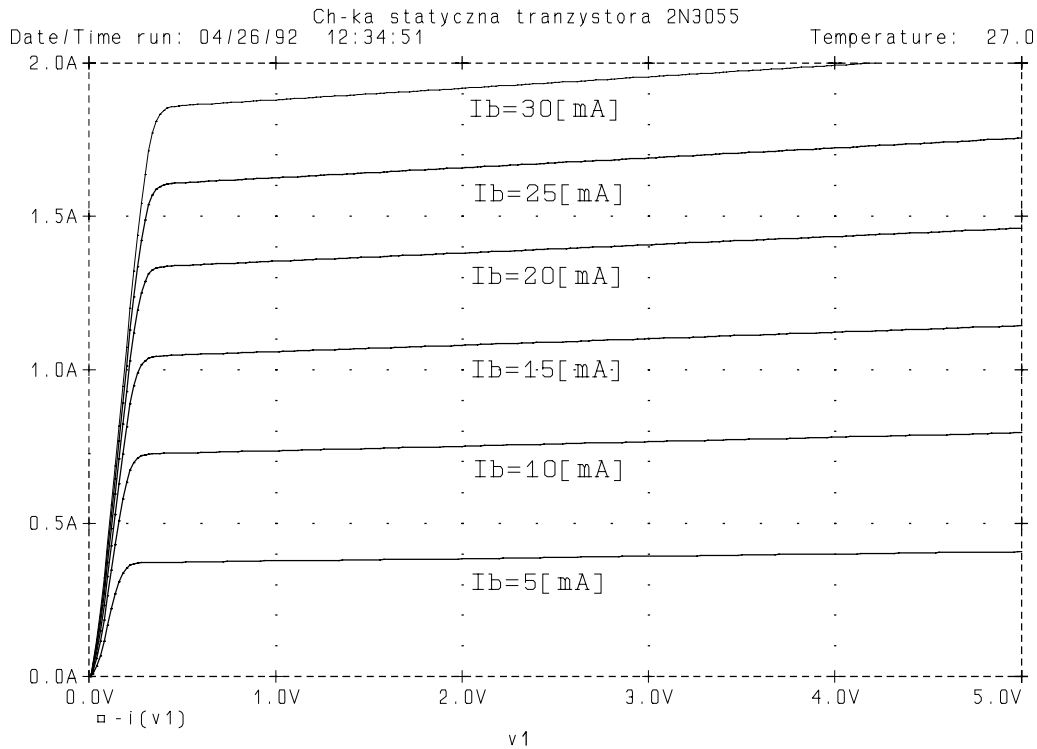
gdzie zmienna z wyliczana jest według wzoru:

$$z = \left(-1 + \sqrt{\frac{144 \cdot Ib}{\pi^2 \cdot IRB + 1}} \right) \cdot \left(\frac{24}{\pi^2} \sqrt{\frac{Ib}{IRB}} \right)^{-1} \quad (152)$$

Przykład:

Rys. 77 przedstawia zależność prądu kolektora I_c (oś pionowa) od napięcia kolektor–emiter V_{ce} (oś pozioma), obliczoną przez program PSpice, dla często używanego tranzystora mocy 2N3055. Parametrem na wykresie jest prąd bazy, który zmienia się od 5[mA] do 30[mA] z krokiem 5[mA]. Model tranzystora pobrany został z biblioteki modeli tranzystorów rozpowszechnianej wraz z programem PSpice przez firmę MicroSim. Poszczególne parametry tego tranzystora przyjmują następujące wartości:

$$\begin{aligned} &IS=974,4[\text{fA}]; XTI=3; EG=1,11[\text{eV}]; VAF=50[\text{V}]; BF=99,49[\text{A/A}]; NE=1,941; \\ &ISE=902,5[\text{pA}]; IKF=4,029[\text{A}]; XTB=1,5; BR=2,949[\text{A/A}]; NC=2; ISC=0[\text{A}]; IKR=0[\text{A}]; \\ &RC=0,1[\Omega]; CJC=276[\text{pF}]; VJC=0,75[\text{V}]; MJC=0,3333; FC=0,5; CJE=569,1[\text{pF}]; \\ &VJE=0,75[\text{V}]; MJE=0,3333; TR=971,7[\text{ns}]; TF=39,11[\text{ns}]; ITF=20[\text{A}]; VTF=10[\text{V}]; \\ &XTF=2; RB=10[\Omega] \end{aligned}$$



Rys.77. Zależność prądu kolektora od napięcia kolektor-emiter dla tranzystora 2N3055. Parametrem jest prąd bazy zmieniający się od 5[mA] do 30[mA] z krokiem 5[mA].

6.2.3. Pojemności

Schemat zastępczy tranzystora przedstawiony na Rys. 76 zawiera trzy nieliniowe pojemności. Są to:

- ☐ Pojemność obserwowana między bazą i emiterem C_{be} .
- ☐ Pojemność obserwowana między bazą i kolektorem C_{bc} . Program PSpice pozwala na podział tej pojemności na dwie części — pierwsza z nich dołączona jest do bazy wewnętrznej tranzystora (węzeł BW), a druga do bazy zewnętrznej (węzeł B). W ten sposób uzyskuje się dokładniejszy model zachowania tranzystora dla dużych częstotliwości.
- ☐ Pojemność obserwowana między kolektorem a podłożem C_{cs} — występowanie takiej pojemności jest charakterystyczne dla tranzystorów scalonych.

Ładunek Q_{be} zgromadzony przez pojemność C_{be} można podzielić na dwie części. Pierwsza z nich to ładunek zgromadzony przez pojemność złączową Q_{be}' , który wyraża się wzorem:

$$Q_{be}' = C_{je}(T) \cdot \int_0^{V_{be}} \left[1 - \frac{v}{V_{je}(T)} \right]^{-MJE} dv \quad (153)$$

gdzie:

- $C_{je}(T)$ pojemność złączowa baza–emiter przy zerowej polaryzacji jako funkcja temperatury bezwzględnej T — wzór (173);
 $V_{je}(T)$ potencjał złączowy dla złącza baza–emiter jako funkcja temperatury — wzór (174);
MJE wykładnik potęgowy opisujący profil złącza baza–emiter.

Jeżeli napięcie V_{be} przekroczy wartość $\mathbf{FC} \cdot V_{je}(T)$ program PSpice dokonuje liniowej ekstrapolacji pojemności złączowej w wyniku czego ładunek Q_{be}' obliczany jest następująco:

$$Q_{be}' = C_{je}(T) \cdot F1 + \frac{C_{je}(T)}{F2} \cdot \int_{FC \cdot V_{je}(T)}^{V_{be}} \left[F3 + \frac{MJE \cdot v}{V_{je}(T)} \right] dv \quad (154)$$

gdzie:

$$F1 = \frac{V_{je}(T) \cdot [1 - (1 - FC)^{(1 - MJE)}]}{1 - MJE} \quad (155)$$

$$F2 = (1 - FC)^{(1 + MJE)}$$

$$F3 = 1 - FC \cdot (1 + MJE)$$

Bezwymiarowy parametr **FC** określa granicę, powyżej której następuje liniowa ekstrapolacja pojemności złączowej. Wartość tego parametru powinna leżeć w przedziale (0;1). Jeżeli jednak nie zostanie podany w linii deklaracji modelu tranzystora to program PSpice przyjmie wartość równą 0,5.

Drugi składnik ładunku Q_{be} to ładunek mniejszościowych nośników ładunku Q_{be}'' wstrzykiwanych do obszaru bazy z obszaru emitera. Ładunek Q_{be}'' obliczany jest przez program PSpice zgodnie ze wzorem:

$$Q_{be}'' = T_f \cdot I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{NF \cdot V_t}\right) - 1 \right] \quad (156)$$

gdzie:

T_f efektywna wartość czasu przelotu dla pracy normalnej.

Zwykle wartość T_f równa jest wartości parametru **TF** (czas przelotu dla pracy normalnej) podawanego w deklaracji modelu tranzystora. Program PSpice pozwala jednak na modelowanie wpływu wysokiego poziomu wstrzykiwania nośników na wartość czasu przelotu dla pracy normalnej. Wymaga to podania w deklaracji modelu tranzystora (.MODEL) następujących parametrów:

XTF współczynnika zależności czasu przelotu dla pracy normalnej od napięcia

polaryzującego;

VTF napięcia opisującego zależność czasu przelotu dla pracy normalnej od napięcia V_{be} ;

ITF parametru opisującego zależność czasu przelotu dla pracy normalnej od dużych prądów.

W tej sytuacji wartość T_f obliczana jest zgodnie ze wzorem:

$$T_f = T_F \cdot \left[1 + \frac{X T_F \cdot \exp\left(\frac{V_{bc}}{1.44 \cdot V T_F}\right)}{\left(1 + \frac{I T_F}{B f(T) \cdot I_{b1}}\right)^2} \right] \quad (157)$$

Prąd I_{b1} występujący w powyższym równaniu wyraża się następująco:

$$I_{b1} = \frac{I_s(T)}{B f(T)} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{be}}{N F \cdot V_t}\right) - 1 \right] \quad (158)$$

Całkowity ładunek Q_{be} gromadzony w obszarze złącza baza–emiter jest sumą ładunku Q_{be}' gromadzonego przez pojemność złączową oraz ładunku Q_{be}'' gromadzonego przez pojemność dyfuzyjną:

$$Q_{be} = Q_{be}' + Q_{be}'' \quad (159)$$

Ładunek Q_{bc} gromadzony przez nieliniową pojemność C_{bc} w obszarze złącza baza–kolektor można także podzielić na dwa składniki. Pierwszy z nich to ładunek gromadzony przez pojemność złączową Q_{bc}' :

$$Q_{bc}' = C_{jc}(T) \cdot \int_0^{V_{bc}} \left[1 - \frac{v}{V_{jc}(T)} \right]^{-MJC} dv \quad (160)$$

gdzie:

$C_{jc}(T)$ pojemność złączowa baza–kolektor przy zerowej polaryzacji jako funkcja temperatury bezwzględnej T — wzór (173);

$V_{jc}(T)$ potencjał złączowy dla złącza baza–kolektor jako funkcja temperatury — wzór (174);

MJC wykładnik potęgowy opisujący profil złącza baza–kolektor.

Powyżej napięcia $F_C \cdot V_{jc}(T)$ program PSpice dokonuje liniowej ekstrapolacji pojemności złączowej, co w rezultacie prowadzi do następującego wzoru określającego wartość ładunku Q_{bc}' :

$$Q_{bc}' = C_{jc}(T) \cdot F1 + \frac{C_{jc}(T)}{F2} \cdot \int_{F_C \cdot V_{jc}(T)}^{V_{bc}} \left[F3 + \frac{MJC \cdot v}{V_{jc}(T)} \right] dv \quad (161)$$

gdzie:

$$F1 = \frac{V_{jc}(T) \cdot [1 - (1 - FC)^{(1 - MJC)}]}{1 - MJC} \quad (162)$$

$$F2 = (1 - FC)^{(1 + MJC)} \quad ; \quad F3 = 1 - FC \cdot (1 + MJC)$$

Drugi składnik ładunku Q_{bc} to ładunek Q_{bc}'' związany ze wstrzykiwaniem nośników ładunku z obszaru bazy do obszaru kolektora. Nośniki te w obszarze kolektora stają się nadmiarowymi nośnikami mniejszościowymi⁴. Ładunek Q_{bc}'' wyraża się wzorem:

$$Q_{bc}'' = TR \cdot I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{bc}}{NR \cdot V_t}\right) - 1 \right] \quad (163)$$

gdzie:

TR czas przelotu nośników ładunku dla pracy inwersyjnej.

Całkowity ładunek zgromadzony w obszarze złącza baza–kolektor Q_{bc} jest sumą ładunków Q_{bc}' oraz Q_{bc}'' .

Ładunek Q_{bc} zgromadzony na złączu baza–kolektor może zostać podzielony między pojemności C_{bc1} i C_{bc2} (Rys. 76). Pojemność C_{bc1} wpięta jest pomiędzy węzeł bazy wewnętrznej (BW) oraz węzeł kolektora wewnętrznego (CW). Pojemność C_{bc2} wpięta jest pomiędzy węzeł bazy zewnętrznej (B) oraz węzeł kolektora wewnętrznego (CW). Sposób podziału ładunku określa parametr **XCJC** (współczynnik podziału ładunku) podawany w linii deklaracji modelu tranzystora (.MODEL). Ładunek Q_{bc1} zgromadzony na pojemności dołączonej do bazy wewnętrznej wyraża się wzorem:

$$Q_{bc1} = XCJC \cdot Q_{bc}' + Q_{bc}'' \quad (164)$$

Natomiast ładunek zgromadzony na pojemności dołączonej do bazy zewnętrznej wyraża się następująco:

$$Q_{bc2} = (1 - XCJC) \cdot Q_{bc}'(V_{bc}) \quad (165)$$

gdzie:

$Q_{bc}'(V_{be})$ ładunek obliczany zgodnie ze wzorem (160), w których napięcie V_{be} zostało zastąpione przez napięcie V_{be} między bazą zewnętrzną i kolektorem wewnętrznym.

Ostatnią pojemnością modelu tranzystora przedstawionego na Rys. 76 jest pojemność C_{cs} między kolektorem, a podłożem układu scalonego. Pojemność ta modelowana jest w programie PSpice tylko w postaci pojemności złączowej. W rezultacie ładunek Q_{cs} zgromadzony na tej pojemności wyraża się wzorem:

⁴Z obszaru kolektora do obszaru bazy także wstrzykiwane są nośniki ładunku, które w obszarze bazy stają się nadmiarowymi nośnikami mniejszościowymi. Zjawisko to także uwzględniane jest przez ładunek Q_{bc}'' .

$$Q_{cs}' = C_{js}(T) \cdot \int_0^{V_{cs}} \left[1 - \frac{v}{V_{js}(T)} \right]^{-MJS} dv \quad (166)$$

gdzie:

$C_{js}(T)$ pojemność złączowa kolektor–podłoże przy zerowej polaryzacji jako funkcja temperatury bezwzględnej T — wzór (173);

$V_{js}(T)$ potencjał złączowy dla złącza kolektor–podłoże jako funkcja temperatury — wzór (174);

MJS wykładnik potęgowy opisujący profil złącza kolektor–podłoże.

Po przekroczeniu przez napięcie V_{cs} wartości **FC**· $V_{js}(T)$ program PSpice dokonuje liniowej ekstrapolacji pojemności złącza kolektor–podłoże co prowadzi do następującego wzoru określającego ładunek Q_{cs} :

$$Q_{js}' = C_{js}(T) \cdot F1 + \frac{C_{js}(T)}{F2} \cdot \int_{FC \cdot V_{js}(T)}^{V_{cs}} \left[F3 + \frac{MJS \cdot v}{V_{js}(T)} \right] dv \quad (167)$$

$$F1 = \frac{V_{js}(T) \cdot [1 - (1 - FC)^{(1 - MJS)}]}{1 - MJS}$$

$$F2 = (1 - FC)^{(1 + MJS)} \quad ; \quad F3 = 1 - FC \cdot (1 + MJS)$$

6.2.4. Zależności temperaturowe

W modelu tranzystora bipolarnego, który został wbudowany w program PSpice, od temperatury uzależnione są:

- ☐ prądy nasycenia $I_s(T)$, $I_{se}(T)$, $I_{sc}(T)$;
- ☐ wzmocnienie prądowe dla pracy normalnej $B_f(T)$ oraz dla pracy inwersyjnej $B_r(T)$;
- ☐ pojemności złączowe przy zerowej polaryzacji $C_{je}(T)$, $C_{jc}(T)$, $C_{js}(T)$;
- ☐ potencjały złączowe $V_{je}(T)$, $V_{jc}(T)$, $V_{js}(T)$.

Największy wpływ na zależność prądów nasycenia od temperatury ma szerokość przerwy energetycznej **EG** materiału półprzewodnikowego, z którego wykonano tranzystor. W przypadku prądu $I_s(T)$ istotna jest także wartość parametru **XTI** — wykładnika potęgi, której podstawa jest proporcjonalna do temperatury bezwzględnej układu:

$$I_s(T) = \text{area} \cdot I_s \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right)^{XTI} \cdot \exp \left[\frac{EG \cdot (T - TNOM)}{V_t \cdot TNOM} \right] \quad (168)$$

gdzie:

IS prąd nasycenia w temperaturze odniesienia $TNOM$.

W przypadku prądów $I_{se}(T)$ oraz $I_{sc}(T)$ istotny staje się także parametr **XTB** — wykładnik potęgowy w zależności wzmocnienia prądowego $B_f(T)$ od temperatury. Program PSpice oblicza wartość prądu $I_{se}(T)$ według wzoru:

$$I_{se}(T) = \text{area} \cdot I_{SE} \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right)^{(XTI - XTB)} \cdot \exp \left[\frac{EG \cdot (T - TNOM)}{Vt \cdot TNOM \cdot NE} \right] \quad (169)$$

natomiast wartość prądu $I_{sc}(T)$ oblicza według wzoru:

$$I_{sc}(T) = \text{area} \cdot I_{SC} \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right)^{(XTI - XTB)} \cdot \exp \left[\frac{EG \cdot (T - TNOM)}{Vt \cdot TNOM \cdot NC} \right] \quad (170)$$

Występują tu następujące parametry modelu tranzystora:

- ISE** prąd nasycenia dla prądu upływu złącza baza–emiter w temperaturze odniesienia;
- ISC** prąd nasycenia dla prądu upływu złącza baza–kolektor w temperaturze odniesienia;
- NE** współczynnik emisji dla prądu upływu złącza baza–emiter;
- NC** współczynnik emisji dla prądu upływu złącza baza–kolektor.

Wzory (168), (169) i **Tablica XXI** Parametry modelu tranzystora wpływające na dynamikę przyrządu oraz parametry szumowe.

wpływ współczynnika zwielokrotnienia przyrządu na prądy nasycenia. W ten sposób współczynnik ten wpływa na:

- ☐ Charakterystykę statyczną zadeklarowanego w strukturze obwodu tranzystora — patrz wzory (144) i (148).
- ☐ Dynamikę zadeklarowanego w strukturze obwodu tranzystora — patrz wzory (156) i (163).

Model tranzystora bipolarnego wbudowany w program PSpice zakłada, że wzmocnienie prądowe tranzystora dla pracy normalnej rośnie

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
CJE *	Pojemność złącza baza-emiter przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
VJE	Potencjał złączowy złącza baza-emiter	[V]	.75
MJE	Wykładnik opisujący profil złącza baza-emiter	-	0.5
TF	Czas przelotu dla pracy normalnej	[s]	0.0
XTF	Współczynnik w zależności TF od napięcia polaryzującego	-	0.0
VTF	Współczynnik w zależności TF od Vbe	[V]	∞
ITF	Współczynnik w zależności TF od dużych prądów	[A]	0.0
PTF	Dodatkowe przesunięcie fazowe dla częstotliwości $f=1/(2\pi \cdot TF)$	[deg]	0.0
CJC *	Pojemność złącza baza-kolektor przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
VJC	Potencjał złączowy złącza baza-kolektor	[V]	.75
MJC	Wykładnik opisujący profil złącza baza-kolektor	-	.33
XCJC	Współczynnik podziału pojemności złączowej złącza baza-kolektor	-	0.0
TR	Czas przelotu dla pracy inwersyjnej	[s]	0.0
CJS *	Pojemność złącza kolektor-podłoże przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
VJS	Potencjał złączowy złącza kolektor-podłoże	[V]	.75
MJS	Wykładnik opisujący profil złącza kolektor-podłoże	-	0.0
KF	Współczynnik szumów migotania	-	0.0
AF	Wykładnik szumów migotania	-	1.0
FC	Granica linearyzacji pojemności złącza	-	0.5

* - parametr modyfikowany przez współczynnik zwielokrotnienia przyrządu **_area**

proporcjonalnie do temperatury bezwzględnej T w potęgze **XTB**:

$$Bf(T) = BF \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right)^{XTB} \quad (171)$$

gdzie:

BF wzmacnienie prądowe tranzystora dla pracy normalnej w układzie OE w temperaturze odniesienia.

Podobną zależność zrealizowano dla wzmacnienia prądowego tranzystora pracującego inwersyjnie:

$$Br(T) = BR \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right)^{XTB} \quad (172)$$

gdzie:

BR wzmacnienie prądowe tranzystora dla pracy inwersyjnej w układzie OE w temperaturze odniesienia.

Jeżeli w deklaracji modelu tranzystora nie zostanie podana wartość parametru **XTB** to program PSpice przyjmie, że parametr ten równy jest zeru. W tym wypadku wzmacnienie prądowe $Bf(T)$ ($Br(T)$) jest równe wartości parametru **BF** (**BR**) i nie zależy od temperatury.

Pojemności złączowe przy zerowej polaryzacji dla złącza baza–emiter $Cje(T)$, baza–kolektor $Cjc(T)$ oraz kolektor–podłoże $Cjs(T)$ uzależnione są od temperatury w podobny sposób. Zależności te można ująć w jeden wzór (173), w którym występuje znak „...”. Jeżeli zamiast tego znaku wprowadzimy literę „e” lub „c” lub „s” otrzymamy wzór odpowiednio dla złącza baza–emiter, baza–kolektor i kolektor–podłoże.

$$Cj...(T) = _area \cdot CJ... \cdot \left\{ 1 + MJ... \cdot \left[4.0 \cdot 10^{-4} \cdot (T - TNOM) + \left(1 - \frac{Vj...(T)}{VJ...} \right) \right] \right\} \quad (173)$$

gdzie:

...=e dla złącza baza–emiter;

...=c dla złącza baza–kolektor;

...=s dla złącza kolektor–podłoże;

EG szerokość przerwy energetycznej materiału półprzewodnikowego;

MJ... współczynnik opisujący profil złącza;

VJ... potencjał złączowy odpowiadający temperaturze odniesienia $TNOM$;

$Vj...(T)$ zależność potencjału złączowego od temperatury.

Podobnie jednym wzorem można ująć zależność potencjałów złączowych od temperatury dla poszczególnych złącz:

$$Vj...(T) = VJ... \times \left(\frac{T}{TNOM} \right) - 3 \cdot Vt \cdot \ln \left(\frac{T}{TNOM} \right) - Eg(T) + EG \cdot \left(\frac{T}{TNOM} \right) \quad (174)$$

gdzie:

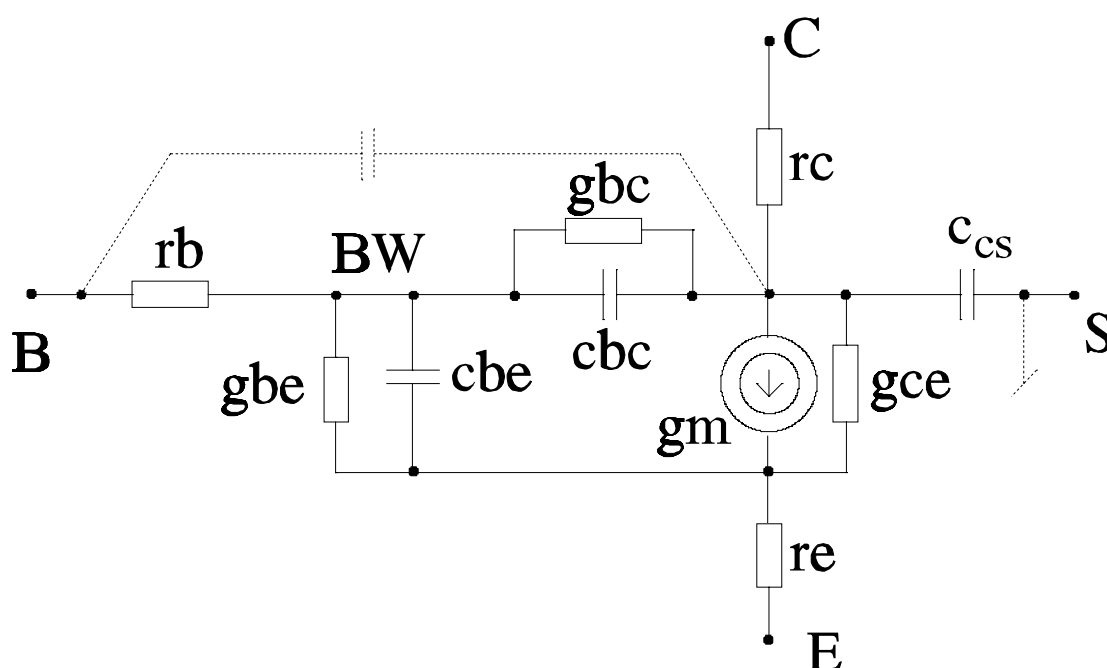
$Eg(T)$ zależność szerokości przerwy energetycznej materiału półprzewodnikowego od temperatury.

Zmiany szerokości przerwy energetycznej wraz ze zmianami temperatury program PSpice oblicza według następującego wzoru:

$$E_g(T) = E_G - \frac{7.02 \cdot 10^{-4} \cdot T^2}{T + 1108} \quad (175)$$

6.2.5. Model małosygnałowy i model szumowy

Podczas analizy zmiennoprądowej (.AC) program PSpice zastępuje każdy z tranzystorów jego modelem małosygnałowym. Jest to tzw. model hybryd π [24],[20], którego struktura



Rys.78. Małosygnałowy model hybryd π tranzystora bipolarnego.

przedstawiona jest na Rys. 78. Oporności r_c , r_e i r_b równe są odpowiednio oporności obszaru kolektora R_c , oporności obszaru emitera R_e i oporności obszaru bazy R_b . Siła elektromotoryczna I_b występująca w nieliniowym modelu Gummela–Poona (wzór (148)) zastąpiona zostaje przez liniowe przewodności g_{be} i g_{bc} . Ich wartość obliczana jest zgodnie z następującym wzorem:

$$g_{be} = \frac{\partial I_b}{\partial V_{be}} \quad ; \quad g_{bc} = \frac{\partial I_b}{\partial V_{bc}} \quad (176)$$

gdzie:

- I_b prąd bazy — wzór (148);
- V_{be} napięcie baza–emiter;
- V_{bc} napięcie baza–kolektor.

Jeżeli uwzględnić wpływ małych sygnałów na prąd I_c (wzór (144)) oraz prąd dopływający

do kolektora przez przewodność g_{bc} to siłą elektromotoryczną I_c występującą w modelu nieliniowym można zastąpić równoległym połączeniem przewodności g_{ce} oraz liniowej siły prądomotorycznej g_m sterowanej napięciem v_{be} . Wartość transkonduktancji g_m oraz przewodności g_{bc} obliczana jest zgodnie z następującymi zależnościami:

$$g_m = \frac{\partial I_c}{\partial V_{be}} + \frac{\partial I_c}{\partial V_{bc}} + \frac{\partial I_b}{\partial V_{bc}} \quad (177)$$

$$g_{ce} = -\frac{\partial I_c}{\partial V_{bc}} - \frac{\partial I_b}{\partial V_{bc}}$$

gdzie:

I_c prąd kolektora — wzór (144);

I_b prąd bazy — wzór (148).

Pochodne we wzorach (176) oraz (177) obliczane są dla statycznego punktu pracy układu. Należy zwrócić uwagę, że dla pracy w obszarze aktywnym⁵ transkonduktancja g_m z dużą dokładnością może zostać obliczona według wzoru:

$$g_m \approx \frac{I_c}{NF \cdot V_t} \quad (178)$$

gdzie:

I_c prąd kolektora;

NF współczynnik emisji dla pracy normalnej;

V_t potencjał termiczny — wzór (133).

Liniowa pojemność baza–emiter c_{be} występująca w modelu hybryd π otrzymywana jest przez różniczkowanie ładunku Q_{be} związanego z działaniem złącza baza–emiter względem zmian napięcia V_{be} :

$$c_{be} = \frac{\partial Q_{be}}{\partial V_{be}} = \frac{T_f \cdot I_s(T)}{NF \cdot V_t} \cdot \exp\left(\frac{V_{be}}{NF \cdot V_t}\right) + \frac{C_{je}(T)}{\left(1 - \frac{V_{be}}{V_{je}(T)}\right)^{MJE}} \quad (179)$$

gdzie:

T_f efektywny czas przelotu dla pracy normalnej — wzór (157);

$C_{je}(T)$ pojemność różniczkowa złącza baza–emiter jako funkcja temperatury — wzór (173);

$V_{je}(T)$ potencjał złączowy złącza baza–emiter jako funkcja temperatury bezwzględnej — wzór (174).

W aktywnym obszarze pracy tranzystora pierwszy składnik we wzorze (179) opisujący pojemność dyfuzyjną może być bardzo dobrze przybliżony w sposób następujący:

⁵Definują go z grubsza następujące nierówności: $V_{ce} > V_{be}$, $V_{ce} > 0$, $V_{be} > 0$.

$$cbe' = \frac{Tf \cdot Ic}{NF \cdot Vt} \quad (180)$$

Wartość pojemności cbe uzyskiwana jest także w wyniku różniczkowania:

$$cbe = \frac{\partial Qbc}{\partial Vbc} = \frac{TR \cdot Is(T)}{NR \cdot Vt} \cdot \exp\left(\frac{Vbc}{NR \cdot Vt}\right) + \frac{Cjc(T)}{\left(1 - \frac{Vbc}{Vjc(T)}\right)^{MJC}} \quad (181)$$

gdzie:

TR czas przelotu dla pracy inwersyjnej.

Pojemność złącza izolującego tranzystor od podłoża modelowana jest czystą pojemność złączowa (brak pojemności dyfuzyjnej). Stąd pojemność cjs oblicza się zgodnie ze wzorem:

$$cjs = \frac{\partial Qcs}{\partial Vcs} = \frac{Cjs(T)}{\left(1 - \frac{Vcs}{Vjs(T)}\right)^{MJS}} \quad (182)$$

Należy pamiętać, że jeżeli statyczna wartość napięcia panującego na złączu baza–emiter (baza–kolektor, kolektor–podłoże) przekroczy wartość $FC \cdot Vje(T)$ ($FC \cdot Vjc(T)$, $FC \cdot Vjs(T)$) to drugi składnik we wzorze (179) ((181), (182)) reprezentujący pojemność złączową ekstrapolowany jest liniowo.

Jeżeli podana zostanie wartość współczynnika podziału pojemności złączowej złącza baza–kolektor **XCJC** to między bazą zewnętrzną i węzłem kolektora pojawi się pojemność $cbe2$ dana wzorem:

$$cbe' = (1 - XCJC) \cdot \frac{Cjc(T)}{\left(1 - \frac{Vbc}{Vjc(T)}\right)^{MJC}} \quad (183)$$

gdzie:

VBe statyczna wartość napięcia baza wewnętrzna — emiter.

W tej sytuacji drugi składnik po prawej stronie wzoru (181) będzie proporcjonalny do parametru **XCJC**.

Parametry małosygnałowe przyrządów półprzewodnikowych obliczane są wraz ze statycznym punktem pracy układu. Ich wartość wpisywana jest do zbioru z danymi wyjściowymi. W przypadku tranzystora bipolarnego są to [26]:

$$\mathbf{RPI} = 1/gbe; \mathbf{RO} = 1/gce; \mathbf{GM} = gm; \mathbf{CPI} = cbe; \\ \mathbf{CMU} = cbc; \mathbf{CBX} = cbc'; \mathbf{CCS} = ccs; \mathbf{RX} = rb.$$

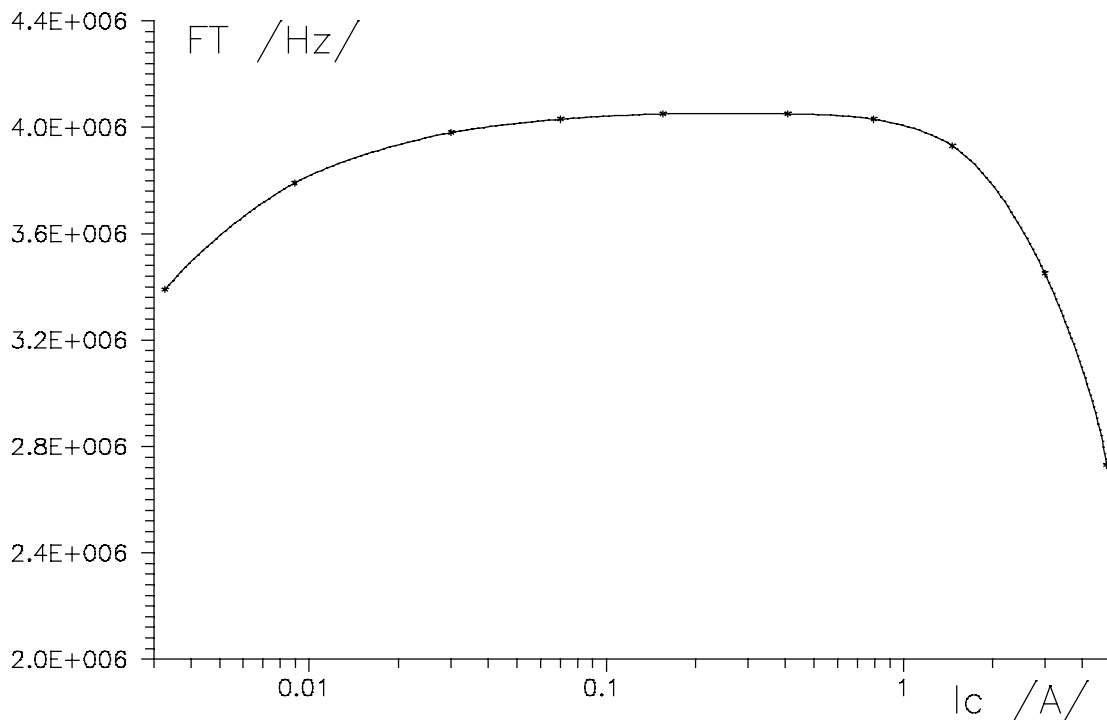
Ponadto program PSpice oblicza i zapisuje w zbiorze z danymi wyjściowymi wartość:

☐ statycznego wzmocnienia prądowego tranzystora:

$$\mathbf{BETADC} = Ic/Ib;$$

☐ zmiennoprądowego wzmocnienia prądowego tranzystora:

$$\mathbf{BETAAC} = \partial Ic / \partial Ib;$$



Rys.79. Zależność częstotliwości granicznej FT tranzystora 2N3055 od prądu kolektora I_c obliczona przez program PSpice.

□ częstotliwości granicznej tranzystora:

$$FT = GM / [2\pi \cdot (C_{PI} + C_{MU})].$$

Przykład:

Częstotliwość graniczną tranzystora bipolarnego znajdującego się w stanie aktywnym można wyrazić następującym przybliżonym wzorem [20]:

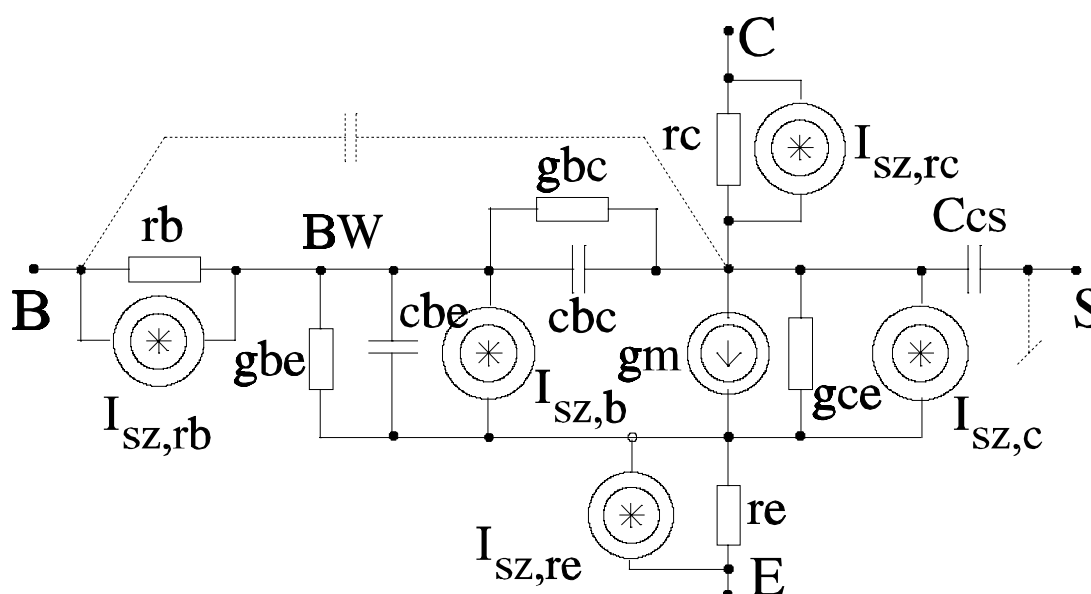
$$FT \approx \frac{g_m}{2\pi \cdot c_{be}} \quad (184)$$

- Dla małych wartości prądu kolektora dominującym składnikiem pojemności różniczkowej c_{be} jest pojemność złączowa (drugi składnik wzoru (179)). Pozostaje ona prawie niezależna od prądu I_c — w obszarze aktywnym napięcie baza–emiter jest praktycznie stałe⁶. Transkonduktancja g_m tranzystora jest proporcjonalna do prądu I_c — wzór (180). Stąd częstotliwość graniczna FT rośnie wraz z prądem kolektora I_c .
- Dla średnich wartości prądu kolektora I_c głównym składnikiem pojemności c_{be} staje się pojemność dyfuzyjna proporcjonalna do I_c — wzór (180). Stąd zgodnie ze wzorem (184) częstotliwość graniczna FT pozostaje stała i niezależna od stopnia wysterowania tranzystora (prąd I_c).
- Dla dużego prądu kolektora I_c następuje zwiększenie efektywnej wartości czasu

⁶W przypadku tranzystora krzemowego równe około 0.7[V].

przelotu dla pracy normalnej Tf. W programie PSpice zjawisko to opisywane jest wzorem (157). Powoduje to wzrost wartości pojemności cbe (wzór (180)) i w rezultacie zmniejszenie wartości częstotliwości granicznej TF.

Na Rys. 79 przedstawiono przykładowe wyniki obliczeń częstotliwości granicznej FT wykonanych przez program PSpice dla tranzystora 2N3055⁷. Na osi pionowej odłożono częstotliwość graniczną FT tranzystora natomiast na osi poziomej prąd kolektora Ic. Obliczenia wykonywane były dla napięcia kolektor–emiter równego 5[V]. Model tranzystora 2N3055 zastosowany do obliczeń pochodzi z biblioteki dostarczanej przez firmę MicroSim (strona 142).



Rys.80. Model szumowy tranzystora bipolarnego.

Model szumowy tranzystora powstaje przez uzupełnienie modelu małosygnałowego o źródła szumu — Rys. 80. W przypadku tranzystora najistotniejszy jest szum śrutowy generowany podczas przepływu prądu kolektora oraz prądu bazy przez złącze baza–emiter. Szum ten modelowany jest przez dwa źródła prądowe $I_{sz,b}$ oraz $I_{sz,c}$. Gęstość widmowa mocy szumu generowanego przez poszczególne źródła dane są poniższym wzorem [24]:

$$\begin{aligned} (I_{sz,b})^2 &= 2 \cdot q \cdot I_b + \frac{KF \cdot I_b^{AF}}{f} \\ (I_{sz,c})^2 &= 2 \cdot q \cdot I_c \end{aligned} \quad (185)$$

gdzie:

⁷Model tranzystora 2N3055 zastosowany do obliczeń rozprowadzany jest przez firmę MicroSim razem z programem PSpice w bibliotece o nazwie QNOM.LIB.

q ładunek elementarny = $1,61 \cdot 10^{-19}$ [A s];

KF współczynnik szumów migotania;

AF wykładnik szumów migotania.

W równaniu (185) uwzględniono szумы migotania (1/f) towarzyszące przepływowi prądu bazy. Model szumowy tranzystora zawiera ponadto, źródła $I_{sz,rb}$, $I_{sz,re}$, $I_{sz,rc}$ modelujące szумы generowane przez oporność bazy, emitera i kolektora. Gęstość widmowa mocy sygnału szumu generowanego przez każde z tych źródeł może zostać wyrażona następującym wzorem:

$$\left(I_{sz,r...} \right)^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T}{r...} \quad (186)$$

gdzie:

k stała Boltzmanna = $1,38 \cdot 10^{-34}$ [J/K];

T temperatura bezwzględna;

...=b szum oporności bazy;

...=e szum oporności emitera;

...=c szum oporności kolektora.

6.3. Tranzystor polowy, złączowy (JFET)

Program PSpice posiada wbudowany model tranzystora polowego, złączowego JFET (ang. **J**unction **F**ield **E**ffect **T**ransistor). Może to być przyrząd z kanałem typu p lub z kanałem typu n. Model zastosowany w programie PSpice odnosi się do tranzystora JFET wykonanego na podłożu krzemowym. Specjalną klasę tranzystorów polowych, złączowych stanowią przyrządy, których struktura wykonana została w arsenku galu (GaAsFET). Ściśle rzecz biorąc bramkę takiego tranzystora stanowi dioda Shottkiego tzn. złącze metal–półprzewodnik. Stąd tranzystory GaAsFET zaliczane są często do

Tablica XXII Parametry modelu standardowego tranzystora polowego, złączowego (Si).

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
VTO	Napięcie progowe	[V]	-2.0
BETA *	Współczynnik transkonduktancji	[A/V ²]	10 ⁻⁴
LAMBDA*	Współczynnik modulacji długości kanału	[V ⁻¹]	0.0
RS *	Oporność źródła	[Ω]	0.0
RD *	Oporność drenu	[Ω]	0.0
CGS *	Pojemność złącza bramka-źródło przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
CGD *	Pojemność złącza bramka-dren przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
VJ	Potencjał złączowy bramki	[V]	1.0
IS *	Prąd nasycenia bramki	[A]	10 ⁻¹⁴
VTOTC	Współczynnik temperaturowy dla VTO	[V/K]	0.0
BETATCE	Eksponencjalny współczynnik temperaturowy dla BETA	[%/K]	0.0
KF	Współczynnik szumów migotania	-	0.0
AF	Wykładnik szumów migotania	-	1.0
FC	Granica linearyzacji pojemności złącza	-	0.5

* - parametr modyfikowany przez współczynnik zwielokrotnienia przyrządu `_area`

klasy MESFET (ang. **M**etal **S**emiconductor **F**ET). Model takiego przyrządu odbiega nieco od

modelu tranzystora wykonanego w krzemie. Stąd twórcy programu PSpice zdecydowali się wprowadzić dodatkowy model oraz rodzaj elementu — tranzystor polowy, złączowy GaAs.

6.3.1. Deklaracja w strukturze obwodu tranzystora polowego, złączowego

Nazwa standardowego tranzystora polowego, deklarowanego w strukturze obwodu musi zaczynać się na literę **J**. W przypadku tranzystora polowego, złączowego GaAs nazwa ta powinna zaczynać się na literę **B**. Ogólna postać deklaracji dla przyrządu standardowego jest następująca:

JXXXXXXX **_d _g _s _m_nazwa** [**_area**] [**OFF**] [**IC=_vds,_vgs**]

Natomiast deklaracja taka dla przyrządu GaAs przyjmuje postać:

BXXXXXXX **_d _g _s _m_nazwa** [**_area**]

Przykład:

* deklaracja tranzystora standardowego

JW 7 2 3 JP_1 OFF

* deklaracja tranzystora GaAs

BX51 2 5 6 MY_GaAs 3

W polach **_d**, **_g**, **_s** należy podać numery węzłów, do których dołączone będą odpowiednio dren, bramka i źródło tranzystora. W polu **_m_nazwa** podaje się nazwę modelu, który użyty zostanie do opisu zachowania deklarowanego elementu. Pole **_area** przeznaczone jest na współczynnik zwielokrotnienia przyrządu — bliższy opis znaczenia współczynnika zwielokrotnienia przyrządu znajduje się na stronie 127. Słowo kluczowe **OFF** służy modyfikacji procesu obliczania statycznego punktu pracy układu (patrz strona 128). Po słowie kluczowym **IC=** można podać w polach **_vds** i **_vgs** napięcie panujące między drenem i źródłem oraz napięcie panujące między bramką i źródłem w chwili rozpoczęcia analizy stanu nieustalonego. Należy przy tym pamiętać, że podane wartości mają znaczenie tylko w przypadku, gdy w instrukcji **.TRAN** użyto słowa kluczowego **UIC** — patrz strona 72.

6.3.2. Model standardowego (Si) tranzystora polowego, złączowego⁸ (Model Shichman–a Hodges–a)

Charakterystyka statyczna standardowego tranzystora polowego, złączowego zaproponowana przez Shichman–a i Hodges–a to tzw. charakterystyka kwadratowa. Oznacza to, że w obszarze nasycenia prąd drenu, modelowany przez źródło prądu I_{ds} (Rys. 81), rośnie z kwadratem napięcia między bramką i źródłem V_{gs} . Prąd I_{ds} , w przypadku gdy napięcie dren–źródło V_{ds} jest większe od zera⁹, określony jest następującym wzorem [26]:

⁸Wszystkie rozważania tego paragrafu dotyczą tranzystora z kanałem typu n. Autor sądzi, że Czytelnik będzie w stanie samodzielnie odtworzyć model tranzystora z kanałem typu p.

⁹Tranzystor znajduje się w obszarze pracy normalnej.

$$I_{ds} = \begin{cases} 0 & V_{gs} - V_{TO} < 0 \\ BETA \cdot (V_{gs} - V_{TO})^2 \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) & 0 \leq V_{gs} - V_{TO} \leq V_{ds} \\ BETA \cdot V_{ds} \cdot [2 \cdot (V_{gs} - V_{TO}) - V_{ds}] \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) & 0 < V_{ds} \leq V_{gs} - V_{TO} \end{cases} \quad (187)$$

gdzie:

VTO napięcie progowe bramka–źródło powodujące zablokowanie przepływu prądu przez kanał;

BETA parametr transkonduktancji;

LAMBDA parametr konduktancji wyjściowej.

Podobne zależności obowiązują w przypadku, gdy tranzystor znajduje się w obszarze pracy inwersyjnej tzn. gdy $V_{ds} < 0$:

$$I_{ds} = \begin{cases} 0 & V_{gd} - V_{TO} < 0 \\ -BETA \cdot (V_{gd} - V_{TO})^2 \cdot (1 - LAMBDA \cdot V_{ds}) & 0 \leq V_{gd} - V_{TO} \leq -V_{ds} \\ -BETA \cdot V_{ds} \cdot [2 \cdot (V_{gd} - V_{TO}) + V_{ds}] \cdot (1 - LAMBDA \cdot V_{ds}) & 0 < -V_{ds} \leq V_{gd} - V_{TO} \end{cases} \quad (188)$$

Oprócz tego w modelu uwzględniono:

□ prąd I_{gs} płynący przez złącze półprzewodnikowe między bramką a źródłem;

$$I_{gs} = I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{gs}}{V_t}\right) - 1 \right] \quad (189)$$

gdzie:

$I_s(T)$ prąd nasycenia złącza bramka–kanał jako funkcja temperatury — wzór (193);

V_t potencjał temperaturowy — wzór (133);

V_{gs} napięcie bramka–źródło;

□ prąd I_{gd} płynący przez złącze półprzewodnikowe między bramką a drenem;

$$I_{gd} = I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{gd}}{V_t}\right) - 1 \right] \quad (190)$$

gdzie:

$I_s(T)$ prąd nasycenia złącza bramka–kanał jako funkcja temperatury — wzór (193);

V_{gd} napięcie bramka–dren.

Oporność omowa kanału i wyprowadzeń reprezentowana jest na schemacie zastępczym (Rys. 81) przez dwie oporności R_s oraz R_d , których wartości obliczane są następująco:

$$R_s = \frac{R_S}{\text{area}} \quad ; \quad R_d = \frac{R_D}{\text{area}} \quad (191)$$

gdzie:

RS oporność omowa obszaru źródła (parametr w programie PSpice);

RD oporność omowa obszaru drenu (parametr w programie PSpice).

Elementy dynamiczne w modelu tranzystora polowego, złączowego to pojemności złączowe występujące między bramką i źródłem oraz bramką i drenem. Ładunki Q_{gs} , Q_{gd} zgromadzone na wymienionych pojemnościach można wyrazić za pomocą jednego wzoru:

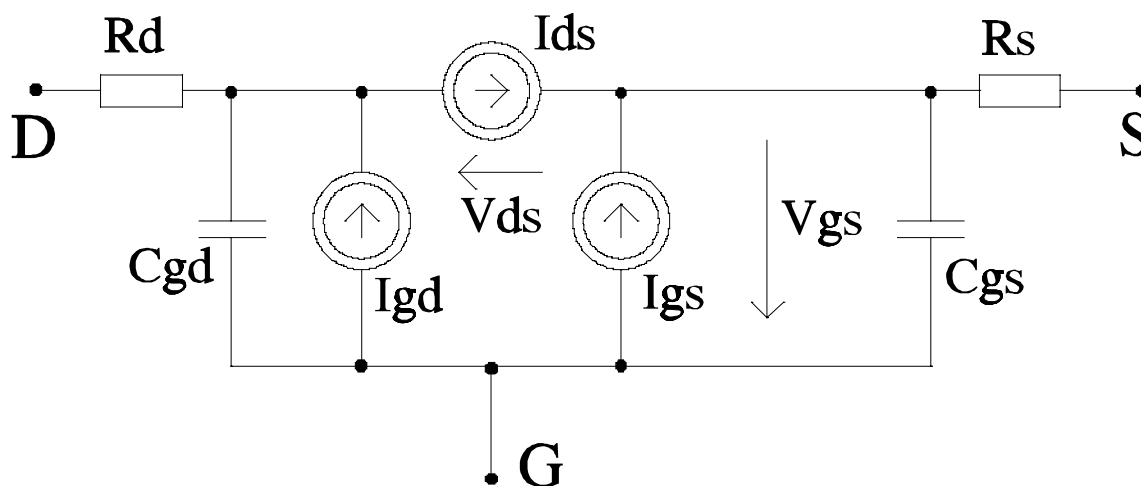
$$Q_{g...} = C_{g...}(T) \cdot \int_0^{V_{g...}} \frac{1}{\left(1 - \frac{v}{Pb(T)}\right)^{0.5}} dv \quad (192)$$

gdzie:

...=s dla pojemności bramka–źródło;

...=d dla pojemności bramka–dren;

Pb(T) zależność potencjału dyfuzyjnego złącza od temperatury — wzór (194).



Rys.81. Schemat zastępczy modelu tranzystora polowego, złączowego.

Model wbudowany w program PSpice nie uwzględnia pojemności dyfuzyjnej, która odgrywa istotną rolę tylko dla pracy złącza w zakresie przewodzenia. Mimo to jeśli napięcie V_{gs} lub V_{gd} przekroczy wartość $FC \cdot Pb(T)$ (złącze bramka–kanał jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia) program PSpice dokonuje liniowej ekstrapolacji pojemności złączowych tak jak to zostało opisane w przypadku modelu diody (strona 131). Na Rys. 81 przedstawiono schemat zastępczy modelu tranzystora polowego, złączowego.

W przedstawionym modelu następujące parametry uzależnione są od temperatury:

□ Prąd nasycenia złącza bramka–kanał $I_s(T)$:

$$I_s(T) = _area \cdot I_S \cdot \exp \left[\frac{q \cdot EG \cdot (T - TNOM)}{k \cdot T \cdot TNOM} \right] \quad (193)$$

gdzie:

IS prąd nasycenia złącza bramka–kanał w temperaturze odniesienia;
EG szerokość przerwy energetycznej w krzemie = 1,11[eV];
q ładunek elementarny = $1,61 \cdot 10^{-19}$ [A·s];
k stała Boltzmanna = $1,38 \cdot 10^{-34}$ [J/K];
TNOM temperatura odniesienia (300K).

- Potencjał dyfuzyjny złącza bramka–kanał $Pb(T)$:

$$Pb(T) = \frac{PB \cdot T}{TNOM} - 3 \cdot V_t \cdot \ln\left(\frac{T}{TNOM}\right) - Eg(T) + \frac{EG \cdot T}{TNOM} \quad (194)$$

gdzie:

$Eg(T)$ zależność szerokości przerwy energetycznej materiału półprzewodnikowego od temperatury.

- Szerokość przerwy energetycznej materiału półprzewodnikowego $Eg(T)$:

$$Eg(T) = EG - \frac{0.000702 \cdot T^2}{T + 1108} \quad (195)$$

- Pojemność różniczkowa złącza bramka–źródło przy zerowej polaryzacji $Cgs(T)$:

$$Cgs(T) = _area \cdot CGS \left\{ 1 + 0.5 \left[0.0004 \cdot (T - TNOM) + \left(1 - \frac{Pb(T)}{PB} \right) \right] \right\} \quad (196)$$

gdzie:

CGS pojemność różniczkowa złącza bramka–źródło przy zerowej polaryzacji złącza w temperaturze odniesienia.

- Pojemność różniczkowa złącza bramka–dren $Cgd(T)$:

$$Cgd(T) = _area \cdot CGD \left\{ 1 + 0.5 \left[0.0004 \cdot (T - TNOM) + \left(1 - \frac{Pb(T)}{PB} \right) \right] \right\} \quad (197)$$

gdzie:

CGS pojemność różniczkowa złącza bramka–źródło przy zerowej polaryzacji złącza w temperaturze odniesienia.

6.3.3. Model tranzystora polowego, złączowego GaAs [7],[31]¹⁰

Schemat zastępczy modelu tranzystora polowego, złączowego przedstawiony jest na Rys. 82. Schemat ten nie różni się istotnie od schematu zastępczego krzemowego tranzystora polowego, złączowego przedstawionego na Rys. 81. Jedyną nowością jest pojawienie się *stałej* pojemności Cds pomiędzy źródłem i drenem oraz oporności bramki Rg . Istota różnicy pomiędzy modelem tranzystora krzemowego i modelem tranzystora GaAs leży w zależności opisującej prąd drenu I_d . Tranzystor GaAs można opisywać w programie PSpice za pomocą jednego z dwóch modeli. Pierwszy z nich, model Curtice–a [7], uzależnia prąd I_d od napięcia pomiędzy bramką a źródłem V_{gs} oraz od napięcia dren–źródło V_{ds} dla $V_{gs} > V_{TO}$ w sposób następujący:

¹⁰Tranzystor polowy, złączowy GaAs to przyrząd z kanałem typu n.

$$I_d = _area \cdot BETA \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot (V_{gs} - V_{TO})^2 \cdot \tanh(ALPHA \cdot V_{ds}) \quad (198)$$

gdzie: **ALPHA** parametr kształtu;
VTO napięcie progowe blokujące przepływ prądu przez kanał;
BETA parametr transkonduktancji;
LAMBDA parametr konduktancji wyjściowej.

Różnica pomiędzy wzorem (198), a wzorem (187) polega na zmianie opisu prądu I_d w części liniowej charakterystyki, co odpowiada zakresowi napięć $0 < V_{ds} < V_{gs} - V_{TO}$. W obszarze tym za zmniejszanie się wartości prądu drenu wraz ze zmniejszaniem się napięcia V_{ds} odpowiedzialny jest czynnik $\tanh(ALPHA \cdot V_{ds})$. W ten sposób dokładniej odtwarza się charakterystykę statyczną przyrzędu wykonanego w arsenku galu.

Pojemności bramka–źródło oraz bramka–dren opisywane są w modelu Curtice–a w taki sam sposób jak w modelu standardowego tranzystora polowego, złączowego (równanie (192)). Zależność od temperatury i współczynnika zwielokrotnienia przyrzędu jest też taka sama.

Należy tylko pamiętać, że szerokość przerwy energetycznej w arsenku galu wynosi $E_G = 1,4 \text{ [eV]}$.

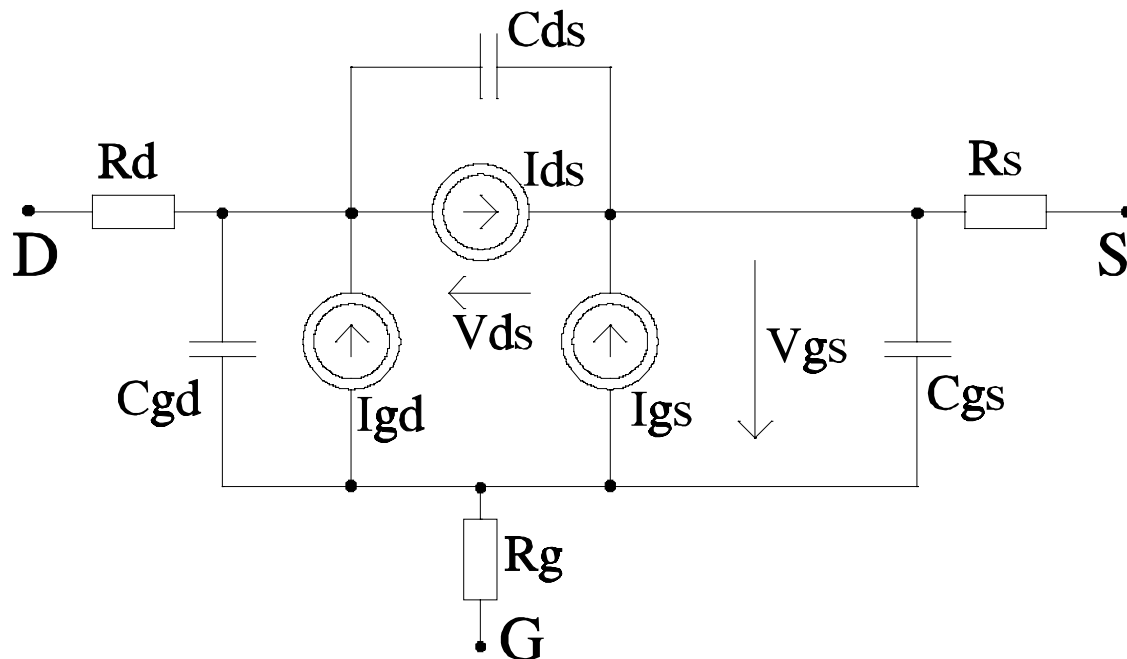
W programie PSpice można użyć także innego modelu tranzystora polowego, złączowego GaAs. Jest to model Raytheon–a. W modelu tym prąd drenu I_d dla napięć $V_{gs} > V_{TO}$ opisywany jest za pomocą następującego równania:

$$I_d = _area \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \cdot \frac{BETA \cdot (V_{gs} - V_{TO})^2}{1 + B \cdot (V_{gs} - V_{TO})} \cdot f(ALPHA \cdot V_{ds}) \quad (199)$$

Tablica XXIII Parametry modelu tranzystora GaAsFET.

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
LEVEL	Rodzaj modelu 1=Curtice-a, 2=Raytheon-a	-	1.0
VTO	Napięcie progowe	[V]	-2.0
ALPHA	Współczynnik w argumencie funkcji TANH	[V ⁻¹]	2.0
B	Współczynnik kształtu	-	0.3
BETA *	Współczynnik transkonduktancji	[A/V ²]	10 ⁻⁴
LAMBDA*	Współczynnik modulacji długości kanału	[V ⁻¹]	0.0
RS *	Oporność źródła	[Ω]	0.0
RG *	Oporność bramki	[Ω]	0.0
RD *	Oporność drenu	[Ω]	0.0
CGS *	Pojemność złącza bramka-źródło przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
CGD *	Pojemność złącza bramka-dren przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
CDS *	Pojemność dren-źródło	[F]	0.0
TAU	Czas przelotu	[s]	0.0
VBI	Potencjał złączowy bramki	[V]	1.0
IS *	Prąd nasycenia bramki	[A]	10 ⁻¹⁴
VTOTC	Współczynnik temperaturowy dla VTO	[V/K]	0.0
BETATCE	Eksponencjalny współczynnik temperaturowy dla BETA	[%/K]	0.0
KF	Współczynnik szumów migotania	-	0.0
AF	Wykładnik szumów migotania	-	1.0
FC	Granica linearyzacji pojemności złącza	-	0.5

* - parametr modyfikowany przez współczynnik zwielokrotnienia przyrzędu $_area$



Rys.82. Schemat zastępczy modelu tranzystora polowego, złączowego GaAs.

gdzie:

- ALPHA** parametr kształtu;
B parametr kształtu;
VTO napięcie progowe powodujące zablokowanie przepływu prądu przez kanał;
LAMBDA parametr konduktancji wyjściowej;
BETA parametr transkonduktancji.

Dzięki zastosowaniu czynnika $1/[1+B \cdot (V_{gs}-V_{TO})]$ uzyskuje się lepszą zgodność z danymi doświadczalnymi dla zakresu napięć $V_{gs} \gg V_{TO}$. Funkcja $\tanh(x)$ została natomiast zastąpiona przez łatwiejszą do obliczenia funkcję aproksymującą $f(x)$ w postaci:

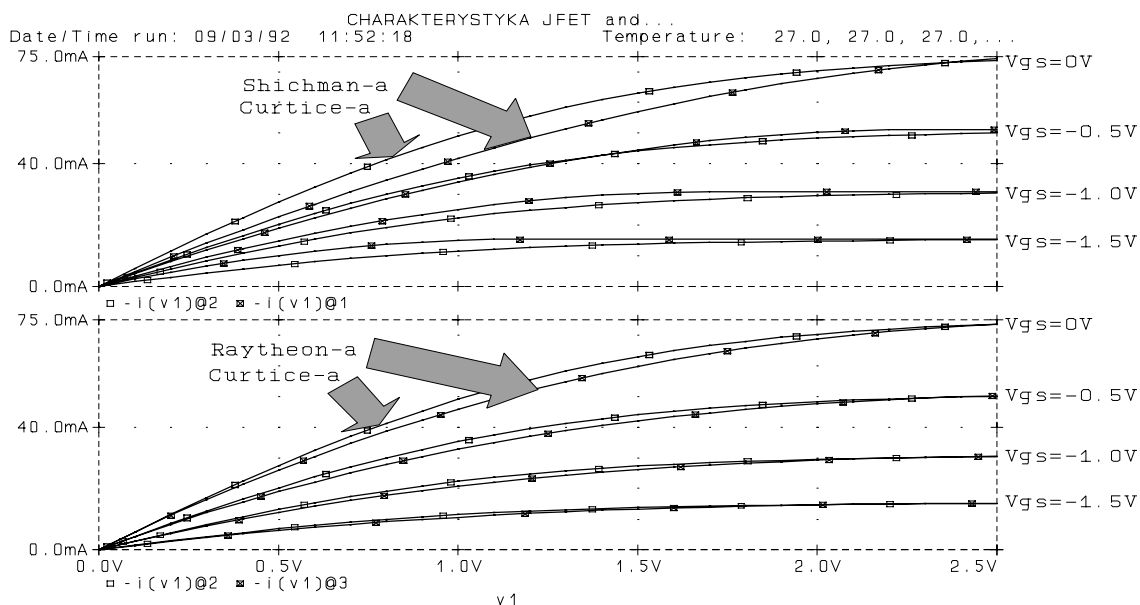
$$f(x) = \begin{cases} 1 - \left(1 - \frac{x}{3}\right)^3 & \text{gdy: } |x| \leq 3 \\ 1 & \text{gdy: } |x| > 3 \end{cases} \quad (200)$$

W modelu Raytheon-a udoskonalone zostały także równania opisujące nieliniowe pojemności bramka-źródło i bramka-dren. Uwzględniono w tych wzorach wpływ zjawiska nasycenia prędkości nośników ładunku dla dużych wartości natężenia pola elektrycznego.

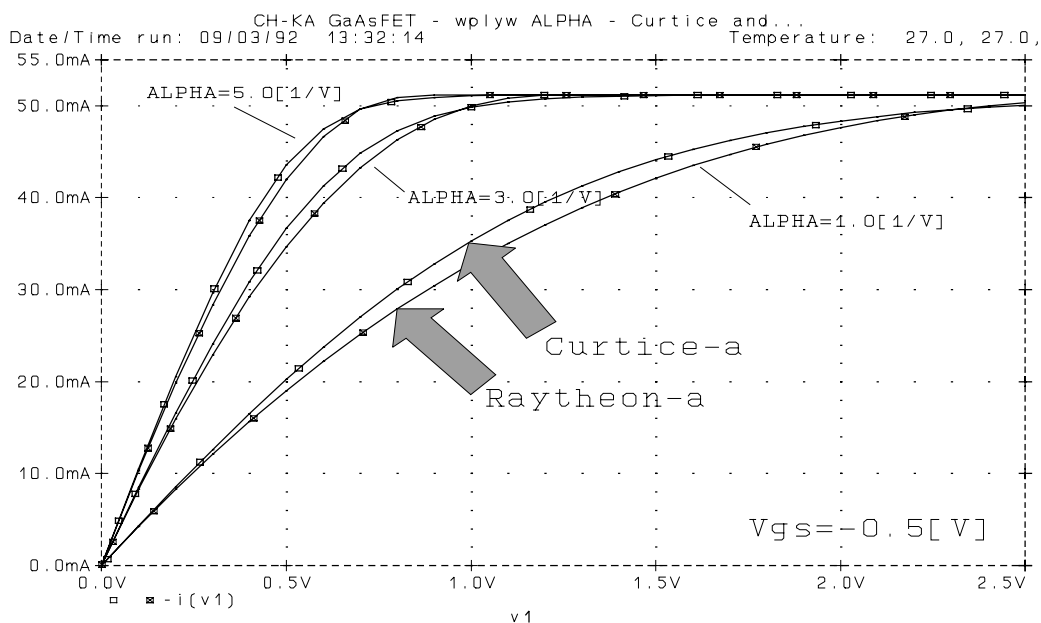
Przykład:

Rys. 83 przedstawia charakterystyki statyczne tranzystora polowego, złączowego obliczone przez program PSpice z wykorzystaniem modelu Shichman-a Hodges-a, Curtice-a i Raytheon-a. Na osi poziomej odłożone jest napięcie dren-źródło. Na osi pionowej prąd drenu I_d . Podstawowe parametry modeli są następujące:

$$V_{TO} = -2,63[V], BETA = 13,1[mA], LAMBDA = 0[1/V], R_S = R_D = 3[\Omega], R_G = 0[\Omega]$$



Rys.83. Charakterystyki tranzystora polowego, złączowego w modelach Shichman-a, Curtice-a i Raytheon-a. Parametry: $R_G=0[\Omega]$, $R_S=R_D=3[\Omega]$, $V_{TO}=-2.63[V]$, $LAMBDA=0$, $BETA=13.1[mA]$, $ALPHA=1.0[V^{-1}]$, $B=0[V^{-1}]$.

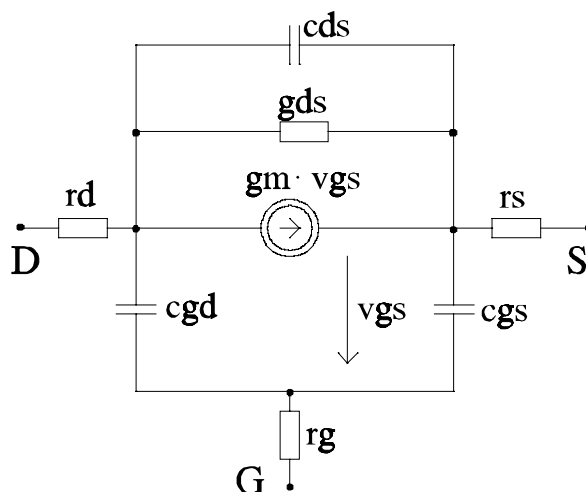


Rys.84. Wpływ parametru **ALPHA** na charakterystykę statyczną tranzystora GaAsFET obliczoną według modelu Curtice-a i Raytheon-a ($B=0[1/V]$).

Wartość parametru **ALPHA** oraz parametru **B** została dobrana tak, aby charakterystyki uzyskane przy użyciu poszczególnych modeli były możliwie zbliżone:

$$\text{ALPHA}=1,0[1/\text{V}], \text{B}=0[1/\text{V}]$$

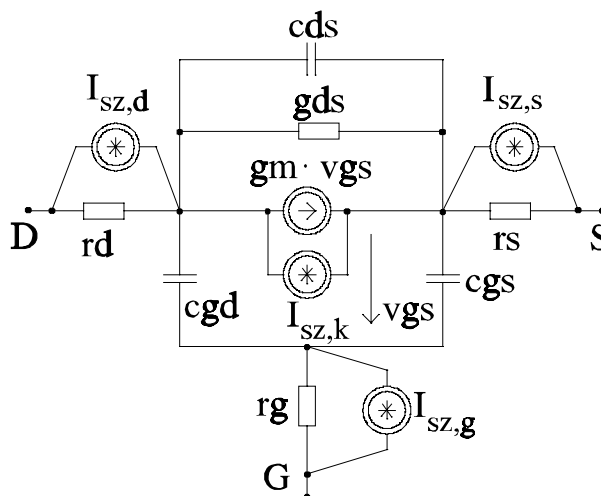
Ruchliwość elektronów znajdujących się w paśmie przewodnictwa jest dla arsenku galu duża. W rezultacie już stosunkowo niewielkie pole elektryczne powoduje nasycenie prędkości nośników. Efektem jest mniejsza wartość napięcia nasycenia niż wynika to z modelu Shichman-a Hodges-a. Efekt ten można łatwo odtworzyć (Rys. 84) w przypadku modeli specyficznych dla tranzystorów GaAsFET (Curtice-a i Raytheon-a) manipulując wartością parametru **ALPHA**¹¹.



Rys.85. Małosygnałowy model tranzystora polowego, złączowego. Elementy rg , cds występują tylko dla GaAsFET.

6.3.4. Model małosygnałowy i model szumowy

Model małosygnałowy tranzystora polowego, złączowego przedstawiony został na Rys. 85. Model ten dotyczy tranzystora standardowego, którego struktura wykonana została w krzemie oraz tranzystora GaAsFET. W pierwszym przypadku oporność bramki rg , oraz pojemność dren-źródło cds są równe zero. W przypadku tranzystora GaAsFET oba te elementy mogą być niezerowe. W modelu przedstawionym na Rys. 85 nie uwzględniono przewodności bramka-dren oraz bramka-źródło. Wymienione przewodności różniczkowe dotyczą złącza półprzewodnikowego spolaryzowanego w kierunku zaporowym. A zatem są to bardzo małe przewodności, co usprawiedliwia ich pominięcie [26]. Pozostałe elementy obliczane są zgodnie ze wzorami:



Rys.86. Model szumowy tranzystora polowego, złączowego. Elementy: rg , $I_{sz,g}$, cds tylko dla tranzystora GaAsFET.

¹¹W przypadku modelu Raytheon-a można zmieniać także wartość parametru **B**.

$$\begin{aligned}
g_m &= \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \quad ; \quad g_{ds} = \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \\
c_{ds} &= C_{ds} \quad ; \quad c_{gs} = \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} \quad ; \quad c_{gd} = \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} \\
r_g &= R_g \quad ; \quad r_d = R_d \quad ; \quad r_s = R_s
\end{aligned} \tag{201}$$

Model szumowy tranzystora polowego, złączowego powstaje przez uzupełnienie modelu małosygnałowego o źródła szumu — Rys. 86. Głównym źródłem szumów jest w tym przypadku kanał tranzystora. Szумы spowodowane są ziarnistą strukturą przepływającego ładunku. Zjawisko to modelowane jest przez źródło $I_{sz,k}$, dla którego gęstość widmowa energii wyraża się wzorem:

$$(I_{sz,k})^2 = \frac{8 \cdot k \cdot T \cdot g_m}{3} + \frac{KF \cdot I_d^{AF}}{f} \tag{202}$$

gdzie:

- k stała Boltzmanna = $1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K];
- T temperatura bezwzględna;
- g_m transkonduktancja różniczkowa — wzór (201);
- f częstotliwość wyrażona w [Hz];
- KF** współczynnik szumów migotania;
- AF** wykładnik szumów migotania.

We wzorze (202) uwzględniono szумы migotania ($1/f$), których natura (mimo powszechnego występowania) nie została do końca wyjaśniona.

Model szumowy tranzystora polowego, złączowego uwzględnia także pomniejsze źródła szumów. Są nimi oporności omowe obszaru drenu i źródła tranzystora oraz w przypadku tranzystora GaAsFET oporność omowa bramki. Gęstość widmową energii szumów dla tych źródeł da się wyrazić jednym wzorem:

$$(I_{sz,...})^2 = \frac{4 \cdot k \cdot T}{R_{...}} \tag{203}$$

gdzie:

- ...=s dla źródła tranzystora;
- ...=d dla drenu tranzystora;
- ...=g dla bramki tranzystora;
- k stała Boltzmanna = $1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K];
- T temperatura bezwzględna.

6.4. Tranzystor polowy z izolowaną bramką (MOS)

Większość układów scalonych wykonywanych jest obecnie w technologii MOS lub CMOS. Podstawowym przyrządem jest w tym przypadku tranzystor polowy z izolowaną bramką. Bramka wykonywana jest najczęściej z glinu (Al — pierwiastek popularnie nazywany aluminium) natomiast izolację od kanału stanowi warstwa dwutlenku krzemu (SiO_2). Stąd

nazwa tranzystora MOS (ang. Metal Oxide Semiconductor).

Program PSpice zorientowany jest na analizę układów scalonych. Nie dziwi więc fakt, że najbardziej rozbudowanym modelem przyrządu, wbudowanym w ten program, jest model tranzystora MOS. Tranzystor ten może być modelowany w programie PSpice za pomocą modeli o różnym stopniu skomplikowania i dokładności. Poczynając od modelu „kwadratowego” Shichman–a Hodges–a poprzez dokładny lecz skomplikowany obliczeniowo model Meyer–a, a kończąc na równie dokładnym lecz prostszym modelu Dang–a. W tym paragrafie zebrane zostały podstawowe zależności opisujące zachowanie tranzystora MOS, które wyko-

Tablica XXIV Parametry statyczne modelu tranzystora MOS. Poziom modelowania **LEVEL=1**.

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
LEVEL	Rodzaj modelu: 1=Curtic-a; 2=Meyer-a; 3=Dang-a	-	1.0
VTO	Napięcie progowe	[V]	-2.0
KP	Współczynnik transkonduktancji	[A/V ²]	2·10 ⁻²
GAMMA	Parametr progowy podłoża	[V ^{1/2}]	0.0
PHI	Podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża	[V]	0.6
LAMBDA	Współczynnik modulacji długości kanału	[V ⁻¹]	0.0
TOX	Grubość warstwy tlenku	[m]	∞
NSUB	Domieszkowanie podłoża	[cm ⁻³]	0.0
UO	Ruchliwość nośników ładunku w kanale	[cm ² /(V·s)]	0.0
L	Długość kanału	[m]	10 ⁻⁴
W	Szerokość kanału	[m]	10 ⁻⁴
LD	Wzdłużny współczynnik dyfuzji bocznej	[m]	0.0
RS	Rezystancja szeregową źródła	[Ω]	0.0
RG	Rezystancja szeregową bramki	[Ω]	0.0
RD	Rezystancja szeregową drenu	[Ω]	0.0
RB	Rezystancja szeregową podłoża	[Ω]	0.0
RDS	Rezystancja bocznikująca kanał	[Ω]	∞
IS	Prąd nasycenia dla złączy izolujących	[A]	10 ⁻¹⁴
RSH	Rezystancja powierzchniowa na jednostkę powierzchni dla warstwy źródła i dla warstwy drenu	[Ω/m ²]	0.0
JS	Gęstość prądu nasycenia dla złączy izolujących	[A/m ²]	0.0

rzystywane są przez program PSpice. Czytelnik zainteresowany bliższym poznaniem zjawisk fizycznych leżących u podstaw działania tranzystora MOS powinien sięgnąć do odpowiednich podręczników lub monografii np. [20],[1],[32],[19].

6.4.1. Deklaracja tranzystora MOS w strukturze obwodu

Ogólna postać deklaracji tranzystora MOS w strukturze obwodu przyjmuje postać:

```

MXXXXXXX _d _g _s _b _nazwa_m
+[L=_var][W=_var][AD=_var][AS=_var][PD=_var][PS=_var]
+[NRD=_var][NRS=_var][NRG=_var][NRB=_var]
+[OFF][IC=_vds,_vgs,_vbs]

```

Przykłady:

```
M1 2 3 4 20 TYPE1
```

```
M31 32 11 2 4 MMOD1 L=5U W=2U
```

```
M1 2 9 3 0 MOD1 L=10U W=5U AD=100P AS=100P PD=40U PS=40U
```

W polach **_d**, **_g**, **_s**, **_b** należy umieścić numery węzłów, w które wpięte są odpowiednio dren, bramka, źródło i podłożo tranzystora. W polu **_nazwa_m** wpisać należy nazwę modelu,

który opisywać będzie zachowanie tranzystora. Po słowach kluczowych **L=** oraz **W=** podać można odpowiednio długość i szerokość kanału wyrażoną w *metrach*. Po słowach kluczowych **AD=** oraz **AS=** można podać wielkość pola powierzchni obszarów odpowiednio drenu i źródła. Oba te pola powinny być wyrażone w *metrach kwadratowych*. Jeżeli nie zostanie podana wartość czterech wymienionych parametrów program PSpice użyje wartości domyślnych, które można zmienić za pomocą instrukcji **.OPTIONS**. Np. aby wartości domyślne parametrów L, W, AD i AS były takie jak dla tranzystora w trzecim przykładzie powyżej należy użyć następującej instrukcji:

.OPTIONS DEFL=10U DEFW=5U DEFAD=100P DEFAS=100P

Parametry **PD**, **PS** to odpowiednio obwód obszaru drenu i obwód obszaru źródła. Wartość domyślna tych parametrów (przyjmowana przez program PSpice w razie braku deklaracji ich wartości w linii deklaracji elementu) wynosi 0. **NRD**, **NRS**, **NRG**, **NRB** to równoważna liczba kwadratów obszaru odpowiednio drenu, źródła, bramki i podłoża. Wartość domyślna tych parametrów wynosi 1.0. Parametry te używane są do obliczania oporności omowej obszaru drenu, źródła, bramki i podłoża (wzory (267),(268)) na podstawie znajomości oporności przypadającej na jeden kwadrat — **RSH**.

Słowo kluczowe **OFF** służy modyfikacji procesu obliczania statycznego punktu pracy układu tak jak to opisano na stronie 128. Po słowie kluczowym **IC=** można podać w polach **_vds**, **_vgs**, **_vbs** napięcie dren–źródło, napięcie bramka–źródło oraz napięcie podłoże–źródło w chwili rozpoczęcia analizy stanów nieustalonych. Wymienione wartości napięć mają znaczenie tylko w przypadku, gdy w instrukcji **.TRAN** użyto słowa kluczowego **UIC**.

6.4.2. Model Shichman–a Hodges–a (**LEVEL=1**)¹²

Na Rys. 87 przedstawiony jest zastępczy schemat elektryczny modelu tranzystora MOS. Schemat ten pozostaje taki sam dla każdego z stosowanych w programie PSpice modeli. Różnice polegają na coraz dokładniejszym odtwarzaniu zależności prądu drenu I_d oraz wartości pojemności od wysterowania tranzystora.

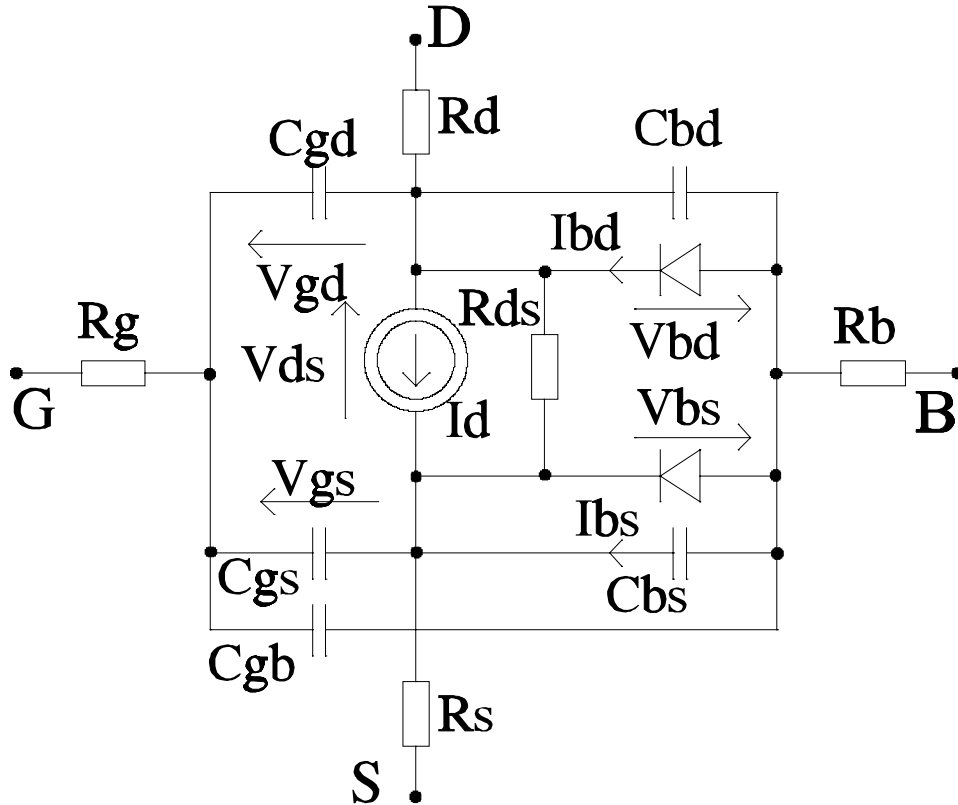
Najprostszym z modeli tranzystora MOS, który znajdujemy w programie PSpice, jest model Shichman–a Hodges–a [29]. Jest to ten sam model, który w uproszczonej formie stosowany jest do modelowania tranzystora JFET. Prąd drenu opisywany jest odrębnymi zależnościami dla trzech zakresów pracy tranzystora MOS:

- ☐ Obszar odcięcia — odpowiada zakresowi napięć $V_{gs} < V_{to}$:

$$I_d = 0 \quad . \quad (204)$$

- ☐ Obszar nasycenia — odpowiada zakresowi napięć $0 \leq V_{gs} - V_{to} \leq V_{ds}$:

¹²Wszystkie rozważania dotyczą tranzystora z kanałem typu n. Model tranzystora z kanałem typu p otrzymujemy przez zmianę znaku każdego z prądów i każdego z napięć.



Rys.87. Schemat zastępczy modelu tranzystora polowego MOS.

$$I_d = \frac{W}{L_{eff}} \cdot \frac{K_p(T)}{2} \cdot (V_{gs} - V_{to})^2 \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \quad (205)$$

□ Obszar liniowy — odpowiada zakresowi napięć $V_{ds} < V_{gs} - V_{to}$:

$$I_d = \frac{W}{L_{eff}} \cdot K_p(T) \cdot V_{ds} \cdot \left(V_{gs} - V_{to} - \frac{V_{ds}}{2} \right) \cdot (1 + LAMBDA \cdot V_{ds}) \quad (206)$$

gdzie:

V_{to} napięcie bramka–źródło powodujące powstanie kanału;
 $K_p(T)$ parametr transkonduktancji (zależność od temperatury bezwzględnej T) — wzór (207);
 V_{gs} napięcie bramka–źródło;
 V_{ds} napięcie dren–źródło;
 L_{eff} efektywna długość kanału;
LAMBDA współczynnik modulacji długości kanału.

Zależność parametru transkonduktancji od temperatury $K_p(T)$ jest następująca:

$$K_p(T) = KP \cdot \sqrt{\left(\frac{TNOM}{T} \right)^3} \quad (207)$$

gdzie:

TNOM nominalna temperatura otoczenia analizowanego układu ($\approx 300K$);
KP wartość parametru transkonduktancji tranzystora w temperaturze **TNOM**.

Efektywna długość kanału L_{eff} jest różnicą między geometryczną długością kanału L i podwojoną wartością parametru LD .

$$L_{eff} = L - 2 \cdot LD \quad (208)$$

Wzdłużny współczynnik dyfuzji bocznej LD oznacza odległość między krawędzią bramki a brzegiem obszaru drenu (źródła), mierzoną wzdłuż kanału tranzystora.

Napięcie bramka–źródło powodujące powstanie kanału V_{to} obliczane jest zgodnie ze wzorem:

$$V_{to} = V_{TO} + GAMMA \cdot (\sqrt{PHI - V_{bs}} - \sqrt{PHI}) \quad (209)$$

gdzie:

- VTO** napięcie bramka–źródło powodujące powstanie kanału, przy zerowym napięciu źródło–podłoże;
- GAMMA** parametr progowy podłoża;
- PHI** podwojona wartość potencjału Fermiego w półprzewodniku samoistnym.

Powyższe wzory wyprowadzone zostały przy upraszczającym założeniu, że wielkość ładunku zgromadzonego w zubożonym obszarze podłoża pozostaje stała i niezależna od wartości napięcia dren–źródło.

Parametry **KP**, **GAMMA** i **PHI** to parametry elektryczne modelu. Dokonując obliczeń dla projektowanego układu scalonego często wygodniej jest podać parametry charakterystyczne dla procesu technologicznego, w którym układ będzie wytwarzany, niż parametry elektryczne dotyczące bezpośrednio charakterystyk elementu. Program PSpice pozwala na podanie parametrów technologicznych i na tej podstawie jest w stanie obliczyć wartości parametrów elektrycznych. Jeżeli wśród parametrów modelu znajdzie się parametr elektryczny oraz parametry technologiczne, na podstawie których można obliczyć wymieniony parametr elektryczny, to program PSpice użyje wartości parametru elektrycznego podanego bezpośrednio w deklaracji modelu.

Pierwsza obliczana jest pojemność C_{ox} między bramką i kanałem wynikająca z istnienia warstwy izolacyjnej dwutlenku krzemu SiO_2 przypadająca na jednostkę powierzchni.

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_{SiO_2}}{TOX} \quad (210)$$

gdzie:

- ϵ_0 przenikalność dielektryczna próżni = $8,85 \cdot 10^{-12}$ [F/m];
- ϵ_{SiO_2} względna przenikalność dielektryczna dwutlenku krzemu $\approx 3,9$;
- TOX** grubość warstwy dwutlenku krzemu izolującej kanał od bramki.

W drugiej kolejności obliczana jest wartość:

- Wewnętrznego parametru transkonduktancji **KP**¹³:

$$KP = UO \cdot C_{ox} \quad (211)$$

- Parametru progowego podłoża **GAMMA**:

$$GAMMA = \frac{\sqrt{2 \cdot q \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{Si} \cdot NSUB}}{C_{ox}} \quad (212)$$

- Podwojonej wartości potencjału Fermiego dla materiału podłoża:

$$PHI = \max \left[2 \cdot Vt \cdot \ln \left(\frac{NSUB}{Ni} \right), 0.1 \right] \quad (213)$$

gdzie:

- UO** ruchliwość¹⁴ nadmiarowych nośników ładunku w kanale tranzystora;
 ϵ_{Si} względna przenikalność dielektryczna krzemu $\approx 11,7$;
 q ładunek elementarny $= 1,61 \cdot 10^{-19} [A \cdot s]$;
NSUB liczba atomów domieszki w jednostce objętości materiału podłoża;
 $Ni(T)$ liczba swobodnych elektronów w jednostce objętości krzemu samoistnego w funkcji temperatury bezwzględnej (dla $300K \approx 1,45 \cdot 10^{16} [m^{-3}]$) — wzór (214);
 Vt potencjał temperaturowy — wzór (133).

Liczba elektronów swobodnych w jednostce objętości krzemu samoistnego zmienia się z temperaturą w sposób następujący:

$$Ni(T) = 1,45 \times 10^{16} \cdot \left(\frac{T}{300} \right)^{1,5} \cdot \exp \left[\frac{q}{2k} \left(\frac{1,16}{300} - \frac{Eg(T)}{T} \right) \right] [m^{-3}] \quad (214)$$

Natomiast zmiany szerokości przerwy energetycznej wraz z temperaturą $Eg(T)$ obliczane są według wzoru:

$$Eg(T) = 1,16 - \frac{0,000702 \cdot T^2}{T + 1108} \quad (215)$$

W modelu uwzględniono także prąd I_{bd} płynący przez złącze izolujące obszar drenu od podłoża oraz prąd I_{bs} płynący przez złącze izolujące obszar źródła od podłoża. Wymienione prądy wyrażają się następującymi wzorami:

¹³Wszystkie wzory w tej książce podane są dla układu jednostek SI. **UWAGA:** niektóre parametry modeli w programie PSpice są podawane w jednostkach nie będących jednostkami układu SI lub w jednostkach wielokrotnych jednostek obowiązujących w układzie SI (np. **UO** dla tranzystora polowego MOS).

¹⁴Ruchliwość nośników ładunku μ definiowana jest jako stosunek prędkości v unoszenia unoszenia ich przez pole elektryczne do wartości natężenia pola elektrycznego E : $v = \mu E$.

$$\begin{aligned} I_{bs} &= I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{bs}}{V_t}\right) - 1 \right] \\ I_{bd} &= I_s(T) \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{bd}}{V_t}\right) - 1 \right] \end{aligned} \quad (216)$$

gdzie:

V_t — potencjał temperaturowy — wzór (133);

$I_s(T)$ — prąd nasycenia dla złączy izolujących — zależność od temperatury — wzór (217).

Zależność prądu nasycenia złączy izolujących od temperatury $I_s(T)$ obliczana jest następująco [26]:

$$I_s(T) = I_S \cdot \exp\left[\frac{E_g(T)}{V_t}\right] \quad (217)$$

Jeżeli nie zostanie podana wartość prądu nasycenia złączy izolujących **IS** lub wartość ta zostanie określona jako zero program PSpice wyznaczy wartość prądu nasycenia dla każdego ze złączy dren–podłoże oraz źródło–podłoże osobno. Prąd nasycenia złącza dren–podłoże równy jest iloczynowi powierzchni obszaru drenu AD (podawana w deklaracji tranzystora w strukturze obwodu — strona 165) i gęstości prądu nasycenia **JS** (parametr modelu tranzystora polowego MOS). Prąd nasycenia złącza źródło–podłoże równy jest iloczynowi powierzchni obszaru źródła AS (podawana w deklaracji tranzystora w strukturze obwodu — strona 165) i gęstości prądu nasycenia **JS**. Gęstość prądu nasycenia uzależniona jest od temperatury w taki sam sposób jak prąd nasycenia złączy — wzór (217).

Przykład:

Rys. 88 przedstawia zależność prądu drenu od napięcia dren–źródło obliczoną przez program PSpice dla tranzystora MOS. Parametry elektryczne modelu są następujące:

$$KP=27.6[\mu A/V^2]; VTO=1.0[V]; GAMMA=0.526[V^{0.5}]; PHI=0.58[V]; LAMBDA=0.0[V^{-1}].$$

Natomiast odpowiadające im parametry technologiczne przyjmują wartości:

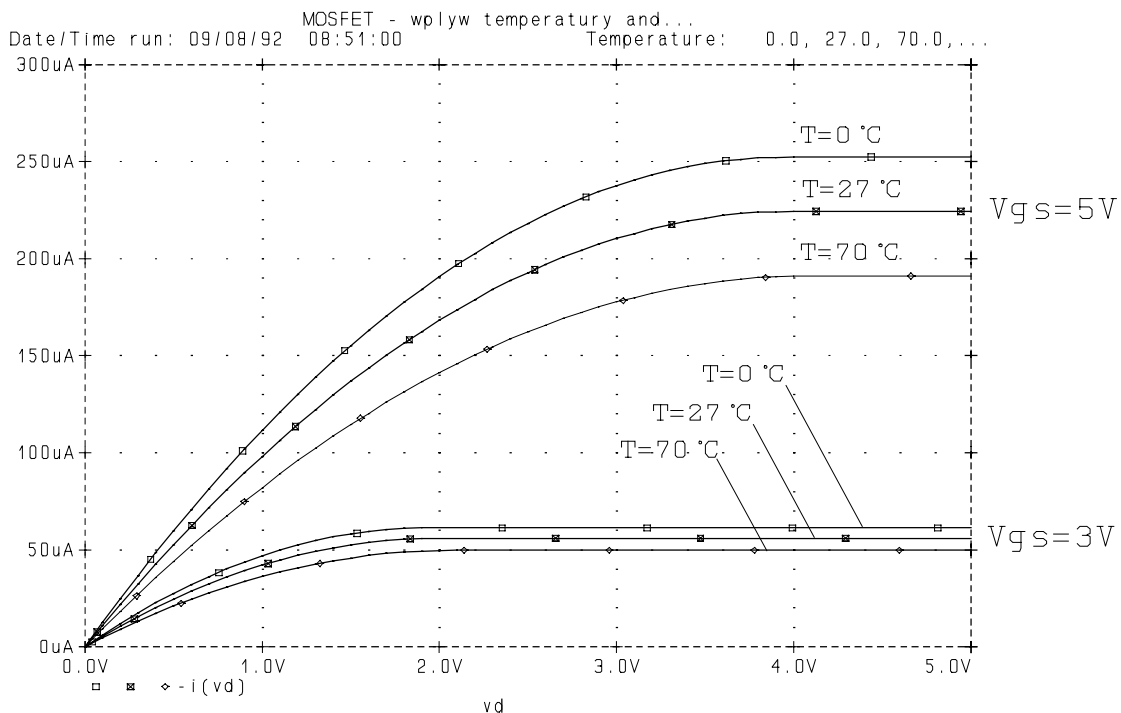
$$L=W=100[\mu m]; UO=800[cm^2/(V \cdot s)]; TOX=100[nm]; NSUB=10^{21}[m^{-3}]; LD=0.8[\mu m].$$

Charakterystyki z Rys. 88 obliczone zostały dla dwóch wartości napięcia bramka–źródło: $V_{gs}=3[V]$ i $V_{gs}=5[V]$ przy temperaturze przyrządu $T=0^\circ C$, $T=27^\circ C (\approx 300K)$ oraz $T=70^\circ C$.

Rys. 89 przedstawia zależność, dla tego samego tranzystora, prądu drenu od napięcia bramka–źródło przy ustalonej wartości napięcia dren–źródło $V_{ds}=5.0[V]$. Parametrem na tym wykresie jest napięcie V_{bs} między podłożem tranzystora a obszarem źródła. Zwróćmy uwagę na zmiany napięcia progowego V_{to} dokonujące się wraz ze zmianami napięcia V_{bs} .

Spośród pojemności pokazanych na Rys. 87 najistotniejsze znaczenie dla szybkości przełączania tranzystora MOS to pojemność bramka–źródło C_{gs} , bramka–dren C_{gd} oraz bramka–podłoże C_{gb} . Wszystkie one są pojemnościami o stałej wartości wyliczanej według następujących wzorów:

$$C_{gs}=CGSO \times W \quad ; \quad C_{gd}=CGDO \times W \quad ; \quad C_{gb}=CGBO \times L_{eff} \quad (218)$$



Rys.88. Zależność prądu drenu od napięcia dren-źródło dla tranzystora polowego MOS. Parametrem na wykresie jest napięcie bramka-źródło V_{gs} oraz temperatura przyrządu..

gdzie:

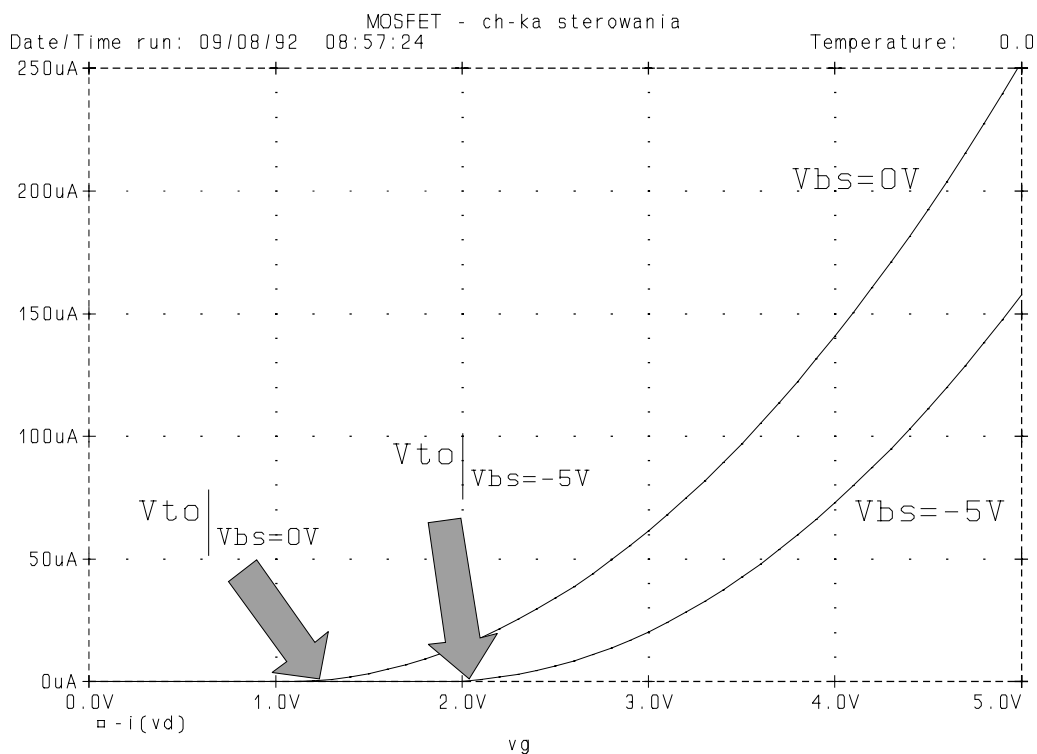
- W** szerokość kanału tranzystora;
 L_{eff} długość kanału tranzystora;
CGSO pojemność bramka-źródło przypadająca na 1[m] szerokości kanału;
CGDO pojemność bramka-dren przypadająca na 1[m] szerokości kanału;
CGSO pojemność bramka-podłoże przypadająca na 1[m] długości kanału.

Poza tym uwzględnia się także pojemności złącz izolujących dren od podłoża oraz źródło od podłoża. Pojemność dren-podłoże C_{bd} jest pojemnością nieliniową, której wartość różniczkową określa następujący wzór:

$$C_{bd} = \frac{CBD(T)}{\left(1 - \frac{V_{bd}}{Pb(T)}\right)^{MJ}} + \frac{PD \cdot CJSW(T)}{\left(1 - \frac{V_{bd}}{Pb(T)}\right)^{MJSW}} \quad (219)$$

gdzie:

- V_{bd}** napięcie podłoże-dren;
 $CBD(T)$ pojemność różniczkowa części płaskiej złącza dren-podłoże dla napięcia podłoże-dren równego zero — zależność od temperatury bezwzględnej — wzór (221);
 $CJSW(T)$ pojemność różniczkowa przypadająca na jednostkę długości części bocznej złącza izolującego dla zerowego napięcia polaryzującego to złącze —



Rys.89. Zależność prądu drenu I_d od napięcia bramka-źródło V_{gs} dla tranzystora MOS. Napięcie dren-źródło $V_{ds}=5.0[V]$. Parametr: napięcie podłoże-źródło V_{bs} .

- zależność od temperatury bezwzględnej — wzór (222);
- Pb(T)** potencjał wbudowany dla złączy izolujących — zależność od temperatury bezwzględnej — wzór (220);
- PD** obwód obszaru drenu — podawany w deklaracji tranzystora w strukturze obwodu — patrz strona 165;
- MJ** współczynnik opisujący profil domieszkowania w płaskich obszarach złączy izolujących;
- MJSW** współczynnik opisujący profil domieszkowania w bocznych obszarach złączy izolujących.

We wzorze (219) można wyróżnić dwa składniki. Pierwszy to pojemność złączowa płaskiej części złącza dren-podłoże — „dna” obszaru drenu. Drugi składnik to pojemność części bocznej (silnie zakrzywionej) złącza dren-podłoże. Obie te pojemności są ekstrapolowane liniowo dla napięć V_{bd} wyższych od wartości $FC \cdot Pb(T)$ tak jak to opisano dla diody półprzewodnikowej — strona 131.

Potencjał wbudowany złączy izolujących $Pb(T)$ zmienia się wraz z temperaturą w sposób następujący:

$$Pb(T) = \frac{[PB + Eg(TNOM)] \cdot T}{TNOM} - 3 \cdot Vt \cdot \ln\left(\frac{T}{TNOM}\right) - Eg(T) \quad (220)$$

gdzie:

PB potencjał wbudowany (złączowy) dla złączy izolujących w temperaturze odniesienia TNOM;

$Eg(T)$ szerokość przerwy energetycznej w materiale podłoża — zależność od temperatury bezwzględnej — wzór (215).

Pojemność różniczkowa przy zerowej polaryzacji $CBD(T)$ określona jest wzorem:

$$CBD(T) = CBD \left\{ 1 + MJ \left[4.0 \times 10^{-4} \cdot (T - TNOM) + \left(1 - \frac{Pb(T)}{PB} \right) \right] \right\} \quad (221)$$

gdzie:

CBD pojemność różniczkowa części płaskiej złącza dren–podłoże dla napięcia podłoże–dren równego zero dla temperatury nominalnej TNOM.

Podobnym wzorem określona jest pojemność różniczkowa dla bocznej części złącza izolującego $CJSW(T)$:

$$CJSW(T) = CJSW \left\{ 1 + MJSW \left[4.0 \times 10^{-4} \cdot (T - TNOM) + \left(1 - \frac{Pb(T)}{PB} \right) \right] \right\} \quad (222)$$

gdzie:

CJSW pojemność różniczkowa części bocznej złącza izolującego dla zerowego napięcia polaryzującego dla temperatury nominalnej TNOM.

Analogiczne wzory określają wielkość pojemności złączowej dla złącza izolującego źródło od podłoża. Sama pojemność Cgs dana jest wzorem:

$$Cbs = \frac{CBS(T)}{\left(1 - \frac{Vbs}{Pb(T)} \right)^{MJ}} + \frac{PS \cdot CJSW(T)}{\left(1 - \frac{Vbs}{Pb(T)} \right)^{MJSW}} \quad (223)$$

gdzie:

Vbs napięcie podłoże–źródło;

$CBS(T)$ pojemność różniczkowa części płaskiej złącza źródło–podłoże dla napięcia podłoże–źródło równego zero — zależność od temperatury bezwzględnej analogiczna do (221);

PS obwód obszaru źródła — podawany w deklaracji tranzystora w strukturze obwodu — patrz strona 165.

Podobnie jak opisana wyżej pojemność dren–podłoże pojemność źródło–podłoże Cgs podlega liniowej ekstrapolacji dla napięć podłoże–źródło większych od $FC \cdot Pb(T)$. Analogiczna jest także zależność pojemności różniczkowej złącza przy zerowej polaryzacji od temperatury.

Jeżeli w deklaracji modelu nie zostanie podana wartość pojemności różniczkowej płaskiej części złącza dren–podłoże (źródło–podłoże) to wartość ta zostanie obliczona przez program PSpice jako iloczyn parametru **CJ** — jednostkowej pojemności płaskich części złączy izolują-

cych — oraz powierzchni zajmowanej przez dren AD (źródło AS) — parametr podawany w linii deklaracji tranzystora MOS w strukturze obwodu — strona 165.

6.4.3. Model Meyer-a (LEVEL=2)

Model Meyer-a identyfikowany jest przez podanie, w linii deklaracji modelu tranzystora MOS, wartości parametru LEVEL=2. Model ten jest znacznie dokładniejszy od modelu Shichman-a Hodges-a. Składają się na to następujące fakty:

- ☐ Zależności opisujące charakterystykę statyczną uwzględniają nierównomierny rozkład ładunku zgromadzonego w zubożonym obszarze przejściowym między kanałem i podłożem.
- ☐ Model uwzględnia prąd płynący między źródłem i drenem tranzystora przy polaryzacji bramki tranzystora napięciem niższym od napięcia, przy którym tworzy się kanał.
- ☐ Model uwzględnia zależność ruchliwości nośników ładunku elektrycznego od wielkości pola elektrycznego. W szczególności modelowane jest zjawisko nasycenia prędkości unoszenia nośników ładunku przez pole elektryczne.
- ☐ Uwzględnienie wpływu na kształt charakterystyk tranzystora krótkiego oraz wąskiego kanału.
- ☐ Uwzględnienie nieliniowego charakteru pojemności tworzących się między bramką a źródłem, drenem i podłożem.

Prąd drenu I_d opisywany jest inną zależnością dla każdego z trzech obszarów pracy tranzystora. W obszarze słabej inwersji, gdy kanał tranzystora nie jest jeszcze dobrze

Tablica XXV Parametry dynamiczne i szumowe tranzystora MOS. Poziom modelowania **LEVEL=1**.

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
CBS	Pojemność złącza podłoże-źródło przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
CBD	Pojemność złącza podłoże-dren przy zerowej polaryzacji	[F]	0.0
CGSO	Pojemność bramka-źródło na jednostkę szerokości kanału	[F/m]	0.0
CGDO	Pojemność bramka-dren na jednostkę szerokości kanału	[F/m]	0.0
CGBO	Pojemność bramka-podłoże na jednostkę długości kanału	[F/m]	0.0
PB	Potencjał wbudowany dla złączy izolujących	[V]	0.0
CJ	Pojemność na jednostkę powierzchni płaskiej części złączy izolujących dla zerowej polaryzacji	[F/m ²]	0.0
MJ	Parametr opisujący profil domieszkowania płaskiej części złączy izolujących	-	0.5
CJSW	Pojemność na jednostkę powierzchni bocznej części złączy izolujących dla zerowej polaryzacji	[F/m ²]	0.0
MJSW	Parametr opisujący profil domieszkowania bocznej części złączy izolujących	-	0.5
FC	Granica linearyzacji pojemności złącza	-	0.5
KF	Współczynnik szumów migotania	-	0.0
AF	Wykładnik szumów migotania	-	1.0

wykształcony, prąd drenu zmienia się zgodnie z następującą zależnością:

$$I_d = I_{on} \cdot \exp\left(\frac{V_{gs} - V_{on}}{n \cdot V_t}\right) \quad (224)$$

gdzie:

- V_{on} napięcie progowe dla obszaru słabej inwersji;
 I_{on} wartość prądu drenu przy $V_{gs} = V_{on}$ wyliczona ze wzorów obowiązujących dla liniowego zakresu pracy tranzystora — wzór (229).

Obszar słabej inwersji odpowiada wartości napięcia bramka–źródło V_{gs} leżącej w przedziale:

$$V_{to} < V_{gs} < V_{on}.$$

Napięcie progowe V_{on} określone jest przy tym wzorem:

$$V_{on} = V_{to} + n \cdot V_t$$

$$n = 1 + \frac{q \cdot NFS + C_d}{C_{ox}} \quad (225)$$

gdzie:

- V_{to} napięcie bramka–źródło powodujące powstanie kanału — wzór (209);
 V_t potencjał termiczny — wzór (133);
 q ładunek elementarny = $1,61 \cdot 10^{-19}$ [A · s];
 C_{ox} pojemność na jednostkę powierzchni warstwy SiO_2 — wzór (210);
 C_d pojemność różniczkowa zubożonej warstwy podłoża — wzór (226);
NFS gęstość powierzchniowa stanów zmiennych.

Pojemność zubożonej warstwy podłoża obliczana jest według następującej zależności:

$$C_d = \frac{GAMMA}{2\sqrt{PHI - V_{bs}}} \quad (226)$$

gdzie:

- GAMMA** parametr progowy podłoża — patrz wzór (212);
PHI podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża — patrz wzór (213).

Napięcie bramka–źródło powodujące powstanie kanału V_{to} uzależnione jest od napięcia podłoża–źródło za pomocą wzoru (209). Na poziomie LEVEL=2 modelowania tranzystora napięcie bramka–źródło **VTO** powodujące powstanie kanału przy zerowej wartości napięcia V_{bs} może być obliczone na podstawie parametrów technologicznych:

$$V_{TO} = V_{MS} - \frac{q \cdot NSS}{C_{ox}} + PHI + GAMMA \times \sqrt{PHI} \quad (227)$$

gdzie:

- V_{MS} kontaktowa różnica potencjałów między materiałem bramki i materiałem podłoża tranzystora — wzór (228);
 q ładunek elementarny = $1,61 \cdot 10^{-19}$ [A · s];
 C_{ox} pojemność na jednostkę powierzchni warstwy SiO_2 — wzór (210);

NSS	powierzchniowa gęstość stanów;
GAMMA	parametr progowy podłoża — patrz wzór (212);
PHI	podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża — patrz wzór (213).

Kontaktowa różnica potencjałów V_{MS} między materiałem bramki i materiałem podłoża jest także wielkością wyliczaną przez program PSpice:

$$V_{MS} = -TPG \cdot \frac{Eg(T)}{2} - Vt \cdot \ln\left(\frac{NSUB}{Ni(T)}\right) \quad (228)$$

gdzie:

NSUB	liczba atomów domieszki w jednostce objętości materiału podłoża;
Ni(T)	liczba swobodnych elektronów w jednostce objętości krzemu samoistnego w funkcji temperatury bezwzględnej (dla $300K \approx 1.45 \cdot 10^{16} [m^{-3}]$) — wzór (214);
Eg(T)	szerokość przerwy energetycznej jako funkcja temperatury — wzór (215);
TPG	typ bramki;
Vt	potencjał temperaturowy — wzór (133).

Parametr modelu **TPG** opisuje typ zastosowanej bramki. Jeżeli tranzystor MOS posiada bramkę wykonaną z glinu (aluminium) to wartość tego parametru powinna być równa zero. Jeśli bramka jest wykonana z krzemu polikrystalicznego, którego typ przewodnictwa jest taki sam jak typ przewodnictwa podłoża tranzystora wartość parametru **TPG** powinna być równa -1. Natomiast jeśli bramka jest wykonana z krzemu polikrystalicznego, którego typ przewodnictwa jest odmienny od typu przewodnictwa podłoża tranzystora wartość parametru **TPG** powinna być równa +1.

Tablica XXVI Parametry tranzystora MOS. Poziom modelowania **LEVEL=2**.

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
NSS	Powierzchniowa gęstość stanów	$[cm^{-2}]$	0.0
TPG	Typ bramki: +1 = różna od podłoża -1 = taka sama jak podłożo 0 = aluminiowa	-	1.0
WD	Współczynnik dyfuzji bocznej	$[m]$	0.0
NFS	Powierzchniowa gęstość stanów zmiennych	$[cm^{-2}]$	0.0
XJ	Metalurgiczna głębokość złącza	$[m]$	0.0
UCRIT	Krytyczne pole degradacji ruchliwości nośników ładunku	$[V/cm]$	10^4
UXEP	Wykładnik krytycznego pola ruchliwości	-	0.0
UTRA	Współczynnik opisujący zmiany pola elektrycznego wzdłuż kanału	-	0.0
VMAX	Maksymalna prędkość unoszenia nośników ładunku przez pole elektryczne	$[m/s]$	0.0
NEFF	Współczynnik całkowitego ładunku w kanale	-	1.0
XQC	Część ładunku kanału przypisana do drenu	-	0.0
DELTA	Współczynnik zmian napięcia progowego	-	0.0

Tranzystor pracuje w obszarze liniowym dla napięcia bramka–źródło V_{gs} większego od V_{on} oraz napięcia dren–źródło V_{ds} większego od zera i mniejszego od napięcia nasycenia V_{sat} .

$$\begin{aligned} V_{gs} &> V_{on} \\ 0 < V_{ds} &< V_{sat} \end{aligned}$$

Prąd drenu I_d zmienia się zgodnie z zależnością:

$$I_d = \frac{KP \cdot W}{L'(V_{ds})} \left\{ \left(V_{gs} - V_{fb} - PHI - \frac{V_{ds}}{2} \right) V_{ds} - \frac{2}{3} GAMMA \cdot [(V_{ds} - V_{bs} + PHI)^{1.5} - (PHI - V_{bs})^{1.5}] \right\} \quad (229)$$

gdzie:

$L'(V_{ds})$	długość kanału tranzystora jako funkcja napięcia dren–źródło — wzór (231);
V_{fb}	napięcie bramka–podłoże powodujące wyprostowanie pasm na granicy Si–SiO ₂ — wzór (230);
V_{bs}	napięcie podłoże–źródło;
GAMMA	parametr progowy podłoża — wzór (212);
PHI	podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża — patrz wzór (213);
KP	parametr transkonduktancji;
W	szerokość kanału tranzystora.

Napięcie bramka–podłoże powodujące wyprostowanie pasm obliczane jest na podstawie parametrów technologicznych według następującego wzoru:

$$V_{fb} = V_{MS} + \frac{q \cdot NSS}{C_{ox}} \quad (230)$$

gdzie:

V_{MS}	kontaktowa różnica potencjałów między materiałem bramki i materiałem podłoża — wzór (227);
C_{ox}	pojemność jednostki powierzchni warstwy dwutlenku krzemu — wzór (210);
q	ładunek elementarny = $1,61 \cdot 10^{-19}$ [A·s];
NSS	gęstość stanów powierzchniowych.

Długość kanału tranzystora $L'(V_{ds})$ obliczana jest z zależności:

$$L'(V_{ds}) = (L - 2 \cdot LD) \cdot (1 - LAMBDA \cdot V_{ds}) \quad (231)$$

gdzie:

L	fizyczna długość kanału tranzystora;
LD	wzdłużny współczynnik dyfuzji bocznej;
LAMBDA	współczynnik modulacji długości kanału.

Wartość granicznego napięcia dren–źródło V_{sat} , powyżej którego tranzystor wchodzi w stan nasycenia dana jest wzorem:

$$V_{sat} = V_{gs} - V_{fb} - PHI + GAMMA^2 \cdot \left[1 - \sqrt{1 + \frac{2 \cdot (V_{gs} - V_{fb})}{GAMMA^2}} \right] \quad (232)$$

gdzie:

- GAMMA** parametr progowy podłoża — wzór (212);
PHI podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża — patrz wzór (213);
 V_{fb} napięcie bramka–podłoże powodujące wyprostowanie pasm na granicy Si–SiO₂ — wzór (230).

W stanie nasycenia tzn. gdy spełnione są nierówności:

$$\begin{aligned} V_{gs} &> V_{on} \\ V_{ds} &> V_{sat} \end{aligned}$$

prąd drenu zmienia się w sposób następujący:

$$I_d = \frac{I_{sat}}{1 - LAMBDA \cdot V_{ds}} \quad (233)$$

gdzie:

- I_{sat} prąd wyliczony według wzoru (229) dla $V_{ds} = V_{sat}$.

Przykład:

Na Rys. 90 porównano charakterystykę statyczną tranzystora MOS opisanego modelem Shichman–a Hodges–a oraz modelem Meyer–a (LEVEL=1 i LEVEL=2). Parametry elektryczne oraz technologiczne podane w deklaracji modelu tranzystora pozostają takie same jak w poprzednim przykładzie. Oznacza to, że przyjmują wartości:

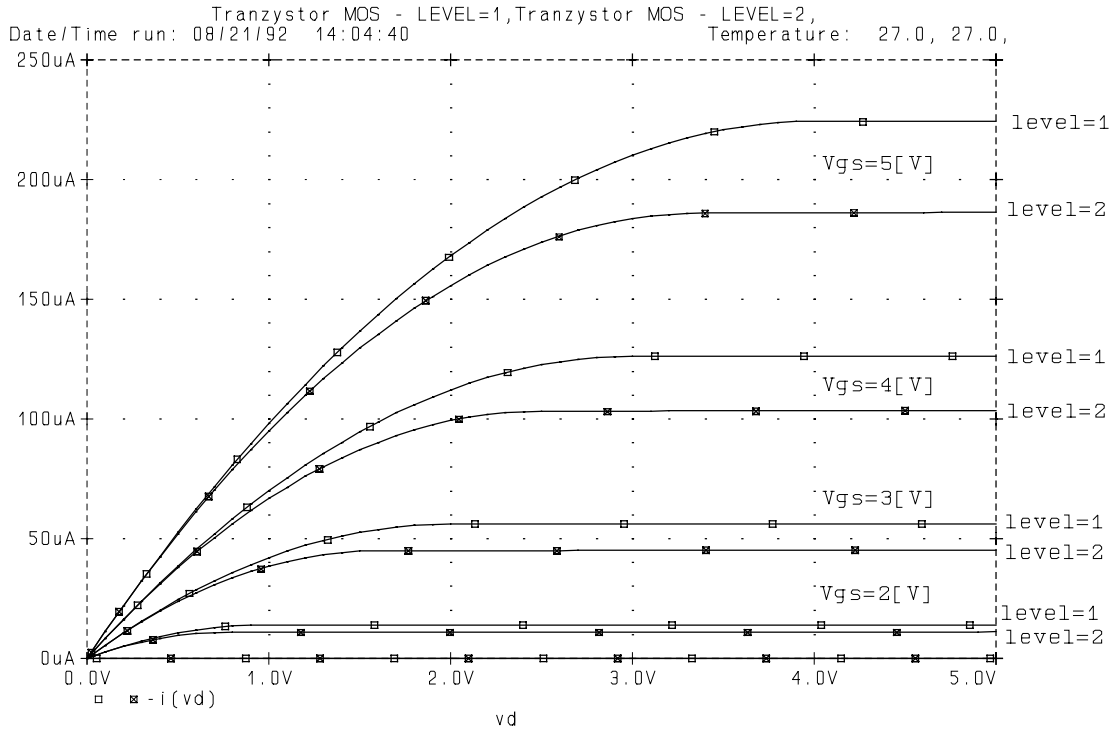
$$KP=27,6[\mu A/V^2]; VTO=1,0[V]; GAMMA=0,526[V^{0.5}]; PHI=0,58[V]; LAMBDA=0,0[V^{-1}].$$

$$L=W=100[\mu m]; UO=800[cm^2/(V \cdot s)]; TOX=100[nm]; NSUB=10^{21}[m^{-3}]; LD=0,8[\mu m].$$

Na osi poziomej odłożono napięcie dren–źródło V_{ds} natomiast na osi pionowej prąd drenu tranzystora I_d . Parametrem na rysunku jest wartość napięcia bramka–źródło V_{gs} , która zmienia się od 2,0[V] do 5,0[V]. Model Shichman–a Hodges–a daje wyraźnie większą wartość prądu drenu w stosunku do modelu Meyer–a.

Model tranzystora polowego MOS wbudowany w program PSpice na poziomie LEVEL=2 pozwala na uwzględnienie dodatkowo innych zjawisk towarzyszących pracy tranzystora.

Wzory (229) i (233) zostały wyprowadzone przy założeniu, że ruchliwość nośników ładunku jest stała i nie zależy od natężenia pola elektrycznego. Dane doświadczalne wskazują jednak, że ruchliwość ulega zmniejszeniu wraz ze wzrostem natężenia pola elektrycznego. Zjawisko to wywiera wpływ na wartość współczynnika transkonduktancji **KP** — jego wartość zmienia się wraz z napięciem dren–źródło oraz napięciem bramka–źródło. W programie PSpice wpływ degradacji ruchliwości nośników ładunku na współczynnik transkonduktancji uwzględnia się w sposób następujący:



Rys.90. Porównanie charakterystyk statycznych tranzystora MOS modelowanego na poziomie LEVEL=1 i na poziomie LEVEL=2.

$$KP = KP \cdot \left(\frac{\epsilon_{Si}}{\epsilon_{SiO_2}} \cdot \frac{UCRIT \cdot TOX}{V_{gs} - V_{to} - UTRA \cdot V_{ds}} \right)^{UEXP} \quad (234)$$

gdzie:

UCRIT pole krytyczne, powyżej którego następuje zmniejszenie ruchliwości nośników;

UEXP wykładnik opisujący zmniejszanie ruchliwości nośników ładunku wraz ze wzrostem pola elektrycznego;

UTRA współczynnik opisujący rozkład pola elektrycznego wzdłuż kanału tranzystora;

ϵ_{Si} względny współczynnik przenikalności elektrycznej dla krzemu $\approx 11,7$;

ϵ_{SiO_2} względny współczynnik przenikalności elektrycznej dla dwutlenku krzemu $\approx 3,9$.

Wartość współczynnika transkonduktancji **KP** po prawej stronie wzoru (234) jest parametrem deklaracji .MODEL lub wyliczana jest według wzoru (211).

Model tranzystora MOS na poziomie LEVEL=2 pozwala na obliczenie współczynnika modulacji długości kanału **LAMBDA** na podstawie parametrów technologicznych. Służy do tego następujący wzór:

$$LAMBDA = \frac{\sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_{Si}}{q \times NSUB}}}{L_{eff} \times V_{ds}} \cdot \left[\frac{V_{ds} - V_{sat}}{4} + \sqrt{1 + \left(\frac{V_{ds} - V_{sat}}{4} \right)^2} \right] \quad (235)$$

gdzie:

ϵ_{Si}	względny współczynnik przenikalności elektrycznej dla krzemu $\approx 11,7$;
ϵ_0	przenikalność elektryczna próżni $= 8,85 \cdot 10^{-12} [F/m]$;
q	ładunek elementarny $= 1,61 \cdot 10^{-19} [A \cdot s]$;
NSUB	liczba atomów domieszki w jednostce objętości materiału podłoża;
L_{eff}	efektywna długość kanału tranzystora — wzór (208);
V_{sat}	napięcie dren-źródło, dla którego następuje nasycenie charakterystyk statycznych tranzystora — wzór (232).

Zastosowanie wzoru (235) prowadzi zwykle do zbyt dużej wartości współczynnika **LAMBDA**, w stosunku do wartości mierzonej laboratoryjnie. Można temu zaradzić zwiększając wartość parametru określającego liczbę atomów domieszki w jednostce objętości materiału podłoża — **NSUB**. Wartość ta (zawyżona) nie może być jednak użyta do obliczenia parametrów **GAMMA** i **PHI** (wzory (212) i (213)). Te ostatnie muszą zostać podane bezpośrednio w deklaracji modelu tranzystora [1].

W przypadku, gdy w deklaracji modelu tranzystora podana zostanie wartość maksymalnej prędkości unoszenia nośników ładunku w kanale **VMAX** program PSpice obliczy wartość parametru **LAMBDA** na podstawie znacznie doskonalszego modelu modulacji długości kanału. Jest to tzw. model Baum–a, Beneking–a. Obliczenia prowadzone są w tym wypadku według wzoru:

$$LAMBDA = \frac{X_D}{L_{eff} \times V_{ds}} \cdot \left[\sqrt{\left(\frac{X_D \cdot VMAX}{2 \cdot UO} \right)^2 + V_{ds} - V_{sat}} - \frac{X_D \cdot VMAX}{2 \cdot UO} \right] \quad (236)$$

Parametr X_D dany jest wzorem:

$$X_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_{Si}}{q \times NSUB \times NEFF}} \quad (237)$$

gdzie:

ϵ_{SiO_2}	względny współczynnik przenikalności elektrycznej dla dwutlenku krzemu $\approx 3,9$;
ϵ_{Si}	względny współczynnik przenikalności elektrycznej dla krzemu $\approx 11,7$;
ϵ_0	przenikalność elektryczna próżni $= 8,85 \cdot 10^{-12} [F/m]$;
q	ładunek elementarny $= 1,61 \cdot 10^{-19} [A \cdot s]$;
NEFF	współczynnik całkowitego ładunku w kanale.

Wadą tego modelu jest jednak nieciągłość pochodnej charakterystyki statycznej tranzystora na granicy obszaru liniowości i nasycenia. Nieciągłość ta może łatwo doprowadzić do trudności przy obliczaniu statycznego punktu pracy układu metodą Newton–a Raphson–a. Nie

mniej model bardzo dobrze oddaje zachowanie tranzystorów o długości kanału nie mniejszej niż 4–5[μm], których bramka wykonana została z aluminium [1].

Dla tranzystorów polowych MOS o krótkim kanale (poniżej 5[μm]) obserwuje się wpływ długości **L** i szerokości **W** kanału na wartość napięcia bramka–źródło V_{to} , przy którym tworzy się kanał tranzystora. W programie PSpice wpływ szerokości kanału na napięcie V_{to} modeluje się przez zmianę wartości parametru progowego podłoża **GAMMA**:

$$GAMMA = GAMMA \cdot \left[1 - \frac{XJ}{2L_{eff}} \left(\sqrt{1 + \frac{2W_D}{XJ}} + \sqrt{1 + \frac{2W_S}{XJ}} - 2 \right) \right] \quad (238)$$

gdzie:

- XJ** metalurgiczna głębokość złącza izolującego obszar drenu (źródła) od podłoża;
- L_{eff} efektywna długość kanału — wzór (208);
- W_S grubość obszaru zubożonego dla złącza źródło–podłoże;
- W_D grubość obszaru zubożonego dla złącza dren–podłoże.

Dwie ostatnie wielkości określone są następującą parą wzorów:

$$W_S = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_{Si}}{q \cdot NSUB}} \times \sqrt{PHI - V_{bs}} \quad (239)$$

$$W_D = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_{Si}}{q \cdot NSUB}} \times \sqrt{PHI - V_{bs} + V_{ds}} \quad (240)$$

Po prawej stronie wzoru (238) znajduje się wartość parametru **GAMMA** podana bezpośrednio w deklaracji modelu tranzystora polowego MOS. Wartość ta może być także obliczona ze wzoru (212). Natomiast po lewej stronie wzoru (238) występuje już zmodyfikowana wartość parametru progowego podłoża **GAMMA**.

Niestety przedstawiona wyżej zależność powoduje zwykle zbyt dużą, w stosunku do obserwowanej doświadczalnie, redukcję wartości napięcia progowego V_{to} . Istnieje możliwość lepszego dopasowania przez zmianę wartości parametrów **XJ** oraz **NSUB**. Trudno jednak uzyskać zgodność z wynikami doświadczalnymi w szerokim zakresie zmian długości kanału. Ponadto przedstawiony model zupełnie nieprawidłowo określa zależność napięcia progowego V_{to} od napięcia dren–źródło [1]. Aby przynajmniej częściowo zaradzić tym trudnościom wprowadzony został empiryczny parametr **DELTA**, którego zadaniem jest dopasowanie teoretycznej zależności napięcia V_{to} od napięcia źródło–podłoże do wyników otrzymywanych eksperymentalnie. Zmodyfikowana zależność ma postać:

$$V_{to} = V_{TO} + GAMMA \times (\sqrt{PHI - V_{bs}} - \sqrt{PHI}) + \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_{Si} \cdot DELTA}{4 \cdot C_{ox} \cdot W} \times (PHI - V_{bs}) \quad (241)$$

gdzie:

ϵ_{Si}	względny współczynnik przenikalności elektrycznej dla krzemu $\approx 11,7$;
ϵ_0	przenikalność elektryczna próżni $= 8,85 \cdot 10^{-12} [F/m]$;
C_{ox}	pojemność jednostki powierzchni izolacji SiO_2 — wzór (210);
W	szerokość kanału tranzystora;
GAMMA	parametr progowy podłoża zmodyfikowany zgodnie ze wzorem (238);
VTO	napięcie progowe przy zerowej polaryzacji — dane jako parametr elektryczny lub obliczone według wzoru (227).

Model pojemności tranzystora MOS na poziomie LEVEL=2 to nieco zmodyfikowany model Meyer-a. W modelu oryginalnym [22] różnice w opisie pojemności w różnych regionach pracy tranzystora powodowały, że algorytm Newton-a Raphson-a, służący do analizy obwodów nieliniowych, był niezbędny. Modyfikacje pozwoliły w dużym stopniu wyeliminować te niedogodności.

W obszarze zablokowania, w którym napięcie bramka-źródło spełnia nierówność:

$$V_{gs} < V_{on} - PHI$$

poszczególne pojemności uwidocznione na Rys. 87 mają wartość:

$$C_{gb} = C'_{ox} + CGBO \times L_{eff} \quad ; \quad C_{gs} = CGSO \times W \quad ; \quad C_{gd} = CGDO \times W \quad (242)$$

gdzie:

V_{on}	napięcie progowe dla obszaru słabej inwersji — wzór (225);
C'_{ox}	pojemność izolacji SiO_2 — wzory (245), (246);
CGBO	pojemność bramka-podłoże przypadająca na jednostkę długości kanału;
L_{eff}	efektywna długość kanału — wzór (208);
CGSO	pojemność bramka-źródło przypadająca na jednostkę szerokości kanału, a wynikająca z geometrycznego nakładania się obszaru bramki i obszaru źródła;
CGDO	pojemność bramka-dren przypadająca na jednostkę szerokości kanału, a wynikająca z geometrycznego nakładania się obszaru bramki i obszaru drenu;
W	szerokość kanału tranzystora.

W obszarze słabej inwersji, w którym napięcie bramka-źródło spełnia nierówność:

$$V_{on} - PHI < V_{gs} < V_{on}$$

pojemności bramka-podłoże oraz bramka-źródło są uzależnione bezpośrednio od napięcia bramka-źródło, natomiast pojemność bramka-dren pozostaje stała:

$$\begin{aligned}
C_{gb} &= C_{ox}' \frac{V_{on} - V_{gs}}{PHI} + CGBO \times L_{eff} \\
C_{gs} &= \frac{2}{3} C_{ox}' \left(\frac{V_{on} - V_{gs}}{PHI} + 1 \right) + CGSO \times W
\end{aligned} \tag{243}$$

$$C_{gd} = CGDO \times W$$

W obszarze nasycenia, tam gdzie napięcie bramka–źródło spełnia nierówność:

$$V_{on} < V_{gs} < V_{on} + V_{ds}$$

pojemności tranzystora MOS stają się ponownie stałe:

$$\begin{aligned}
C_{gb} &= CGBO \times L_{eff} \\
C_{gs} &= \frac{2}{3} C_{ox}' + CGSO \times W \\
C_{gd} &= CGDO \times W
\end{aligned} \tag{244}$$

Dla wyższych wartości napięcia bramka–źródło, w obszarze pracy liniowej:

$$V_{on} + V_{ds} < V_{gs},$$

pojemności bramka–źródło oraz bramka–dren są zależne od aktualnego punktu pracy tranzystora:

$$\begin{aligned}
C_{gb} &= CGBO \times L_{eff} \\
C_{gs} &= C_{ox}' \left\{ 1 - \left[\frac{V_{gs} - V_{ds} - V_{on}}{2(V_{gs} - V_{on}) - V_{ds}} \right]^2 \right\} + CGSO \times W
\end{aligned} \tag{245}$$

$$\begin{aligned}
C_{gd} &= C_{ox}' \left\{ 1 - \left[\frac{V_{gs} - V_{on}}{2(V_{gs} - V_{on}) - V_{ds}} \right]^2 \right\} + CGDO \times W \\
C_{ox}' &= C_{ox} \cdot W \cdot L_{eff}
\end{aligned} \tag{246}$$

gdzie:

C_{ox} pojemność jednostki powierzchni izolacji SiO_2 — wzór (210).

Napięcie progowe V_{on} obliczanie jest zgodnie ze wzorem (225). Jeżeli jednak nie zostanie podana wartość parametru **NFS** w miejsce napięcia V_{on} używana jest wartość napięcia V_{to} — wzór (209).

W programie PSpice zlikwidowano skokową zmianę pojemności, która występowała w modelu zaproponowanym przez Meyer–a, pomiędzy obszarem zablokowania i obszarem nasycenia. Dzięki temu uniknięto problemów związanych z niezbieżnością algorytmu Newton–a Raphson–a używanego podczas obliczeń stanu nieustalonego [1].

Jeżeli w deklaracji modelu tranzystora MOS na poziomie LEVEL=2 podana zostanie wartość współczynnika podziału ładunku w kanale **XQC** to zamiast modelu Meyer–a użyty zostanie uproszczony model ładunkowy Ward–a [1]. Ładunek gromadzony na bramce Q_b oraz ładunek gromadzony w podłożu Q_b obliczane są wtedy według formuł uzyskanych

analitycznie. Ładunek zgromadzony w kanale Q_{ch} , zgodnie z zasadą zachowania ładunku, obliczany jest następująco¹⁵:

$$Q_{ch} = -(Q_g + Q_b) \quad (247)$$

Ładunek kanału dzielony jest pomiędzy źródło (Q_s) i dren (Q_d) zgodnie z zadeklarowaną wartością współczynnika X_{QC} :

$$Q_d = X_{QC} \cdot Q_{ch} \quad ; \quad Q_s = (1 - X_{QC}) \cdot Q_{ch} \quad (248)$$

W rezultacie prąd bramki (i_g), prąd drenu (i_d), prąd źródła (i_s) oraz prąd podłoża (i_b) związane z pojemnościami tranzystora obliczane są następująco:

$$i_g = \frac{\partial Q_g}{\partial t} \quad ; \quad i_d = \frac{\partial Q_d}{\partial t} \quad ; \quad i_s = \frac{\partial Q_s}{\partial t} \quad ; \quad i_b = \frac{\partial Q_b}{\partial t} \quad (249)$$

Model Ward-a pozwala na uniknięcie błędów numerycznych, które pojawiają się w pewnych typach obwodów z tranzystorami MOS, których pojemności opisywane są modelem Meyer-a. Niestety model Ward-a nie posiada żadnego uzasadnienia fizycznego, a ponadto jego użycie często prowadzi do niezbieżności algorytmu zastosowanego w programie PSpice do obliczania stanu nieustalonego w obwodzie.

6.4.4. Model Dang-a (LEVEL=3)

Model tranzystora MOS na poziomie LEVEL=3 w programie PSpice został opracowany na podstawie modelu zaproponowanego przez Dang-a [32]. Model ten nazwać można półempirycznym. Jest on stosunkowo prosty, dokładny i powinien być stosowany dla tranzystorów o krótkim kanale¹⁶. Równania

Tabela XXVII Parametry tranzystora MOS. Poziom modelowania LEVEL=3.

Słowo kluczowe	Nazwa	Jednostka	Wartość domyślna
THETA	Współczynnik modulacji ruchliwości nośników	[V ⁻¹]	0.0
ETA	Współczynnik statycznego sprężenia zwrotnego	-	0.0
KAPPA	Współczynnik nasycenia pola	-	0.2

opisujące charakterystykę statyczną tranzystora na poziomie modelowania LEVEL=3 mają taką samą postać jak na poziomie LEVEL=2 — strona 175. W obszarze pracy liniowej zastosowano jednak rozwinięcie w szereg Taylora w celu uproszczenia wzorów końcowych. W rezultacie wzór określający prąd w tym zakresie przyjmuje postać:

¹⁵Ładunki bramki i podłoża są różnoimenne!

¹⁶Długość kanału tranzystora nie powinna być mniejsza niż 2[μm].

$$I_{ds} = \beta \times \left(V_{gs} - V_{to} - \frac{1 + F_B}{2} V_{ds} \right) \times V_{ds} \quad (250)$$

Współczynnik F_B obliczany jest przez program następująco:

$$F_B = \frac{GAMMA \times F_s}{2 \sqrt{PHI - V_{bs}}} + F_n \quad (251)$$

Parametr β jest taki sam jak w modelu Meyer-a (wzory (229),(231),(208)):

$$\beta = \frac{KP}{1 - LAMBDA \cdot V_{ds}} \frac{W}{L_{eff}} \quad (252)$$

gdzie:

L_{eff}	efektywna długość kanału — wzór (208);
GAMMA	parametr progowy podłoża — wzory (212),(238);
KP	parametr transkonduktancji — wzór (211);
LAMBDA	współczynnik modulacji długości kanału;
W	szerokość kanału.

Wpływ poprzecznej składowej pola elektrycznego (bramka–podłoże) na ruchliwość nośników ładunku w kanale został uwzględniony w prostszy sposób niż ma to miejsce w modelu na poziomie LEVEL=2 (wzór (234)). Modyfikowana jest bezpośrednio wartość ruchliwości nośników ładunku, która używana jest we wzorze (211):

$$U_s = \frac{UO}{1 + THETA \cdot (V_{gs} - V_{to})} \quad (253)$$

gdzie:

UO	ruchliwość nadmiarowych nośników ładunku w kanale tranzystora;
U_s	zmodyfikowana wartość ruchliwości nośników ładunku;
THETA	współczynnik modulacji ruchliwości nośników ładunku.

W wyniku symulacyjnego badania struktur tranzystorów MOS o krótkim kanale, z uwzględnieniem efektów dwuwymiarowych¹⁷ stwierdzono, że zaciśnięcie kanału w pobliżu drenu następuje przy niższych wartościach napięcia bramka–źródło niż wynika to z teorii opracowanych dla tranzystorów o długim kanale. W rezultacie wzór (241) uzupełniono o liniową zależność napięcia progowego V_{to} od napięcia dren–źródło V_{ds} :

¹⁷Nośniki ładunku w kanale tranzystora MOS mogą poruszać się tylko w dwóch wymiarach - głębokość kanału jest znacznie mniejsza niż szerokość i długość. Własności statystyczne takiego "dzwuwymiarowego" gazu złożonego z nośników ładunku są zupełnie inne niż własności gazu, którego cząstki mogą się poruszać w trzech wymiarach.

$$V_{to} = V_{TO} - GAMMA \cdot \sqrt{PHI} + GAMMA \cdot F_s \cdot \sqrt{PHI - V_{bs}} + F_n \cdot (PHI - V_{bs}) - \sigma \cdot V_{ds} \quad (254)$$

gdzie:

- PHI** podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża — patrz wzór (213);
GAMMA parametr progowy podłoża — wzory (212), (238);
VTO napięcie progowe przy zerowej polaryzacji — dane jako parametr elektryczny lub obliczone według wzoru (227);
 σ współczynnik proporcjonalności — wzór (255).

Zależność współczynnika proporcjonalności σ od efektywnej długości kanału L_{eff} znaleziona została doświadczalnie i jest następująca:

$$\sigma = ETA \times \frac{8.15 \times 10^{-22}}{C_{ox} L_{eff}^3} \quad (255)$$

gdzie:

- ETA** współczynnik statycznego sprzężenia zwrotnego;
 C_{ox} pojemność jednostki powierzchni izolacji SiO_2 — wzór (210);
 L_{eff} efektywna długość kanału — wzór (208).

Współczynnik F_s występujący we wzorach (254) i (251) służy uwzględnieniu trójwymiarowej struktury obszaru zubożonego izolującego kanał tranzystora od podłoża. Wzór określający jego wartość jest następujący:

$$F_s = 1 - \frac{XJ}{L_{eff}} \left(\frac{LD + W_c}{XJ} \sqrt{1 - \frac{W_p}{XJ + W_p}} - \frac{LD}{XJ} \right) \quad (256)$$

gdzie:

- LD** wzdluzny współczynnik dyfuzji bocznej;
XJ metalurgiczna głębokość złącza izolującego obszar drenu (źródła) od podłoża.

Wielkość W_p oznacza głębokość obszaru zubożonego pod płaską częścią złącza izolującego źródło:

$$W_p = X_D \cdot \sqrt{PHI - V_{bs}} \quad (257)$$

gdzie:

- X_D parametr określony wzorem (237).

Parametr W_c oznacza natomiast głębokość obszaru zubożonego cylindrycznej części złącza izolującego źródło–podłożo. Wielkość ta określona jest wzorem, znalezionym doświadczalnie:

$$\left(\frac{W_c}{XJ} \right) = 0.0831353 + 0.8013929 \cdot \left(\frac{W_p}{XJ} \right) - 0.0111077 \cdot \left(\frac{W_p}{XJ} \right)^2 \quad (258)$$

Współczynnik F_n występujący we wzorze (251) uwzględnia efekty związane z wąskim kanałem:

$$F_n = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_{Si} \cdot \mathbf{DELTA}}{4 \cdot C_{ox} \cdot W} \quad (259)$$

gdzie:

- ϵ_{Si} względny współczynnik przenikalności elektrycznej dla krzemu $\approx 11,7$;
- ϵ_0 przenikalność elektryczna próżni $= 8,85 \cdot 10^{-12} [\text{F/m}]$;
- C_{ox} pojemność jednostki powierzchni izolacji SiO_2 — wzór (210);
- W szerokość kanału tranzystora;

DELTA współczynnik zmian napięcia progowego.

Jak widać wpływ wąskiego kanału jest modelowany w taki sam sposób jak na poziomie LEVEL=2 (wzór (241)). Kluczowe jest podanie parametru **DELTA**, którego wartość musi zostać wyznaczona doświadczalnie.

Model Dang-a uwzględnia zmiany ruchliwości nośników ładunku związane ze składową pola elektrycznego równoległą do kanału. Efektywna wartość ruchliwości U_{eff} obliczana jest następująco:

$$U_{eff} = \frac{U_s}{1 + \frac{U_s \cdot V_{ds}}{V_{MAX} \cdot L_{eff}}} \quad (260)$$

gdzie:

- U_s wartość ruchliwości zmodyfikowana przez poprzeczne pole elektryczne — wzór (253);
- VMAX** maksymalna prędkość unoszenia nośników ładunku w kanale;
- L_{eff} efektywna długość kanału — wzór (208).

Podanie w linii deklaracji modelu tranzystora wartości parametru **VMAX** nie tylko zmienia wartość ruchliwości nośników, ale także powoduje modyfikację wartości napięcia V_{sat} — napięcia dren-źródło powodującego przejście tranzystora od stanu nasycenia do pracy w obszarze liniowym. Napięcie V_{sat} jest stosunkowo prostą kombinacją napięcia nasycenia obliczonego dla **VMAX**= ∞ (V_a) i poprawki związanej ze skończoną wartością parametru **VMAX** (V_b):

$$V_{sat} = V_a + V_b - \sqrt{V_a^2 + V_b^2} \quad (261)$$

Wielkości V_a i V_b wyrażają się przy tym następująco:

$$V_a = \frac{V_{gs} - V_{to}}{1 + F_B} \quad ; \quad V_b = \frac{V_{MAX} \cdot L_{eff}}{U_{eff}} \quad (262)$$

gdzie:

- V_{to} napięcie progowe określone wzorem (254);
- F_B współczynnik określony wzorem (251);
- L_{eff} efektywna długość kanału określona wzorem (208);
- U_{eff} efektywna ruchliwość nośników ładunku — wzór (260).

Na poziomie modelowania tranzystora MOS LEVEL=3 wprowadzono także zależność długości kanału L' od napięcia dren-źródło V_{ds} w obszarze nasycenia¹⁸:

$$L_{eff} - L' = \sqrt{\left(\frac{E_p X_D^2}{2}\right)^2 + KAPPA \cdot X_D^2 \cdot (V_{ds} - V_{sat}) - \frac{E_p X_D^2}{2}} \quad (263)$$

$$E_p = \frac{I_{sat}}{g_{sat} \cdot L_{eff}}$$

gdzie:

- X_D parametr określony wzorem (237);
 I_{sat} prąd drenu dla $V_{ds}=V_{sat}$;
 g_{sat} pochodna prądu drenu względem napięcia V_{ds} dla $V_{ds}=V_{sat}$ ($\partial I_d / \partial V_{ds}$).

Parametr **KAPPA** podawany jest w linii deklaracji modelu tranzystora. Wartość tego parametru dobierana jest tak aby uzyskać zgodność wyników symulacji z wynikami pomiarów laboratoryjnych.

Na poziomie modelowania LEVEL=3 pojemności są modelowane tak samo jak na poziomie LEVEL=2. Możliwy jest zatem wybór między modelem Meyer-a (patrz strona 182) i modelem ładunkowym Ward-a (patrz strona 184). Jednocześnie w przypadku tego ostatniego równania opisujące zmiany ładunku bramki Q_g oraz ładunku podłoża Q_b są uproszczone. Ładunek Q_g opisywany jest wzorem:

$$Q_g = C_{ox} \cdot W \cdot L_{eff} \cdot \left(V_{gs} - V_{bs} - PHI + \sigma \cdot V_{ds} - \frac{V_{ds}}{2} + \frac{1+F_B}{12F_i} V_{ds}^2 \right) \quad (264)$$

$$F_i = V_{gs} - V_{to} - \frac{1+F_B}{2} V_{ds}$$

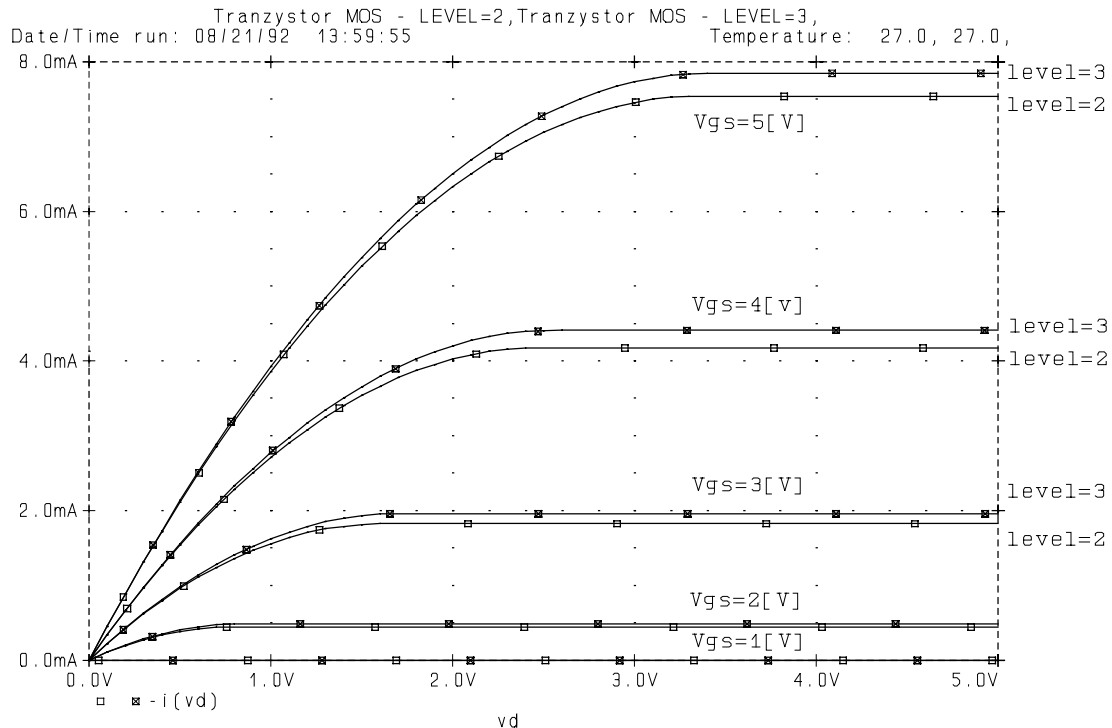
natomiast ładunek Q_b następująco:

$$Q_b = C_{ox} \cdot W \cdot L_{eff} \cdot \left[GAMMA F_s \sqrt{PHI - V_{bs}} + F_n (PHI - V_{bs}) + \frac{F_b}{2} V_{ds} \right] \times \left[-\frac{F_B(1+F_B)}{12F_i} V_{ds}^2 \right] \quad (265)$$

gdzie:

- C_{ox} pojemność jednostki powierzchni izolacji SiO_2 — wzór (210);
 W szerokość kanału tranzystora;
 L_{eff} efektywna długość kanału — wzór (208);
 F_B współczynnik określony wzorem (251);
 PHI podwojona wartość potencjału Fermiego dla materiału podłoża — wzór (213);
 σ współczynnik proporcjonalności określony wzorem (255);

¹⁸Oznacza to, że obliczana jest wartość współczynnika modulacji długości kanału **LAMBDA**.



Rys.91. Porównanie charakterystyki statycznej tranzystora MOS modelowanego na poziomie LEVEL=2 i na poziomie LEVEL=3.

F_n współczynnik proporcjonalności określony wzorem (259);
GAMMA parametr progowy podłoża — wzory (212),(238).

Przykład:

Na Rys. 91 pokazana jest charakterystyka statyczna tranzystora MOS opisanego modelem Meyer-a (LEVEL=2) oraz modelem Dang-a (LEVEL=3). Parametry elektryczne oraz technologiczne podane w deklaracji modelu tranzystora są następujące:

KP=27,6[$\mu\text{A}/\text{V}^2$];VTO=1,0[V];GAMMA=0,526[V^{0.5}];PHI=0,58[V];LAMBDA=0,0[V⁻¹].

L=4[μm];W=100[μm];UO=800[cm²/(V·s)];TOX=100[nm];LD=0,8[μm].

Parametry te zostały dobrane tak aby modele nie odtwarzały zmian prądu drenu wraz ze zmianą napięcia dren-źródło w zakresie nasycenia (brak modulacji długości kanału). Nie została podana także wartość parametrów empirycznych charakterystycznych tylko dla modelu na poziomie LEVEL=3¹⁹. W ten sposób obserwować można różnice wynikające tylko, ze zmiany równań opisujących tranzystor. Różnice między charakterystykami są niewielkie. Jednocześnie nie wykorzystane parametry w przypadku modelu na poziomie LEVEL=3

¹⁹ETA, THETA, KAPPA.

pozwalają na lepsze dopasowanie obliczonych charakterystyk tranzystora do tych, które otrzymuje się doświadczalnie. Natomiast czas obliczeń dla obwodu z tranzystorami MOS modelowanymi na poziomie LEVEL=3 może być nawet o 25% mniejszy niż w przypadku modelowania tranzystorów na poziomie LEVEL=2 [1].

6.4.5. Oporności omowe

W deklaracji modelu tranzystora (deklaracja .MODEL) przewidziano możliwość podania wartości oporności omowej dla obszaru drenu **RD**, źródła **RS**, bramki **RG** i podłoża **RB**. Wszystkie tranzystory odwołujące się do jednego modelu mają wtedy taką samą wartość oporników Rd i Rs (Rys. 87):

$$\begin{matrix} R_s=RS & ; & R_d=RD \\ R_g=RG & ; & R_b=RB \end{matrix} \quad (266)$$

Możliwe jest jednak zindywidualizowanie wartości oporności obszaru drenu i źródła dla każdego z tranzystorów. Deklaracja modelu zawiera wtedy parametr **RSH** — oporność kwadratu obszaru dyfuzji drenu i źródła²⁰. W deklaracji tranzystora w strukturze obwodu należy wtedy podać dwa parametry NRD oraz NRS — liczba kwadratów mieszczących się w obszarze dyfuzji²¹ odpowiednio drenu i źródła. Oporności Rd i Rs są obliczane wtedy następująco:

$$R_d=RSH \cdot NRD \quad ; \quad R_s=RSH \cdot NRS \quad (267)$$

W programie PSpice w ten sposób można obliczyć także oporność obszaru podłoża Rb oraz obszaru bramki Rg:

$$R_b=RSH \cdot NRB \quad ; \quad R_g=RSH \cdot NRG \quad (268)$$

Przedstawiony sposób deklarowania wartości oporności omowych obszaru źródła i drenu jest doskonalszy niż bezpośrednie podanie wartości poszczególnych oporności w deklaracji .MODEL lecz nadal nie uwzględnia oporności pojawiającej się w pobliżu kanału (miejsce, w który gwałtownie zwiększa się gęstość prądu płynącego z obszaru drenu do kanału), której wartość jest odwrotnie proporcjonalna do szerokości kanału **W**.

6.4.6. Komentarz

W programie PSpice dostępne są trzy modele tranzystora polowego MOS:
LEVEL=1 Model Shichman–a Hodges–a — model kwadratowy. Bardzo prosty i niezbyt

²⁰Oporność obszaru w kształcie kwadratu jest jednakowa niezależnie od wielkości boku kwadratu!

²¹Chodzi tutaj o najmniejszą liczbę kwadratów.

dokładny. Powinien być stosowany podczas obliczeń wstępnych, kiedy dokładność symulacji nie odgrywa jeszcze tak dużej roli.

LEVEL=2 Model Meyer-a — model analityczny. Obserwowane charakterystyki tranzystora obliczane są na podstawie dokładnego opisu geometrii przyrządu i wielkości charakterystycznych dla procesu technologicznego. Możliwe jest stopniowe komplikowanie modelu poprzez podawanie wartości coraz większej liczby parametrów. W przypadku modelu o najwyższym stopniu skomplikowania obliczenia pochłaniają bardzo dużo czasu. Możliwe są kłopoty z uzyskaniem zbieżności algorytmu Newton-a Raphson-a.

LEVEL=3 Model Dang-a — model empiryczny. Wymaga dość żmudnych obliczeń aby uzyskać parametry na podstawie pomiarów laboratoryjnych. Później procentuje to jednak dużą szybkością i dokładnością obliczeń. Możliwe są kłopoty ze zbieżnością algorytmu Newton-a Raphson-a.

Ściśle rzecz biorąc poszczególne poziomy modelowania tranzystora MOS nie są wyraźnie oddzielone. Przez odpowiedni dobór parametrów podanych w deklaracji .MODEL można spowodować, że np. napięcie progowe V_{to} będzie obliczane tak jak na poziomie LEVEL=2, natomiast prąd drenu tak jak na poziomie LEVEL=3 [31]. W ten sposób można używać do obliczeń modelu empirycznego (LEVEL=3) mimo, że brakuje nam parametrów wyznaczanych na podstawie pomiarów. Mogą one być obliczone przez symulator na podstawie danych charakteryzujących proces technologiczny (LEVEL=2).

Jak widać wybór poziomu modelowania i parametrów modelu tranzystora MOS wymaga pewnego doświadczenia. Zadania nie ułatwia brak odpowiedniej dokumentacji. Niniejszy rozdział opiera się głównie na książce włoskich autorów [1]. Wydaje się jednak, że najbardziej kompletnym opracowaniem jest raport wewnętrzny [32]. Można go uzyskać przesyłając czek opiewający na sumę 10\$ wystawiony dla:

Regents of the University of California

na adres:

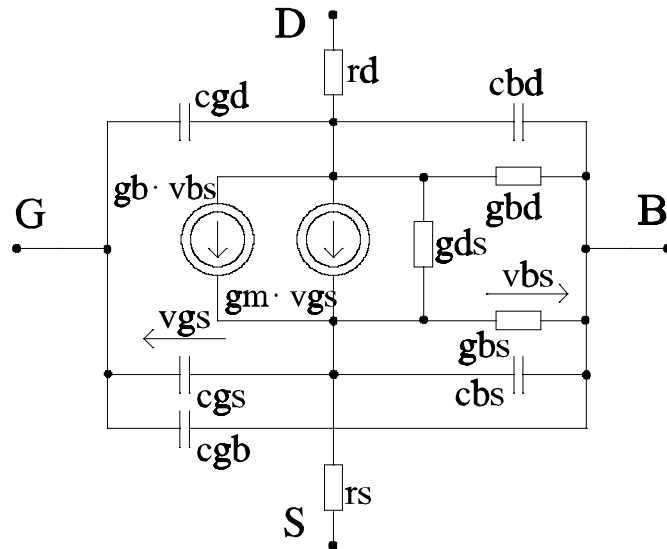
*Cindy Manly
EECS/ERL Industrial Liaison Program
497 Cory Hall
University of California
Berkeley, California 94720.²²*

6.4.7. Model małosygnałowy i szumowy

Model małosygnałowy przyrządu półprzewodnikowego wykorzystywany jest podczas analizy zmiennoprądowej (AC) oraz do obliczeń z wykorzystaniem algorytmu Newton-a

²²Informacja podana za [31].

Raphson–a. Te ostatnie dotyczą znajdowania statycznego punktu pracy (DC) oraz analizy stanów nieustalonych (TRAN). Rys. 92 przedstawia model małosygnałowy tranzystora MOS zastosowany w programie PSpice. Jest to model stosowany podczas analizy zmiennoprądowej. Konieczne jest wtedy precyzyjne odtworzenie zachowania przyrządu w szerokim zakresie zmian częstotliwości. Model małosygnałowy służący do wyznaczania pochod-



Rys.92. Model małosygnałowy tranzystora MOS zastosowany w programie PSpice.

nych podczas obliczeń z wykorzystaniem algorytmu Newton–a Raphson–a nie musi być już tak dokładny. Uproszczenie go zmniejsza na ogół czas obliczeń²³. Stąd w programie PSpice podczas obliczania statycznego punktu pracy oraz podczas analizy stanów nieustalonych pomija się przewodności różniczkowe g_{bd} i g_{bs} ²⁴. Wartości przewodności oraz wartości transkonduktancji źródeł sterowanych, które przedstawione są na Rys. 92 oblicza się według wzorów:

$$\begin{aligned} g_m &= \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} & ; & & g_b &= \frac{\partial I_d}{\partial V_{bs}} \\ g_{ds} &= \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} & ; & & g_{bd} &= \frac{\partial I_{bd}}{V_{bd}} & ; & & g_{bs} &= \frac{\partial I_{bs}}{V_{bs}} \end{aligned} \quad (269)$$

Model szumowy tranzystora powstaje przez uzupełnienie modelu małosygnałowego o źródła szumu. Zakłada się przy tym, że szum generowany przez złącza półprzewodnikowe, towarzyszące powstawaniu kanału i izolujące go od podłoża jest pomijalny. A zatem pozostaje:

- ☐ Źródło $I_{sz,d}$ modelujące szum generowany przez kanał tranzystora.
- ☐ Źródła $I_{sz,rd}$, $I_{sz,rs}$ modelujące szum generowany przez oporności omowe odpowiednio drenu i źródła.

Szum generowany przez kanał ma charakter złożenia szumu białego oraz szumu migotania:

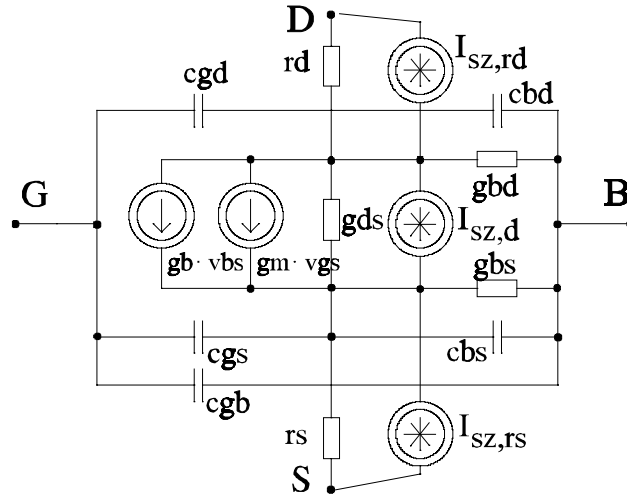
²³Zwiększyć się może liczba iteracji.

²⁴Podczas obliczania statycznego punktu pracy nieistotne są także wartości wszystkich pojemności.

$$(I_{sz,d})^2 = \frac{8kTg_m}{3} + \frac{KF \cdot Id^{AF}}{f} \quad (270)$$

gdzie:

- k stała Boltzmanna = $1,38 \cdot 10^{-23} [\text{J/K}]$;
T temperatura bezwzględna;
 g_m transkonduktancja tranzystora — wzór (269);
KF współczynnik szumów migotania;
AF wykładnik szumów migotania;
f częstotliwość.



Szumy generowane przez oporności mają charakter szumu białego:

Rys.93. Model szumowy tranzystora MOS.

$$(I_{sz,rd})^2 = \frac{4kT}{R_d} \quad ; \quad (I_{sz,rs})^2 = \frac{4kT}{R_s} \quad (271)$$

gdzie:

- R_s oporność omowa obszaru źródła — wzór (266) lub (267);
 R_d oporność omowa obszaru drenu — wzór (266) lub (267).