



Elettronica Applicata
a.a. 2015/2016



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
FIRENZE**

**DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE**

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI: applicazioni non lineari con uso di diodi e transistor

www.uscndlab.dinfo.unifi.it



Elettronica Applicata a.a. 2015/2016



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
FIRENZE

DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

Chi contattare:

Ing. Simona Granchi email: simona.granchi@unifi.it

FONTI:

1. J. Millman, C.C. Halkias, **"Integrated Electronics"**
2. J. Millman, A. Grabel, **"Microelectronics"**
3. C. J. Jager, **"Microelettronica"**

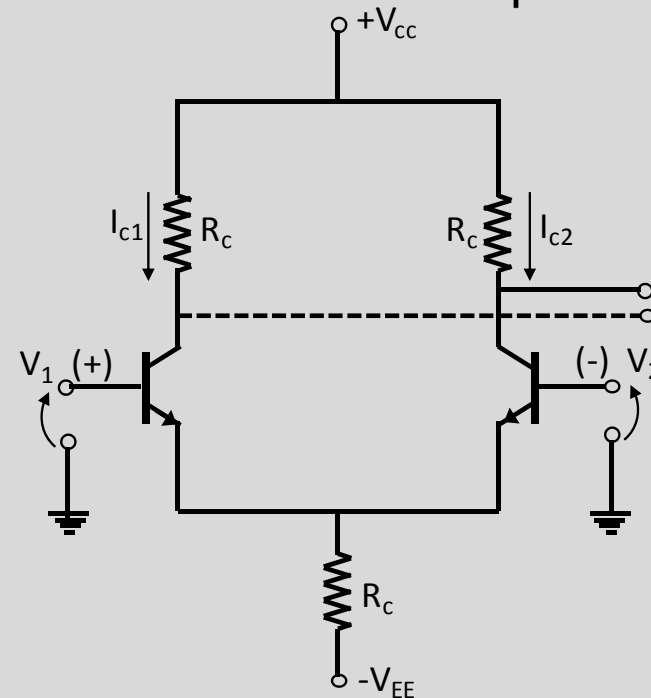
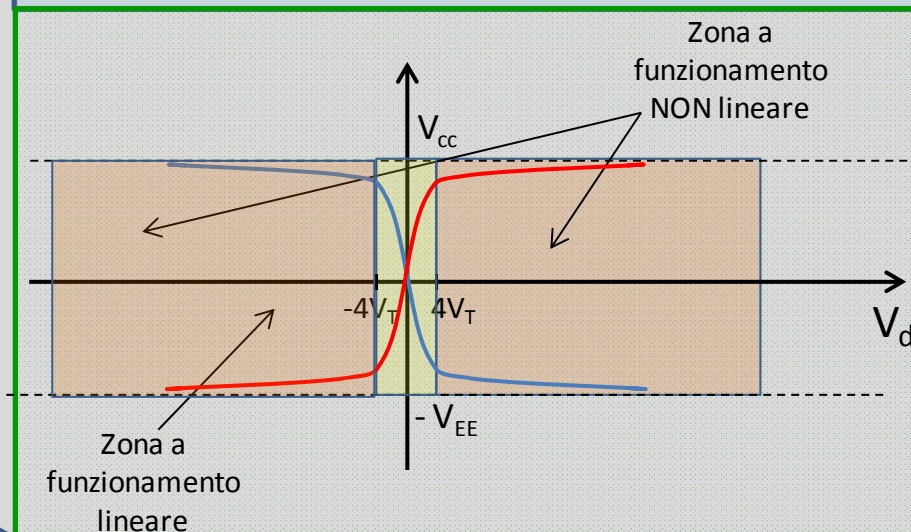
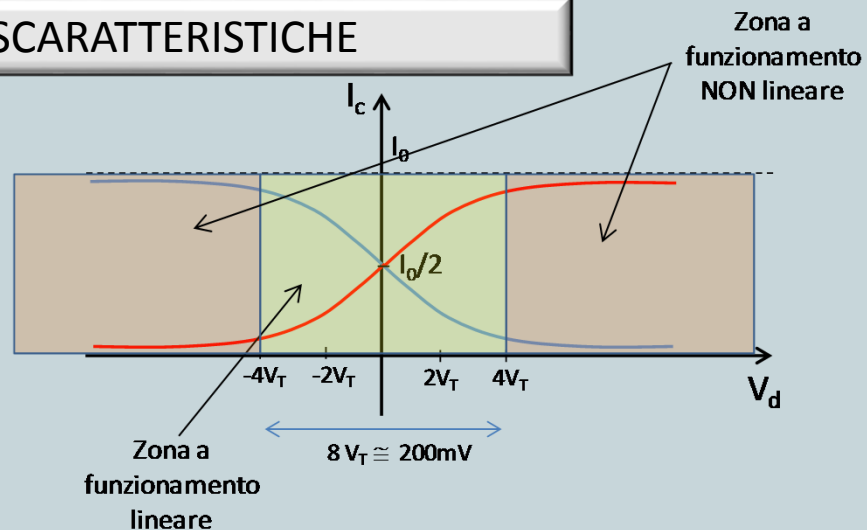
www.uscndlab.dinfo.unifi.it



AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



TRANSCARATTERISTICHE

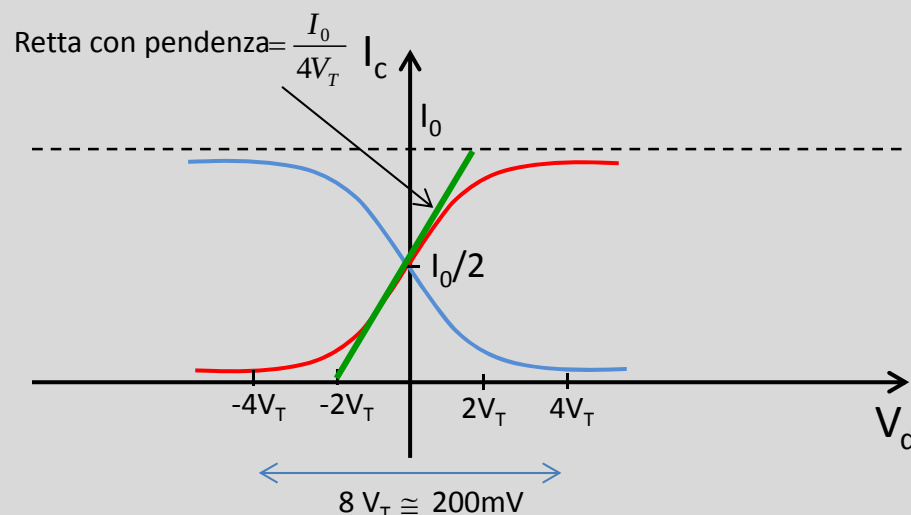


$$V_d = V_1 - V_2$$

$$\begin{cases} I_{C1} = \frac{I_0}{1 + e^{-\frac{V_d}{V_T}}} \\ I_{C2} = \frac{I_0}{1 + e^{+\frac{V_d}{V_T}}} \end{cases}$$



TRANSCARATTERISTICA



Differenziando la grandezza di uscita I_{C1} , rispetto a V_d si ha:

$$\frac{dI_{C1}}{dV_d} = g_{md} = \left. \frac{I_0}{4V_T} \right|_{V_{BE1}=V_{BE2} \Rightarrow V_d=0}$$

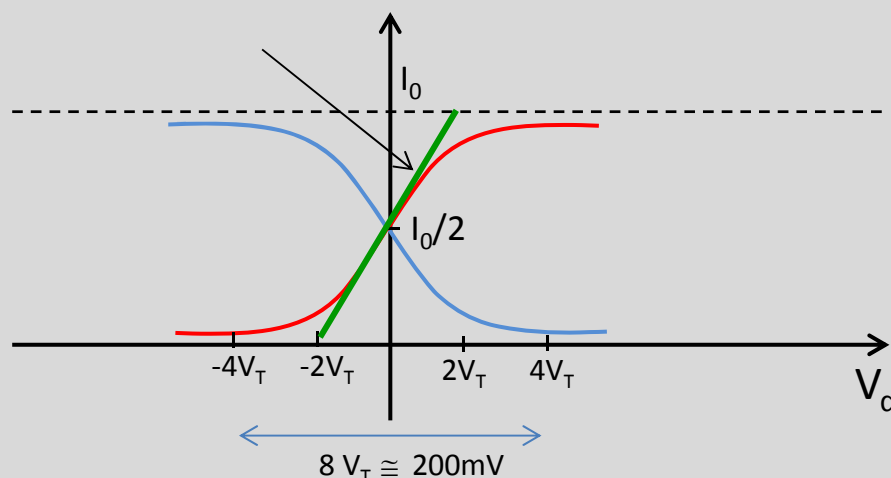
Transconduttanza

Considerazioni sulla Transcaratteristica

1. Amp. Diff è un buon Limitatore di tensione $\Rightarrow$ per $|V_d| > 4V_T$ I_{C1} ha incrementi trascurabili
2. g_{md} varia da zero fino ad un massimo di $\frac{I_0}{4V_T}$ per poi ritornare a zero.
3. La transcaratteristica è lineare per valori di V_d molto piccoli: $\pm 2V_T$



AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE

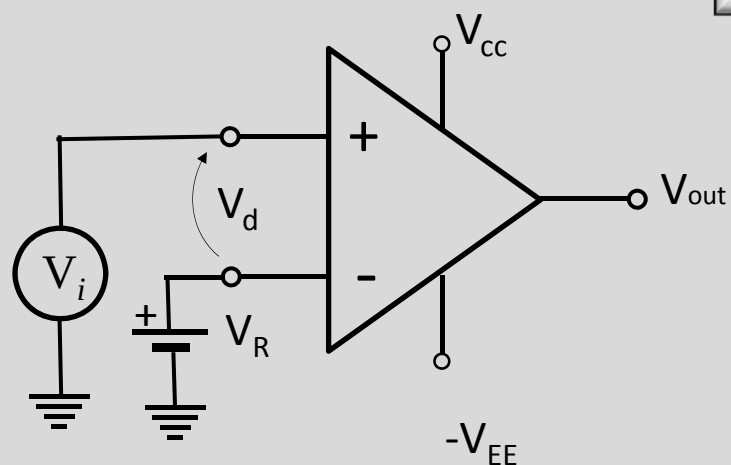


I concetti per l'analisi dei
circuiti visti finora
(massa/corto circuito virtuale)
valgono nella zona di
funzionamento lineare ad
ALTO GUADAGNO di AO.

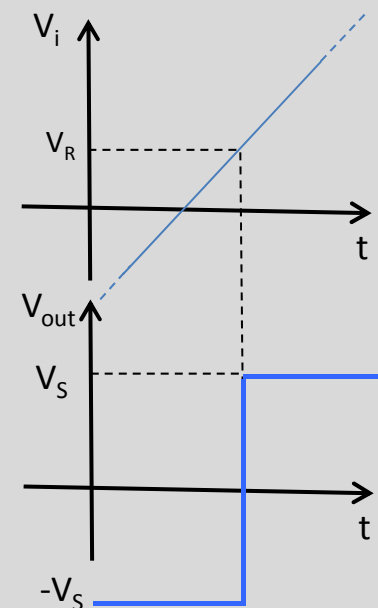
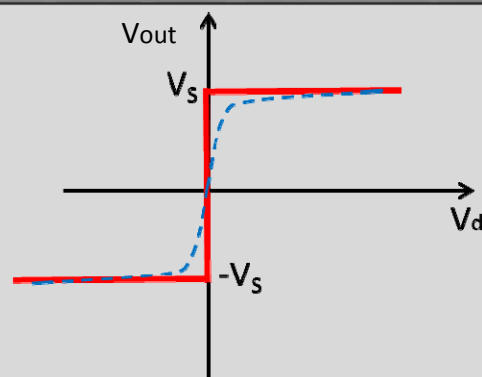
Nella zona della transcaratteristica NON LINEARE ($|V_d| > 4V_T$), zona di saturazione, in cui idealmente l'uscita di tensione al massimo è pari a quella di alimentazione (CHE NON è OVVIAMENTE SUPERABILE!!!), tale principi non sono applicabili



1. FUNZIONAMENTO a COMPARATORE



TRANSCARATTERISTICA



$$V_d = V_i - V_R$$

$$V_{cc} = +V_{EE} = V_S$$

$$V_0 = \begin{cases} V_S & \text{se } V_i > V_R \\ -V_S & \text{se } V_i < V_R \end{cases}$$

Transcaratteristica non lineare

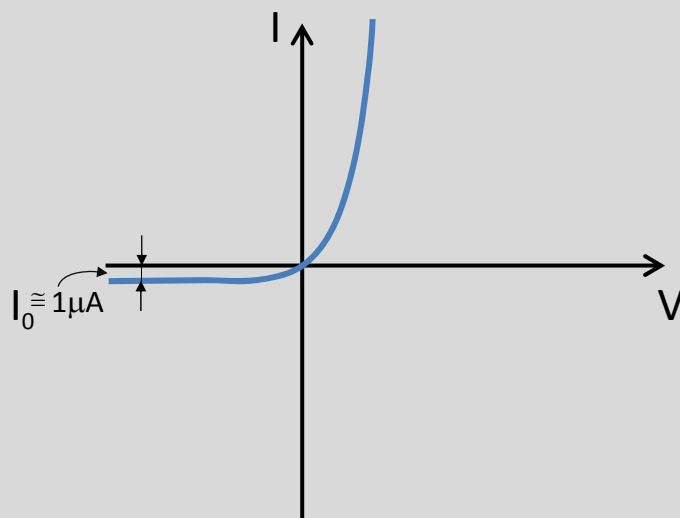
Un A.O (ad anello aperto) , costituito da Ampl.Diff con in cascata stadi ad elevato guadagno può essere impiegato per la realizzazione di questa configurazione.



2. DIODO di PRECISIONE (Diodo ideale)

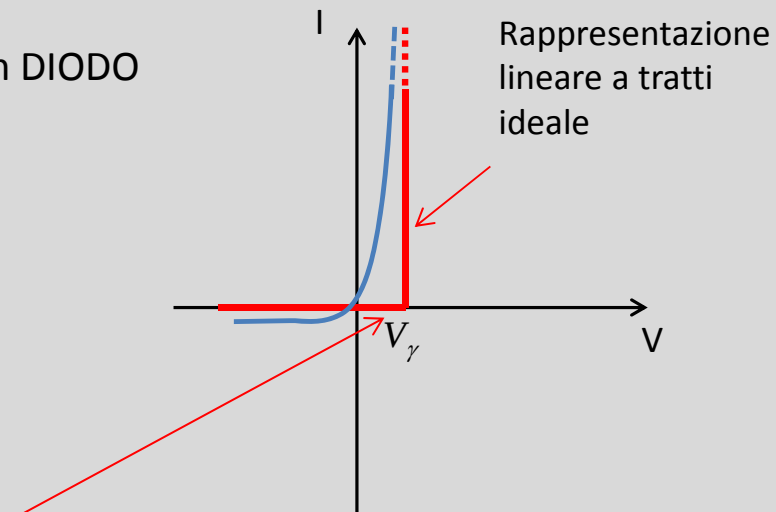
Raddrizzatore a singola semionda con semplice diodo

TRANSCARATTERISTICA di un DIODO



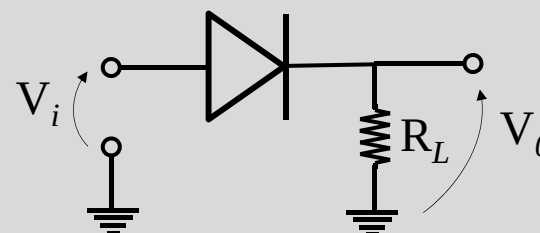
$$I = I_0 \left(e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad \text{con} \quad \eta = \begin{cases} 1 & \text{Germanio} \\ \approx 2 & \text{Silicio} \end{cases}$$

$$V_T = 26 \text{ mV a } 300 \text{ } ^\circ\text{K}$$



Caratteristica comparabile con un "interruttore" o raddrizzatore a semplice semionda

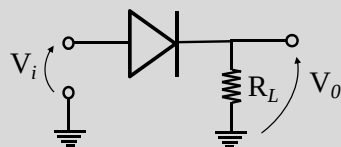
Raddrizzatore a singola semionda



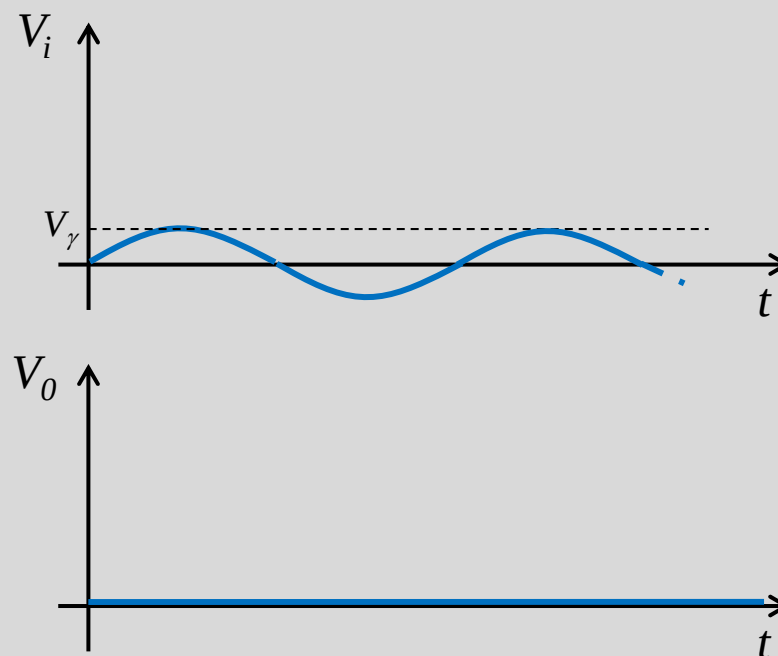
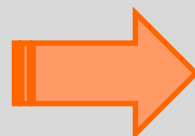
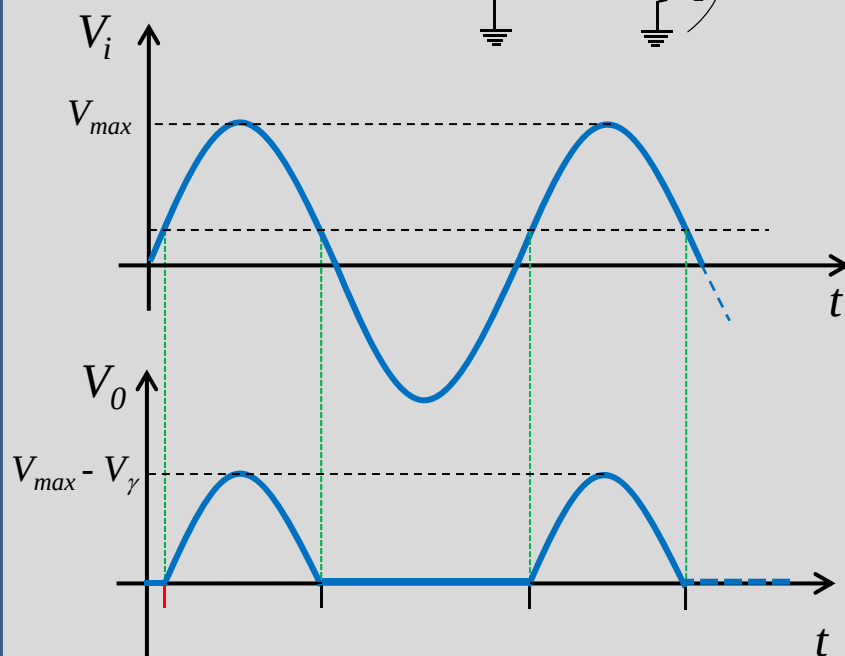


2. DIODO di PRECISIONE (Diodo ideale)

Raddrizzatore a singola semionda con semplice diodo

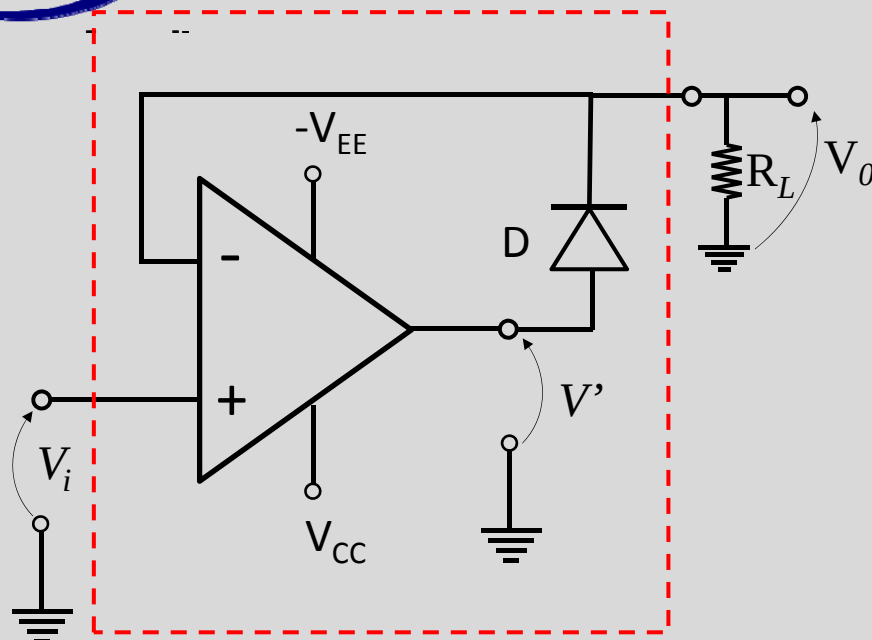


Se $V_i < V_\gamma \Rightarrow V_o \cong 0 \text{ V} \quad \forall t$





2. DIODO di PRECISIONE (Diodo ideale)



$$A^* = A_d > 10^5 \quad (\mu A741 \cong 200000)$$

* = guadagno a catena aperta

D conduce se: $V' > V_0 + V_\gamma$

Quindi:

$$V_d \cdot A = (V_i - V_0) \cdot A > V_0 + V_\gamma$$

$$V_i > \frac{V_0}{A} + \frac{V_\gamma}{A} + V_0 = V_0 \left(1 + \frac{1}{A} \right) + \frac{V_\gamma}{A}$$

$$\Rightarrow V_i > \frac{V_\gamma}{A} + V_0 = V_0 + V'_\gamma$$

Essendo dunque A molto elevata si avrà un V'_γ molto piccolo consentendo di:

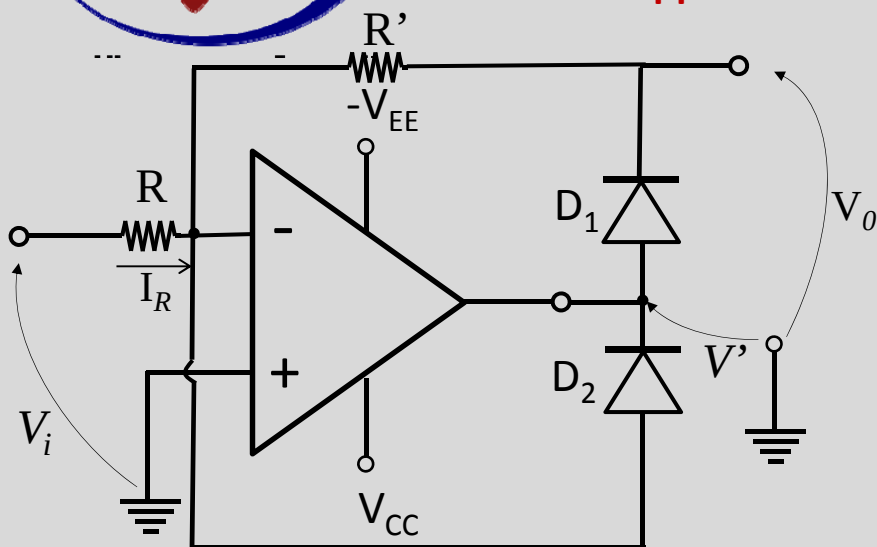
1. Raddrizzare segnali al di sotto della soglia di conduzione del diodo
2. Avere segnali raddrizzati in uscita più "precisi"

Si tenga conto del doppio regime di funzionamento di AO. Quando D conduce, si ha un funzionamento di AO a catena chiusa e il suo guadagno è circa unitario. Quando invece D non conduce AO lavora a catena aperta (come un comparatore), con elevato guadagno A . Grazie proprio a questo fatto la tensione di soglia del diodo è fortemente ridotta.



3. Raddrizzatore a singola semionda

Applicazione del Diodo di Precisione



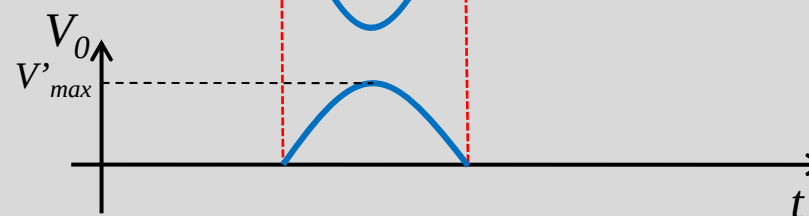
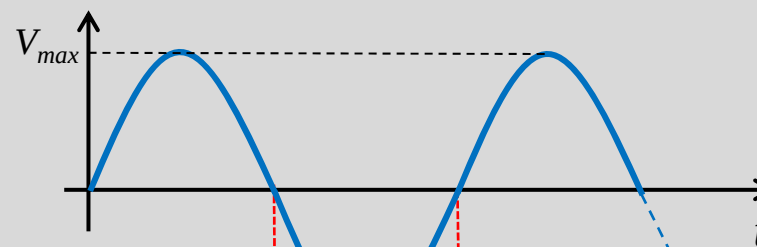
1. Se $V_i > 0$

$\Rightarrow D_1$ interdetto e D_2 conduce

Per il principio di massa virtuale si ha:

$$V' \cong 0 \Rightarrow V_0 \cong 0$$

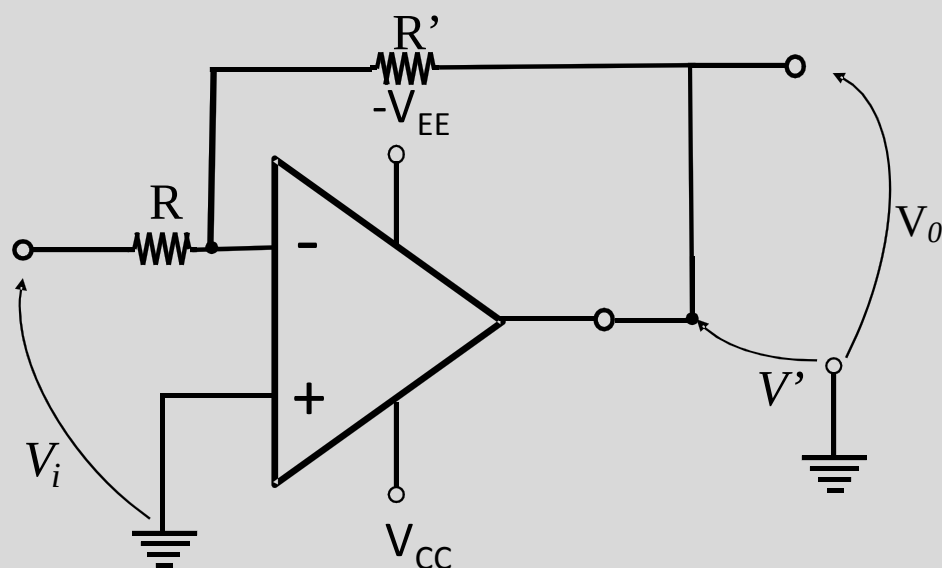
V_i





3. Raddrizzatore a singola semionda

Applicazione del Diodo di Precisione



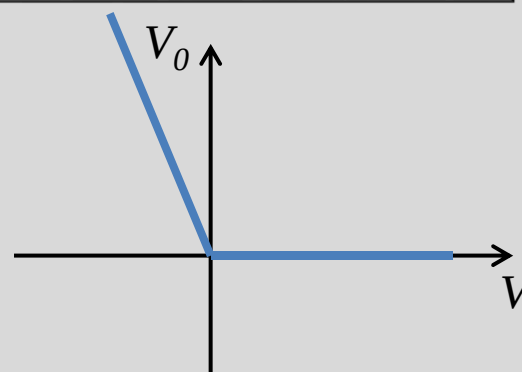
2. Se $V_i < 0$

$\Rightarrow D_1$ conduce e D_2 interdetto

Amplificatore Invertente :

$$V_0 = -\frac{R'}{R} V_i$$

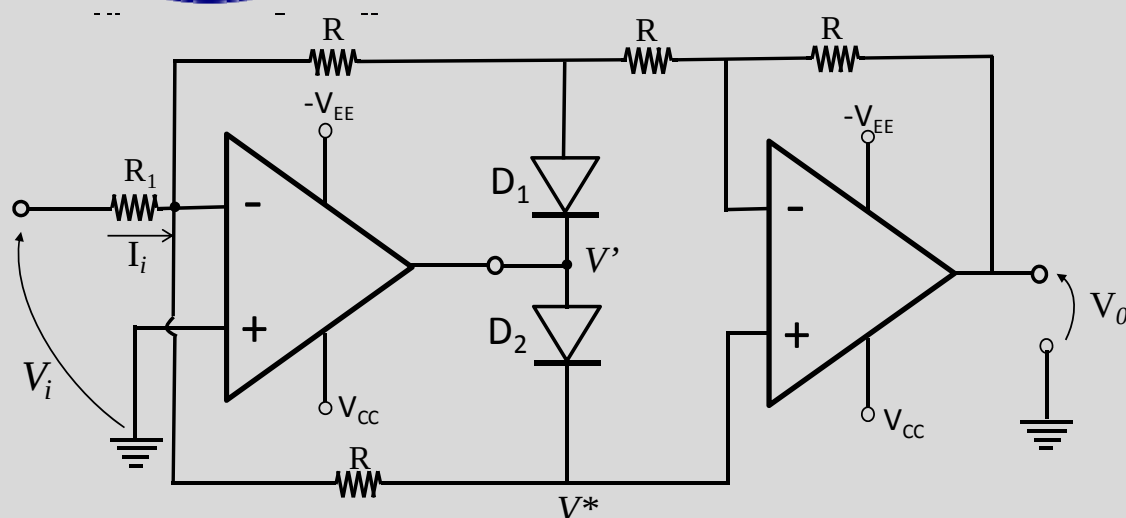
TRANSCARATTERISTICA



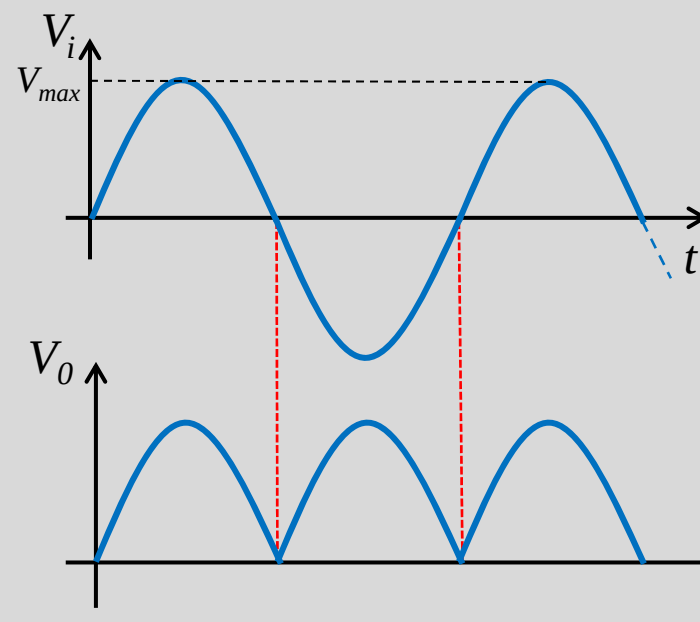
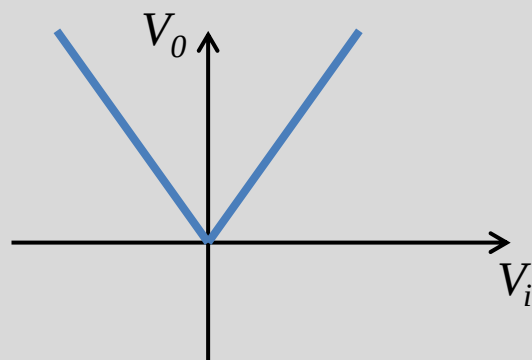


4. Raddrizzatore a Doppia semionda

Applicazione del Diodo di Precisione



TRANSCARATTERISTICA





4. Raddrizzatore a Doppia semionda

Applicazione del Diodo di Precisione

1. Se $V_i > 0$

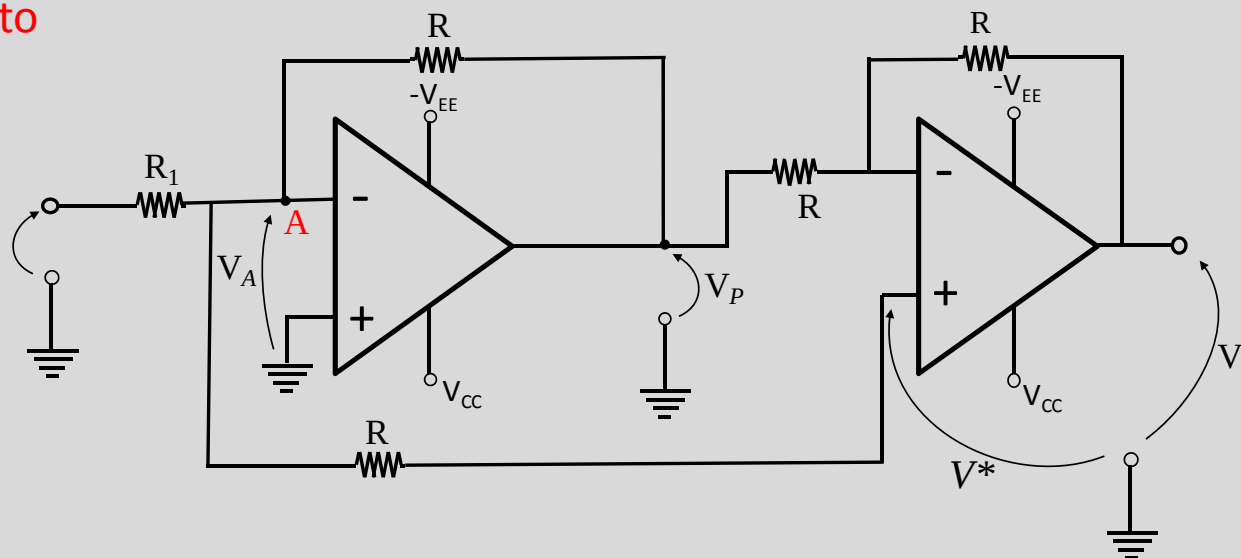
$\Rightarrow D_1$ conduce e D_2 interdetto

$I^* \cong 0 \Rightarrow V^* = V_A = 0 \text{ V}$
(massa virtuale)

Essendo:

$$V_P \cong V' \Rightarrow V_P = -\frac{R}{R_1} V_i$$

$$\Rightarrow V_0 = -\frac{R}{R} V_P = \frac{R}{R_1} V_i$$





Applicazione del Diodo di Precisione

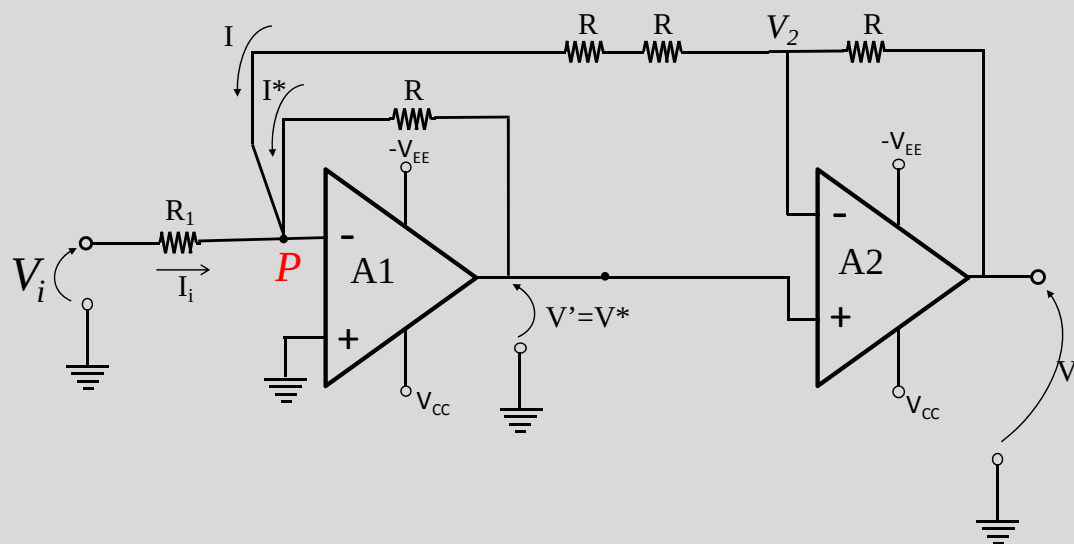
$\Rightarrow D_1$ interdetto e D_2 conduce

$$I_i + I + I^* = 0 \Rightarrow \frac{V_i}{R_1} + \frac{V'}{2R} + \frac{V'}{R} = 0$$

Si tenga conto che : $V_2 \approx V'$ (massa virtuale)

$$V_0 = V_2 + RI = V' + RI = -\frac{2}{3} \frac{R}{R_1} V_i + R(-\frac{V_i}{3R_1})$$

Elettronica applicata



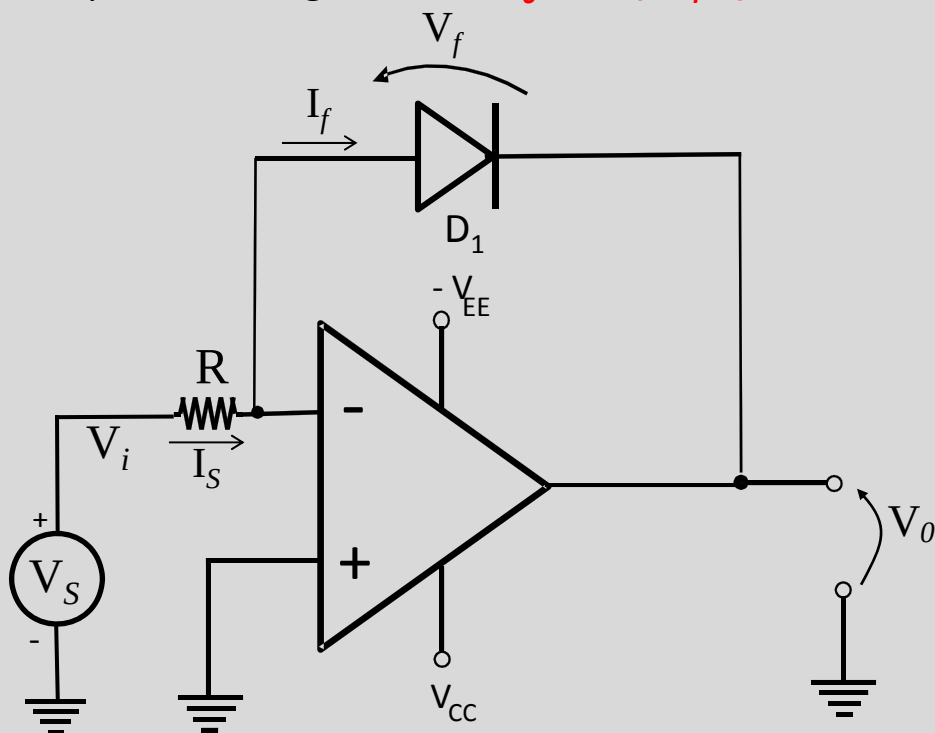


5. Amplificatore logaritmico

Ricordiamo: - -

Amplificatore lineare: $V_o = A V_i$

Amplificatore logaritmico: $V_o = a \ln (b V_i + c)$



$$I_f = I_0 \left(e^{\frac{V_f}{\eta V_T}} - 1 \right) \cong I_0 \left(e^{\frac{V_f}{\eta V_T}} \right)$$

$$\Rightarrow V_f = \eta V_T (\ln I_f - \ln I_0)$$

Alta impedenza di ingresso

$$\Rightarrow I_f = I_s = \frac{V_s}{R} \quad (\text{massa virtuale})$$

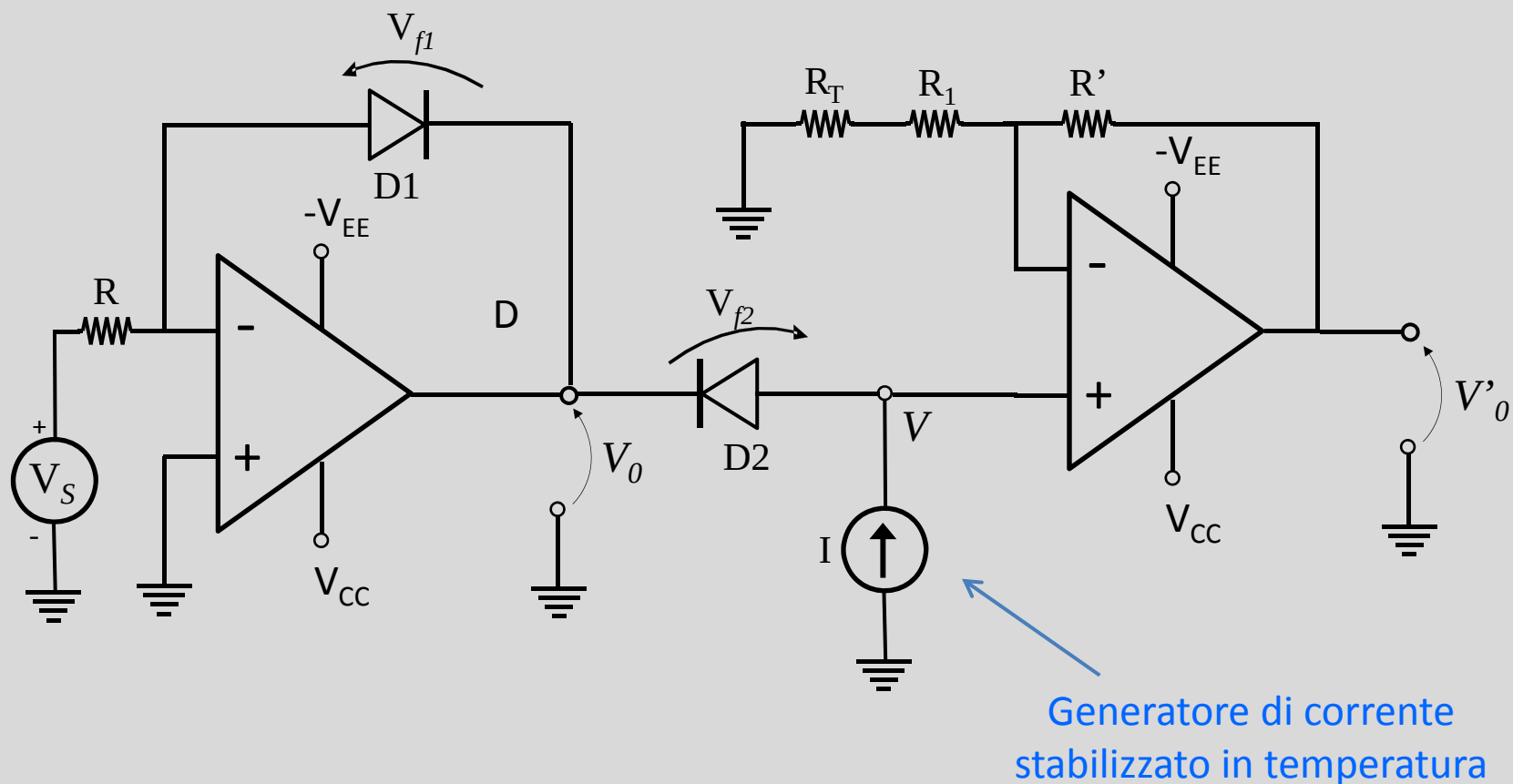
$$V_o = V_f = -\eta V_T (\ln I_f - \ln I_0)$$

$$\Rightarrow V_o = -\eta V_T \left(\ln \frac{V_s}{R} - \ln I_0 \right)$$

Dipendenza da T



5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Diodi





5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Diodi

$$V = V_0 + V_{f2} = -\eta V_T \left(\ln \frac{V_S}{R} - \ln I_0 \right) + \eta V_T (\ln I - \ln I_0)$$

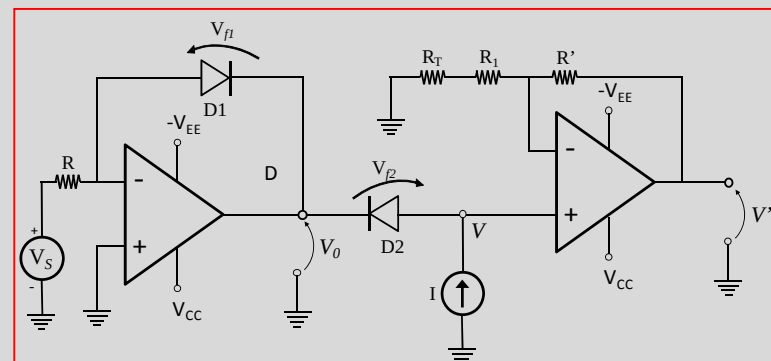
$$= -\eta V_T \left(-\ln I + \ln \frac{V_S}{R} \right) = -\eta V_T \ln \frac{V_S}{RI}$$

$$V_0' = V \cdot \left(1 + \frac{R'}{R_T + R_1} \right) = -\eta V_T \cdot \left(1 + \frac{R'}{R_T + R_1} \right) \ln \frac{V_S}{RI}$$

$$V_T = \frac{T [^\circ K]}{11600} \Rightarrow \text{se } T \uparrow \Rightarrow V_T \uparrow$$

ma se $T \uparrow$ anche $R_T \uparrow$ (R_T è un PTC)

Compensazione di I_0



$\Rightarrow$ Compensazione locale di V_T al variare della temperatura



5. Compensazione termica con Termistori

Termistori : semiconduttori in silicio.

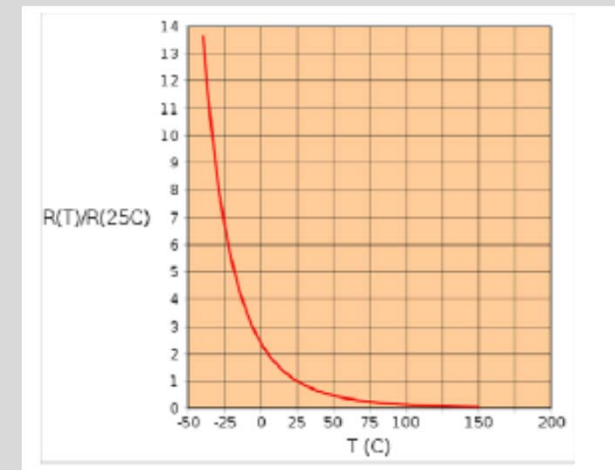
Questi componenti hanno caratteristica esponenziale, tuttavia si può supporre di considerare il termistore in un intervallo di temperature il cui andamento sia approssimabile a quello lineare.

Due tipi di termistore: gli **NTC** e i **PTC**, che si differenziano proprio per il loro andamento in base alla temperatura.

NTC: caratteristica esponenziale decrescente

PTC: aumenta la loro resistenza all'aumentare della temperatura sono utilizzati come circuiti di protezione e diodi in grado di autoripristinarsi.

Andamento della resistenza di NTC

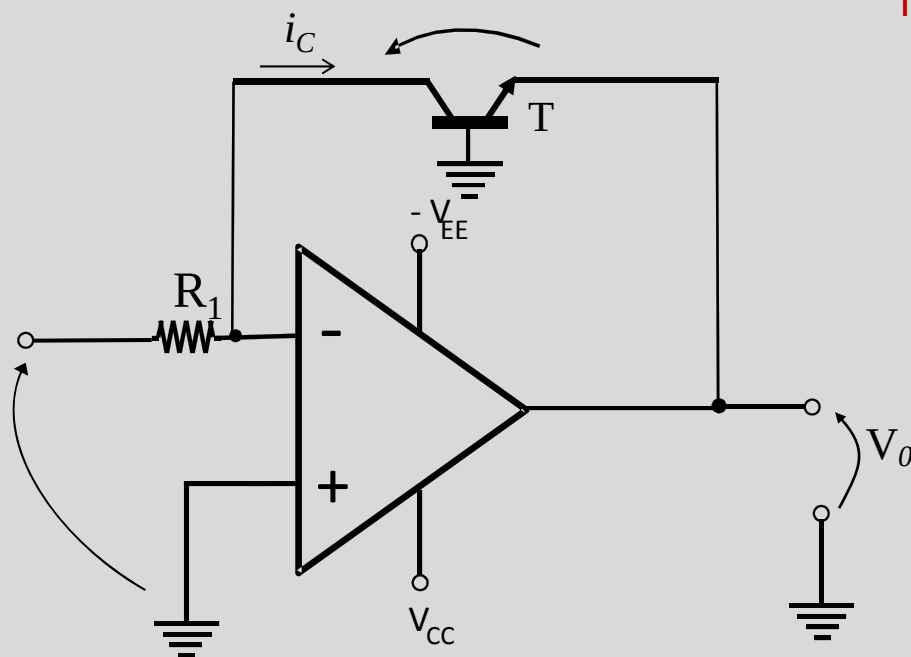


Per linearizzare il termistore (cioè approssimare la curva con una retta) possiamo restringere il range di temperature in cui il circuito dovrà operare. La scelta dell'intervallo di temperature non interesserà quelle estreme, ma si aggirerà su una decina di gradi intorno a quella ambiente.



5. Amplificatore logaritmico Schema a Transistors

Maggiore dinamica e indipendenza da η



T lavora in zona attiva

$$i_C = I_{CS} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Dipendente da : larghezza di base, concentrazione dei portatori minoritari all'equilibrio, ecc..

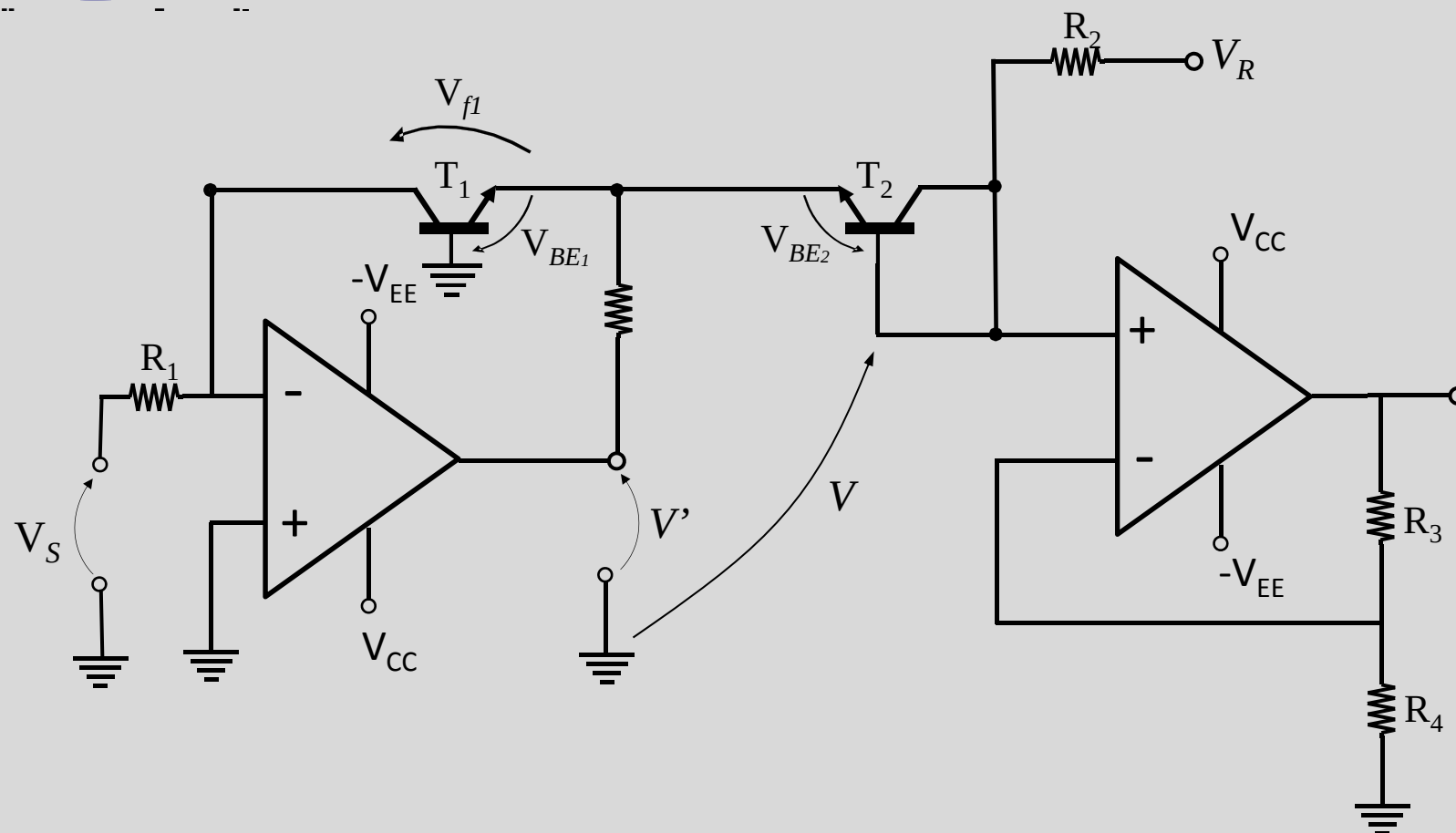
T Se $i_B \cong 0 \Rightarrow i_C = i_E$
(funzionamento a Diodo)

$$i_C = \frac{V_S}{R_1} = I_{CS} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \Rightarrow \frac{V_S}{R_1 I_{CS}} = e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$V_0 = -V_{BE} = -V_T \ln \frac{V_S}{R_1 I_{CS}}$$

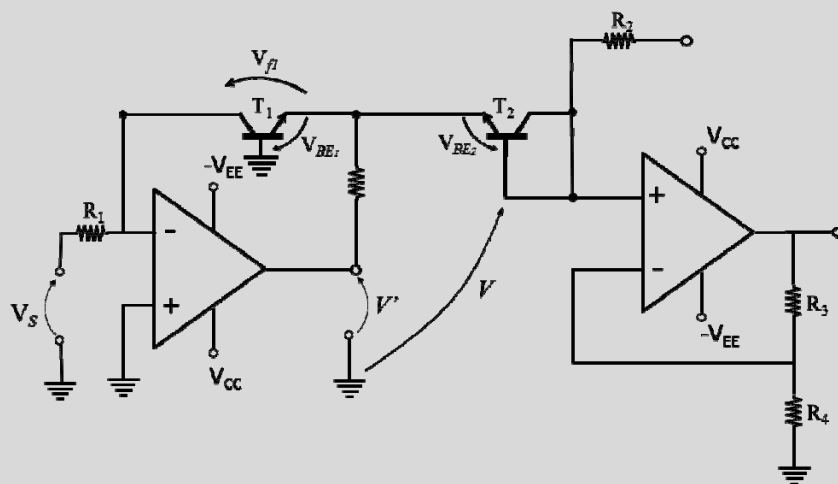


5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Transistors





5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Transistors



$$\text{Hp1: } i_{B1} = i_{B2} = 0$$

$$\text{Hp2: } I_{CS1} = I_{CS2} \quad T_1 \text{ e } T_2 \text{ uguali}$$

$$\Rightarrow I_C = I_{CS} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

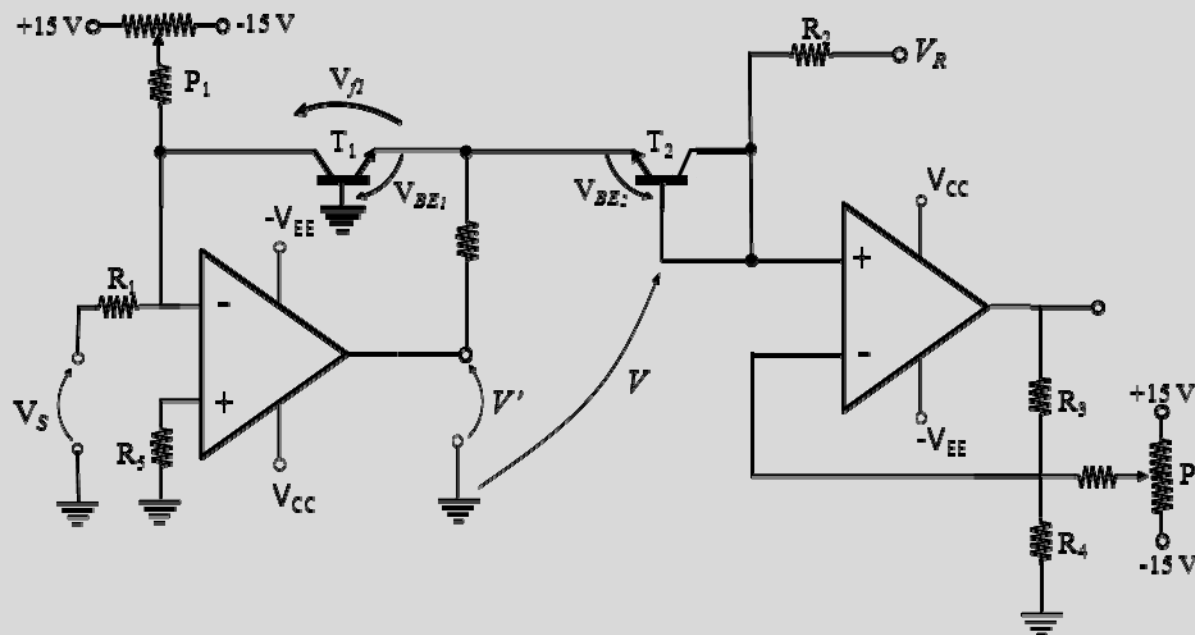
$$\begin{cases} I_{C1} = I_{CS} \cdot e^{V_{BE1}/V_T} \\ I_{C2} = I_{CS} \cdot e^{V_{BE2}/V_T} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{BE1} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{CS}} \\ V_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{CS}} \end{cases}$$

$$V = V_{BE2} - V_{BE1} = V_{BE1} = V_T \left(\ln \frac{I_{C2}}{I_{CS}} - \ln \frac{I_{C1}}{I_{CS}} \right) = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

Eliminata la dipendenza da I_{CS}



5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Transistors



Dinamica: $[2mV, 20V]$

- Se $V_s < 2mV$, correnti comparabili con i_{bias} e non si ha più dipendenza logaritmica tra ingresso e uscita

- Se $V_s > 20V$, le elevate correnti determinano cadute di tensioni sulla resistenza base collettore tale da allontanare il circuito da una regione di funzionamento di tipo logaritmico

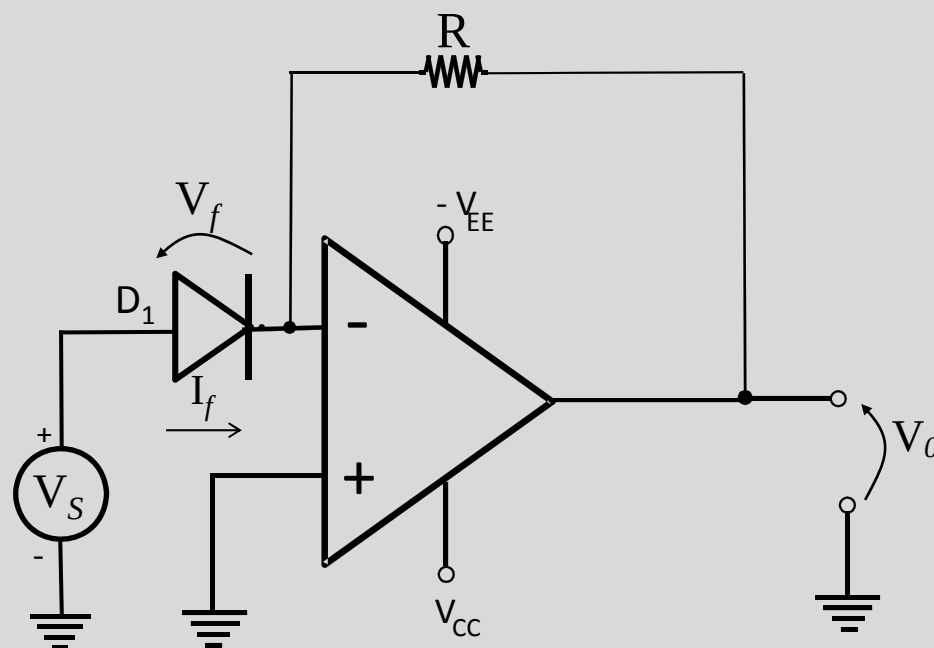
P_1 : Bilanciamento — Quando $V_s=0$; si impone $V \rightarrow 0$

P_2 : azzeramento dell'uscita — Varia il guadagno del 2° stadio non invertente ed imposta: $V_0=0$ quando $V_s= 5V$



1. Amplificatore esponenziale

Utilizzabile per espandere una dinamica compressa



$$I_f \cong I_0 \left(e^{\frac{V_f}{\eta V_T}} \right)$$
$$V_f = V_s$$

$$\Rightarrow V_o = -RI_f = RI_0 e^{V_s / \eta V_T}$$

NOTA1 : RIN molto bassa

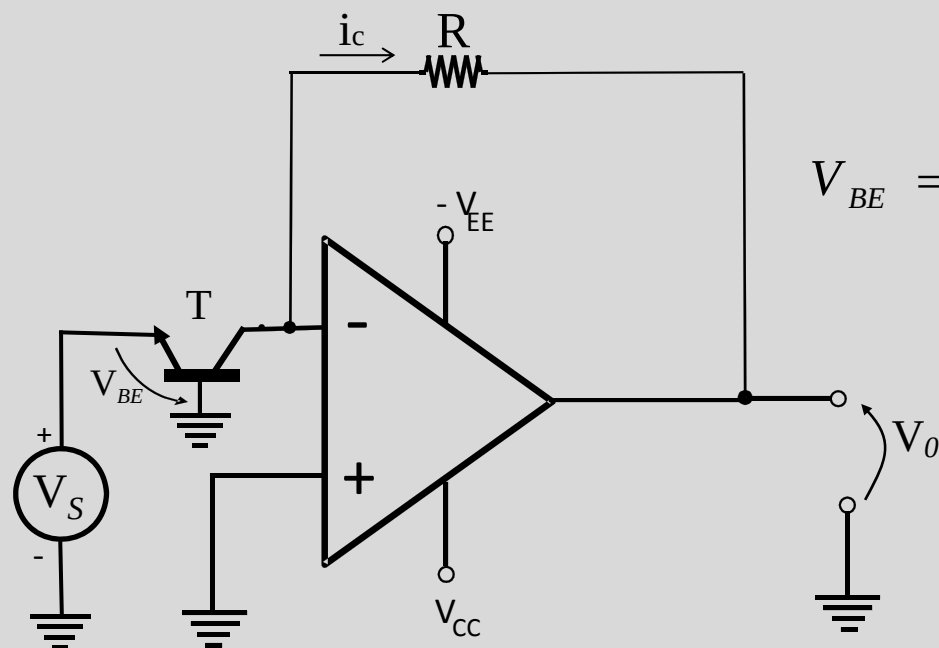
NOTA2: I_0 , η , V_T dipendono da T

Per gli stessi motivi visti per l'amplificatore logaritmico si utilizza un transistor al posto del DIODO e si implementano soluzioni simili per la compensazione in temperatura



1. Amplificatore esponenziale

Utilizzabile per espandere una dinamica compressa



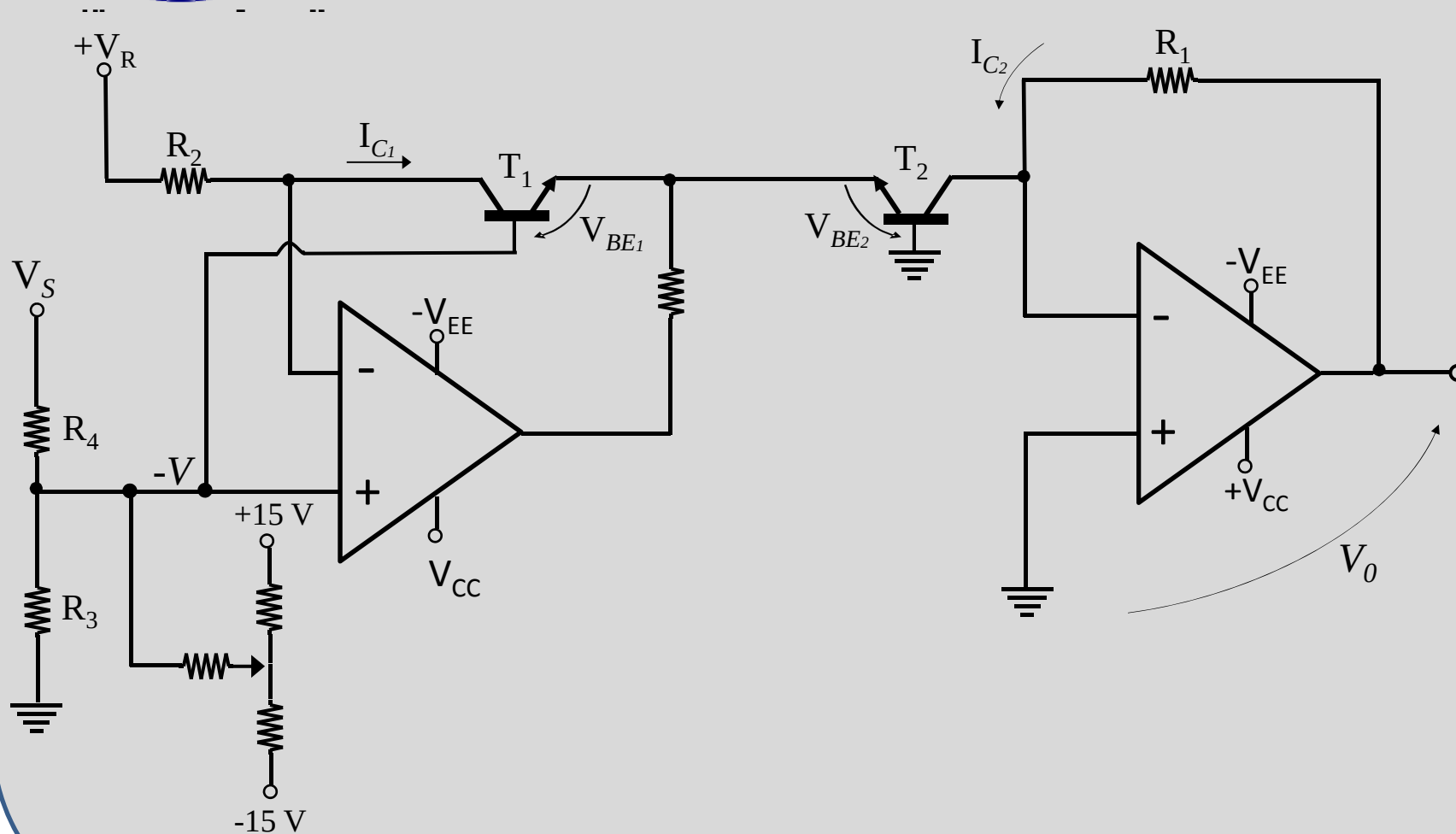
$$V_{BE} = V_S \quad i_C = I_{CS} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Se $i_B \cong 0 \Rightarrow i_C = i_E$
(funzionamento a Diodo)

$$\Rightarrow V_0 = -Ri_C = -RI_{CS} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = -RI_{CS} e^{\frac{V_S}{V_T}}$$

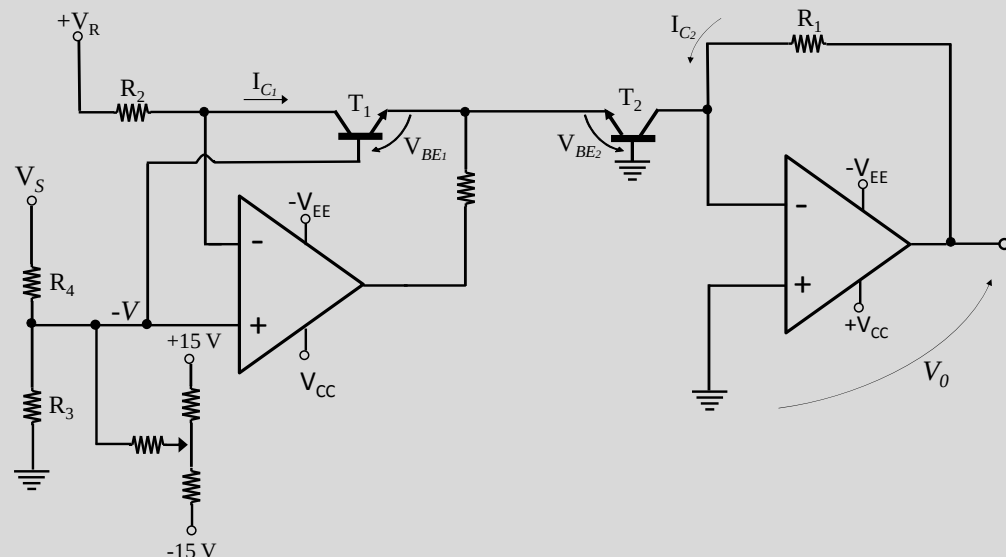


1. Amplificatore esponenziale Compensato a Transistor





1. Amplificatore esponenziale Compensato a Transistor



Sappiamo: $V_{BE} = V_T \cdot \ln \frac{I_C}{I_{CS}}$

$$-V = V_{BE1} - V_{BE2} \cong 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{C1} \cong \frac{V_R}{R_2} \\ I_{C2} \cong \frac{V_0}{R_1} \end{cases}$$

essendo: $-V = V_S \frac{R_3}{R_3 + R_4}$

Si ha: $-V = V_S \frac{R_3}{R_3 + R_4} = V_T \ln\left(\frac{V_R}{R_2} \cdot \frac{R_1}{V_0}\right) = -V_T \ln\left(\frac{V_0}{V_R} \cdot \frac{R_2}{R_1}\right)$

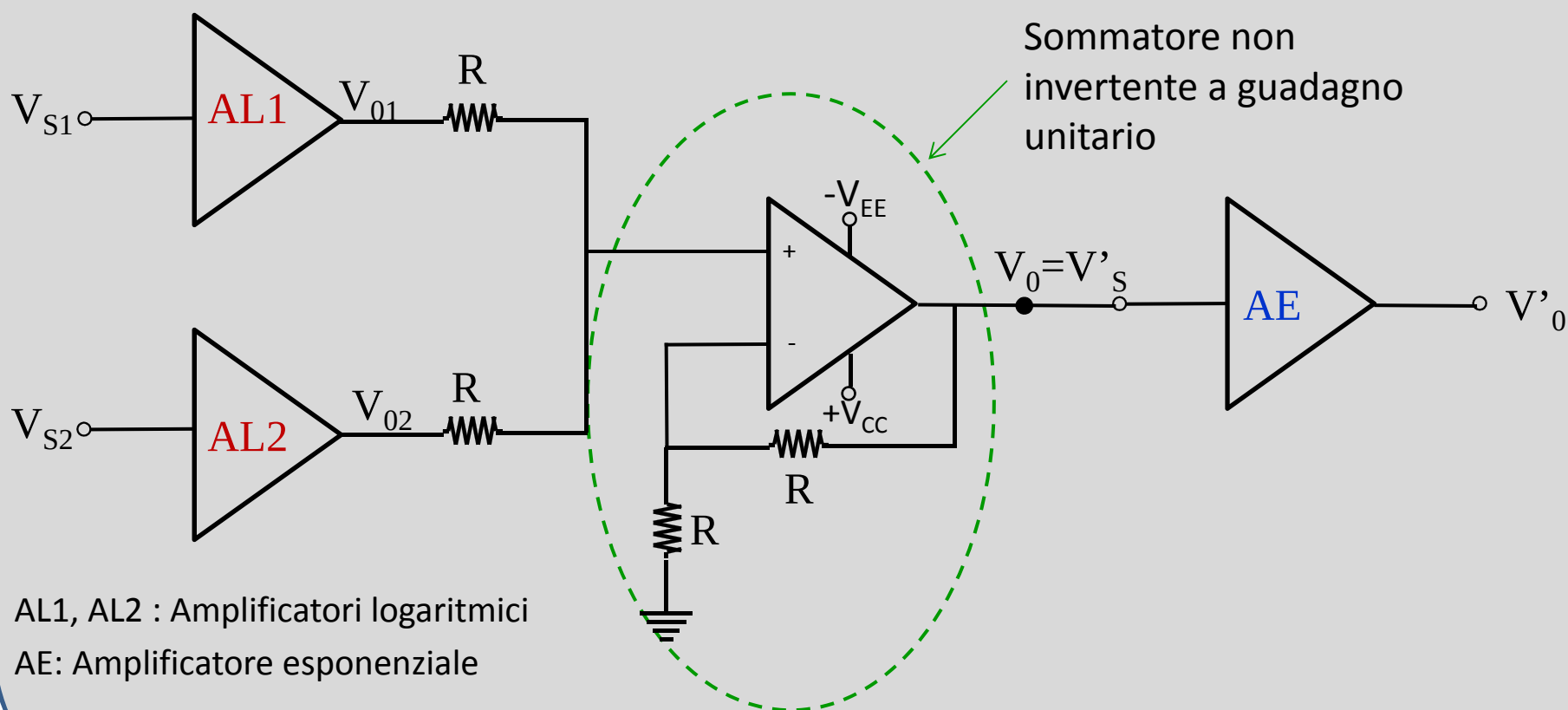
$$\Rightarrow \frac{V_R}{V_0} \cdot \frac{R_2}{R_1} = e^{-\frac{V_S}{V_T} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}}$$

$$\Rightarrow V_0 = V_R \frac{R_1}{R_2} e^{-\frac{V_S}{V_T} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}}$$

Indipendenza da I_{cs} e
compensazione della variazione
di V_T con termistori



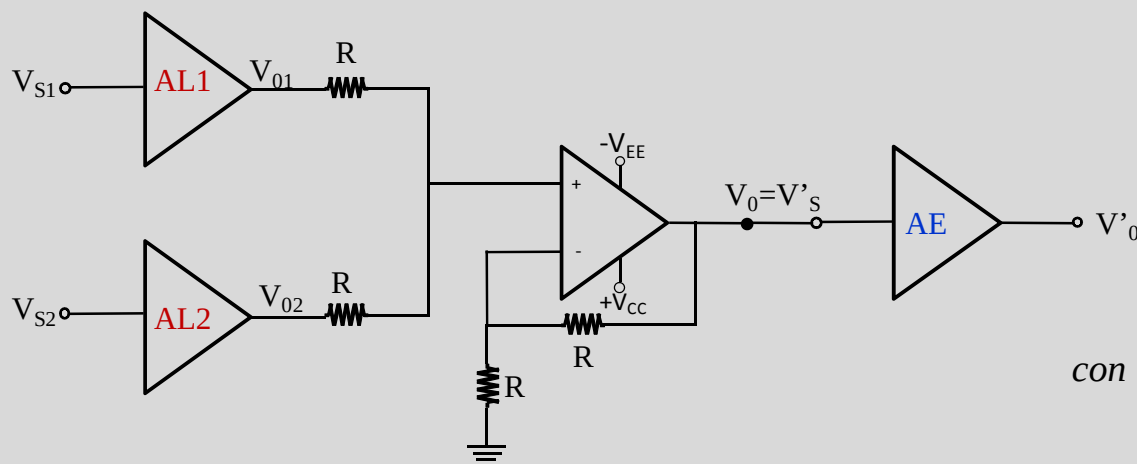
Esempi di di moltiplicatore e divisore analogici con Amplificatori logaritmici ed esponenziali





Moltiplicatore Logaritmico

Esempio di applicazione degli amplificatori logaritmici ed esponenziali



In uscita a AL1 e AL2:

$$V_{01} = -K_1 \ln K_2 V_{S1}$$

$$V_{02} = -K_1 \ln K_2 V_{S2}$$

con

$$K_1 = V_T \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

$$K_2 = \frac{R_2}{R_1 V_R}$$

In uscita al sommatore:

$$V_0 = -K_1 \ln K_2 V_{S1} - K_1 \ln K_2 V_{S2} = -K_1 \ln K_2^2 V_{S1} V_{S2}$$

In uscita a AE:

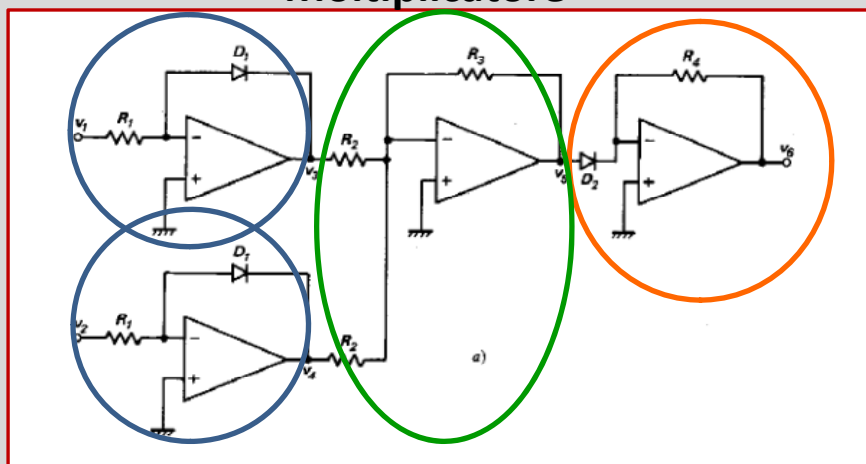
$$V'_0 = \frac{1}{K_2} e^{(\ln K_2^2 V_{S1} V_{S2})} = K_2 V_{S1} V_{S2}$$



Moltiplicatore Analogico con Amplificatore logaritmico ed esponenziali

Esempio di applicazione degli amplificatori logaritmici ed
esponenziali

Moltiplicatore



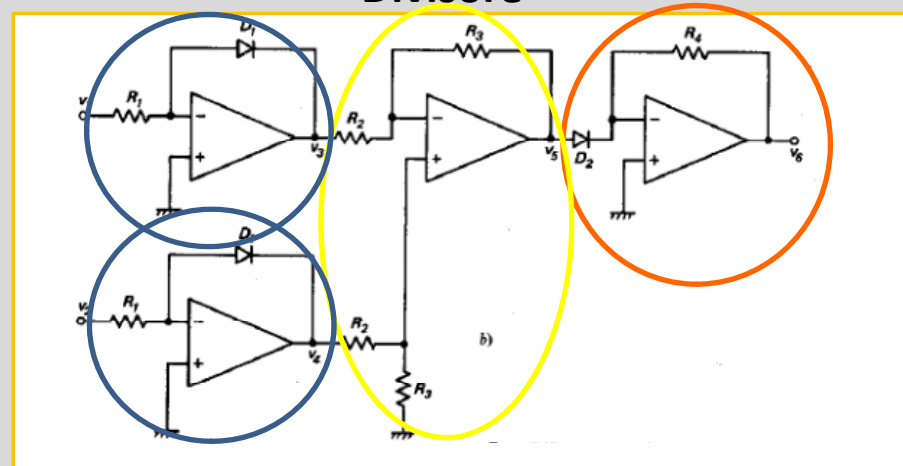
$$v_5 = k_1 (v_3 + v_4) = k_2 (\ln v_1 + \ln v_2) = k_2 \ln v_1 v_2 ,$$

$$v_5 = k_3 \ln v_6 ;$$

$$v_6 = k_4 v_1 v_2 .$$

- Amplificatore logaritmico
- Amplificatore esponenziale
- Amplificatore sommatore

Divisore



$$v_5 = k_1 (v_4 - v_3) = k_2 (\ln v_2 - \ln v_1) = k_2 \ln \frac{v_2}{v_1} ,$$

$$v_5 = k_2 \ln v_6 ;$$

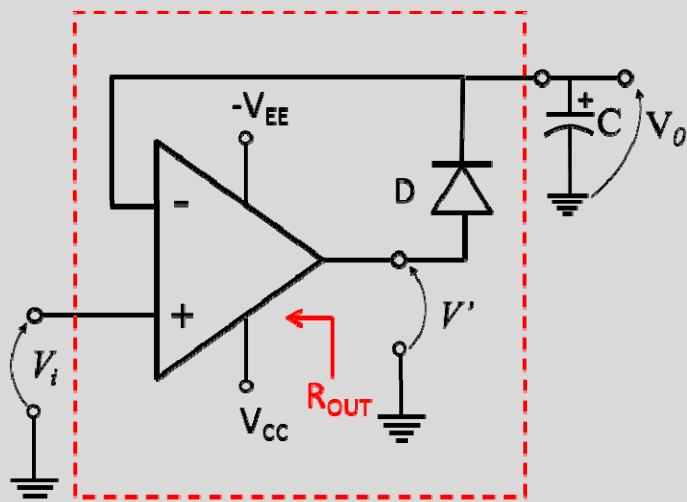
$$v_6 = k_4 \frac{v_2}{v_1}$$

- Amplificatore logaritmico
- Amplificatore esponenziale
- Amplificatore di differenze



2. Active Peak Detector

Applicazione del Diodo di Precisione

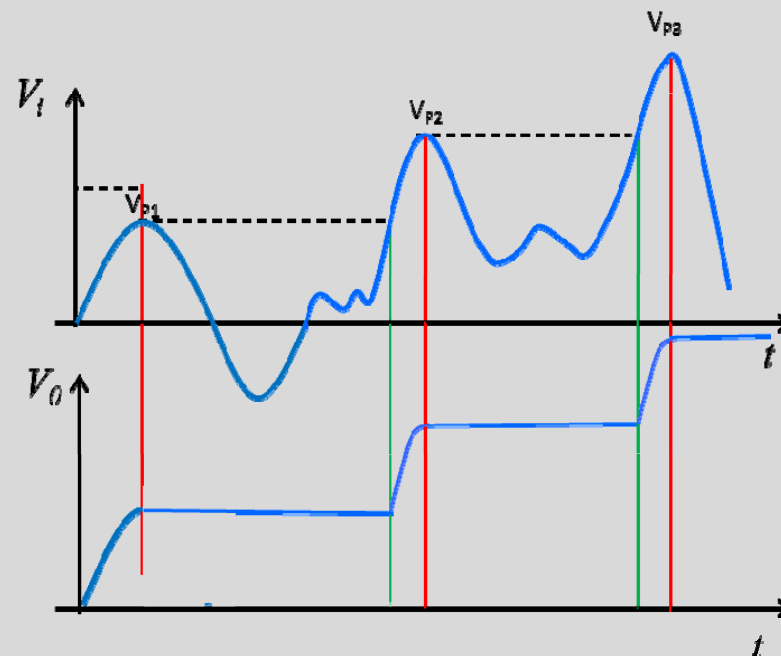


$$\tau = R_{OUT} \cdot C$$

(senza carico)

$$\text{Se } V_i > \frac{V_\gamma}{A} + V_0 = V_0 + V_\gamma'$$

$$\text{Se } V_i < V_0 + V_\gamma' = V_{Pn} + V_\gamma'$$



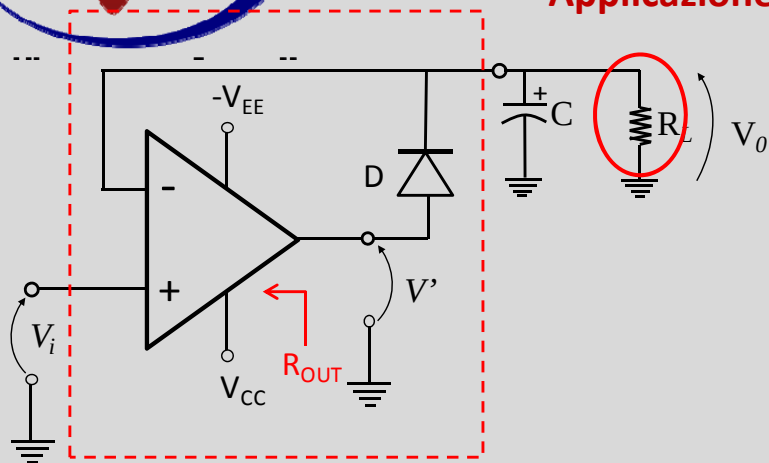
l'AO satura positivamente, mandando D in conduzione
C si carica fino a V_{Pn} e la differenza ai capi di AO si riduce in quanto $V_i = V_0$, AO entra in regione lineare e V' (dalla saturazione positiva) inizia diminuire e D ad un certo punto si interdice. C non si carica più.

l'AO satura negativamente e D interdetto, impedendo al C di scaricarsi, attraverso l'uscita dell'AO e C mantiene la sua carica e $V_0 = V_{Pi}$



2. Active Peak Detector

Applicazione del Diodo di Precisione



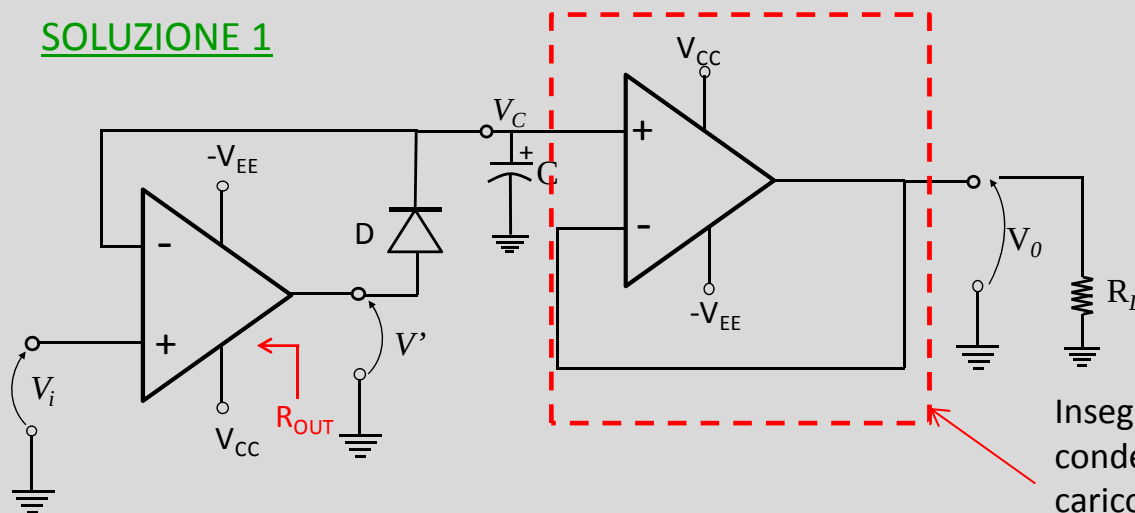
Effetti di carico: τ dipende anche da R_L

$$\tau = (R_{OUT} \parallel R_L) \cdot C$$

PROBLEMA 1: Il carico assorbe corrente dal condensatore

PROBLEMA 2: Per $V' < V_C$ D è interdetto

SOLUZIONE 1



$$\Rightarrow V^+ < V^- \Rightarrow V' = -V_{EE}$$

saturation

Inseguitore di tensione che disaccoppia il condensatore dal carico impedendo che il carico assorba da esso corrente e lo scarichi variando il livello di picco "memorizzato"



SOLUZIONE 2

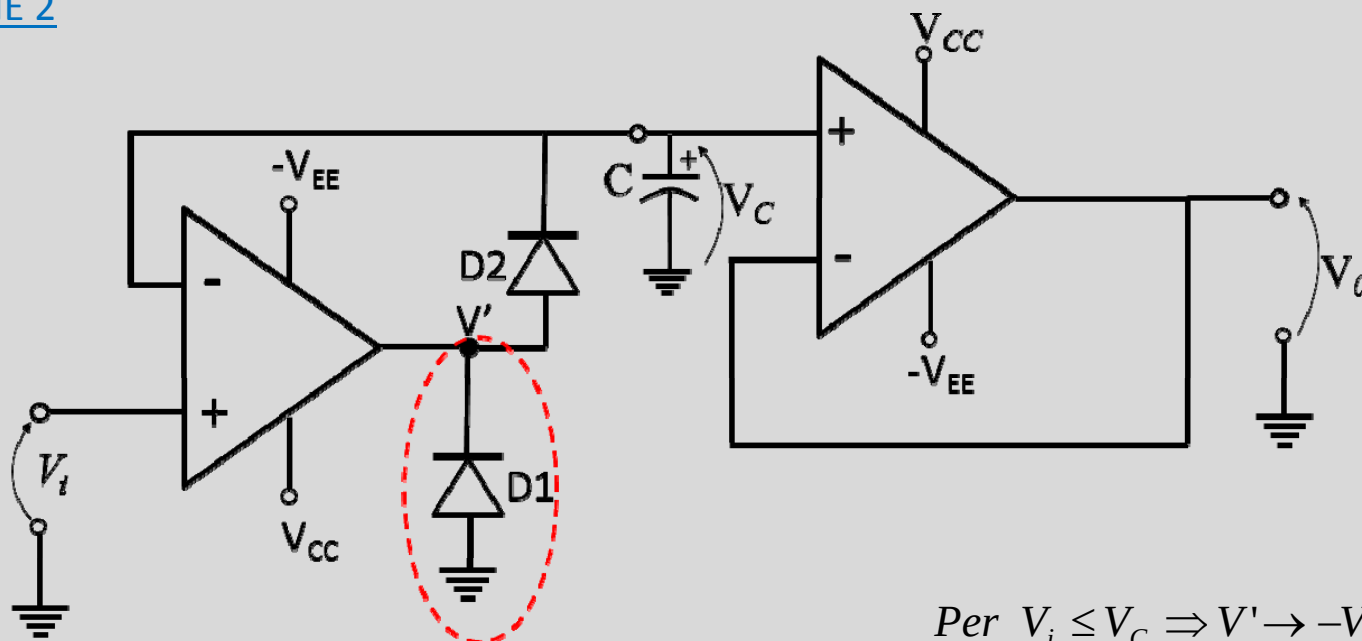
Elettronica Applicata
a.a. 2015/2016

2. Active Peak Detector

Applicazione del Diodo di Precisione



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
FIRENZE
DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE



Per $V_i \leq V_C \Rightarrow V' \rightarrow -V_{EE}$

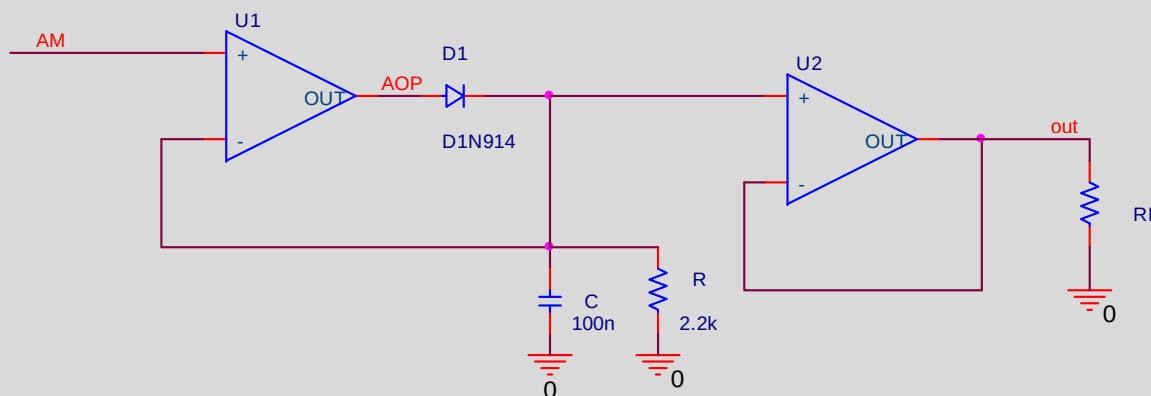
D1 conduce $\Rightarrow V' = -V_\gamma \approx 0$



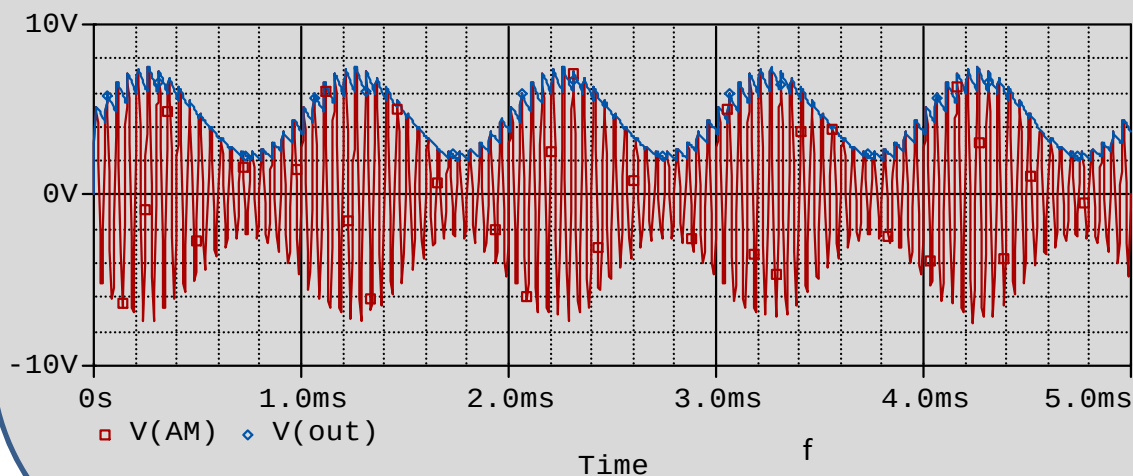
2. Active Peak Detector

Applicazione del Diodo di Precisione

Esempio di applicazione: Rivelatore di inviluppo di segnale AM



Se vogliamo rivelare l'involuppo di un segnale AM, basta inserire, nel circuito del rivelatore di picco, una resistenza in parallelo al condensatore per fare in modo che esso possa anche scaricarsi ; in queste condizioni il circuito è in grado di seguire il picco del segnale di ingresso anche in discesa



La costante di $\tau = R \cdot C$ va scelta in modo che essa sia:

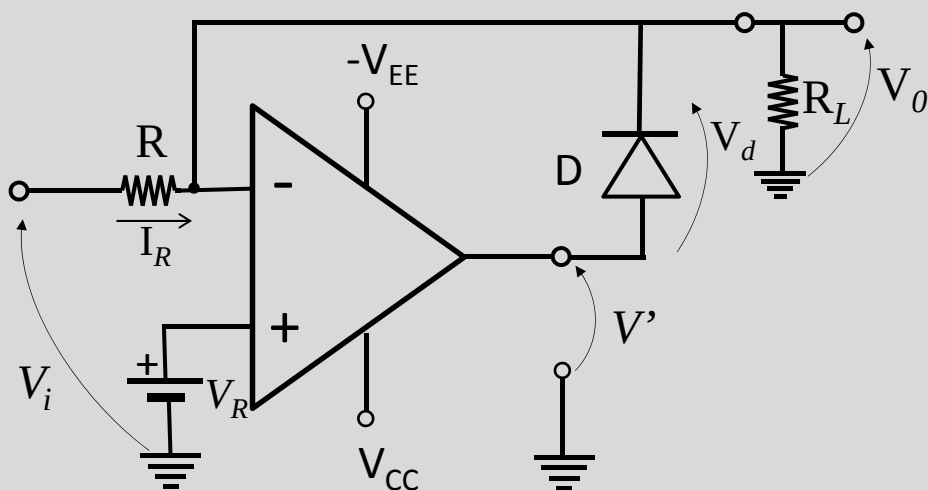
- decisamente più grande del periodo del segnale portante T_c , affinché il condensatore non si scarichi eccessivamente tra un picco e l'altro del segnale portante
- sensibilmente più piccola del periodo del segnale modulante T_m , affinché il condensatore possa seguire le evoluzioni del segnale modulante.

Deve essere: $T_c \ll CR \ll T_m$



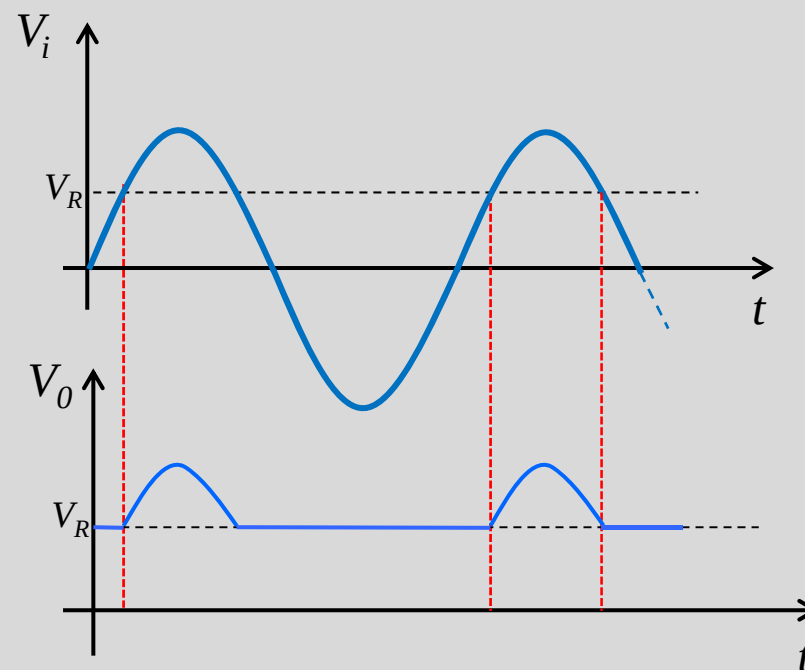
3. Limitatore di Precisione

Applicazione del Diodo di Precisione



Per il principio di massa virtuale si ha: $V^- \cong V_R$

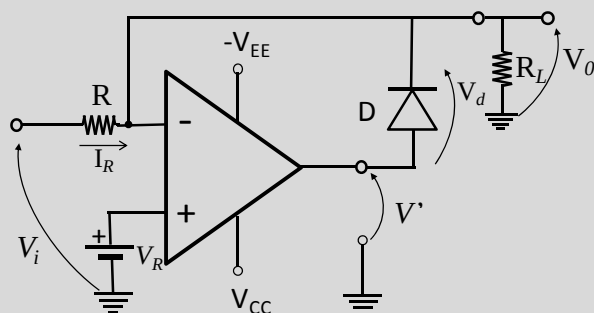
1. Se $V_i > V_R \Rightarrow V^- > V_R$ e $I_R > 0$
2. Se $V_i < V_R \Rightarrow V^- < V_R$ e $I_R < 0$





3. Limitatore di Precisione

Applicazione del Diodo di Precisione



$$1. V^- > V_R$$

$$V' \rightarrow -V_{EE} \Rightarrow V_D = V' - V^- < 0 \Rightarrow \text{D interdetto}$$

$$V^- = V_o = V_i \frac{R_L}{R + R_L}$$

$$2. V^- < V_R$$

$$V' \rightarrow V_{CC} \Rightarrow V_D = V' - V^- > 0 \Rightarrow \text{D conduce (Inseguitore di tensione)}$$

$$\Rightarrow V' = (V^+ - V^-) \cdot A$$

$$V_R - V_o = \frac{V'}{A}$$

Ma come già visto parlando del diodo di precisione:

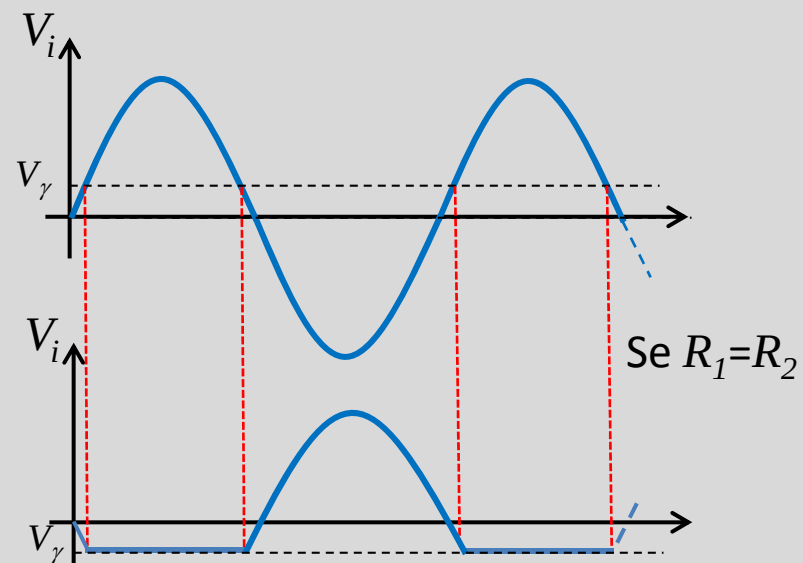
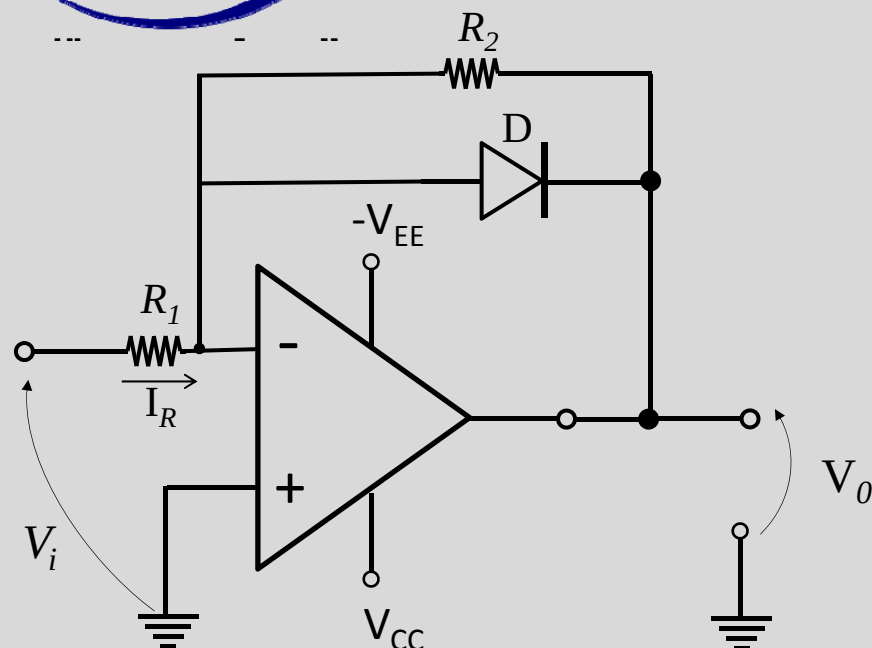
$$V_o = V' - V_\gamma \Rightarrow V_R - V_o = \frac{V_o + V_\gamma}{A}$$

$$V_R - \frac{V_\lambda}{A} = \frac{V_o}{A} + V_o \Rightarrow V_o \left(1 - \frac{1}{A} \right) = V_R - \frac{V_\lambda}{A}$$

$$V_o \cong V_R$$



4. Tosatori asimmetrici

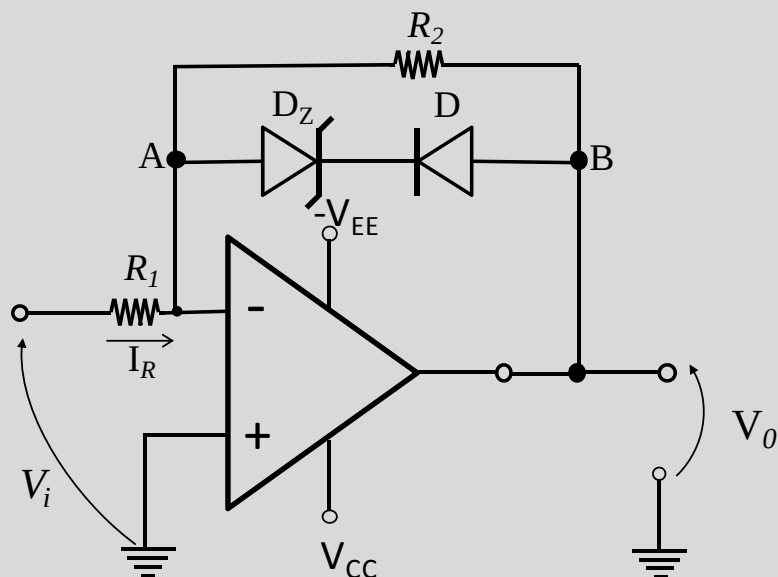


Se D è interdetto $\Rightarrow V_0 = \frac{R_2}{R_1} V_i$ D è interdetto se : $V_i < 0$ perché $V_0 > 0$

D conduce se : $V_0 \leq -V_\gamma \Rightarrow -\frac{R_2}{R_1} V_i \leq -V_\gamma \Rightarrow V_i \geq \frac{R_1}{R_2} V_\gamma$



4. Tosatori asimmetrici (con Diodo Zener)



Se il ramo A-B è un circuito è aperto

⇒ Configurazione invertente

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

Se $V_0 \leq V_Z + V_\gamma \Rightarrow$ A-B è un circuito è aperto

$$\frac{R_2}{R_1} V_i \leq V_Z + V_\gamma \Rightarrow V_i \geq -\frac{R_1}{R_2} (V_Z + V_\gamma)$$



Uscita invertita

$$\text{Se } V_i \leq -\frac{R_1}{R_2} (V_Z + V_\gamma)$$

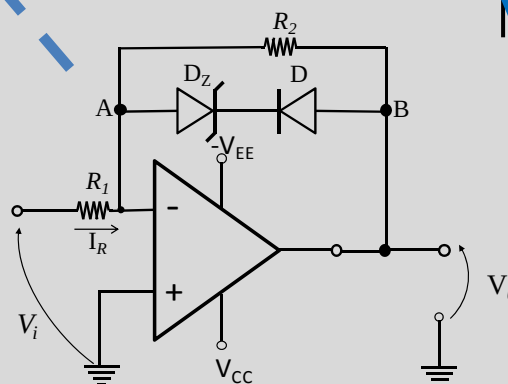
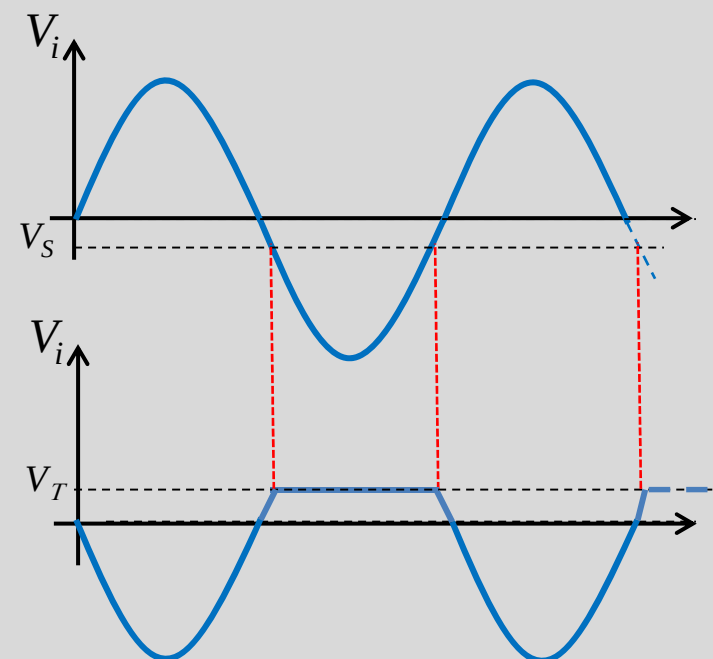
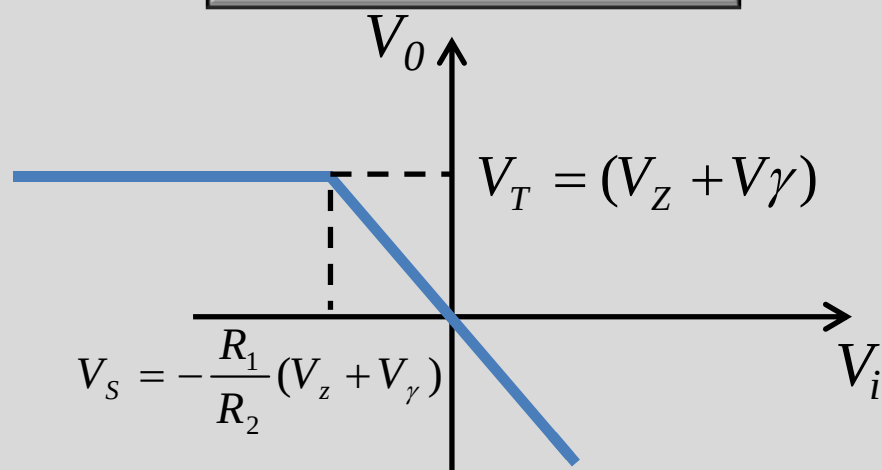


Uscita tosata a $V_0 = (V_Z + V_\gamma)$



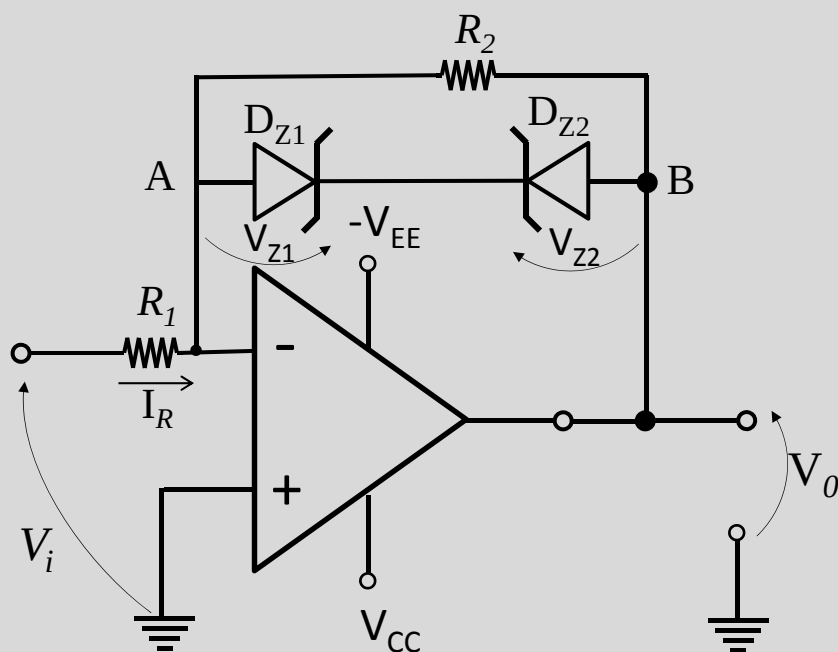
4. Tosatori asimmetrici (con Diodo Zener)

TRANSCARATTERISTICA





4. Tosatori simmetrici (con Diodi Zener Simmetrico)



Se il ramo A-B è un circuito è aperto

$$\Rightarrow V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

A-B è un circuito è aperto

$$\text{Se } -V_{Z2} - V_{\gamma1} \leq V_0 \leq V_{Z1} + V_{\gamma2} \Rightarrow$$

$$\text{Se } -\frac{R_1}{R_2} (V_{Z1} + V_{\gamma2}) \leq V_i \leq \frac{R_1}{R_2} (V_{Z2} + V_{\gamma1}) \Rightarrow$$

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_i$$

$$\text{Se } V_i \leq -\frac{R_1}{R_2} (V_{Z1} + V_{\gamma2}) \Rightarrow V_0 = V_{Z1} + V_{\gamma2}$$

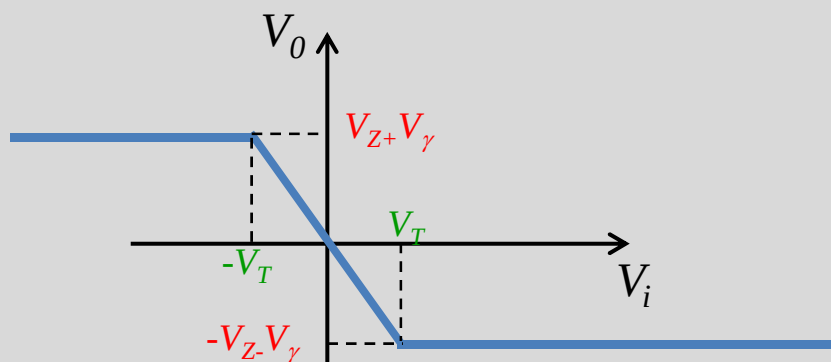
$$\text{Se } V_i \geq \frac{R_1}{R_2} (V_{Z2} + V_{\gamma1}) \Rightarrow V_0 = -(V_{Z2} + V_{\gamma1})$$

Uscita tosata



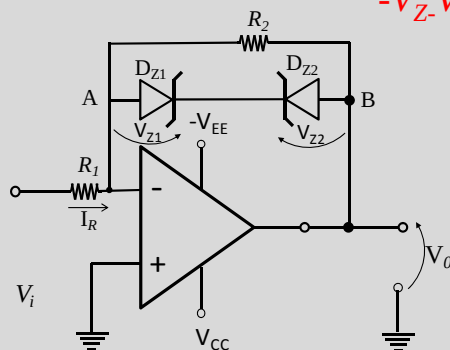
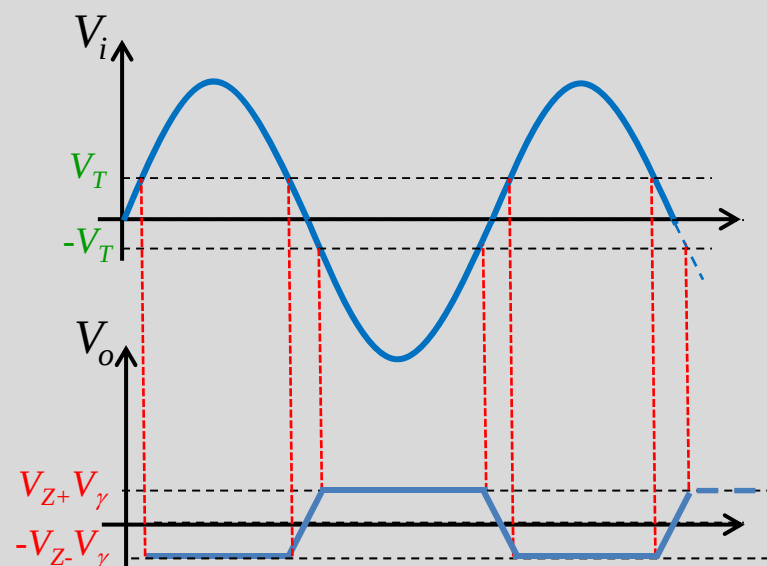
4. Tosatori (con Diodi Zener Simmetrico)

TRANSCARATTERISTICA



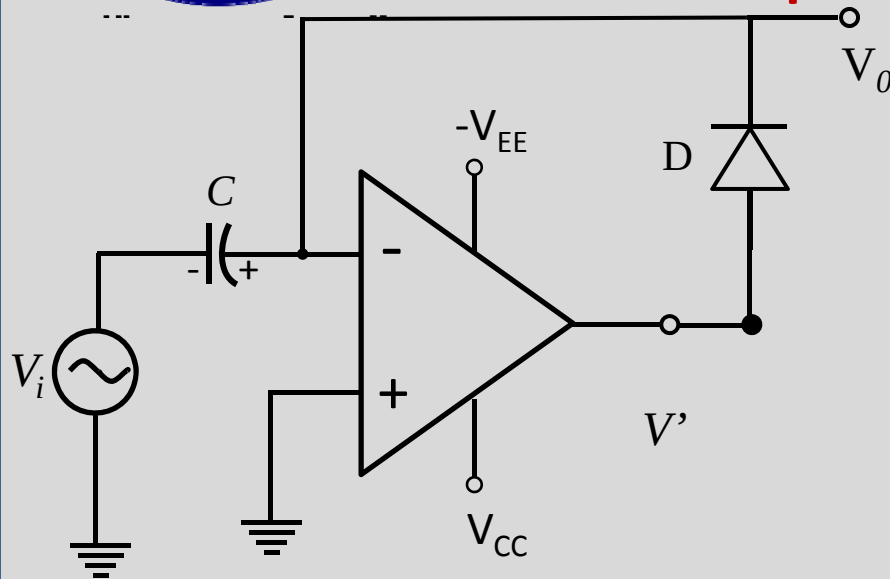
$$V_T = \frac{R_2}{R_1} (V_Z + V_\gamma)$$

Se $V_{\gamma 1} = V_{\gamma 2} = V_\gamma$ e $V_{Z1} = V_{Z2} = V_Z$





5. Clamper di precisione



Per $V_i < 0 \Rightarrow V' > 0$ e D ON $\Rightarrow V_0 = 0$

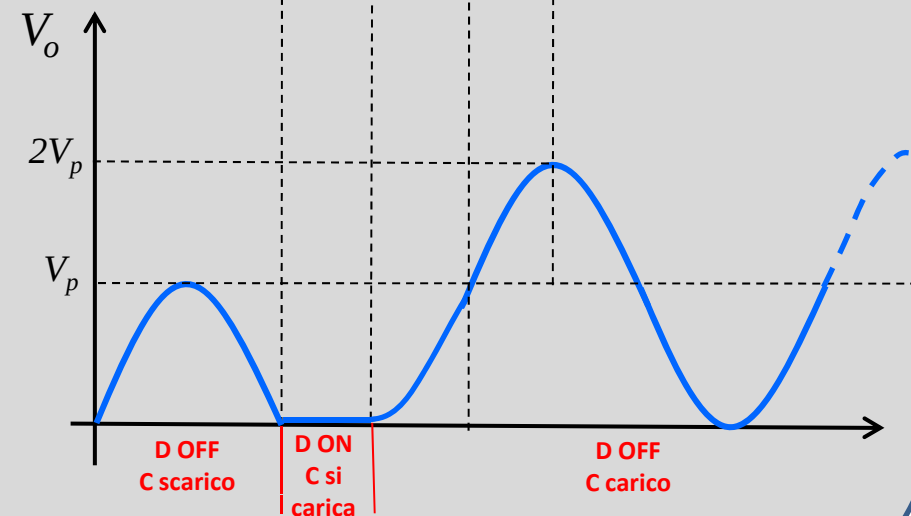
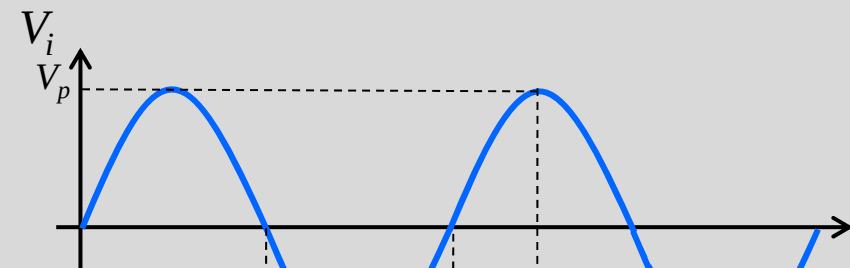
C inizia a caricarsi fino a quando $V_i \cong -V_p$

$\Rightarrow V^- \cong 0 \Rightarrow V' \rightarrow -V_{EE} \Rightarrow D$ OFF

Da qui in poi AO resta aperto

C non può scaricarsi

$$\Rightarrow V_0 \cong V_i + V_p$$





Elettronica Applicata a.a. 2015/2016



UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
FIRENZE

DIPARTIMENTO DI
INGEGNERIA
DELL'INFORMAZIONE

FINE

www.uscndlab.dinfo.unifi.it