



**Politechnika Wrocławska**  
**Instytut Telekomunikacji, Teleinformatyki i Akustyki**



# Tranzystory

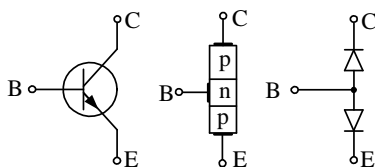
Wrocław 2006



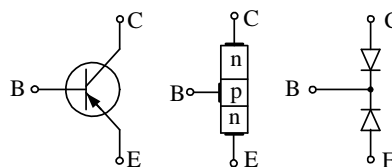
# Tranzystor bipolarny

## Typy tranzystora i ich polaryzacja

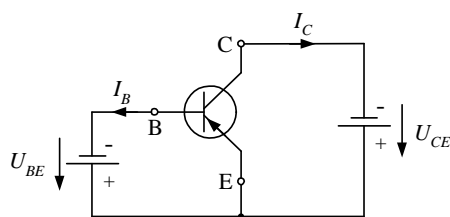
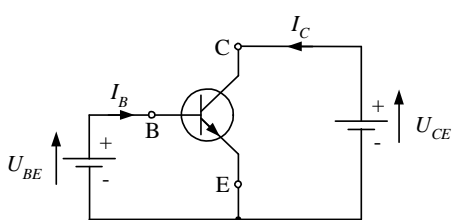
*n - p - n*



*p - n - p*



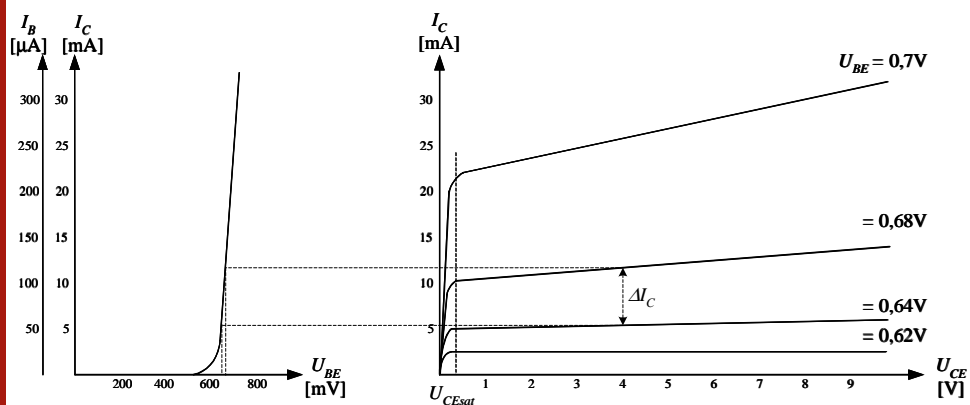
$$I_C = \beta I_B$$





# Tranzystor bipolarny

## Charakterystyki tranzystora

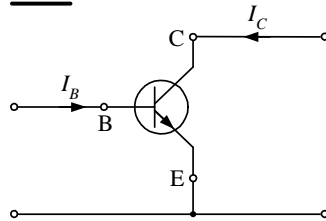




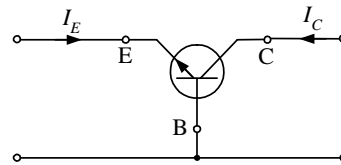
# Tranzystor bipolarny

## Konfiguracje tranzystora

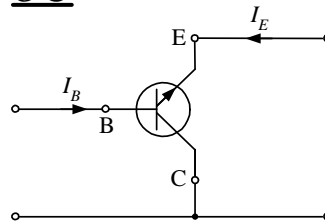
**OE**



**OB**



**OC**





# Tranzystor bipolarny

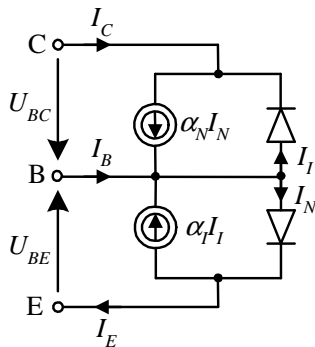
## *Konfiguracje tranzystora*

parametr	OE	OC	OB
$k_u$	duże	$< 1$	duże
$k_i$	duże	duże	$< 1$
$k_p$	b. duże	niewielkie	niewielkie
$Z_{we}$	średnie	duża zależność od $Z_{obc}$	mała
$Z_{wy}$	średnie	mała zależna od $Z_{gen}$	b duża
faza	180	0	0



# Tranzystor bipolarny

## Stałoprądowy model Ebersa - Molla



**prąd diody emiterowej** (aktywny zakres pracy normalnej tranzystora  $U_{BE} > 0,3\text{V}$  i  $U_{BC} \ll 0$ )

$$I_N = I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{U_{BE}}{\phi_T}\right) - 1 \right]$$

**prąd diody kolektorowej** (aktywny zakres pracy inwersyjnej tranzystora  $U_{BE} \ll 0$  i  $U_{BC} > 0,3\text{V}$ )

$$I_I = I_{CS} \left[ \exp\left(\frac{U_{BC}}{\phi_T}\right) - 1 \right]$$

$I_{ES}$  – rewersyjny prąd nasycenia złącza emiterowego przy zwartym złączu kolektorowym  $U_{BC}=0$

$I_{CS}$  – rewersyjny prąd nasycenia złącza kolektorowego przy zwartym złączu emiterowym  $U_{BE}=0$

$\alpha_N$  – współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora dla OB przy aktywnej pracy normalnej

$\alpha_I$  – współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora dla OB przy aktywnej pracy inwersyjnej

$$\alpha_N = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\beta_N}{\beta_N + 1}$$

$$\beta_N = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N}$$



# Tranzystor bipolarny

## Stałoprądowy model Ebersa - Molla

Dla stanu aktywnej pracy możemy zapisać:

$$I_N = I_{ES} \left[ \exp\left(\frac{U_{BE}}{\phi_T}\right) \right]$$

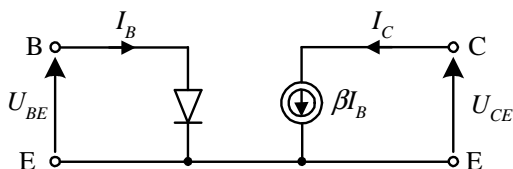
stąd otrzymujemy:

$$I_E = I_N$$

$$I_C = \alpha_N I_N$$

$$I_B = I_E - I_C = (1 - \alpha_N) I_N$$

zatem uproszczony model E – M dla stanu aktywnej pracy normalnej tranzystora :





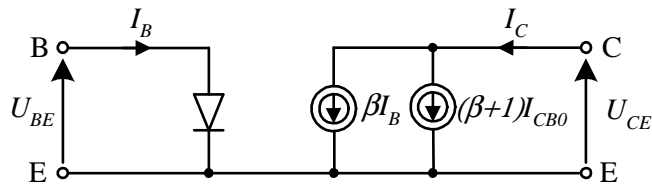
# Tranzystor bipolarny

## Stałoprądowy model Ebersa - Molla

Dla wysokich temperatur złącza bliskich max temp. złącza (np. dla krzemu  $T_{j\max}=170^{\circ}$ ) koniecznym staje się uwzględnienie zerowego prądu kolektora. Wówczas  $I_C$  przyjmuje postać:

$$I_C = \beta I_B + I_{C0} = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CB0}$$

$I_{CB0}$  – prąd zerowy złącza kolektor-baza przy polaryzacji wstecznej i odłączonym emiterze (typowa wartość dla krzemu  $10^{-12} - 10^{-10}$  A, podwaja się przy wzroście temperatury o każde  $8^{\circ}\text{C}$ ).



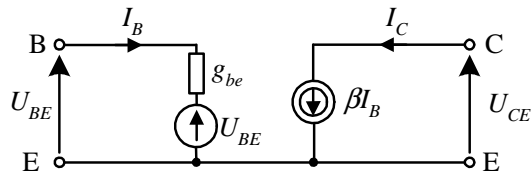




# Tranzystor bipolarny

## *Stałoprądowy model Ebersa - Molla*

Linearyzacja diody w punkcie pracy



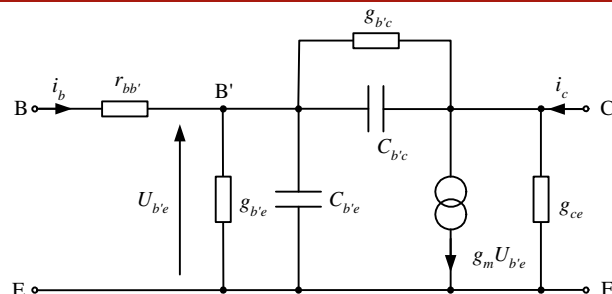
$$g_{be} = \left. \frac{dI_E}{dU_{BE}} \right|_{U_{BEQ}}$$

$$U_{BE} = U_{BEQ}$$



# Tranzystor bipolarny

## Model małosygnałowy „hybryd $\pi$ ” dla OE



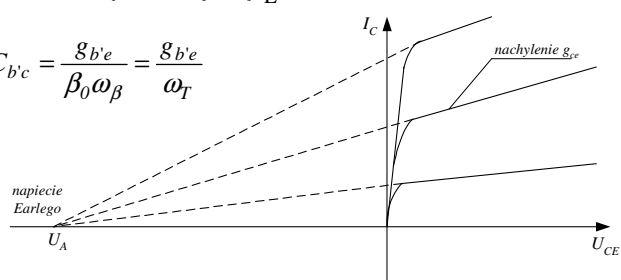
$$g_m = \beta_0 g_{b'e} = \frac{I_C}{\phi_T}$$

$$g_{b'e} = \frac{g_m}{\beta_0}$$

$$g_{ce} = \frac{I_C}{U_A + U_{CE}}$$

$$g_{b'c} = \frac{g_{ce}}{\beta_0}$$

$$C_{b'e} + C_{b'c} = \frac{g_{b'e}}{\beta_0 \omega_\beta} = \frac{g_{b'e}}{\omega_T}$$

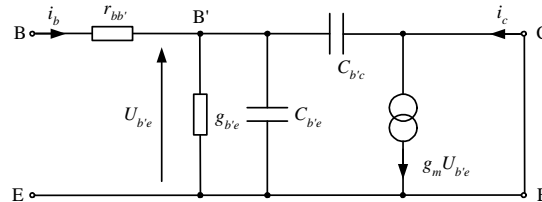




# Tranzystor bipolarny

## Model małosygnałowy „hybryd $\pi$ ” dla OE

Częstotliwości graniczne tranzystora - (wyznaczane ze współczynnika  $\beta$  przy zwarciu obw. kolektora)



$$\beta(j\omega) = \frac{I_c}{I_b} \Big|_{U_{ce}=0} = \frac{g_m U_{b'e}(j\omega)}{I_b(j\omega)} = \frac{\frac{g_m}{g_{b'e}}}{1 + j\omega \left( \frac{C_{b'e} + C_{b'c}}{g_{b'e}} \right)}$$

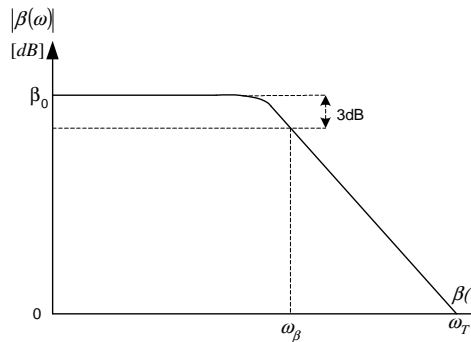


# Tranzystor bipolarny

## Model małosygnałowy „hybryd $\pi$ ” dla OE

### Częstotliwości graniczne tranzystora

Zależność współczynnika wzmocnienia od częstotliwości



$$\text{gdy } \omega \rightarrow 0 \quad \frac{g_m}{g_{b'e}} = \beta_0$$

$$\text{gdy } \omega \uparrow \text{ to } \beta \downarrow$$

$$\text{przy } \omega_\beta = \frac{g_{b'e}}{C_{b'e} + C_{b'c}} \quad \omega(C_{b'e} + C_{b'c}) = g_{b'e}$$

stąd częstotliwość graniczna

$$f_\beta = \frac{\omega_\beta}{2\pi}$$

$$\text{dla } f > f_\beta \quad \omega(C_{b'e} + C_{b'c}) \ll g_{b'e}$$

$$\beta = \frac{g_m}{j\omega(C_{b'e} + C_{b'c})}$$

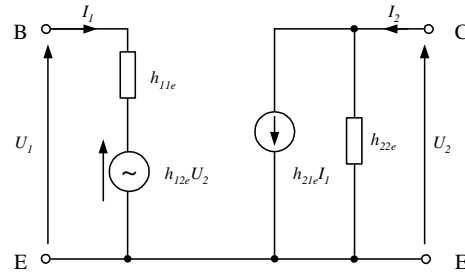
stąd max częstotliwość przenoszenia

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} = |\beta|f = \beta_0 f_\beta$$



# Tranzystor bipolarny

## Hybrydowe parametry typu $h$ dla OE



$$h_{11e} \approx r_{bb'} + \frac{1}{g_{b'e}}$$

$$h_{12e} = \frac{g_{cb'}}{g_{b'e}} \approx 0$$

$$h_{21e} \approx \frac{g_m}{g_{b'e}} = \beta_0$$

$$h_{22e} = g_{ce} + \frac{g_m}{g_{b'e}} g_{cb'}$$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}$$

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0}$$

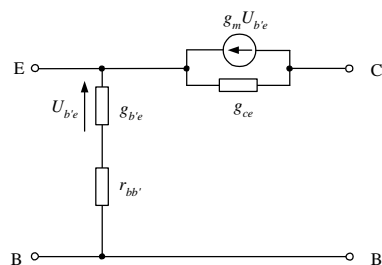
$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0}$$



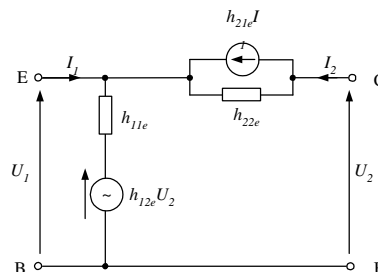
# Tranzystor bipolarny

## Modele małosygnałowe dla OB

model „hybryd  $\pi$ ”



model macierzowy  $h$



Lub stosujemy model jak dla OE ale z przeliczonymi parametrami macierzy  $h$  na  $h_b$

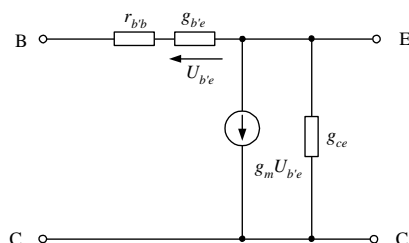
$$\begin{aligned} h_{11b} &= \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} & h_{21b} &= \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}} \\ h_{12b} &= \frac{h_{11e} h_{22e}}{1 + h_{21e}} - h_{12e} & h_{22b} &= \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}} \end{aligned}$$



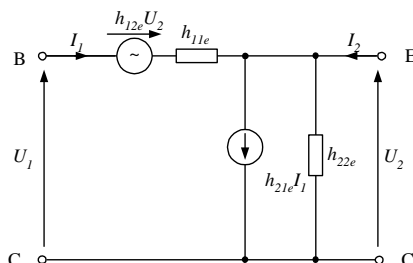
# Tranzystor bipolarny

## Modele małosygnałowe dla OC

model „hybryd  $\pi$ ”



model macierzowy  $h$



Lub stosujemy model jak dla OE ale z przeliczonymi parametrami macierzy  $h$  na  $h_c$

$$h_{11c} = h_{11e} \quad h_{12c} = 1 - h_{12e}$$

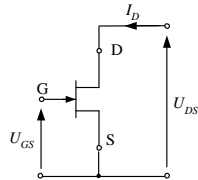
$$h_{21c} = -(1 + h_{21e}) \quad h_{22c} = h_{22e}$$



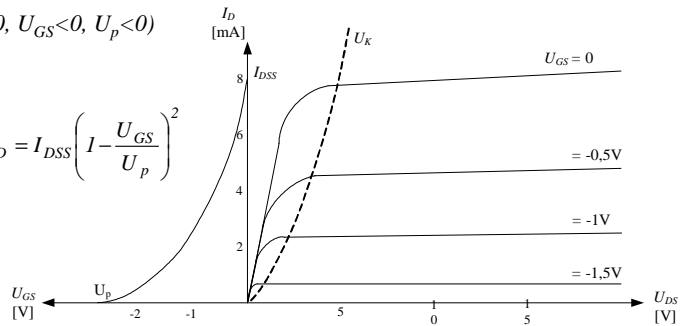
# Tranzystory polowe

## Tranzystory złączowe - JFET

z kanałem typu n ( $U_{DS} > 0$ ,  $I_D > 0$ ,  $U_{GS} < 0$ ,  $U_p < 0$ )



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



transkonduktancja

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \bigg|_{U_{DS}=0} = \frac{2I_{DSS}}{U_p} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right) = \frac{2}{|U_p|} \sqrt{I_{DSS} I_D}$$

gdzie  $I_D = I_{DSS}$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|U_p|} = g_{m0}$$

$g_{m0}$  max konduktancja

wyznaczając  $g_{m0}$  i  $I_{DSS}$  otrzymujemy  $U_p$

napięcie kolana

$$U_K = U_{GS} - U_p$$

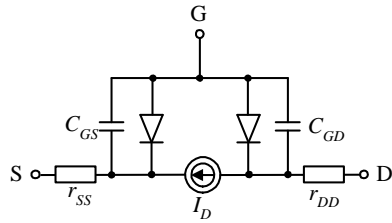




# Tranzystory polowe

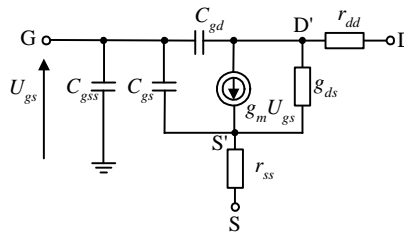
## Tranzystory złączowe - JFET

Model wielosygnałowy



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

Model małosygnałowy



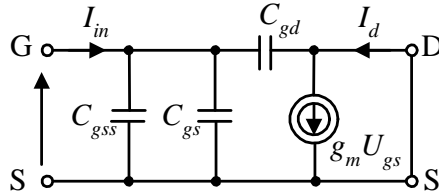


# Tranzystory polowe

## Tranzystory złączowe - JFET

### Częstotliwość odcięcia

częstotliwość odcięcia (cut-off)  $f_T$  jest częstotliwością przy której  $I_{in} = g_m U_{gs}$  przy zwartym wyjściu



przy zwartym wyjściu  $I_{in}$  jest prądem ładowania pojemności wejściowych

$$I_{in} = j\omega(C_{gs} + C_{gss} + C_{gd})U_{gs}$$

$$\text{jeśli } C_G = C_{gs} + C_{gss} + C_{gd} \text{ to } |I_{in}| = 2\pi f_T C_G U_{gs} = g_m U_{gs}$$

stąd częstotliwość odcięcia

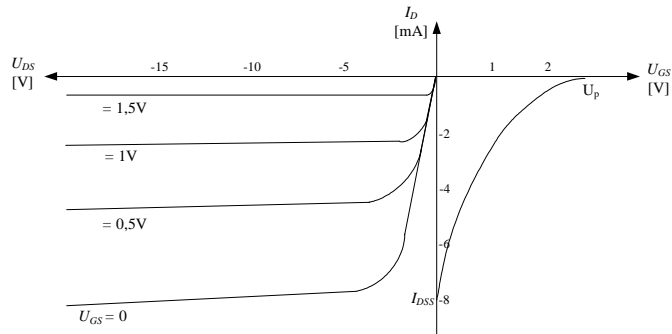
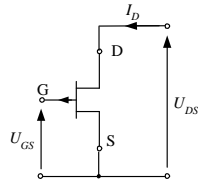
$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_G}$$



# Tranzystory polowe

## Tranzystory złączowe - JFET

z kanałem typu p ( $U_{DS} < 0$ ,  $I_D < 0$ ,  $U_{GS} > 0$ ,  $U_p > 0$ )



### Zastosowanie:

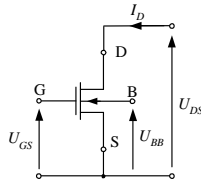
- wzmacniacze zbudowane z elementów dyskretnych
- analogowe układy scalone



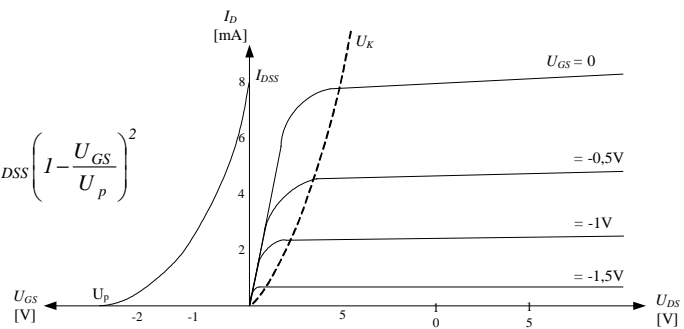
# Tranzystory polowe

*Tranzystory z izolowaną bramką z kanałem zubażanym –  
MOSFET normalnie włączone*

z kanałem typu n ( $U_{DS} > 0$ ,  $I_D > 0$ ,  $U_{GS} < 0$ ,  $U_p < 0$ )



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

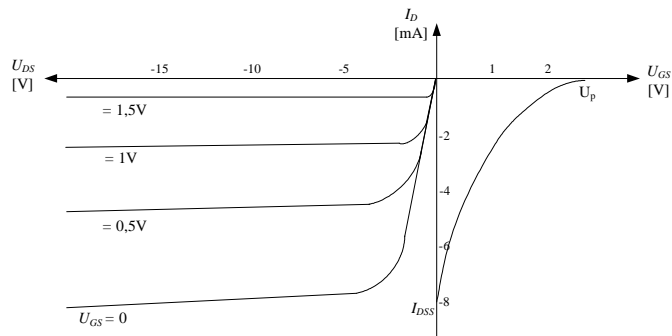
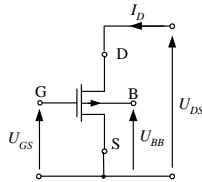




# Tranzystory polowe

## Tranzystory z izolowaną bramką z kanałem zubażanym – MOSFET normalnie włączone

z kanałem typu p ( $U_{DS} < 0$ ,  $I_D < 0$ ,  $U_{GS} > 0$ ,  $U_p > 0$ )



### Zastosowanie:

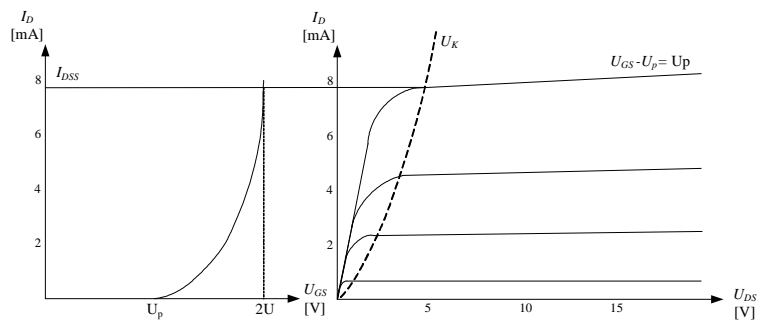
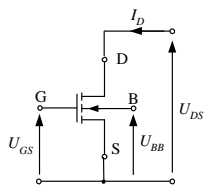
- wzmacniacze w.cz. zbudowane z elementów dyskretnych
- cyfrowe układy scalone



# Tranzystory polowe

*Tranzystory z izolowaną bramką z kanałem wzbogacanym –  
MOSFET normalnie wyłączone*

z kanałem typu n ( $U_{DS} > 0$ ,  $I_D > 0$ ,  $U_{GS} > 0$ ,  $U_p > 0$ )



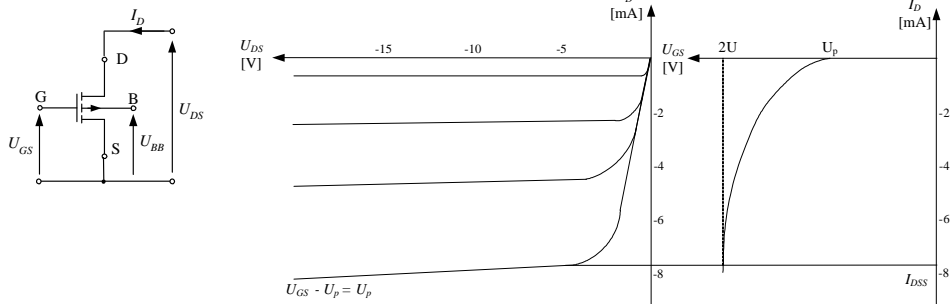
$$I_D = I_{DSS} \left( 1 + \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2$$



# Tranzystory polowe

## Tranzystory z izolowaną bramką z kanałem wzbogacanym – MOSFET normalnie wyłączone

z kanałem typu p ( $U_{DS} < 0$ ,  $I_D < 0$ ,  $U_{GS} < 0$ ,  $U_p < 0$ )



### Zastosowanie:

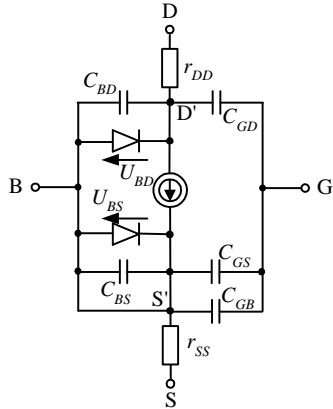
- wzmacniacze mocy zbudowane z elementów dyskretnych
- cyfrowe układy scalone



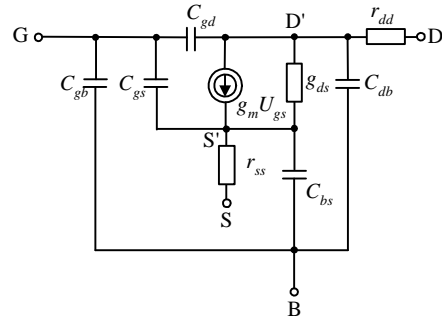
# Tranzystory polowe

## Tranzystory z izolowana bramką – MOSFET

Model wielosygnałowy



Model małosygnałowy

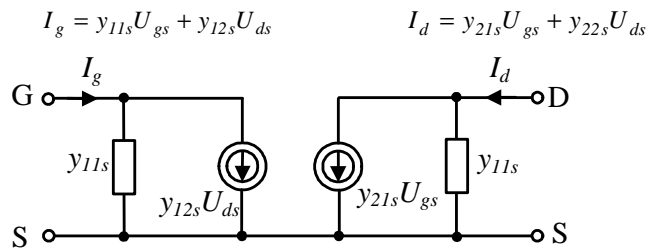






# Tranzystory polowe

## Małosygnalowy admitacyjny schemat zastępczy



$$y_{11s} = \left. \frac{I_g}{U_{gs}} \right|_{U_{ds}=0} = j\omega(C_{gs} + C_{gb} + C_{gd})$$

$$y_{12s} = \left. \frac{I_g}{U_{ds}} \right|_{U_{gs}=0} = -j\omega C_{gd}$$

$$y_{21s} = \left. \frac{I_d}{U_{gs}} \right|_{U_{ds}=0} = g_m - j\omega C_{gd}$$

$$y_{22s} = \left. \frac{I_d}{U_{ds}} \right|_{U_{gs}=0} = g_{ds} + j\omega(C_{gb} + C_{gd})$$