



Elettronica Applicata  
a.a. 2017/2018



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
FIRENZE

DIPARTIMENTO DI  
INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE

# AMPLIFICATORI OPERAZIONALI:

- applicazioni in funzionamento non lineare
- applicazioni con diodi e transistor

[www.uscndlab.dinfo.unifi.it](http://www.uscndlab.dinfo.unifi.it)



**Elettronica Applicata**  
**a.a. 2017/2018**



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
FIRENZE

DIPARTIMENTO DI  
INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE

Chi contattare:

Ing. Simona Granchi *email:* [simona.granchi@unifi.it](mailto:simona.granchi@unifi.it)

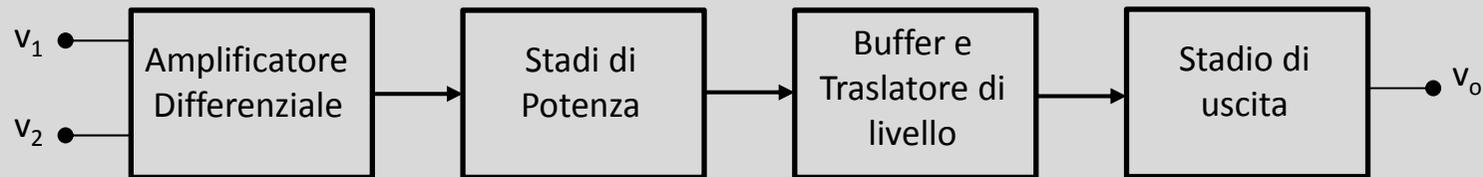
FONTI:

1. *J. Millman, C.C. Halkias, "Integrated Electronics"*
2. *J. Millman, A. Grabel, "Microelectronics"*
3. *C. J. Jager, "Microelettronica"*
4. *Sedra/Smith, "Microelectronics Circuits"*

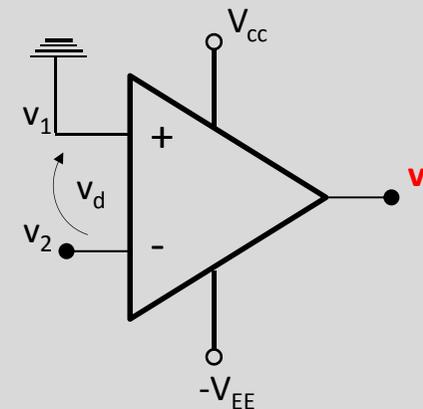
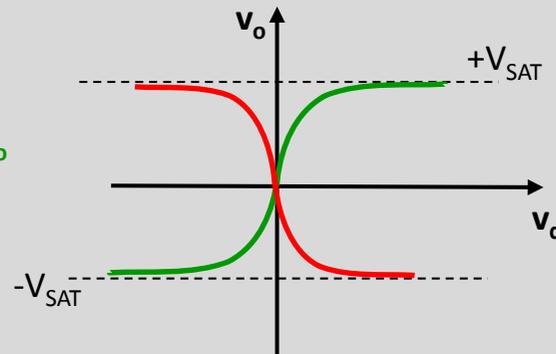
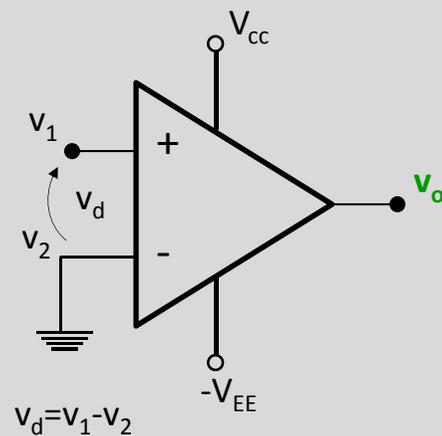
[www.uscndlab.dinfo.unifi.it](http://www.uscndlab.dinfo.unifi.it)



# AMPLIFICATORE OPERAZIONALE



La transcaratteristica di un A.O ( ad anello aperto) è determinata prevalentemente dall' Ampl.Diff in ingresso e dagli stadi ad elevato guadagno in cascata ad esso

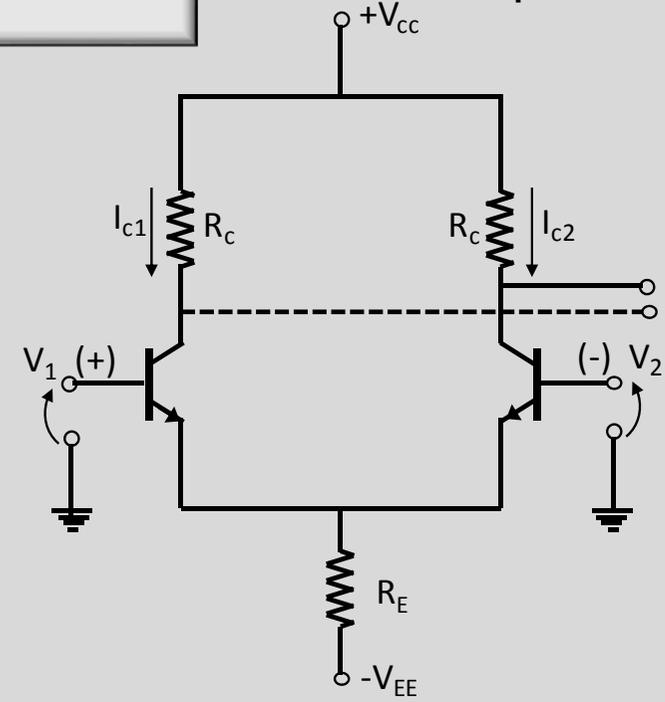
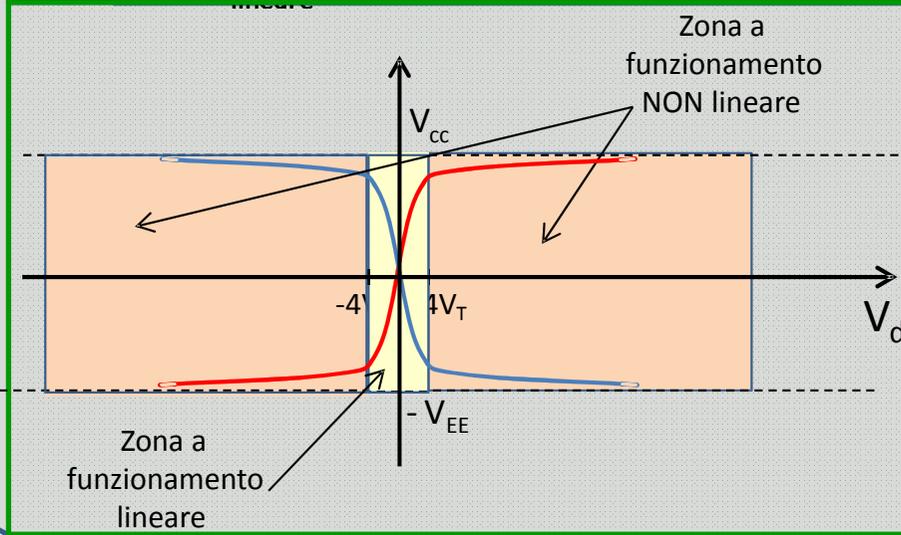
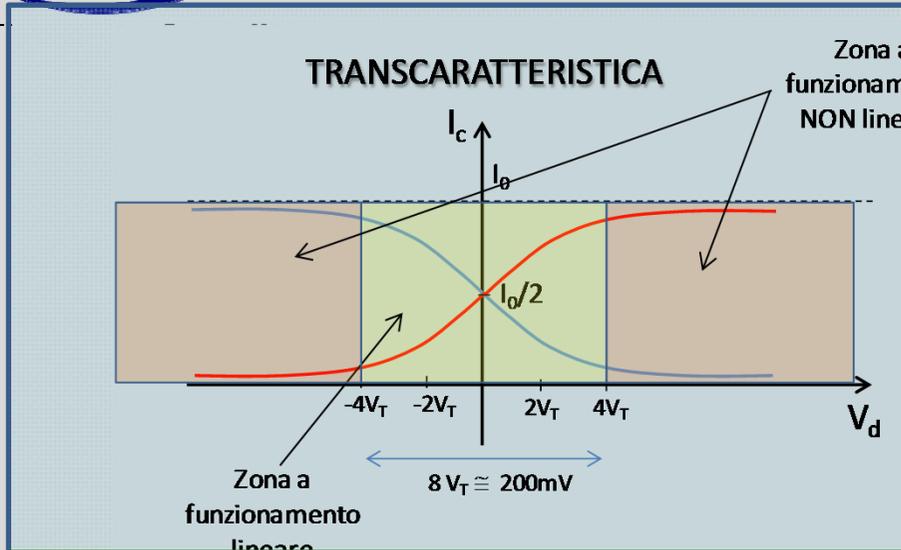




# AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE



## TRASCARATTERISTICHE



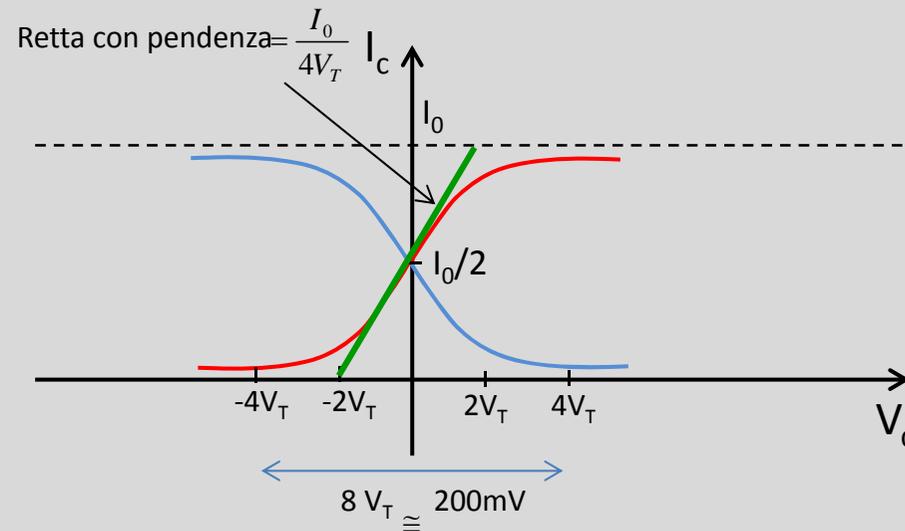
$$V_d = V_1 - V_2$$

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



## AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE

### TRANSCARATTERISTICA



### Considerazioni sulla Transcaratteristica

1. Amp. Diff è un buon Limitatore di tensione  $\Rightarrow$  per  $|V_d| > 4V_T$   $I_{CI}$  ha incrementi trascurabili
2. La transconduttanza, che tiene conto del guadagno tensione in ingresso- corrente di uscita 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:  $\pm 2V_T$



Elettronica Applicata  
a.a. 2017/2018

## AMPLIFICATORE OPERAZIONALE



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
FIRENZE  
DIPARTIMENTO DI  
INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE

### Teniamo presente che:

I concetti per l'analisi dei circuiti relativi a massa/corto circuito virtuale, che sono conseguenza delle caratteristiche ideali di AO e in particolare

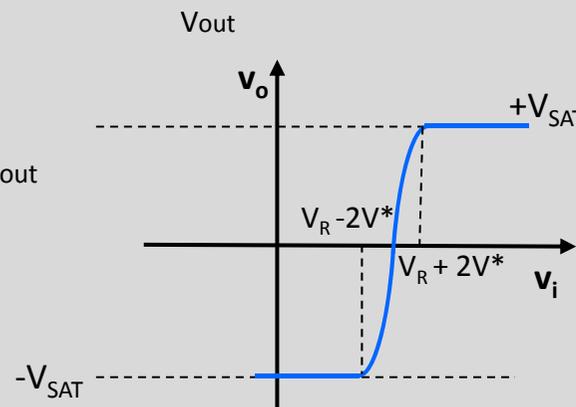
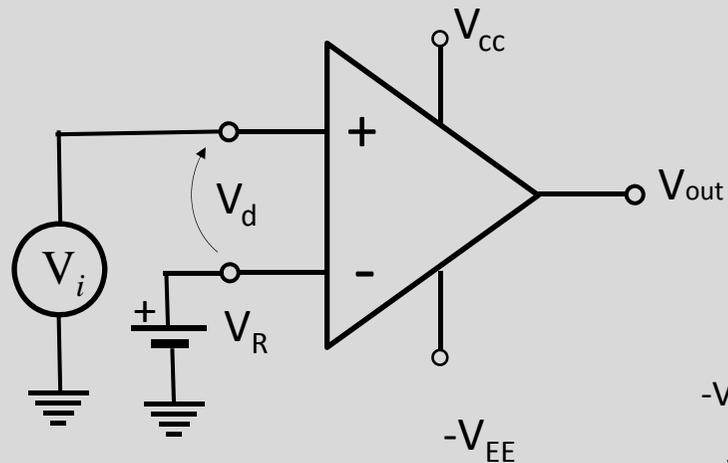
- $R_{IN}: \infty$
- $A_{OL}: \infty$

VALGONO nella zona di funzionamento lineare ad ALTO GUADAGNO di AO. Questo accade, ad esempio quando AO lavora in catena chiusa (retroazionato) con livelli dei segnali di ingresso tali da non mandare AO in saturazione.

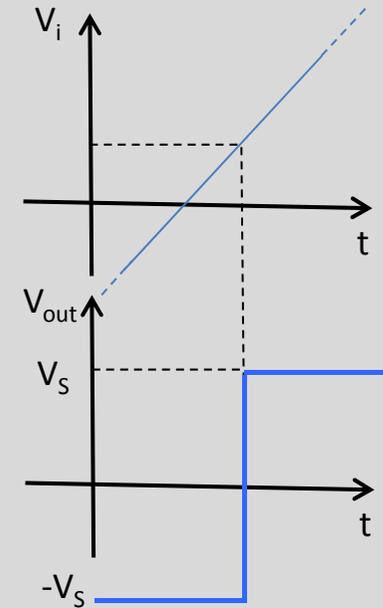
Nella zona della transcaratteristica NON LINEARE ( $|V_d| > 4V_T$ ), zona di saturazione, in cui idealmente l'uscita di tensione, al massimo, è pari a quella di alimentazione tale principi non sono applicabili. Questo accade, ad esempio, quando AO lavora a catena aperta come comparatore.

# 1. FUNZIONAMENTO a COMPARATORE

## TRASCARATTERISTICA



$V^*$ : soglia di linearità



$$V_d = V_i - V_R$$

$$V_{sat} = +V_{sat} = V_S$$

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

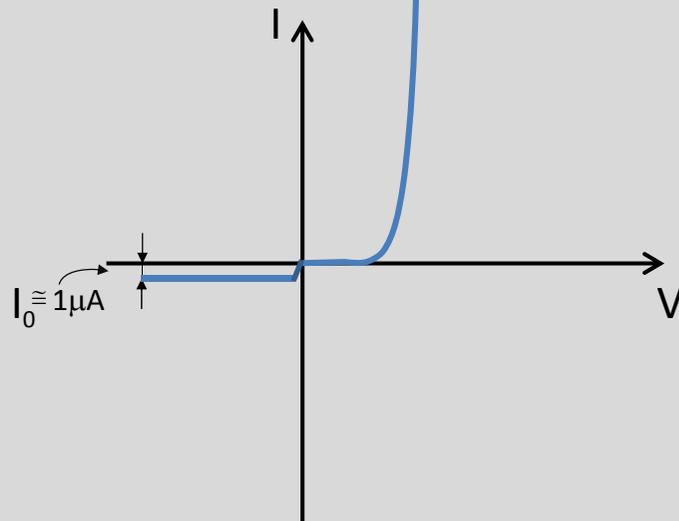
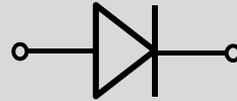
A causa del valore assai elevato di Aol, dato che  $V_d$  è dell'ordine della decina di  $\mu V$ , è sufficiente una variazione della tensione d'ingresso maggiore di tale valore per mandare immediatamente l'amplificatore operazionale in saturazione.



## 2. DIODO di PRECISIONE ( Diodo ideale)

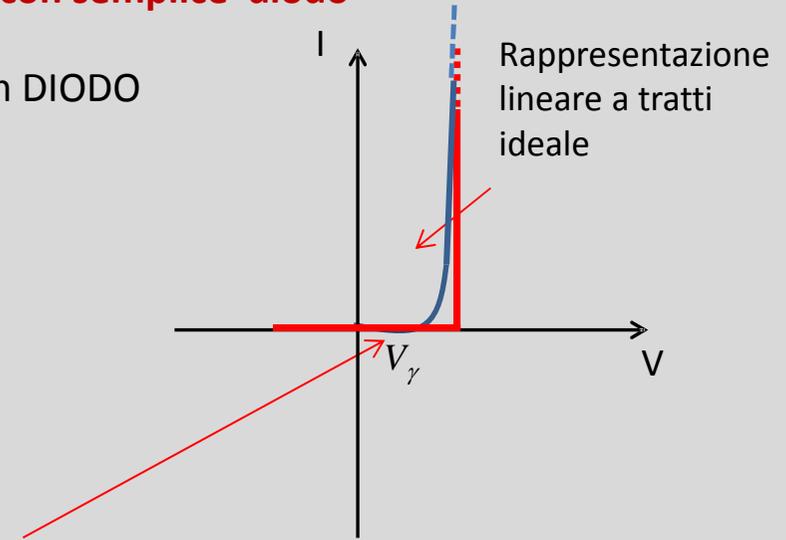
Raddrizzatore a singola semionda con semplice diodo

TRASCARATTERISTICA di un DIODO



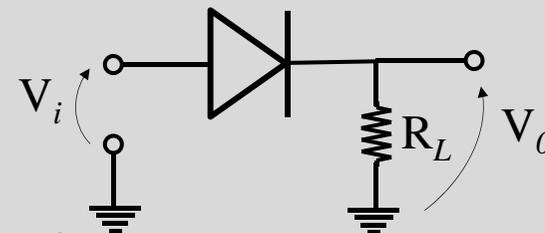
$$I = I_0 \left( e^{\frac{V}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad \text{con } \eta = \begin{cases} 1 & \text{Germanio} \\ \approx 2 & \text{Silicio} \end{cases}$$

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



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

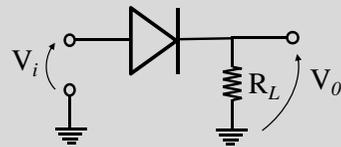
Raddrizzatore a singola semionda



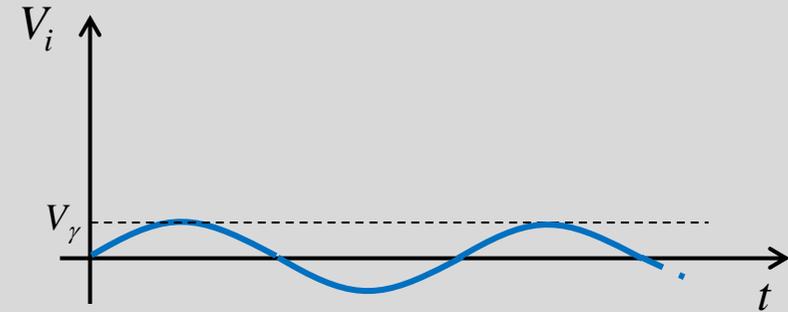
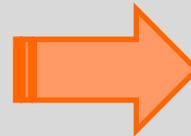
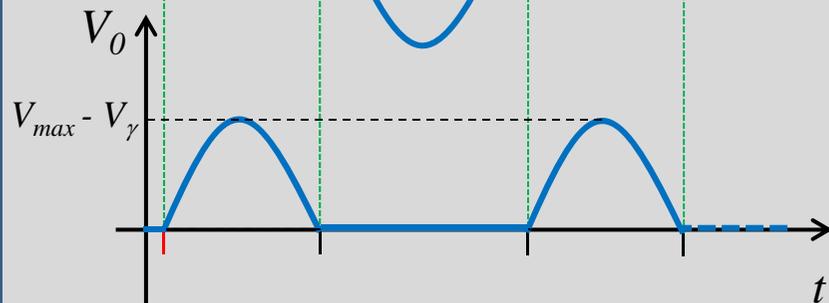
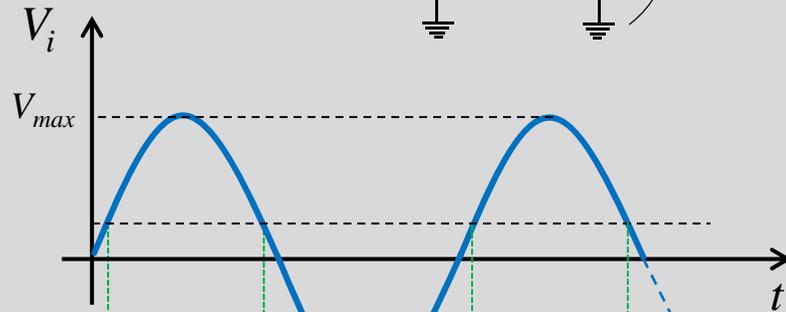


## 2. DIODO di PRECISIONE ( Diodo ideale)

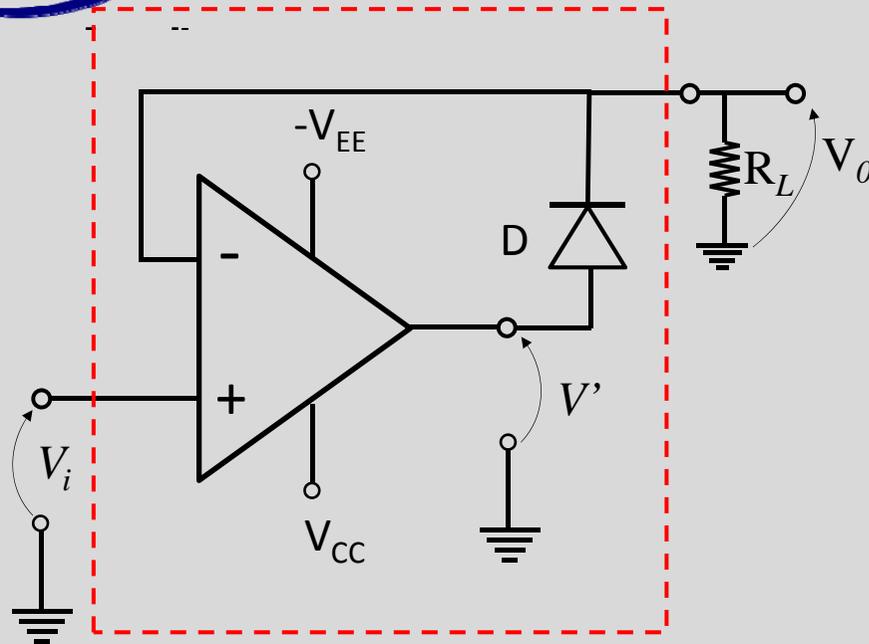
Raddrizzatore a singola semionda con semplice diodo



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



## 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:

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

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

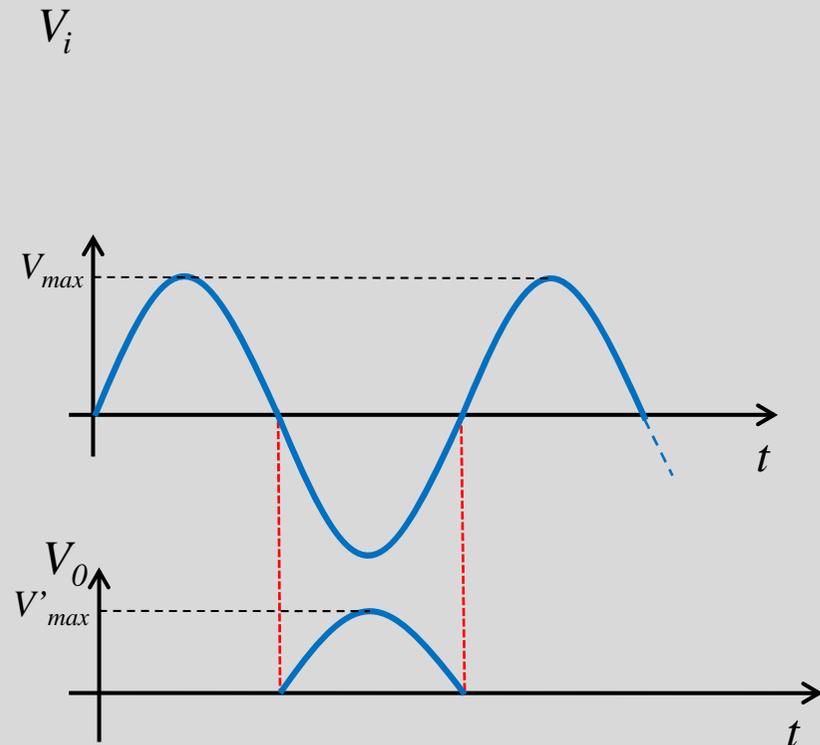
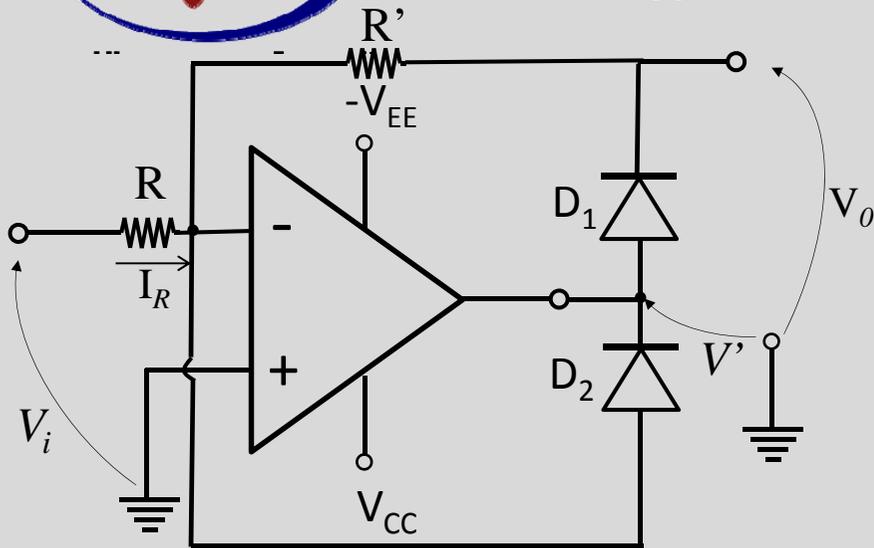
$$\Rightarrow V_i > \frac{V_\gamma}{A} + V_0 = V_0 + V'_\gamma$$

Essendo dunque  $A$  molto elevata si avrà un  $V'_\gamma$  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  $V_i > 0$

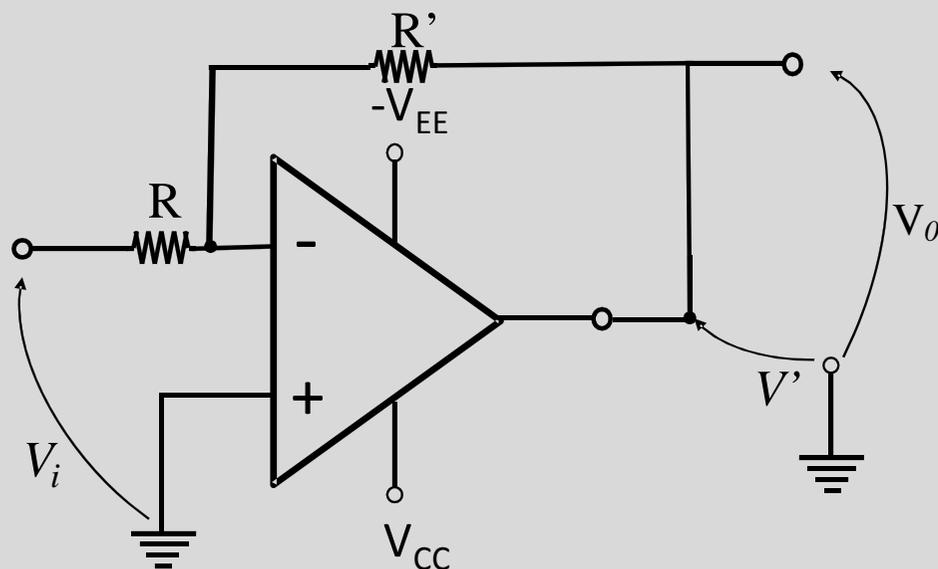
$\Rightarrow D_1$  interdetto e  $D_2$  conduce

Per il principio di massa virtuale si ha:

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



### 3. Raddrizzatore a singola semionda Applicazione del Diodo di Precisione



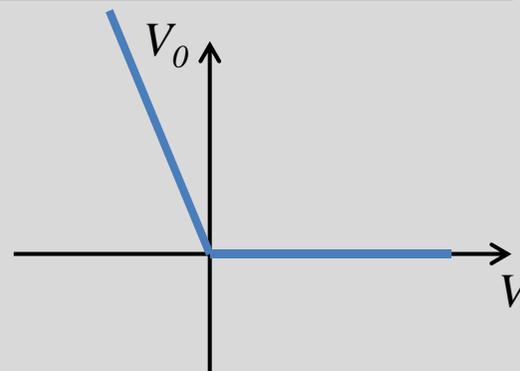
2. Se  $V_i < 0$

⇒  $D_1$  conduce e  $D_2$  interdetto

Amplificatore Invertente :

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

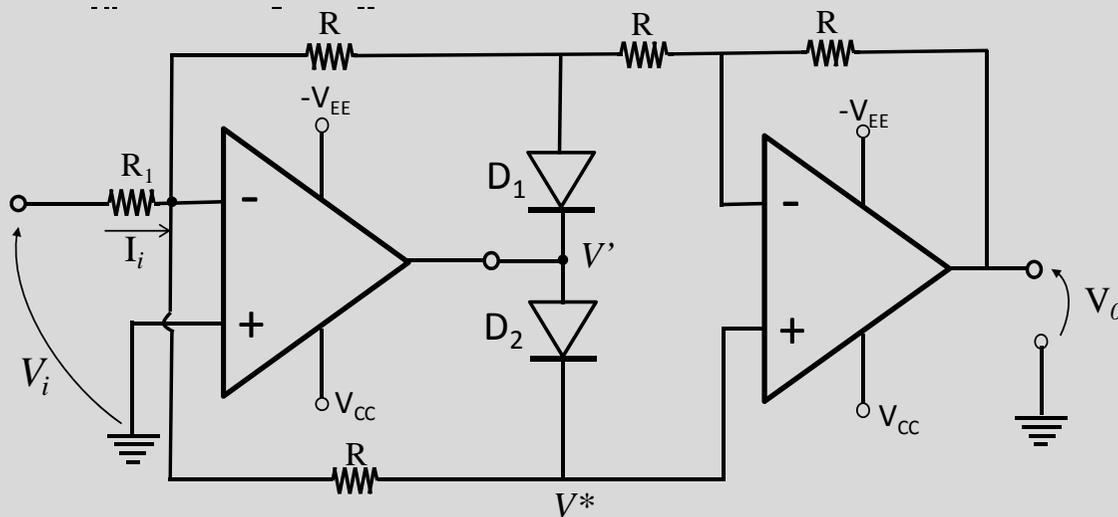
TRANSCARATTERISTICA



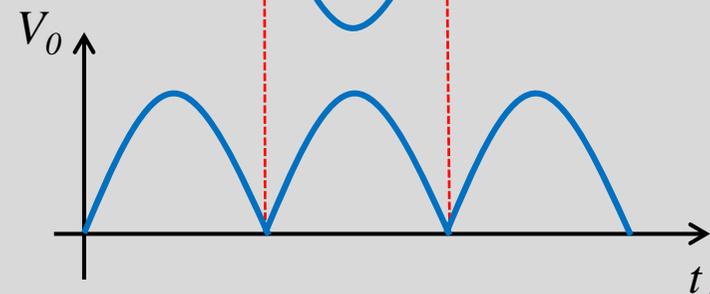
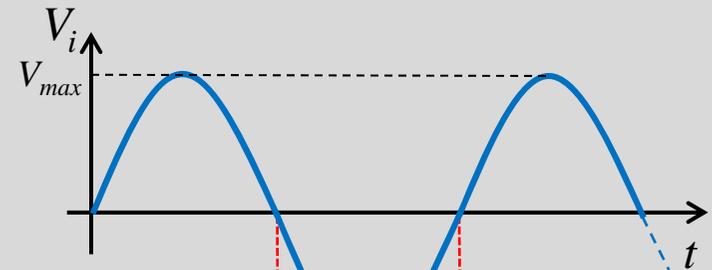
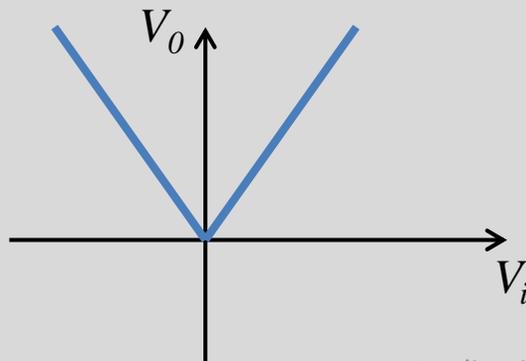


## 4. Raddrizzatore a Doppia semionda

### Applicazione del Diodo di Precisione



TRANSCARATTERISTICA





## 4. Raddrizzatore a Doppia semionda

### Applicazione del Diodo di Precisione

1. Se  $V_i > 0$

⇒  $D_1$  conduce e  $D_2$  interdettato

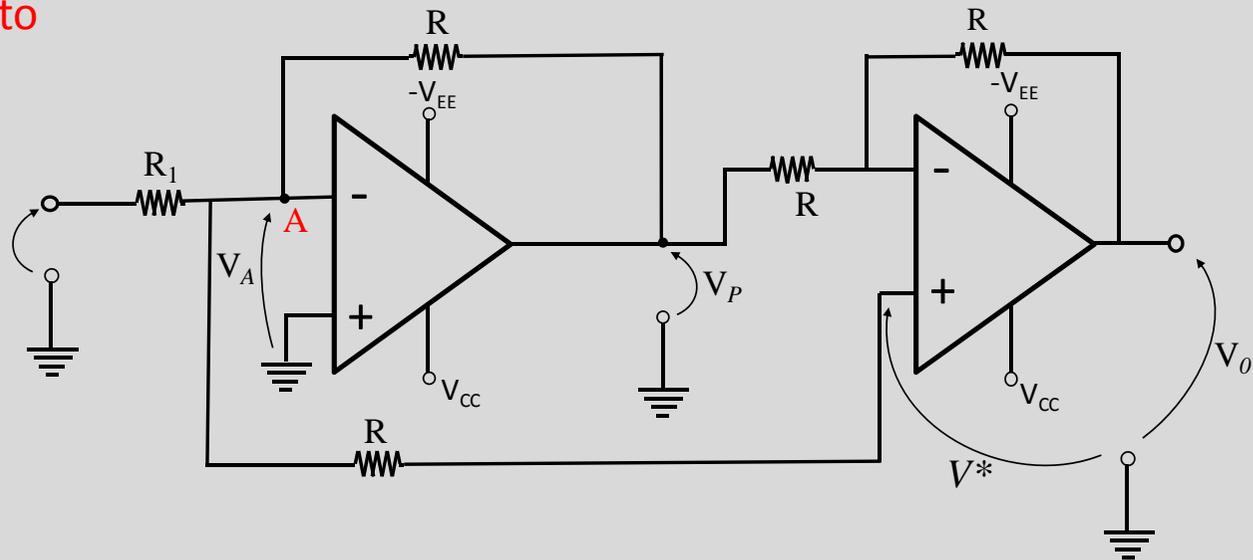
$$I^* \cong 0 \Rightarrow V^* = V_A = 0 \text{ V}$$

(massa virtuale)

Essendo:

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

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





## 4. Raddrizzatore a Doppia semionda

### Applicazione del Diodo di Precisione

2. Se  $V_i < 0$

⇒  $D_1$  interdetto e  $D_2$  conduce

Al nodo P:

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

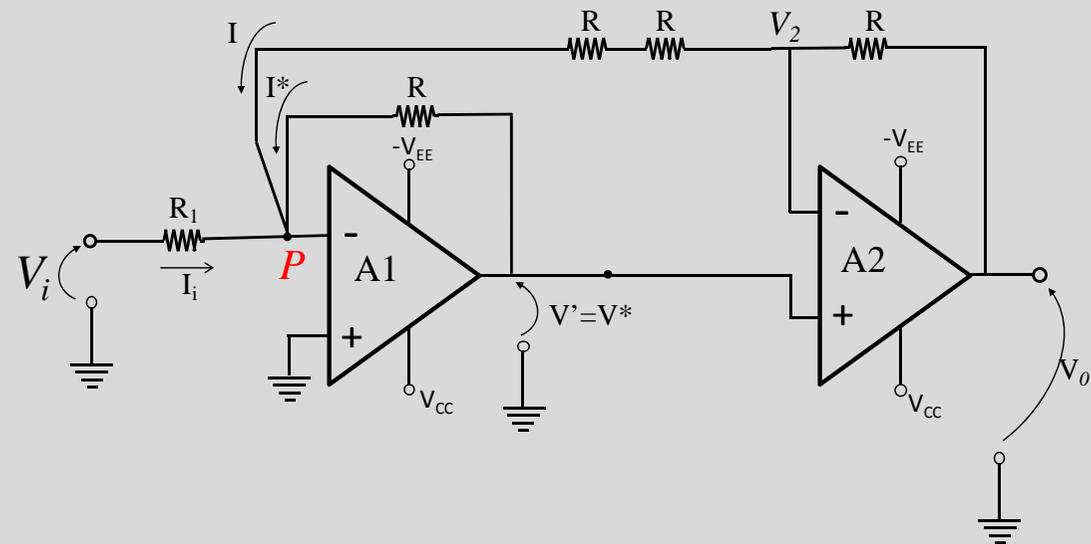
$$\Rightarrow V' = -\frac{2}{3} \frac{R}{R_1} V_i$$

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

$$I = \frac{V'}{2R} = -\frac{V_i}{3R_1}$$

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

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



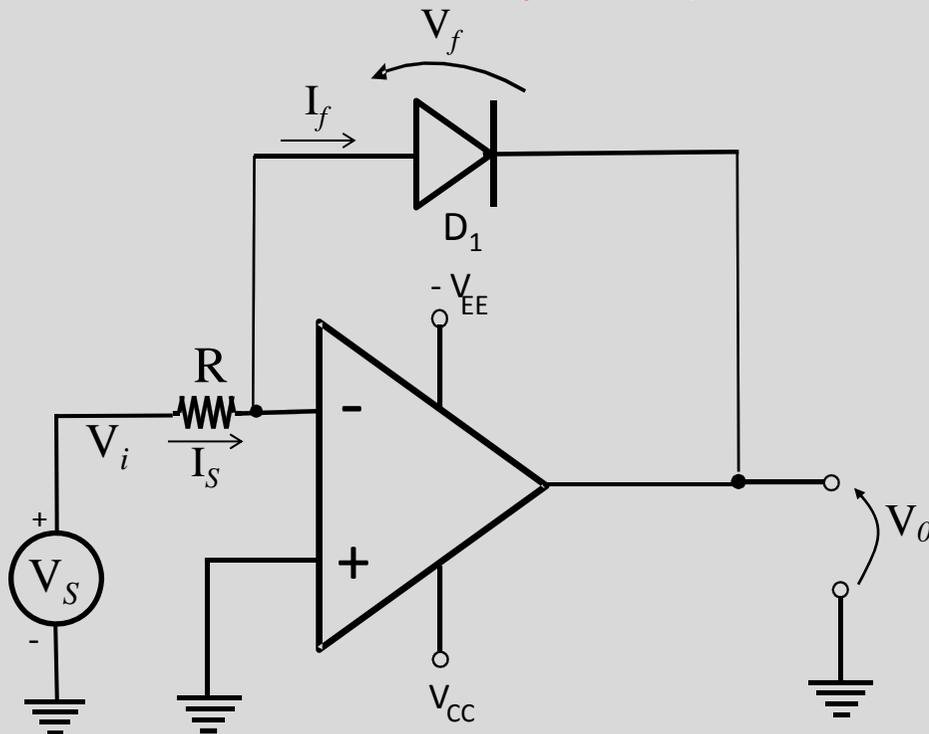


## 5. Amplificatore logaritmico

Ricordiamo: - -

Amplificatore lineare:  $V_o = A V_i$

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



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

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

Alta impedenza di ingresso

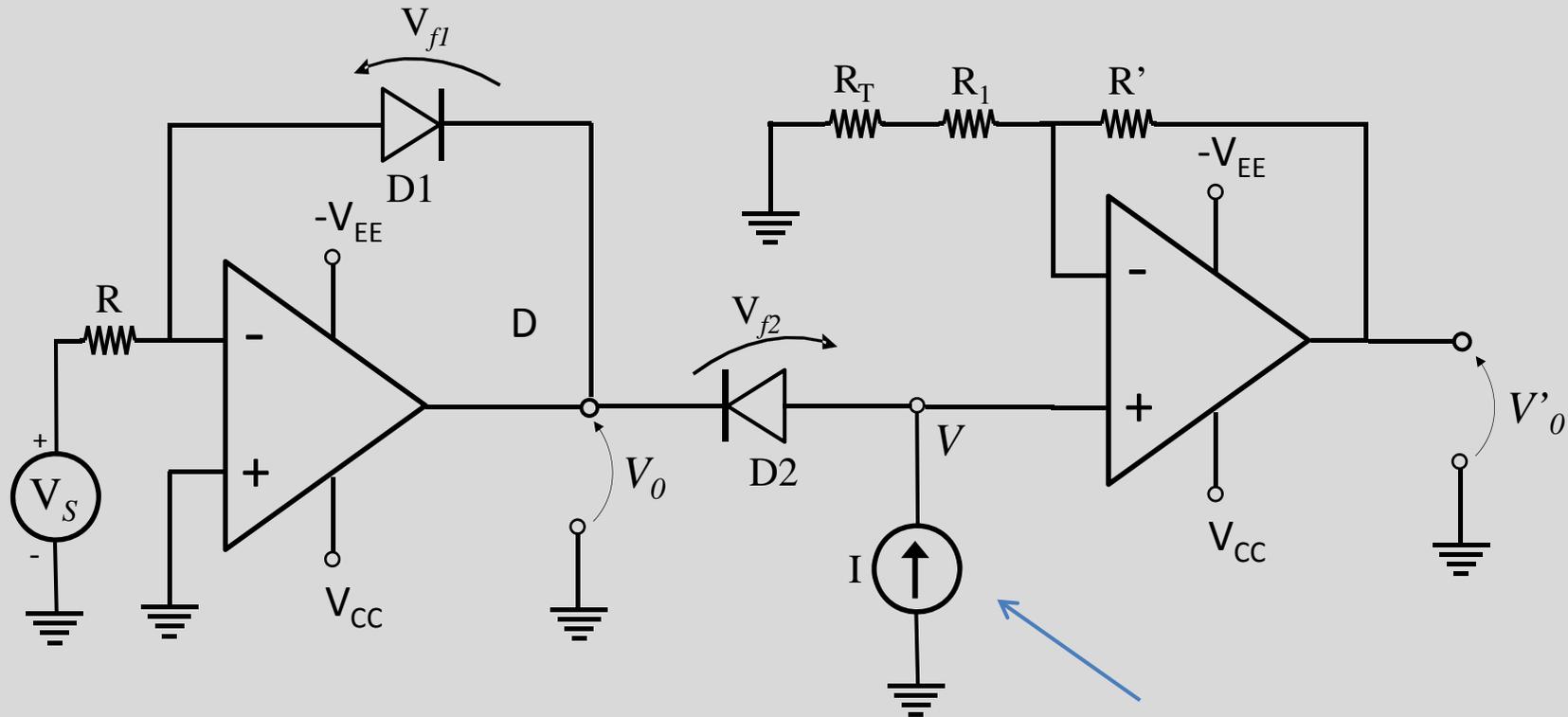
$$\Rightarrow I_f = I_S = \frac{V_S}{R} \quad (\text{massa virtuale})$$

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

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

Dipendenza da T

## 5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Diodi



Generatore di corrente  
 stabilizzato in temperatura



## 5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Diodi

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

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

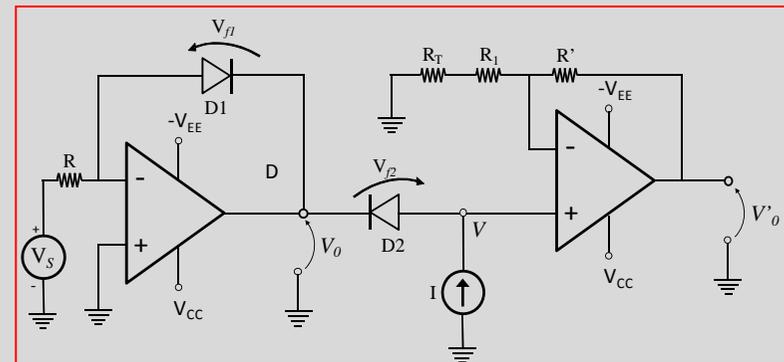
$$V_0' = V \cdot \left( 1 + \frac{R'}{R_T + R_1} \right) = -\eta V_T \cdot \left( 1 + \frac{R'}{R_T + R_1} \right) \ln \frac{V_S}{RI}$$

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

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

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

Compensazione di  $I_0$





## 5. Compensazione termica con Termistori

**Termistori** : semiconduttori in silicio.

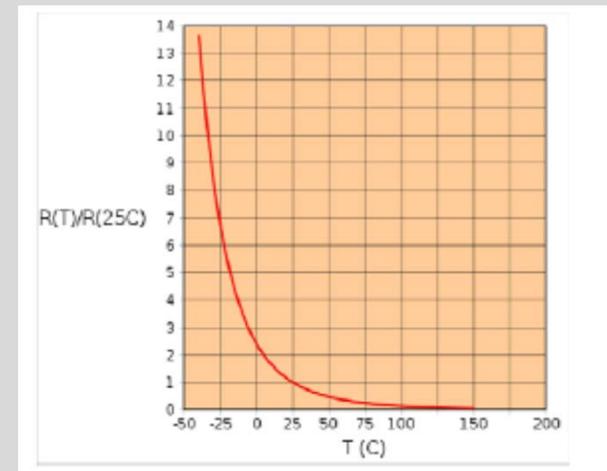
Questi componenti hanno caratteristica esponenziale, tuttavia si può supporre di considerare il termistore in un intervallo di temperature il cui andamento sia approssimabile a quello lineare.

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

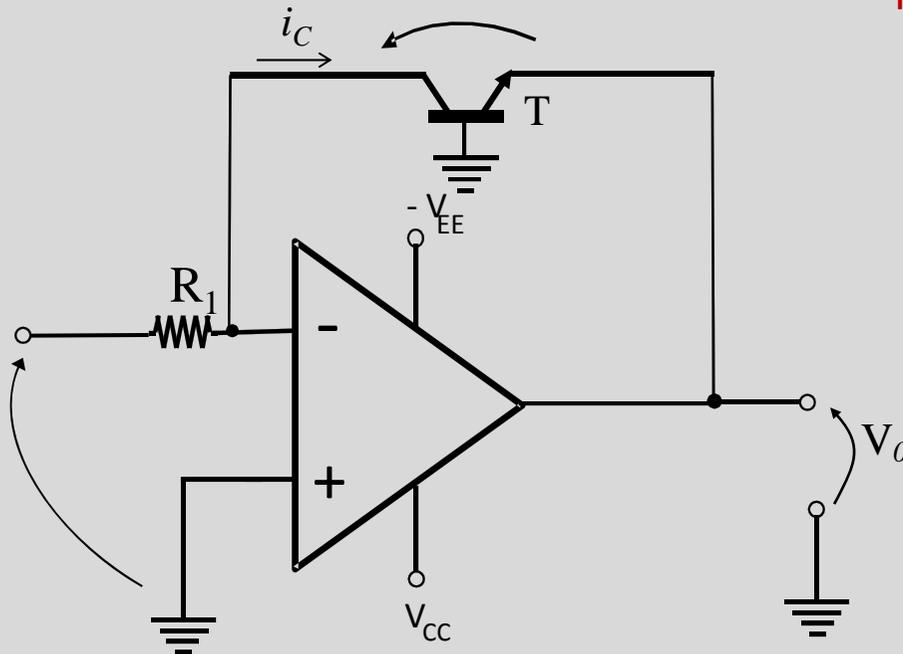


Per linearizzare il termistore (cioè approssimare la curva con una retta) possiamo restringere il range di temperature in cui il circuito dovrà operare. La scelta dell'intervallo di temperature non interesserà quelle estreme, ma si aggirerà su una decina di gradi intorno a quella ambiente.



## 5. Amplificatore logaritmico Schema a Transistor

Maggiore dinamica e indipendenza da  $\eta$



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..

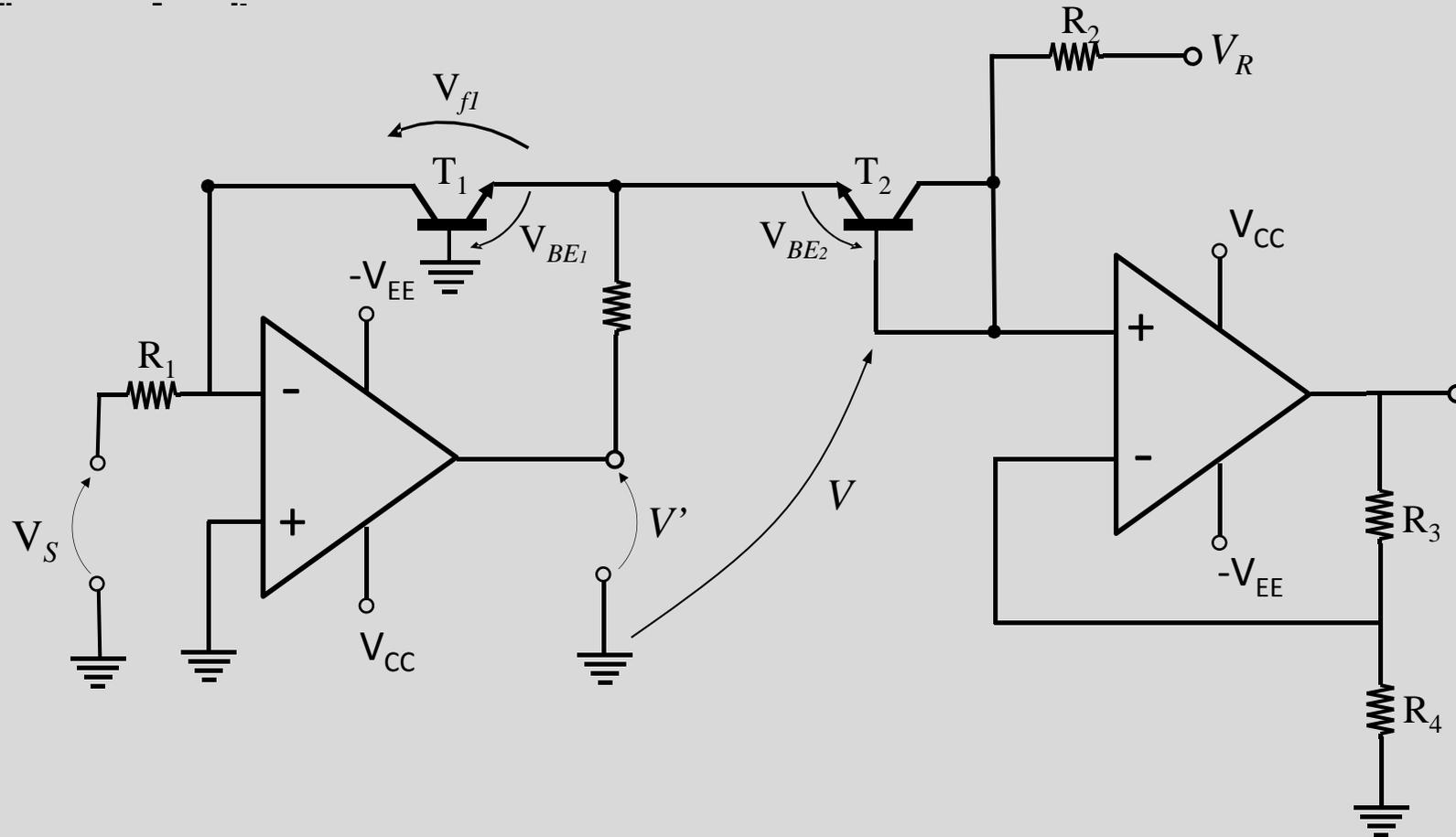
**T** Se  $i_B \cong 0 \Rightarrow i_C = i_E$   
(funzionamento a Diodo)

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

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

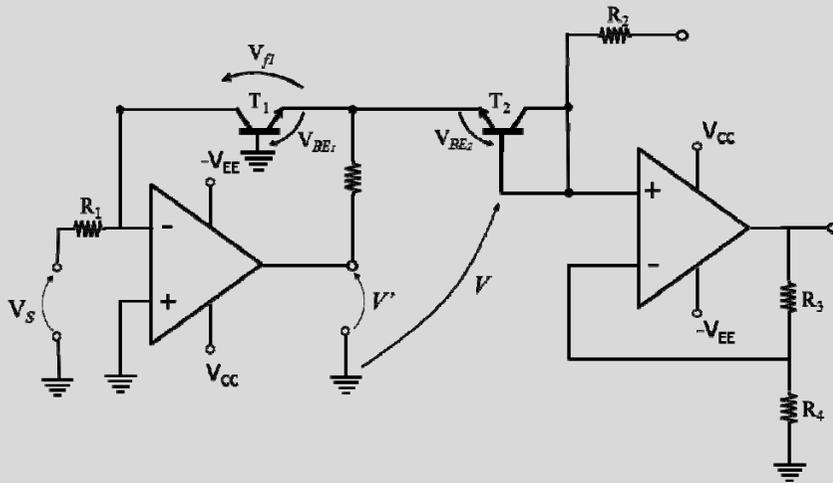


## 5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Transistors





## 5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Transistors



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

$$\text{Hp2: } I_{C1} = I_{C2} \quad T_1 \text{ e } T_2 \text{ uguali}$$

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

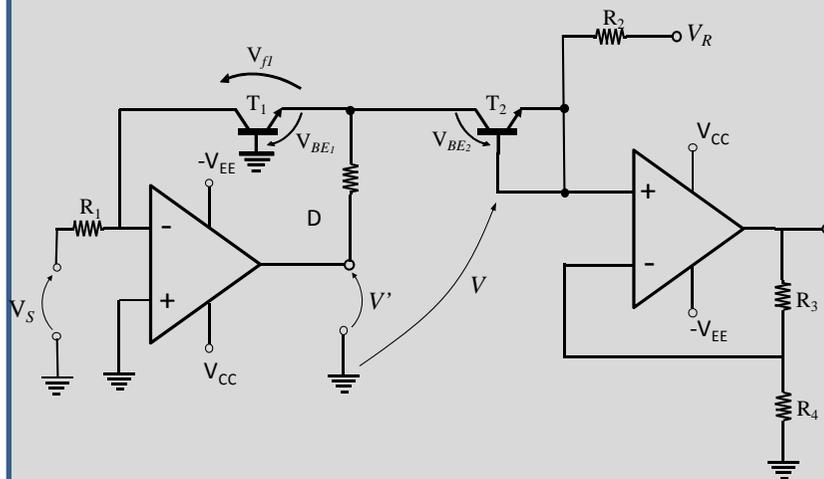
$$\begin{cases} I_{C1} = I_{CS} \cdot e^{V_{BE1}/V_T} \\ I_{C2} = I_{CS} \cdot e^{V_{BE2}/V_T} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{BE1} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{CS}} \\ V_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{CS}} \end{cases}$$

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

Eliminata la dipendenza da  $I_{CS}$

## 5. Amplificatore logaritmico Schema Compensato a Transistors

Dato che  $T_1$  e  $T_2$  sono entrambi in zona attiva



$$V_{BE2} \cong V_{BE1} \Rightarrow V = V_{BE2} - V_{BE1} \cong 0$$

$$\Rightarrow V \ll V_R \Rightarrow I_{C2} \cong \frac{V_R}{R_2}$$

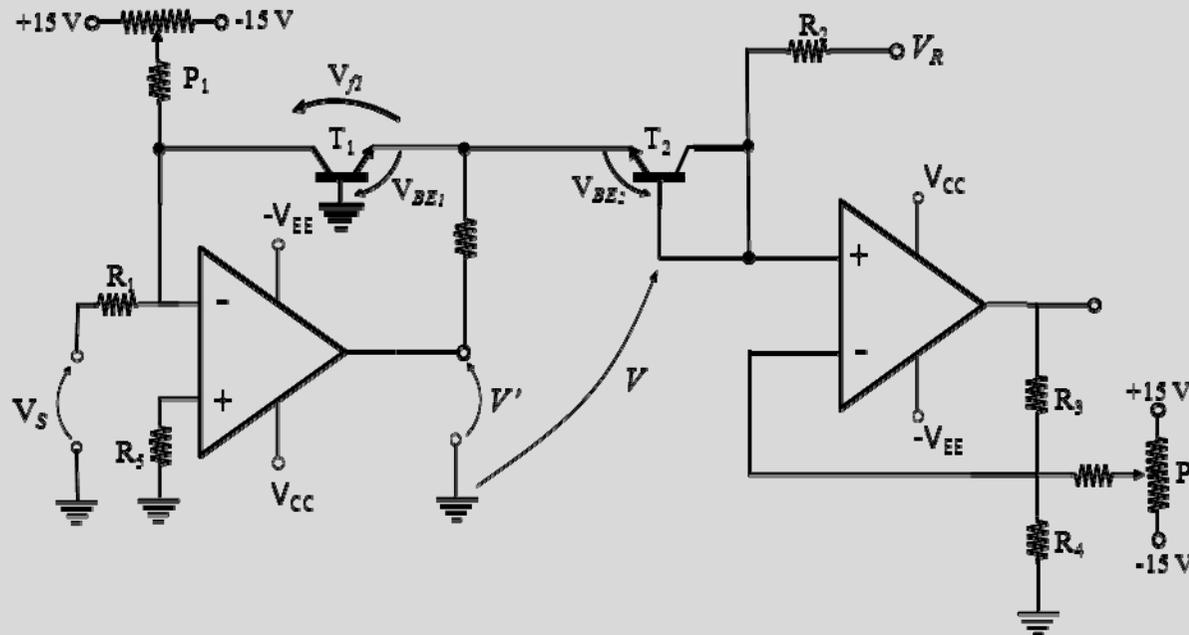
Inoltre  $I_{C1} = \frac{V_S}{R_1}$

$$V = V_T \ln \frac{V_R}{R_2} \frac{R_1}{V_S} = -V_T \cdot \ln \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{V_S}{V_R} \right)$$

$$V_0 = V \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) = -V_T \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \cdot \ln \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{V_S}{V_R} \right)$$

Posso compensare le variazioni di  $V_T$   
ponendo al posto di  $R_3$  un NTC (negative  
temperature coefficient)

## 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  $V_s= 5V$



Elettronica Applicata  
a.a. 2017/2018



UNIVERSITÀ  
DEGLI STUDI  
FIRENZE

DIPARTIMENTO DI  
INGEGNERIA  
DELL'INFORMAZIONE

**FINE**

[www.uscndlab.dinfo.unifi.it](http://www.uscndlab.dinfo.unifi.it)