

# RIPASSO

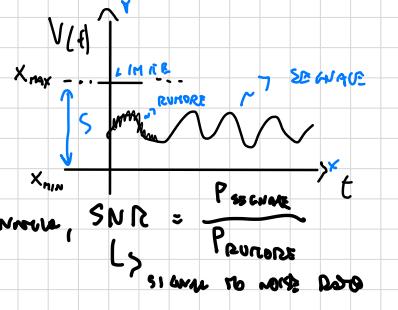
• SISTEMI ELETTRONICI: DATTI  $V(t) \in i(t)$   $\rightarrow$  INFORMAZIONE

• SEGNALE DINAMICA; COMPORTAMENTO DEL SEGNALE SULL'ASSE Y

$|x|$

$\hookrightarrow$  PSECUNDE, PRAURO, ESCURSIONE MINIMA, SNR =  $\frac{\text{PSECUNDE}}{\text{PRAURO}}$

BANDA: SEGNALE SIST. LINEARE NEL DOM. DI t



• L'INTERVALLO DI VARIAZIONE DI IL SEGNALE PUÒ ASSURENZIA SE CHIAMATO SWING:  $S = [X_{\min}, X_{\max}]$

• BANDA:

• INTERVALLO DI f IN CUI LO SPETTRO DEL SEGNALE È SIGNIFICATIVO (es. IN CUI È CONFIDENZIA IL 99%)  $\rightarrow$  BANDA LIMITATA

• SEGNALE CON  $f$  COSTANTE  $\rightarrow$  BANDA STRETTA  
" " " f VARIA  $\rightarrow$  BANDA LARGA

• SEGNALE ANALOGICO: CONTINUA NEL t E NON ABBREVIATO, LEGA AD UNA f:  $\mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$   
DIGITALE: DISCRETO NEL t E NON ABBREVIATO

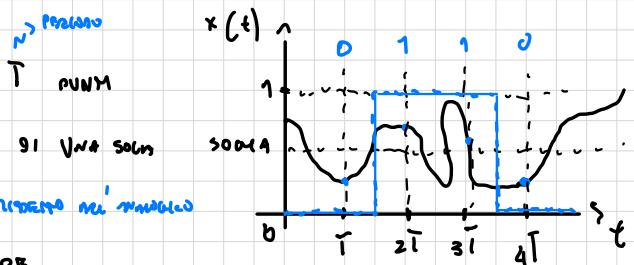
• DIGITALE:

• SU t I VALORI SONO DISCRETIZZATI IN M. T PUNTI

• SU X(t) SONO SOLO 0 E 1. UNA SOLA SCALDA

$\rightarrow X(t): \mathbb{N} \rightarrow \{0,1\}$   $\rightarrow$  PONTE MENO UNO SISTEMA NEL MIGLIOR

$\rightarrow$  DISCRETIZZAZIONE PERDENDO ALCUNI VALORI



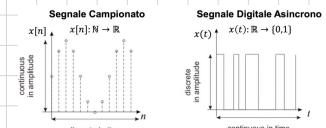
• SEGNALE CAMPIONATO:  $X(t): \mathbb{N} \rightarrow \mathbb{R}$   $\sim$  NON DISCRETIZZATO SU X(t)

• SEGNALE DIGITALE ASINCRONO:  $x(t): \mathbb{R} \rightarrow \{0,1\}$   $\sim$  NON DISCRETIZZATO SU t

• SCANSO DIGITALE:

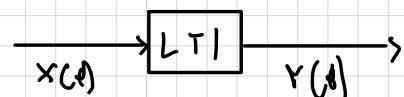
$$X_{dB} = 20 \log_{10} X \rightarrow A_V = \frac{V_2}{V_1} \rightarrow A_{V,dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{V_2}{V_1} \right|$$

$$A_P = \frac{P_2}{P_1} \rightarrow A_{P,dB} = 20 \log_{10} \left| \frac{P_2}{P_1} \right|$$



• SISTEMI LTI (LINEARI TEMPO ININFERMI):

SE IL SEGNALE IN I È  $f = f_0 \rightarrow$  IN O SERVIRÀ  $f = f_0$



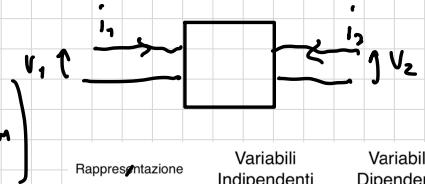
$$X(t) = X_0 \cos(\omega_0 t + \phi_x) \rightarrow Y(t) = \alpha(f_0) X_0 \cos(\omega_0 t + \phi_y + \Delta\phi(f_0))$$

## • RIPASSO GENERICO ELETTRONICA

• BIPOLI LINEARI  $\rightarrow$  DOPPIO BIPOLI LINEARI

$$\begin{pmatrix} V_1 \mapsto i \\ i \mapsto V \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} V_1, V_2, i_1, i_2 \\ i_1 \mapsto V, i_2 \mapsto V \end{pmatrix}$$

$$\left( V_1, V_2, i_1, i_2 \mapsto \begin{pmatrix} 6 \\ 2 \end{pmatrix} \text{ combinazioni} \right)$$



• IN ANALISI NON COPPIA scelta COME P. INDEPENDENTI  $\rightarrow$  RAPPRESENTAZIONE DIPOSESI

es. IN R:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow H: \begin{bmatrix} V_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad H': \begin{bmatrix} i_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{12} \\ h'_{21} & h'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Rappresentazione	Variabili Indipendenti	Variabili Dipendenti
R	$i_1, i_2$	$v_1, v_2$
G	$v_1, v_2$	$i_1, i_2$
H	$i_1, v_2$	$v_1, i_2$
H'	$v_1, i_2$	$i_1, v_2$
T	$v_2, -i_2$	$v_1, i_1$
T'	$v_1, -i_1$	$v_2, i_2$

## • D3 - DIODI

DISPOSITIVO ELETTRONICO AD 1 TERMINALE, NON CONSUMA

• ESPRESSIONE ANALITICA:  $i_D(V_D) = I_S \left( e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right)$

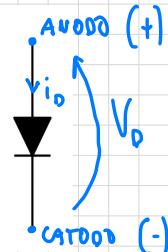
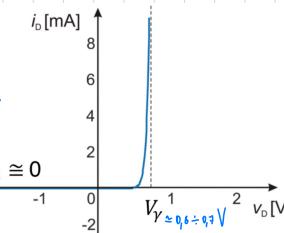
/  $I_S$ : COSTANTE DI SENSIBILITÀ  $\rightarrow i_D \mid V_D < 0$   
 $\eta$ : FATTORI DI NON IDEALITÀ,  $\uparrow \eta$  d  $i_D$

$$V_T = \frac{kT}{q} / k: \text{cost. di BOLTZMANN}$$

$$q = \text{carica elettron.} = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

$$\approx 26 \text{ mV}$$

•  $V_D$   $\left\{ \begin{array}{l} \text{POLARIZZAZIONE ORIENATA: } V_D > 0 \rightarrow i_D \text{ cresce rapidamente: quasi verticale per } V_D = V_g \approx 0,6-0,7 \text{ V} \\ \text{POLARIZZAZIONE INVERSA: } V_D < 0 \rightarrow i_D \mapsto I_S \approx 0, I_S < 0 \end{array} \right.$



POSIUM  $V_{DOL} \approx V_{BR2}$  POSIZ. DI  
DANNEGGIAMENTO 0,5-0,1000

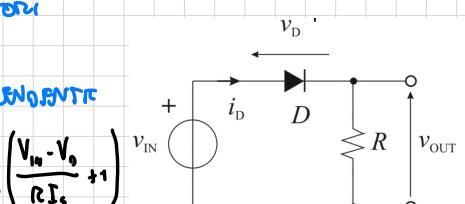
## • ANALISI DI CIRCUITI CON DIODI:

• SOLUZIONE NUMERICA:  $\rightarrow$  METODO COMPLESSO, SI USI IN SIMULATORI

CARATT. 01000  
 KVL  
 OHM

$$\left\{ \begin{array}{l} i_D = I_S \left( e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \\ V_{OUT} = V_{IN} - V_D \\ V_{OUT} = R i_D \end{array} \right. \quad \left. \begin{array}{l} i_D = \dots \\ V_{OUT} = \dots \\ \xrightarrow{\text{sost. in 1° eq}} \end{array} \right.$$

$$V_D = \eta V_T \ln \left( \frac{V_{IN} - V_D}{R I_S} + 1 \right)$$



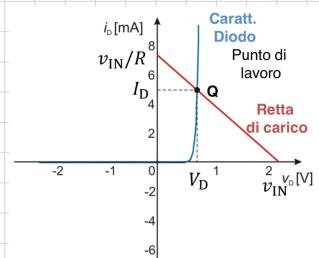
• METODO GRAFICO:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_D = I_S \left( e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \\ V_{OUT} = V_{IN} - V_D \\ V_{OUT} = R i_D \end{array} \right. \quad \xrightarrow{3^{\circ} \mapsto 2^{\circ}} \quad \left\{ \begin{array}{l} i_D = I_S \left( e^{\frac{V_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \\ R i_D = V_{IN} - V_D \end{array} \right.$$

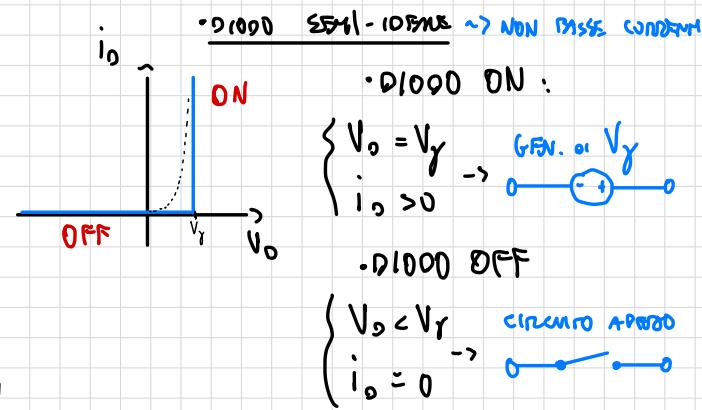
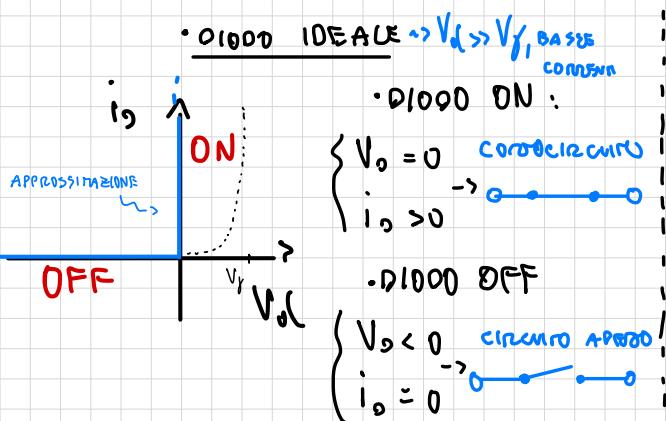
$$\therefore i_D = -\frac{1}{R} V_{OL} + \frac{V_{IN}}{R}$$

RETTA NEL PIANO  $V_D - i_D$

•  $Q = (V_D, i_D)$ : SOLUZIONE DEL SISTEMA



• MODO DI AMPIA-SEGNALE:  $\sim$  COND. QUASI STATIONARIA.



• NON POSSO CONOSCERE LO STATO DEL D1000 A PRIORI!

$\rightarrow$  MODO:

1. FAZIO DRAWS  $I_D$  SUO STATO ON/OFF OSI VOLT  $\rightarrow$  RIENZO I COSTRANZI SU VOLT
2. SOSPESO: OFF  $\mapsto$  CIRCUITO APERTO, ON  $\mapsto$  CIRCUITO CHIUSO DI  $V_T$
3. RIENZO LA COMBINAZIONE DRAWS  $I_D$ :

$$\left. \begin{array}{l} \text{OFF} \Leftrightarrow V_d < 0 / V_d < V_T \\ \text{ON} \Leftrightarrow i_d > 0 \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{ESPLORO NELLA CIRCONFERENZA DI VOLT} \\ \text{NON TROVO UNA COMBINAZIONE CORRETTA} \end{array}$$

$\rightarrow$  RIENZO OUT (IN)

### • ANALISI DI PICCOLO SEGNALE:

$\rightarrow$  SI USANO UNA MAGGIORE ACCURATEZZA IN UNA REGIONE DISTINTA DENTRO COMPARATIVAMENTE

• POSSO APPROSSIMARE LA CARATTERISTICA IN Q AD UNA RETTA:

$$\rightarrow i_d = I_s \left( e^{\frac{V_d}{V_T}} - 1 \right) \xrightarrow{\text{S. DI TAYLOR}} i_d \approx I_s + g_{dV} (V_d - V_0) \quad \left\{ \begin{array}{l} Q = (V_0, I_0) \\ V_0, I_0 \text{ VARIABILI DEL PIANO} \end{array} \right.$$

PER LINEA DI SEZIONE:  $\approx V_T$

DONE:

$$i_d \approx i_0 \Big|_{V_d=V_0} + \frac{s_{i_d}}{s_{V_d}} \Big|_{V_d=V_0} (V_d - V_0)$$

$$\cdot i_d \Big|_{V_d=V_0} = I_s \left( e^{\frac{V_0}{V_T}} - 1 \right) = I_s + \frac{s_{i_d}}{s_{V_d}} \Big|_{V_d=V_0} = \frac{I_s}{V_T} e^{\frac{V_0}{V_T}} \approx \frac{I_0}{V_T} = g_d = \frac{1}{r_d}$$

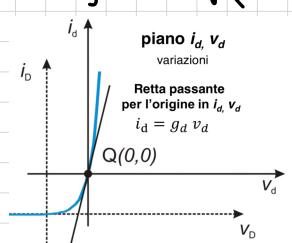
• SE SPORSO IL PIANO DI USCITA DA  $(0,0) \mapsto (V_0, I_0)$ :

$$\rightarrow i_d - I_0 = g_d (V_d - V_0) = i_d = g_d V_d \quad \left\{ \begin{array}{l} i_d = i_0 - I_0 \\ V_d = V_0 - V_0 \end{array} \right.$$

$$\rightarrow \boxed{i_d = g_d V_d}$$

$\rightarrow$  IN QUESTO MODO POSSO FAR RIFERIMENTO AD UN CIRCUITO REALE

• IL PROCESSAMENTO EL. NON LIN.  $\xrightarrow{\text{S. DI TAYLOR}}$  EL. LIN.  $\rightarrow$  È UNA SOLUZIONE A UNACCIATI DI. NON LINEARE



$$\rightarrow \text{METODO: } X = X + X(t) / X: \text{COMP. COSTANTE}, X(t): \text{COMP. VARIABILE}$$

- ✓ 1. DETERMINO IL PUNTO DI LAVORO  $Q = (V_0, I_0)$
- VACCO PER VARIAZIONI CONTINUE → PONNO  $X(t) = 0$
  - CONSIDERO SOLO LE COMPONENTI COSTANTI: SPETTANO I G.F.N., IN OUTORI E CONDENSATORI
  - UN.  $V_X \mapsto$  corrispondente  $\rightarrow$  CORRISPONDENTI  $(V_0 = 1, \frac{dV_0}{dt} = 0)$
  - L → CORRISPONDENTI  $(i_A = 1, \frac{di_A}{dt} = 0)$
  - C → CORRISPONDENTI  $(i_A = -\frac{dV_0}{dt} = 0)$

2. DETERMINO IL CIRCUITO EQ. DI DICHIARAZIONE:

CONSIDERO SOLO LE COMP. DI SEGNALE, SPETTANO QUESTE = COST.

PER EL. NON LINEARI: DETERMINO I ZONO PRATICI DI PICCOLO SEGNALE IN  $Q = (V_0, I_0)$  E SOSTITUISCO CON I LORO CIRC. EQUIVALENTI

→ PONNO  $X = 0$

$$\rightarrow D \mapsto y_{ol} = \frac{1}{R_0} = \frac{I_0}{V_0} = \frac{I_0}{y V_i}$$

3. VADO IN USCITA IN PICCOLO SEGNALE

POSSO USARE SOVRAPP. EFFEZZ., FORMULA DI FOURIER, ecc.

$$\rightarrow \text{OTTENGO } X = X + X(t)$$

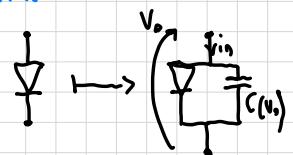
• CONIZI, DINAMI CMS!, ~VAR. RAPIDE

IL CONDENSATORE DI UN EL. NON DIPENDE SUL GACC' IN, MA ANCHE DA UNA SUA STORIA PASSATA

PER IL CASO:

$$D \mapsto D \parallel C(V_0) \quad / \quad C(V_0) = \underbrace{\frac{C_{s0}}{\sqrt{V_{s0} - V_0}}} + \underbrace{C_{d0} e^{\frac{V_0}{V_T}}}$$

Capacità di SVEGLIAZIONE Capacità di DIFFUSIONE



## • 04 - FISICA DEI SEMI CONDUTTORI (operazioni):

• SEMI CONDUTTORI: MATERIALI CON CARATTERISTICHE DI CONDUZIONE TDM ISOLANTI (discreti) e CONDUTTORI

→ PER OGNI MATERIALI:  $E_c > E_v$  (E CONDUZIONE) → c' LIBERTÀ DI MOVIMENTO, ALL'INTERNO DELLA GRANDEZZA

•  $E_c - E_v = E_g$ : BANDA PROIBITA  $E_c < E_v$  (E VALENZA) → e<sup>-</sup> USANO PEE FORME (LEGAMI)

→ CONDUZIONE: al seost. e<sup>-</sup> IN  $B > E_c$  / al SPOST. DI LACUNE IN  $B < E_v$   
Lavoro q<sup>-</sup> in movimento Lavoro q<sup>+</sup> in movimento

• DRAGGIO NEL SEMICONDUTTORE: INSERISCI UNO ZELETRO. UNO IONE<sup>+</sup> PISSO → + 1 e<sup>-</sup> LIBERATO ( $q^-$ )

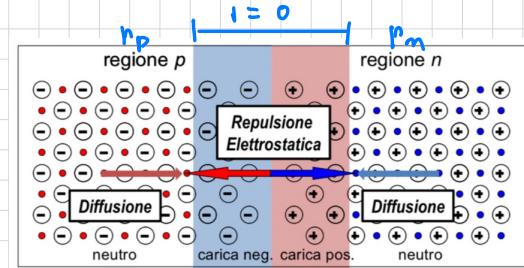
• DRAGGIO NEL SEMICONDUTTORE: .. .. .. .. IONE<sup>-</sup> PISSO → + 1 LACUNA LIBERATA ( $q^+$ )

• CONNESSIONE P-N (diodo):

1 REGIONE DROGATA p + 1 REGIONE DROGATA n

→ TENDENZA:  $\xrightarrow{\text{lacuna}} \xleftarrow{e^-}$

→ FINO AD UN PUNTO DI SOSPENSIONE IN CUI AVVIENE UNA REPULSIONE ELETTROSTATICA TRA LE 2 NUOVE REGIONI  
→ IN QUESTA REGIONE CENTRALE  $i = 0$

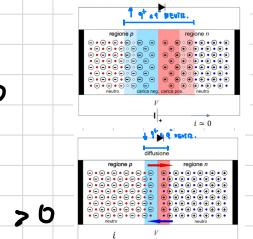


• POLARIZZAZIONE INVERSA ( $V > 0$  SUL  $p_n$ ):  $q^+ + q^-$  SI NEUTRALIZZANO

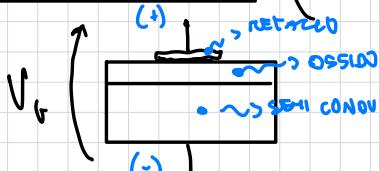
→  $\uparrow$  PARTE DEL POTENZIALE: MINORIS SPOSTAMENTO DI e<sup>-</sup> TRA  $p_p$  &  $p_n$  →  $i = 0$

• POLARIZZAZIONE DIRETTA ( $V > 0$  SUL  $p_p$ ):

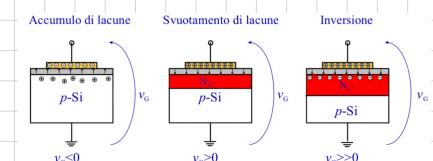
→ BARRIERA DI POTENZIALE: LACUNE SPOSTATE DI e<sup>-</sup> TRA  $p_p$  &  $p_n$  →  $i > 0$



• TRANSISTORE MOS (METALLO - OSSIDO - SEMICONDUTTORE):



→ CUSTO  $V_G$  PER MAGGIORARE LE CARATTERISTICHE DEL CONDOTTORE



→ TRANSISTOR MOS A TERMINALI (MOSFET):

•  $n^+$ : ZONA DROGATA  $n \gg 0$

→ IN RASSE A  $V_G$  → CONTROLLO  $i_D$  E  $V_{DS}$

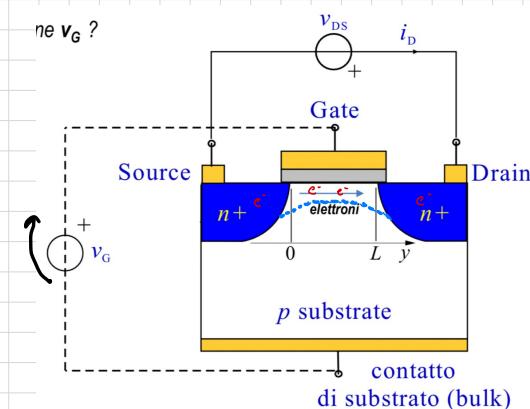
• SE APPLICO  $V_G > 0$ : e<sup>-</sup> TENDONO AD ACCUMULARSI

NELLA REGIONE VICINA AL GATE

SE IL n<sup>0</sup> DI e<sup>-</sup> VICINO AL GATE  $/V_G > V_{SOVRAPP}$

→ SCORSERETTO DI C<sup>-</sup> TRA S E D →  $i_D > 0$

→  $V_{DS} \neq 0$



## • DS - TRANSISTOR:

• IL TERMINALE DI BULK È CONSIDERATO CONNESSO A SOTTOELETTRONE:  $V_{bulk} \approx V_s$

• nMOS:  $i_D : D \rightarrow S$  ( $e^- : S \rightarrow D$ ), CONDUCE SE  $V_{GS} > V_s$

• pMOS:  $i_D : S \rightarrow D$  ( $q^+ : S \rightarrow D$ ), CONDUCE SE  $V_{SG} < V_s$

•  $V_{GS}$  INOLP.,  $i_D$  OLP.  $\rightarrow V_{GS}, V_{SG}$  INOLP.;  $i_D, i_G$  OLPNOM  $\rightarrow$  PARALLELO G

$$\rightarrow \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_1 \gamma_m \\ \gamma_2 \gamma_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ V_s \end{bmatrix} \rightarrow i = \bar{G} \bar{V}$$

• CARATTERISTICHE STATICHE ALL'INBUSSO:  $i_G = i_G(V_{GS}, V_{DS}) = 0, \forall V_{DS}, V_{DS}$

$$\rightarrow P_{in} = V_{GS} i_G = 0$$

• CARATTERISTICHE DI USCITA (nMOS)

SIA  $V_{TH}$ : V DI SOCCO ( $\approx mV$ )

•  $B$ : PARAM. TECHNOLOGICO

•  $\lambda$ : COST. MOBILITÀ CONCRETE ( $\gg g_{FE} \approx 0$ )

• SE  $V_{GS} < V_{TH} \rightarrow i_D = 0, \forall V_{DS}$  / OFF: DS  $\mapsto$  CIRCUITO APERTO

• SE  $V_{GS} > V_{TH}$ :

•  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \rightarrow i_D = \beta V_{GS} \left( V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right)$  / ON: DS  $\mapsto$  CONDENSATORE

$$\rightarrow V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH} \rightarrow DS \mapsto R_{on} = \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_{TH})}$$

•  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \rightarrow i_D = \frac{1}{2} \beta \left( V_{GS} - V_{TH} \right)^2 \left( 1 + \lambda V_{DS} \right)$  / SATURAZIONE: DS  $\mapsto$  GEN. DI  $i_D$  PILOTA (da  $V_s$ )

$$\rightarrow i_D \approx \frac{1}{2} \beta \left( V_{GS} - V_{TH} \right)^2$$

↳ TECNICA CORRETTIVA

$\rightarrow$

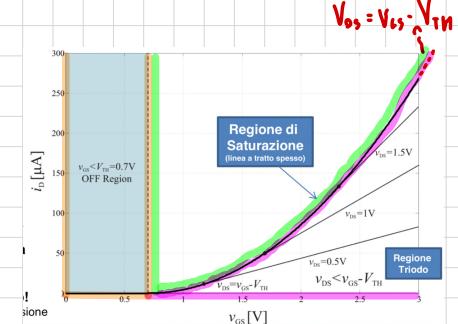
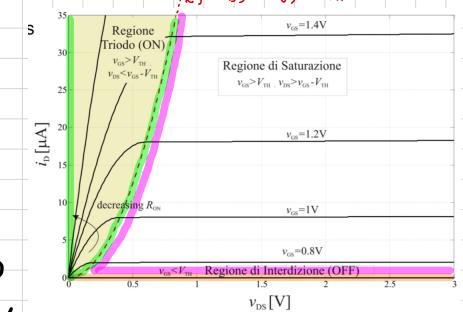
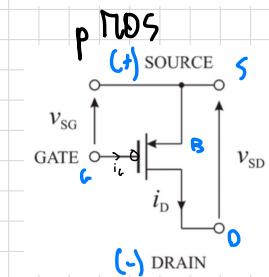
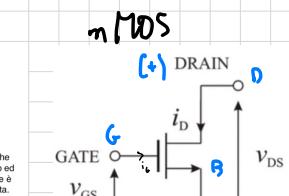
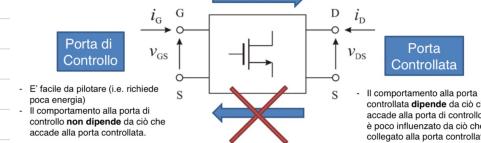
$$i_D = \begin{cases} 0 & , V_{GS} < V_{TH} \rightarrow OFF, DS \mapsto CIRCUITO APERTO (R_{on} \gg V_{DS} \ll V_{GS}) \\ \beta V_{GS} \left( V_{GS} - V_{TH} - \frac{V_{DS}}{2} \right) \left( 1 + \lambda V_{DS} \right) & , V_{GS} > V_{TH} \wedge V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \rightarrow ON, DS \mapsto CONDENSATORE \\ \frac{1}{2} \beta \left( V_{GS} - V_{TH} \right)^2 \left( 1 + \lambda V_{DS} \right) & , V_{GS} > V_{TH} \wedge V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \rightarrow SATURAZIONE, DS \mapsto GEN. DI i_D PILOTA (da V_s) \end{cases}$$

• (pMOS: ANALOGO nMOS, /  $V_{DS} \mapsto V_{SD}$ ,  $V_{GS} \mapsto V_{SG}$ )

• TRANSCARATTERISTICHE STATICHE ( $i_D(V_{GS}), nMOS$ ):

$$i_D = \begin{cases} 0 & , V_{GS} < V_{TH} \rightarrow OFF \\ \kappa V_{GS} + q, \text{ dipende da } V_{DS}, & , V_{GS} > V_{TH} \wedge V_{DS} < V_{GS} - V_{TH} \\ \frac{1}{2} \beta \left( V_{GS} - V_{TH} \right)^2 & , V_{GS} > V_{TH} \wedge V_{DS} > V_{GS} - V_{TH} \end{cases}$$

• (pMOS: ANALOGO nMOS, /  $V_{DS} \mapsto V_{SD}$ ,  $V_{GS} \mapsto V_{SG}$ )



○ TRANSISTORI BIPOLARI (BJT)  $\rightarrow pnp + npn$   
 ~> BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR (SI PESA RIFERIMENTO SOLO  
 nL nPn)

• 2 PORTE:

- BE: BASE-EMETTORE }  $V_{BE} \rightarrow$  VAR. INOP.
- CE: COLLETTORE-EMETTORE }  $i_C \rightarrow$  VAR. DIPENDENTE

• CARATTERISTICA DI INGRESSO:  $\rightarrow i_B(V_{BE})$

$$i_B = i_S \left( V_{BE} \right) = I_s \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \text{ per } i_B > 0$$

$\rightarrow$  NON DIPENDE DALL'VECITA  $V_{CE}$

$$\rightarrow P_{in} = V_{BE} i_B \neq 0$$

• CARATTERISTICA DI USCITA:  $\rightarrow i_C(V_{CE})$

$$i_C = \begin{cases} 0 & , V_{BE} < V_f / OFF \\ f(V_{BE}, V_{CE}) & , V_{BE} \geq V_f \wedge V_{CE} < V_{CE,sat} / ON \\ \beta I_s \exp \left( \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) & , V_{BE} \geq V_f \wedge V_{CE} > V_{CE,sat} / REGIONE ATMVA \\ L \approx \beta i_B \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) & , V_{BE} \geq V_f \wedge V_{CE} > V_{CE,sat} / REGIONE ATMVA \end{cases}$$

/ P: APPL. DI COSTANTE ( $i_C = \beta i_B$ ),  $V_{CE,sat}$ : TENS. DI Saturazione,  $V_f$ : FASE VOLTAZIONE ANDROLOGA A  $\frac{1}{2}$  DEL NIB

• TRANSDATTORISTICA STANLEY:  $\rightarrow i_C(i_B)$

$$i_C = \beta i_B \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \text{ IN REGIONE ATMVA}$$

$\rightarrow$  SE  $V_A \gg \rightarrow i_C$  INOP. DA  $V_{CE}$

• MOS IN APPL. ANALOGHE:

• TR.MOS è UN GUOCO PNPZ. ( $\cong$  IN REG. DI Saturazione  $\rightarrow$  POLARIZZO IL MOS TRAMITE  $i_e$  E  $V$  COMUNQUE SOMMATE ALLE GATE DA SUPERPOSE

$\rightarrow$  SONO OISD. PASSIVI:  $P_{loss} > P_{drive}$

$L \rightarrow$  PUSSERE ATTIVI PER IL SEGNALE  $(V_{GS} \text{ SULLE SELLE})$

• PORTA DI INGRESSO:  $V_{GS} = V_{in} + V_{GS}$   $\left/ V_{GS}, V_{DD} \right.$

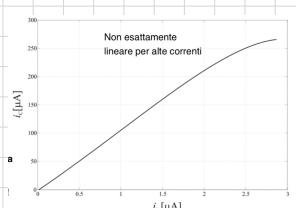
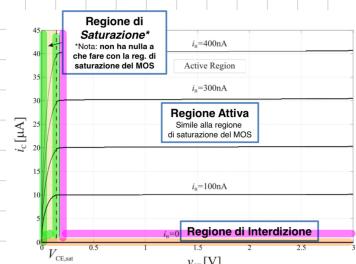
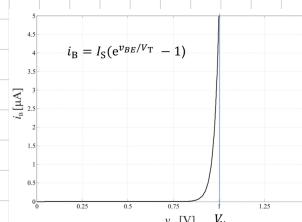
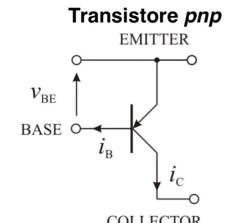
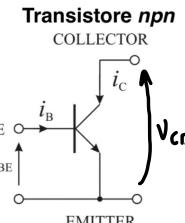
• PORTA DI USCITA:  $V_{DS} = V_{DD} - R i_D$   $\left/ \text{UN. DI POLARIZZAZIONE} \right.$

• MOS IN APPL. DIGITALI:  $\rightarrow$  USATO COME INTERRUTTORE CONTINUO DA  $V_V$

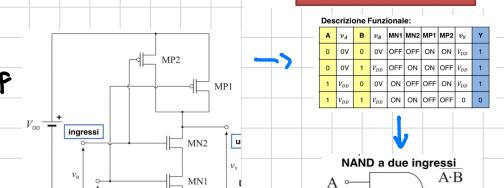
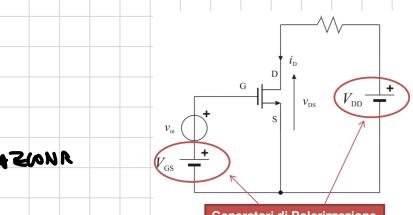
$$V_t = \begin{cases} V_{DD} \rightarrow 1, \text{ ON} \\ 0 \rightarrow 0, \text{ OFF} \end{cases}$$

$$V_t = \begin{cases} V_{DD} - V \rightarrow 0, \text{ OFF} \\ 0 \rightarrow 1, \text{ ON} \end{cases}$$

pMOS



$\rightarrow$  IN INI.:  $V_{GS} = V_{DD}$  FAZ. POLARIZZAZIONE



Descrizione Funzionale:									
A	B	C	D	MN1	MN2	MP1	MP2	v <sub>y</sub>	v <sub>y</sub>
0	0V	0	0V	OFF	OFF	ON	ON	V <sub>DD</sub>	1
0	0V	1	V <sub>DD</sub>	OFF	ON	ON	OFF	V <sub>DD</sub>	1
1	V <sub>DD</sub>	0	V <sub>DD</sub>	ON	OFF	ON	OFF	V <sub>DD</sub>	1
1	V <sub>DD</sub>	1	V <sub>DD</sub>	ON	ON	ON	OFF	0	0



## • ANALISI DI CIRCUITI CON MOS:

•  $V_{GS}, V_{DS}$  INOUT;  $i_G, i_D$ , DIPENDENTI  $\sim$  PARAMETRI G:  $[I] = [G][V]$

$\rightarrow$  SEPARO LE CORR. DI POOLIZZAZIONE E PIANO DI SCAMBIO

$$\begin{cases} V_{GS} = V'_{GS} + V_{YS} \\ V_{DS} = V'_{DS} + V_{DS} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_G = I_G + i_Y \\ i_D = I_D + i_D \end{cases}$$

$$[i] = [T; Y_T] \begin{bmatrix} V'_{GS} \\ V'_{DS} \end{bmatrix}$$

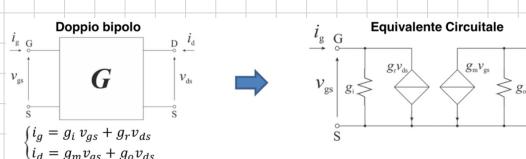
$$Q = \left( V'_{GS} (= V_{GS}), V'_{DS} (= V_{DS}) \right)$$

• IN LINEARE:

$$\begin{cases} i_Y = \gamma_i V_{YS} + \gamma_r V_{DS} \\ i_D = \gamma_m V_{YS} + \gamma_o V_{DS} \end{cases}$$

IN MOS:  $i_Y = 0$

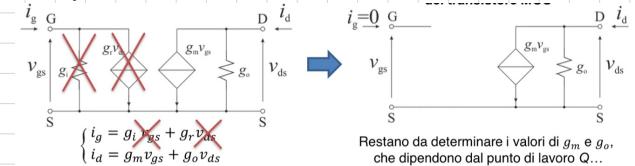
$$\begin{aligned} g_L &= \frac{\partial i_G}{\partial V_{GS}}|_Q = 0 \\ g_m &= \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}|_Q \\ g_o &= \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}|_Q \end{aligned}$$



IN MOS:  $i_Y = 0$

$$i_Y = 0$$

$$\begin{cases} i_Y = 0 \\ i_D = \gamma_m V_{YS} + \gamma_o V_{DS} \end{cases}$$



Restano da determinare i valori di  $g_m$  e  $g_o$ , che dipendono dal punto di lavoro  $Q$ ...

• IN  $Q(V_{GS}, V_{DS})$ :

• SE IN R. DI SINTESI:  $i_D = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_{TM})^2 (1 + \lambda V_{DS})$

$$\rightarrow \gamma_m = \frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}} \Big|_Q = \frac{Z I_D}{V'_{GS} - V_{TM}} \approx \sqrt{2 I_D \beta} = \beta (V_{GS} - V_{TM})$$

$$\gamma_o = \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}} \Big|_Q = \frac{1}{2} \lambda \beta (V_{GS} - V_{TM})^2 \approx \lambda I_D \quad (\text{SPESSO} \approx 0)$$

$$\rightarrow \text{BJT: } g_{II} \neq 0 = \frac{I_B}{V_T}, \gamma_m = \frac{I_C}{V_T}, \gamma_r = 0, \gamma_o = \frac{I_C}{V_A}$$

• LINEARIZZAZIONE IN Q ACCERCIANO ( $\Rightarrow$  MOS IN R. DI SINTESI)

• METODO:

$$1. \text{ DETERMINA } Q = (V'_{GS}, V'_{DS})$$

• PARMA  $M_p$  QUADRA STATO DI MOS E MISTO IN R. DI SINTESI  $\approx M_p$

2. RET. CIRCU. EQ. PER PIANO DI SCAMBIO

3. RICHISE CONDIZIONI MINIME AL DEC. DI PIANO DI SCAMBIO

• EFFETTI REATTIVI:

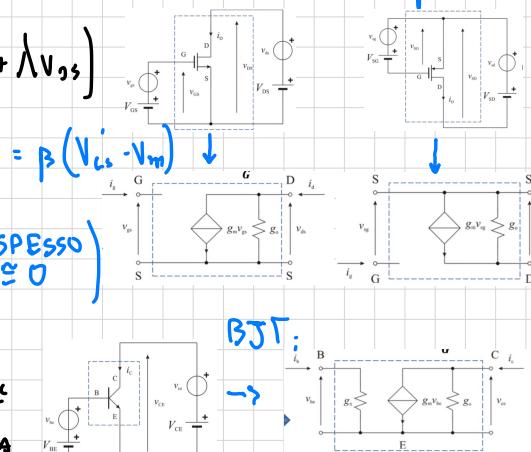
• SE IL  $S(f)$  VERA LINEARE  $\rightarrow$  3 EFFETTI REATTIVI, RAPP. CON C PROSSIM NON-LINEARE

$\rightarrow$  USO IL DOM. DI LAPLACE PER DISOLVERE IL CLAUDIO

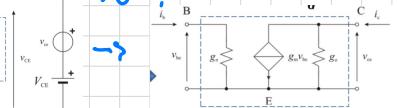
$$\cdot C \leftrightarrow Z = \frac{1}{sC} \quad (\text{AMMETTE } Y = sC)$$

IN MOS:

$$p \text{ MOS:}$$



BJT:



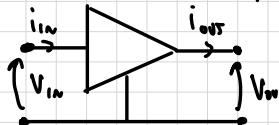
$$\frac{2 I_D}{V_{GS} - V_{TM}} = \sqrt{2 I_D \beta}$$

$$\rightarrow \sqrt{V_{CC} - V_{TM}} = \frac{2 I_D}{\sqrt{2 I_D \beta}}$$

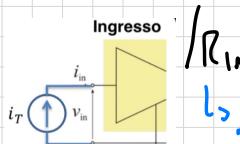
$$\rightarrow V_{GS} = \frac{\sqrt{2 I_D}}{\beta} + V_{TM, \text{IN SAT.}}$$

## 09 - AMPLIFICATORI:

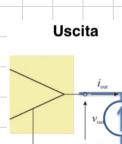
$$\cdot x(t) \rightarrow A \rightarrow v(t), v(t) = Ax(t)$$



**NUOVE ZELETTA (circ. mn 100%)** SI PRESENTANO QUANTE RESISTENZE D'INVERSIONE E D'USCITA OLTRE AI WIDGINI



$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_T}$$



$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_T}$$

• Gli amplificatori si caratterizzano da:

$$\begin{cases} R_{in} = R_{out} \\ A_v / g_m / R_m / A_i \end{cases}$$

**OPPOZIO BIPOLU:**  
UMI/IMBALLO/UNMIDI

$$V_{in}, i_{in} \leftrightarrow V_{in}, V_{out}$$

$$\text{L} \rightarrow h_{11}, h_{21}, h_{12}, h_{22} = 0$$

$$\rightarrow \begin{cases} R_{in} = 1/h_{11} = h_{11} = r_{11} = 1/y_{11} \\ R_{out} = h_{22} = 1/h_{22} = h_{22} = 1/y_{22} \end{cases}$$

$\rightarrow R_{in}, R_{out}$  PRODUCCIONE DI STABILITÀ IL  
MPO DI AMPLIFICATORE, NON IL SUDORIO STESO (MECCANICO)

• AMPL. DI POTENZA (consiamo npl. di V):

$$\cdot \text{IDEALE } (R_{in} \rightarrow \infty) : A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \approx \frac{R_L}{V_{in} i_{in}} = \frac{A_v V_{in}}{R_L i_{in}}$$

$\rightarrow \infty$  IMPOSSIBILE, P. GENERATA ORZ  
NELL'ALIMENTAZIONE

$$\rightarrow \text{NUOVA COSTA IN } P_{out} \text{ (c) } P_{AC} = V_{AC} i_{AC} \quad / \quad P_{out} \geq P_{AC} + P_{in} \rightarrow \text{AMP. ASSORBE ENERGIA, S'UN SUSCINTO POSSA}$$

$$\cdot \text{EFFICIENZA ENERGETICA: } \eta = \frac{P_{out}}{P_{AC} + P_{in}} \approx \frac{P_{out}}{P_{AC}}$$

$$\rightarrow \text{CASO REALE (consiamo } R_{in}, R_{out}) : A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{R_L R_{in}}{(R_{out} + R_L)^2} A_v^2 \quad / \quad P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_{in}}, P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R_L + R_{out}}$$

• STADI AMPLIFICATORI MOS (a simulo transistori):

È POSSIBILE OTTENERE AMPLIFICATORI A PARITÀ DI TUTTI I TRANSISTORI

• SOURCE COMUNE (SC):

$$\cdot A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} : \text{CONV. GEN.}$$

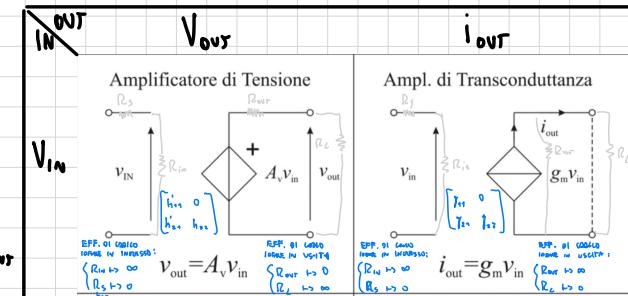
STADIO INVERTIRE:  $V_{in} \rightarrow V_{out}$

$$\rightarrow \text{PARZ. DI I} : \frac{V_{out}}{R} = \frac{R_o}{R+R_o} y_m V_{in} \rightarrow A_v = \frac{R_o R}{R+R_o} y_m = -(R_o // R) y_m$$

$$\cdot R_{in} = \frac{V_T}{I_T} \quad |_{V_{out}=0} \quad \rightarrow \infty \quad \rightarrow I_T = 0$$

$$\cdot R_{out} = \frac{V_T}{I_T} \quad |_{V_{in}=0} = R // R_o$$

$\frac{R_{in} R_{out}}{R_{in} + R_{out}} \rightarrow$  AMP. DI TRANSDUCIMENTO



Amplificatore di Tensione:  $v_{out} = A_v v_{in}$

Ampl. di Transconduttanza:  $i_{out} = g_m v_{in}$

Ampl. di Transresistenza:  $v_{out} = R_m i_{in}$

Amplificatore di Corrente:  $i_{out} = A_i i_{in}$

	$A_v$	$R_{in}$	$R_{out}$	commenti
Source Comune	$-A_R$ $-g_m (R    r_o) < 0$	$\rightarrow \infty$	$R    r_o$	- $R_o$ e $R_{in}$ elevate $\rightarrow$ buon ampl. di transconduttanza - Amplificazione di tensione invertente, anche elevata in modulo
Drain Comune	$\frac{g_m R}{1 + g_m R} < 1$	$\rightarrow \infty$	$A_v \approx \frac{1}{g_m}$	- $R_o$ elevata, $R_{in}$ ridotta $\rightarrow$ buon ampl. di tensione - L'amplificazione di tensione $A_v$ è sempre minore di 1 in modulo
Gate Comune	$A_R$ $\approx g_m (R    r_o) > 0$	$\approx \frac{1}{g_m}$	$A_i, R    r_o$	- $R_{in}$ ridotta, $R_{out}$ elevata $\rightarrow$ buon ampl. di corrente - L'amp. di tensione $A_i$ è non invertente e può essere elevata

TRANSCONDUTTANZA:  
 $i_{out} = V_{in}$

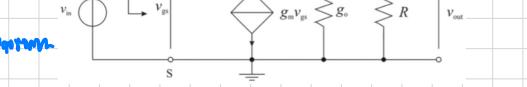
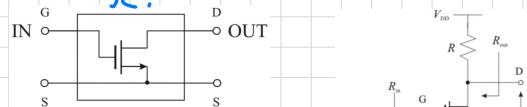
OI TENSIONE:  
 $V_{out} = A_v V_{in}$

OI CORRENTE:  
 $i_{out} = A_i i_{in}$

$$\frac{P_{in}}{P_{out}} = \frac{V_{in}^2}{R_{in}} \quad / \quad \frac{V_{out}}{R_L + R_{out}} = \frac{V_{out}}{R_L} \frac{A_v V_{in}}{R_L + R_{out}} \cdot \frac{A_v V_{in}}{R_L + R_{out}}$$

$$\text{MOS o BJT, } y_m = \frac{2T_0}{V_{ds}-V_M}, y_0 = 1$$

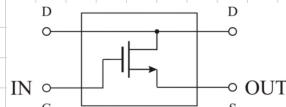
SC:



## DRAIN COMUNE (DC)

$A_V$ :

$$\text{PRES. DI } I : \frac{V_{out}}{R} = \frac{R_o}{R_o + R} \gamma_m V_{DS}$$



$$\text{KVL @ M_CUT: } V_{IN} = V_{DS} + \frac{R_o R}{R_o + R} \gamma_m V_{DS}$$

$$R' = R_o / R$$

$$\rightarrow A_V = \frac{R_o R}{R_o + R} \gamma_m \frac{1}{\left( g_o + \frac{R_o R}{R_o + R} \gamma_m \right)} = \frac{\gamma_m R}{1 + \gamma_m R'}$$

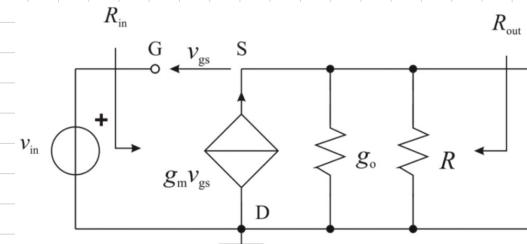
$$\cdot R_{IN} \rightarrow \infty \quad (I_T = 0)$$

$$\cdot R_{OUT} = \frac{V_T}{I_T} = \frac{-V_{DS}}{I_T} \quad / \text{KCL @ S: } \gamma_m V_{DS} + I_T = -\frac{V_{DS}}{R_o}$$

$$\rightarrow I_T = -V_{DS} \left( \frac{1}{R_o} + \gamma_m \right)$$

$$\rightarrow R_{OUT} = \frac{1}{\frac{1}{R'} + \gamma_m} = \frac{R'}{1 + \gamma_m R'}$$

$\xrightarrow{R_{IN} \rightarrow \infty}$  AMPL. DI TENSIONE  
 $\xrightarrow{R_{OUT} \rightarrow 0}$



## GATE COMUNE (AC)

$$\cdot A_V = \gamma_m R' + \frac{R'}{R_o} \approx \gamma_m R'$$

NON INFUNDE

$$\cdot R_{IN} = \frac{R_o + R}{\gamma_m R_o + 1} \approx \frac{1}{\gamma_m}$$

$$\cdot R_{OUT} = R' \quad \xrightarrow{R_{IN} \rightarrow 0} \text{AMPL. DI TENSIONE}$$

AMPLIF(LAT(DC))  $\rightarrow$  PIÙ STADI:

$$\cdot n \text{ stadi: } A_{V, \text{TOT}} = \prod_{i=0}^{n-1} A_{V,i}$$

$\rightarrow$  PER ANALIZZARE UN CIRCUITO SOLO IN AC, DRAI FARE IN MODO CHE LA DC DI VO

STADIO NON INFUNDE LO STADIO SUCCESSIVO  $\rightarrow$  INTERPODENDO IL CIRCUITO CON IL VOLTAGE SOURCE

PER PENSARE AL DC

$\rightarrow$  PER IL POWER IN DC: C  $\rightarrow$  CIR. AMPL.

$\rightarrow$  PER IL SEGUENTE C  $\rightarrow$  CIR. AMPL.



## LIMITAZIONI AMPLIFICATORI REACT:

### LIMITAZIONI DI BANDA:

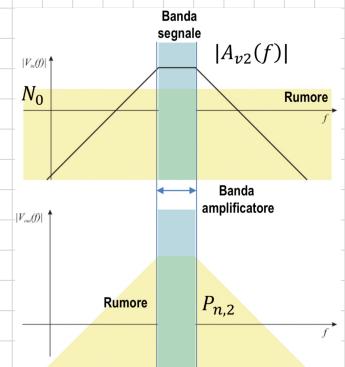
IL COMPORTAMENTO DI UN AMP DEVE AVERE APERTE OREME DI 251 SECONDI, PER VIA DI EFFEZZI PARASSITI O DI RESISTENZE.

IN UN'INTERVALLA DELLA BANDA DI  $f$  (BANDA 251' AMPLIFICATORE):

→ AMPL. E IMPEDIMENTI SONO COSTANTI E COST. IN  $f$

→ F.L. RESISTENZA (es. C) → CIRCUITI / CIRCUITI AMPLI.

→ B SECONDI E B ANDAMENTI E B SECONDI  $\approx$  B AMPL.  
L'EFFETTO NON MODIFICA ANCHE IL RUMORE.



### LIMITAZIONI DI DINAMICA:

LA DINAMICA DI  $|V_{out}|$  E  $V_{out}$  E LIMITATA → SENSI DI Saturazione  
degli sez.  $\rightarrow$  CLIPPING

• DINAMICA TENSIONE USCITA:  $V_{out,min} < V_{out}(t) < V_{out,max}$

• DINAMICA CORRENTE INGRESSO:  $I_{out,min} < i_{out}(t) < I_{out,max}$

• LIMITAZIONI SUL CARICO  $R_L$  POSSIBILE ALL'USCITA:

$$R_L > \max \left\{ \frac{V_{out,max}}{I_{out,max}}, \frac{V_{out,min}}{I_{out,min}} \right\}, \therefore \left\{ \begin{array}{l} \frac{V_{out,min}}{R_L} < i_{out}(t) < \frac{V_{out,max}}{R_L} \\ I_{out,min} < i_{out}(t) < I_{out,max} \end{array} \right.$$

PENSARE  
ESENTE  
SOGLIE!

• LIMITAZIONI SU DINAMICA D'INGRESSO:

es. AMPL. DI V:  $V_{out}(t) = A_v V_{in}(t)$

$$\rightarrow \frac{V_{out,min}}{A_v} < V_{in}(t) < \frac{V_{out,max}}{A_v}$$

Amplificatore di Tensione	Amplificatore di Transconduttanza
$V_{out,min} < v_{out}(t) < V_{out,max}$ $v_{out}(t) = A_v v_{in}(t)$	$I_{out,min} < i_{out}(t) < I_{out,max}$ $i_{out}(t) = g_m v_{in}(t)$
$\frac{V_{out,min}}{A_v} < v_{in}(t) < \frac{V_{out,max}}{A_v}$	$\frac{I_{out,min}}{g_m} < v_{in}(t) < \frac{I_{out,max}}{g_m}$
Amplificatore di Transresistenza	Amplificatore di Corrente
$V_{out,min} < v_{out}(t) < V_{out,max}$ $v_{out}(t) = R_m i_{in}(t)$	$I_{out,min} < i_{out}(t) < I_{out,max}$ $i_{out}(t) = A_i i_{in}(t)$
$\frac{V_{out,min}}{R_m} < i_{in}(t) < \frac{V_{out,max}}{R_m}$	$\frac{I_{out,min}}{A_i} < i_{in}(t) < \frac{I_{out,max}}{A_i}$

### LIMITAZIONE DI SLEW RATE:

LIMITAZIONE SULLA VELOCITÀ DI VARIAZIONE DI  $V_{out} \rightarrow SR^- < \frac{d|V_{out}|}{dt} < SR^+$

### RUMORE:

$$Y = A(x + n_0) = Ax + An_0 \quad / \quad E[x^2(t)] = \bar{x}^2 = P$$

$$\cdot \text{SIGNAL TO NOISE RATIO (SNR)}: \text{SNR}_{in} = \frac{P_{in}}{P_n} = \frac{\bar{x}^2}{\bar{n}_0^2}$$

→ ANCHE UN AMP. SENZA RUMORE:  $Y = A(x + n_0) + n = Ax + An_0 + n$

$$\rightarrow \text{SNR}_{out} = A^2 \bar{x}^2 / (A^2 \bar{n}_0^2 + \bar{n}^2) = \bar{x}^2 / \bar{n}_0^2 + \frac{\bar{n}^2}{A^2} \leq \text{SNR}_{in} = \frac{\bar{x}^2}{\bar{n}_0^2} \quad \Rightarrow \text{SNR}_{out} < \text{SNR}_{in}$$

$$\cdot \text{AMPL. IN CASA} (sn. 3): n_{eq} = \frac{n_1}{A_1} + \frac{n_2}{A_1 A_2} + \frac{n_3}{A_1 A_2 A_3}$$

→ IL CONTRARARIO DEL RUMORE DI UNO STADIO DI AMPLIFICA DIPENDE DA AMP. + BLOCCO DI CONTROLLO

→ SE  $A_1, A_2, A_3 \gg 1 \rightarrow$  IL 1° STADIO È QUASI CRISTALLO  $\rightarrow$  RISULTA PIÙ IN MODO  
L'S. LNA, LOW NOISE AMPLIF.

MA SÌ NELLA POSIZIONE

## • OFFSET E TOLERANZA DI FABBRICAZIONE:

$$x + \Delta x \rightarrow A \rightarrow Ax + A\Delta x : \text{analisi della cell' offset}$$

→ risolti dati retroazione: OP. AMP.

## • DISTORSIONE NON LINEARE

ERRORE SULLE M<sup>E</sup>C' APPROSSIMAZIONE DELL' OPERAZIONE A LINEARE

$$\rightarrow S. di TAYLOR: V = \underbrace{A_x}_\text{AND.} + \underbrace{A_2 x^2}_\text{LINEARE} + A_3 x^3 + \dots$$

$$\rightarrow \text{IN GENERALE: NON-LINEARITÀ DI ORDINE } n \rightarrow \text{ERRORE } \propto \int_0^x V^n dx$$

$\rightarrow$  PRESENZA DI ARMONICA A  $n f_0$ :

$$\cdot \text{DISTORSIONE ARMONICA DI ORDINE } n: HD_n = \left| \frac{V_n}{V_1} \right|_{dB}, \text{ TMD} = \left| \frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}{V_1^2} \right|_{dB}$$

• 07 - AMPLIFICATORI OPERAZIONALI:  $\Rightarrow A_{ol} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx 10^4 \div 10^6$  (80-120 dB)

RISOLVONO I PRINCIPALI PROBLEMI DEGLI AMP.: { EFFETTI DI CIRCUITO DIFFICILI DA OTTENERE ACCURATEZZA PARAMETRI SCARSA, FORTE VOLATILITÀ E FLUTTUAZIONI.

$\Rightarrow$  GLI OP. AMP. RISOLVONO QUESTI PROBLEMI GRAZIE ALLA RETROAZIONE NEGATIVA

### • RETROAZIONE NEGATIVA:

$$\left\{ \begin{array}{l} V = A(x - \beta V) \rightarrow V = \frac{A\beta}{1 + A\beta} \frac{1}{\beta} x \\ \varepsilon = x - \beta V \end{array} \right. \quad \text{= T: GAIN ANELLO}$$

$$A \gg \infty \rightarrow T \gg \infty \quad \left\{ \begin{array}{l} V \rightarrow \frac{1}{\beta} x \\ \varepsilon \rightarrow 0 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} A: \text{GAIN. DI ANELLO APERTO} \\ T = A\beta: \text{GUADAGNO DEL CIRCUITO APERTO} \\ 1/\beta: \quad " \quad " \quad " \quad \text{CHIUSO} \end{array}$$

$\rightarrow$  È INSENSIBILE A EFF. DI CIRCUITO, IN ONDATO  $V$  C).!  $\beta$

• CONSIDERANDO UNA NON-IDEALITÀ:  $V = A(x - \beta V) + \eta$  TOPOLOGIE, EFF. DI LUCE, ecc.

• OP. AMP.:  $\Rightarrow (i^+ = i^- = 0, V^+ = V^-)$

• TENSIONE DIFFERENZIALE D'INGRESSO:  $V_{ol} = V^+ - V^-$

• TENSIONE DI STATO COMUNE D'INGRESSO:  $V_{cm} = \frac{V^+ + V^-}{2}$

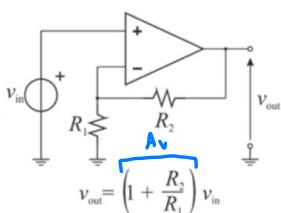
•  $V_{out} = A_{ol} V_{ol}$  / IDEALITÀ  $\Rightarrow A_{ol} \rightarrow \infty$

• CONSIDERO  $R_{in}, R_{out} \neq 0$ :

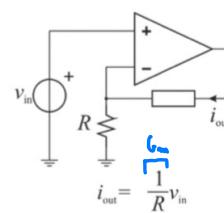
$\rightarrow$  SE  $A_{ol} \gg 0 \rightarrow R_{in}, R_{out}$  SONO  
LIVELLO AD EFFETTI DI CIRCUITO

### • OP. AMP. IDEALI:

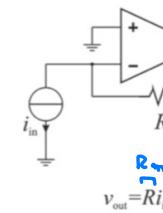
Amplificatore di Tensione



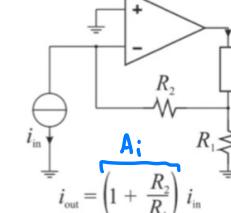
Amplificatore di Transconduttanza



Amplificatore di Transresistenza



Amplificatore di Corrente



$R_{in} \rightarrow \infty, R_{out} \rightarrow 0$

$R_{in} \rightarrow \infty, R_{out} \rightarrow \infty$

$R_{in} \rightarrow 0, R_{out} \rightarrow 0$

$R_{in} \rightarrow 0, R_{out} \rightarrow \infty$

• CIRCUITI BASICI SU OP. AMP.:

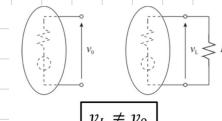
### • VOLTAJES FOLLOWER:

SENZA PEC MATERIALE:  $V_{out} = V_{in}$ , SE  $\exists R_L$

$\rightarrow$  IL CIRCUITO SI SERVE NON SEMPRE.

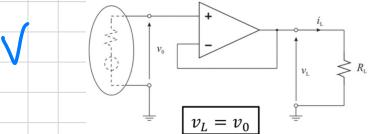
$\hookrightarrow$  RISULTA DIRETTAMENTE  $V_L$

X



$$V_L \neq V_0$$

✓



$$V_L = V_0$$

### ANPL. INVERTENTE:

$$A_V = -\frac{R_2}{R_1}, \therefore V_{R_2} = -\frac{i_R}{R_1} R_2$$

$$R_{IN} = R_1, R_{OUT} = 0$$

### ANPL. ESPONZIALE:

• CONSIDRA IL CIRCUITO DEL' ANPL. INVERTENTE:

$$\rightarrow R_1 \mapsto D1000$$

$$V_{OUT} = -R I_s \exp\left(\frac{V_{IN}}{\eta V_T}\right) / V_o = R I_s$$

$$R_{OUT} = 0$$

### DERIVATORE:

• CONSIDRA IL CIRCUITO DEL' ANPL. INVERTENTE:

$$\rightarrow R_1 \mapsto C(V_C, i_C) \rightsquigarrow \text{CONDENSATORE}$$

$$V_{OUT} = -R C \frac{dV_{IN}}{dt}$$

$$R_{OUT} = 0$$

### ANALISI DI CIRCUITI CON OP. AMP.:

#### 1° METODO: USO DEI EQUAZ. COSTRUTTIVE

\* es.

$$V_{OUT} = V^+ + V_{RF}$$

$$\cdot \text{MILLMAN: } V^+ = \frac{1}{R_1 + R_2} (R_2 V_1 + R_1 V_2)$$

$$\cdot V_{RF} = R_F i_F = R_F \left( i_{R_3} + i_{R_4} \right) = R_F \left( \frac{V^+ - V_3}{R_3} + \frac{V^+}{R_4} \right)$$

#### 2° METODO: USO DEI SNR. OGLI EFFETTI

$$* \text{es. } V_{OUT} = V'_{OUT} + V''_{OUT} \quad / \quad \begin{aligned} V'_{OUT}: & \text{ CONTROLLA DI } V^+, \text{ cioè } V_1 \text{ e } V_2 \\ V''_{OUT}: & \text{ -- -- } V^-, \text{ -- } V_3 \end{aligned}$$

• CONTROLLA  $V^+$ :

$$\cdot \text{SPERILO } V_3: C_p \mapsto R_3 // R_4, C_p \mapsto V^+ \quad (\text{MILLMAN}) \quad \left. \begin{array}{l} \text{ANPL. DI } V \\ \text{NON. IN.} \end{array} \right\}$$

$$\rightarrow V'_{OUT} = V^+ + \frac{V^+}{R_3 // R_4} \cdot R_F = V^+ \left( 1 + \frac{R_F}{R_3 // R_4} \right)$$

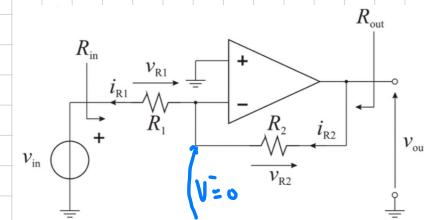
• CONTROLLA  $V^-$ :

$$\cdot \text{SPERILO } V_4 \text{ E } V_2: C_p \mapsto C_p / V = 0 \rightarrow R_4 \text{ INFINITO}, C_p \mapsto R_1 // R_2 \text{ INFINITO}$$

$$\rightarrow V''_{OUT} = \frac{R_F}{R_1} \cdot V_3 \quad \left. \begin{array}{l} \text{ANPL. INVERTENTE} \end{array} \right\}$$

$$\rightarrow V_{OUT} = V'_{OUT} + V''_{OUT}$$

#### 3° METODO: USO MILLMAN (SCONVERSIONE)



### ANPL. LOGARITMICO:

• CONSIDRA IL CIRCUITO DEL' ANPL. INVERTENTE:

$$\rightarrow R_2 \mapsto D1000$$

$$V_{OUT} = -\eta V_T \log \frac{V_{IN}}{R I_s} / V_1 = \eta V_T$$

$$R_{OUT} = 0, R_{IN} = R$$

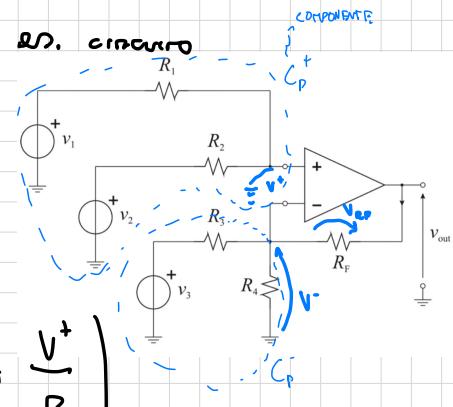
### INTEGRATORE:

• CONSIDRA IL CIRCUITO DEL' ANPL. INVERTENTE:

$$\rightarrow R_2 \mapsto C(V_C, i_C) \rightsquigarrow \text{CONDENSATORE}$$

$$V_{OUT} = -\frac{1}{R C} \int_0^t V_{IN}(t') dt'$$

$$R_{OUT} = 0, R_{IN} = R$$



$i = 0 \rightarrow \text{NON PASSA}$

## SOMMATORI:

$$\cdot V_{out} = \sum_i K_i v_i(t)$$

→ SECONDO  $K_i$  PER OTTENERE LA  $V_{out}$  DESIDERATA

$$\cdot MISURATO CON V^+: R_{op} + 1:N \text{ AMPLI CON } R_{ip}, V_{ip}$$

$$\cdot MISURATO CON V^-: R_{om} + R_F + 1:M \text{ AMPLI CON } R_{im}, V_{im}$$

$$\rightarrow USANDO MULHERON SU V^+ E V^- / V^+ = V^-$$

$$\rightarrow V_{out} = \frac{\sum_{i=0}^M (G_{im} + G_F)}{\sum_{i=0}^N G_{ip}} V_{ip} - \frac{\sum_{i=0}^M G_{im}}{\sum_{i=0}^N G_F} V_{im}$$

$$\cdot PER OTTENERE V_{out} = \frac{\sum_{i=0}^N G_{ip}}{\sum_{i=0}^N G_F} V_{ip} - \frac{\sum_{i=0}^M G_{im}}{\sum_{i=0}^N G_F} V_{im}, \text{ DOPO ANCHE}$$

$$\rightarrow K_{ip} = \frac{G_{ip}}{G_F}, 1 \leq i \leq N, K_{im} = \frac{G_{im}}{G_F}, 1 \leq i \leq M$$

$$\cdot SIA G'_p = \sum_{i=0}^N G_{ip}, G'_m = \sum_{i=0}^M G_{im} + G_F, G_{om}, G_{op} :$$

$$\rightarrow SE G'_p > G'_m : G_{om} = G'_p - G'_m, G_{op} = 0$$

$$\rightarrow SE G'_p < G'_m : G_{om} = 0, G_{op} = G'_m - G'_p > 0$$

NON USARE IN  
USCITA

$$\frac{\sum_{i=0}^M (G_{im} + G_F)}{\sum_{i=0}^N G_{ip}} \geq 1$$

SEGUONO  $G_p$  AL  $G_m$  MINORE

## AMPL. DIFFERENZIALE:

È UN APPLICAZIONE DEL SOMMATORI: FORMULA  $V_{out}$  DI  $(V^+ - V^-)$

$$V_{out} = \frac{R_a}{R_b} (V^+ - V^-)$$

$$\cdot R_{in}(V_1) = R_a + R_b$$

$$\cdot R_{in}(V_2) = R_b, R_{out} = 0$$

$$\rightarrow SE ORME PENSARE V^+, V^- = f(V_{ol}, V_{cm}) : \begin{cases} V^+ = V_{cm} + \frac{1}{2} V_{ol} \\ V^- = V_{cm} - \frac{1}{2} V_{ol} \end{cases}$$

→ VUE PRE DEDURRE I DISTURBI :  $\begin{cases} Aumento V_{ol} \Rightarrow V^+ - V^- \rightarrow SECONDA VUE \\ Diminuzione V_{cm} \rightarrow REVERSE \end{cases}$

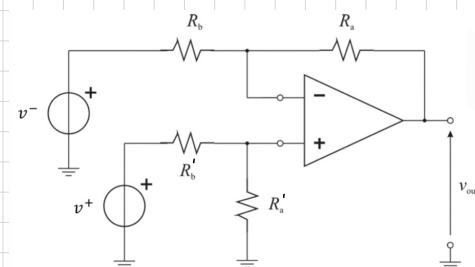
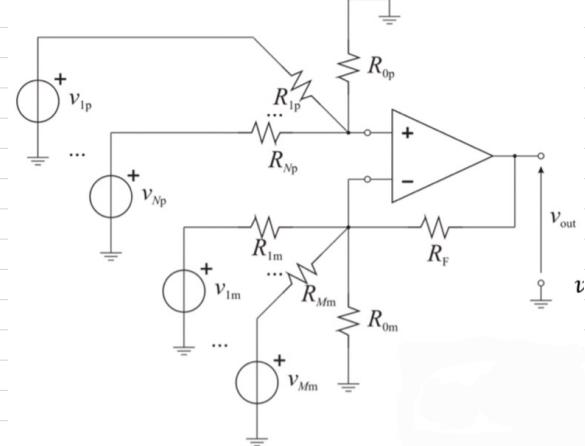
$$\cdot V_{out} = A_d [V_{ol} - A_{cm} V_{cm}] / A_d \approx \frac{R_a}{R_b} \xi, A_{cm} = - \frac{R_a}{R_a + R_b} \xi / \xi_{BARRIERE} : \frac{R'_b}{R'_a} = \frac{R_b}{R_a} (1 + \xi)$$

$$\cdot CMRR = \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right| = \frac{1 + A_d}{\xi} \quad \rightarrow CURRENT MODE REJECTION RATIO$$

↳ RISULTA LA SECONDA VUE È GIUSTA!

$$\left| \frac{\frac{R_a}{R_b}}{\frac{R_a}{R_b} \xi} \right| = \left| \frac{R_a + R_b}{R_b} \frac{1}{\xi} \right| = 1 + \frac{R_a}{R_b} \frac{1}{\xi}$$

$$1 + \frac{A_d}{\xi}$$

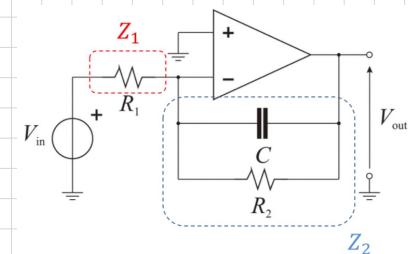


## FILTRI ATTIVI:

PASSA-BASSO I ORDINE:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \approx \frac{\frac{1}{sC} // R_2}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1+sR_2C}$$

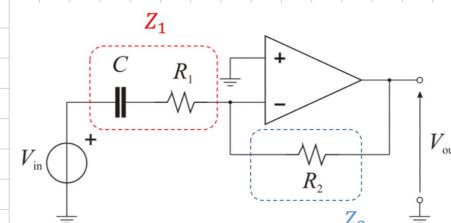
$$\cdot f_p = \frac{|s_p|}{Z_1} = \frac{1}{sR_2C}$$



PASSA ALTO I ORDINE:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{R_2}{\frac{sC}{sC + R_1}} = \frac{sCR_2}{1+sR_1C}$$

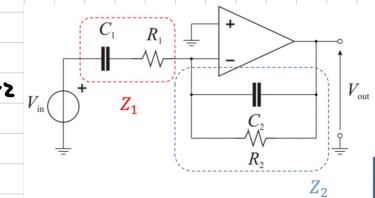
$$\cdot f_p = \frac{|s_p|}{Z_1} = \frac{1}{sR_1C}$$



PASSA GONGA II ORDINE:

$$H(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} \approx -\frac{R_2 // \frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_1} + R_1} = -sR_2C_1 \frac{1}{1+sR_1C_1} \frac{1}{1+sR_2C_2}$$

$$\cdot f_{p_1} = \frac{1}{sR_1C_1}, \quad f_{p_2} = \frac{1}{sR_2C_2}$$



FILTRI ATTIVI: AMPL. SEGUENTE IN  $|H(j\omega)| > 0 \text{ dB}$ ,  $V_{out} \rightarrow \text{LINEARITA' IN V} \rightarrow \text{BLOCKS FUNCTIONAL}$

FILTRI PASSIVI:  $\text{GAIN}_{max} = 0 \text{ dB}$ , NO BLOCKS FUNZ.

$$\hookrightarrow X(s) \rightarrow H_1(s) \rightarrow H_2(s) \rightarrow Y(t) \neq H^2(s)$$

DB-LIMITAZIONI OPERAZIONALI:

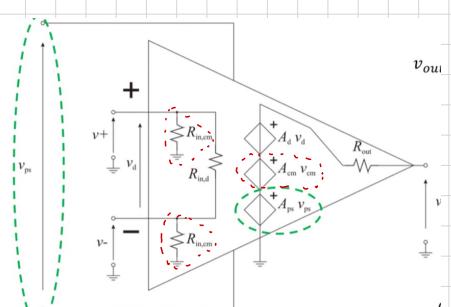
RISPETTO ALL'OP.AMP. REQUIRE, DOPO CONSIDERARE  $V_{cm} \approx V_{ps}$

$$\cdot V_{cm} = \frac{1}{2} (V^+ + V^-) / CMRR = \frac{A_{ol}}{A_{cm}}, \quad PSRR = \frac{A_{ol}}{A_{ps}}$$

$$\cdot V_{ps} (\text{POWER SUPPLY})$$

AMPL. DIFFERENZIALE:

$$\rightarrow V_{out} = A_{ol} V_d + A_{cm} V_{cm} + A_{ps} V_{ps} \quad \text{GAIN ANGOLI}$$



CONSIDERARE  
 $R_{in} \rightarrow \infty$   
 $C_{out} \rightarrow 0$   
 $A_{ol} \rightarrow 0$   
 $R_{out} \rightarrow \infty$   
 $R_{ifcm} \rightarrow \infty$   
 $R_{cm} \rightarrow \infty$

$$A_V = \frac{\beta A_{ol}}{1 + \beta A_{ol}} \frac{1}{\beta} \left( A_{v\infty} = \frac{1}{\beta} \text{ NEL CASO IDEALE} \right) / \frac{\beta A_{ol}}{1 + \beta A_{ol}} = 1 - \frac{1}{\beta A_{ol}} \rightarrow \frac{1}{\beta A_{ol}} : E_p \text{ RISPETTO AL USO IDEALE}$$

$$\rightarrow \uparrow \beta A_{ol} \rightarrow \downarrow E_p$$

$R_{out} \text{ DECRESCE, NO LINEARITA'}$

$$\circledast \text{ SIA } R_{in,0} \text{ E } R_{in} \text{ CON } A_{ol} = 0 \rightarrow \text{SE } A_{ol} \neq 0 \rightarrow R_{in} = R_{in,0} \left( 1 + A_{ol} \beta' \right) / \beta' = V_d \Big|_{i=A_{ol}V_d} / V_d = \beta' \hat{e}$$

$$\circledast \text{ SIA } R_{out,op} \text{ E } R_{out} \text{ INTRODUTTI DAL OP.AMP.} \rightarrow \text{SE } A_{ol} \neq 0 \rightarrow R_{out} \approx R_{out,op} / 1 + A_{ol} \beta$$

$\hookrightarrow$  VARIANTE PER AMP. OP. DI V!

## LIMITAZIONE IN BANDA:

IN UN OP. AMP. DIFFERENZIALE:

SISTEMI DI  $R_L \rightarrow Z \rightarrow$  LO SISTEMA IN  $\frac{d}{dt}$   $\rightarrow$  GAIN IN CONTINUITÀ

$$\text{IN UN OP. AMP. REALE: } A_0(s) = \frac{A_{d0}}{1 - \frac{s}{s_p}} \rightarrow \text{POCO IN } s_p \text{ } f_p = \frac{s_p}{2\pi}, \text{ } f_T = A_{d0} f_p = A_{d0} \cdot B = \frac{B}{\beta}$$

$\rightarrow \uparrow f \rightarrow \downarrow A_d(s)$

AMPL. DI V:

$$A_V(s) = \frac{\beta A_{d0}}{1 + \beta A_d(s)} \frac{1}{\beta} \rightarrow \text{POCO DI } A_V(s) : s_p, A_V = s_p (1 + \beta A_{d0})$$

$\rightarrow$  BANDA REALE DI OP. AMP. REALE:  $B = f_{p,A_V} \approx f_p A_{d0} \beta = \beta f_T, f_T = \frac{B}{\beta}$

$$\cdot f_T = \frac{B}{\beta} = A_{d0} B, \therefore A_{d0} = \frac{1}{B} \rightarrow$$

5000 PER OP. AMP. INV.

## DINAMICA D' USCITA:

$$V_{out,min} \leq V_{out}(t) \leq V_{out,max}$$

$$I_{out,min} \leq I_{out}(t) \leq I_{out,max}$$

$$\text{LIMITAZIONI DI MODO DIFFERENZIALE: } \frac{V_{out,min}}{A_d} < V_{out}(t) < \frac{V_{out,max}}{A_d}$$

$$\text{LIMITAZIONI DI MODO COMUNE: } V_{cm,min} \leq V_{cm} \leq V_{cm,max}$$

$$\text{SCEN RATE: } SR^- < \frac{d(V_{out})}{dt} < SR^+$$

## ERRORE STATICI:

### OFFSET:

IN GENERALE, IN UN OP. AMP. REALE, SE  $V_d=0 \rightarrow V_{out} \neq 0$

$\rightarrow$  PER OTTENERE  $V_{out}=0 \rightarrow$  APPLICARE  $V_{off}$  ALL' INGRESSO

PER CALCOLARE  $V_{off}$ : SCHEM. CIRCUITI. E ADG  $V_{off}$  ALL' OP. AMP.  $\rightarrow$  DISTINZIONE DI CONTINUITÀ SU  $V_{out}$

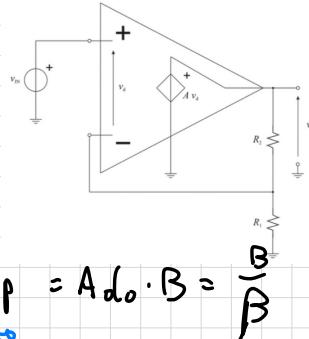
### CORRENTI POLARIZZ. IN INGRESSO:

IN OP. AMP. CON TECNOLOGIA BJT:  $I_{bias} \neq 0$

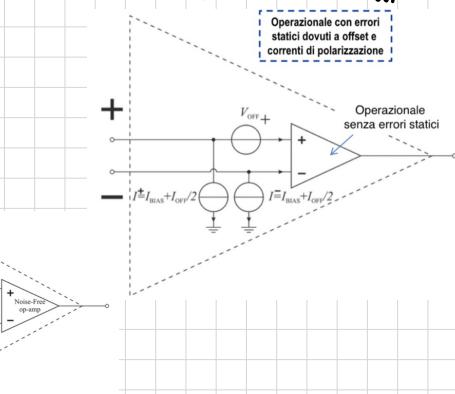
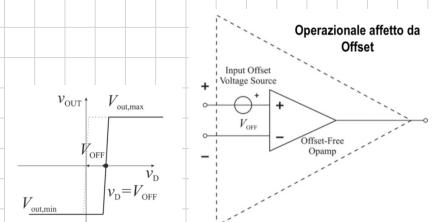
$$\begin{aligned} \cdot I^+ &= I_{bias} + \frac{1}{2} I_{off} & I_{bias} &= \frac{1}{2} (I^+ + I^-), \\ \cdot I^- &= I_{bias} - \frac{1}{2} I_{off} & I_{off} &= I^+ - I^- \end{aligned}$$

## RUMORE e DISTORSIONE:

(DISCUSSIONE)



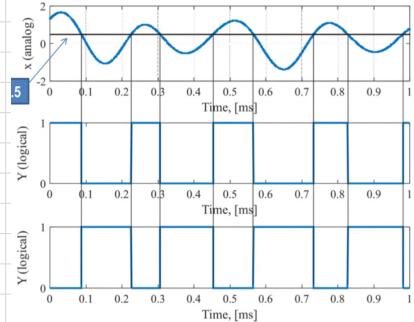
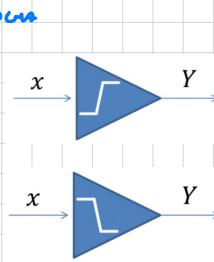
$$\begin{aligned} \hat{e} &= A_{d0} V_{in} = -\frac{1}{\beta} V_{in} \\ \beta &= -\frac{V_d}{\hat{e}} \end{aligned}$$



## 09 - COMPARATORI DI SOGLIA:

$$Y(x) : \mathbb{R} \mapsto \{0, 1\}$$

- COMPARATORE:  $\begin{cases} Y = 0 & \text{se } x \in S \\ Y = 1 & \text{se } x \notin S \end{cases}$
- NON INVERTENTE:  $\begin{cases} Y = 1 & \text{se } x > S \\ Y = 0 & \text{se } x < S \end{cases}$
- COMPARATORE:  $\begin{cases} Y = 0 & \text{se } x > S \\ Y = 1 & \text{se } x < S \end{cases}$
- INVERTENTE:  $\begin{cases} Y = 0 & \text{se } x < S \\ Y = 1 & \text{se } x > S \end{cases}$



→ PER VIA OBLI DIPENDE SU  $x(t)$  → SI POSSANO ANCHE ATTIVARE SORTE DI MULTIPLE INVERSIONI

### COMPARATORE CON ISTERESI:

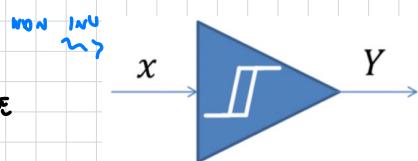
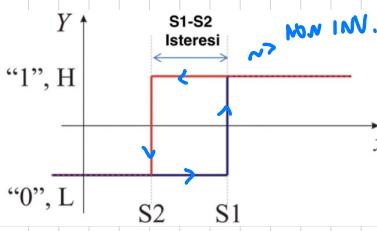
TRA 2 SOGLIE  $S_1$  E  $S_2$  /  $S_2 - S_1$ : ISTERESI OBLI COMPARATORE

NON INV.  
NON INV. → ALLO STATO PASSO ( $Y=0$ ):

$0 \mapsto 1 \Leftrightarrow x(t) > S_1$

INV.  
INV. → ALLO STATO ALTO ( $Y=1$ ):

$1 \mapsto 0 \Leftrightarrow x(t) < S_2$

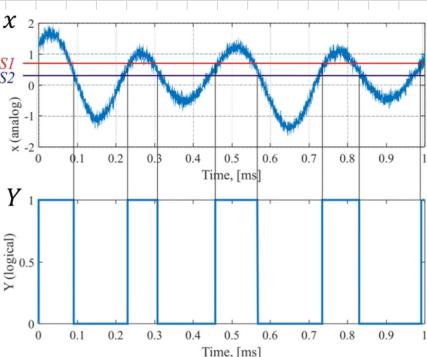


→ NELLE OBBRAZIONI ANALOGICHE VERRÀTÀ PASSATO DI  $x(t)$

NOISE →

→ IN PRESENZA DI  $n(t)$  NON SI HANNO ATTR. MULTPLE

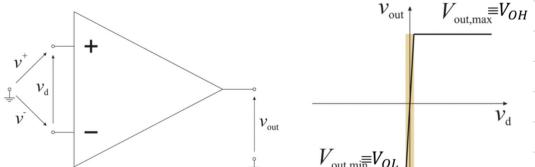
$$\hookrightarrow \Leftrightarrow A_{app}(n(t)) \approx S_2 - S_1$$



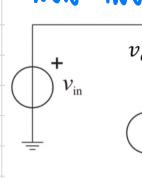
### COMPARATORI BASAM SU OPERAZIONALI:

CONSIDERARE BP APPL. NON INV.  
DI TENSIONE

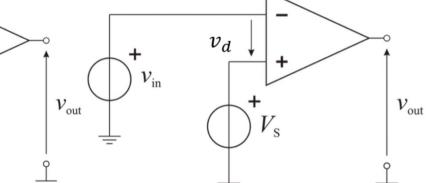
$$V_{out} = \begin{cases} V_{out,min} = V_{OL} & \text{per } V_d < 0 \\ V_{out,max} = V_{OH} & \text{per } V_d > 0 \end{cases}$$



NON INV.



INVERTENTE



• COMPARATORE DI V NON INV., W/ ISTERESI:

→ APPLICO IN "+"  $V_{IN}$ , IN "-"  $V_S$

/  $V_S = \text{cost.}$  È UNA SOLA OBLI COMPARATORE

USO  
AD  
ANALOGO  
APPROX

→ ESSENDO  $V_{out}(V_{IN})$ :

$$\rightarrow V_{OL} = V_{IN} - V_S \rightarrow \begin{cases} \text{se } V_{IN} > V_S \rightarrow V_{OL} > 0 \rightarrow V_{OH} \mapsto 1 \\ \text{se } V_{IN} < V_S \rightarrow V_{OL} < 0 \rightarrow V_{OL} \mapsto 0 \end{cases}$$

• IN MODO ANALOGO SI RICONO PER MEZZO INVERTENTE:  $V_{d} = V_S - V_{IN} \rightarrow \begin{cases} V_{OL} \mapsto 1 \text{ se } V_{IN} < V_S \\ V_{OL} \mapsto 0 \text{ se } V_{IN} > V_S \end{cases}$

## • COMPARATORE DI V INV. SÌ ISTERZSI:

È possibile ottenere un aggiungendo retroazionante su "+"

$$\rightarrow V^+ = V_s \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{\text{OUT}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \text{ritorno: } V_d = \frac{V_s + V_{\text{OUT}} R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_s R_2 + V_{\text{OUT}} R_1}{R_1 + R_2}$$

• STATO ALTO  $V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}$ :

$$\rightarrow V^+ \Big|_{V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}} = V_{s1} \rightarrow V_d = V_{s1} - V_{\text{IN}} \rightarrow \begin{cases} \text{se } V_{\text{IN}} < V_{s1} \rightarrow V_d > 0 \rightarrow V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}} \rightarrow 1 \xrightarrow{\text{STATO ALTO = COST.}} \\ \text{se } V_{\text{IN}} > V_{s1} \rightarrow V_d < 0 \rightarrow V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}} \rightarrow 0 \xrightarrow{1 \rightarrow 0} \end{cases}$$

• RETROAZIONE POSITIVA  $\rightarrow V_d \uparrow$  fino ad uscire dalla linearità, quando la corrispondente è compresa

• STATO PASSO  $V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}$ :  $V_{s2} < V_{s1} \therefore V_{\text{OL}} < V_{\text{OL}}$

$$\rightarrow V^+ \Big|_{V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}} = V_{s2} \quad \text{se } V_{\text{IN}} > V_{s2} \rightarrow V_d < 0 \rightarrow V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}} \rightarrow 0 \xrightarrow{\text{STATO PASSO = COST.}}$$

$\rightarrow$  IN LINEARITÀ:  $\rightarrow$  CON. DI CORRI.:  $V_d \approx 0 = \pm (V^+ - V^-)$

$$\cdot V_{s1} = V^+ \Big|_{V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}}, V_{s2} = V^+ \Big|_{V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}}$$

$$\cdot \text{AMP. CICLO ISTERZSISI: } V_H = V_{s1} \cdot V_{s2} = \left( V_{\text{OL}} - V_{\text{OL}} \right) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\cdot V_{\text{SM}} \text{ media sociale: } V_{\text{SM}} = \frac{1}{2} (V_{s1} + V_{s2})$$

• COMPARATORE DI V NON INV., SÌ ISTERZSI

ANALOGO A INV. MA  $V_{\text{IN}} \leftrightarrow V_s \rightarrow V_{\text{IN}} \text{ su } "+"$

$$\rightarrow V^+ = V_{\text{IN}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{\text{OUT}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}, V_d = V^+ - V_s / (C) V_{\text{OUT}}$$

$$\cdot \text{STATO ALTO: } V^+ \Big|_{V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}} / V^+ > V_s \rightarrow V_{\text{IN}} > V_{s2} = V_s \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - V_{\text{OL}} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\rightarrow \begin{cases} \text{se } V_{\text{IN}} < V_{s2} \rightarrow V_d < 0 \rightarrow V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}} \rightarrow 0 \xrightarrow{1 \rightarrow 0} \\ \text{se } V_{\text{IN}} > V_{s2} \rightarrow V_d < 0 \rightarrow V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}} \rightarrow 1 \xrightarrow{\text{STATO ALTO = COST.}} \end{cases}$$

$$\cdot \text{STATO PASSO: } V^+ \Big|_{V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}}} = \dots \rightarrow V_{\text{IN}} > V_{s1} = V_s \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - V_{\text{OL}} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\rightarrow \begin{cases} \text{se } V_{\text{IN}} > V_{s1} \rightarrow V_d > 0 \rightarrow V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}} \rightarrow 1 \xrightarrow{0 \rightarrow 1} \\ \text{se } V_{\text{IN}} < V_{s1} \rightarrow V_d < 0 \rightarrow V_{\text{OUT}} = V_{\text{OL}} \rightarrow 0 \xrightarrow{\text{STATO PASSO = COST.}} \end{cases}$$

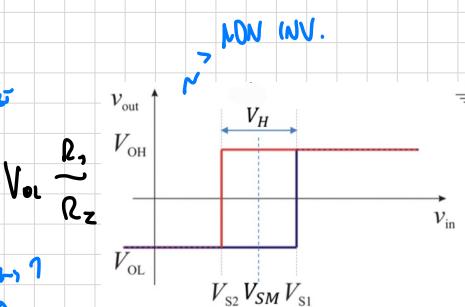
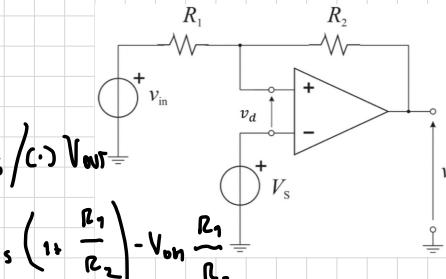
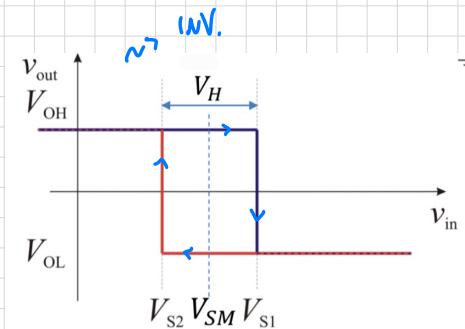
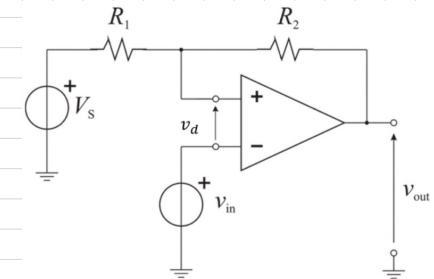
• COMPARATORI VS AMPLIFICATORI:

• COMPARATORI: RETR. POS. / ANTER. APERTA

• OP. AMP.: RETR. NEGATIVA

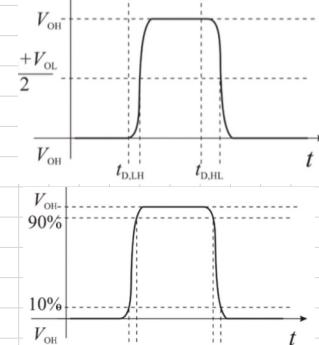
$$= 0 \Leftrightarrow V_s$$

$$\begin{array}{l|l} V_d \neq 0 & \text{fuori linearità} \\ V_d \approx 0 & \text{usato in linearità} \end{array}$$



## LIMITAZIONI COMPARATORI REALI:

- DINAMICA:  $V_{in,min} < V_{in} < V_{in,max}$ ,  $V_{out,min} = V_{OL} \cdot V_{out} < V_{out,max} = V_{OH}$
- OFFSET:  $V_{off}$  su " $\sim$ "  $\rightarrow V_{OL} + V_{off} = 0 \rightarrow$  cambiano  $V_{S1}, V_{S2}$   
↳ conn. di commutazione
- COMMUTAZIONI NON ISTANTANEE  $\rightarrow$
- $t$  DI RITARDO:
  - $t_{D,HL} = t_s \cdot t_V = 50\%$  della commutazione H  $\rightarrow$  L
  - $t_{D,LH} = t_s \cdot t_V = 50\%$  della commutazione L  $\rightarrow$  H
  - $t$  DI RISALITA:  $t_R: t_{10\%}V_{(t)} \rightarrow t_{50\%}V_{(t)}$
  - $t$  DI DISCESA:  $t_F: t_{50\%}V_{(t)} \rightarrow t_{90\%}V_{(t)}$



## APPLICATION: CONVERSIONE A/D $\rightarrow$ GRADUAZIONE:

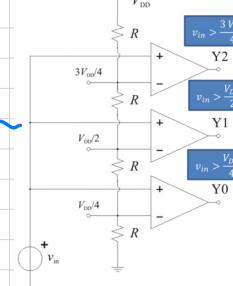
A/D FLASH  $\cdot N_{bit} \rightarrow 2^N$  intervalli,  $2^N \cdot 1$  conversioni

V: molto vicini

SPATTO  
PONTO DI V

S:  $n^{\circ}$  comparatori vicini allo 0 se  $N \geq 8$

NON LINEARITÀ  $\therefore$  OFFSET  $\rightarrow$  POCO RISULTATO



Y2	Y1	Y0
$3V_{DD}/4 < v_{in} \leq V_{DD}$	1	1
$V_{DD}/2 < v_{in} \leq 3V_{DD}/4$	0	1
$V_{DD}/4 < v_{in} \leq V_{DD}/2$	0	0
$0 < v_{in} \leq V_{DD}/4$	0	0

Ogni intervallo di quantizzazione corrisponde una ed una sola combinazione di Y2, Y1, Y0.

CODIFICA TERMOMETRICA

Si può passare alla codifica binaria tradizionale utilizzando un circuito digitale (rete combinatoria)

## 70 - OSCILLATORI:

### OSCILLATORI A PIASSAMENTO:

sfonda i comparatori con istanzie, inservono una RETE DI RETROAZIONE RC

$\rightarrow$  sono un circ. instante in modo di fornire un'onda sinusoidale

$H_p: 0 < V_{S2} < V_{S1} < V_{op}$ ,  $V_{OH} = V_{oo}$ ,  $V_{OL} = 0$  V

$\rightarrow$  il circ. non ha punti di funz. stabili

ANALISI:

CIRCUITO RC DI IORDINE:

$$\rightarrow V_c(t) = [V_c(0) - V_c(\infty)] e^{-\frac{t}{T}} + V_c(\infty)$$

$$\cdot 0 < t < T_1: V_c(0) = 0, V_c(\infty) = V_{OH} \rightarrow V_c(t) = V_{OH} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$$

$$\rightarrow V_{S1} = V_{OH} \left( 1 - e^{-\frac{T_1}{T}} \right) \rightarrow T_1 = \dots$$

$$\cdot T_1 < t < T_2: V_c(T_1) = V_{S2}, V_c(\infty) = V_{OL} \rightarrow V_c(t) = (V_{S2} - V_{OL}) e^{-\frac{t-T_1}{T}} + V_{OL}$$

$$\rightarrow \frac{1}{T} = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad D = \frac{T_1}{T}$$

