

Osnovi elektronike

Predispitne obaveze: U JANUARU OSTALO

Redovno pohađanje nastave (predavanja+vežbe)	10%	10%
Odbranjene laboratorijske vežbe	10%	10%
Kolokvijum I (26.11.2018.)	50%	20%
Kolokvijum II (21.01.2019.)	50%	20%
	120%	60%

Ukupan skor u januaru može biti 120% PRE ISPITA

Savet: Izađite na kolokvijum MNOGO JE LAKŠE!

6. novembar 2018. 1

Modeli poluprovodničkih komponenata

2

Osnovi elektronike

Od čega se sastoji pojačavač? Koje komponente sadrži?

- Pasivne: R, C, L
- Aktivne: tranzistori

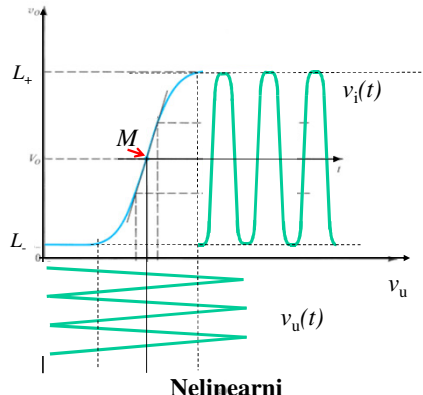
Kako i šta oni rade?
Kako se koriste u analizi?



6. novembar 2018. <http://leda.elfak.ni.ac.rs/> 3

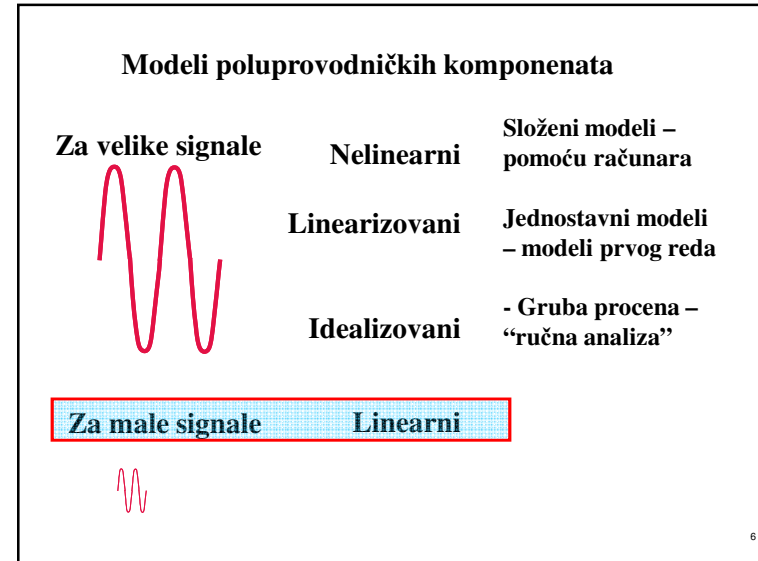
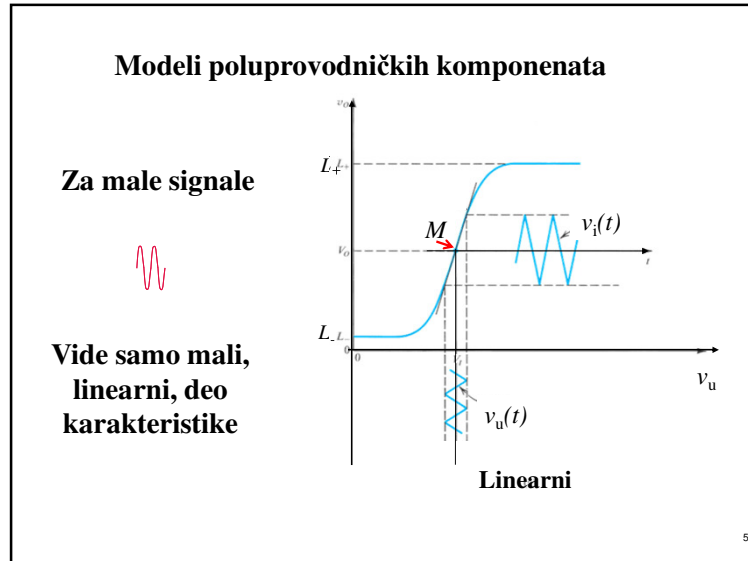
Modeli poluprovodničkih komponenata

Za velike signale



“Vide” celu prenosnu karakteristiku sa svim nelinearnostima

4



Modeli poluprovodničkih komponentata

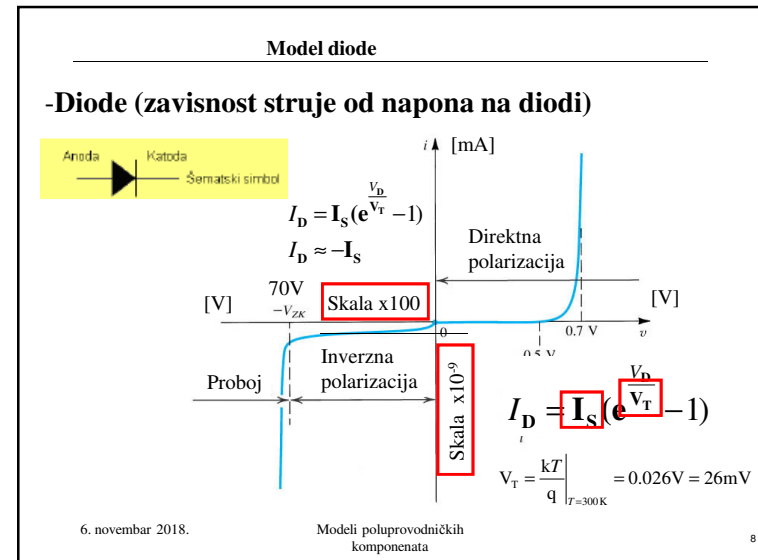
Koje poluprovodničke komponente znamo?

“Elektronske komponente” II semestar

- Diode
- Bipolarni tranzistor
- MOSFET tranzistor

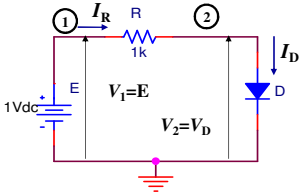
6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata

7



Model diode

-Kako se ponaša dioda u elektronskom kolu?



$$\frac{V_1 - V_2}{R} = I_R$$

$$\frac{V_2 - V_1}{R} + I_D(V_D) = 0$$

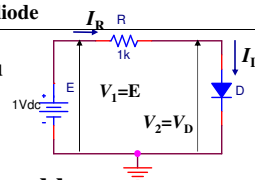
$$I_D(V_D) = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$

$V_D = ?$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 9

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
DC režim



$$\frac{V_1 - V_2}{R} = I_R$$

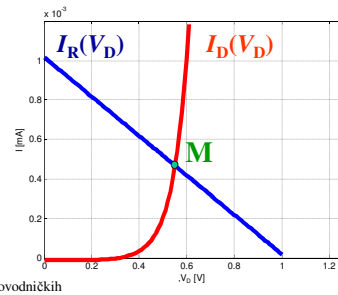
$$\frac{V_2 - V_1}{R} + I_D(V_D) = 0$$

$$I_D(V_D) = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$

Grafička interpretacija problema

$$\frac{E - V_D}{R} = I_R$$

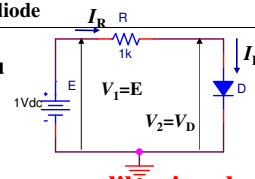
$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$



6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 10

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
DC režim



$$\frac{V_1 - V_2}{R} = I_R$$

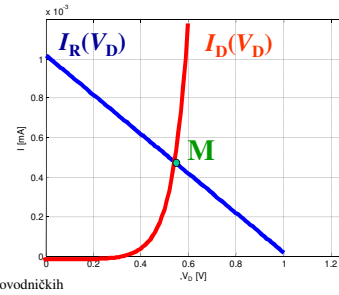
$$\frac{V_2 - V_1}{R} + I_D(V_D) = 0$$

$$I_D(V_D) = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$

Model diode – nelinearan – za velike signale

$$\frac{E - V_D}{R} = I_R$$

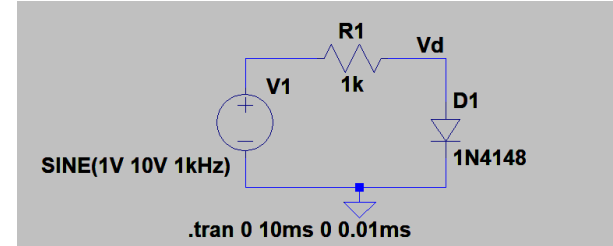
$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right)$$



6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 11

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Model diode – **nelinearan – za velike signale**



.tran 0 10ms 0 0.01ms

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 12

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Model diode – nelinearan – za velike signale

Struja nije k*V (linearno proporcionalna naponu) za velike signale

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 13

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
DC režim

$$\frac{V_1 - V_2}{R} = I_R$$

$$\frac{V_2 - V_1}{R} + I_D(V_D) = 0$$

$$I_D(V_D) = I_S(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$

Model diode – linearizovan – za velike signale

$$\frac{E - V_D}{R} = I_R$$

$$I_D = I_S(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$

$$I_D = 0 \text{ za } V_D < V_\gamma = 0.5V$$

$$I_D = \frac{V_D}{R_d} \text{ za } V_D > V_\gamma$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 14

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Model diode – linearizovan – za velike signale

$$I_D = 0 \text{ za } V_D < V_\gamma = 0.5V$$

$$I_D = \frac{V_D}{R_d} \text{ za } V_D > V_\gamma$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 15

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
DC režim

$$\frac{V_1 - V_2}{R} = I_R$$

$$\frac{V_2 - V_1}{R} + I_D(V_D) = 0$$

$$I_D(V_D) = I_S(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$

Model diode – idealizovan – za velike signale

$$\frac{E - V_D}{R} = I_R$$

$$I_D = 0 \text{ za } V_D < V_\gamma = 0.55V$$

$$V_D = V_\gamma \text{ za } V_D \geq V_\gamma$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 16

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Model diode – idealizovan – za velike signale

$$I_D = 0 \text{ za } V_D < V_\gamma = 0.55V$$

$$V_D = V_\gamma \text{ za } V_D \geq V_\gamma$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 17

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Model idealne diode

$$I_D = 0 \text{ za } V_D < V_\gamma = 0V$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 18

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Model idealne diode

$$I_D = 0 \text{ za } V_D < V_\gamma = 0V$$

.tran 0 10ms 0 0.01ms

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 19

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Model idealne diode

$I_D = 0 \text{ za } V_D < V_\gamma = 0V$

.tran 0 10ms 0 0.01ms

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 20

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu $I_D = 0$ za $V_D < V_\gamma = 0V$

Model za velike signale: realna i idealna dioda (prekidač)

.tran 0 10ms 0 0.01ms

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 21

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu $I_D = 0$ za $V_D < V_\gamma = 0V$

Model za velike signale: realna i idealna dioda (prekidač)

.tran 0 10ms 0 0.01ms

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 22

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
Statički - DC režim

Grafička interpretacija problema

Za DC, u radnoj tački, dioda se ponaša kao otpornik čija je otpornost $R_D = V_D / I_D$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 23

Model diode

-Dioda u elektronskom kolu
dinamički režim

Grafička interpretacija problema

$V_1 = E + v; \quad v = V \sin \omega t$

$E - V \leq V_1 \leq E + V$

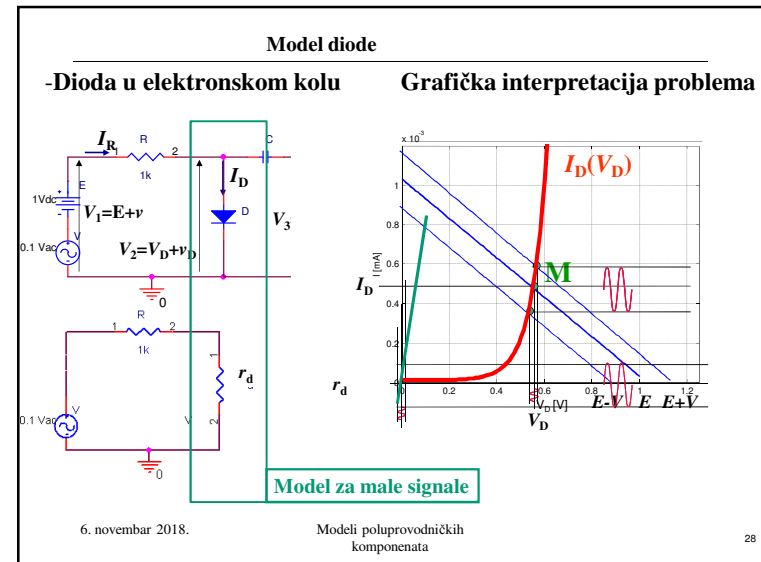
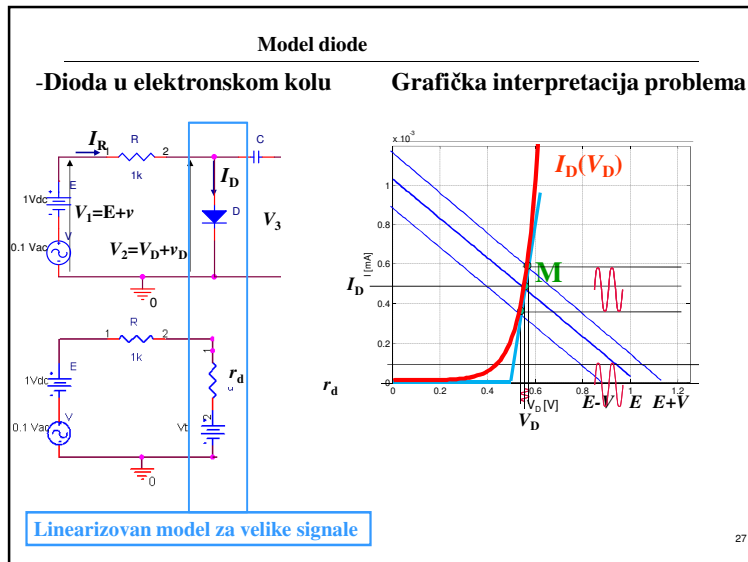
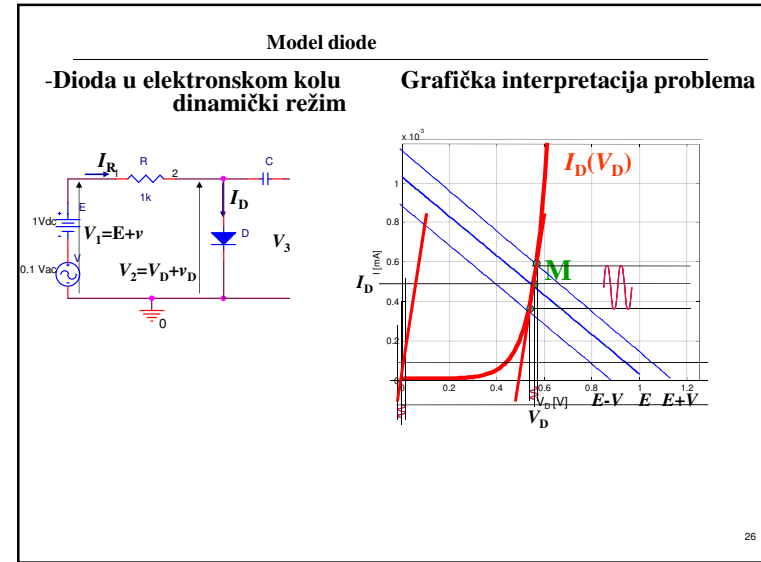
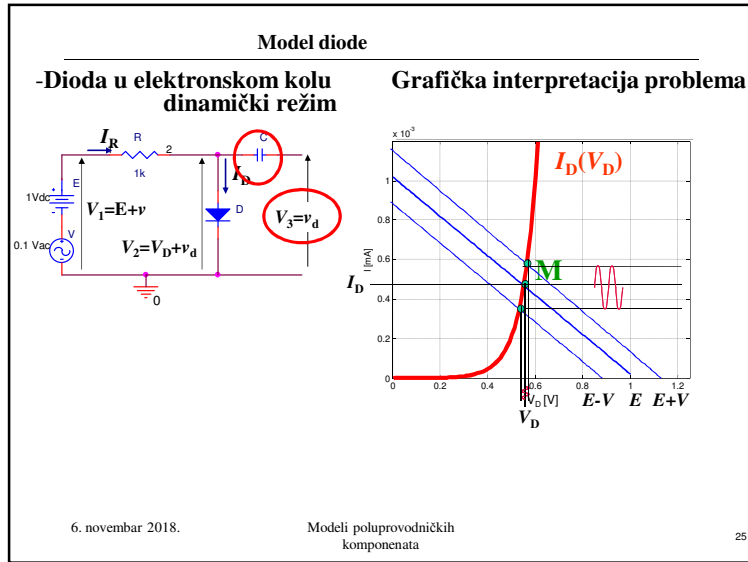
$v_D = V_D + v_d$

$v_d = V_d \sin \omega t$

$i_D = I_D + I_d \sin \omega t$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 24

Modeli poluprovodničkih komponenta



Model diode

-Dioda u elektronskom kolu Grafička interpretacija problema

Za mali naizmenični (vremenski promenljivi - *dinamički*) signal dioda se ponaša kao otpornost čija je vrednost $r_d = \Delta V_D / \Delta I_D$

Model za male signale

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 29

Model diode

VAŽNO model za male signale

koristi se u analizi ponašanja kola pobuđenih malim naizmeničnim signalima.

Tada se svi elementi kola zamenjuju *dinamičkim parametrima*

Dinamički parametar diode jeste *unutrašnja otpornost diode u radnoj tački.*

$$r_d = \frac{dV_D}{dI_D} \approx \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D}$$

$$r_d = \frac{1}{\frac{dI_D}{dV_D}} \approx \frac{1}{I_S e^{V_D/V_T} \cdot \frac{1}{V_T}}$$

$$r_d \approx \frac{V_T}{I_D}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 30

Model diode

VAŽNO model za male signale

Otpornost zavisi od položaja mirne radne tačke!

Postoji zavisnost između jednosmerne struje i dinamičke otpornosti.

Veća struja – manja otpornost

$$r_d \approx \frac{V_T}{I_D}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta dalje 31

Model diode

VAŽNO model za male signale

Otpornost zavisi od položaja mirne radne tačke!

Postoji zavisnost između jednosmerne struje i dinamičke otpornosti.

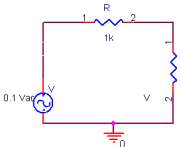
Manja struja – veća otpornost

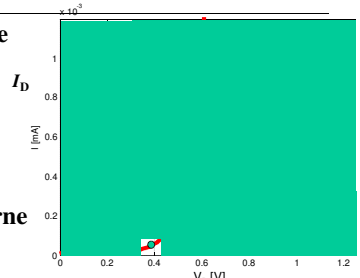
$$r_d \approx \frac{V_T}{I_D}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta dalje 32

Model diode

VAŽNO model za male signale



$$r_d \approx \frac{V_T}{I_D}$$


Otpornost zavisi od položaja mirne radne tačke!

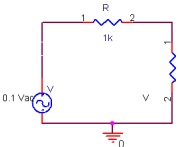
Postoji zavisnost između jednosmerne struje i dinamičke otpornosti.

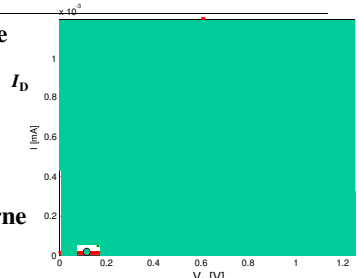
Manja struja – veća otpornost

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenata [dalje](#) 33

Model diode

VAŽNO model za male signale



$$r_d \approx \frac{V_T}{I_D}$$


Otpornost zavisi od položaja mirne radne tačke!

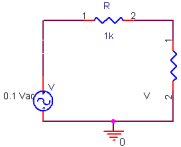
Postoji zavisnost između jednosmerne struje i dinamičke otpornosti.

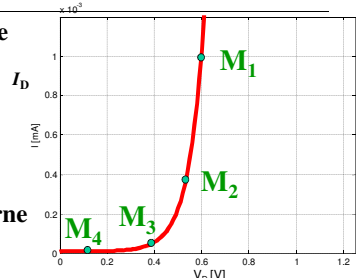
Manja struja – veća otpornost

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenata [dalje](#) 34

Model diode

VAŽNO model za male signale



$$r_d \approx \frac{V_T}{I_D}$$


Otpornost zavisi od položaja mirne radne tačke!

Postoji zavisnost između jednosmerne struje i dinamičke otpornosti.

U kojoj tački je otpornost najveća?
Upišite odgovarajući znak „<“, „>“, ili „>“.

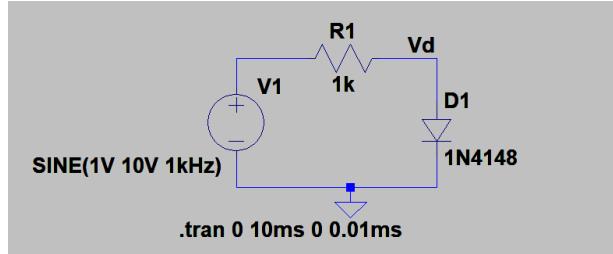
$$r_{d1} < r_{d2} < r_{d3} < r_{d4}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenata [dalje](#) 35

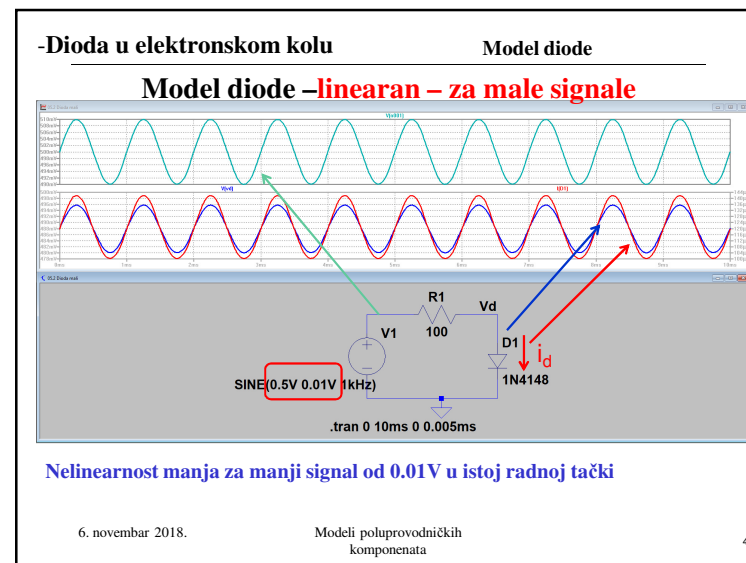
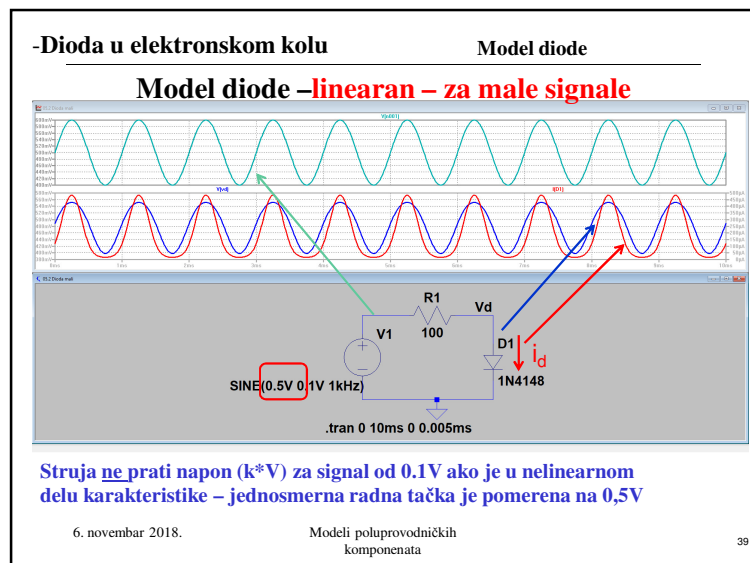
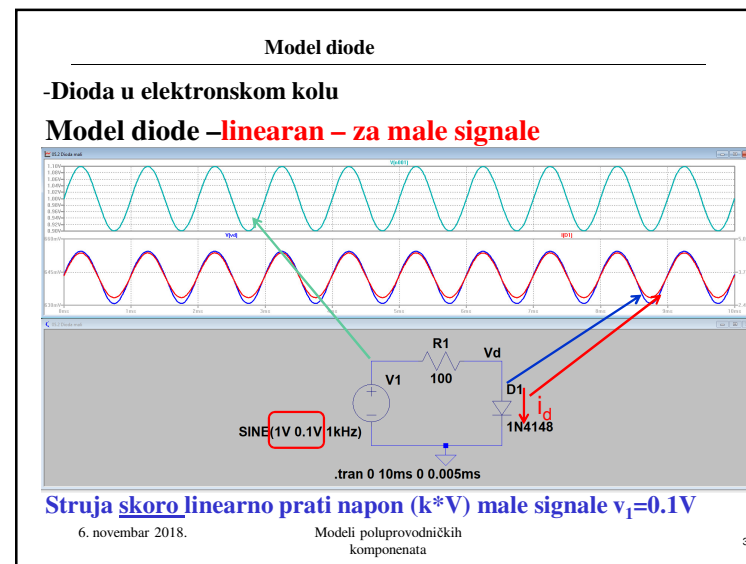
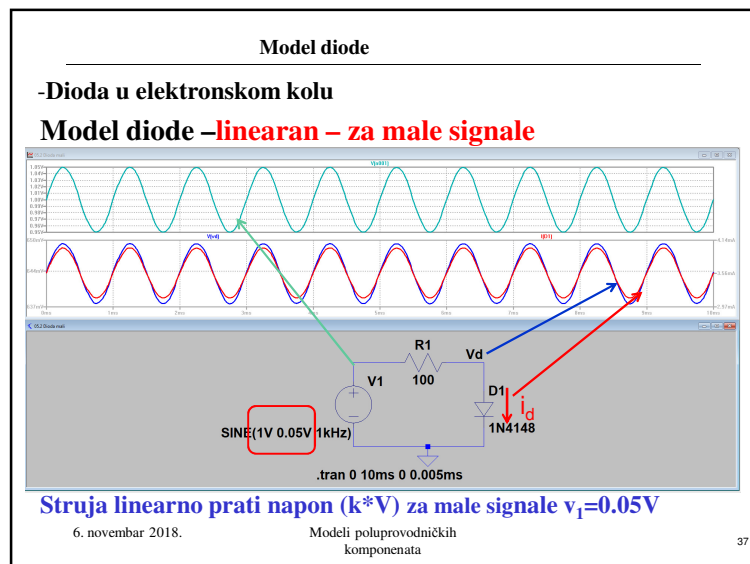
Model diode

-Dioda u elektronskom kolu

Model diode –linearan – za male signale



6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenata [dalje](#) 36



-Dioda u elektronskom kolu Model diode

Model diode –linearan – za male signale

.tran 0 10ms 0 0.005ms

8. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata

-Dioda u elektronskom kolu Model diode

Model diode –linearan – za male signale

.tran 0 10ms 0 0.005ms

8. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata

Model diode

.tran 0 10ms 0 0.005ms

komponentata

Dinamički model izvora konstantnog napona

VAŽNO
model za male signale

Isto važi i za izvore jednosmernih napona i struja = zamena dinamičkom otpornošću.

Koliko će se promeniti napon na izvoru jednosmernog napona $V_E=E$ ako se struja kroz njega promeni za ΔI_E ?

$$r_E = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_E} = \frac{0}{\Delta I_E} = 0$$

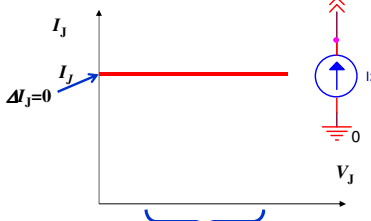
Dinamički model izvora konstantnog napona (DC) je $r_E=0$
Za male AC signale E se ponaša kao kratak spoj

Dinamički model izvora konstantne struje

VAŽNO
model za male signale

Izvor konstantne struje = zamena dinamičkom otpornošću.

Koliko će se promeniti struja izvora konstantne struje ako se napon na njemu promeni za ΔV_J ?



$$r_J = \frac{\Delta V_J}{\Delta I_J} = \frac{\Delta V_J}{0} \rightarrow \infty$$

Dinamički model izvora konstantne struje (DC) je $r_J = \infty$

Za male AC signale I se ponaša kao prekid

Šta smo naučili?

- Razlika između modela za velike i male signale.**
 - Električne šeme modela diode za velike i male signale.

Ispitna pitanja?

- Zavisnost dinamičke otpornosti od vrednosti jednosmerne struje diode.
- Dinamički (AC, malosignalni) model izvora konstantnog napona
- Dinamički (AC, malosignalni) model izvora konstantnog napona

Na web adresi <http://leda.elfak.ni.ac.rs>
> EDUCATION > ELEKTRONIKA
slajdovi u pdf formatu

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenata 46

Osnovi elektronike

Kako rade MOS tranzistori kako pojačavaju napon?

6. novembar 2018. <http://leda.elfak.ni.ac.rs/> 47

Modeli poluprovodničkih komponenata

Da se podsetimo MOS tranzistor

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenata 48

Model MOS tranzistora

Da se podsetimo

nMOS
Vodi za $V_G > 0$

pMOS
Vodi za $V_G < 0$

49

Model MOS tranzistora

Da se podsetimo: Izlazne karakteristike MOSFET-a

Režimi rada MOSFET		V_{GS}	V_{DS}
Vodi	Zakočen	$ V_{GS} < V_t $	
	Zasićenje	$ V_{GS} > V_t $	$ V_{DS} > V_{GS} - V_t $
	Triodna oblast	$ V_{GS} > V_t $	$ V_{DS} < V_{GS} - V_t $

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 50

Model MOS tranzistora

Da se podsetimo

Izlazne karakteristike MOSFET-a

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 51

Model MOS tranzistora

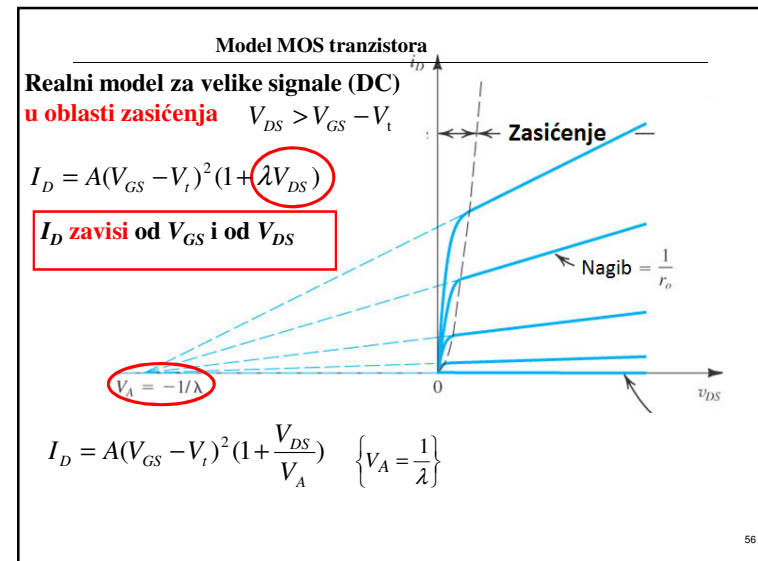
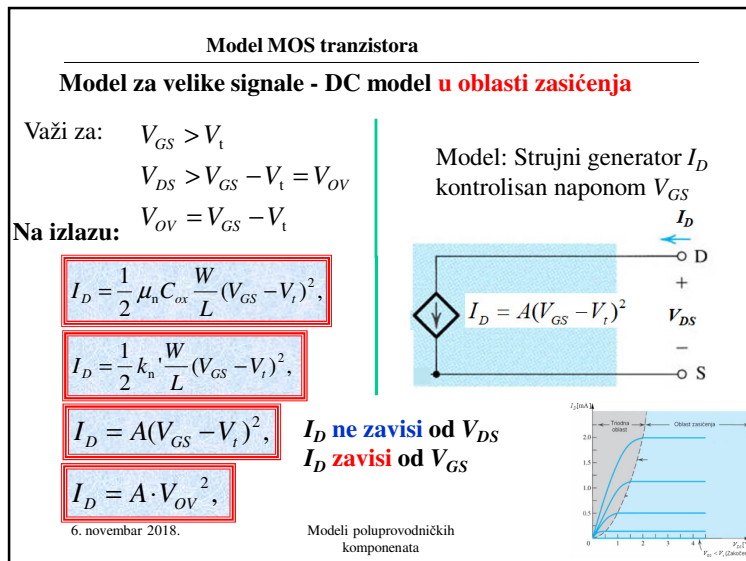
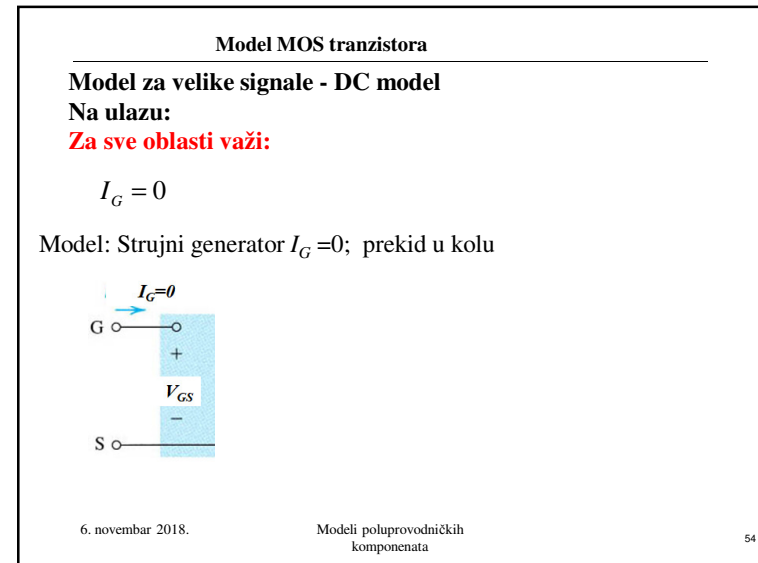
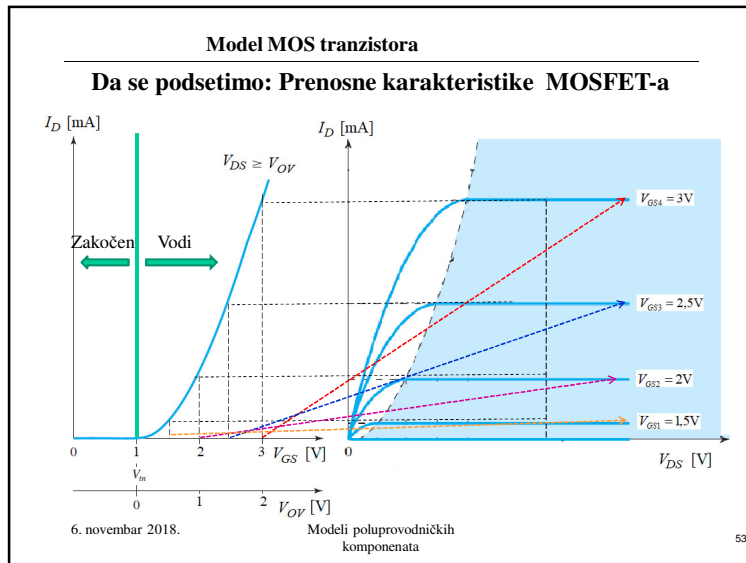
Da se podsetimo: Izlazne karakteristike MOSFET-a

$$I_D = k_n \frac{W}{L} \left[(V_{GS} - V_t) \cdot V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$I_D = \frac{1}{2} k_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{1}{2} k_n \frac{W}{L} V_{OV}^2$$

$$I_D = k_n \frac{W}{L} \left[V_{OV} - \frac{1}{2} V_{DS} \right] \cdot V_{DS}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 52



Model MOS tranzistora

Realni model za velike signale (DC) u oblasti zasićenja $V_{DS} > V_{GS} - V_t$

$$I_D = A(V_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{1}{V_A} V_{DS}\right) \left\{ V_A = \frac{1}{\lambda} \right\}$$

$$r_o = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} = 1 / \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right] = 1 / \left[\frac{1}{V_A} A(V_{GS} - V_t)^2 \right] = \frac{V_A}{I_D}$$

$r_o = \frac{V_A}{I_D}$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 57

Model MOS tranzistora

Radna tačka – značenje modela za male signale

Značenje (ΔC): koliko će promenu i_d izazvati v_{gs}

Značenje (Δ): koliko će se promeniti i_D ako se v_{GS} promeni za Δv_{GS}

Nagib = $g_m = di_D/dv_{GS}$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 58

Model MOS tranzistora

Radna tačka – značenje modela za male signale u oblasti zasićenja $V_{DS} > V_{GS} - V_t$

$$I_D = A(V_{GS} - V_t)^2$$

g_m ZAVISI od položaja radne tačke

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \approx \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_t)} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 59

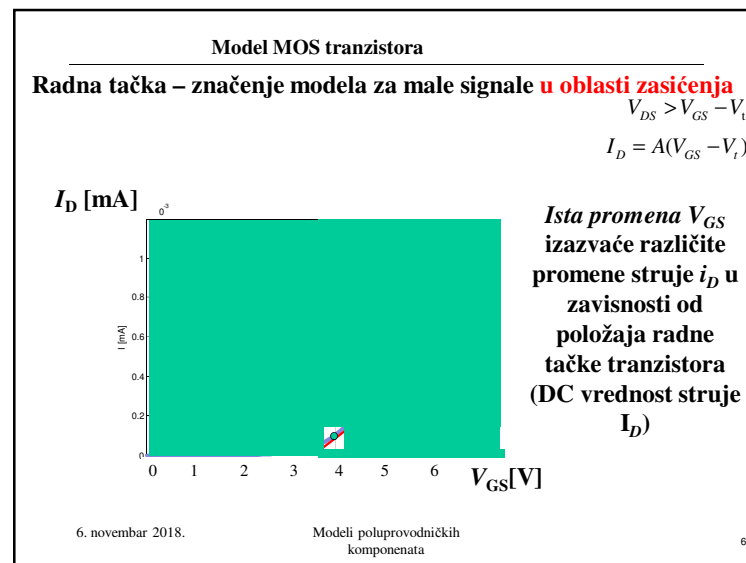
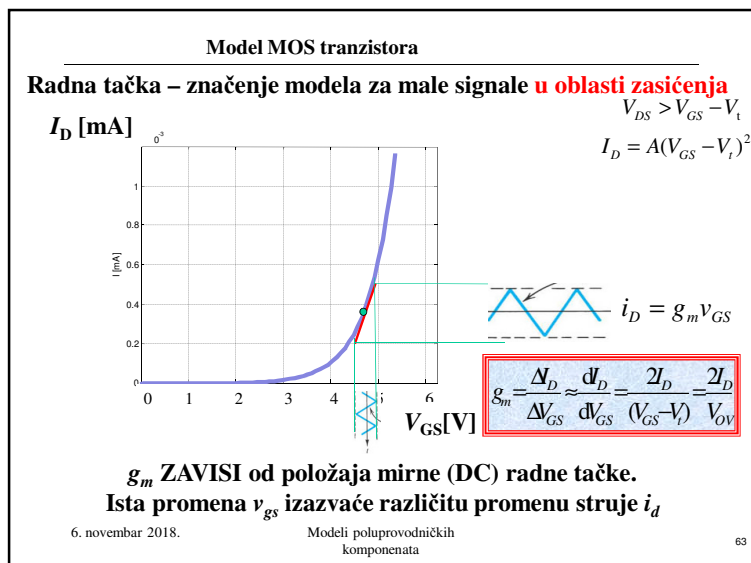
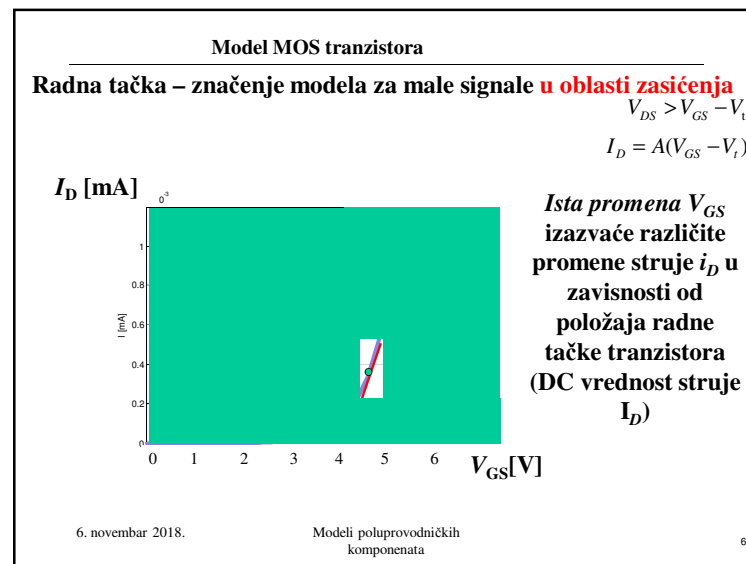
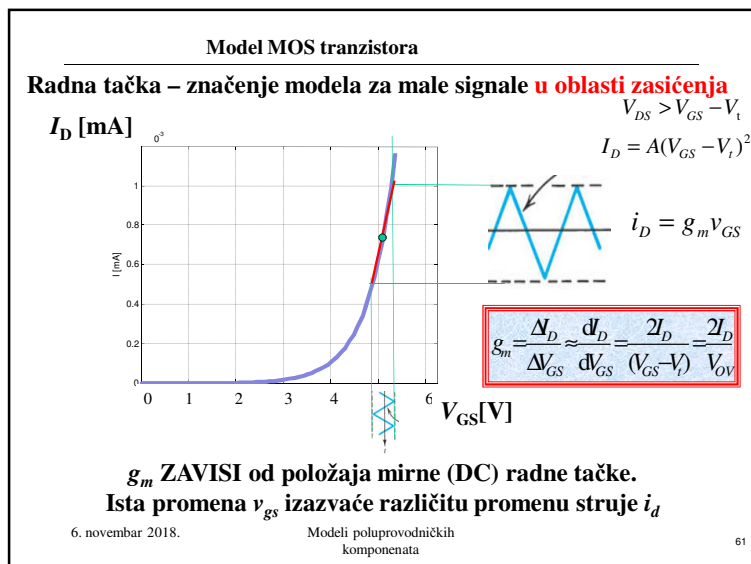
Model MOS tranzistora

Radna tačka – značenje modela za male signale u oblasti zasićenja $V_{DS} > V_{GS} - V_t$

$$I_D = A(V_{GS} - V_t)^2$$

g_m ZAVISI od položaja mirne (DC) radne tačke.
Ista promena v_{gs} izazvaće različitu promenu struje i_d

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 60



Model MOS tranzistora

Radna tačka – značenje modela za male signale u oblasti zasićenja
 $V_{DS} > V_{GS} - V_t$
 $I_D = A(V_{GS} - V_t)^2$

I_D [mA]

V_{GS} [V]

$i_D = g_m v_{GS}$

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \approx \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_t)} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

g_m ZAVISI od položaja mirne (DC) radne tačke.
Ista promena v_{gs} izazvaće različitu promenu struje i_d

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 65

Model MOS tranzistora

Model za male signale (dinamički model) u oblasti zasićenja
 $V_{DS} > V_{GS} - V_t$
 $I_D = A(V_{GS} - V_t)^2$

$$i_G = 0; \quad i_D = g_m v_{GS}$$

Model: Strujni generator $i_G = 0$; prekid u kolu
 Linearni strujni generator kontrolisan naponom $i_D = g_m v_{GS}$

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \approx \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_t)} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 66

Model MOS tranzistora

Model za male signale (dinamički model) u oblasti zasićenja
 $V_{DS} > V_{GS} - V_t$
 $I_D = A(V_{GS} - V_t)^2$

$$i_G = 0; \quad i_D = g_m v_{GS}$$

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \approx \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_t)} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_D}$$

$$\left(g_m r_o \equiv \mu = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{dV_{DS}}{dV_{GS}} = \frac{2V_A}{(V_{GS} - V_t)} \right) \quad \left(r_o \equiv R_i \right)$$

$$\left(S \equiv g_m \right)$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 67


Model MOS tranzistora

T Model za male signale u oblasti zasićenja
 $V_{DS} > V_{GS} - V_t$
 $I_D = A(V_{GS} - V_t)^2$

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2A(V_{GS} - V_t) = \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_t)} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

$$r_s = \frac{1}{g_m}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 68

Model MOS tranzistora 

Domaći 5.1

Za nMOS tranzistor kod koga je $V_t=1V$, $\mu_n C_{ox} = 120\mu A/V^2$, $W/L=10$ i $\lambda=0.02V^{-1}$ odrediti:

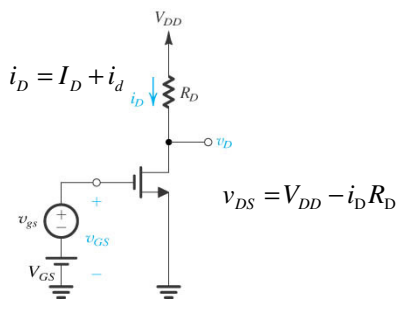
- opseg napona V_{GS} za koje tranzistor vodi
- napon V_{DS} u funkciji V_{GS} pri kome tranzistor ulazi u zasićenje,
- dinamičke parametre tranzistora g_m i r_o u radnoj tački definisanoj sa $I_D=75\mu A$, ako se zna da tranzistor radi u zasićenju.
- Nacrtati model za male signale i upisati vrednosti parametara.

$V_{GS} > 1V$; $V_{DS} > V_{GS} - 1V$; $424\mu A/V$, $0.67M\Omega$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 69

Model MOS tranzistora

Kako MOSFET pojačava ulazni napon?



$i_D = I_D + i_d$

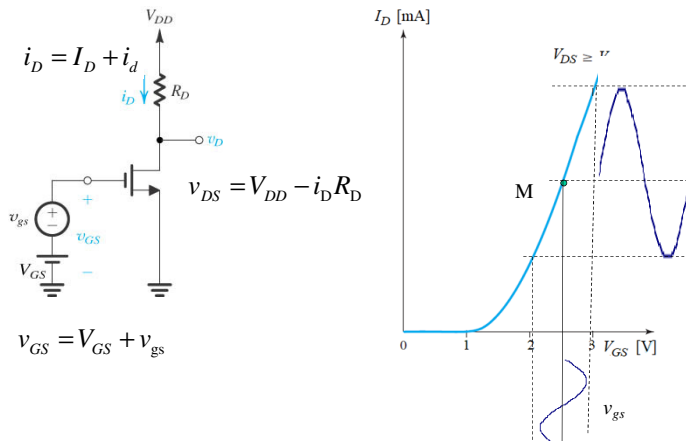
$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$

$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

70

Model MOS tranzistora

Kako MOSFET pojačava ulazni napon?



$i_D = I_D + i_d$

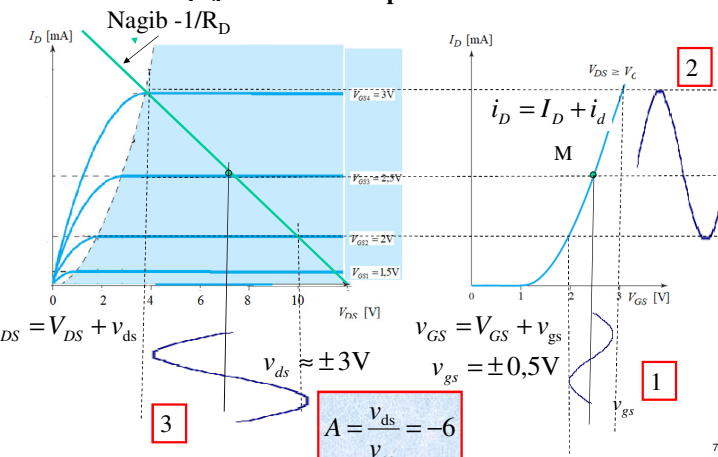
$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$

$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

71

Model MOS tranzistora

Kako MOSFET pojačava ulazni napon?



Nagib $-1/R_D$

$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$

$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$

$v_{ds} \approx \pm 3V$

$v_{gs} = \pm 0,5V$

$A = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = -6$

72

Šta smo naučili?

- **Razlika između modela za velike i male signale.**
 - Električne šeme modela MOS tranzistora za velike i male signale.

Ispitna pitanja?

1. Koji su dinamički parametri MOS tranzistora?
2. Zavisnost g_m MOS tranzistora od položaja jednosmerne radne tačke tranzistora
3. Zavisnost izlazne otpornosti MOS tranzistora od položaja jednosmerne radne tačke

Na web adresi <http://leda.elfak.ni.ac.rs>
> EDUCATION > ELEKTRONIKA
slajdovi u pdf formatu

6. novembar 2018.

Modeli poluprovodničkih komponenta

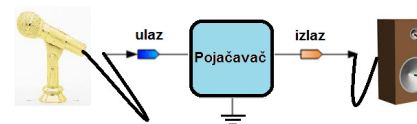
73

Osnovi elektronike

Kako rade bipolarni tranzistori?

Kako pojačavaju napon?

BJT (odakle J?)



6. novembar 2018.

<http://leda.elfak.ni.ac.rs/>

74

Da se podsetimo

Model bipolarnog tranzistora

Bipolarni tranzistor - BJT

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 75

Da se podsetimo

Model bipolarnog tranzistora

Bipolarni tranzistor - BJT

Režimi rada BJT	Emitorski spoj	Kolektorski spoj
aktivni	direktno P(+)/N(-)	inverzno P(-)/N(+)
zasićenje	direktno P(+)/N(-)	direktno P(+)/N(-)
zakočenje	inverzno P(-)/N(+)	inverzno P(-)/N(+)
inverzni	inverzno P(-)/N(+)	direktno P(+)/N(-)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 76

Da se podsetimo

Model bipolarnog tranzistora

Bipolarni tranzistor - BJT

Režimi rada BJT	Emitorski spoj	Kolektorski spoj	NPN	PNP
aktivni	direktno P(+)/N(-)	inverzno P(-)/N(+)	$V_{BE} > 0$ $V_{BC} < 0$	$V_{BE} < 0$ $V_{BC} > 0$
zasićenje	direktno P(+)/N(-)	direktno P(+)/N(-)	$V_{BE} > 0$ $V_{BC} > 0$	$V_{BE} < 0$ $V_{BC} < 0$
zakočenje	inverzno P(-)/N(+)	inverzno P(-)/N(+)	$V_{BE} < 0$ $V_{BC} < 0$	$V_{BE} > 0$ $V_{BC} > 0$
inverzni	inverzno P(-)/N(+)	direktno P(+)/N(-)	$V_{BE} < 0$ $V_{BC} > 0$	$V_{BE} > 0$ $V_{BC} < 0$

6. novembar 2018. 77

Da se podsetimo

Model bipolarnog tranzistora

Koeficijent strujnog pojačanja: i_c/i_{ul} ili $\Delta I_Z/\Delta I_{UL}$

Zajednička baza

$$I_B = I_E - I_C$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \Big|_{V_{BE}=0} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \Big|_{V_{CE}=\text{Const.}} = \frac{i_c}{i_e} \Big|_{v_{cb}=0} \approx 1$$

Zajednički emitor

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \Big|_{\substack{v_{be}=0 \\ \text{ili } V_{BE}=\text{const.}}} \gg 1$$

6. novembar 2018. 78

Model bipolarnog tranzistora

Uprošćeni Ebers-Mollov model (za velike signale, smerovi struja različiti za NPN i PNP)

Konfiguracija zajednički emitor

$$I_B(V_{BE}) = I_s \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

$$I_C(V_{BE}) = \beta \cdot I_B = \beta \cdot I_s \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$$

Nelinearni model

6. novembar 2018. 79

Model bipolarnog tranzistora

Kompletan Ebers-Mollov model

Idealizovani model: u aktivnom režimu

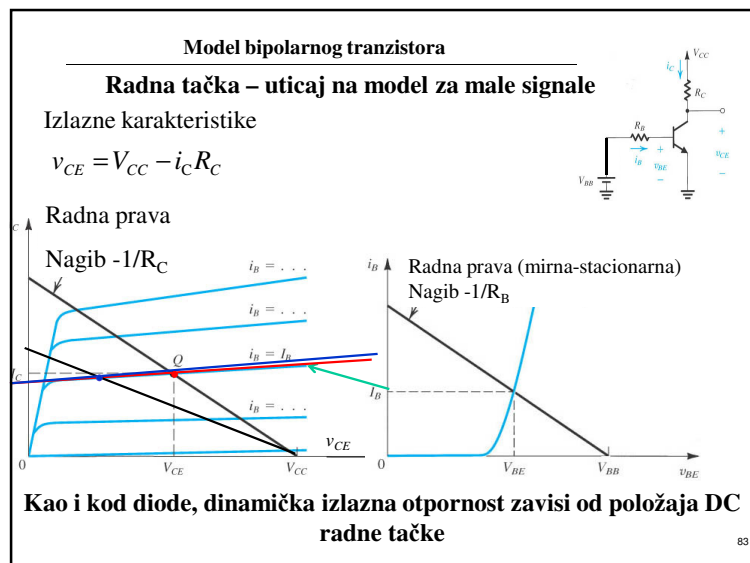
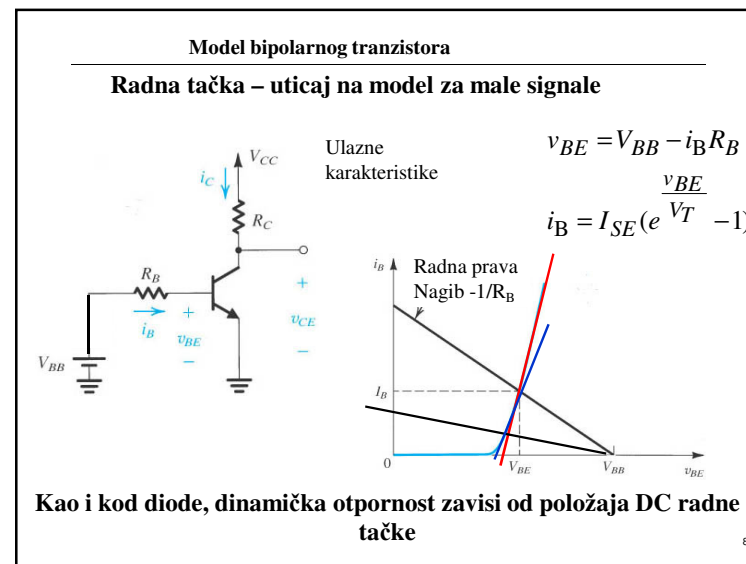
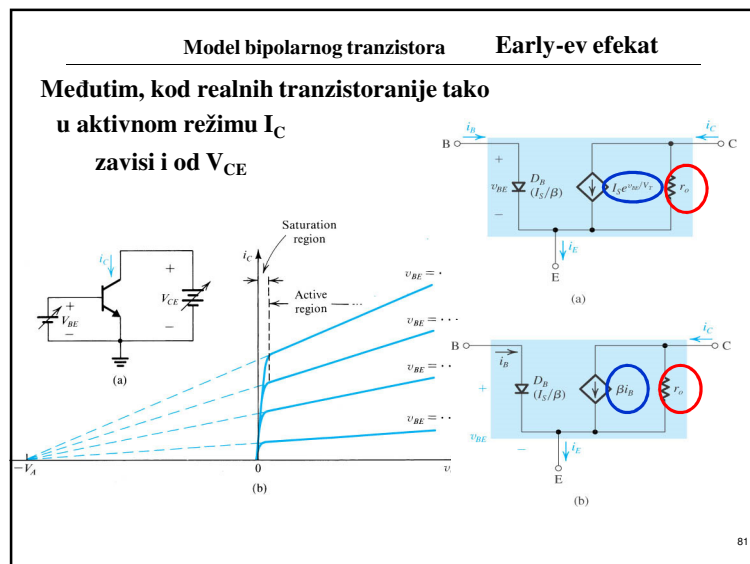
I_C ne zavisi od V_{CE} ;

$$I_C \neq f(V_{CE});$$

$$I_C = f(\beta),$$

$$I_C = f(V_{BE}).$$

6. novembar 2018. 80



Osnovi elektronike

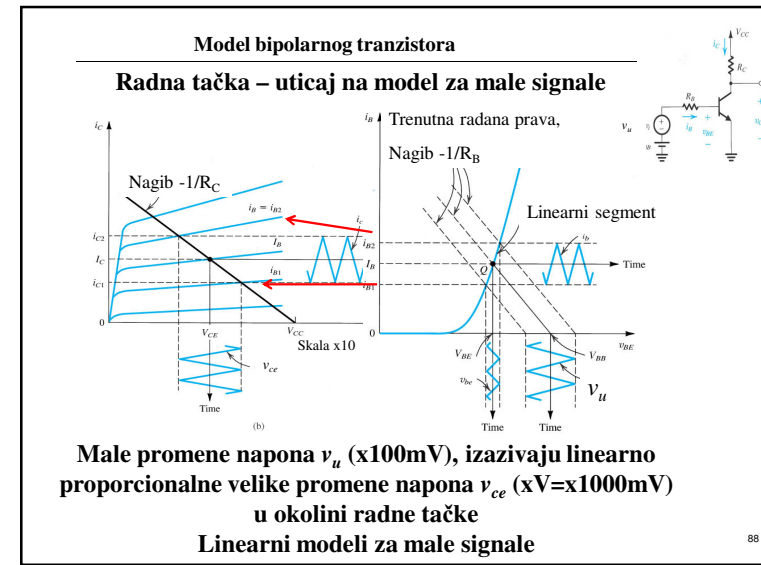
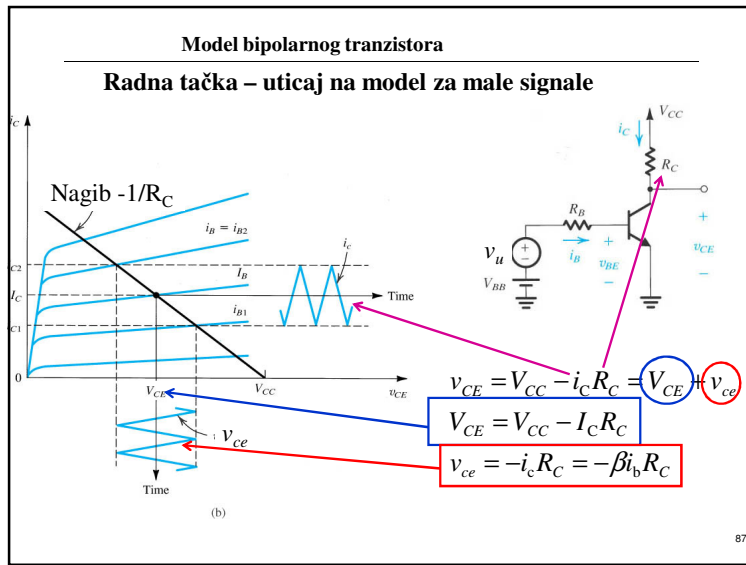
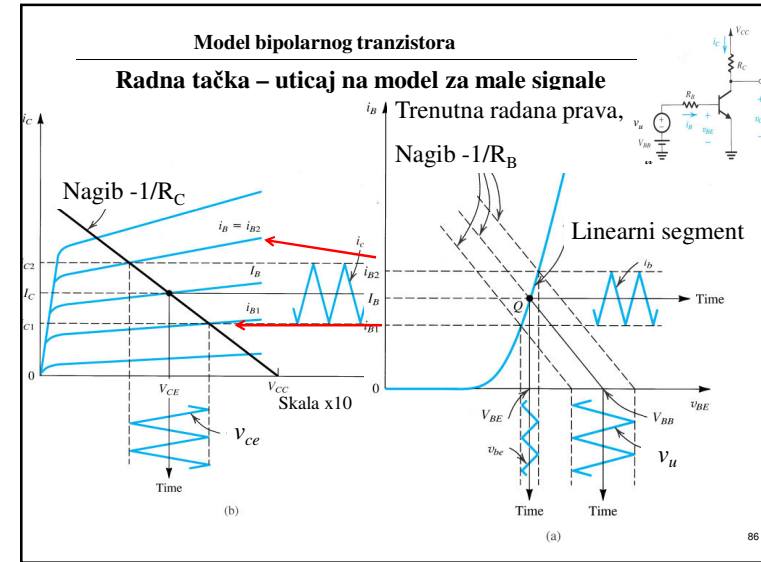
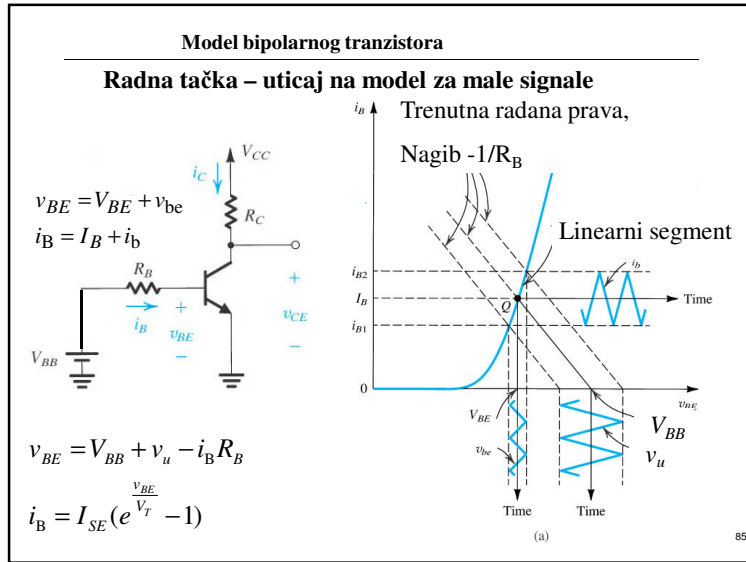
Od čega se sastoji pojačavač?

Od tranzistora

Kako tranzistor pojačava?

6. novembar 2018. http://leda.elfak.ni.ac.rs/

84



Model bipolarnog tranzistora

Veza između položaja radne tačke (DC) i dinamičkih parametara (malosignalini π model)

$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_B}$

$g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$r_o = \frac{V_A + |V_{CE}|}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}$

Tipične vrednosti (Red veličine kod tipičnih tranzistora)

$r_{\pi} = \frac{V_T}{I_B} \approx \frac{26\text{mV}}{10\mu\text{A}} = 1.6\text{k}\Omega$

$g_m = \frac{I_C}{V_T} \approx \frac{1\text{mA}}{26\text{mV}} \approx 40\text{mS}$

$r_o \approx \frac{V_A}{I_C} = \frac{50\text{V}}{1\text{mA}} = 50\text{k}\Omega$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 89

Model bipolarnog tranzistora

T model

$g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$r_e = \frac{V_T}{I_E}$

$$I_C = \alpha I_E \Rightarrow I_E = \frac{I_C}{\alpha}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \alpha \frac{V_T}{I_C} = \frac{\alpha}{g_m}$$

$r_e = \frac{\alpha}{g_m}$

10. novembar 2015. Modeli poluprovodničkih komponenta 90

Model bipolarnog tranzistora

Domaći 5.2

BJT sa $\beta=100$, i $V_A=100\text{V}$ polarisan je u radnoj tački sa $I_C=1\text{mA}$ i $V_{CE}=5\text{V}$. Nacrtati hibridni π i T model i odrediti parametre:

- g_m
- r_{π}
- r_o
- α
- r_e u radnoj tački.
- Uporediti g_m sa odgovarajućim parametrom MOSFETa sa slajda 53.

40mA/V; 2.5k Ω ; 105k Ω ; 100/101; 25 Ω .

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 91

Model bipolarnog tranzistora

h - parametri

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$$

(a)

(b)

(c)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 92

Model bipolarnog tranzistora

Hibridni model – h parametri

$$v_{be} = h_{11E} i_b + h_{12E} v_{ce}$$

$$i_c = h_{21E} i_b + h_{22E} v_{ce}$$

(c)

6. novembar 2018. 93

Modeli poluprovodničkih komponenta

Model bipolarnog tranzistora

Hibridni model – h parametri

$$v_{be} = h_{11E} i_b + h_{12E} v_{ce}$$

$$i_c = h_{21E} i_b + h_{22E} v_{ce}$$

$h_{11E} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0}$

Ulazna otpornost

$h_{12E} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0}$

Koeficijent inverznog naponskog pojačanja

$h_{21E} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0}$

Koeficijent direktnog strujnog pojačanja

$h_{22E} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0}$

Izlazna odvodnost

6. novembar 2018. 94

Model bipolarnog tranzistora

Hibridni model – h parametri

$$v_{be} = h_{11E} i_b + h_{12E} v_{ce}$$

$$i_c = h_{21E} i_b + h_{22E} v_{ce}$$

6. novembar 2018. 95

Modeli poluprovodničkih komponenta

Model bipolarnog tranzistora

Hibridni model – h parametri

Mogu da se definišu h-parametri i za ostale konfiguracije ZB, ZC tada nose sufikse B, odnosno C.

Vrednosti h_e - parametara daju se u katalogima

$$h_{ie} = h_{11E} \neq h_{11B} \neq h_{11C} \quad [\Omega = ohm]$$

$$h_{re} = h_{12E} \neq h_{12B} \neq h_{12C} \quad [V/V]$$

$$h_{fe} = h_{21E} \neq h_{21B} \neq h_{21C} \quad [A/A]$$

$$h_{oe} = h_{22E} \neq h_{22B} \neq h_{22C} \quad [S = 1/\Omega = mho]$$

i – input resistance; r – reverse transfer;

o – output conductance; f – forward transfer

6. novembar 2018. 96

Modeli poluprovodničkih komponenta

Model bipolarnog tranzistora
Hibridni model – h parametri

Brojne vrednosti h-parametara tipičnog Si BJT

Para- metar	Zajed. baza	Zajed. emitor	Zajed. kolektor
$h_{11} (\Omega)$	13	2700	2700
h_{12}	$0.9 \cdot 10^{-4}$	$1.5 \cdot 10^{-4}$	1
h_{21}	-0.995	200	-201
$h_{22} (\Omega^{-1})$	$0.06 \cdot 10^{-6}$	$18 \cdot 10^{-6}$	$18 \cdot 10^{-6}$

Zajed. emitor
xk Ω
0
x100
0

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 97

Rezime

	DC	AC	Grafička interpretacija
Idealni naponski generator/baterija		$r_e = \frac{\Delta V_E}{\Delta I_E} = \frac{0}{\Delta I_E} = 0 \Omega$	
Idealni strujni generator		$r_j = \frac{\Delta V_J}{\Delta I_J} = \frac{\Delta V_J}{0} \leftarrow \infty$	

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 98

Rezime

	Dioda	Parametri modela	Grafička interpretacija
Veliki signali DC		$R_d = V_D / I_D$ $V_\gamma = 0,5V$	
Mali signali AC		$r_d = \frac{dV_D}{dI_D} \approx \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D}$ $r_d = \frac{1}{dI_D/dV_D} \approx \frac{V_T}{I_D}$	

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 99

Rezime

	MOSFET	Parametri modela	Grafička interpretacija
Veliki signali DC Oblast zasićenja		$r_o \rightarrow \infty$	
Mali signali AC Oblast zasićenja		$r_o = \frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D} \approx \frac{V_A}{I_D}$ $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$	

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 100

Rezime				
BJT				
Veliki signali: DC Aktivni režim		<p>BE spoj direktno BC spoj inverzno</p> $R_B = \frac{V_{BE}}{I_B}, \quad \beta = \frac{I_C}{I_B}$		
	<p>h model</p>	<p>T model</p>	$h_{11e} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \approx \frac{V_T}{I_B}$ $h_{21e} = \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \approx \beta$ $r_o = \frac{1}{h_{22e}} \rightarrow \infty$ $r_b = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{V_T}{I_B}$ $g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{I_C}{V_T}$	
Mali signali: AC Aktivni režim	<p>π model</p>			

Šta smo naučili?

- Razlika između modela za velike i male signale.**
- Električne šeme modela diode za velike i male signale.
- Električne šeme modela MOSFET-a za velike i male signale.
- Električne šeme modela BJT-a za velike i male signale.

Na web adresi <http://leda.elfak.ni.ac.rs>
> EDUCATION > ELEKTRONIKA
slajdovi u pdf formatu

6. novembar 2018.

Modeli poluprovodničkih
komponenta

102

Ispitna pitanja?

- Malosignalni model diode.
- Zavisnost dinamičke otpornosti diode od položaja jednosmerne radne tačke.
- Zavisnost dinamičkih parametara MOSFETa (g_m i r_o) od položaja jednosmerne radne tačke (u oblasti zasićenja).
- Električna šema i parametri T-modela MOSFETa.
- Električne šeme modela BJT za velike signale.
- Zavisnost dinamičkih parametara BJT (g_m i r_o) od položaja jednosmerne radne tačke (u aktivnoj oblasti).
- Električna šema i parametri h_e -modela BJT.
- Električna šema i parametri hibridnog π modela BJT.
- Električna šema i parametri T-modela BJT.

6. novembar 2018.

Modeli poluprovodničkih
komponenta

103

Osnovi elektronike

Predispitne obaveze:

U JANUARU OSTALO

Redovno pohađanje nastave (predavanja+vežbe)	10%	10%
Odbranjene laboratorijske vežbe	10%	10%
Kolokvijum I (26.11.2018.)	50%	20%
Kolokvijum II (21.01.2019.)	50%	20%



120% 60%

**Ukupan skor u januaru može biti
120% PRE ISPITA**

**Savet: Izadite na kolokvijum
MNOGO JE LAKŠE!**

06. novembar 2018.

<http://leda.elfak.ni.ac.rs/>

104

104

Modeli poluprovodničkih komponenta

Sledećeg časa

Osnovni pojačavački stepeni sa MOSFET

6. novembar 2018.
Modeli poluprovodničkih komponenta
105

Rešenje 4.1 Idealni operacioni pojačavač

Odrediti napon na izlazu pojačavača s:

$$i_{Rc} = \frac{v_a}{R_c} = -\left(\frac{v_s}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_4}{R_4}\right) \Rightarrow v_o = -\frac{R_c}{R_1} v_a - \frac{R_c}{R_2} v_2 - \frac{R_c}{R_4} v_4$$

$$i_{R1} \frac{v_a}{R_1} = -\left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2}\right) \Rightarrow v_a = -\frac{R_1}{R_2} v_1 - \frac{R_1}{R_2} v_2$$

$$v_o = -\frac{R_c}{R_1} \left(-\frac{R_1}{R_2} v_1 - \frac{R_1}{R_2} v_2\right) - \frac{R_c}{R_2} v_2 - \frac{R_c}{R_4} v_4$$

$$v_i = \frac{R_a}{R_1} \frac{R_c}{R_b} v_{g1} + \frac{R_a}{R_2} \frac{R_c}{R_b} v_{g2} - \frac{R_c}{R_3} v_{g3} - \frac{R_c}{R_4} v_{g4}$$

6. novembar 2018.
Operacioni pojačavači
108

Realni operacioni pojačavač

Rešenje 4.2

Zadatak: Za invertorski pojačavač pobuđen naponom $v_g=0.1V$ kod koga je $R_1=0.1k$ i $R_2=10k$ u kome se koriste OpAmp sa pojačanjem u OP od $A=60dB, 80dB$ i $100dB$ i odrediti:

- Pojačanje u zatvorenoj petlji
- Procentualnu promenu pojačanja u zatvorenoj petlji u odnosu na slučaj sa idealnim OpAmpom
- Veličinu napona na ulazu OpAmpa

Rešenje

a) (90,83; 99,00; 99,90); b) (-9,17%; -1,00%; -0,10%);
 c) (-9,08mV; -0,99mV; -0,10mV)

25. oktobar 2011.
Operacioni pojačavači
107

Realni operacioni pojačavač

Efektivi konačnog pojačanja

Invertorski noiačavač

$$v_i = A v_d = A(v_+ - v_-)$$

$$v_+ = 0$$

$$v_d = 0 - v_- = -v_-$$

$$v_i = A(-v_-) \Rightarrow v_- = -v_i / A$$

$$i_u = i_1 + i_2 = 0A \Rightarrow i_1 = -i_2$$

$$i_1 = \frac{v_g - v_1}{R_1} = \frac{v_g - (-v_i/A)}{R_1}$$

$$i_2 = \frac{v_i - v_1}{R_2} = \frac{v_i - v_i/A}{R_2}$$

$$A_r = \frac{v_i}{v_g} = \frac{-R_2 / R_1}{1 + (1 + R_2 / R_1) / A}$$

05. novembar 2015.
Operacioni pojačavači
108

Realni operacioni pojačavač

Rešenje 4.3

$$i_1 = \frac{v_i - v_o}{R_1} = - \frac{v_o - v_i}{R_2} = i_2$$

$$v_i R_2 - \frac{R_2}{A_{OL}} v_o = -v_o R_1 + \frac{R_1}{A_{OL}} v_o$$

$$v_i R_2 = - (R_1 + \frac{R_1}{A_{OL}} + \frac{R_2}{A_{OL}}) v_o \Rightarrow v_o = \frac{A_{OL} v_i R_2}{A R_1 + (R_1 + R_2)}$$

$$A = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{A_{OL} R_2}{A R_1 + R_1 + R_2} = \frac{A_{OL} \cdot 100}{A_{OL} + 101}$$

A_{OL}	A_{ideal}	A_{real}	$\frac{\Delta A}{A} \cdot 100\%$
[dB]	[V/V]	[V/V]	[dB]
60	10 ³	90,83	9,17
80	10 ⁴	99,00	0,999
100	10 ⁵	99,90	0,101

25. oktobar 20

Dodatak

Modeli poluprovodničkih komponenata

Za velike signale ?

Za male signale ?

Nelinearni ?

Linearizovani ?

Idealizovani ?

Linearni ?

110

Dodatak

Model diode

-Diode

-Simbol

Karakteristika: zavisnost struje od napona

Modeli poluprovodničkih komponenata

6. novembar 2018.

111

Dodatak

Model MOS tranzistora

Radna tačka – uticaj na model za male signale

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = A (V_{GS} - V_t)^2$$

$$i_G = 0$$

$V_D = V_{DS} = V_{DSM} = V_{DD} - I_D R_D$

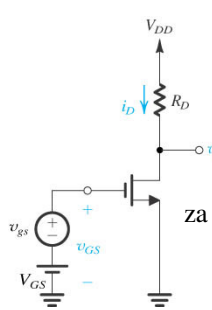
Jednačina prave u I-V ravni

Radna prava

112

Dodatak Model MOS tranzistora

Radna tačka – uticaj na model za male signale



$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$

$$i_D = A(V_{GS} + v_{gs} - V_t)^2$$

$$i_D = A(V_{GS} - V_t)^2 + 2A(V_{GS} - V_t)v_{gs} + A(v_{gs})^2$$

za male signale $v_{gs} \ll 2(V_{GS} - V_t) = 2V_{OV}$

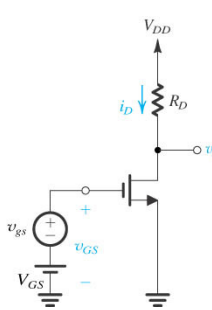
$$Av_{gs}^2 \ll 2A(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

$$i_D \approx I_D + 2A(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 113

Dodatak Model MOS tranzistora

Radna tačka – značenje modela za male signale



$$i_D = I_D + 2A(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

$$i_D = I_D + i_d = I_D + 2A(V_{GS} - V_t)v_{gs}$$

$$i_d = 2A(V_{GS} - V_t)v_{gs} = g_m v_{gs}$$

$$g_m \equiv \frac{i_d}{v_{gs}} = 2A(V_{GS} - V_t) = 2A \cdot V_{OV}$$

$$g_m = \mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

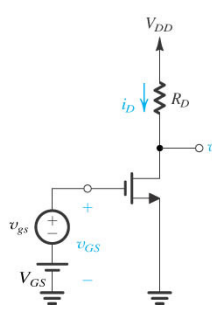
g_m ZAVISI od položaja radne tačke (V_{GS})

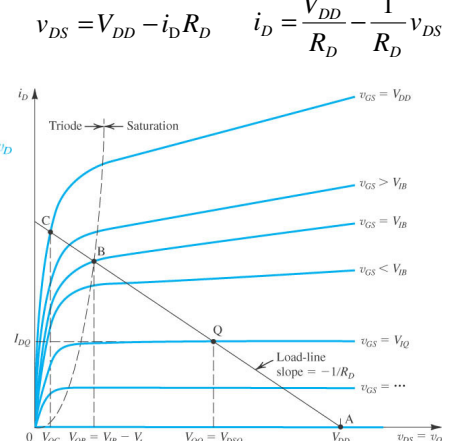
$(g_m \equiv S)$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 114

Dodatak Model MOS tranzistora

Radna tačka – značenje modela za male signale

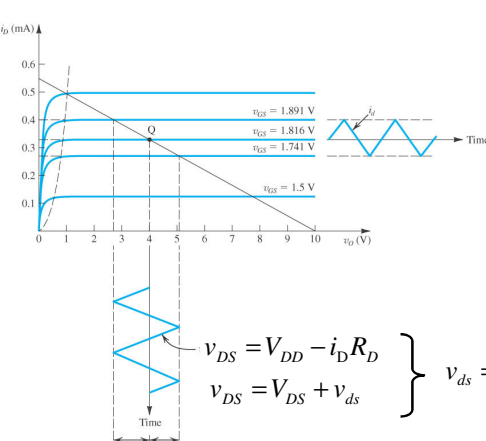


$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D \quad i_D = \frac{V_{DD}}{R_D} - \frac{1}{R_D} v_{DS}$$


6. novembar 2018. 115

Dodatak Model MOS tranzistora

Radna tačka – značenje modela za male signale



$$v_{DS} = V_{DD} - i_D R_D$$

$$v_{DS} = V_{DS} + v_{ds}$$

$$v_{ds} = -i_d R_D$$

116

Dodatak Model MOS tranzistora

VF model

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_t}$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{1}{\lambda \cdot I_D}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3} W L C_{ox} + W L_{ov} C_{ox}$$

$$C_{gd} = W L_{ov} C_{ox}$$

$$0.05L \leq L_{ov} \leq 0.1L$$

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 117

Model bipolarnog tranzistora **Dodatak**

Da se podsetimo - Zajednička baza (ZB)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 118

Model bipolarnog tranzistora **Dodatak**

Da se podsetimo - Zajednički emitor (ZE)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 119

Model bipolarnog tranzistora **Dodatak**

Zajednički emitor (ZE)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 120

Model bipolarnog tranzistora **Dodatak**

Zajednički emitor (ZE)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 121

Model bipolarnog tranzistora **Dodatak**

Da se podsetimo –Zajednički kolektor (ZC)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 122

Dodatak **Model bipolarnog tranzistora**

Kompletan Ebers-Molov model

Model npn tranzistora u direktnom režimu

Model npn tranzistora u inverznom režimu E i C zamene uloge

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 123

Dodatak **Model bipolarnog tranzistora**

Kompletan Ebers-Molov model

Važi u svim režimima rada tranzistora!!!

$$I_C = \alpha_F i_{DE} - i_{DC}$$

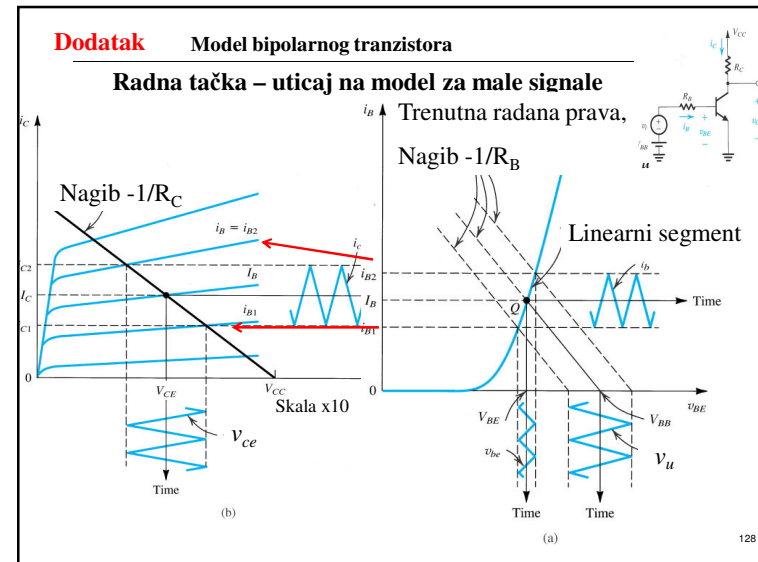
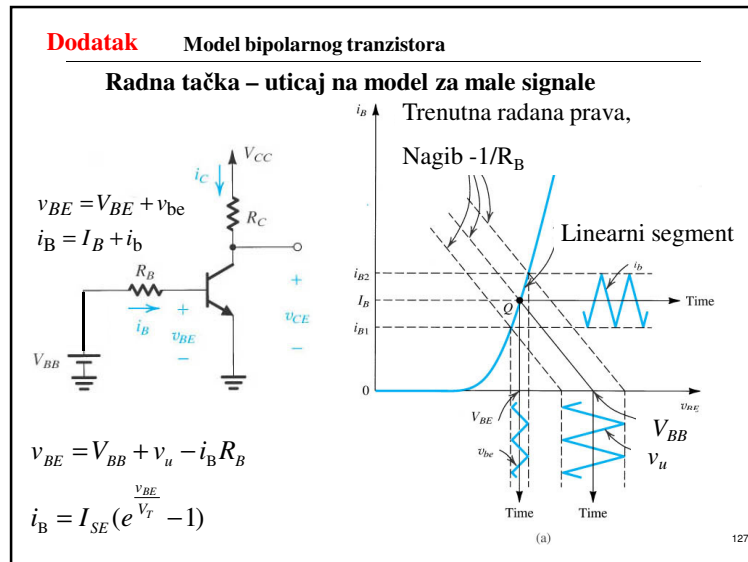
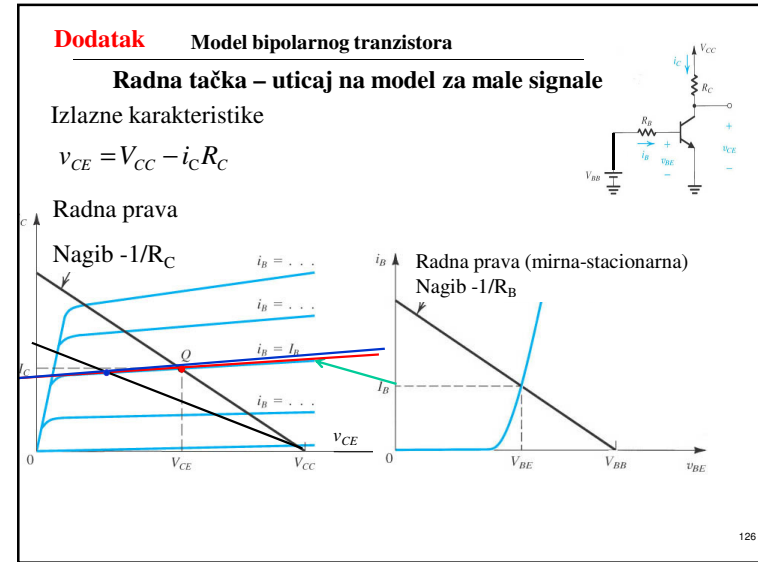
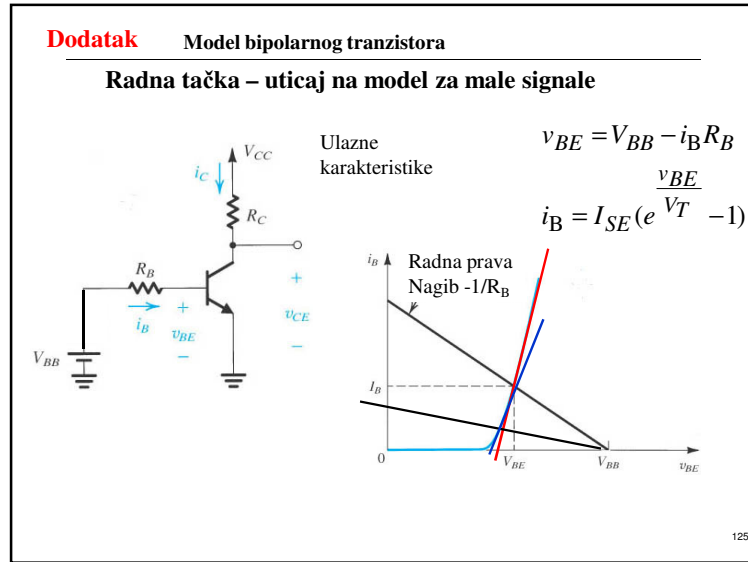
$$I_C = \alpha_F I_{SE} (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) - I_{SC} (e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1)$$

$$I_C \approx \alpha_F I_{SE} (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) + I_{SC} \approx \alpha_F I_{SE} (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1)$$

U aktivnom režimu I_C ne zavisi od V_{CE}

$$I_C \approx \alpha_F I_B = \beta I_B$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 124



Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Radna tačka – uticaj na model za male signale

Nagib $-1/R_C$

$v_{CE} = V_{CC} - i_C R_C = V_{CE} + v_{ce}$

$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$

$v_{ce} = -i_c R_C = -\beta i_b R_C$

129

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Veza između modela za velike i male signale

- Iz modela za velike signale može da se izvede malosignalni model.
- Obrnuto ne važi.

Hibridni π model

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 130

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Hibridni π model, varijanta g_m

$i_B = I_B + i_b$

$i_C = I_C + i_c$

$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$

$i_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}}$

$i_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} e^{\frac{v_{be}}{V_T}} = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$

Dinamička otpornost BE spoja

$r_{\pi} = \frac{1}{dI_B/dV_{BE}} \approx \frac{V_T}{I_B}$

I_B, I_C - Jednosmerne – veliki signal

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 131

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Hibridni π model, varijanta g_m

$e^x \approx (1+x)$ za $x \ll 1$

$i_C = I_C e^{\frac{v_{be}}{V_T}}$

$i_C \approx I_C (1 + \frac{v_{be}}{V_T})$ za $v_{be} \ll V_T$

$i_C = I_C + i_c \approx I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$

Važi za malo $v_{be} \ll V_T = 26mV$ za $T=300K$

I_C - Jednosmerna – veliki signal $i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be} = g_m v_{be}$

$g_m = \frac{I_C}{V_T}$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 132

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Hibridni π model, varijanta g_m

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$g_m \approx 39I_C$ za $T = 300K$ ($V_T = 26mV$)

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 133

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Hibridni π model, varijanta β

$$i_B = I_B + i_b$$

$$i_C = I_C + i_c$$

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

$$i_B = \frac{i_c}{\beta} = \frac{I_C + i_c}{\beta}$$

$$i_B = \frac{I_C}{\beta} + \frac{g_m v_{be}}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} = \frac{g_m}{\beta} v_{be}$$

$$r_{\pi} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{v_{be}}{\frac{g_m}{\beta} v_{be}} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta V_T}{I_C} = \frac{V_T}{I_B}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 134

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

T model

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E}$$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m}$$

$I_C = \alpha I_E \Rightarrow I_E = \frac{I_C}{\alpha}$

$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \alpha \frac{V_T}{I_C} = \frac{\alpha}{g_m}$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 135

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Određivanje h- parametara sa statičkih karakteristika

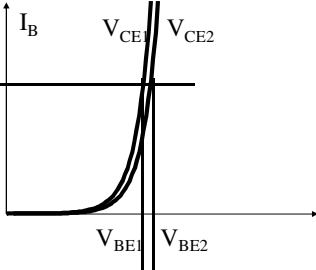
$$h_{11E} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE} = Const}$$

$$h_{11E} = \left. \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{I_{B2} - I_{B1}} \right|_{V_{CE} = Const} \approx x \text{ k}\Omega$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 136

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Određivanje h- parametara sa statičkih karakteristika

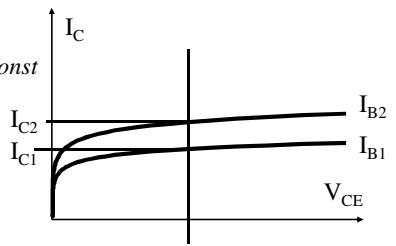
$$h_{12E} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B = \text{Const.}}$$


$$h_{12E} = \left. \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_{CE2} - V_{CE1}} \right|_{I_B = \text{Const.}} \approx 0$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 137

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Određivanje h- parametara sa statičkih karakteristika

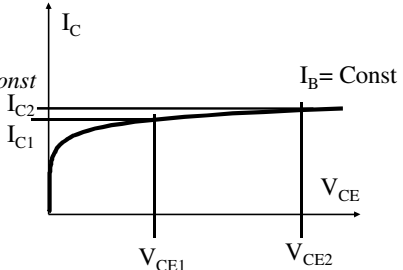
$$h_{21E} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE} = \text{Const}}$$


$$h_{21E} = \left. \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} \right|_{V_{CE} = \text{Const}} \approx 100$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 138

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Određivanje h- parametara sa statičkih karakteristika

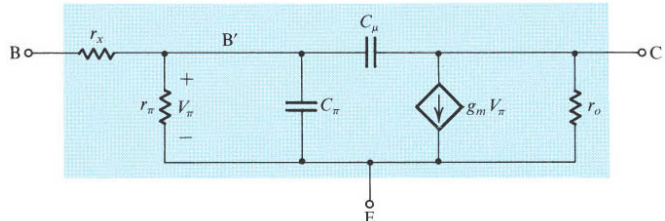
$$h_{22E} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B = \text{Const}}$$


$$h_{22E} = \left. \frac{I_{C2} - I_{C1}}{V_{CE2} - V_{CE1}} \right|_{I_B = \text{Const.}} \approx 0$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 139

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

VF model bipolarnog tranzistora



$$C_{\pi} = C_{de} + C_{je} = \tau_F \frac{I_C}{V_T} + \frac{C_{je0}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{0E}}\right)^m}$$

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu 0}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{0C}}\right)^m}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponentata 140

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

VF model bipolarnog tranzistora

$$h_{21E} = \frac{\beta_0}{1 + s(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$

$$\omega_\beta = \frac{1}{(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$

$$\omega_T = \beta_0 \omega_\beta$$

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 141

Model bipolarnog tranzistora **Dodatak**

Hibridni model – h parametri

Relacije između h-parametara konfiguracija ZC i ZB sa ZE kada se ima u vidu realna činjenica da je

$$h_{12E} \ll 1, h_{11E} h_{22E} \ll 1, h_{12B} \ll 1, h_{11B} h_{22B} \ll 1, h_{12C} \approx 1$$

$$h_{11B} \approx \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}} \ll h_{11E} \quad h_{11C} = h_{11E} \quad [\Omega = ohm]$$

$$h_{12B} \approx \frac{h_{11E} h_{22E}}{1 + h_{21E}} - h_{12E} \approx 0 \quad h_{12C} = 1 - h_{12E} \approx 1 \quad [V/V]$$

$$h_{21B} \approx -\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}} \approx -1 \quad h_{21C} = -(1 + h_{21E}) \approx -h_{21E} \quad [A/A]$$

$$h_{22B} \approx \frac{h_{22E}}{1 + h_{21E}} \approx 0 \quad h_{22C} = h_{22E} \approx 0 \quad [S = 1/\Omega = mho]$$

6. novembar 2018. Modeli poluprovodničkih komponenta 142

Dodatak Model bipolarnog tranzistora

Rezime

VF model bipolarnog tranzistora

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m}$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C}$$

$$C_\pi + C_\mu = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

$$C_\pi = C_{de} + C_{je}$$

$$C_{de} = \tau_F g_m$$

$$C_{je} \approx 2C_{je0}$$

$$C_\mu = \frac{C_{jc0}}{(1 + V_{CB}/V_{0c})^m}; \quad m = 0.3 - 0.5$$

6. novembar 2018. komponenta 143