

Komputerowe modelowanie elementów elektronicznych

- Układy rzeczywiste
 - elementy bierne – proste (z wyjątkiem magnetycznych)
 - pojedyncze (dyskretne) przyrządy półprzewodnikowe
 - układy scalone – znaczny stopień skomplikowania, z reguły stosuje się wiele uproszczeń
- Spotyka się wszystkie 3 podejścia
 - podstawowe, mikroskopowe równania fizyki – w pełni fizyczne (przyczynowe), zwykle 2 i 3-wymiarowe
 - makroskopowe równania opisujące wielkości elektryczne – mogą być fizyczne, ale z reguły są mieszane, gdyż zawierają zależności i parametry wyznaczone empirycznie (również empiryczne parametry do fizycznych równań)
 - równania i parametry bez związku z zasadą działania, oparte tylko na obserwacjach zewnętrznych

Komputerowe modelowanie elementów elektronicznych

■ Dwie postaci modelu

■ model wbudowany

- równania lub obwód zastępczy zdefiniowane wewnątrz symulatora
- instrukcja MODEL pozwala wprowadzić wartości parametrów inne niż domyślne
- konkretny element wstawia się do obwodu przez dopisanie elementu o nazwie rozpoczynającej się od odpowiedniej litery (R, C, L, D, Q, J, M; w niektórych SPICE'ach również inne)

■ podobwód

- dopóki się nie zdefiniuje, symulator go nie rozpozna
- instrukcja SUBCKT ... ENDS pozwala wprowadzić opis podobwodu złożonego z dowolnych elementów
- konkretny element wstawia się do obwodu przez dopisanie elementu o nazwie rozpoczynającej się od litery X

Komputerowe modelowanie elementów elektronicznych

- Modele wbudowane a podobwody w praktyce
 - modele wbudowane mogą być różne w różnych implementacjach SPICE'a
 - obie postaci spotyka się w bibliotekach dostarczanych przez producentów elementów
 - pojedyncze elementy – z reguły modele wbudowane
 - ale niektóre zjawiska nie są tam uwzględnione, wówczas stosuje się podobwody (np. w elementach większej mocy)
 - układy scalone – podobwody, ale wcale nie muszą być to modele strukturalne (przyczynowe)

Modele wbudowane przyrządów półprzewodnikowych

- Rodzaje elementów
 - dioda – D / D
 - tranzystor bipolarny (BJT) – Q / NPN, PNP, LPNP
 - tranzystor polowy złączowy (JFET) – J / NJF, PJF
 - tranzystor polowy z izolowaną bramką (MOSFET) – M / NMOS, PMOS
- Tylko w PSPICE'ie (wersja MicroSim)
 - tranzystor GaAsFET – B / GASFET
 - tranzystor bipolarny z izolowaną bramką (IGBT) – Z / NIGBT
- Modele posiadają także elementy: S, W, T (linia transmisyjna)
- Mogą posiadać modele (ale nie muszą):
 - rezystor – R / RES
 - kondensator – C / CAP
 - cewka – L / IND
 - sprzężenie cewek (transformator, rdzeń) – K / CORE

Modele wbudowane przyrządów półprzewodnikowych

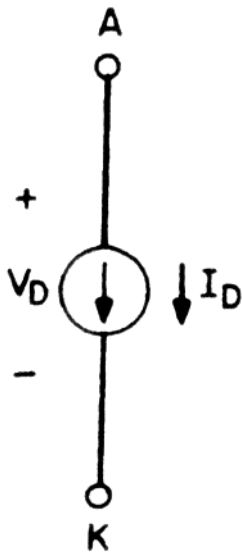
- Deklaracja nazwy modelu i parametrów
 - **.MODEL *nazwa_modelu***
 - + **[AKO: *model_bazowy*]**
 - + ***typ_modelu_wbudowanego***
 - + **[*parametr1=wartość1 parametr2=wartość2 ...*]**
 - ...
 - oznaczenie_elementu końcówki nazwa_modelu***
 - *nazwa_modelu* – dowolna zaczynająca się literą
 - *model_bazowy* – nazwa modelu, z którego mają być pobrane wartości domyślne
 - *typ_modelu_wbudowanego* – określa typ przyrządu (D, NPN, PNP, ... jak na poprzednim slajdzie)
 - parametrom nie określonym zostaną przypisane wartości domyślne lub z *modelu_bazowego* (o ile został podany)
 - *oznaczenie_elementu* musi się rozpoczynać od odpowiedniej litery biorąc pod uwagę *typ_modelu_wbudowanego* (patrz poprzedni slajd)

Modele wbudowane przyrządów półprzewodnikowych

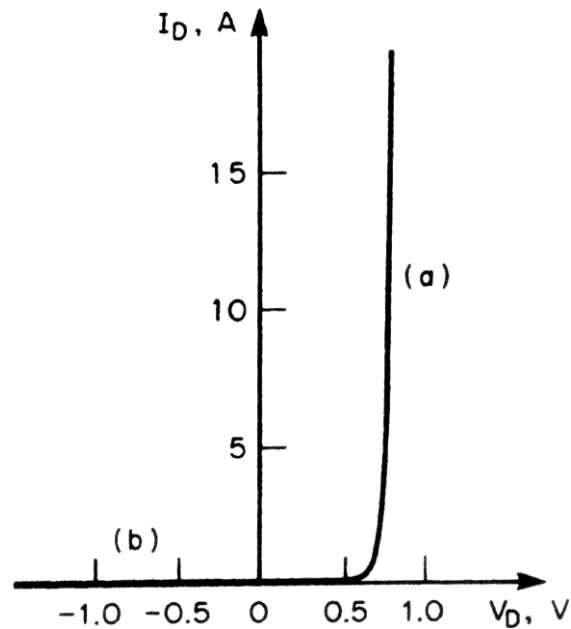
- W jednym pliku może być wiele modeli tego samego przyrządu (np. wiele modeli tranzystora BJT NPN)
- Z jednego modelu może korzystać wiele elementów w obwodzie (np. mogą być 4 diody MUR830 o różnych nazwach elementów, ale o tej samej nazwie modelu)
- Deklaracja nazwy modelu i parametrów
 - dioda D67, której model DIODA ma wszystkie parametry domyślne
.MODEL DIODA D
D67 1 5 DIODA
 - diody D68 i D69 opisane modelem MUR130 o zdefiniowanych parametrach CJ i TT
D68 7 11 MUR130
D69 12 19 MUR 130
.MODEL MUR130 CJ=30e-9 TT=6e-6

Modele diody

■ DC najprostsz



$$I_D = I_S(e^{qV_D/kT} - 1) + V_D G_{MIN}$$

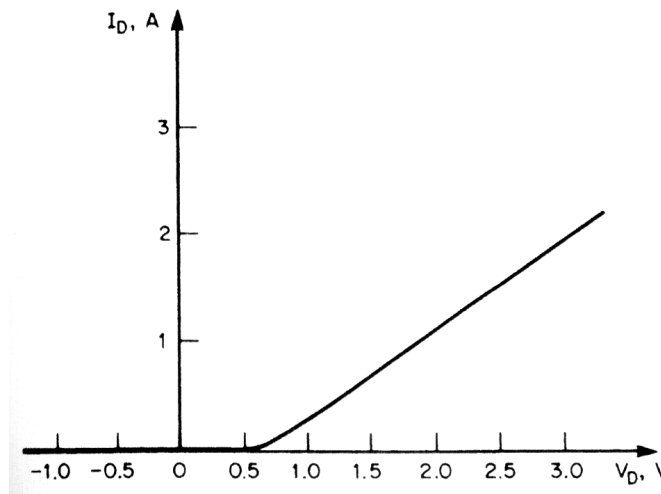
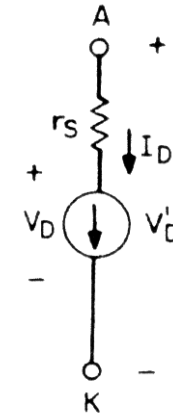


Modele diody

- DC – uwzględnia: generację-rekombinację, rezystancję szeregową bazy, wysoki poziom wstrzykiwania

$$I_D = f(V_D) = \begin{cases} I_S(e^{qV_D/nkT} - 1) + V_D G_{MIN} & \text{for } V_D \geq -5 \frac{nkT}{q} \\ -I_S + V_D G_{MIN} & \text{for } V_D < -5 \frac{nkT}{q} \end{cases}$$

$$V'_D = r_S I_D + V_D$$

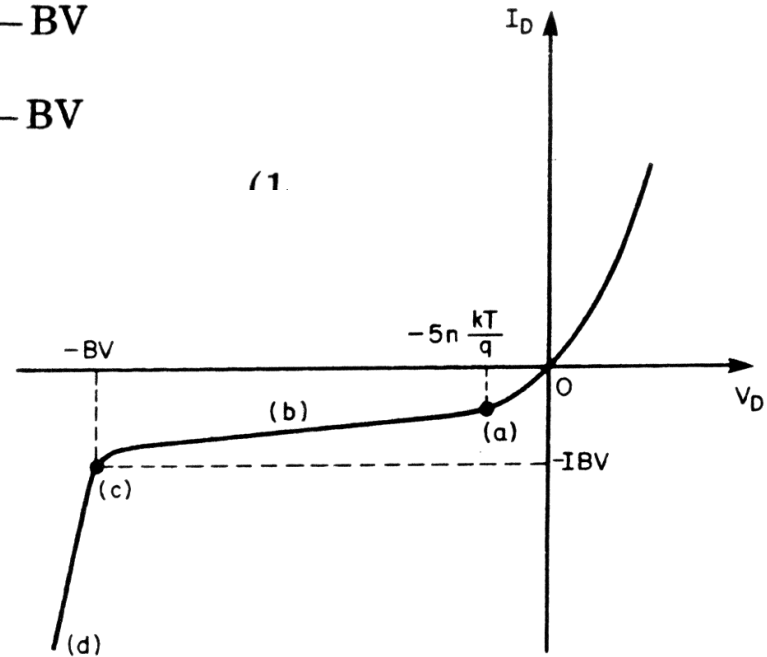
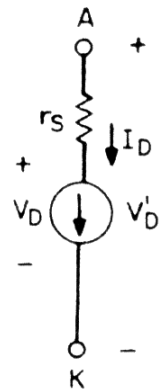


Modele diody

■ DC dla polaryzacji wstecznej

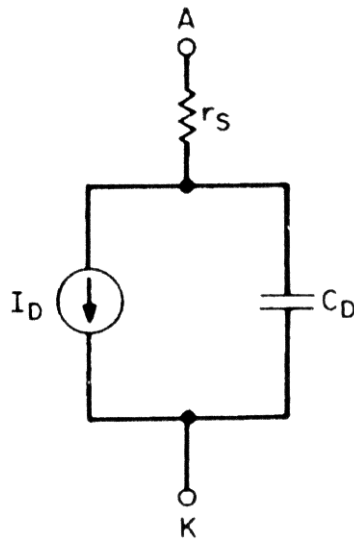
$$I_D = f(V_D)$$

$$= \begin{cases} I_S(e^{qV_D/nkT} - 1) + V_D G_{MIN} & \text{for } -5 \frac{nkT}{q} \leq V_D \leq 0 \\ -I_S + V_D G_{MIN} & \text{for } -BV < V_D < -5 \frac{nkT}{q} \\ -IBV & \text{for } V_D = -BV \\ -I_S \left(e^{-q(BV + V_D)/kT} - 1 + \frac{qBV}{kT} \right) & \text{for } V_D < -BV \end{cases}$$



Modele diody

■ Wielkosygnalowy (analiza czasowa)



$$C_D = \frac{dQ_D}{dV_D} = \begin{cases} \underbrace{\tau_D \frac{dI_D}{dV_D}}_{C_d} + \underbrace{C_j(0) \left(1 - \frac{V_D}{\phi_0}\right)^{-m}}_{C_j} & \text{for } V_D < FC \times \phi_0 \\ \underbrace{\tau_D \frac{dI_D}{dV_D}}_{C_d} + \underbrace{\frac{C_j(0)}{F_2} \left(F_3 + \frac{mV_D}{\phi_0}\right)}_{C_j} & \text{for } V_D \geq FC \times \phi_0 \end{cases}$$

$$F_2 = (1 - FC)^{1+m}$$

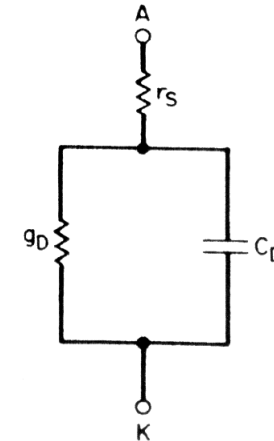
$$F_3 = 1 - FC(1 + m)$$

I_D zdefiniowane jak w modelu DC

Modele diody

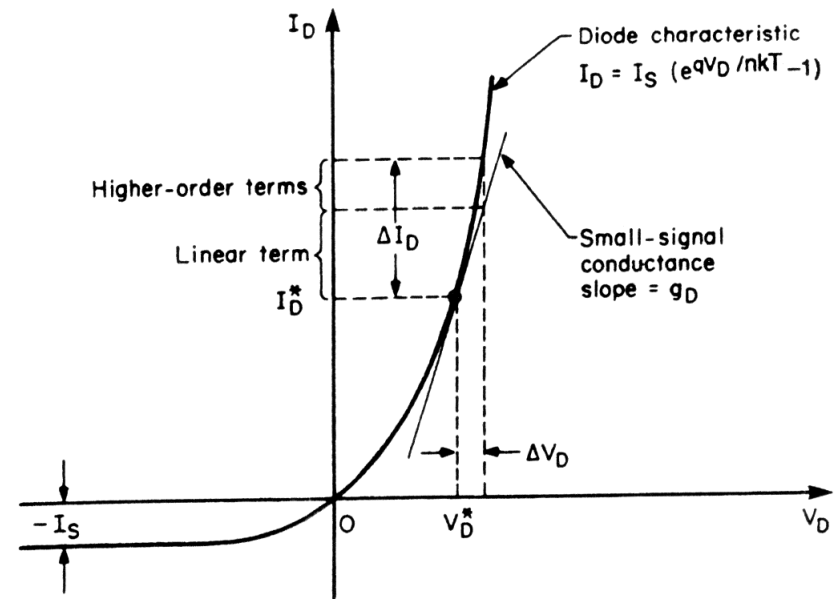
■ Małosygnałowy (analiza AC)

- poprawny dla niewielkich zmian wokół punktu pracy
- najpierw należy uzyskać informację o punkcie pracy, dopiero później można obliczyć parametry modelu



$$g_D = \left. \frac{dI_D}{dV_D} \right|_{\text{op}} = \frac{qI_S}{nkT} e^{qV_D^*/nkT}$$

$$C_D = \left. \frac{dQ_D}{dV_D} \right|_{\text{op}} = \begin{cases} \underbrace{\tau_D g_D}_{C_d} + \underbrace{C_j(0) \left(1 - \frac{V_D}{\phi_0}\right)^{-m}}_{C_j} & \text{for } V_D < FC \times \phi_0 \\ \underbrace{\tau_D g_D}_{C_d} + \underbrace{\frac{C_j(0)}{F_2} \left(F_3 + \frac{mV_D}{\phi_0}\right)}_{C_j} & \text{for } V_D \geq FC \times \phi_0 \end{cases}$$



Modele diody w wersji PSpice

- Modele prezentowane do tej pory – SPICE2, SPICE3

- PSpice

- Model stałoprądowy – jedno równanie dla wszystkich zakresów pracy

$$I_D = I_{\text{FWD}} - I_{\text{REV}} = (K_{\text{hli}} I_F + K_{\text{gen}} I_R) - I_{\text{REV}}$$

- prąd dla polaryzacji dodatniej

$$I_F = I_S (e^{qV_D/nkT} - 1)$$

- prąd dla polaryzacji wstecznej

$$I_R = I_{SR} (e^{qV_D/n_R kT} - 1)$$

- przebicie (duże napięcia w kierunku zaworowym)

$$I_{\text{REV}} = IBV e^{-q(BV + V_D)/kT}$$

- rezystancja szeregową (duże prądy w kierunku przewodzenia)

$$V'_D = r_S I_D + V_D$$

Modele diody w wersji PSpice

■ PSpice

■ Model wielkosygnałowy

- przejęty całkowicie z wersji SPICE2

■ Model małosygnałowy

- przejęty całkowicie z wersji SPICE2

■ Zależności temperaturowe (przykładowe)

- przejęte z modyfikacjami
- prąd nasycenia

$$I_S(T_2) = I_S(T_1) \left(\frac{T_2}{T_1} \right)^{XTI/n} \exp \left[-\frac{qE_g(300)}{nkT_2} \left(1 - \frac{T_2}{T_1} \right) \right]$$

- rezystancja szeregową

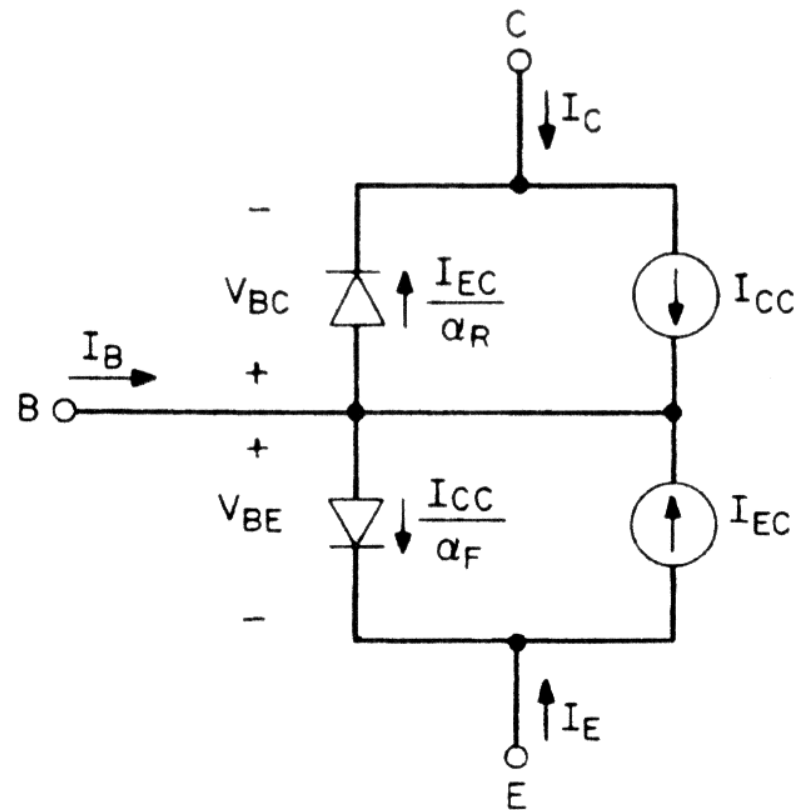
$$r_S(T_2) = r_S(T_1) [1 + TRS1(T_2 - T_1) + TRS2(T_2 - T_1)^2]$$

- pojemność złączowa

$$C_j(T_2) = C_j(T_1) \left\{ 1 + m \left[400 \times 10^{-6}(T_2 - T_1) - \frac{\phi_0(T_2) - \phi_0(T_1)}{\phi_0(T_1)} \right] \right\}$$

Tranzystor bipolarny złączowy

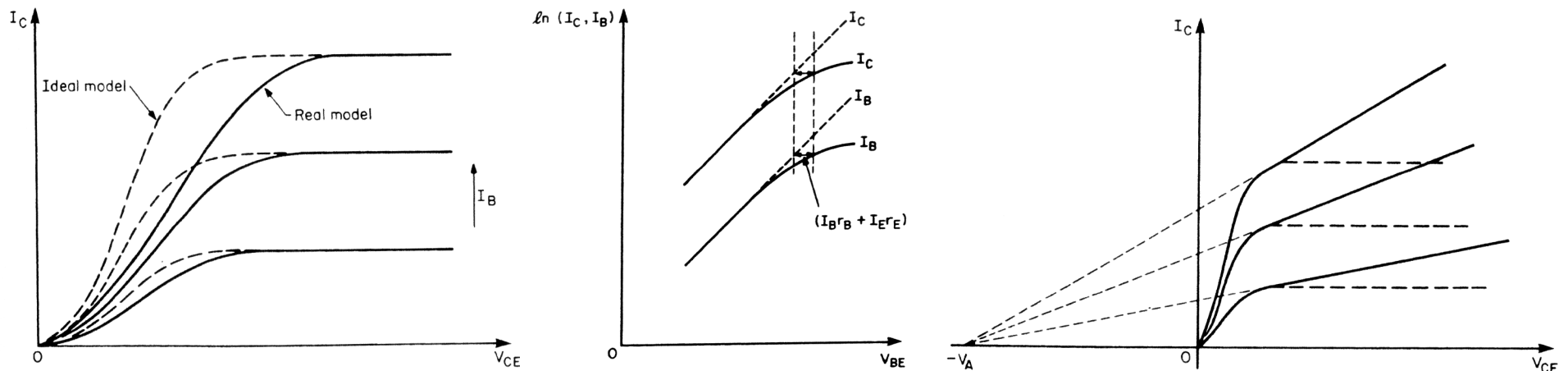
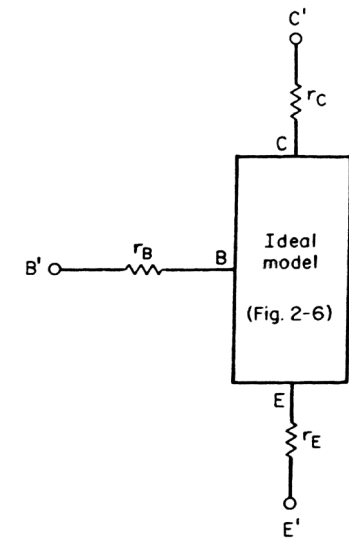
- Oryginalny model stałoprądowy Ebersa-Molla



Tranzystor bipolarny złączowy

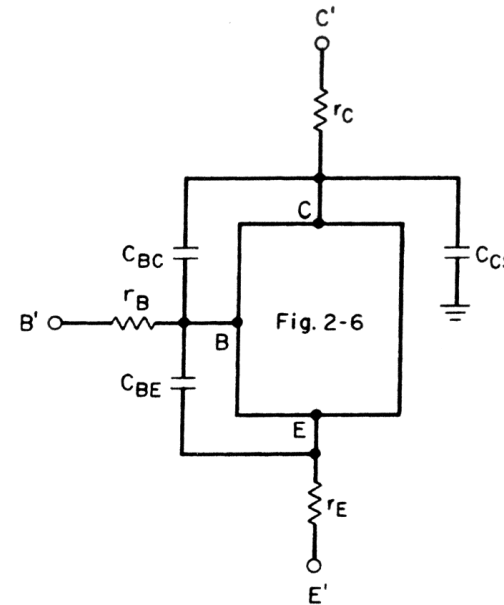
■ Tranzystor nieidealny

- rezystancja szeregowo kolektora
- rezystancje szeregowo bazy i emitera
- zjawisko Early'ego (modulacja szerokości bazy)

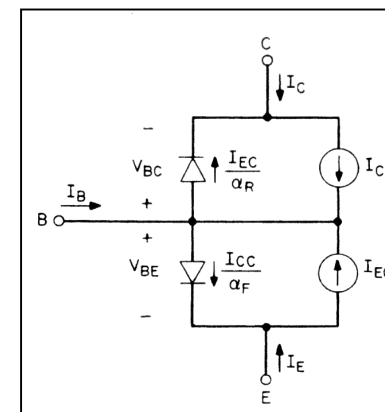
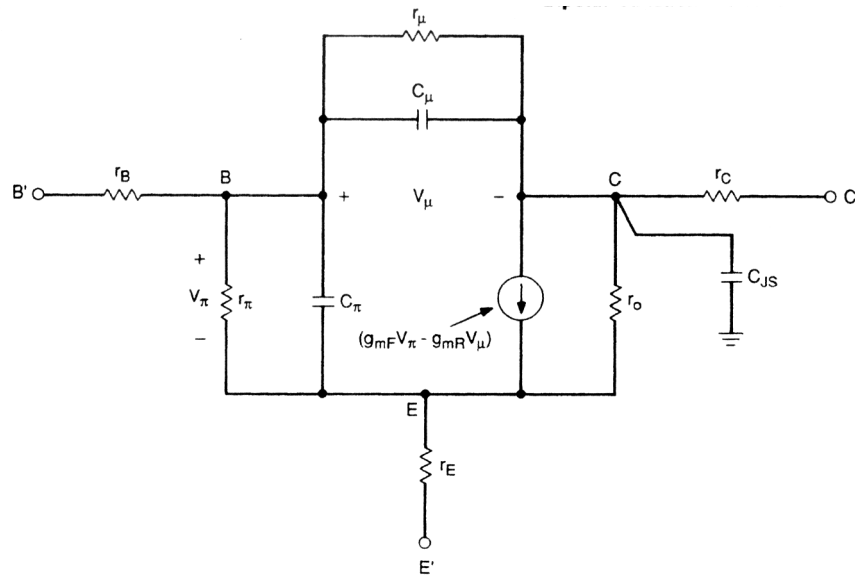


Tranzystor bipolarny złączowy

- Model wielkosygnałowy

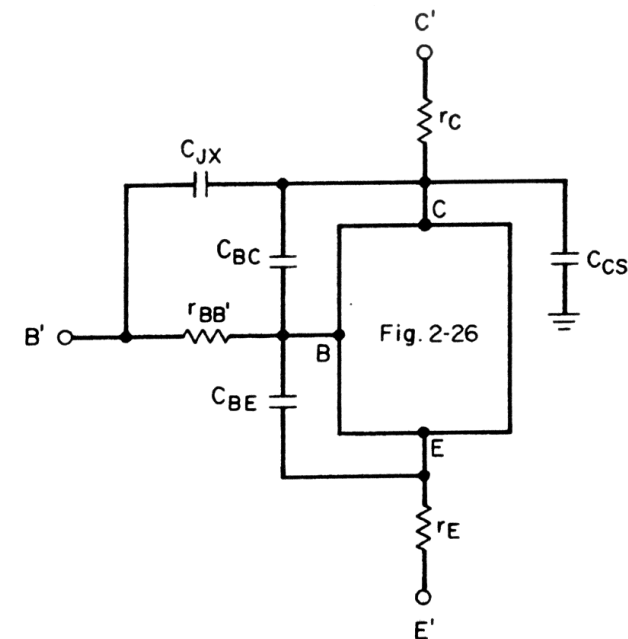
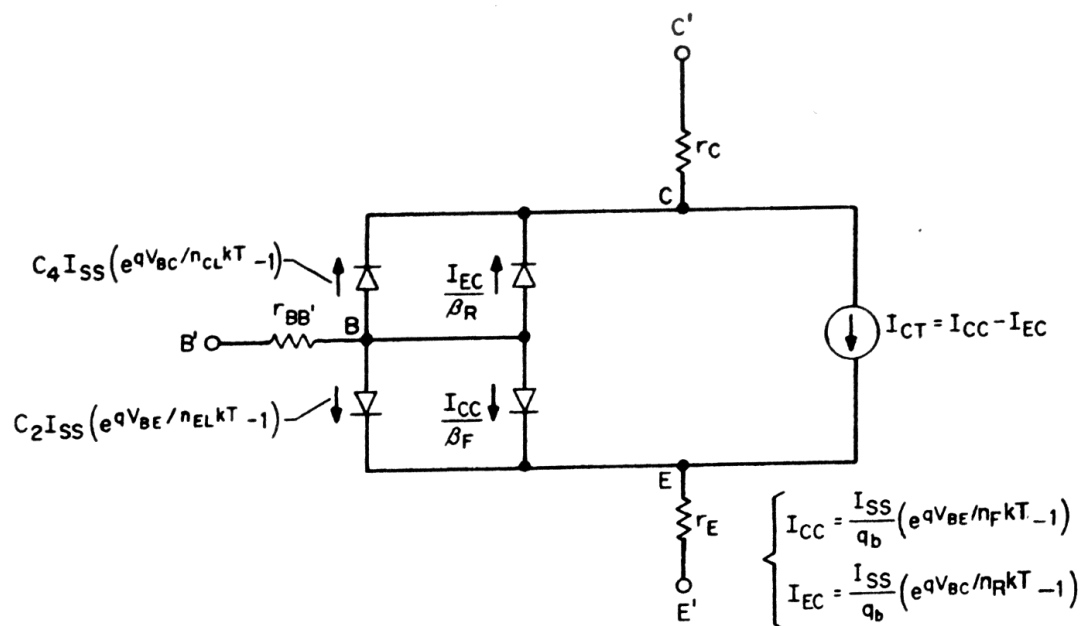


- Model małosygnałowy



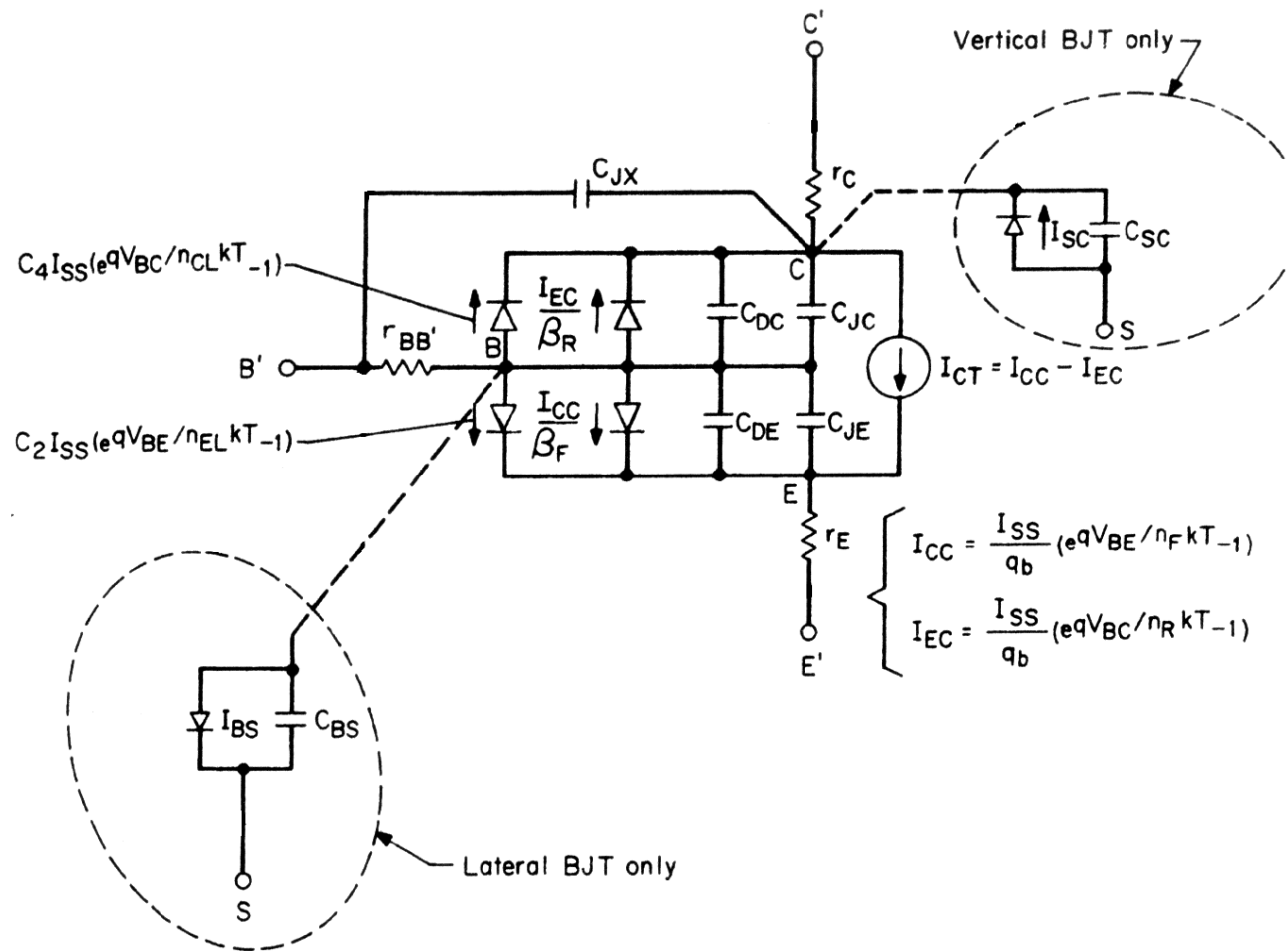
Tranzystor bipolarny złączowy

- Dokładny model Gummela-Poona
 - stałoprądowy
 - wielosygnałowy – zmiana w topologii i zmiany w równaniach



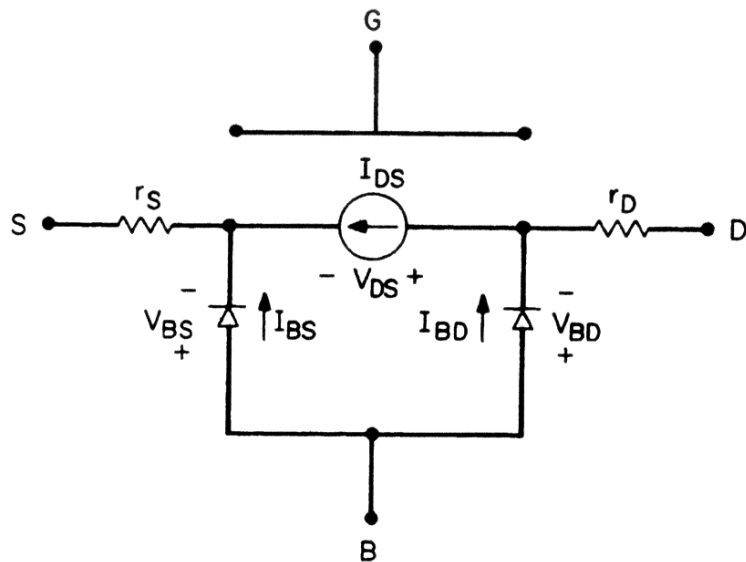
Tranzystor bipolarny złączowy

■ Model Gummela-Poona w PSpice'ie



Modele tranzystora polowego MOSFET

- Ciągły rozwój ze względu na mikroelektronikę
 - mniejsze wymiary, napięcia, większe częstotliwości
 - istotne stają się zjawiska, które dawniej można było zaniedbać
- Pierwszy stworzony model – tzw. LEVEL1 (Shichmana-Hodgesa)



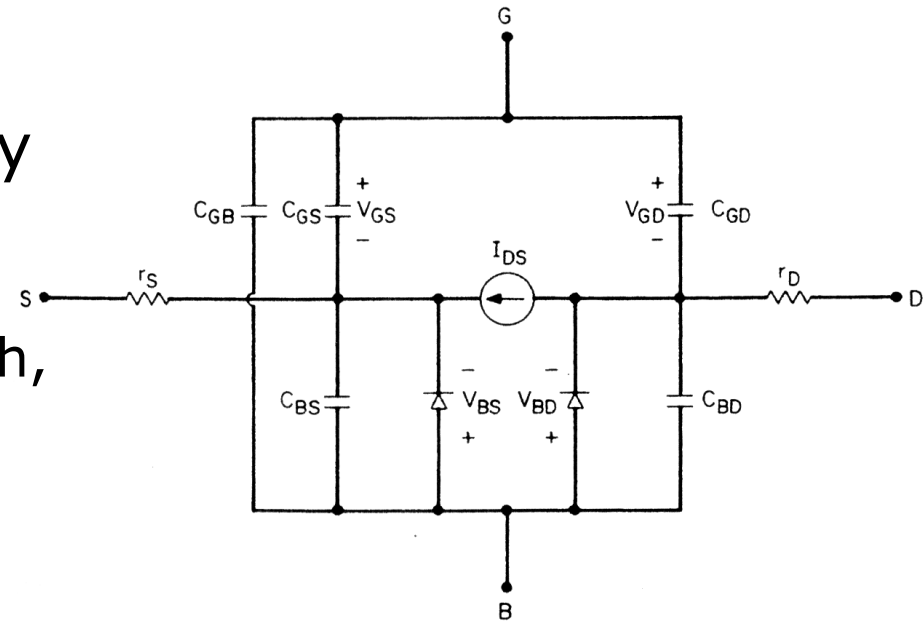
$$I_{DS} = KP \frac{W}{L - 2X_{jl}} \left(V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} (1 + \lambda V_{DS})$$

$$I_{DS} = \frac{KP}{2} \frac{W}{L - 2X_{jl}} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$

$$V_{TH} = V_{T0} + \gamma (\sqrt{2\phi_p - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_p})$$

Modele tranzystora polowego MOSFET

- LEVEL1 wielkosygnałowy
- LEVEL2 – tzw. analityczny
 - oparty na bardziej skomplikowanych rozważaniach teoretycznych, fizyczne równania i parametry
 - problemy ze zbieżnością, obciążenie CPU



$$L' = L_{\text{eff}}(1 - \lambda V_{DS})$$



$$L_{\text{eff}} - L' = X_D \sqrt{\left(\frac{X_D v_{\text{max}}}{2\mu_0}\right)^2 + V_{DS} - V_{D,\text{sat}}} - \frac{X_D^2 v_{\text{max}}}{2\mu_0}$$

Modele tranzystora polowego MOSFET

- Powstawały kolejne modele...
 - LEVEL3 (półempiryczny model tranzystora z krótkim kanałem) – równania na powrót uproszczono, wprowadzono równania i parametry empiryczne
 - najchętniej stosowany (do 1 μm)
 - wielkosygnałowy – identyczna topologia, inne wzory
 - BSIM1 (berkeleyowski model tranzystora z krótkim kanałem) – równania skomplikowano, do wyznaczania parametrów opracowano specjalny program
 - BSIM3v3 (1995) – technologie submikronowe
 - powszechnie używany przez producentów i użytkowników
 - BSIM4 (2000) – $L < 100 \text{ nm}$
 - ponad 300 parametrów

Modele tranzystora polowego MOSFET

- PSpice (MicroSim 8)
 - LEVEL1
 - LEVEL2
 - LEVEL3
 - LEVEL4 = BSIM1
 - LEVEL6 = BSIM2
 - LEVEL7 = BSIM3
 - lista parametrów – 13 stron

Analog Devices M

MOSFET Model Parameters (continued)

Parameter ²	Description	Unit	Default
Level 6 Advanced			
CIT	capacitance due to interface trapped charge	F/m ²	0.0
EM	critical electrical field in channel	V/m	4.1E7
ETA	drain voltage reduction coefficient due to LDD		0.3
GAMMA1	body effect coefficient near the interface	\sqrt{V}	see page 2-74
GAMMA2	body effect coefficient in the bulk	\sqrt{V}	see page 2-74
LDD	total length of the LDD region	m	0.0
LITL	characteristic length related to current depth	m	see page 2-74
PHI	surface potential under strong inversion	V	see page 2-74
U0	mobility at Temp=TNOM:		
	NMOS	cm ² /V-sec	670.0
	PMOS	cm ² /V-sec	250.0
VBM	maximum applied body bias	V	-5.0
VBX	vbs at which the depletion width equals XT	V	see page 2-74
VFB	flat-band voltage	V	see page 2-74
VGHIGH	voltage shift of the higher bound of the transition region	V	0.12
VGLOW	voltage shift of the lower bound of the transition region	V	-0.12
XT	doping depth	m	1.55E-7
Level 7: Control Parameters			
CAPMOD	flag for the short-channel capacitance model	none	1
MOBMOD	mobility model selector	none	1
NOIMOD	flag for noise model	none	1
NGSMOD	flag for NQS model	none	0

2-83

Źródła modeli

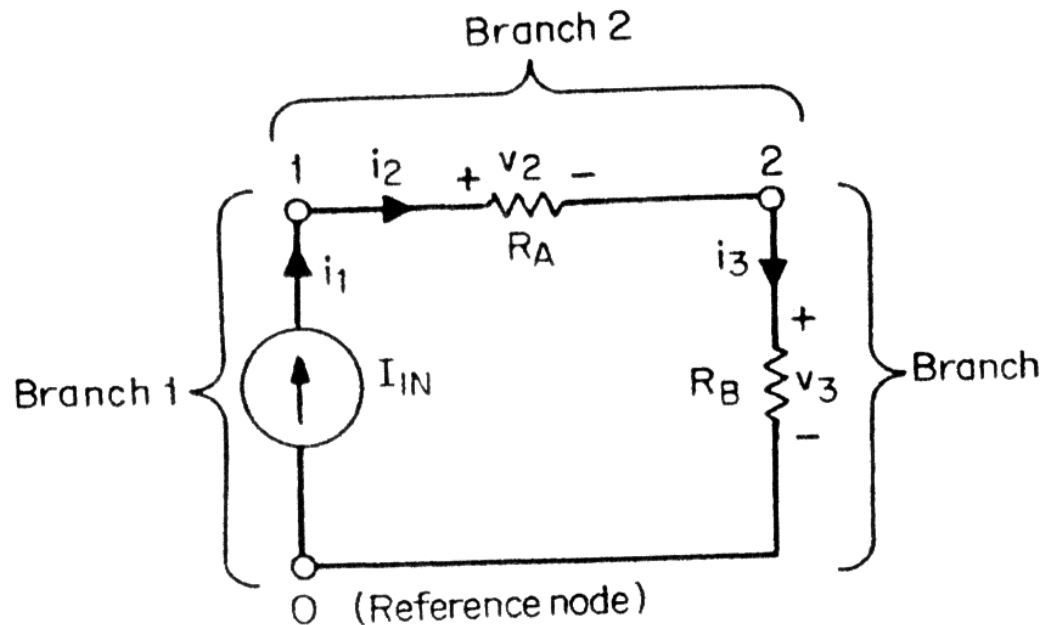
- Biblioteki dostarczane z symulatorami
- Pojedyncze modele lub biblioteki udostępniane na stronach internetowych producentów
 - aby wykorzystać w pliku tekstowym:
 - instrukcja LIB
 - aby wykorzystać w programie Schematics:
 - jeżeli brak biblioteki symboli (SLB), należy ją utworzyć korzystając z *File > Edit Library > Part > Symbol Wizard*
 - dodać bibliotekę modeli (zwykle LIB) do listy: *Analysis > Library and Include Files*
 - dodać bibliotekę symboli (SLB): *Options > Editor Configuration*
- Utworzone własnoręcznie na podstawie danych katalogowych lub wyników pomiarów
- W pierwszym przybliżeniu zawsze można wykorzystać model podobnego elementu zawarty w już dostępnej bibliotece

7. Symulatory układów elektronicznych

- Symulatory komputerowe to programy służące do wykonywania symulacji
- Algorytmy numeryczne
 - algorytmy = przepisy poszukiwania rozwiązań równań obwodowych (napięć i prądów)
 - numeryczne = „ślepe” na postać równań modeli
 - dają zawsze wyniki przybliżone, ale zwykle z wystarczającą w elektronice dokładnością
 - za to pozwalają szybko i (zwykle) bezbłędnie uzyskać wynik w układach, których rozwiązanie analityczne przez człowieka trwałoby kilka godzin lub nawet jest niemożliwe
 - nie ma ludzi nieomylnych
 - ... i symulatorów również
 - ... i modeli

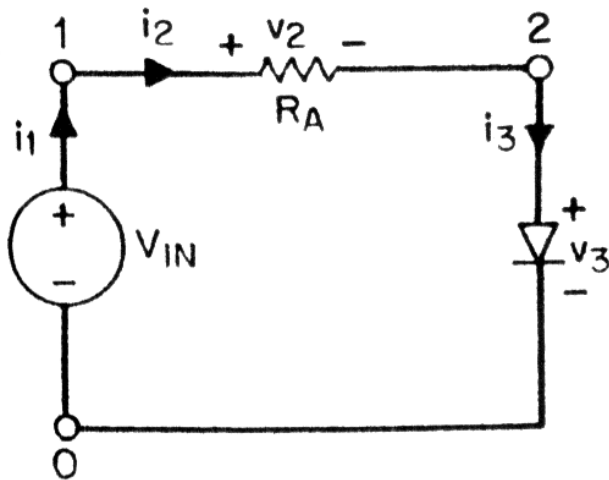
Algorytmy numeryczne

- Zmodyfikowana metoda potencjałów węzłowych
- Układ równań liniowych → metoda eliminacji Gaussa
 - nadaje się tylko do obwodów liniowych, czyli do obwodów elektronicznych się nie nadaje



Algorytmy numeryczne

- Układy z elementami nieliniowymi
 - algorytm Newtona-Raphsona lub Geara



$$I_D = I_S e^{qU_D/kT}$$

$$i_1^{k+1} + \frac{e_2^{k+1} - e_1^{k+1}}{R_A} = 0$$

$$\frac{e_1^{k+1} - e_2^{k+1}}{R_A} - I_S e^{qe_2^k/kT} - \frac{q(e_2^{k+1} - e_2^k)}{kT} I_S e^{qe_2^k/kT} = 0$$

$$e_1^{k+1} = V_{IN}$$

Algorytmy numeryczne

- Układy z elementami nieliniowymi
 - algorytm Newtona-Raphsona lub Geara

