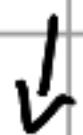


Lez 02 OPTOELETTRONICA.

• FIELD EFFECT TRANSISTOR. (FET)

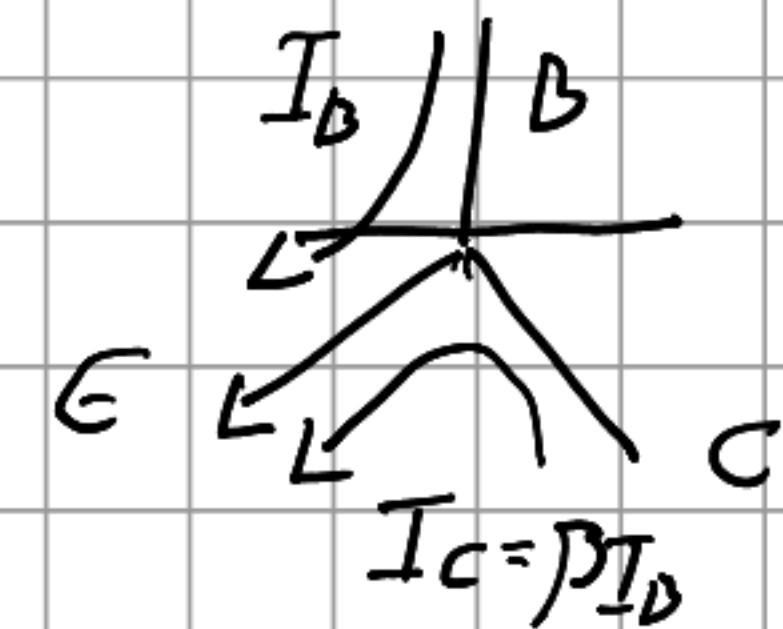
↳ Trasforma analogica in digitale.

Dipolar Junction Transistor (DJT)

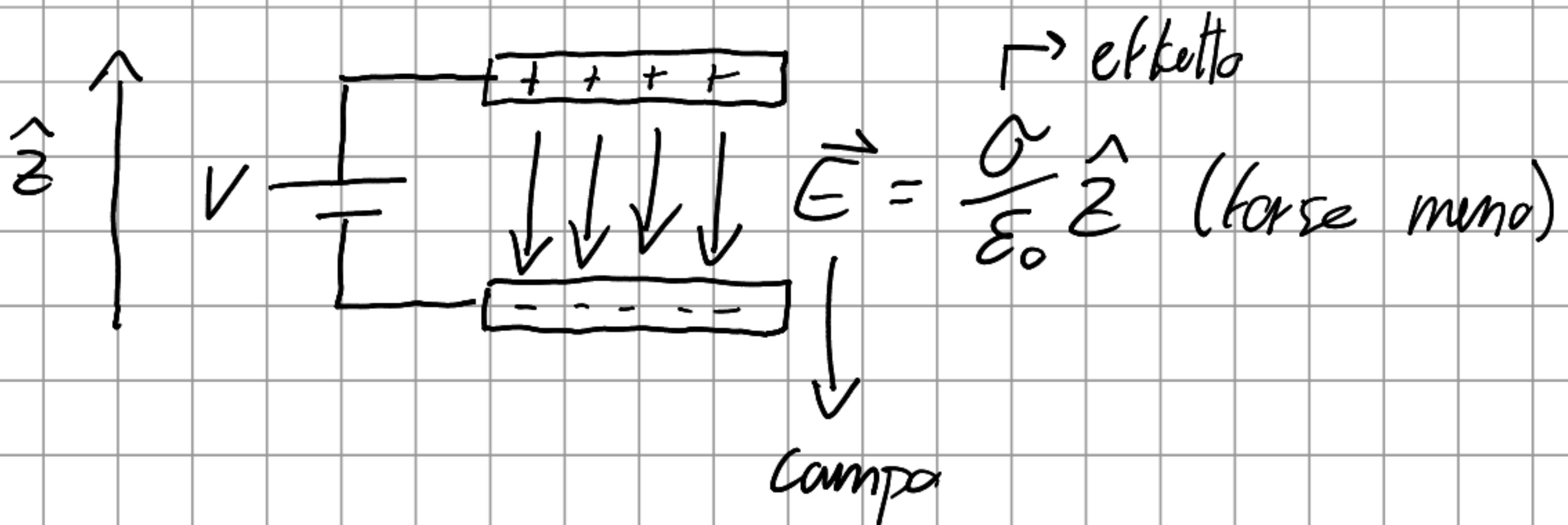


pianino pn ; 3 contatti B, E, C

regione attiva $I_C = \beta I_D$



- Dose per FET → condensatore



Grazie con possibilità di controllare carica con campo
e campo con carica.

↳ legato a come conduco tra le piastre.

- Condensatore metallico ($\approx 08:00$)

$$N_{3D} \approx 10^{23} \text{ cm}^{-3} \approx 10^{19} \text{ m}^{-3}$$

$l \approx 1 \mu\text{m}$ spessore di carica

$$\sigma = e \cdot N_{3D} \cdot l = e \cdot 10^{23} \text{ m}^{-2}$$

$$|\vec{E}(\sigma)| \approx 10^{15} \frac{\text{V}}{\text{m}} \rightarrow \text{endime (fulmine } \sim 10^6 \frac{\text{V}}{\text{m}})$$

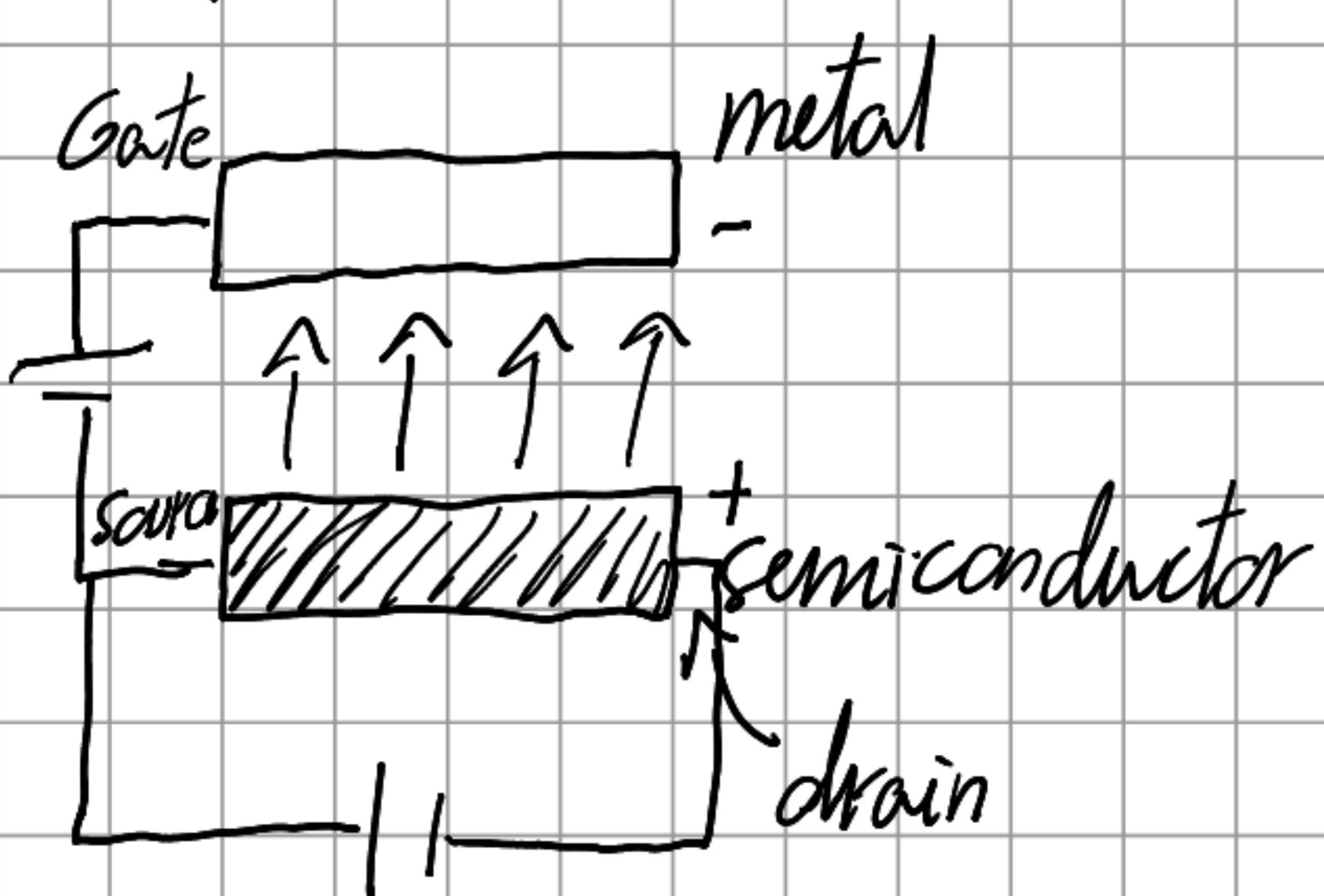
\hookrightarrow non ha niente a disposizione per generare campi così intenso da produrre un σ .

- Tighetto con piastra datta da semiconduttore.

$$\circ N_{3D} \approx 10^{15} \text{ cm}^{-3} \rightsquigarrow |\vec{E}| \approx 10^7 \frac{\text{V}}{\text{m}} \text{ a la pesce fum}$$

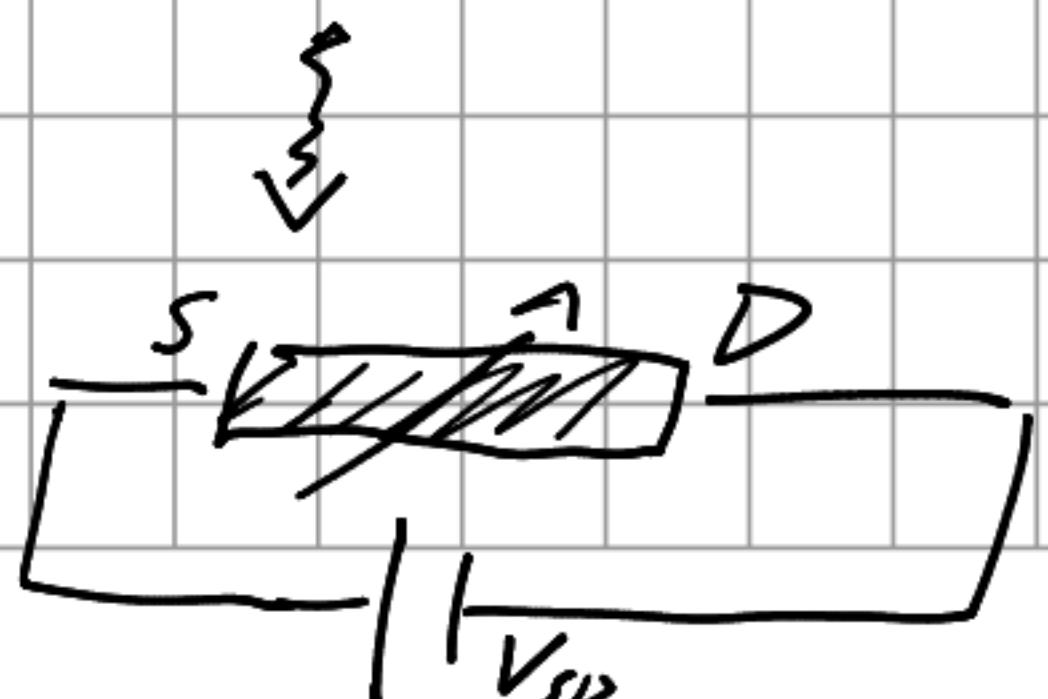
Ho quindi:

! ($\approx 13:00$)



S-D \rightarrow semicand. che cond.

carica su semicand.
controllata da \vec{E} in cond.



\rightsquigarrow schematizzabile come R variabile.

- Molti tipi

JFET → junction FET

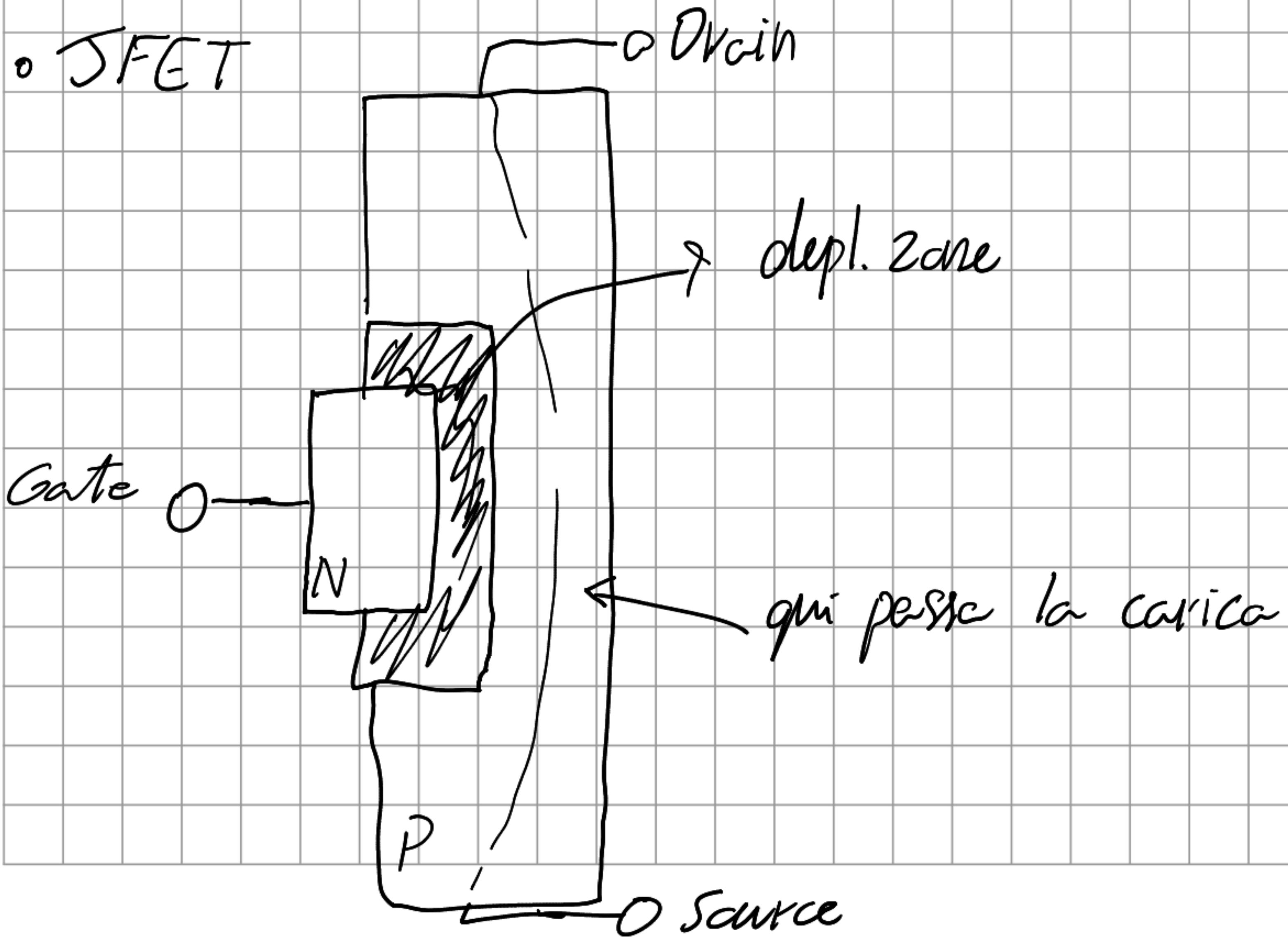
↳ simile a quanto visto, ma usa giunzioni p-n

MOSFET → metal oxide semiconductor FET

CMOS $\text{Au} \downarrow$ $\text{OSi} \downarrow$ $\text{Si} \downarrow$
↓
complementary

- FGT - $\begin{bmatrix} N\text{-channel} \\ P\text{-channel} \end{bmatrix}$ → drogaggio del semicond.

• JFET



- Estensione d. 2. $\rightarrow \alpha$ pot. applicato a juntione

$$W = \sqrt{\frac{2E}{S}} V_G \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right)$$

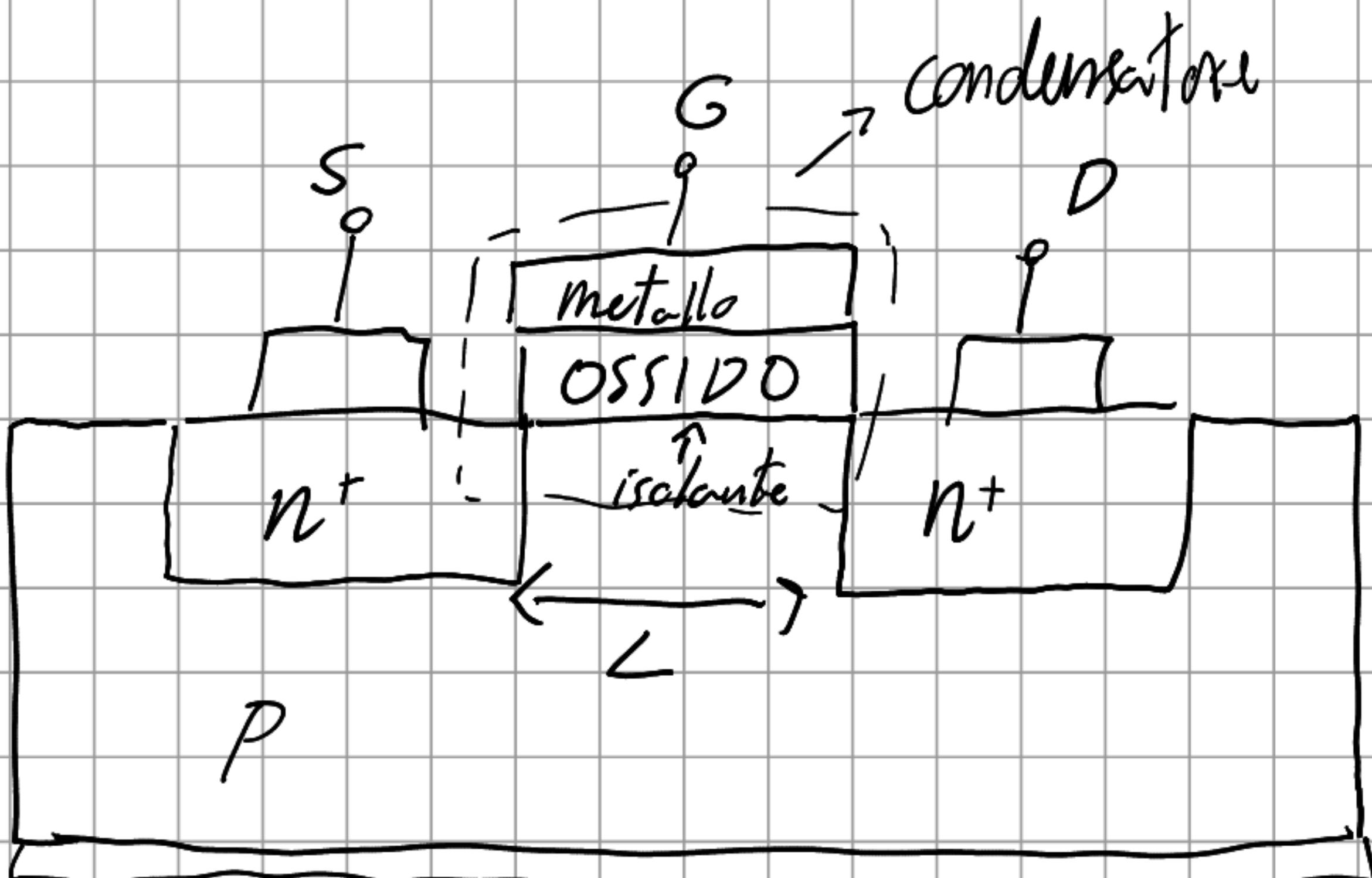
$W \uparrow \Rightarrow$ estensione p zone (dove passa corrente tra S e D) diminuisce.

! Funziona solo in reverse

* $V_G \uparrow$ (in reverse) $\Rightarrow W \uparrow \Rightarrow L \downarrow \Rightarrow$ conduzione \downarrow
(* 22:00)

o MOSFET \rightarrow più simile a schema condensatore iniziale

(* 23:30)



Body \rightarrow ritiramento (* 25:00)
comune di pot.

ad arricchimento \rightarrow normalmente non conduce e devo applicare dd p per farlo condurre.

- PFET \rightarrow a svilupamento.

N-MOSFET

\hookrightarrow normalmente conduce \rightarrow applica V_{Gate} e posso ridurre la carica nel canale. Anche il sistema non conduce più (recupera immagine in slide dw pitanti o internet)

• FET in nanoelettronica. \rightsquigarrow Transistor in grafene
($\approx 28:00$)

TMD \rightarrow TRANSITION METAL DICHALCOGENIDE

Si usano per fare cose piccole \rightarrow riduce capacità \Rightarrow + veloce
 \hookrightarrow meno footprint.

Gate applica solo campo \Rightarrow mi serve ossido per isolarlo

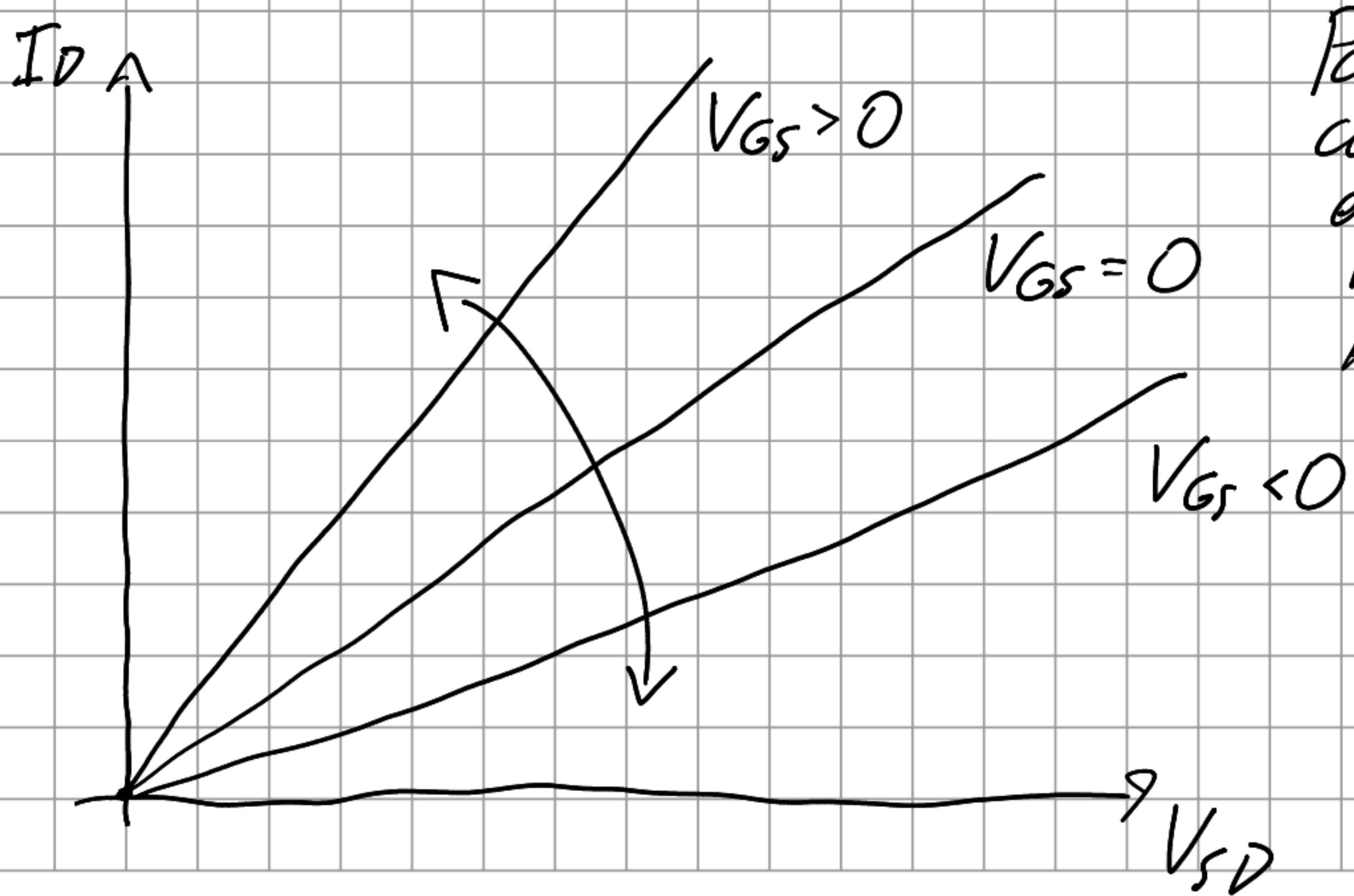
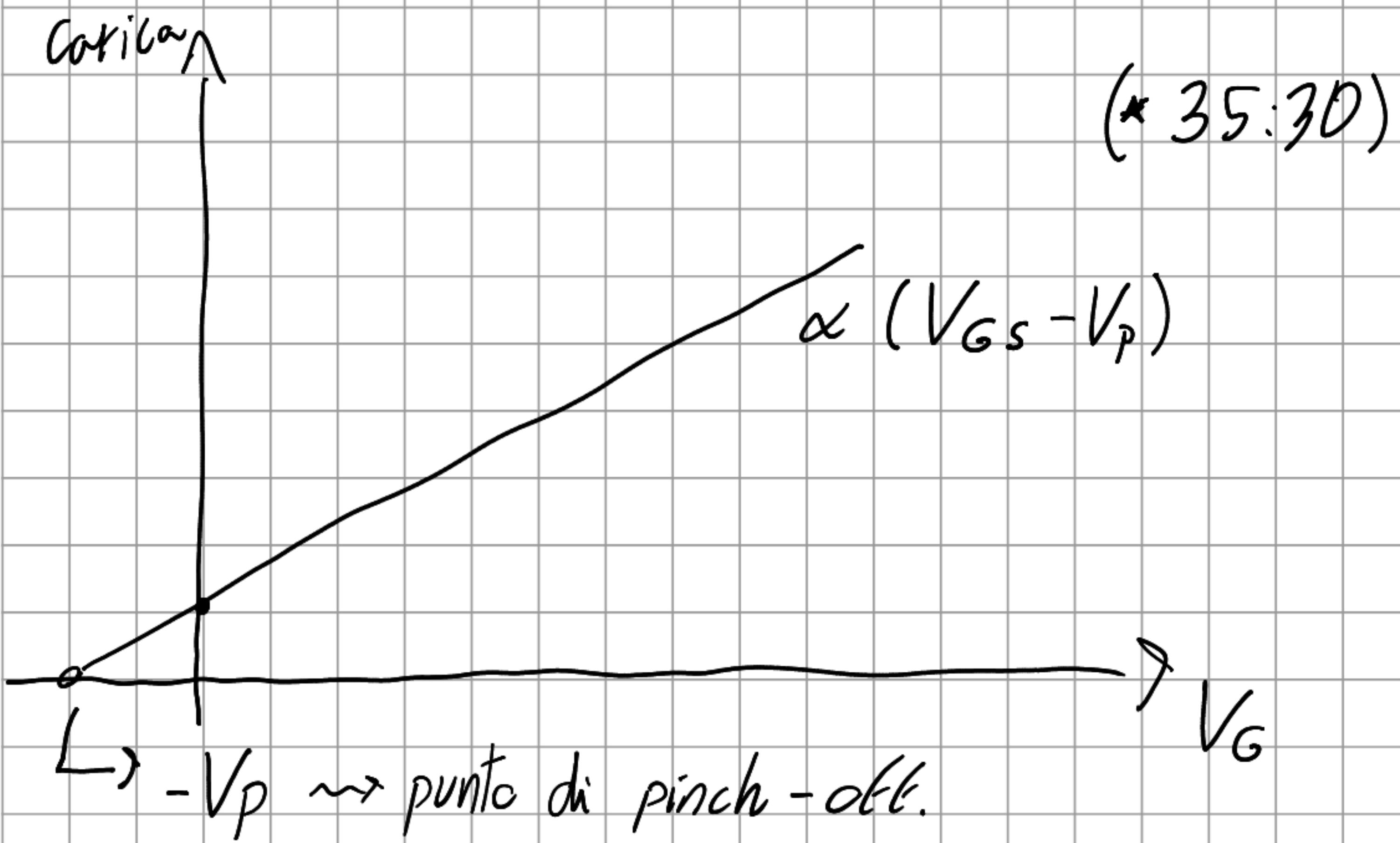
! \hookrightarrow senza flusso di carica

- Lo uso per esperimenti di fisica fondamentale

Grafene \rightarrow semimetallo (cond.-val. bands si toccano solo in 1 punto)

$\Rightarrow e^-$ che propagano nel grafene seguono eq. di Dirac
eq. per particelle relativistiche \rightarrow faccio esperimenti di G.R.

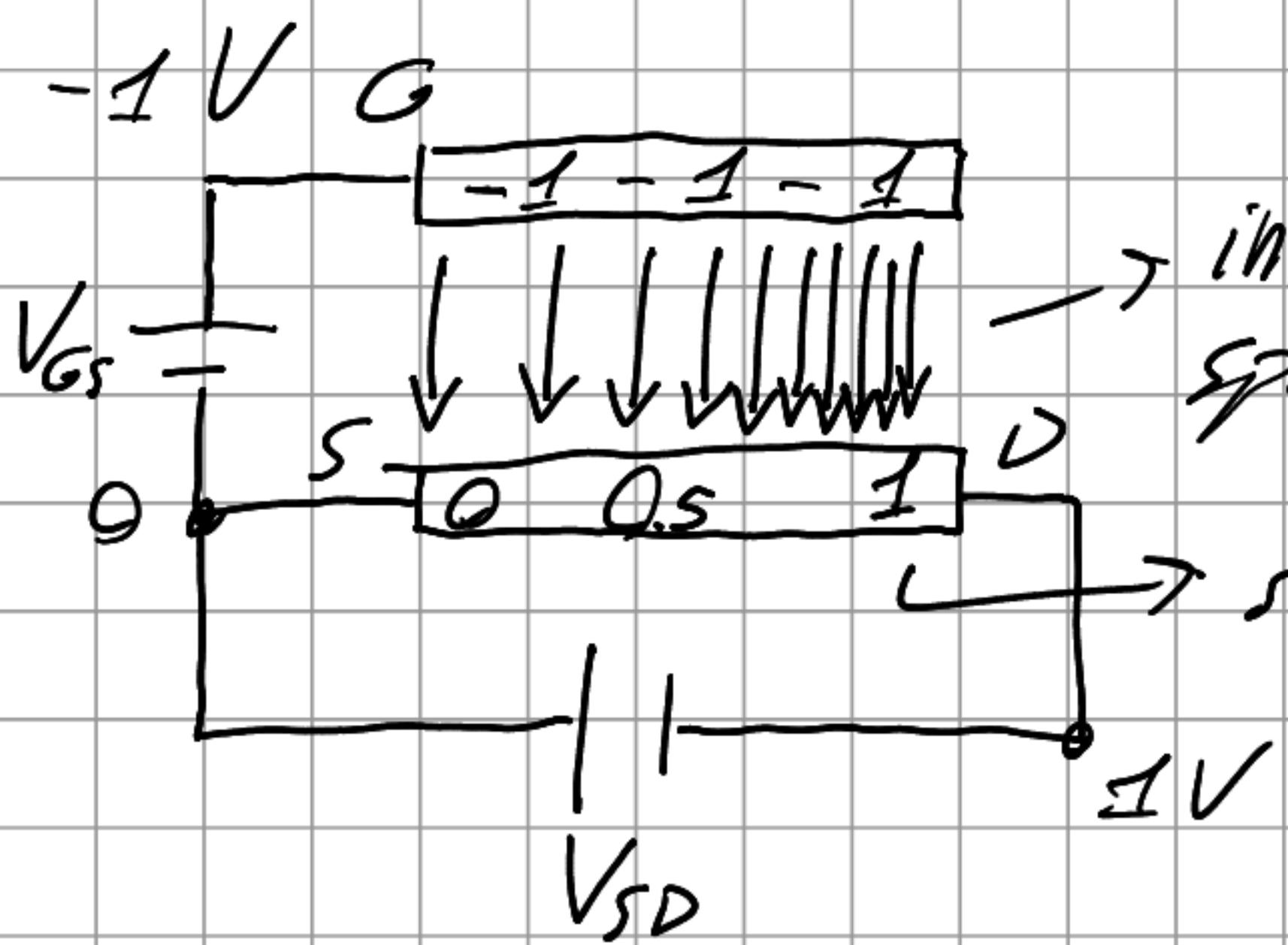
• FUNZIONAMENTO FET.



$$I_D = A(V_{GS} - V_P) \cdot V_{SD}$$

con $R \propto \frac{1}{n_{ch}} \rightarrow$ densità di portatori di carica sul canale.

• EFFETTI DI SELF GATING



intensità di campo aumenta
spostandosi verso il drain

salta di pot. da S a D

$$I_D = A(V_{GS} - V_P - \underbrace{\frac{V_{SD}}{2}}_{\text{Voltage drop over channel}}) V_{SD}$$

(40:00)

finché a

(42:10)

Voltage drop over
channel

→ sposta curva

- Effetto principale → campo **disomogeneo**

→ che raggiunge **idealmente** punto
di pinch-off.

Ottengo:

I_D



saturazione

saturazione inizia dove

$$\frac{dI_D}{dV_{SD}} = 0$$

I_S

$$\frac{d}{dV_{SD}} (I_D) = \Delta (V_{GS} - V_P - V_{SD}) = 0$$

↑
vedi
cd. sopra

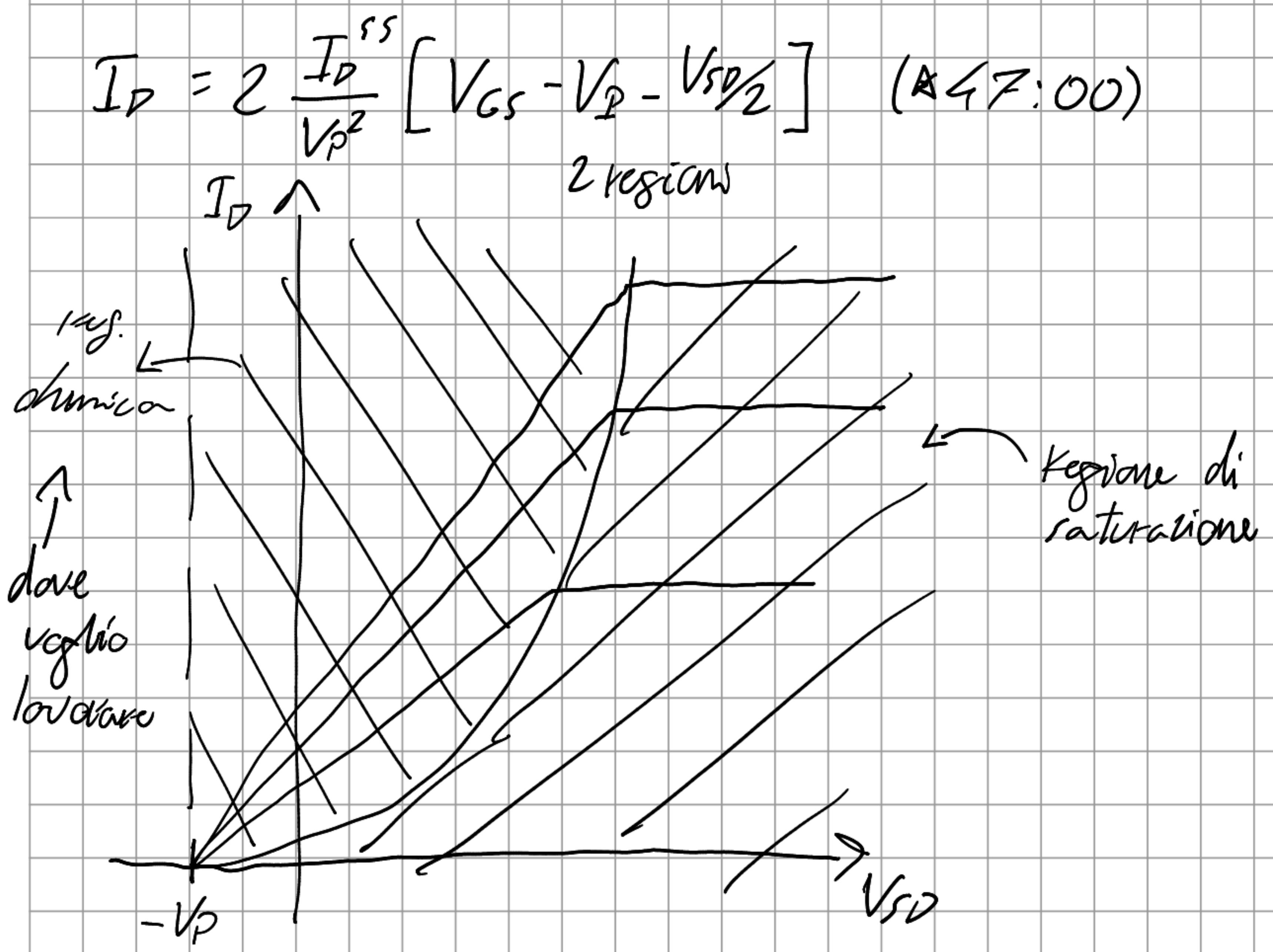
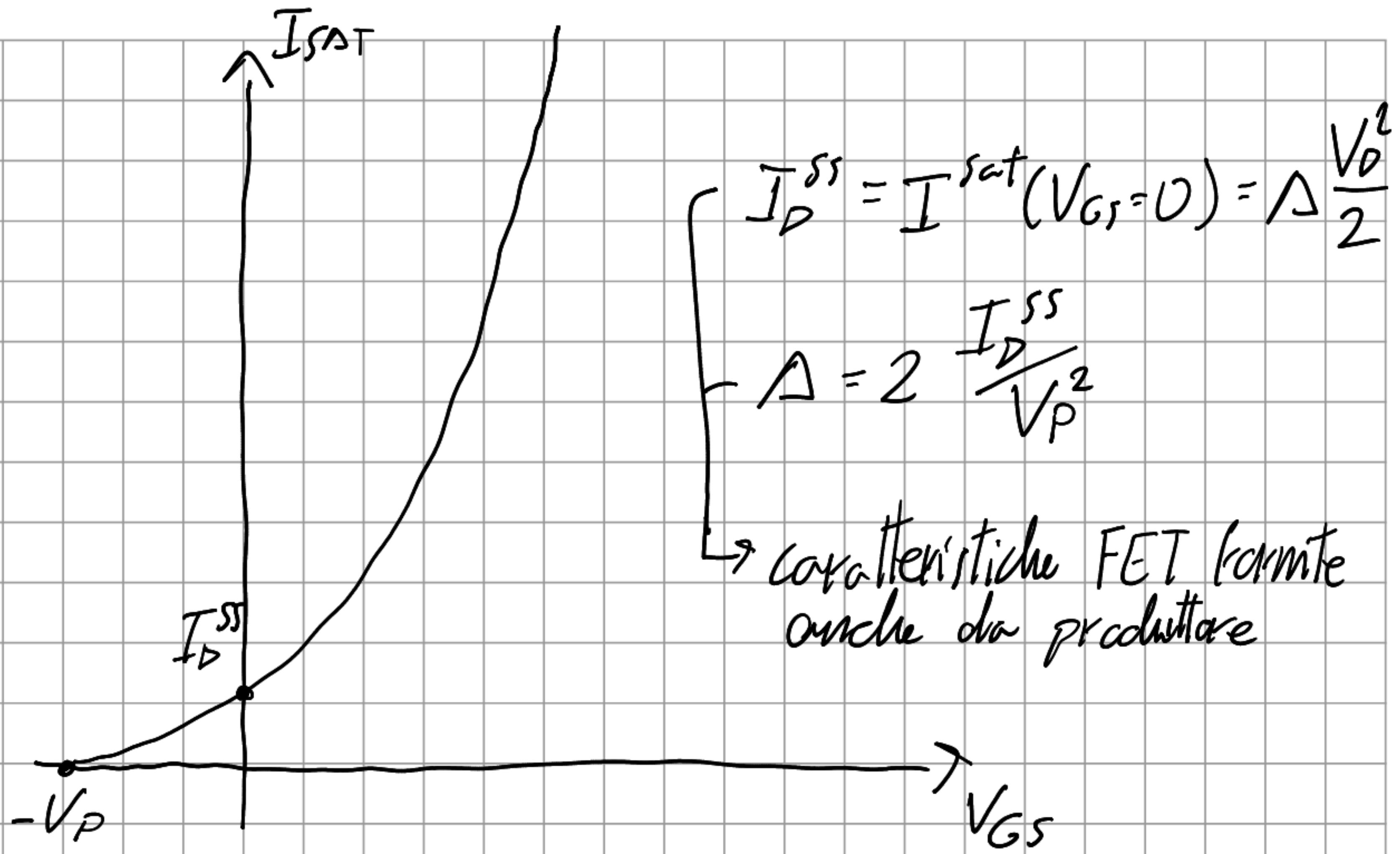
!
↳ identifica prima punto in cui
ha sat.

I_{sat} ?

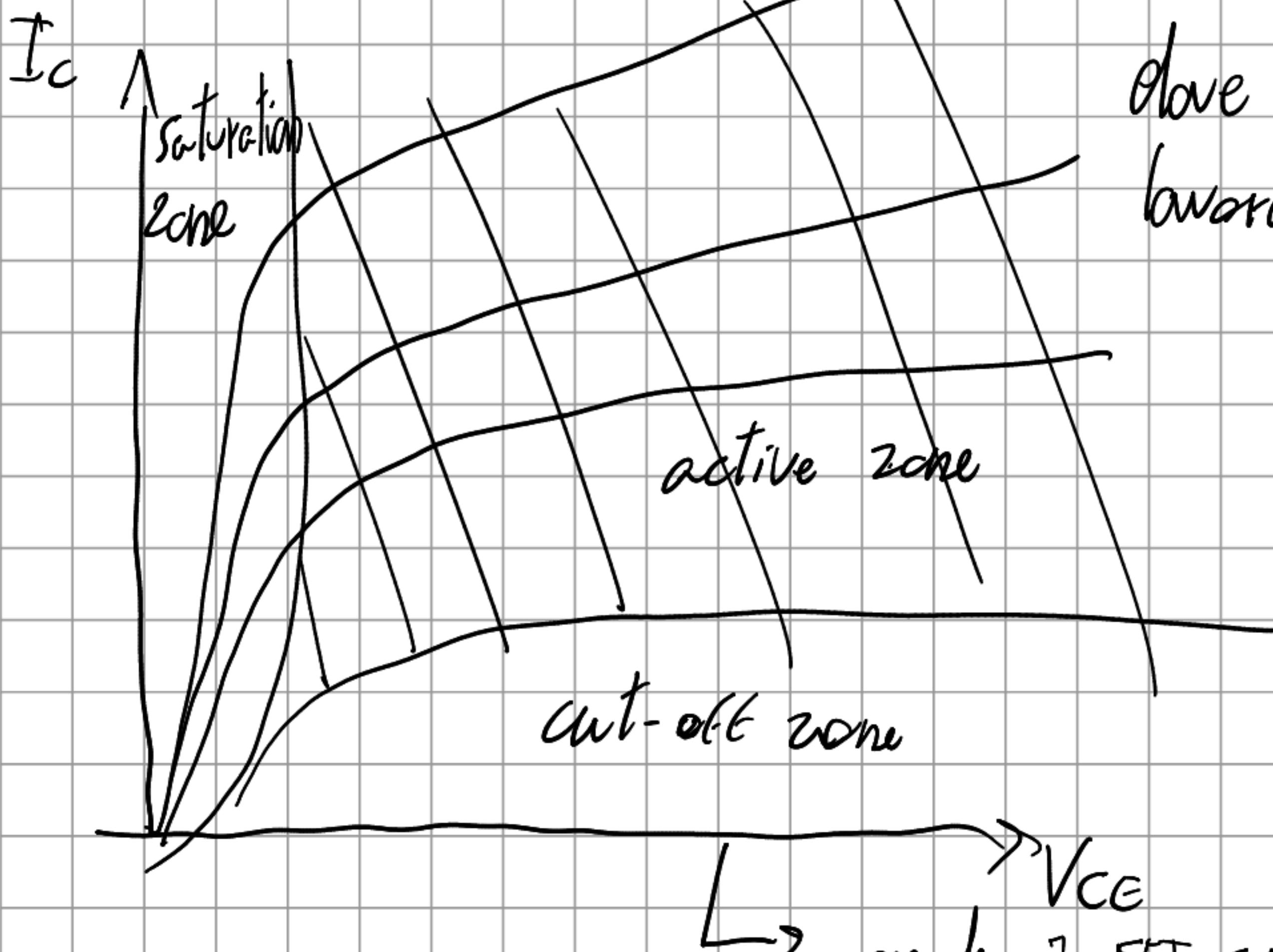
$$I_D (V_{SD} = V_{GS} - V_P) = \Delta \left[(V_{GS} - V_P)^2 - \frac{(V_{GS} - V_P)^2}{2} \right]$$

(★ GS: 30)

$$= \frac{\Delta}{2} (V_{GS} - V_P)^2 = I_{sat}$$



Pensando al BJT

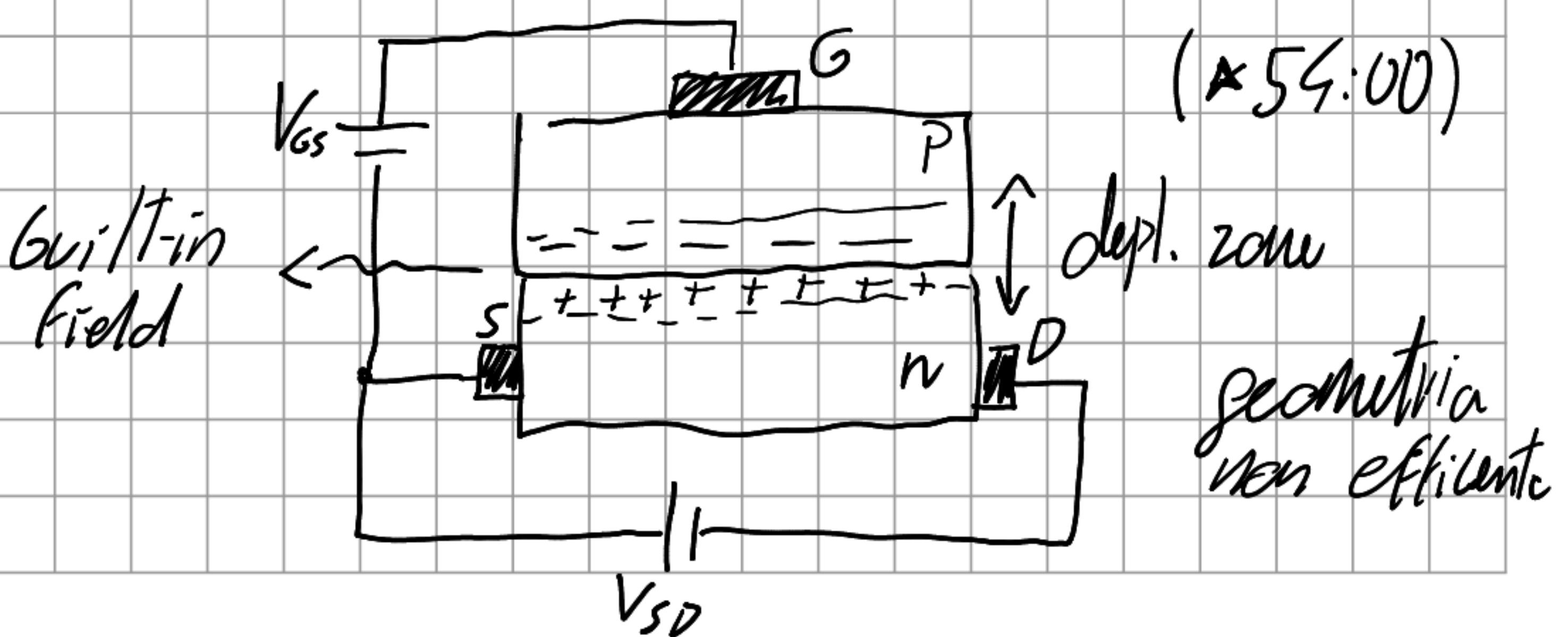


$\overline{BJT} \rightarrow$ Amplificatori

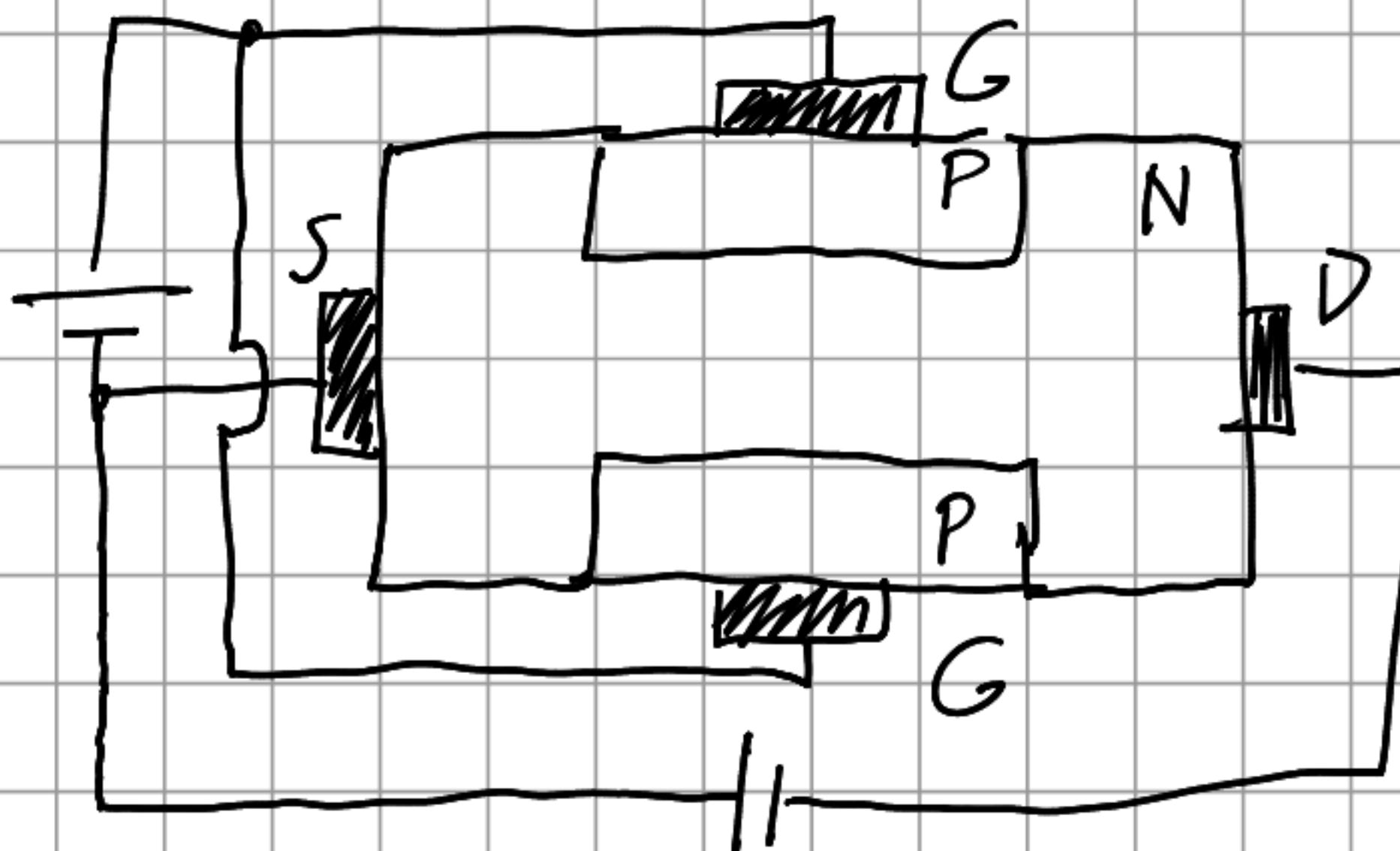
FET \rightarrow Switch (interruttori)

- COSTRUZIONE FET.

- JFET



17) colo:



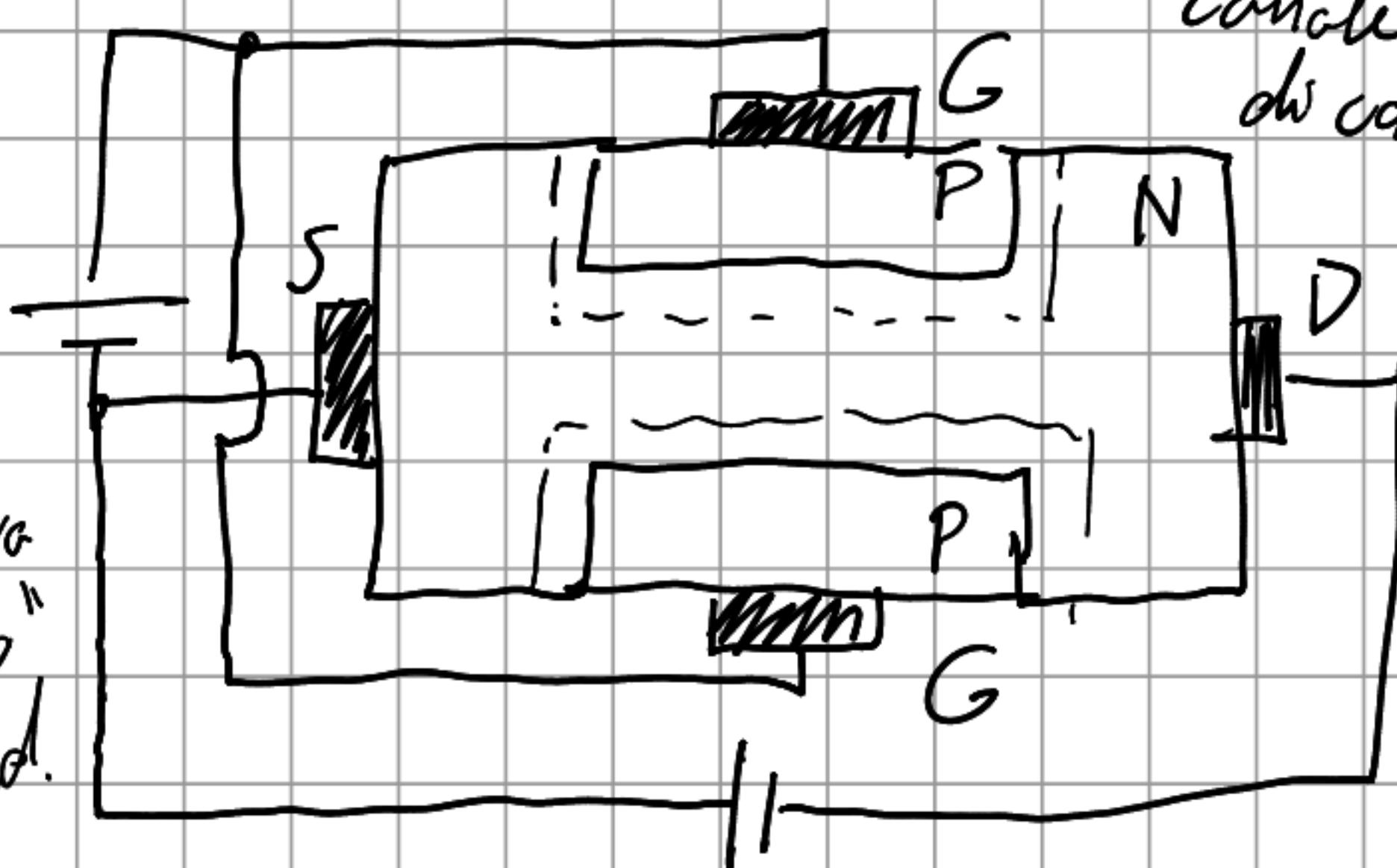
Così applica
effetto di
svuotamento
per 2 lati

$$V_{GS} = 0$$

$$V_{SD} = 0$$

- Se applico V_G abbastanza forte da ampliare dep. zone?

(A)



restringo
canale
di cond.

$$V_{GS} \neq 0$$

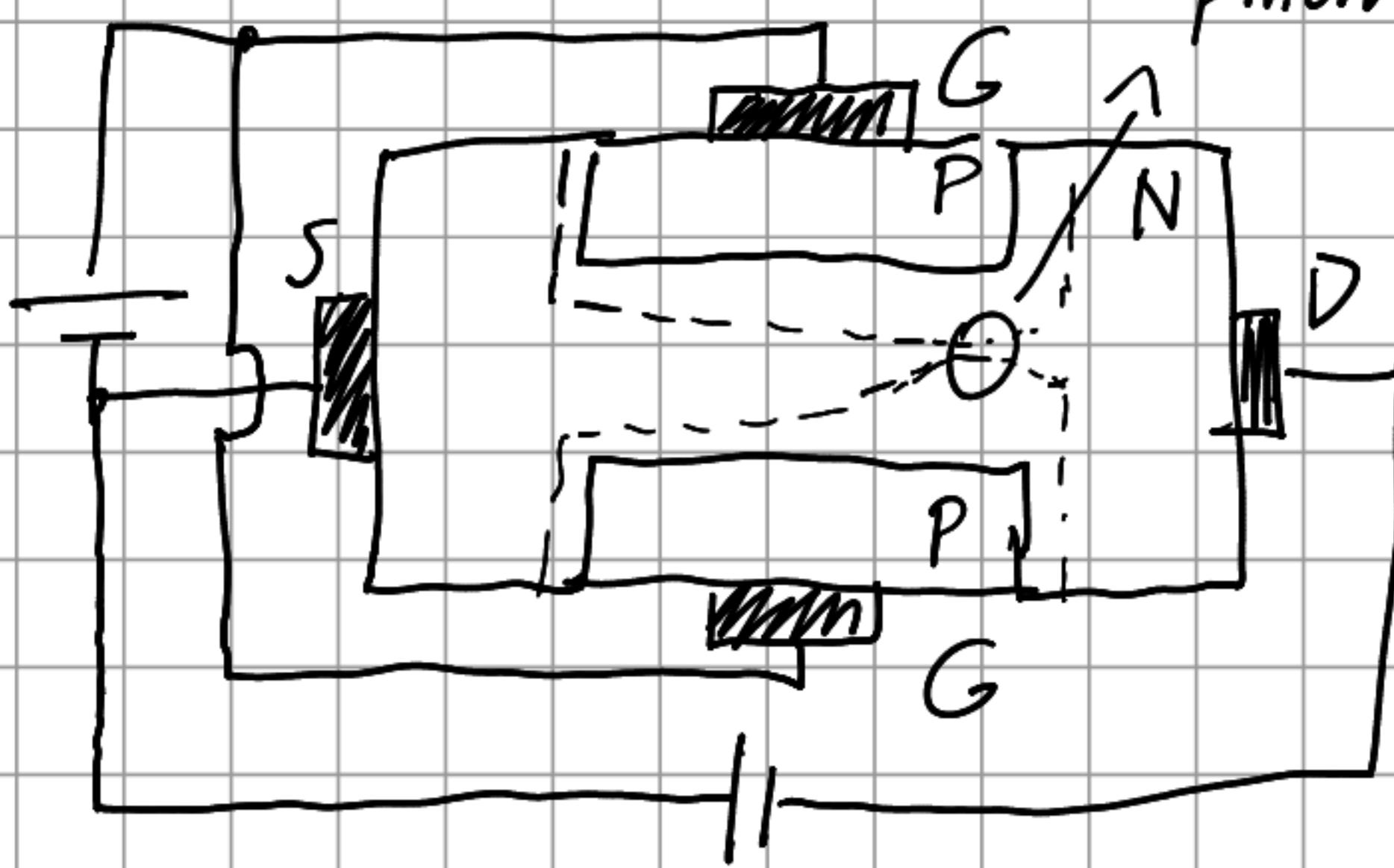
$$V_{SD} = 0$$

con architettura
doppia "chiodo"
canale di cond.
da 2 lati
contemporaneamente

pinch-off point

↓ (B)

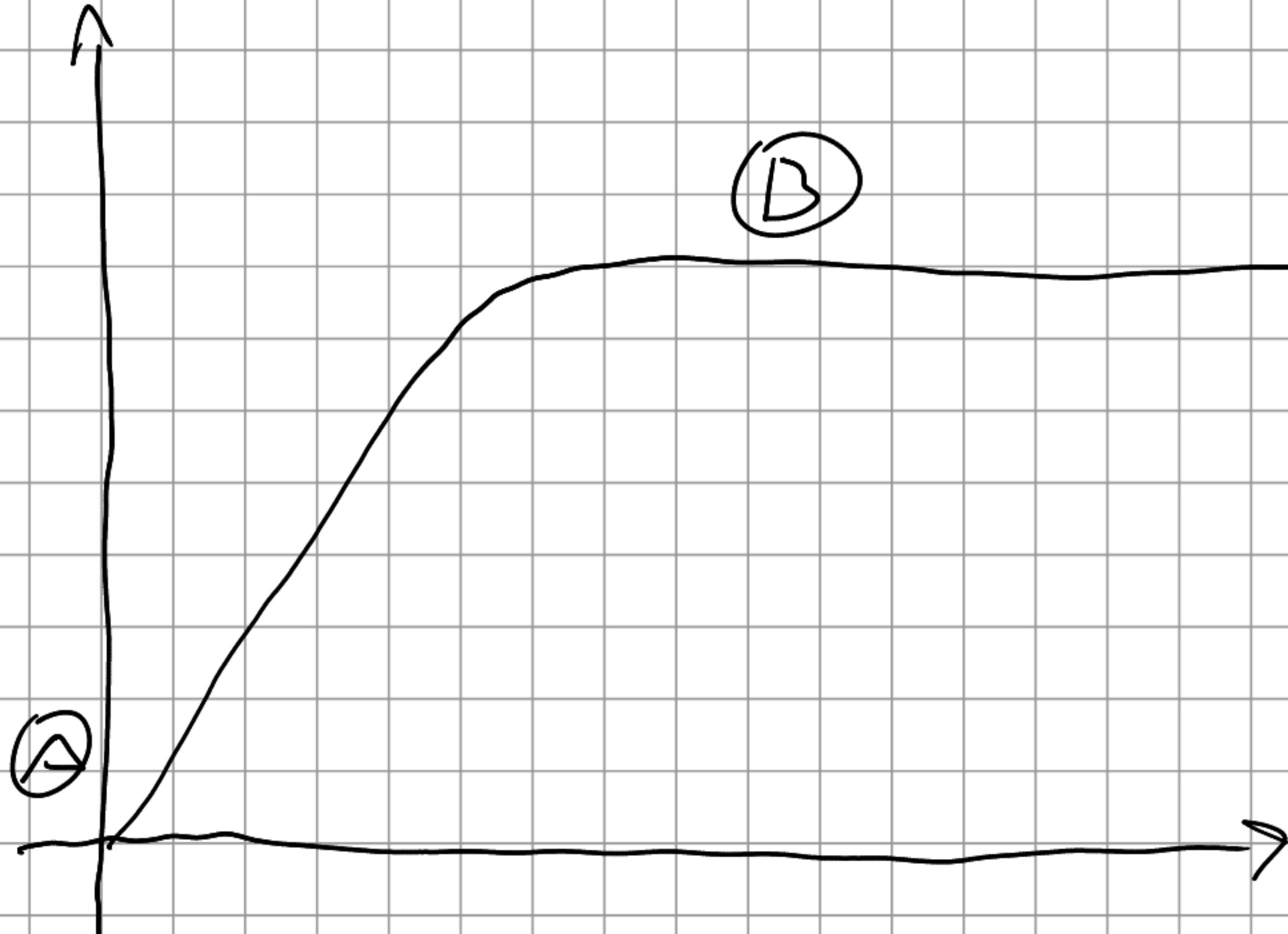
+ efficiente



$$V_{GS} \neq 0$$

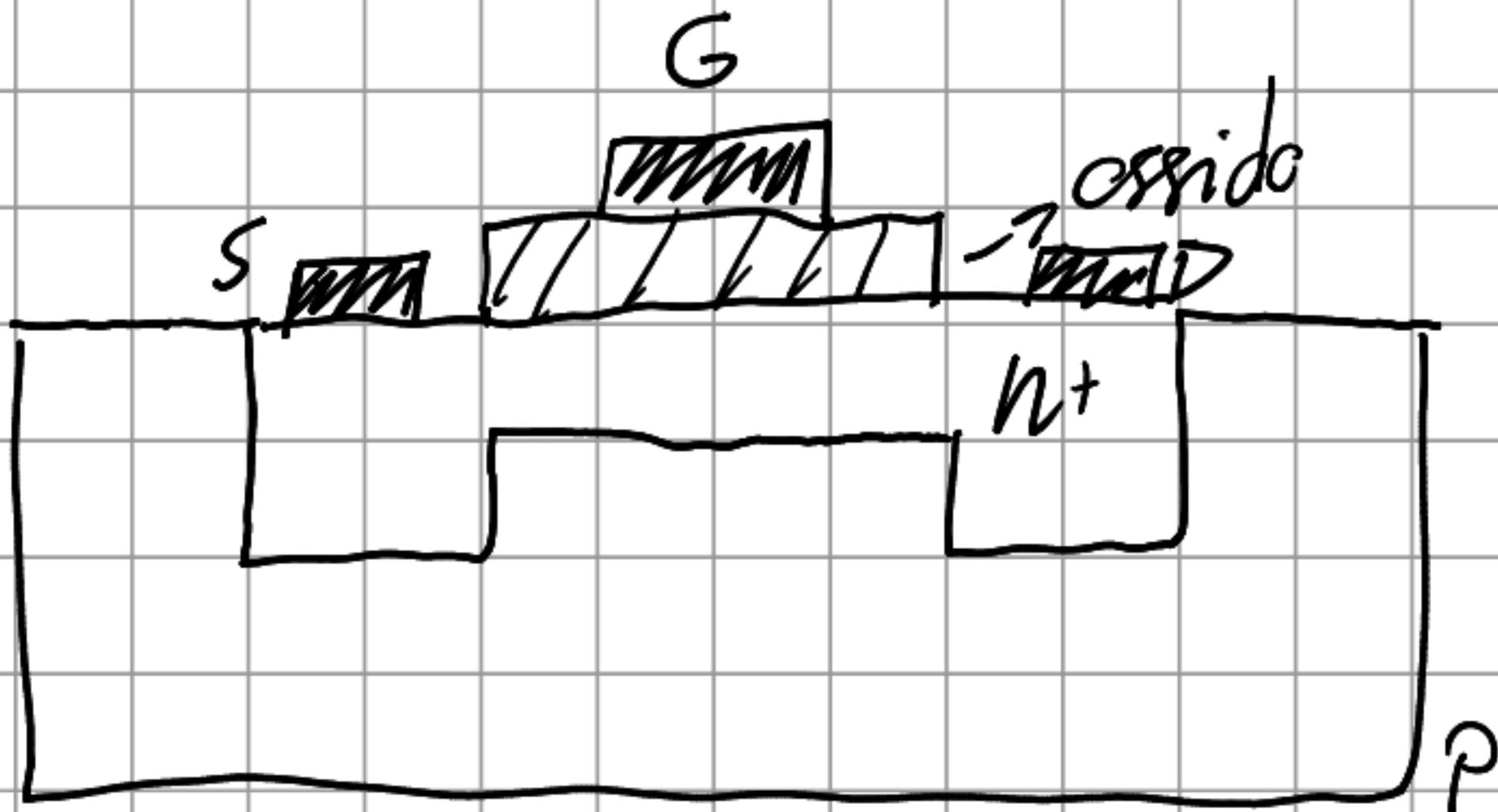
$$V_{SD} \neq 0$$

↓
modifica geo.
dep. zone.



o I MOSFET

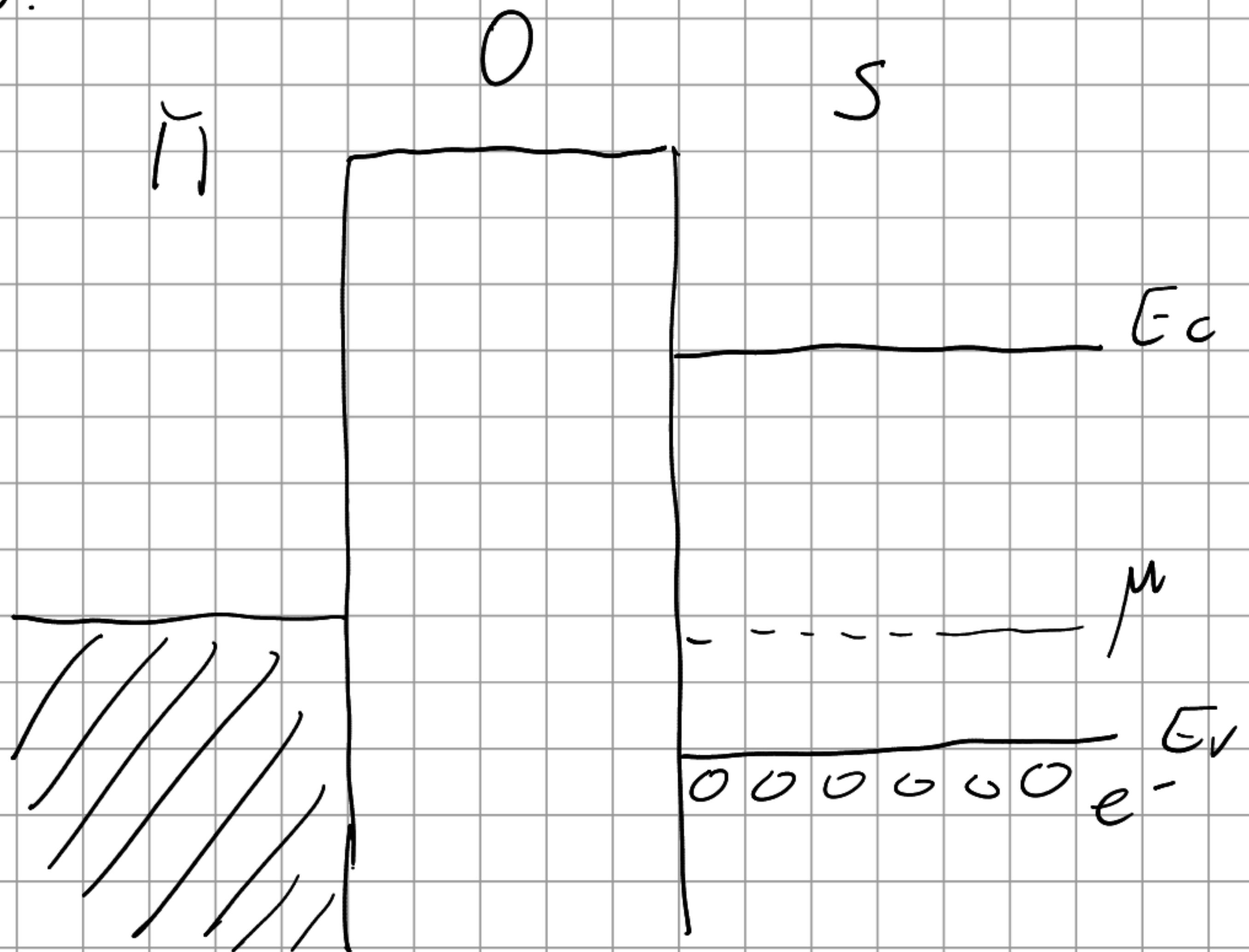
(a sviluppo)



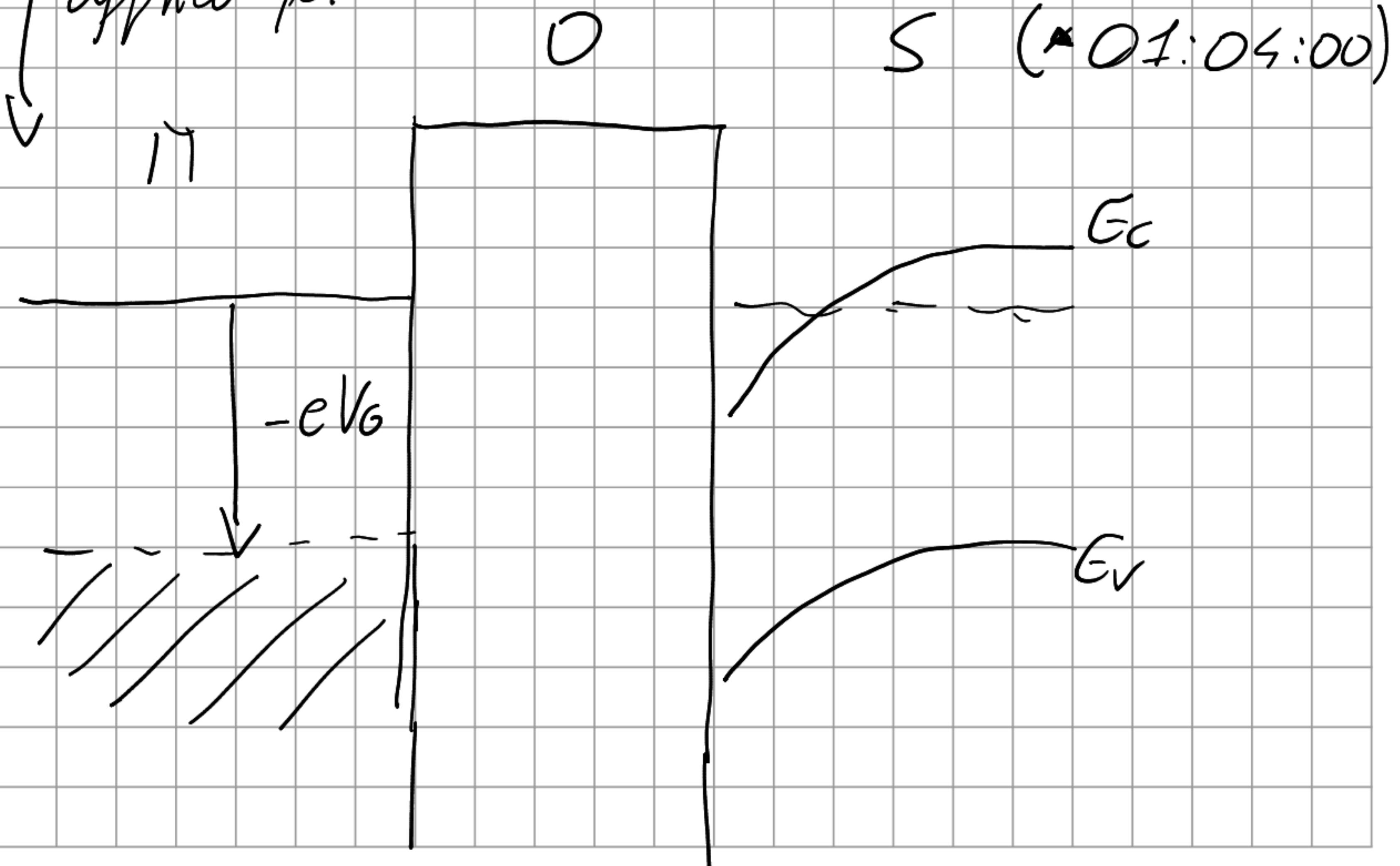
→ e' fatto
così per i
processi di
costruzione
usati per
drogarlo

bocci comincia → penetrazione
finita.

bands:



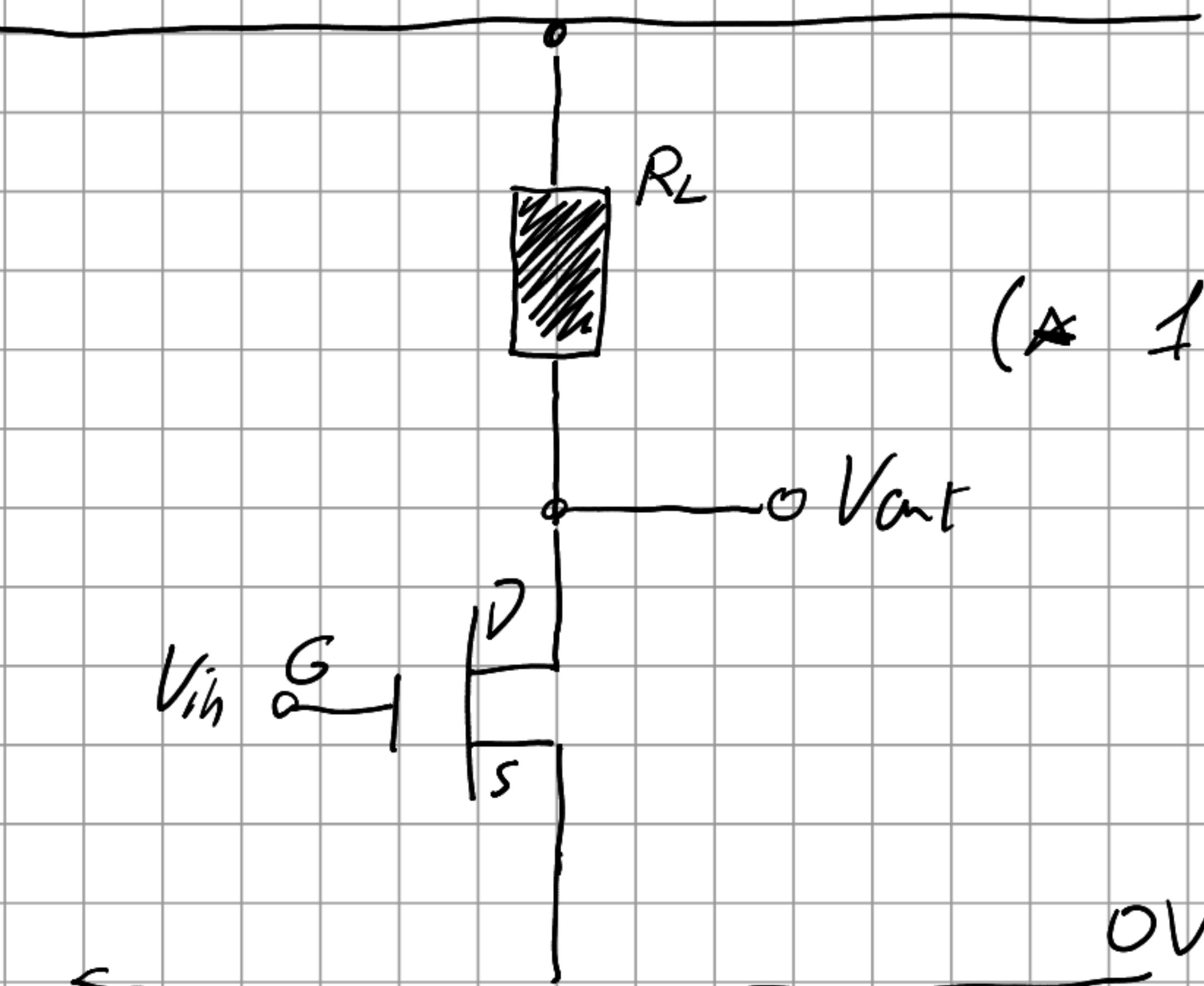
(applico pot)



Campo determina bande e cambia la loro popolazione

- FET \rightarrow collegano analogico con digitale.

5V \rightarrow batteria



Digitale

(\approx 1:06:30)

tipico circuito tra
2 livelli di potenziale

MOSFET \rightarrow porta logica \rightarrow porta NOT

IN	OUT
1	0
0	1
V_{in}	V_{out}
5V	OV
OV	5V

Invertente \neg

input	output
1	0
0	1

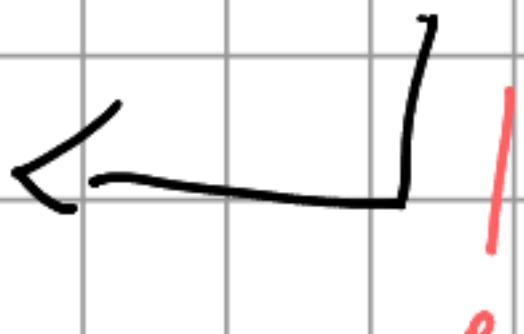
FET \rightarrow N-NO5 ad avvicinamento (non conduce)
 \hookrightarrow conduce applicando V_{GS}

- $V_{in} = 0V$ ($\simeq 0$ logico) \rightarrow fet non cond.

$$V_{out} = 5V$$

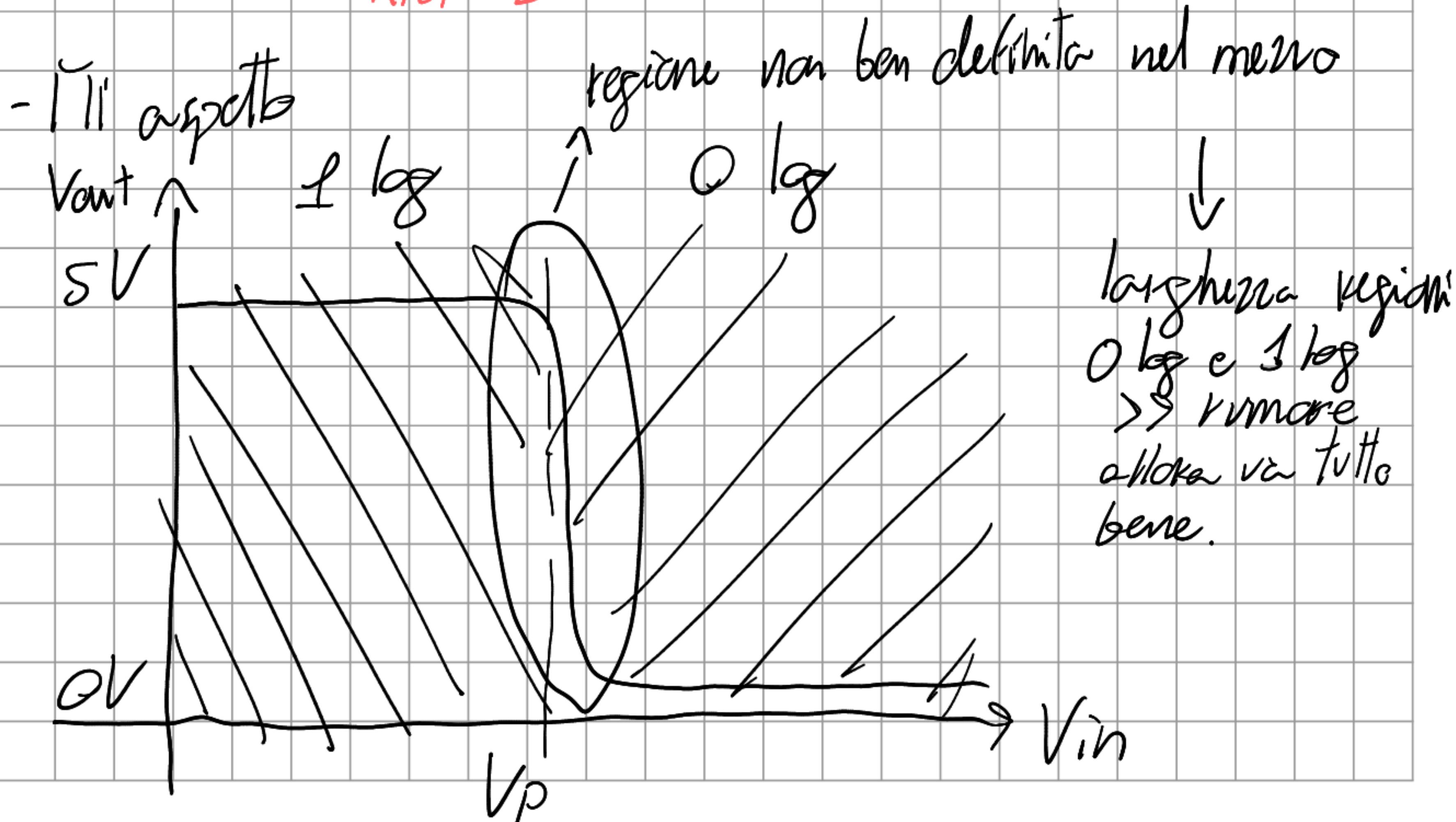


flottante



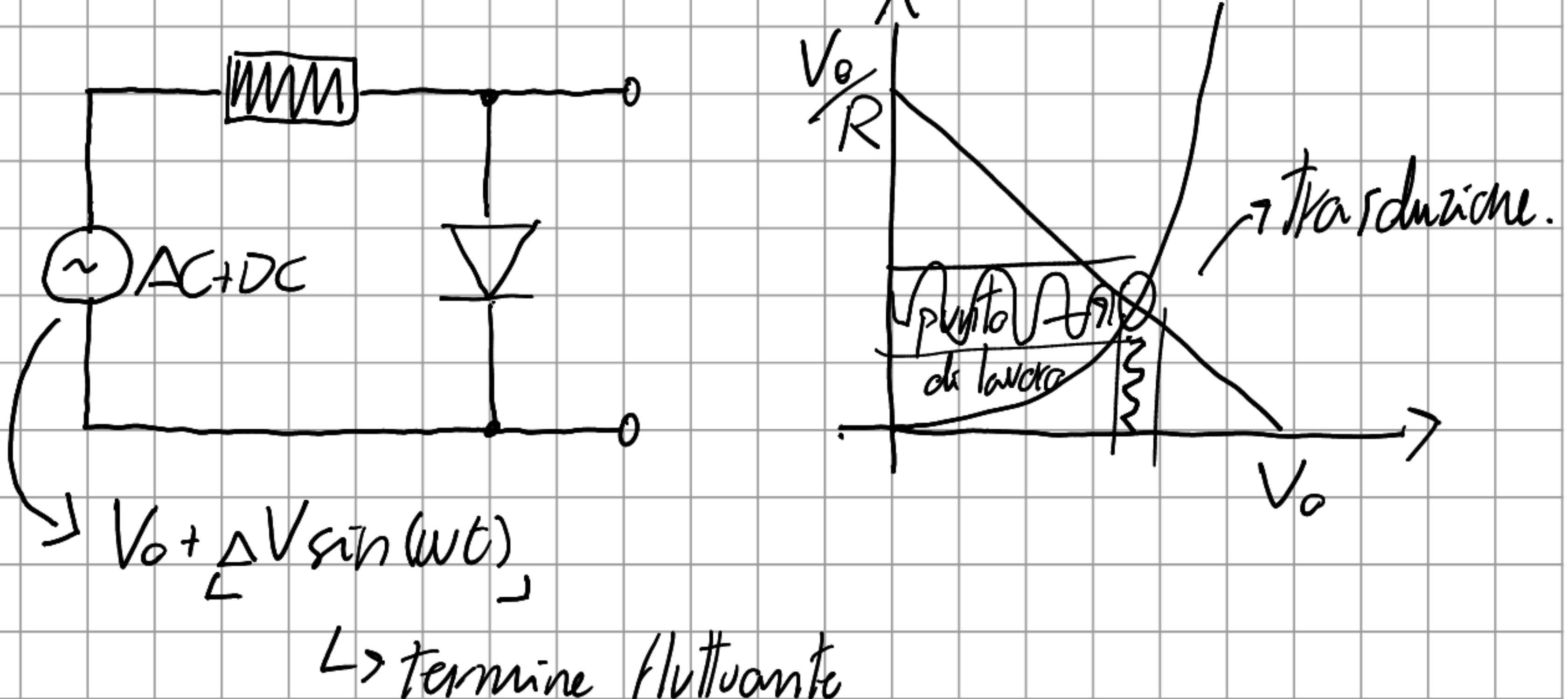
- $V_{in} = 5V \rightarrow$ fet conduce (anche bene, R_{FET} piccolo)
- \Rightarrow circuito porta NOT *partitore*

$$V_{out} = \frac{R_{FET}}{R_{FET} + R_L} \simeq 0$$



(+ 01:16:00) Pull up / Pull down

• EFFETTI DINAMICI



- Come variano i potenziali nel tempo?

$$V(t) = R \cdot I + V_D(I) \xrightarrow{I_0 + \delta I} RI_0 + R\delta I + V_D(I_0 + \delta I)$$

sviluppo I^o ordine $\rightsquigarrow RI_0 + R\delta I + V_D(0) + \frac{dV_D}{dI} \delta I$

\rightsquigarrow linearizzo attorno oscillazione

separo componenti in AC \rightsquigarrow
e DC

$$\frac{dV_D}{dI} = \text{resistenza dinamica giunzione} = k_D$$

- reciprocamente cost. ang. tangente curva catatt. in punto ch' lavoro. $\equiv f_D$

Separo AC - DC \rightarrow risolvo separatamente.

\hookrightarrow importante ampl. $V_{in} \ll 1$ (se no vede non linea-rità della risposta (exp. like) doppia

$$I = I_s \exp\left(\frac{eV}{2kT} - 1\right)$$

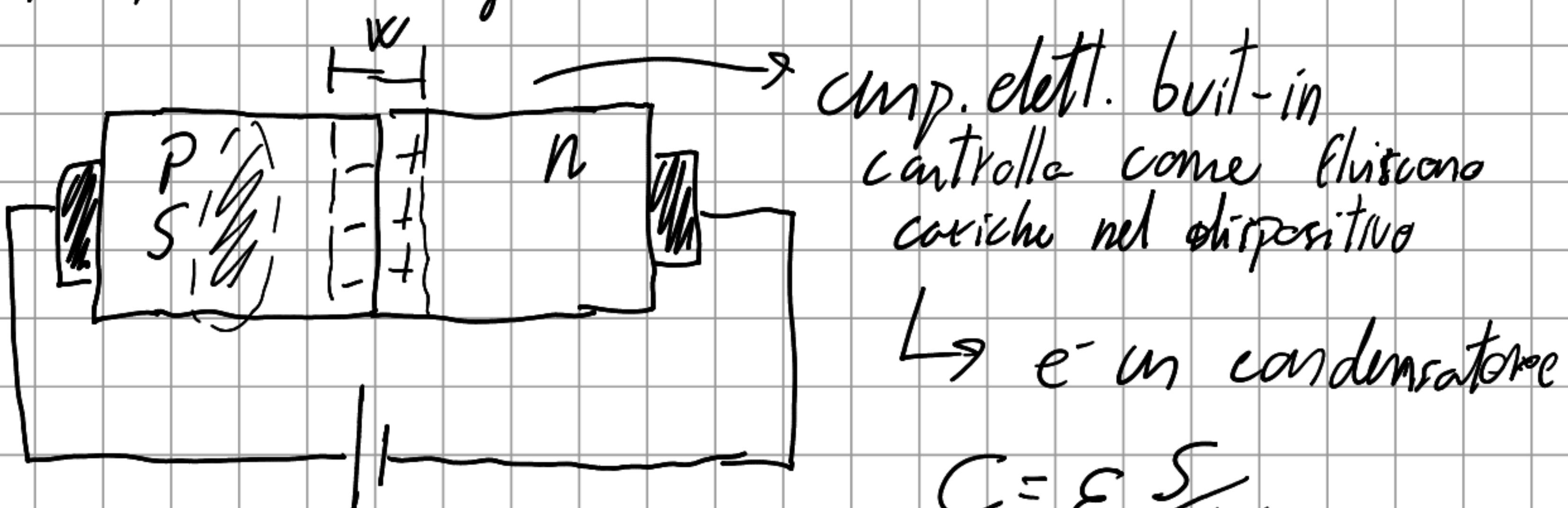
$$V_f \sim 26 \text{ mV}$$

$$\frac{dI}{dV} = \frac{I_s \cdot e}{2kT} e^{\frac{eV}{2kT}} \rightarrow f_D = 2 \frac{k_B T}{e} \frac{1}{I_s e^{\frac{eV}{2kT}}}$$

$$\approx 2 \frac{V_T}{I}$$

- Quali altri effetti rallentano risp. doppio?

i) Capacità di giunzione.



$$C = \epsilon \frac{S}{W}$$

$$W(V) = \sqrt{\frac{2\epsilon}{e}} V \left(\frac{1}{N_h} + \frac{1}{N_D} \right)$$

$$V_0 + \delta V; W_0 + \delta W$$

- Diodo in reverse: $C(V) = \frac{C_0}{(1 + \sqrt{\frac{V}{V_0}})^m}$ zero-bias capacity

$m = \frac{1}{2}$ abrupt

\rightarrow barrier

\rightarrow junction neta

$m = \frac{1}{3}$ graded ($\star \text{O1:13.00}$)

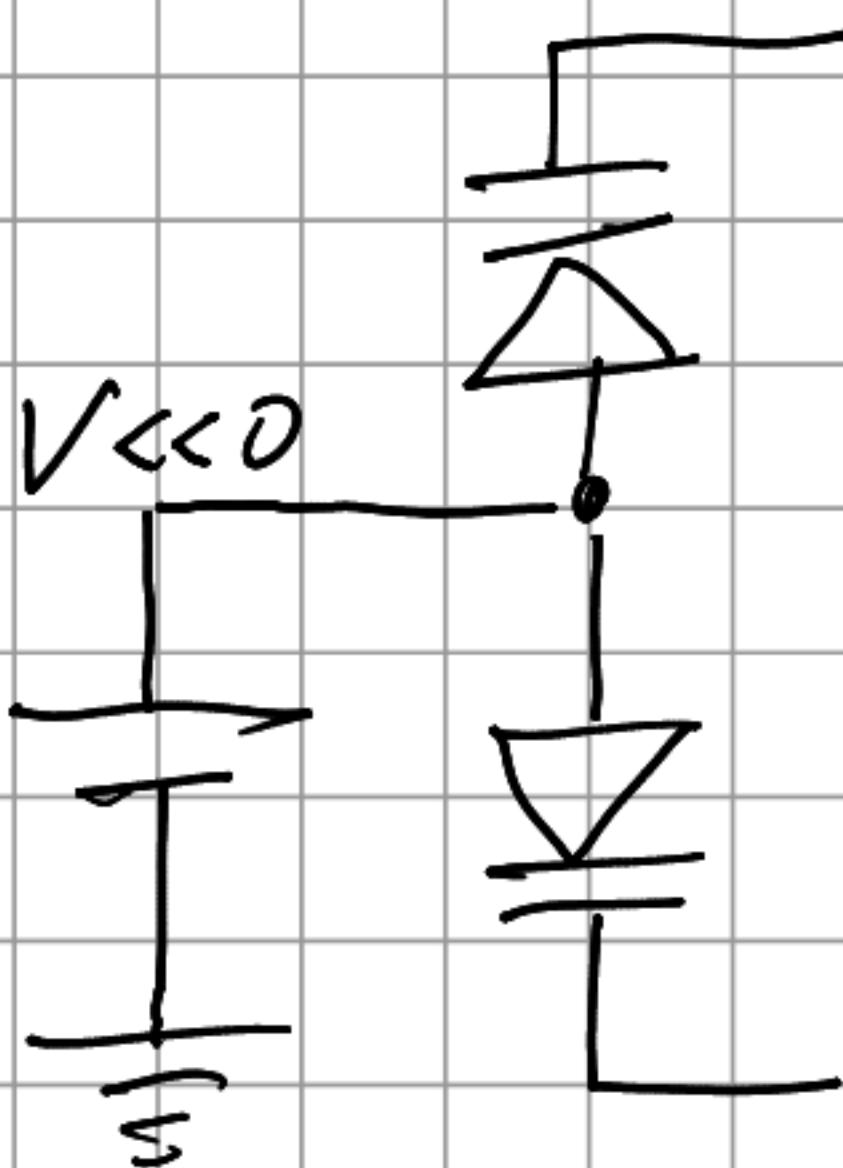
\rightarrow non neta

- Diodo varicap

\rightarrow reverse \rightarrow

cond. variabile \rightarrow applico V diverso \rightarrow ottengo C diversa

config. tipica



- Ha anche capacità di diffusione.

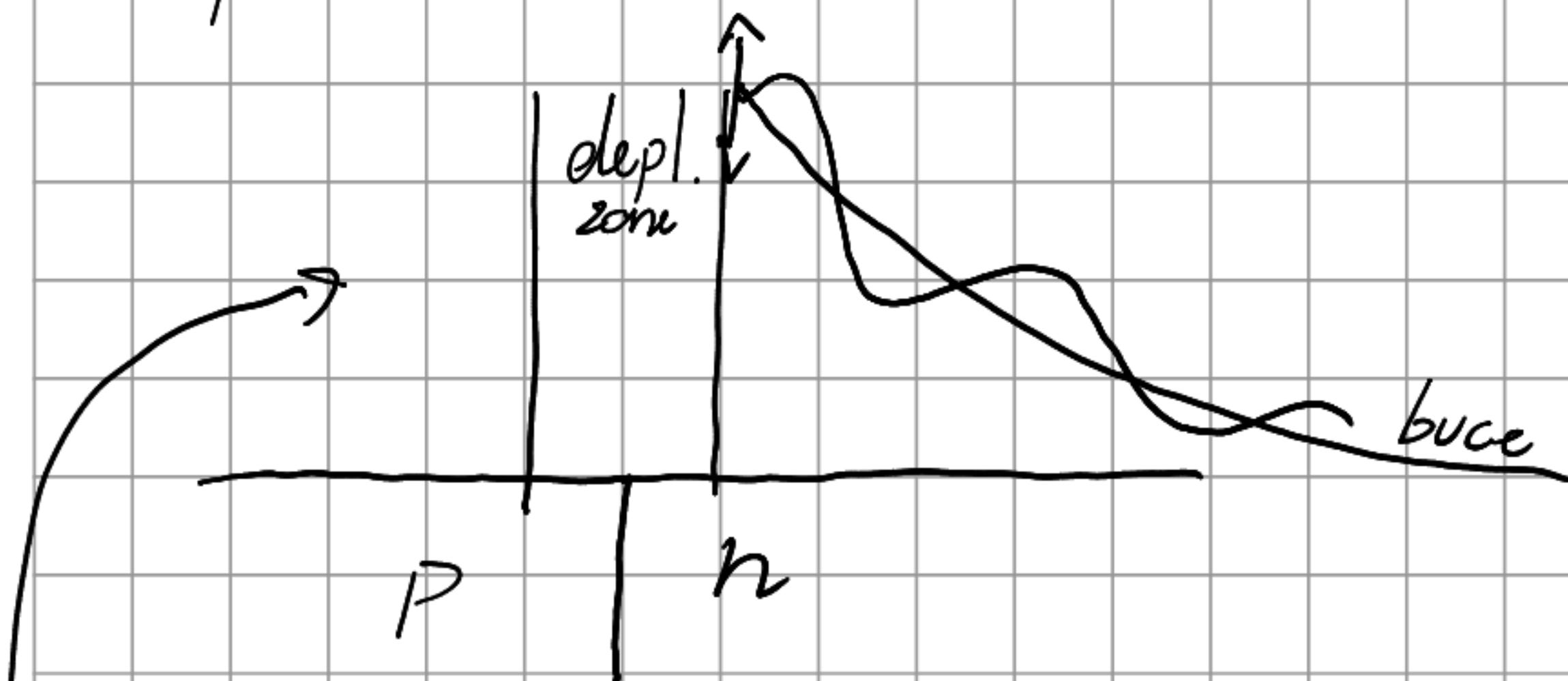
Lez 04

• EFFETTI DINAMICI DELLE GIUNZIONI

- resistenza dinamica

- capacità di giunzione \rightarrow diodi varicap = condensatori variabili (pol. in reverse)

- capacità di diffusione



port. minoritari innaffiati attraverso giunzione.

$$p(x) = \frac{n_i^2}{N_D} + \frac{n_i^2}{N_D} \left[e^{\frac{qV}{k_B T}} - 1 \right] \cdot e^{-\frac{x}{L_p}}$$

Applico pct. dinamico $V = V(t) \Rightarrow p(x) = p(x, t)$

$$p(0, t) = \frac{n_i^2}{N_D} e^{\frac{eV(t)}{k_B T}}$$

\hookrightarrow funzione diffusione minoritari oscilla mentre decresce exp.

CASO 1D: $\frac{\partial P}{\partial t} - D_p \frac{\partial^2 P}{\partial x^2} = \frac{P_0 - P}{\tau_p}$, assumendo $P = P_{dc} + P_{ac}^{int}$

$$\frac{\partial P}{\partial t} = iW_P A C^{int} + \frac{\partial P_{dc}}{\partial t} (\text{cost})$$

funzione armonica

$$D_P \frac{\partial^2 P}{\partial x^2} = D_P \frac{d^2 P_{DC}}{\partial x^2} + D_P e^{i \omega t} \frac{d^2 P_{AC}}{\partial x^2}$$

$$\frac{P - P_0}{E_P} = \frac{P_0 - P_{DC}}{E_P} - \frac{P_{AC} e^{i \omega t}}{E_P}$$

- Trovo eq. in cui posso separare termini AC e DC:

$$\underbrace{i \omega P_{AC} e^{i \omega t} - D_P \frac{d^2 P_{DC}}{\partial x^2}}_{\text{eq. diff. per term. DC}} - D_P e^{i \omega t} \frac{d^2 P_{AC}}{\partial x^2} = \underbrace{\frac{P_0 - P_{DC}}{E_P}}_{\text{eq. diff. per term. AC}} - \underbrace{\frac{P_{AC} e^{i \omega t}}{E_P}}_{\text{eq. diff. per term. AC}}$$

Separo DC, AC, mi concentro su parte dinamica:

$$i \omega P_{AC} e^{i \omega t} - D_P e^{i \omega t} \frac{d^2 P_{AC}}{\partial x^2} = - \frac{P_{AC} e^{i \omega t}}{E_P} \quad \begin{matrix} \text{eq. diff.} \\ \text{per term.} \\ \text{AC} \end{matrix}$$

$$- D_P \frac{d^2 P_{AC}}{\partial x^2} = - \frac{P_{AC}}{E_P} (1 + i \omega t_P) \quad \begin{matrix} \text{caso stat.} \\ L_P^2 = - D_P t_P \end{matrix}$$

$$\Leftrightarrow - \frac{D_P \cdot E_P}{1 + i \omega t_P} \frac{d^2}{dx^2} P_{AC} = - P_{AC}$$

$$\Leftrightarrow - \tilde{L}_P^2 \frac{d^2 P_{AC}}{dx^2} = - P_{AC} \quad \begin{matrix} \tilde{L}_P \in \mathbb{C} \\ \text{caso din.} \end{matrix}$$

$$\tilde{L}_P \in \mathbb{C} \Rightarrow P(x, t) \propto e^{-\frac{x}{\tilde{L}_P}}$$

$\Rightarrow \operatorname{Re}\{\tilde{L}_P\} \rightarrow$ funz. decrescente exp.-like
 $\operatorname{Im}\{\tilde{L}_P\} \rightarrow$ funz. oscillante

o corrente: $J \propto \frac{1}{L_P}$ statico

$\Rightarrow J \propto \frac{1}{L_P}$ dinamico

$$J_{\text{dyn}} \propto \frac{\sqrt{l + i\omega L_P}}{L_P^{\text{stat.}}}$$

Allora $\delta I = \frac{\delta V}{V_{\text{din}}} \cdot \sqrt{1 + i\omega C_P} \underset{\text{piccolo}}{\approx} \frac{\delta V}{V_{\text{din}}} \left(1 - i \frac{\omega C_P}{2} \right)$

$$\delta I \approx \frac{\delta V}{V_{\text{din}}} - i\omega \frac{C_P}{2V_{\text{din}}} \delta V$$

$$Y = \frac{\delta I}{\delta V} = \frac{1}{V_{\text{din}}} + i\omega C_D$$

$$C_D = \frac{C_P}{2V_{\text{din}}}$$

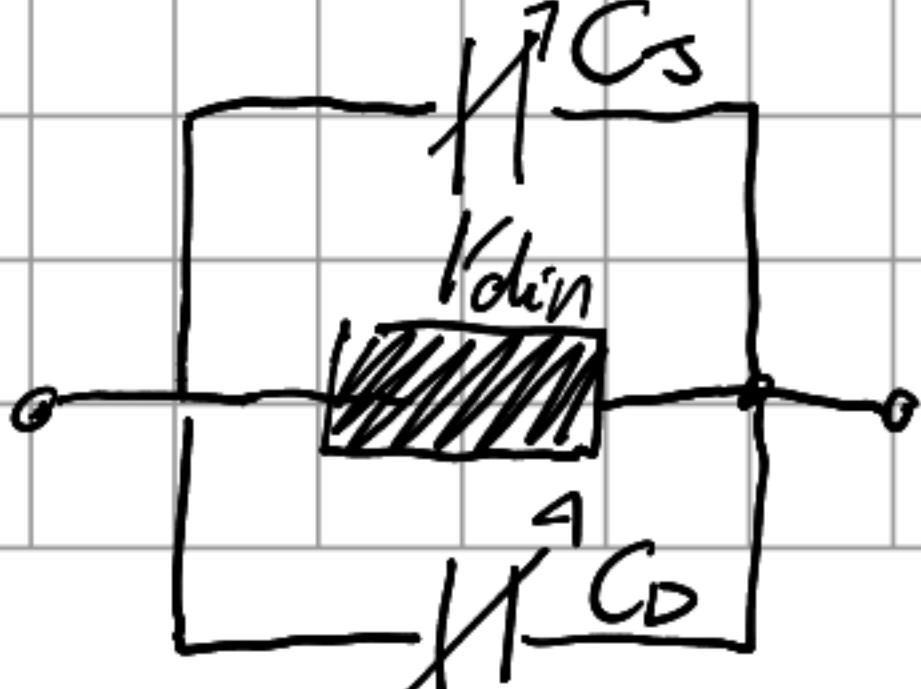
Per diodo: $V_{\text{din}} \approx \frac{k_B T}{e} \frac{1}{I}$ $C_D \approx \frac{C_P}{2} \frac{e}{k_B T} I$

espliitando eq. 5 trascurando 1:

$$C_D \approx \frac{C_P}{2} \frac{e}{k_B T} I_S e^{\frac{eV}{k_B T}}$$

dipendente dal
voltage

- Modello + realistico diodo:

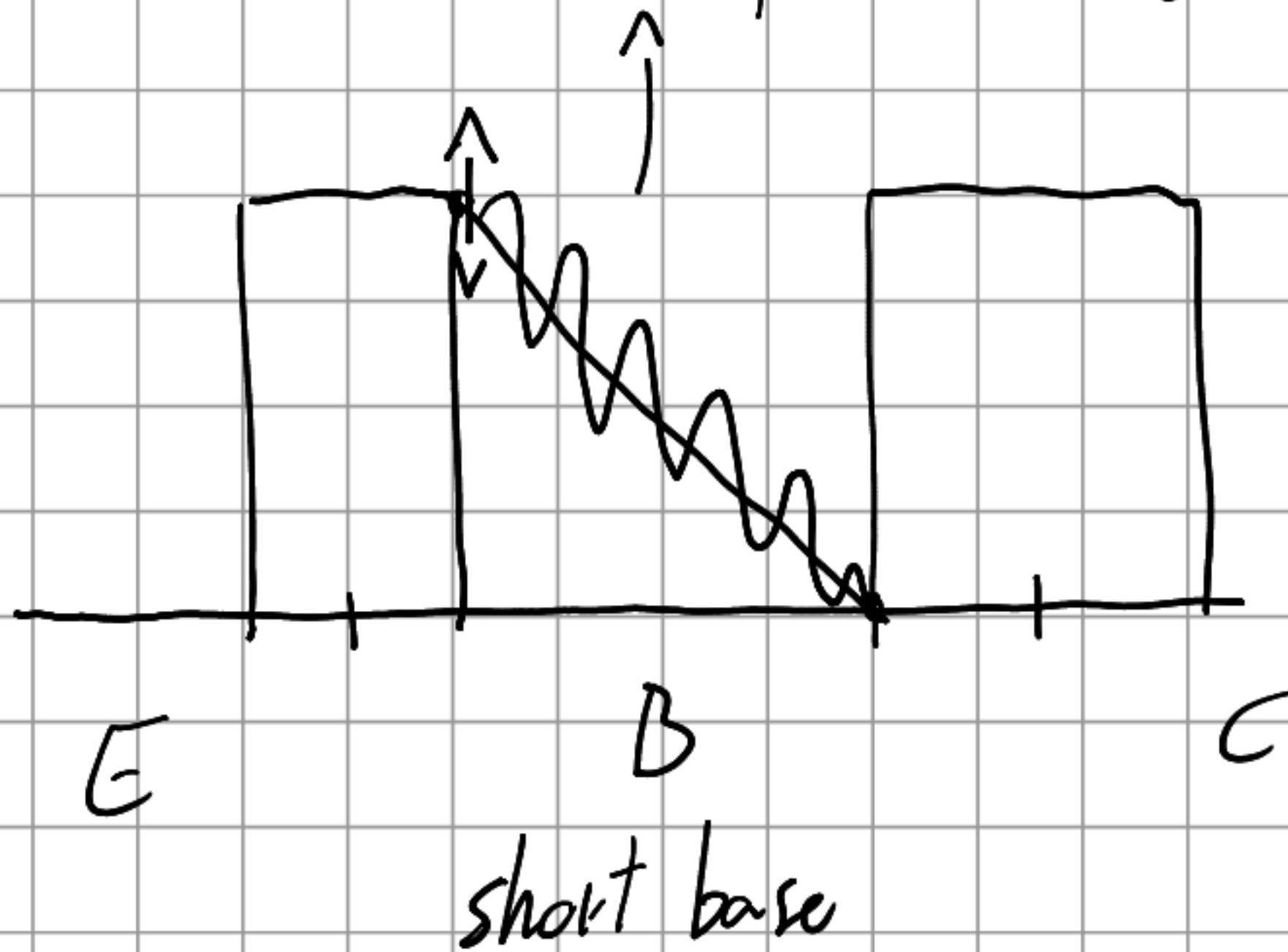


- TRANSISTOR BJT (2 giunzioni)

osc. smorzate verso C
davanti a pot. AC (*)

1. Giunzione C_{BE} , C_{BC}

2. Diffusione (peggiore)



(A) smorzate \rightarrow no osc. a C
 \Rightarrow filtro perdo comp. AC.

• ELETTRONICA DIGITALE (Bob Widlar was wrong)

i) Preserva (molto bene) l'informazione.

ii) Semplicità del design (facilmente ricomponibile)

1 GB $\sim 10^{10}$ BIT \rightarrow SENZA ERRORI

NOISE? (da fastidio!) \leftarrow

\hookrightarrow Come fa una c. con 10^{10} op. senza effetto da rumore?