

Prefissi SI (Notazione Scientifica)

Simbolo	Nome	Fattore
G	giga	10^9
M	mega	10^6
k	kilo	10^3
h	etto	10^2
da	deca	10^1
d	deci	10^{-1}
c	centi	10^{-2}
m	milli	10^{-3}
μ	micro	10^{-6}
n	nano	10^{-9}

Procedimento transitorio:

- Per $t \rightarrow 0^-$,
 - calcolare variabile di stato prima dell'inizio del transitorio
 - In questa fase il **condensatore/induttore** si comporta come **circuito aperto/cortocircuito**
 - Sfrutterò nella fase 2 la continuità della variabile di stato
- Per $t \rightarrow 0^+$ (per var. **NON** di stato es. v_x, i_x)
 - (Eventuale chiusura interruttore)
 - Sfrutto continuità variabile di stato:** $v_C(t_0^-) = v_C(t_0^+) / i_L(t_0^-) = i_L(t_0^+)$
 - Sostituisco al transitorio GENERATORE IDEALE DI TENSIONE/ CORRENTE con valore pari alla variabile di stato appena calcolata**

$$E = V_C(t \rightarrow 0^-) \quad I = I_L(t \rightarrow 0^-)$$

- Per $t \rightarrow \infty$ / $t > 0$:

(a) Soluzione di tipo esponenziale

i. Formule variabili di stato:

$$V_C(t) = V_{C_\infty} + [V_C(0) - V_{C_\infty}] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$I_L(t) = I_{L_\infty} + [I_L(0) - I_{L_\infty}] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

ii. Formule per le grandezze **non di stato**:

$$I_C(t) = I_{C_\infty} + [I_C(0^+) - I_{C_\infty}] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$V_L(t) = V_{L_\infty} + [V_L(0^+) - V_{L_\infty}] e^{-\frac{t}{\tau}}$$

iii. Qui, siamo **ancora a regime**: il **condensatore/induttore** si comporta come **circuito aperto/cortocircuito**

iv. Cerco la variabile di stato per $t \rightarrow \infty$

v. Cerco τ :

A. Mi serve R_{eq} ai morsetti di dove c'è transitorio

B. **Spengo generatori non pilotati**

C. uso **generatore sonda (c.g.)** - cerco corrente che passa sul ramo della sonda in funzione di V_S : $? \rightarrow I_S(V_S)$

$$R_{eq} = \frac{V_S}{I_S(V_S)}$$

D. Calcolo τ :

$$\tau = C \cdot R_{eq} = \frac{L}{R_{eq}}$$

Grafico

- Traccio asintoto
- Sfrutto **proprietà dell'esponenziale**: tangente al grafico in $t = 0$ interseca il valore asintotico dopo $\Delta t = \tau$
- Dopo $t = 5\tau$ la funzione assume valore asintotico

Condensatore - Carica/Scarica RC

Carica e Scarica RC - Casi Semplici

Costante di tempo:

$$\tau = R \cdot C$$

Unità: $[\Omega] \cdot [F] = [s]$

CARICA del condensatore

Condensatore inizialmente scarico ($V_C(0) = 0$), caricato a V_{finale} :

$$V_C(t) = V_{finale} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

$$I_C(t) = \frac{V_{finale}}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

La tensione **sale** da 0 a V_{finale} , la corrente **scende** da I_{max} a 0

SCARICA del condensatore

Condensatore inizialmente carico a V_0 , scaricato a 0:

$$V_C(t) = V_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$I_C(t) = -\frac{V_0}{R} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$$

La tensione **scende** da V_0 a 0, corrente negativa (verso opposto)

★ Carica a CORRENTE COSTANTE:

Se il condensatore è caricato da una corrente costante I :

$$V_C(t) = V_C(0) + \frac{I \cdot t}{C}$$

$$\text{oppure: } \Delta V_C = \frac{I \cdot \Delta t}{C}$$

(Usata per errore da I_B nel S&H!)

Valori notevoli:

t	Carica	Scarica
τ	63.2% di V_f	36.8% di V_0
3τ	95% di V_f	5% di V_0
5τ	99.3% di V_f	≈ 0

⇒ Dopo 5τ si considera raggiunto il regime!

Resistenze e Alimentazioni

Resistenze in parallelo:

1. Caso con 2 resistenze:

$$R_{eq} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

2. Caso generale (n resistenze):

$$\frac{1}{R_{eq}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$$

△ NOTA IMPORTANTE - Tensioni di alimentazione

Le tensioni fornite dalle alimentazioni sono le **massime e minime** possibili nel circuito.

I NODI della rete **NON** possono mai avere tensioni:

- Più alte di V_{max} (alimentazione massima)
- Più basse di V_{min} (alimentazione minima)

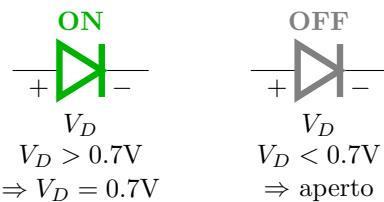
ATTENZIONE: Questo vale per le tensioni dei **NODI** (riferite a massa).

Le **cadute di tensione** (misurate tra due nodi diversi) possono superare questi limiti!

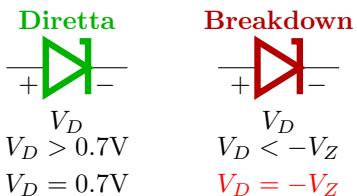
Uso pratico: Fondamentale quando si fanno ipotesi sullo stato dei diodi (ON/OFF). Se un'ipotesi porta un nodo oltre V_{max} o sotto V_{min} , l'ipotesi è **sbagliata**.

Diodi

1. Diodo normale:

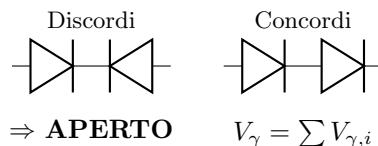


2. Diodo Zener:



ATTENZIONE: In breakdown, la tensione $V_D = -V_Z$ ha polarità **opposta** rispetto ai +0.7V della conduzione diretta!

3. Configurazioni in serie:



★ TRUCCO PRATICO - Verifica stato diodo:

Quando sei in un intorno della soglia ($V_D \approx 0.7V$, anche infinitesimamente superiore), le correnti sono molto basse.

\Rightarrow Per verificare se il diodo si accende puoi ignorare le resistenze in serie ($I \approx 0 \Rightarrow \Delta V_R \approx 0$).

Usa nei transitori: A fine esercizio, verifica che l'ipotesi sul diodo (ON/OFF) resti valida in:

- \hat{T}^- (istante prima della transizione)
- \hat{T}^+ (istante dopo della transizione)
- $t \rightarrow \infty$ (regime)

Diodi - Esercizio Tipico (1/2)

Esercizio Tipico Diodi - Algoritmo

a) Caratteristica statica I_{out} vs V_{in}

Step 1: Ipotizza stato diodo

- Parti da V_{in} molto negativo \Rightarrow diodo probabilmente OFF
- Oppure parti da V_{in} molto positivo \Rightarrow diodo probabilmente ON

Step 2: Risolvi il circuito con l'ipotesi

- Diodo ON: sostituisci con V_γ (es. 0.7V)
- Diodo OFF: sostituisci con circuito aperto

Step 3: Trova V_{in} di commutazione

- Diodo ON \rightarrow OFF: trova V_{in} per cui $I_D = 0$
- Diodo OFF \rightarrow ON: trova V_{in} per cui $V_D = V_\gamma$

Step 4: Calcola $I_{out}(V_{in})$ in ogni regione

- Scrivi l'espressione di I_{out} per ogni stato
- Disegna la caratteristica (spesso lineare a tratti)

★ TRUCCO per trovare la soglia:

Per trovare V_{in} di commutazione:

- Metti il diodo al limite: $V_D = V_\gamma$ e $I_D = 0$
- In questa condizione le R in serie al diodo hanno $\Delta V = 0$
- Risolvi il circuito semplificato per trovare $V_{in,soglia}$

△ Circuito tipico (raddrizzatore + filtro):

$$V_{in} \rightarrow D_1 \rightarrow C_1 \parallel R_1 \rightarrow V_{out}$$

- D_1 ON: $V_{out} = V_{in} - V_\gamma$ (C si carica)
- D_1 OFF: V_{out} dipende dalla scarica di C su R

$$\text{Soglia: } V_{in} = V_{out} + V_\gamma$$

Diodi - Esercizio Tipico (2/2)

Esercizio Tipico Diodi - Ripple

b) Tensione di ripple e tensione inversa max

Dati tipici: $V_{in} = V_m \sin(2\pi f_{int} t)$, C_1 , R_1 , V_γ

Step 1: Tensione massima su C

$$V_{out,max} = V_m - V_\gamma$$

Step 2: Calcolo del ripple

Se $RC \gg T$ (scarica lenta), approssimazione lineare:

$$\Delta V_{ripple} \approx \frac{V_{out,max}}{R_1 C_1 f_{int}} = \frac{V_m - V_\gamma}{R_1 C_1 f_{int}}$$

Formula esatta (scarica esponenziale):

$$V_{out,min} = V_{out,max} \cdot e^{-T/R_1 C_1}$$

$$\Delta V_{ripple} = V_{out,max} - V_{out,min}$$

Step 3: Tensione inversa massima sul diodo

Quando $V_{in} = -V_m$ e $V_{out} \approx V_{out,max}$:

$$V_{D,inv,max} = V_{out,max} - (-V_m) = V_{out,max} + V_m$$

$$V_{D,inv,max} \approx 2V_m - V_\gamma$$

★ FORMULE RAPIDE:

- $V_{out,max} = V_m - V_\gamma$
- $\Delta V_{ripple} \approx \frac{V_{out,max}}{RC \cdot f}$ (se $RC \gg T$)
- $V_{inv,max} \approx 2V_m - V_\gamma$
- Duty cycle diodo $\approx \frac{\Delta V_{ripple}}{2\pi V_m}$ (piccolo!)

△ VERIFICA FINALE:

- Il diodo deve sopportare $V_{inv,max} \Rightarrow$ scegliere diodo adeguato
- Se ΔV_{ripple} troppo grande \Rightarrow aumentare C o R
- Il diodo conduce solo per una piccola frazione del periodo!

Diodo + Condensatore

Diodo + Condensatore: Come Gestirli Insieme

★ REGOLA FONDAMENTALE:

Per la **caratteristica statica** (I_{out} vs V_{in}):

⇒ Il condensatore è un **CIRCUITO APERTO!**

Perché? In DC (statica) $I_C = C \frac{dV}{dt} = 0$

⇒ Tutta la corrente passa solo per R_1

Caratteristica statica - Algoritmo:

1. Sostituisci C con circuito aperto

2. Ora hai solo: $V_{in} \rightarrow D_1 \rightarrow R_1 \rightarrow$ massa

3. Ipotizza stato diodo:

Diodo OFF ($V_{in} < V_\gamma$):

$I_{out} = 0$ (circuito aperto)

Diodo ON ($V_{in} \geq V_\gamma$):

$I_{out} = \frac{V_{in}-V_\gamma}{R_1}$

4. Soglia di commutazione: $V_{in} = V_\gamma$

△ Per il **RIPPLE** invece:

Il condensatore **NON** è aperto! È un elemento dinamico.

Diodo ON: C si carica rapidamente

$V_{out} \approx V_{in} - V_\gamma$ (segue l'ingresso)

Diodo OFF: C si scarica lentamente su R

$V_{out}(t) = V_{out,max} \cdot e^{-t/RC}$

⇒ Il diodo si spegne quando $V_{in} < V_{out} + V_\gamma$

★ RIASSUNTO:

- **Caratteristica statica:** C = aperto, analisi DC
- **Ripple:** C = elemento attivo, analisi dinamica
- La soglia del diodo dipende da V_{out} (che dipende da C !)

Raddrizzatore Singola Semionda

Raddrizzatore a Singola Semionda

SCOPO: Tagliare la parte negativa di V_{in} e scalare in ampiezza di V_γ

★ RICONOSCIMENTO:

- 1 solo diodo in serie al carico
- V_{in} sinusoidale $\rightarrow D \rightarrow R_{load}$, no C (o C piccolo)

FUNZIONAMENTO:

Semionda + ($V_{in} > V_\gamma$): D ON $\Rightarrow V_{out} = V_{in} - V_\gamma$

Semionda - ($V_{in} < V_\gamma$): D OFF $\Rightarrow V_{out} = 0$

⇒ Taglia parte negativa, scala ampiezza di V_γ

FORMULE:

$$\bullet V_{out,max} = V_m - V_\gamma \text{ (scalata!)} \quad \bullet V_{out,medio} = \frac{V_m - V_\gamma}{\pi}$$

$$\bullet V_{inv,max} = V_m \quad \bullet f_{ripple} = f_{in}$$

★ SANITY CHECK:

- $V_{out} \geq 0$ **sempre** (parte negativa tagliata!)
- Forma d'onda: "gobbe" sinusoidali alternate a zeri
- Aampiezza ridotta: $V_{out,max} = V_m - V_\gamma$ (non V_m !)

Rilevatore di Picco

Rilevatore di Picco (Peak Detector)

SCOPO: "Ricordare" il **valore massimo** raggiunto dal segnale

★ RICONOSCIMENTO:

- $D + C$ senza R_L (o R_L molto grande, $R_L C \gg T$)
- Il condensatore **non si scarica**

FUNZIONAMENTO:

1. V_{in} sale $\Rightarrow D$ ON, C si carica, $V_{out} = V_{in} - V_\gamma$
2. V_{in} scende $\Rightarrow D$ OFF, V_{out} **resta al picco!**
3. Nuovo picco solo se $V_{in} > V_{out} + V_\gamma$

FORMULE:

- $V_{out} = V_{in,max} - V_\gamma = V_m - V_\gamma$ (a regime)
- Con R_L : $\tau = R_L C$, ripple $\Delta V \approx \frac{V_{out}}{R_L C f}$

★ SANITY CHECK:

- V_{out} può solo **salire o restare costante**, MAI scendere!
- Forma d'onda: rampa che sale, poi **piatta** al valore di picco
- Se V_{out} scende \Rightarrow NON è un rilevatore di picco puro

RC + Diodo: Analisi STATICHE

Esercizio RC + Diodo: ANALISI STATICHE

QUANDO: Ti chiedono caratteristica statica I_{out} vs V_{in} (o V_{out} vs V_{in})

★ REGOLA FONDAMENTALE:

In analisi **statica** (DC):

$C = \text{CIRCUITO APERTO}$

Perché $I_C = C \frac{dV}{dt} = 0$ in DC!

⇒ **Ignora il condensatore**, analizza solo D e R

PROCEDURA:

1. Modellizza D come **aperto** (OFF) \Rightarrow Calcola V_{out} , I_{out} con D aperto
2. Modellizza D come **generatore** V_γ (ON) \Rightarrow Calcola V_{out} , I_{out} con $D = V_\gamma$
3. Trova V_{in} di soglia (dove D commuta) \Rightarrow Imponi $V_D = V_\gamma$ e $I_D = 0$
4. Disegna la caratteristica unendo i due tratti

△ **NON devi verificare le ipotesi sul diodo!**

Devi solo capire cosa succede a V_{out} e I_D nei due casi (ON/OFF) e trovare dove avviene la transizione.

RC + Diodo: Analisi DINAMICA (1/2)

Esercizio RC + Diodo: ANALISI DINAMICA

QUANDO: Ti chiedono ripple, $V_{out}(t)$, tensione inversa massima

★ STRATEGIA GENERALE:

1. Analizza prima l'effetto del **diodo da solo** (come se C non ci fosse: raddrizzatore puro)
2. Poi "aggiusta" il grafico con l'effetto di C (il condensatore "tiene su" la tensione)

COMPORTAMENTO TIPICO (singola semionda):

Fase 1 - Carica (D ON):

- $V_{in} > V_{out} + V_\gamma \Rightarrow V_{out}$ segue $V_{in} - V_\gamma$
- V_{out} sale fino a $V_{out,max} = V_m - V_\gamma$

Fase 2 - Scarica (D OFF):

- $V_{in} < V_{out} + V_\gamma \Rightarrow D$ si spegne
- C si scarica su R_L : $V_{out}(t) = V_{out,max} \cdot e^{-t/\tau}$
- con $\tau = R_L C$

★ IMPORTANTE: Confronta τ con T !

- Se $\tau \gg T$: scarica lenta, C non arriva a regime \Rightarrow Approssima $V_{out,min}$ con esponenziale troncato
- Se $\tau \sim T$: scarica significativa ogni periodo

RC + Diodo: Analisi DINAMICA (2/2)

Analisi Dinamica: Calcolo Ripple e $V_{inv,max}$

★ CALCOLO DEL RIPPLE:

1. $V_{out,max} = V_m - V_\gamma$
2. Trova $V_{out,min}$ (alla fine della scarica):
Se $\tau \gg T$: $V_{out,min} = V_{out,max} \cdot e^{-T/\tau}$
3. Ripple:

$$\Delta V_{ripple} = V_{out,max} - V_{out,min}$$

Approssimazione (se $\tau \gg T$):

$$\Delta V_{ripple} \approx \frac{V_{out,max}}{R_L C f} = \frac{V_m - V_\gamma}{R_L C f}$$

★ CALCOLO $V_{inv,max}$ (tensione inversa max):

1. Scrivi $V_D = V_{in} - V_{out}$ (tensione sul diodo)
2. Massimizza $|V_D|$ quando D è OFF:
 - V_{in} è al minimo ($-V_m$)
 - V_{out} è ancora alto (vicino a $V_{out,max}$)
3. Quindi:

$$V_{inv,max} = V_{out} - V_{in,min} \approx (V_m - V_\gamma) - (-V_m)$$

$$V_{inv,max} \approx 2V_m - V_\gamma$$

△ TRUCCO: Valore a metà scarica

Se serve V_{out} a metà della fase di scarica:

$$V_{out,meta'} \approx V_{out,max} - \frac{\Delta V_{ripple}}{2}$$

(approssimazione lineare della scarica esponenziale)

Capacità: Formule e Comportamento

1. Tensione del condensatore:

$$V_C(t) = V_C(0^+) + [V_C(\infty^*) - V_C(0^+)] \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

$V_C(0^+)$: iniziale; $V_C(\infty^*)$: a regime; $\infty^* \neq \infty$

2. Corrente: $I_C(t) = C \frac{dV_C(t)}{dt}$

Proprietà: La corrente varia istantaneamente; La tensione NON commuta: $V_C(t_0^-) = V_C(t_0^+)$

★ REGOLA D'ORO - A REGIME

A regime ($t \rightarrow \infty$): $\frac{dV_C}{dt} = 0 \Rightarrow I_C = 0$

Condensatore = CIRCUITO APERTO

Per calcolare $V_C(\infty)$:

1. Sostituisci C con circuito aperto
2. Risovi il circuito semplificato
3. Calcola la tensione nel punto dove c'era C

Ese: $V \xrightarrow{R_1} \bullet \xrightarrow{R_2} \text{GND} + C \parallel R_2$
 $\Rightarrow V_C(\infty) = V \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ (partitore)

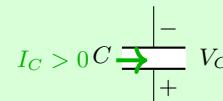
3. Ripple: $\Delta V_{out} = V_{picco} \frac{\Delta T}{\tau} = V_{picco} \frac{T}{f \tau}$

4. Comportamento fisico ($Q = C \cdot V$; $I = C \frac{dV}{dt}$)

CARICA ($\frac{dV_C}{dt} > 0$): Corrente ENTRA ($I_C > 0$)

Il condensatore accumula energia; $V_C \uparrow$

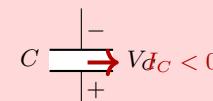
Corrente ENTRA



SCARICA ($\frac{dV_C}{dt} < 0$): Corrente ESCE ($I_C < 0$)

Il condensatore rilascia energia; $V_C \downarrow$

Corrente ESCE



Regola: $V_C \uparrow \Rightarrow$ CARICA; $V_C \downarrow \Rightarrow$ SCARICA; segno I_C indica verso

Transitori con gradini multipli

Formula tempo centrale \hat{T} :

$$V_C(\hat{T}) = V_C(0^+)_{\hat{T}} + [V_C(\infty^*) - V_C(0^+)_{\hat{T}}] \left(1 - e^{-\frac{\hat{T}}{\tau}}\right)$$

Prassi: segnale rettangolare
salita → plateau → discesa

Procedimento step-by-step:

1. FASE 1 - Salita

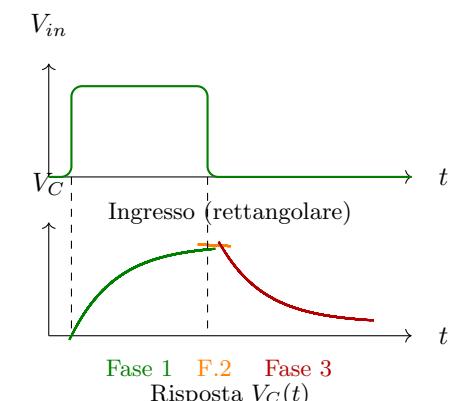
- Analizza $t = 0^-$ (condizioni iniziali)
- $V_C(0^+)$ per continuità
- Determina stato diodi
- Calcola $V_C(\infty^*)$
- Applica formula con τ

2. FASE 2 - Plateau

- Se durata $\gg 5\tau$: regime
- Se durata $< 5\tau$: calcola V_C fine
- Verifica diodi (Box 7)

3. FASE 3 - Discesa

- $V_C(0^+) = V_C$ (fine plateau)
- Ridetermina stato diodi
- Nuovo $V_C(\infty^*)$
- Applica formula



Verifica ipotesi stato diodi

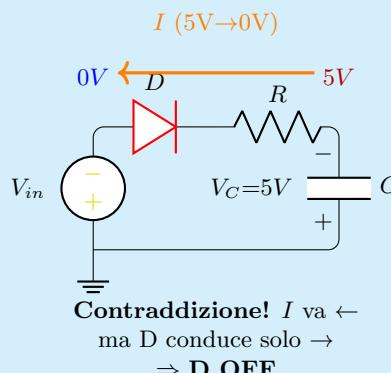
△ VERIFICA FONDAMENTALE

Verifica ipotesi diodo (ON/OFF) rimanga valida per tutto il transitorio

FASE 0: Metodo intuitivo

Regola: I scorre da V_+ a V_-

- 1) $V_C(0^+)$ continuità
- 2) Trova V_{max}
- 3) I va da V_{max} a V_{min}
- 4) Compatibile con diodo?
- 5) No \Rightarrow cambia stato



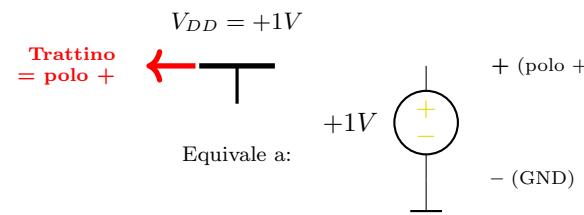
1. Ipotesi (es: D ON)
2. Risolvi (ON: gen 0.7V; OFF: aperto)
3. Calcola $V_C(t)$
4. Verifica $\forall t$:
 - ON:** $I_D(t) > 0$? No \rightarrow errore
 - OFF:** $V_D(t) < 0.7V$? No \rightarrow errore
5. Se errore: dividi in 2 fasi (t^* cambio), ricalcola

Notazione alimentazioni

NOTAZIONE ALIMENTAZIONI

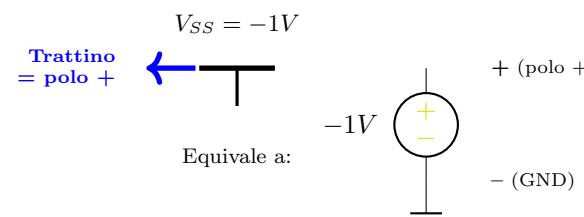
REGOLA D'ORO: Il trattino indica SEMPRE il polo + del generatore, sia con tensione positiva che negativa!

Caso 1: $V_{DD} = +1V$ (alimentazione positiva)



Tensione $+1V \rightarrow$ polo + sul trattino, tutto normale

Caso 2: $V_{SS} = -1V$ (alimentazione negativa)



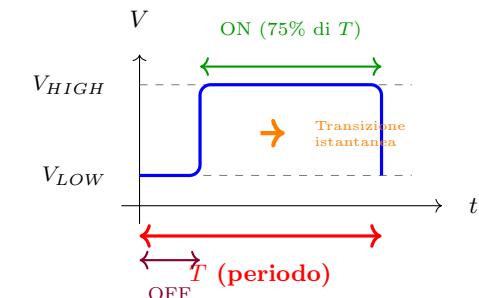
Tensione $-1V \rightarrow$ polo + è comunque sul trattino!

TRUCCO: Con $V_{SS} = -1V$ puoi ridisegnare il generatore invertendo polarità E segno: diventa $+1V$ con polo + su GND. Utile per evitare tensioni negative nei calcoli.

Onda Quadra Ideale - Guida al Disegno

- Transizioni verticali istantanee (tempo di salita/discesa = 0)
- Due livelli costanti: V_{HIGH} e V_{LOW}

DUTY CYCLE DEFAULT: Se non specificato, un'onda quadra ha duty cycle 50% ($HIGH = LOW = T/2$)



COME DISEGNARE A MANO:

1. Segna i livelli V_{HIGH} e V_{LOW} con righe orizzontali
2. Scegli quanti quadretti = T (es: 4 quadretti = 1 periodo)
3. Disegna righe verticali per le transizioni
4. Collega con righe orizzontali ai livelli

COME TROVARE IL PERIODO T :

Il periodo è la distanza tra due punti identici del ciclo:

- Da LOW a LOW (stesso punto)
- Da HIGH a HIGH (stesso punto)
- Da salita a salita successiva
- Da discesa a discesa successiva

Trucco: Scegli un punto qualsiasi e conta i quadretti fino a quando si ripete!

Esempio pratico (duty cycle 75%):

- Se $T = 10\mu s$ e vuoi disegnare 2 periodi
- Usa 4 quadretti per ogni periodo (tot. 8 quadretti)
- Duty cycle 75%: 1 quadretto LOW (OFF), poi 3 quadretti HIGH (ON)
- Ripeti il pattern: 1 LOW, 3 HIGH per il 2° periodo

Formazione del Canale nei MOSFET

1. Zona OFF (o Cutoff):

- (a) Non c'è formazione del canale.
- (b) Il dispositivo è spento e non permette il flusso di corrente tra drain e source.

2. Zona Ohmica (o Triodo):

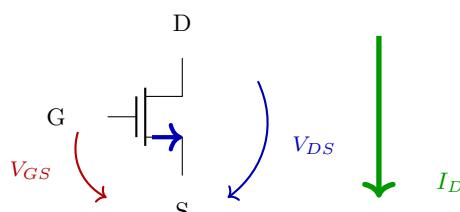
- (a) Si forma un canale.
- (b) Quando il gate è abbastanza polarizzato (cioè $V_{GS} > V_{Tn}$ per nMOS o $V_{GS} < V_{Tp}$ per pMOS), si forma un canale conduttivo tra il drain e il source.
- (c) Il dispositivo si comporta come un **resistore il cui valore varia in base alla tensione V_{GS}** .

3. Zona di Saturazione (o Pinch-off):

- (a) Si forma un canale.
- (b) Il canale diventa "strozzato" o "pinched-off" vicino al drain (per il nMOS) o vicino al source (per il pMOS).
- (c) Anche se la tensione V_{DS} aumenta ulteriormente, la corrente I_D rimane costante.
- (d) Questo comportamento è **analogo a quello di un generatore di corrente**.

Simboli e convenzioni nMOS/pMOS

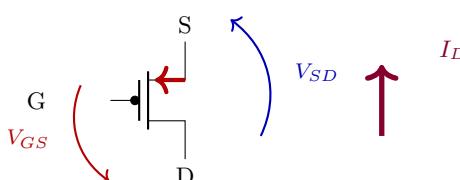
nMOS:



nMOS: Gate a sinistra, Drain in alto, Source in basso

Corrente: Da Drain → Source (verso il basso)

pMOS:

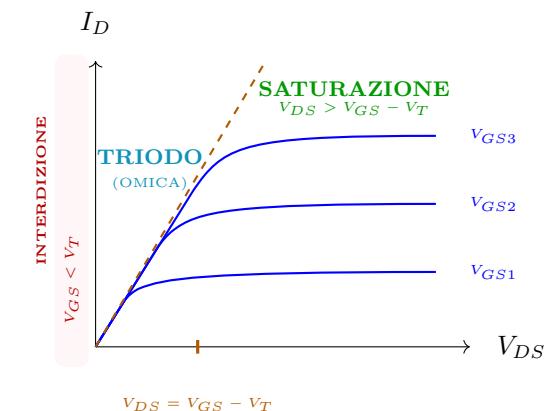


pMOS: Gate a sinistra, Source in alto, Drain in basso

Corrente: Da Source → Drain (verso il basso)

NOTA: Nel pMOS il source è in alto (invertito rispetto a nMOS)!

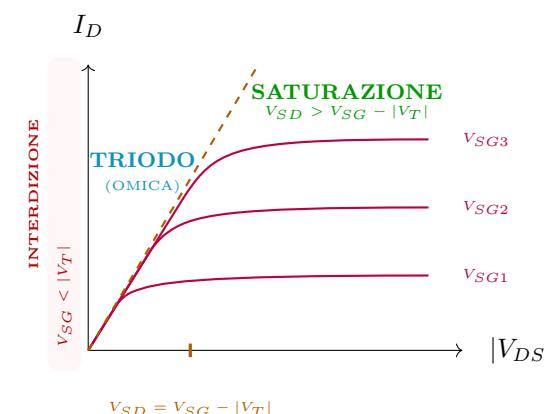
Caratteristica I-V nMOS



Zone di funzionamento:

- **INTERDIZIONE:** $V_{GS} < V_T \rightarrow I_D = 0$
- **TRIODO (OMICA):** $V_{GS} > V_T$ e $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$
- **SATURAZIONE:** $V_{GS} > V_T$ e $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$

Caratteristica I-V pMOS



Zone di funzionamento:

- **INTERDIZIONE:** $V_{SG} < |V_T| \rightarrow I_D = 0$
- **TRIODO (OMICA):** $V_{SG} > |V_T|$ e $V_{SD} < (V_{SG} - |V_T|)$
- **SATURAZIONE:** $V_{SG} > |V_T|$ e $V_{SD} > (V_{SG} - |V_T|)$

nMOS - Metodo operativo

PRIMO CONTROLLO: V_{GS} vs V_T

1. Se $V_{GS} < V_T \Rightarrow$ MOSFET OFF

- $I_D = 0$ (circuito aperto)
- Non c'è conduzione

2. Se $V_{GS} > V_T \Rightarrow$ MOSFET ON

- Proseguire al SECONDO CONTROLLO

SECONDO CONTROLLO (solo se ON): V_{DS} vs $(V_{GS} - V_T)$

Tensione di Overdrive:

$$V_{OV} = V_{GS} - V_T$$

1. **ZONA DI SATURAZIONE:** Se $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$

$$I_D = K_n(V_{GS} - V_T)^2$$

Nota: La corrente dipende SOLO da V_{GS}

2. **ZONA OHMICA (Triodo):** Se $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$

$$I_D = K_n [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

Nota: La corrente dipende da V_{GS} E V_{DS}

Formula alternativa (fattorizzata):

$$I_D = K_n \cdot V_{DS}(2V_{OV} - V_{DS})$$

Direzione corrente: In nMOS, I_D scorre da **Drain** → **Source**

pMOS - Metodo operativo

PROCEDIMENTO OPERATIVO PER pMOS

★ STEP 0 - CONTROLLO POLARITÀ

Prima di tutto, verifica che:

$$V_S > V_G$$

Se $V_S \leq V_G \rightarrow$ pMOS OFF (anche se $|V_{GS}| \geq |V_T|$!)

Motivo: Il modulo $|V_{GS}|$ nasconde il segno! Potresti avere $|V_{GS}| \geq |V_T|$ ma con polarità sbagliata (es. $V_{GS} > 0$), e il pMOS sarebbe OFF.

Step 1: Calcolare $|V_{GS}|$

(solo se hai verificato $V_S > V_G$)

Step 2: PRIMO CONTROLLO - $|V_{GS}|$ vs $|V_T|$

1. Se $|V_{GS}| < |V_T| \Rightarrow$ MOSFET OFF

- $I_D = 0$ (circuito aperto)
- Non c'è conduzione

2. Se $|V_{GS}| > |V_T| \Rightarrow$ MOSFET ON

- Calcolare $V_{OV} = |V_{GS}| - |V_T|$
- Proseguire allo Step 3

Step 3: SECONDO CONTROLLO - $|V_{DS}|$ vs V_{OV}

Tensione di Overdrive:

$$V_{OV} = |V_{GS}| - |V_T|$$

1. **ZONA DI SATURAZIONE:** Se $|V_{DS}| > V_{OV}$

$$I_D = K_p \cdot V_{OV}^2 = K_p(|V_{GS}| - |V_T|)^2$$

Nota: La corrente dipende SOLO dall'overdrive

2. **ZONA OHMICA (Triodo):** Se $|V_{DS}| < V_{OV}$

$$I_D = K_p [2V_{OV} \cdot |V_{DS}| - |V_{DS}|^2]$$

dove $V_{OV} = |V_{GS}| - |V_T|$

Nota: La corrente dipende da V_{OV} E $|V_{DS}|$

Direzione corrente: In pMOS, I_D scorre da **Source** → **Drain**

Riepilogo: nMOS vs pMOS

Grandezze da calcolare per determinare lo stato:

nMOS	pMOS
V_{GS}	$ V_{GS} $
V_T	$ V_T $
$V_{OV} = V_{GS} - V_T$	$V_{OV} = V_{GS} - V_T $
V_{DS}	$ V_{DS} $

Controlli identici:

1. Se V_{GS} (o $|V_{GS}|$) $< V_T$ (o $|V_T|$) \Rightarrow OFF
2. Se ON: confronta V_{DS} (o $|V_{DS}|$) con V_{OV}

La procedura è identica, solo che per pMOS si usano i valori assoluti.

MOSFET simmetrici - Source e Drain a runtime

★ MOSFET SIMMETRICI

I MOSFET sono dispositivi simmetrici: Source e Drain NON sono fissi ma vengono determinati dalle tensioni a runtime!

Come identificare i terminali negli esercizi:

GATE (sempre indicato):

- nMOS: gate **senza pallino**
- pMOS: gate **con pallino (●)**

SOURCE e DRAIN (determinati a runtime): Se non indicati esplicitamente nel testo, si determinano in base alle **tensioni dei nodi**.

Regole per determinare SOURCE:

1. nMOS

Il **SOURCE** è il nodo alla **tensione più BASSA** tra i due terminali non-gate.

Il **DRAIN** è l'altro terminale (tensione più alta).

2. pMOS

Il **SOURCE** è il nodo alla **tensione più ALTA** tra i due terminali non-gate.

Il **DRAIN** è l'altro terminale (tensione più bassa).

★ ATTENZIONE - Riassegnazione a RUNTIME

Durante l'esercizio, le tensioni ai nodi possono **cambiare!**

⇒ Source e Drain possono essere **riassegnati** in base alle nuove tensioni.

Devi **verificare quale nodo ha la tensione più alta/bassa** in ogni fase dell'analisi!

Esempio pratico (nMOS):

Inizialmente: Nodo A = 3V, Nodo B = 1V ⇒ Source = B (1V, più basso), Drain = A (3V)

Dopo un transitorio: Nodo A = 0.5V, Nodo B = 2V ⇒ Source = A (0.5V, più basso), Drain = B (2V)

I terminali sono stati **invertiti!**

Perché è importante: V_{GS} e V_{DS} dipendono da quale terminale è il Source. Per calcolare correttamente le formule, devi identificare Source e Drain correttamente in ogni momento. La zona di funzionamento (saturazione/omica) dipende da V_{DS} , quindi dall'identificazione corretta dei terminali.

Regola pratica - MOSFET ON/OFF veloce

REGOLA PRATICA VELOCE:

Come capire subito se un MOSFET è probabilmente ON o OFF?

nMOS:

Gate a GND (0V) → probabilmente **OFF**

Se il gate è a massa, V_{GS} è molto basso (o negativo se source è più alto), quindi $V_{GS} < V_T \rightarrow$ OFF

Gate a V_{DD} → probabilmente **ON**

Se il gate è all'alimentazione, V_{GS} è alto (assumendo source a GND o comunque più basso), quindi $V_{GS} > V_T \rightarrow$ ON

pMOS:

Gate a GND (0V) → probabilmente **ON**

Se il gate è a massa, V_{SG} è alto (assumendo source a V_{DD} o comunque più alto), quindi $V_{SG} > |V_T| \rightarrow$ ON

Gate a V_{DD} → probabilmente **OFF**

Se il gate è all'alimentazione, V_{SG} è molto basso (o negativo se source è più basso), quindi $V_{SG} < |V_T| \rightarrow$ OFF

Riassunto veloce:

	Gate = GND	Gate = V_{DD}
nMOS	OFF	ON
pMOS	ON	OFF

ATTENZIONE: Questa è una regola **approssimata** che assume:

- Per nMOS: source vicino a GND
- Per pMOS: source vicino a V_{DD}

Se il source è collegato diversamente (es. nMOS con source a V_{DD} , pMOS con source a GND), la regola **NON vale!** Devi sempre calcolare V_{GS} o V_{SG} correttamente.

Parametro K (Transconduttanza)

$$K = \frac{1}{2}\mu \cdot C_{OX} \cdot \frac{W}{L}$$

Dove:

- μ = mobilità dei portatori nel canale
- C_{OX} = capacità specifica dell'ossido
- W/L = dimensioni fisiche del MOSFET (Width/Length)

△ NOTA IMPORTANTE - Fattore 1/2

K può essere definito **SENZA** il fattore $\frac{1}{2}$ al suo interno. In tal caso, le formule delle correnti devono essere **riadattate**:

• Saturazione:

$$I = \frac{K}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \text{ invece di } I = K(V_{GS} - V_T)^2$$

• Omica:

$$I = K \left[(V_{GS} - V_T)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

$$\text{invece di } I = K [2(V_{GS} - V_T)V_{DS} - V_{DS}^2]$$

Semplificazioni MOSFET

★ CONDIZIONE FONDAMENTALE:

Tutti i **GATE** devono essere in **COMUNE** (stessa tensione al gate)

1. MOSFET in PARALLELO

- GATE in comune
- SOURCE in comune (vengono mantenuti)

Formula:

$$K_{eq} = K_1 + K_2 + \dots + K_n$$

Se tutte uguali: $K_{eq} = n \cdot K$

Es: 3 nMOS con $K = 0.5 \text{ mA/V}^2 \rightarrow K_{eq} = 1.5 \text{ mA/V}^2$

2. MOSFET in SERIE

- GATE in comune
- SOURCE equivalente = SOURCE più BASSO

Formula:

$$\frac{1}{K_{eq}} = \frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2} + \dots + \frac{1}{K_n}$$

Per 2 MOS: $K_{eq} = \frac{K_1 \cdot K_2}{K_1 + K_2}$

Se uguali: $K_{eq} = \frac{K}{n}$

Es: 2 nMOS $K_1 = 1$, $K_2 = 2 \text{ mA/V}^2 \rightarrow K_{eq} = 0.67 \text{ mA/V}^2$

Nota: Queste semplificazioni evitano calcoli complessi nei circuiti.

Analisi Porte Logiche

Quando usare: Dopo aver fatto semplificazioni (serie/parallelo), quando $V_{DS} = V_{OUT}$ e devi capire la zona di funzionamento.

IPOTESI: Se ti hanno chiesto l'espressione logica della porta, puoi ipotizzare che sia **ideale**:

- V_{OUT} ha valori logici **ALTO** e **BASSO**
- $V_{OUT} = V_{DS}$ del MOSFET (dopo semplificazioni)

METODO:

1. Uscita logica BASSA ("0")

$V_{OUT} \approx 0V \rightarrow V_{DS}$ piccola $\rightarrow V_{DS} < V_{OV} \rightarrow$ **ZONA OMICA**

2. Uscita logica ALTA ("1")

$V_{OUT} \approx V_{DD} \rightarrow V_{DS}$ grande $\rightarrow V_{DS} > V_{OV} \rightarrow$ **ZONA SATURAZIONE**

Nota: Questo metodo ti permette di **ipotizzare** la zona di funzionamento senza fare calcoli complessi. Poi puoi verificare con le formule.

Esempio pratico:

Se $V_{OUT} = 0V$ (logica bassa) e hai $V_{OV} = 2V$:

$V_{DS} \approx 0V < 2V \rightarrow$ OMICA ✓

Se $V_{OUT} = 5V$ (logica alta) e hai $V_{OV} = 2V$:

$V_{DS} \approx 5V > 2V \rightarrow$ SATURAZIONE ✓

Resistenza di canale

Resistenza di Canale (R_{CH} o R_{eq})

Quando usare: Calcolare la corrente nel MOSFET quando:

- $V_{OUT} = V_{DS}$ (l'uscita coincide con la tensione drain-source)
- $V_{OUT} \approx 0V$ (uscita logica bassa)

La **resistenza di canale** è la resistenza equivalente del MOSFET in un intorno di $V_{DS} = 0V$

FORMULA:

$$R_{CH} = R_{eq} = \frac{1}{2K \cdot V_{OV}}$$

dove $V_{OV} = V_{GS} - V_T$

Nota: K può essere il K del singolo MOSFET o il K_{eq} del MOSFET equivalente (dopo semplificazioni serie/parallelo)

Origine: Derivata di I_D rispetto a V_{DS} calcolata in $V_{DS} = 0$ (approssimazione di Taylor al primo ordine)

QUANDO È VALIDA:

- ✓ $V_{DS} \approx 0V$ (uscita logica bassa)
- ✓ MOSFET in zona OMICA
- ✓ Calcoli approssimativi di corrente
 - ✗ Se V_{DS} NON è vicino a 0V
 - ✗ In altri punti di lavoro (devi ricalcolare la derivata nel punto specifico)

★ SANITY CHECK

Dopo aver calcolato I_D usando R_{CH} , **DEVI** verificare:

$$V_{R_{CH}} \ll V_{OV}$$

Dove $V_{R_{CH}}$ è la tensione ai capi della resistenza equivalente (= V_{DS} del MOSFET).

Se $V_{R_{CH}} \approx V_{OV}$ o maggiore, l'approssimazione **NON È VALIDA!**

Esempio pratico:

Se $K = 1 \text{ mA/V}^2$, $V_{GS} = 3V$, $V_T = 1V$:

$$V_{OV} = 3V - 1V = 2V$$

$$R_{CH} = \frac{1}{2 \cdot 1 \cdot 2} = \frac{1}{4} \text{ k}\Omega = 250 \Omega$$

Con $V_{DS} = 0.1V$:

$$I_D \approx \frac{V_{DS}}{R_{CH}} = \frac{0.1V}{250\Omega} = 0.4 \text{ mA}$$

Verifica: $V_{DS} = 0.1V \ll V_{OV} = 2V \checkmark$ OK!

Carica di un condensatore con MOSFET

Scenario: MOSFET utilizzato per caricare un condensatore (es. in porte logiche, circuiti di trasferimento carica)

Nota importante: La tensione massima/minima raggiungibile sul condensatore dipende dal **tipo di MOSFET**!

REGOLA MNEMONICA:

Gli nMOS NON sono bravi a CARICARE
I pMOS NON sono bravi a SCARICARE

CARICA - 1. Con pMOS

Carica COMPLETA: Il condensatore si carica fino a V_{DD}

$$V_{C,max} = V_{DD}$$

Motivo: Nel pMOS, la corrente scorre da Source (alto) → Drain (basso). Il pMOS può rimanere acceso fino a quando il condensatore raggiunge V_{DD} , perché il Source è collegato a V_{DD} e mantiene sempre $V_{SG} > |V_T|$.

CARICA - 2. Con nMOS

Carica LIMITATA: Il condensatore si carica solo fino a:

$$V_{C,max} = V_G - V_T$$

Motivo: Nel nMOS, quando il condensatore (collegato al Drain) si carica, aumenta V_D . Quando V_D raggiunge $V_G - V_T$, si ha $V_{GS} = V_G - V_S = V_G - (V_G - V_T) = V_T \rightarrow$ il MOSFET **si spegne** (entra in interdizione). **Non può caricare oltre** perché $V_{GS} = V_T$ è la condizione di soglia (OFF).

Esempio pratico (CARICA):

Se $V_G = 5V$ e $V_T = 1V$ per un nMOS:

$$V_{C,max} = 5V - 1V = 4V \text{ (non } 5V!)$$

Con pMOS invece: $V_{C,max} = V_{DD}$ (carica completa)

Scarica di un condensatore con MOSFET

Comportamento SPECULARE alla carica

SCARICA - 1. Con nMOS

Scarica COMPLETA: Il condensatore si scarica fino a GND (0V)

$$V_{C,min} = 0V$$

Motivo: Nel nMOS, il Source è collegato a GND e la corrente scorre dal condensatore (Drain) verso GND. Il nMOS rimane acceso finché $V_{GS} > V_T$. Dato che $V_S = 0V$ (GND), finché $V_G > V_T$ il transistor resta acceso e può scaricare completamente il condensatore.

SCARICA - 2. Con pMOS

Scarica LIMITATA: Il condensatore si scarica solo fino a:

$$V_{C,min} = V_G + |V_T|$$

Motivo: Nel pMOS, quando il condensatore (collegato al Source) si scarica, diminuisce V_S . Quando V_S scende fino a $V_G + |V_T|$, si ha $V_{SG} = |V_T| \rightarrow$ il MOSFET si spegne. Non può scaricare oltre perché $V_{SG} = |V_T|$ è la condizione di soglia (OFF).

Esempio pratico (SCARICA):

Se $V_G = 2V$ e $|V_T| = 1V$ per un pMOS:

$$V_{C,min} = 2V + 1V = 3V \text{ (non può scendere sotto!)}$$

Con nMOS invece: $V_{C,min} = 0V$ (scarica completa)

△ CONSEGUENZA PRATICA - Simmetria CARICA/SCARICA

CARICA: pMOS completa ($\rightarrow V_{DD}$), nMOS limitata ($\rightarrow V_G - V_T$)

SCARICA: nMOS completa ($\rightarrow GND$), pMOS limitata ($\rightarrow V_G + |V_T|$)

Nelle porte logiche cMOS:

- pMOS nella rete pull-up (PUN) \rightarrow porta uscita a V_{DD}
- nMOS nella rete pull-down (PDN) \rightarrow porta uscita a GND

Valutazione logica circuiti ibridi/intermedi (PTL)

Scenario: Circuiti con un solo MOSFET + condensatore (non completamente cMOS)

★ SOGLIA LOGICA: $\frac{V_{DD}}{2}$

Per la tabella di verità, l'uscita è considerata:

- HIGH se $V_{OUT} > \frac{V_{DD}}{2}$
- LOW se $V_{OUT} < \frac{V_{DD}}{2}$

Caso 1: nMOS sulla pull-up + condensatore

Problema: nMOS carica solo fino a $V_{C,max} = V_G - V_T$

Valutazione logica:

Se $V_G - V_T > \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow$ Uscita = **HIGH** (logicamente "1")

Se $V_G - V_T < \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow$ Uscita = **LOW** (logicamente "0")

Esempio: $V_{DD} = 5V$, $V_G = 4V$, $V_T = 1V$

$$V_{C,max} = 4V - 1V = 3V$$

$$\frac{V_{DD}}{2} = 2.5V$$

$3V > 2.5V \rightarrow$ Uscita = **HIGH** (anche se non raggiunge V_{DD} !)

Caso 2: pMOS sulla pull-down + condensatore

Problema: pMOS scarica solo fino a $V_{C,min} = V_G + |V_T|$

Valutazione logica:

Se $V_G + |V_T| < \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow$ Uscita = **LOW** (logicamente "0")

Se $V_G + |V_T| > \frac{V_{DD}}{2} \rightarrow$ Uscita = **HIGH** (logicamente "1")

Esempio: $V_{DD} = 5V$, $V_G = 1V$, $|V_T| = 1V$

$$V_{C,min} = 1V + 1V = 2V$$

$$\frac{V_{DD}}{2} = 2.5V$$

$2V < 2.5V \rightarrow$ Uscita = **LOW** (anche se non raggiunge GND!)

Nota importante: Questa valutazione si usa SOLO per le tabelle di verità dei circuiti ibridi. Nei circuiti cMOS completi, l'uscita raggiunge sempre V_{DD} o GND.

Tempo di propagazione

Tempo di propagazione (τ o t_{prop})

Definizione: Tempo impiegato a raggiungere la soglia della porta logica successiva.

Convenzione: Se non specificato, si prende:

$$V_{finale} = \frac{V_{DD}}{2}$$

Metodo 1: Approssimazione a corrente costante

$$\tau = \frac{\Delta V \cdot C}{I_{sat}}$$

Dove:

$$\bullet \Delta V = V_{finale} - V_{iniziale}$$

$$\bullet V_{finale} = \frac{V_{DD}}{2} \text{ (sempre!)}$$

$\bullet C$ = capacità di carico

$\bullet I_{sat}$ = corrente di saturazione del MOSFET

Esempio: Se $V_{DD} = 5V$ e $V_{iniziale} = 0V$:
La transizione è da 0V a $\frac{5V}{2} = 2.5V$ (NON a 5V!)

$$\Delta V = 2.5V - 0V = 2.5V$$

PTL vs CMOS Logic

Confronto: Due approcci diversi per implementare porte logiche

1. CMOS (Complementary MOS Logic)

Struttura:

- Rete PUN (pMOS) - pull-up network
- Rete PDN (nMOS) - pull-down network
- Sempre una rete ON, l'altra OFF

Vantaggi:

- Uscita sempre a V_{DD} o GND (livelli completi)
- Potenza statica = 0 (nessun percorso VDD → GND)
- Immunità al rumore elevata

Svantaggi:

- Richiede reti complementari (più transistor)
- Area maggiore

2. PTL (Pass Transistor Logic)

Struttura:

- Usa singoli transistor (nMOS o pMOS)
- I transistor "passano" i segnali da ingresso a uscita
- NON usa reti complementari

Vantaggi:

- Meno transistor (area ridotta)
- Circuiti più semplici

Svantaggi:

• Livelli degradati:

- nMOS carica solo fino a $V_G - V_T$
- pMOS scarica solo fino a $V_G + |V_T|$
- Immunità al rumore ridotta
- Potenza statica ≠ 0 (possibili percorsi VDD → GND)

CONFRONTO RAPIDO:

CMOS: Livelli completi, 0 potenza statica, + area
PTL: Livelli degradati, potenza statica, - area

Tempo di propagazione - PTL (metodo accurato)

★ PROBLEMA - Approssimazione a corrente costante

L'approssimazione con $I = I_{sat}$ (corrente costante in saturazione) è molto SOTTOSTIMATA per la PTL!

Motivo: Nella PTL, durante la carica/scarica, il MOSFET passa dalla zona di saturazione alla zona omica, e la corrente diminuisce drasticamente.

METODO CORRETTO - Approssimazione RC

Ipotesi da considerare:

1. La corrente finale è circa zero (quando $V_C \approx V_G - V_T$ per nMOS)
2. La corrente a metà tensione ($V_{DD}/2$) è quella che determina il tempo
3. Sostituisci il transistor con una resistenza equivalente calcolata in zona omica

Procedura:

Step 1: Calcola la resistenza equivalente in zona omica

$$R_{eq} = \frac{1}{2K \cdot V_{OV}}$$

dove $V_{OV} = V_{GS} - V_T$ al punto di lavoro considerato (tipicamente a $V_{OUT} = \frac{V_{DD}}{2}$)

Step 2: Calcola il tempo di propagazione come circuito RC

$$\tau_{prop} = R_{eq} \cdot C$$

Esempio pratico (nMOS in PTL):

$V_{DD} = 5V$, $V_G = 5V$, $V_T = 1V$, $K = 1 \text{ mA/V}^2$, $C = 10 \text{ pF}$

A metà tensione ($V_{OUT} = 2.5V$):

$V_{GS} = 5V$ (gate fisso), $V_S = 2.5V$ (source al condensatore)

$$V_{OV} = 5V - 1V = 4V$$

$$R_{eq} = \frac{1}{2 \cdot 1.4} = 0.125 \text{ k}\Omega = 125 \Omega$$

$$\tau_{prop} = 125 \cdot 10 \cdot 10^{-12} = 1.25 \text{ ns}$$

Confronto con approssimazione a corrente costante:

Se usassi $I_{sat} = K \cdot V_{OV}^2 = 1 \cdot 4^2 = 16 \text{ mA}$ (molto sovrastimato!)

$$\tau = \frac{\Delta V \cdot C}{I_{sat}} = \frac{2.5 \cdot 10 \cdot 10^{-12}}{16 \cdot 10^{-3}} = 1.56 \text{ ns}$$

Il metodo RC è più accurato perché considera la diminuzione della corrente!

Potenza statica

Potenza statica

Definizione: Potenza consumata dal circuito quando gli ingressi e le uscite **NON commutano** (analisi statica).

Importante: In analisi statica, il condensatore si comporta come se non ci fosse (circuito aperto).

Formula:

$$P_{statica} = I \cdot V_{DD}$$

Dove:

- I = corrente che scorre nel MOSFET/circuito
- V_{DD} = tensione di alimentazione

Nota: Poiché il condensatore è un circuito aperto in regime stazionario (nessun $\frac{dV}{dt}$), si calcola solo la corrente continua che scorre attraverso i MOSFET.

cMOS standard: $P_{statica} = 0$ sempre. Non esistono configurazioni che consumano potenza statica.

cMOS non standard: Possono avere configurazioni in cui $P_{statica} \neq 0$.

★ IMPORTANTE - Calcolo V_{GS}

In analisi statica, se il source dell'nMOS **NON è a massa** (ma collegato a un'altra alimentazione):

NON usare V_G direttamente, ma calcolare:

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

Lo stesso vale per pMOS se il source **NON è a V_{DD}** .

Potenza dinamica

Definizione: Potenza consumata durante le commutazioni degli ingressi uscite.

★ CONDIZIONE FONDAMENTALE

Prima di applicare la formula, verificare che:

$$\tau_{prop} \leq \frac{T_{in}}{2}$$

Dove:

- τ_{prop} = tempo di propagazione
- T_{in} = periodo del segnale di ingresso

Se $\tau_{prop} > \frac{T_{in}}{2}$, il circuito **NON ha tempo** di raggiungere il regime prima della prossima commutazione \Rightarrow la formula **NON è valida**.

Nota pratica: Se hai calcolato τ_{prop} per una transizione (es. high \rightarrow low) ma la potenza dinamica riguarda la transizione opposta (low \rightarrow high), verifica l'**ordine di grandezza**. Se K_n e K_p sono comparabili numericamente, i due tempi di propagazione saranno multipli ma **stesso ordine di grandezza**. Se $\tau_{prop} \ll \frac{T_{in}}{2}$ (molto minore), sei a posto anche senza calcolare l'altro! **ATTENZIONE:** Questa assunzione vale **SOLO** se $K_n \approx K_p$. Se i valori di K sono molto diversi, devi calcolare entrambi i tempi di propagazione.

Formula generale:

$$P_D = V_{DD} \sum_i (V_{OH,i} - V_{OL,i}) \cdot C_i \cdot f_i$$

Caso semplificato (un solo nodo d'uscita):

$$P_D = V_{DD} \cdot (V_{OH} - V_{OL}) \cdot C_L \cdot f_{out}$$

Dove:

- V_{DD} = tensione di alimentazione
- V_{OH} = tensione output HIGH (valore massimo)
- V_{OL} = tensione output LOW (valore minimo)
- C_L = capacità del carico
- f_{out} = frequenza di uscita

Come determinare V_{OH} e V_{OL} :

Sono i valori massimo e minimo dell'uscita durante le commutazioni.

Metodi:

- Dal grafico di $V_{out}(t)$ (se richiesto in precedenza)
- Forniti direttamente nel testo dell'esercizio
- Analizzando le transizioni del circuito

Duty Cycle

Duty Cycle (ciclo di lavoro)

Definizione: Il **duty cycle** δ è il rapporto tra il tempo in cui il segnale è HIGH e il periodo totale:

$$\delta = \frac{T_{HIGH}}{T} = \frac{T_{HIGH}}{T_{HIGH} + T_{LOW}}$$

Espresso in percentuale: $\delta\% = \delta \times 100$

Esempi comuni:

- $\delta = 0.5$ (50%) \rightarrow onda quadra simmetrica (HIGH e LOW stesso tempo)
- $\delta = 0.25$ (25%) \rightarrow segnale HIGH per 25% del periodo
- $\delta = 0.75$ (75%) \rightarrow segnale HIGH per 75% del periodo

Relazione con la potenza dinamica: Se il duty cycle $\neq 50\%$, può influenzare la frequenza effettiva delle commutazioni complete. In molti esercizi si assume duty cycle = 50% (onda quadra simmetrica).

Porte cMOS - Definizione

Definizione: Una porta logica **cMOS** (Complementary MOS) è composta da due reti complementari:

- **PUN** (Pull-Up Network): rete di **pMOS**
- **PDN** (Pull-Down Network): rete di **nMOS**

★ REGOLA FONDAMENTALE

In qualsiasi configurazione di ingresso:

Solo UNA rete è attiva (ON) alla volta

- Se PUN è ON \rightarrow PDN è OFF (uscita = V_{DD})
- Se PDN è ON \rightarrow PUN è OFF (uscita = GND)

Significato PRATICO negli esercizi:

1. Potenza statica = 0

Poiché una rete è sempre OFF, non c'è percorso diretto tra V_{DD} e GND $\rightarrow P_{statica} = 0$

2. Analisi per stati logici

Per ogni combinazione di ingressi, verifica:

- Quali MOSFET sono ON/OFF
- Quale rete (PUN o PDN) è attiva
- Output = V_{DD} se PUN ON, = GND se PDN ON

Esempio: cMOS Inverter

Ingresso ALTO ("1"):

- nMOS ON \rightarrow PDN attiva \rightarrow Uscita = GND ("0")
- pMOS OFF \rightarrow PUN spenta

Ingresso BASSO ("0"):

- pMOS ON \rightarrow PUN attiva \rightarrow Uscita = V_{DD} ("1")
- nMOS OFF \rightarrow PDN spenta

Nota: Le reti sono **complementari**: se PUN realizza f , PDN realizza \bar{f}

Costruzione PUN da PDN

Problema: Data la rete Pull-Down (PDN) con nMOS, costruire la rete Pull-Up (PUN) con pMOS

★ METODO - Trasformazione DUALE

In pratica: INVERSIONE RICORSIVA di SERIE e PARALLELO

Dalla PDN alla PUN:

1. SERIE \rightarrow PARALLELO
2. PARALLELO \rightarrow SERIE
3. nMOS \rightarrow pMOS
4. Gate (ingressi) \rightarrow RIMANGONO UGUALI

PROCEDURA MECCANICA:

Step 1: Identifica la struttura della PDN

- Individua le connessioni SERIE
- Individua le connessioni PARALLELO

Step 2: Applica la trasformazione

- Ogni SERIE diventa PARALLELO
- Ogni PARALLELO diventa SERIE
- Sostituisci nMOS con pMOS
- Mantieni gli stessi gate

Esempio pratico:

PDN: nMOS(A) in SERIE con [nMOS(B) — nMOS(C)]

Applicazione trasformazione:

- A in SERIE \rightarrow A in PARALLELO
- (B — C) \rightarrow (B in SERIE con C)

PUN: pMOS(A) in PARALLELO con [pMOS(B) in SERIE con pMOS(C)]

In formula: $PUN = A \parallel (B \cdot C)$

Verifica: Le due reti sono complementari

- PDN: $f = A \cdot (B + C)$
- PUN: $\bar{f} = \overline{A} + (\overline{B} \cdot \overline{C}) = \overline{A} \cdot (\overline{B} + \overline{C}) \checkmark$

Nota: Questo metodo garantisce che solo una rete sia ON alla volta (proprietà fondamentale delle porte cMOS)

GUIDA - Tabella di Verità Reti CMOS

★ METODO SISTEMATICO:

Per ogni combinazione di ingressi (A, B, C...):

1. Determina quali MOSFET sono **ON/OFF**
2. Verifica se esiste **percorso** da V_{DD} a OUT (PUN)
3. Verifica se esiste **percorso** da GND a OUT (PDN)
4. Determina l'uscita in base ai percorsi attivi

★ REGOLA ON/OFF dei MOSFET:

nMOS: Gate = "1" (V_{DD}) \Rightarrow **ON**
Gate = "0" (GND) \Rightarrow **OFF**

pMOS: Gate = "0" (GND) \Rightarrow **ON**
Gate = "1" (V_{DD}) \Rightarrow **OFF**

Mnemonico: nMOS ON con HIGH, pMOS ON con LOW

★ DETERMINAZIONE USCITA:

PUN	PDN	OUT
Percorso	No percorso	V_{DD} ("1")
No percorso	Percorso	GND ("0")
No percorso	No percorso	Hi-Z
Percorso	Percorso	Contention!

Contention \neq cortocircuito ideale! L'uscita si assesta a un valore **intermedio** (V_{OL} o V_{OH}) determinato dal rapporto delle K . Solo in cMOS pura questo caso **non si verifica mai**.
 \Rightarrow Vedi box "Contention PUN/PDN"

★ ALTA IMPEDENZA (Hi-Z):

Cos'è: L'uscita è "scolligata" - né HIGH né LOW

Quando si verifica:

- Entrambe le reti PUN e PDN sono **OFF**
- Nessun percorso verso V_{DD} né verso GND

Nella tabella: Si indica con "Z" o "Hi-Z"

Fisicamente: L'uscita "galleggia" al valore precedente (se c'è C) o è indefinita

△ ATTENZIONE - Circuiti NON cMOS:

Nei circuiti **cMOS puri**: sempre una sola rete ON \Rightarrow **mai Hi-Z**

Hi-Z si verifica in:

- **Transmission gate** (TG) quando è aperto
- **Buffer tri-state** quando è disabilitato
- Circuiti **PTL** (Pass Transistor Logic)
- Reti con **segnali di enable/disable**

Livelli di Tensione e Soglia Logica

★ LIVELLI DI TENSIONE (se richiesti):

cMOS ideale:

- OUT = "1" \Rightarrow $V_{OUT} = V_{DD}$
- OUT = "0" \Rightarrow $V_{OUT} = 0V$ (GND)

PTL / Pass Transistor:

- nMOS passa LOW bene: $V_{OUT} = 0V$
- nMOS passa HIGH male: $V_{OUT} = V_{DD} - V_T$ (degradato!)
- pMOS passa HIGH bene: $V_{OUT} = V_{DD}$
- pMOS passa LOW male: $V_{OUT} = |V_T|$ (degradato!)

★ SOGLIA LOGICA (per valutazione):

Se V_{OUT} non è esattamente V_{DD} o GND:

- $V_{OUT} > \frac{V_{DD}}{2} \Rightarrow$ Logicamente "1"
- $V_{OUT} < \frac{V_{DD}}{2} \Rightarrow$ Logicamente "0"

Es: $V_{DD} = 3V$, $V_T = 0.5V \Rightarrow$ nMOS passa $2.5V > 1.5V \Rightarrow$ "1"

Riconoscere Rete cMOS Completa

Come riconoscere una rete cMOS completa (complementare)

Una rete è **cMOS pura** se PUN e PDN sono **duali**: per ogni combinazione di ingressi, **una sola** rete è ON.

\Rightarrow Uscita **sempre** definita: solo "1" o "0", **mai** Hi-Z né cortocircuito.

★ CHECKLIST "a occhio":

1. La PDN usa solo nMOS
2. La PUN usa solo pMOS
3. PUN è il **duale topologico** della PDN:
serie \leftrightarrow parallelo
4. **Stesso numero** di transistor sopra e sotto
5. **Stessi segnali** di ingresso in entrambe le reti

△ NON è cMOS pura se:

- Manca una delle due reti (PUN o PDN)
- Ci sono segnali di **enable/disable** separati
- La topologia **non è duale** (serie/parallelo non si corrispondono)
- Sono presenti **transmission gate** o pass transistor
 \Rightarrow Possibili stati **Hi-Z** o **cortocircuito**!

Contention PUN/PDN - Teoria

Contention: PUN e PDN entrambe ON

Se la rete **non è cMOS pura**, può accadere che PUN e PDN siano **entrambe ON** \Rightarrow **non** è un semplice cortocircuito: l'uscita si assesta a un valore intermedio determinato dal rapporto delle correnti.

★ REGOLA CHIAVE:

È il **valore dell'uscita** a determinare le zone di funzionamento:

Se V_{OUT} è basso (PDN "vince"):

- pMOS: $|V_{DS}| \approx V_{DD} - V_{OL}$ grande \Rightarrow **saturazione**
- nMOS: $V_{DS} \approx V_{OL}$ piccolo \Rightarrow **ohmica**

Se V_{OUT} è alto (PUN "vince"):

- pMOS: $|V_{DS}| \approx V_{DD} - V_{OH}$ piccolo \Rightarrow **ohmica**

- nMOS: $V_{DS} \approx V_{OH}$ grande \Rightarrow **saturazione**

★ PROCEDIMENTO GENERALIZZATO:

1. Ipotizzare uscita bassa/alta \Rightarrow fissa le zone
2. Scrivere $I_{PUN} = I_{PDN}$ (regime stazionario)
3. Usare le formule appropriate:

nMOS ($V_{GS,n} = V_G - V_S$, $V_{DS,n} = V_D - V_S$):
Sat: $I_n = K_n(V_{GS,n} - V_{Tn})^2$

Ohm: $I_n = K_n [2(V_{GS,n} - V_{Tn})V_{DS,n} - V_{DS,n}^2]$

pMOS ($V_{SG,p} = V_S - V_G$, $V_{SD,p} = V_S - V_D$):
Sat: $I_p = |K_p|(V_{SG,p} - |V_{Tp}|)^2$

Ohm: $I_p = |K_p| [2(V_{SG,p} - |V_{Tp}|)V_{SD,p} - V_{SD,p}^2]$

4. Risolvere per V_{OUT} (o per K_p/K_n)

5. Verificare consistenza delle ipotesi sulle zone

★ MOS IN SERIE — K EQUIVALENTE:

N transistor **uguali** in serie (stesso K):

$$K_{eq} = \frac{K}{N}$$

Es: 2 nMOS in serie con K_n ciascuno $\Rightarrow K_{eq} = \frac{K_n}{2}$

N transistor in **parallelo**:

$$K_{eq} = N \cdot K$$

Contention PUN/PDN - Calcolo

Contention: Metodi di Calcolo V_{OL}/V_{OH}

\triangle **SETUP** (esempio: uscita bassa, V_{OL}):

pMOS (sat.) = nMOS eq. (ohm.):

$$|K_p|(V_{DD} - |V_T|)^2 = K_{n,eq} [2(V_{GS,n} - V_T)V_{OL} - V_{OL}^2]$$

★ METODO 1: Equazione completa (esatto)

Si risolve l'equazione $I_{sat} = I_{ohm}$ per V_{OL} :

\Rightarrow Equazione di **2° grado** in V_{OL} , si risolve con formula risolutiva.

Riarrangiando: $K_{n,eq}V_{OL}^2 - 2K_{n,eq}(V_{GS,n} - V_T)V_{OL} + I_{sat,p} = 0$

Pro: Risultato esatto

Contro: Richiede risoluzione eq. 2° grado

★ METODO 2: Approssimazione $R_{DS,on}$ (più rapido)

Il MOS in **ohmica** con V_{DS} piccolo si comporta come una **resistenza**. Per N MOS uguali in serie: $R_{DS,on,eq} = N \cdot R_{DS,on}$

Caso A — Uscita bassa (nMOS in ohmica):

$$R_{DS,on,n} = \frac{1}{2K_n(V_{GS,n} - V_{Tn})}$$

$$I_{sat,p} = |K_p|(V_{SG,p} - |V_{Tp}|)^2$$

$$V_{OL} \approx I_{sat,p} \cdot R_{DS,on,n_{eq}}$$

Caso B — Uscita alta (pMOS in ohmica):

$$R_{DS,on,p} = \frac{1}{2|K_p|(V_{SG,p} - |V_{Tp}|)}$$

$$I_{sat,n} = K_n(V_{GS,n} - V_{Tn})^2$$

$$V_{OH} \approx V_{DD} - I_{sat,n} \cdot R_{DS,on,p_{eq}}$$

Pro: Calcolo diretto, nessuna eq. 2° grado

Contro: Approssimazione (trascura V_{DS}^2).

Valida se V_{OUT} è vicino al rail della rete che "vince"

★ QUANDO USARE QUALE:

- Valore **esatto** richiesto \Rightarrow Metodo 1
- **Dimensionare** K_p/K_n dato $V_{OL,max}$ \Rightarrow Metodo 2
- V_{OL} piccolo rispetto a $V_{GS} - V_T$ \Rightarrow Metodo 2 OK
- In **dubbio**: Metodo 2, poi verificare con Metodo 1

$R_{DS,on}$ — Riepilogo Formule

$R_{DS,on}$ — Riepilogo e Significato Fisico

★ COS'È:

Quando un MOS è in zona **ohmica** con V_{DS} piccolo, il canale si comporta come una **resistenza controllata dal gate**:

$$I_{DS} \approx 2K(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS}$$

$$\text{Quindi: } R_{DS,on} = \frac{V_{DS}}{I_{DS}} = \frac{1}{2K(V_{GS} - V_T)}$$

★ FORMULE:

nMOS:

$$R_{DS,on,n} = \frac{1}{2K_n(V_{GS,n} - V_{Tn})}$$

pMOS:

$$R_{DS,on,p} = \frac{1}{2|K_p|(V_{SG,p} - |V_{Tp}|)}$$

N MOS uguali in serie: $R_{DS,on,eq} = N \cdot R_{DS,on}$

N MOS uguali in parallelo: $R_{DS,on,eq} = \frac{R_{DS,on}}{N}$

★ APPLICAZIONE ALLA CONTENTIONE:

La rete che "vince" (più forte) è in ohmica \Rightarrow modellata come $R_{DS,on}$.

La rete che "perde" (più debole) è in saturazione \Rightarrow generatore di corrente I_{sat} .

Uscita bassa (PDN vince):

$$V_{OL} \approx I_{sat,p} \cdot R_{DS,on,n_{eq}}$$

Uscita alta (PUN vince):

$$V_{OH} \approx V_{DD} - I_{sat,n} \cdot R_{DS,on,p_{eq}}$$

△ ATTENZIONE ai V_{GS}/V_{SG} :

• nMOS: $V_{GS,n} =$ tensione gate – tensione source dell'nMOS (source = GND se è il MOS più in basso della serie)

• pMOS: $V_{SG,p} =$ tensione source – tensione gate del pMOS (source = V_{DD} se è il MOS più in alto della serie)

Caso tipico: gate a V_{DD} (nMOS) o a GND (pMOS):

$$V_{GS,n} = V_{DD}, \quad V_{SG,p} = V_{DD}$$

Soglia Logica della Porta (V_M)

Soglia Logica della Porta (V_M)

★ COS'È:

V_M è il punto della caratteristica $V_{OUT}(V_{IN})$ in cui:

$$V_{IN} = V_{OUT} = V_M$$

È la tensione alla quale la porta "commuta": separa la zona in cui l'uscita è HIGH dalla zona in cui è LOW.

Idealmente: $V_M = \frac{V_{DD}}{2}$ (margini di rumore simmetrici)

★ COME SI CALCOLA:

Nel punto V_M : $V_{IN} = V_{OUT} = V_M$

⇒ Entrambi i MOS sono in **saturazione** (entrambi hanno $|V_{DS}| = V_M$ che è "grande")

Procedimento:

1. Porre $V_{IN} = V_{OUT} = V_M$
2. Entrambi i MOS in **saturazione**
3. Imporre $I_n = I_p$:

$$K_n(V_M - V_{Tn})^2 = |K_p|(V_{DD} - V_M - |V_{Tp}|)^2$$

4. Risolvere per V_M

★ SOLUZIONE (inverter cMOS):

Prendendo la radice:

$$\sqrt{K_n}(V_M - V_{Tn}) = \sqrt{|K_p|}(V_{DD} - V_M - |V_{Tp}|)$$

Risolvendo per V_M :

$$V_M = \frac{V_{Tn} + \sqrt{\frac{|K_p|}{K_n}(V_{DD} - |V_{Tp}|)}}{1 + \sqrt{\frac{|K_p|}{K_n}}}$$

Se $V_{Tn} = |V_{Tp}| = V_T$:

$$V_M = \frac{V_T + \sqrt{\frac{|K_p|}{K_n}(V_{DD} - V_T)}}{1 + \sqrt{\frac{|K_p|}{K_n}}}$$

Se inoltre $K_n = |K_p|$: $V_M = \frac{V_{DD}}{2}$

△ PER PORTE COMPLESSE (NAND, NOR...):

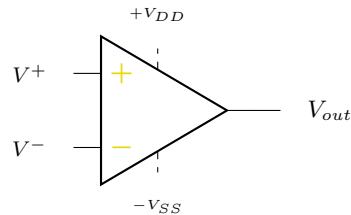
Stessa logica, ma si usa $K_{n,eq}$ o $K_{p,eq}$:

- **NAND** (N nMOS in serie): $K_{n,eq} = \frac{K_n}{N}$
⇒ V_M si **alza** (PDN più debole)
- **NOR** (N pMOS in serie): $K_{p,eq} = \frac{|K_p|}{N}$
⇒ V_M si **abbassa** (PUN più debole)

Si sostituisce K_{eq} nella formula e si calcola V_M per il **caso peggiore** (un solo ingresso attivo nella rete in serie).

OpAmp - Introduzione e Caratteristica

Amplificatore Operazionale (OpAmp)

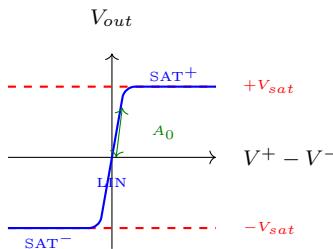


Equazione fondamentale:

$$V_{out} = A_0 \cdot (V^+ - V^-)$$

dove A_0 = guadagno ad anello aperto ($A_0 \rightarrow \infty$ ideale)

Caratteristica V_{out} vs $(V^+ - V^-)$:



ZONA LINEARE (tra le saturazioni):

$$V_{out} = A_0 \cdot (V^+ - V^-)$$

L'OpAmp amplifica la differenza degli ingressi

ZONA di SATURAZIONE:

- Se $(V^+ - V^-) > 0$ (anche di poco): $V_{out} = +V_{sat}$
- Se $(V^+ - V^-) < 0$ (anche di poco): $V_{out} = -V_{sat}$

L'uscita "toccava" le alimentazioni e non va oltre!

★ I trattini (- - -) nel grafico:

Indicano i limiti di saturazione $\pm V_{sat}$.

L'uscita si "appiattisce" su questi valori e non segue più $(V^+ - V^-)$!

Valori tipici di V_{sat} :

- Rail-to-rail: $V_{sat} = V_{alim}$ esattamente
- Standard: $V_{sat} \approx V_{alim} - 1V \div 2V$

Impedenza con Condensatori

Impedenza del condensatore:

$$Z_C(s) = \frac{1}{sC}$$

Con $s = j\omega$: modulo $|Z_C| = \frac{1}{\omega C}$, fase $\angle Z_C = -90^\circ$

Comportamento del condensatore in base alla frequenza:

Freq.	Z_C	Equiv.	Effetto
DC ($\omega = 0$)	∞	Aperto	Cancella ramo
Alta ($\omega \rightarrow \infty$)	0	Corto	Filo (a GND)

★ DC ($\omega = 0$): $Z_C = \frac{1}{0 \cdot C} \rightarrow \infty \rightarrow \text{APERTO}$

Il condensatore è carico, blocca la corrente continua.

★ Alta freq. ($\omega \rightarrow \infty$): $Z_C = \frac{1}{\infty \cdot C} \rightarrow 0 \rightarrow \text{CORTO}$

Il condensatore non ha tempo di caricarsi, la corrente passa libera.

Nota: Se C è collegato a massa, il nodo va a GND.

Configurazioni comuni:

1. C in PARALLELO con R:

$$Z(s) = \frac{R \cdot \frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{R}{1 + sRC}$$

Notazione comoda per paralleli: $Z = (R^{-1} + Z_C^{-1})^{-1}$

Più facile da manipolare rispetto a $\frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$

Polo in: $\omega_p = \frac{1}{RC}$

2. C in SERIE con R:

$$Z(s) = R + \frac{1}{sC} = \frac{1 + sRC}{sC}$$

Zero in: $\omega_z = \frac{1}{RC}$

★ CONTROLLI (SANITY CHECKS)

Dopo aver calcolato impedenze (serie/parallelo):

1. Controllo Dimensionale:

- L'impedenza Z deve avere dimensione di Ω (ohm)
- Il coefficiente τ che moltiplica s deve essere in [s]
- Relazione utile: $[F] \cdot [\Omega] = [s]$
- Es: RC ha dimensioni $[\Omega] \cdot [F] = [s]$ ✓

2. Controllo a Frequenza Nulla ($s = 0$):

- A $s = 0$ (DC), il condensatore è APERTO
- Sostituisci $s = 0$ in $Z(s)$ calcolata
- Deve dare la stessa R_{eq} ottenuta considerando C aperto

Es: $Z = \frac{R}{1 + sRC}|_{s=0} = R$ (corretto: C aperto lascia R)

Forma Standard per Bode

Data una funzione di trasferimento generica come $T(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}}$, portala in forma:

Trasferimento vs Guadagno:

- **Guadagno** = numero puro (adimensionale): $\frac{V_{out}}{V_{in}}$
- **Trasferimento** = ha unità di misura: es. $\frac{V_{out}}{V_{in}} [\Omega]$

Esempio: amplificatore a **transimpedenza** ha trasferimento in Ω

$$T(s) = K \cdot s^n \cdot \frac{(1+s\tau_{z1})(1+s\tau_{z2}) \dots}{(1+s\tau_{p1})(1+s\tau_{p2}) \dots}$$

Dove:

- K = guadagno costante (può essere assente se $K = 1$)
- s^n = poli/zeri nell'origine (può essere assente se $n = 0$)
 - $n > 0$: zeri nell'origine, $n < 0$: poli nell'origine
- $\tau_{zi} = \frac{1}{\omega_{zi}}$ = costante di tempo dello zero i -esimo
- $\tau_{pi} = \frac{1}{\omega_{pi}}$ = costante di tempo del polo i -esimo

Procedimento:

1. Fattorizza numeratore e denominatore
2. Porta ogni fattore $(s + a)$ nella forma $(1 + st)$:
 $(s + a) = a(1 + s/a) \rightarrow$ raccolta a in K , con $\tau = 1/a$
3. Raccogli tutti i coefficienti costanti in K
4. Eventuali s isolati formano il termine s^n

Nota: In questa forma, poli e zeri sono immediatamente visibili: $\omega_p = \frac{1}{\tau_p}$ e $\omega_z = \frac{1}{\tau_z}$

Conversione Scala Logaritmica \leftrightarrow Lineare

Da LINEARE a dB (logaritmica):

$$|T|_{dB} = 20 \log_{10}(|T|_{lin})$$

Da dB a LINEARE:

$$|T|_{lin} = 10^{|T|_{dB}/20}$$

Valori utili da ricordare:

- 0 dB \leftrightarrow 1 (lineare)
- 20 dB \leftrightarrow 10 (lineare)
- -20 dB \leftrightarrow 0.1 (lineare)
- 3 dB \leftrightarrow $\sqrt{2} \approx 1.41$ (lineare)
- -3 dB \leftrightarrow $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ (lineare)
- 6 dB \leftrightarrow 2 (lineare)

Bode - Diagramma del Modulo

$$\text{Data } T(s) = K \cdot s^n \cdot \frac{(1+s\tau_{z1})(1+s\tau_{z2}) \dots}{(1+s\tau_{p1})(1+s\tau_{p2}) \dots}$$

Punto di partenza per il tracciamento:

- Se $n = 0$: calcola $|T(0)|$ e $\angle T(0)$ (sostituisci $s = 0$)
- Se $n \neq 0$: **NON puoi** calcolare $s = 0$ (singolarità!) → vedi box dedicato

Tracciamento del Modulo:

1. Contributo di K (guadagno costante):

Retta orizzontale a: $20 \log_{10} |K|$ dB

- Se $K > 0$: $20 \log_{10} |K|$ dB
- Se $K < 0$: $20 \log_{10} |K|$ dB (modulo positivo)

△ ATTENZIONE - Modulo SEMPRE positivo!

Se a basse frequenze calcoli un valore **negativo**, devi prendere il **valore assoluto** prima di convertire in dB!

Esempio: Se $T(0) = -10 \Rightarrow |T(0)| = 10$

⇒ Nel Bode: $20 \log_{10}(10) = 20$ dB

Il segno negativo influenza solo la **FASE** (+180), non il modulo!

2. Contributo di s^n (poli/zeri nell'origine):

Retta passante per (1, 0 dB) con pendenza:

- $+20n$ dB/dec se $n > 0$ (zeri nell'origine)
- $-20|n|$ dB/dec se $n < 0$ (poli nell'origine)

3. Contributo degli ZERI ($1 + s\tau_z$):

Per $\omega_z = \frac{1}{\tau_z}$:

- $\omega < \omega_z$: contributo ≈ 0 dB (retta orizzontale)
- $\omega = \omega_z$: punto di spigolo
- $\omega > \omega_z$: pendenza +20 dB/dec

4. Contributo dei POLI ($1 + s\tau_p$):

Per $\omega_p = \frac{1}{\tau_p}$:

- $\omega < \omega_p$: contributo ≈ 0 dB (retta orizzontale)
- $\omega = \omega_p$: punto di spigolo
- $\omega > \omega_p$: pendenza -20 dB/dec

5. Tracciamento finale (METODO PRATICO):

a) Parte da $K \cdot s^n$ con pendenza iniziale

b) Costante fino alla 1^a singolarità

c) Ordina poli e zeri per frequenza crescente

d) Ad ogni singolarità (da sinistra a destra):

- Per ogni **zero**: aggiungi +20 dB/dec alla pendenza
- Per ogni **polo**: aggiungi -20 dB/dec alla pendenza

d) Esempio: se hai pendenza 0 e incontri zero → diventa +20 dB/dec

poi incontri polo → diventa 0 dB/dec

Guadagno di Banda (GBW):

Per amplificatori con 1 polo dominante:

$$\text{GBW} = |A_0| \cdot \omega_p$$

Dove A_0 è il guadagno a basse frequenze (prima del polo)

Bode - Metodo Generale Unificato

★ METODO GENERALE UNIFICATO per Bode del Modulo

PASSO 1: Analisi Strutturale (Scomposizione Visiva)

Guarda $G(s)$ e identifica col dito questi tre elementi (no calcoli, solo riconoscimento):

1. Il Guadagno Statico (K):

Raccogli tutti i numeri costanti che moltiplicano la funzione.
⇒ Determina l'altezza verticale del grafico.

2. I Termini Binomiali ($1 + sr$) (singolarità standard):

- Se è al **NUMERATORE** (s, s^2): è uno **ZERO** (grafico sale)
- Se è al **DENOMINATORE** ($1/s, 1/s^2$): è un **POLO** (grafico scende)

3. La "S" Isolata (s^n):

Cerca le s che NON sono sommate a 1 (es: $s, s^2, 1/s, 1/s^2$)

- Se al **NUMERATORE** (s, s^2): hai ***n* Zeri nell'origine**
- Se al **DENOMINATORE** ($1/s, 1/s^2$): hai ***n* Poli nell'origine**
- Se non c'è: $n = 0$

PASSO 2: Calcolo delle Frequenze di Taglio

Prendi tutti i **Termini Binomiali** (Passo 1, punto 2) e calcola:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot \tau}$$

Lista Ordinata: metti le frequenze in ordine crescente $f_1 < f_2 < f_3 \dots$

⇒ Questi sono i "paletti" verticali sull'asse delle frequenze.

PASSO 3: Il Confronto Cruciale (L'Attacco del Grafico)

Decidi come inizia il grafico a sinistra. Guarda solo la "S" Isolata (Passo 1, punto 3).

CASO A: Nessuna "S" Isolata (singolarità NON in zero)

- **Comportamento:** Il grafico parte **PIATTO** (orizzontale)
- **Valore di partenza:** Converti K da lineare a dB:

$$[K]_{dB} = 20 \log_{10}([K]_{lin})$$

- **Azione:** Disegna retta orizzontale fino alla prima freq. f_1

CASO B: Presenza di "S" Isolata (singolarità IN zero)

- **Comportamento:** Il grafico parte **IN PENDENZA**
 - Zero in origine (s): parte **salendo** (+20 dB/dec)
 - Polo in origine ($1/s$): parte **scendendo** (-20 dB/dec)

• Punto di Ancoraggio (IL TRUCCO):

Non calcolare la retta iniziale (difficile!)

Scegli f_{test} dopo la prima singolarità o nel "centro banda".
Calcola il modulo con $s = j2\pi f_{test}$

Segna quel punto e usalo come **perno** per le pendenze

PASSO 4: Tracciamento Dinamico (Disegno)

Percorri l'asse delle frequenze da **sinistra a destra**:

1. Avanza fino alla prima frequenza f_1

2. Applica la modifica:

- Se f_1 era un **POLO**: **sottrai** 20 alla pendenza
(es: eri piatto 0 → diventi -20 dB/dec)
- Se f_1 era uno **ZERO**: **aggiungi** 20 alla pendenza
(es: scendevi -20 → diventi piatto 0)

3. Prosegui fino a f_2 e ripeti

Formule Rapide di Navigazione sul Bode

★ REGOLE AUREE per muoversi sul grafico

1. Sulla DISCESA (-20 dB/dec): Legge del Prodotto Costante

$$G \cdot f = \text{Costante}$$

Usa: Da (G_1, f_1) trovo G_2 a frequenza f_2 :

$$G_2 = \frac{G_1 \cdot f_1}{f_2}$$

Mnemonica: "Più vado avanti in frequenza, più il guadagno scende: il loro prodotto resta uguale."

2. Sulla SALITA (+20 dB/dec): Legge del Rapporto Costante

$$\frac{G}{f} = \text{Costante}$$

Usa: Da (G_1, f_1) trovo G_2 a frequenza f_2 :

$$G_2 = G_1 \cdot \frac{f_2}{f_1}$$

Mnemonica: "Se la frequenza raddoppia, il guadagno raddoppia."

Caso Generale: pendenza $\pm n \cdot 20$ dB/dec

DISCESA ($-n \cdot 20$ dB/dec):

$$G \cdot f^n = \text{Cost.} \Rightarrow G_2 = G_1 \cdot \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^n$$

SALITA ($+n \cdot 20$ dB/dec):

$$\frac{G}{f^n} = \text{Cost.} \Rightarrow G_2 = G_1 \cdot \left(\frac{f_2}{f_1}\right)^n$$

Pendenza Discesa Salita

Pendenza	Discesa	Salita
± 20 dB/dec	$G \cdot f$	G/f
± 40 dB/dec	$G \cdot f^2$	G/f^2
± 60 dB/dec	$G \cdot f^3$	G/f^3

Intersezione con asse 0 dB: $G = 1$

△ WARNING CRITICO:

Quando cerchi l'intersezione con l'asse 0 dB, usa:

$$G_{\text{lineare}} = 1 \quad (\text{NON } 0!)$$

Motivo: $0 \text{ dB} \Leftrightarrow G_{\text{lin}} = 1$

Se metti 0 nella moltiplicazione, annulli tutto!

Esempio pratico:

Plateau a $G = 100$ che finisce in polo a $f = 1$ kHz.

A che frequenza taglio l'asse 0 dB scendendo?

Usa regola discesa: $G_1 \cdot f_1 = G_2 \cdot f_2$

$$100 \cdot 1\text{k} = 1 \cdot f_x \Rightarrow f_x = 100 \text{ kHz}$$

Bode - Singolarità in Zero ($n \neq 0$)

Caso: $T(s) = s\tau_0 \cdot \frac{(1+s\tau_{z1})}{(1+s\tau_{p1})}$ (zero nell'origine)

Procedimento:

1. Trova il punto di partenza (intersezione con 0 dB):

$$\text{Frequenza: } f_0 = \frac{1}{2\pi\tau_0} \quad \text{oppure} \quad \omega_0 = \frac{1}{\tau_0}$$

\Rightarrow A $\omega = \omega_0$ il contributo di $s\tau_0$ vale **0 dB**

2. Traccia la retta con pendenza +20 dB/dec passante per il punto $(\omega_0, 0 \text{ dB})$

3. Aggiungi i contributi di poli/zeri:

- A $\omega_{z1} = 1/\tau_{z1}$: pendenza +20 dB/dec
- A $\omega_{p1} = 1/\tau_{p1}$: pendenza -20 dB/dec

△ Se polo nell'origine (es. $\frac{1}{s\tau_0}$):

- Pendenza iniziale -20 dB/dec
- Stesso punto di partenza: $(\omega_0 = 1/\tau_0, 0 \text{ dB})$

FASE con singolarità in zero:

Zero nell'origine (s^n al numeratore):

Fase iniziale: $+90^\circ \cdot n$ (costante $\forall \omega$)

Polo nell'origine (s^n al denominatore):

Fase iniziale: $-90^\circ \cdot n$ (costante $\forall \omega$)

Poi aggiungi i contributi dei poli/zeri normali ($\pm 90^\circ$ ciascuno)

Bode - Diagramma della Fase

Tracciamento della Fase:

1. Contributo di K:

- Se $K > 0$ (cioè $T(0) > 0$): fase = 0°
- Se $K < 0$ (cioè $T(0) < 0$): fase = -180°

Se $T(0) < 0$, parti da -180° e somma i contributi

2. Contributo di s^n :

Fase costante: $+90^\circ \cdot n$ per ogni frequenza

3. Contributo degli ZERI ($1 + s\tau_z$):

Transizione centrata in $\omega_z = \frac{1}{\tau_z}$:

- $\omega < \omega_z/10$: fase $\approx 0^\circ$
- $\omega = \omega_z$: fase = $+45^\circ$
- $\omega > 10\omega_z$: fase $\approx +90^\circ$

Transizione lineare tra $\omega_z/10$ e $10\omega_z$

4. Contributo dei POLI ($1 + s\tau_p$):

Transizione centrata in $\omega_p = \frac{1}{\tau_p}$:

- $\omega < \omega_p/10$: fase $\approx 0^\circ$
- $\omega = \omega_p$: fase = -45°
- $\omega > 10\omega_p$: fase $\approx -90^\circ$

Transizione lineare tra $\omega_p/10$ e $10\omega_p$

5. Tracciamento finale:

a) Parti dalla fase iniziale:

- Se $T(0) > 0$: parte da $0^\circ + 90^\circ \cdot n$
- Se $T(0) < 0$: parte da $-180^\circ + 90^\circ \cdot n$

b) Somma algebrica dei contributi di poli e zeri:

- Zeri: $+90^\circ$ asintoticamente (transizione da $\omega_z/10$ a $10\omega_z$)
- Poli: -90° asintoticamente (transizione da $\omega_p/10$ a $10\omega_p$)

c) I contributi si **sovrappongono** se poli/zeri sono vicini

★ ERRORE COMUNE

Nel modulo, le pendenze si **sommano** ad ogni polo/zero

Nella fase, i contributi si **sovrappongono** (somma algebrica delle fasi)

Intersezione 0 dB in Bode

Problema: Il diagramma passa vicino a 0 dB nei pressi di una singolarità. Interseca prima o dopo?

Regola di Conservazione Guadagno-Frequenza:

Su un tratto con pendenza costante di m dB/dec, vale:

$$|T(\omega)| \cdot \omega^{m/20} = \text{costante}$$

Metodo pratico (verifica per ipotesi):

IPOTESI: Supponi che la retta continui **indisturbata** con la stessa pendenza (cioè che interseca 0 dB PRIMA della singolarità)

- Identifica un punto noto sul tratto: $(\omega_1, |T(\omega_1)|)$

Es: a basse frequenze, spesso $|T(0)| = K$

- Con pendenza m dB/dec costante, calcola ω_0 dove $|T| = 1$:

$$\omega_0 = \omega_1 \cdot |T(\omega_1)|^{20/m}$$

ATTENZIONE: $|T(\omega_1)|$ in scala **LINEARE**, non in dB!

Se hai il valore in dB: $|T| = 10^{(\text{dB}/20)}$

- Confronta ω_0 con la singolarità ω_s :

- Se $\omega_0 < \omega_s$: ipotesi **CORRETTA** → interseca prima
La retta raggiunge 0 dB prima di cambiare pendenza
- Se $\omega_0 > \omega_s$: ipotesi **ERRATA** → interseca dopo
La pendenza cambia prima di raggiungere 0 dB

Casi comuni:

Pendenza 0 dB/dec ($m = 0$): costante, già noto

Pendenza -20 dB/dec ($m = -20$):

$$\omega_0 = \omega_1 \cdot |T(\omega_1)|$$

Questa è la formula del **GBW** (Guadagno di Banda)!

Pendenza +20 dB/dec ($m = +20$):

$$\omega_0 = \frac{\omega_1}{|T(\omega_1)|}$$

★ UTILITÀ PRATICA

Questo metodo evita di dover disegnare con precisione il diagramma per capire l'ordine di intersezione e singolarità, garantendo il tracciamento corretto dopo entrambi i punti.

Calcolo Guadagno a Frequenze Specifiche

Quando ti chiedono il guadagno a una frequenza specifica:

CASO 1: Lontano dalle singolarità (≥ 1 decade)

Usa il **diagramma sintotico** (approssimazione):

- Se $\omega < \omega_p/10$ o $\omega > 10\omega_p$: il polo/zero ha effetto trascurabile
- Leggi il valore dal diagramma asintotico con la pendenza corrente

Esempio: Con pendenza -20 dB/dec da ω_1 a ω_2 :

$$|T(\omega_2)|_{\text{dB}} = |T(\omega_1)|_{\text{dB}} - 20 \log_{10} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)$$

CASO 2: Esattamente sulla singolarità ($\omega = \omega_p$ o ω_z)

Usa le **formule esatte**:

Modulo:

- Polo: $|1 + j\omega_p \tau_p| = |1 + j| = \sqrt{2} \rightarrow -3 \text{ dB}$
- Zero: $|1 + j\omega_z \tau_z| = |1 + j| = \sqrt{2} \rightarrow +3 \text{ dB}$

Fase:

- Polo: $\angle(1 + j\omega_p \tau_p) = \arctan(1) \rightarrow -45^\circ$
- Zero: $\angle(1 + j\omega_z \tau_z) = \arctan(1) \rightarrow +45^\circ$

CASO 3: Vicino alle singolarità (< 1 decade ma \neq singolarità)

Usa i **numeri complessi**, sostituendo $s = j\omega$:

$$T(j\omega) = K \cdot (j\omega)^n \cdot \frac{(1 + j\omega \tau_{z1})(1 + j\omega \tau_{z2}) \cdots}{(1 + j\omega \tau_{p1})(1 + j\omega \tau_{p2}) \cdots}$$

- Sostituisci il valore numerico di ω
- Calcola ogni termine: $|1 + j\omega \tau| = \sqrt{1 + (\omega \tau)^2}$
- Moltiplica/dividi i moduli per ottenere $|T(j\omega)|$
- Converti in dB: $20 \log_{10} |T(j\omega)|$

Regola pratica:

- Lontano → diagramma sintotico (veloce)
- Esattamente sopra → ± 3 dB, $\pm 45^\circ$ (immediato)
- Vicino → numeri complessi (calcolo esatto)

Bode - Polo e Zero Coincidenti

Polo e Zero alla STESSA Frequenza

Situazione: Un polo e uno zero coincidono: $\omega_p = \omega_z$

Esempio:

$$T(s) = K \cdot \frac{1 + s\tau}{1 + s\tau} \cdot \frac{1}{1 + s\tau_2}$$

dove il polo e lo zero a $\omega = 1/\tau$ coincidono.

Effetto sul MODULO: si COMPENSANO

- Polo: -20 dB/dec
- Zero: +20 dB/dec

⇒ Effetto netto: 0 dB/dec

Il modulo **non cambia pendenza** a quella frequenza!
È come se polo e zero **non esistessero** per il modulo.

Effetto sulla FASE: NON si compensano!

- Polo: -90 (da 0 a -90 attorno a ω_p)
- Zero: +90 (da 0 a +90 attorno a ω_z)

MA: la transizione di fase avviene su **2 decadì** ($\omega/10$ a 10ω)

⇒ Alla frequenza $\omega_p = \omega_z$:

Polo: -45 Zero: +45

Fase netta a $\omega_p = \omega_z$: $-45 + 45 = 0$

★ MA c'è un TRANSITORIO di fase!

Prima di $\omega_p = \omega_z$ (es. a $\omega_p/10$):

Polo: ≈ 0, Zero: ≈ 0 ⇒ Fase ≈ 0

Dopo $\omega_p = \omega_z$ (es. a $10\omega_p$):

Polo: ≈ -90, Zero: ≈ +90 ⇒ Fase ≈ 0

⇒ Alla fine si compensano, ma **durante la transizione** la fase può avere una "gobba"!

★ RIASSUNTO:

	Modulo	Fase
Effetto	Si compensano	Si compensano
A $\omega_p = \omega_z$	Nessun cambio	0 netto
Transitorio	Nessuno	Possibile "gobba"

⇒ In pratica: polo e zero coincidenti si **cancellano** (semplificazione algebrica)!

Guadagno Reale vs Ideale

★ ESAME: Calcolo del GUADAGNO REALE

Calcolo del guadagno d'anello G_{loop} :

1. Spegni tutti i generatori (incluso V_{in} !)
2. Taglia l'anello (apri il feedback)
3. Inserisci generatore di test V_t nel punto di taglio
4. Usa la caratteristica dell'OpAmp:

$$V_y = A(s) \cdot (V^+ - V^-) \quad \text{con } A(s) = \frac{A_0}{1+s\tau_0}$$
5. Scrivi $G_{loop} = \frac{V_y}{V_t}$

$$G_{loop} = \frac{V_y}{V_t} = A(s) \cdot \beta$$

$A(s)$ = guadagno ad anello aperto dell'OpAmp:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau_0}$$

- $A_0 = A(0)$ = guadagno a freq. 0 (punto partenza Bode, $\sim 10^5 \cdot 10^6$)
- $\tau_0 = \frac{1}{\omega_p}$ = costante di tempo polo dominante (polo dominante = polo a freq. più bassa)

GBWP (Gain-Bandwidth Product):

$$\text{GBWP} = A_0 \cdot f_0$$

dove $f_0 = \frac{1}{2\pi\tau_0}$ = frequenza del polo. In questo corso gli OpAmp hanno **sempre una singola singolarità**.

β = fattore di retroazione (dipende da R_f , R_G)

△ ATTENZIONE: $V^+ = V^-$ NON vale qui!

L'ipotesi $V^+ = V^-$ è valida solo per OpAmp retroazionati (ideali in catena chiusa).

Nel calcolo di G_{loop} l'anello è **aperto** ⇒ devi usare $V_{out} = A(s) \cdot (V^+ - V^-)$

Relazione tra i guadagni:

$$G_A = -G_{loop} \cdot G_{id}$$

G_A = guadagno di andata, G_{loop} = guadagno d'anello, G_{id} = guadagno ideale

Formula guadagno reale:

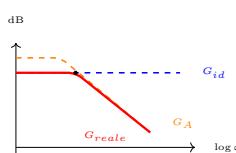
$$G_{real} = \frac{G_{ideale}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}}$$

★ METODO GRAFICO (più veloce!)

Procedimento:

1. Traccia il Bode del guadagno ideale G_id
2. Traccia il Bode del guadagno d'andata G_A
3. Per ogni frequenza: prendi il valore più BASSO tra i due grafici

⇒ Il risultato è il Bode del guadagno reale



Perché funziona:

- Se $|G_{loop}| \gg 1$: $G_{real} \approx G_{id}$
- Se $|G_{loop}| \ll 1$: $G_{real} \approx G_A$ (segue l'andata)

⇒ Il guadagno reale è **limitato** dal più piccolo dei due!

Guadagno Reale - Intersezioni

△ ATTENZIONE alle INTERSEZIONI

Problema tipico:

G_A e G_{id} hanno zeri/poli a frequenze diverse ⇒ le intersezioni possono essere **non ovvie**.

Caso comune:

- G_A sale poi diventa piatto (a un certo valore)
- G_{id} sale poi diventa piatto (a valore **diverso**)

Domanda: L'intersezione è **prima o dopo** il prossimo polo?

Metodo per ipotesi:

1. **Fai un'ipotesi** su quale tratto (salita/discesa/piatto) interseca

2. Usa le **regole di navigazione**:

- Discesa: $G \cdot f = \text{cost}$
- Salita: $G/f = \text{cost}$

3. Calcola la frequenza di intersezione f_x

4. **Verifica**: Se f_x viene **più alta** del polo successivo ⇒ **ipotesi sbagliata!**

Rifai con pendenza diversa (es: crescente invece che decrescente)

Alla fine:

Per ogni frequenza, evidenzia il **punto più basso** tra G_A e G_{id} ⇒ ottieni G_{real}

★ NOTA su A_0 e GBW:

Se non viene dato A_0 ma viene dato τ_0 :

- Potrebbe essere dato il **GBW** (prodotto guadagno-banda)
- Oppure c'è un altro modo per risolvere l'esercizio

Ricorda: $\text{GBW} = A_0 \cdot \omega_p = A_0 / \tau_0$

Calcolo analitico di G_{id} :

Se richiesto esplicitamente, può portare a **equazioni di 2° grado in s** (conti lunghi).

⇒ Raramente richiesto all'esame.

Margine di Fase e Stabilità

★ MARGINE DI FASE e STABILITÀ

Procedimento:

1. Disegna il Bode di G_{loop} (modulo e fase)
2. Trova la **frequenza di crossover** f_c : frequenza dove $|G_{loop}| = 0 \text{ dB}$ (taglia l'asse orizzontale)
3. Leggi la **fase** di G_{loop} a f_c : $\phi(f_c)$
4. Calcola il **margine di fase**:

$$\text{PM} = 360 + \phi(f_c)$$

Formula esplicita per $\phi(f_c)$:

$$\phi(f_c) = 180^\circ - \sum_i \arctan\left(\frac{f_c}{f_{pi}}\right) + \sum_j \arctan\left(\frac{f_c}{f_{zj}}\right)$$

• f_c = frequenza di crossover (dove $|G_{loop}| = 0 \text{ dB}$)

• f_{pi} = frequenza del polo i -esimo

• f_{zj} = frequenza dello zero j -esimo

I poli **sottraggono** fase, gli zeri **aggiungono** fase.

Classificazione della stabilità:

Margine di Fase	Sistema
$\text{PM} > 45$	Asintoticamente stabile
$\text{PM} = 0$	Criticamente stabile
$\text{PM} < 0$	Instabile

△ NOTA PRATICA:

• $\text{PM} \approx 60-70$: risposta ben smorzata

• $\text{PM} \approx 45$: leggero overshoot

• $\text{PM} < 45$: oscillazioni/overshoot significativo

Regola: Più alto il PM, più stabile il sistema

△ SISTEMA CON 2 POLI PRIMA DI f_c :

Se f_c viene **dopo** entrambi i poli (cioè $f_{p1}, f_{p2} < f_c$):

⇒ Sistema **SICURAMENTE INSTABILE**

(fase già a -180 prima del taglio)

△ f_c a meno di 1 decade dal 2° polo:

Se $f_{p1} < f_c < f_{p2}$ ma $f_c < 10 \cdot f_{p2}$:

⇒ Il grafico **ideale** della fase **NON è affidabile**!

⇒ Devi calcolare il **PM analiticamente** con gli arctan

Verifica: $f_c > 10 \cdot f_{p2}$? ⇒ OK grafico ideale

Es: $f_{p2} = 15.92 \text{ kHz}$ ⇒ serve $f_c > 159.2 \text{ kHz}$

Se $f_c = 90.9 \text{ kHz} < 159.2 \text{ kHz}$ ⇒ **calcolo analitico!**

Interpretazione grafica:

Il margine di fase è “quanto manca” alla fase per raggiungere -360 (o -180 in alcuni testi) quando il guadagno vale 0 dB .

Se la fase è già oltre -360 quando $|G| = 0 \text{ dB}$ ⇒ sistema **instabile**

Stabilità - Senza Crossover

Stabilità: Modulo che NON taglia 0 dB

Problema:

Il modulo di G_{loop} rimane **sempre sopra o sempre sotto** 0 dB \Rightarrow non esiste f_c !

Come calcolo il margine di fase se non c'è crossover?

CASO 1: $|G_{loop}|$ sempre > 0 dB

Il guadagno d'anello è **sempre maggiore di 1**.

Analisi: Guarda la **fase** a tutte le frequenze:

- Se la fase **non raggiunge mai** -360° :
⇒ Sistema **STABILE**
(PM > 0 a tutte le frequenze)
- Se la fase **raggiunge o supera** -360° :
⇒ Sistema **INSTABILE**
(il guadagno è > 1 quando la fase è critica)

CASO 2: $|G_{loop}|$ sempre < 0 dB

Il guadagno d'anello è **sempre minore di 1**.

⇒ Sistema **SEMPRE STABILE**!

Perché? Anche se la fase raggiunge -360° , il guadagno è < 1 quindi il segnale si **attenua** ad ogni giro dell'anello.

⇒ Le oscillazioni si **smorzano** invece di crescere.

PM = ∞ (o indefinito, ma sistema stabile)

★ REGOLA PRATICA:

Condizione di instabilità (criterio di Barkhausen):

$$|G_{loop}| \geq 1 \quad \text{E} \quad \angle G_{loop} = -360^\circ$$

Servono **ENTRAMBE** le condizioni simultaneamente!

- Se $|G_{loop}| < 1$ sempre ⇒ **stabile** (non importa la fase)
- Se fase $\neq -360^\circ$ sempre ⇒ **stabile** (non importa il modulo)

★ RIASSUNTO:

Modulo	Fase	Stabilità
Sempre < 0 dB	Qualsiasi	STABILE
Sempre > 0 dB	> -360°	STABILE
Sempre > 0 dB	$\leq -360^\circ$	INSTABILE
Taglia 0 dB	–	Usa PM normale

Stabilità - Segno di G_{loop}

Stabilità dal SEGNO di G_{loop} (senza Bode)

★ REGOLA VELOCE per la stabilità:

In analisi statica (DC, $s = 0$), il segno di G_{loop} determina la stabilità:

$$G_{loop}(0) < 0 \Rightarrow \text{STABILE}$$

$$G_{loop}(0) > 0 \Rightarrow \text{INSTABILE}$$

$G_{loop} < 0$ (**NEGATIVO**) ⇒ **STABILE**

Il sistema è in **retroazione negativa**.

Fisicamente: una perturbazione viene **contrastata**
⇒ Il sistema torna all'equilibrio

Esempi:

- Buffer: $G_{loop} = -A_0 < 0 \checkmark$
- Amplificatore invertente: $G_{loop} < 0 \checkmark$
- Amplificatore non invertente: $G_{loop} < 0 \checkmark$

$G_{loop} > 0$ (**POSITIVO**) ⇒ **INSTABILE**

Il sistema è in **retroazione positiva**.

Fisicamente: una perturbazione viene **amplificata**
⇒ Il sistema "scappa" verso saturazione

Esempi:

- Trigger di Schmitt: $G_{loop} > 0$ (bistabile)
- Comparatore con retroaz. positiva

Perché funziona (intuizione):

$G_{loop} = A_0 \cdot \beta$ dove β = fattore di retroazione

- Se β inverte il segno ⇒ $G_{loop} < 0 \Rightarrow$ stabile
- Se β mantiene il segno ⇒ $G_{loop} > 0 \Rightarrow$ instabile

Il segno negativo indica che il feedback **contrasta** l'errore!

△ ATTENZIONE - Quando serve Bode:

Questa regola vale per **analisi DC** (stabilità asintotica).

Per sistemi con **poli/zeri** a frequenze specifiche, serve comunque il Bode per verificare il **margine di fase** a tutte le frequenze!

Quando fare il Bode di G_{loop}

Quando fare il Bode di G_{loop} ?

★ SCOPO del Bode di G_{loop} :

Analizzare la **STABILITÀ** del sistema retroazionato e calcolare il **margine di fase**.

Quando È UTILE farlo:

1. Verifica stabilità con poli/zeri:

Se il sistema ha singolarità, il segno DC non basta!
⇒ Serve il margine di fase

2. L'esercizio chiede il margine di fase:

$$\text{PM} = 360 + \phi(f_c)$$

3. Progettare una compensazione:

Per stabilizzare un sistema instabile

4. Trovare G_{reale} a una certa frequenza:

$$G_{reale} = \min(G_A, G_{id}) \text{ dipende da } G_{loop}$$

Quando NON serve farlo:

• Analisi statica (DC): basta il segno di $G_{loop}(0)$

• Sistema semplice senza poli/zeri critici

• Buffer ideale: $G_{loop} = -A_0 < 0 \Rightarrow$ stabile

• Trigger di Schmitt: già sai che è bistabile

★ PROCEDIMENTO Bode di G_{loop} :

1. Apri l'anello (taglia il feedback)

2. Inserisci generatore di test V_t

3. Calcola $G_{loop} = V_y/V_t$

4. Disegna Bode (modulo e fase)

5. Trova f_c dove $|G_{loop}| = 0$ dB

6. Leggi fase a $f_c \Rightarrow$ calcola PM

★ RIASSUNTO:

Obiettivo	Serve Bode G_{loop} ?
Stabilità DC	NO (usa segno)
Margine di fase	SÌ
G_{reale} vs frequenza	SÌ
Compensazione	SÌ

OpAmp - Retroazione e Saturazione

Retroazione e Saturazione dell'OpAmp

RETROAZIONE NEGATIVA

Condizione: V_{out} ritorna su V^- (morsetto invertente)

Comportamento:

- Sistema **STABILE**
- L'OpAmp **NON satura** (lavora in zona lineare)
- Vale l'ipotesi: $V^+ = V^-$
- Vale l'ipotesi: $I^+ = I^- = 0$

⇒ Usare le formule degli amplificatori (inv, non-inv, sommatore...)

RETROAZIONE POSITIVA

Condizione: V_{out} ritorna su V^+ (morsetto non invertente)

Comportamento:

- Sistema **INSTABILE / BISTABILE**
- L'OpAmp **SATURA** sempre!
- $V_{out} = +V_{sat}$ oppure $V_{out} = -V_{sat}$
- **NON vale** $V^+ = V^-$

⇒ L'uscita si comporta come **generatore indipendente!**

★ Come capire DOVE satura:

Con retroazione positiva, confronta V^+ e V^- :

- Se $V^+ > V^- \Rightarrow V_{out} = +V_{sat}$
- Se $V^+ < V^- \Rightarrow V_{out} = -V_{sat}$

L'OpAmp "amplifica" la differenza $V^+ - V^-$ fino a saturare!

★ REGOLA PRATICA - Riconoscimento:

Guarda dove va V_{out} :

- V_{out} torna su $V^- \Rightarrow$ Retroaz. **NEGATIVA** ⇒ **NON satura**
- V_{out} torna su $V^+ \Rightarrow$ Retroaz. **POSITIVA** ⇒ **SATURA**

(Se non c'è retroazione, l'OpAmp è in **anello aperto** e satura!)

△ Caso COMPARATORE (no retroazione):

Senza retroazione, l'OpAmp ha guadagno $A_0 \rightarrow \infty$:

⇒ Anche una piccola differenza $V^+ - V^-$ porta a saturazione!
⇒ $V_{out} = +V_{sat}$ se $V^+ > V^-$, altrimenti $V_{out} = -V_{sat}$

OpAmp - Riconoscere Configurazione

Come Riconoscere la Configurazione

★ REGOLA FONDAMENTALE:

Retroazione = esiste un **percorso** da V_{out} verso un ingresso dell'OpAmp.

Il percorso può passare attraverso:

- Resistenze (R_f)
- Condensatori
- Reti di componenti
- Collegamento diretto (buffer)

⇒ **Non serve** collegamento diretto!

PASSO 1: C'è retroazione?

Parti da V_{out} e chiediti:

"Posso raggiungere V^+ o V^- seguendo un percorso?"

- **SÌ** ⇒ C'è retroazione (vai al passo 2)
- **NO** ⇒ **Anello aperto** (comparatore) ⇒ **SATURA!**

PASSO 2: Su quale morsetto arriva?

Segui il percorso da V_{out} :

- Arriva su $V^- \Rightarrow$ **Retroazione NEGATIVA**
⇒ Stabile, NON satura, vale $V^+ = V^-$
- Arriva su $V^+ \Rightarrow$ **Retroazione POSITIVA**
⇒ Bistabile, SATURA, Trigger di Schmitt

△ ATTENZIONE - Casi misti:

Se V_{out} arriva su **ENTRAMBI** V^+ e V^- :

⇒ Analizza quale retroazione **domina**

⇒ Di solito la negativa (se R_f su V^- è più "forte")

★ TRUCCO VELOCE:

Guarda la resistenza di feedback R_f :

- R_f collega V_{out} a $V^- \Rightarrow$ Amplificatore (inv/non-inv)
- R_f collega V_{out} a $V^+ \Rightarrow$ Trigger di Schmitt
- Nessuna $R_f \Rightarrow$ Comparatore (satura!)

OpAmp - Saturazione dell'Uscita

Saturazione dell'Uscita dell'OpAmp

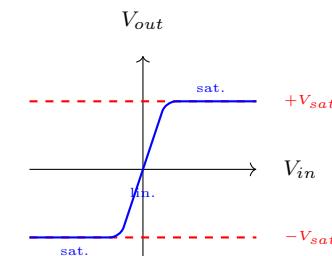
L'uscita dell'OpAmp **non può superare** le tensioni di alimentazione!

Limiti di saturazione:

$$-V_{sat} \leq V_{out} \leq +V_{sat}$$

- $+V_{sat} \approx +V_{DD}$ (alimentazione positiva)
 - $-V_{sat} \approx -V_{SS}$ (o $\approx 0V$ se alim. singola)
- (OpAmp reali: $V_{sat} \approx V_{alim} - 1V \div 2V$)

Caratteristica V_{out} vs V_{in} :



I trattini orizzontali (- - -) indicano i livelli di saturazione:
l'uscita si appiattisce e non segue più l'ingresso!

Zona LINEARE (tra le saturazioni):

$$V_{out} = A_v \cdot V_{in}$$

L'OpAmp amplifica normalmente (pendenza = guadagno A_v)

Zona di SATURAZIONE:

- **Saturazione ALTA:** $V_{out} = +V_{sat}$ (costante)
Si verifica quando V_{in} è "tropppo positivo"
 - **Saturazione BASSA:** $V_{out} = -V_{sat}$ (costante)
Si verifica quando V_{in} è "tropppo negativo"
- ⇒ L'uscita **non cambia** anche se V_{in} varia!

★ Quando verificare la saturazione:

Dopo aver calcolato V_{out} con le formule, controlla:

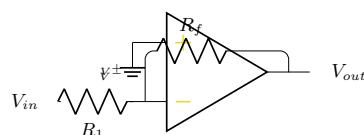
Se $V_{out,calc} > +V_{sat} \Rightarrow V_{out} = +V_{sat}$

Se $V_{out,calc} < -V_{sat} \Rightarrow V_{out} = -V_{sat}$

⇒ Le formule valgono **solo** se V_{out} resta nella zona lineare!

OpAmp - Retroazione Negativa

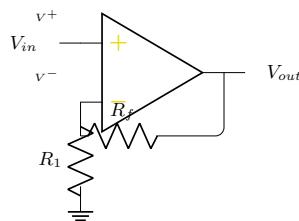
Amplificatore Invertente:



$$V_{out} = -\frac{R_f}{R_1} V_{in}$$

Guadagno: $A_v = -\frac{R_f}{R_1}$ (segno $-$ = inversione)
 R_1 = impedenza di ingresso (tra V_{in} e V^-)

Amplificatore Non Invertente:



$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_{in}$$

Guadagno: $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ (sempre ≥ 1)
 R_1 = impedenza verso GND (tra V^- e massa)

Buffer (Voltage Follower):

Caso speciale: $R_f = 0$, $R_1 \rightarrow \infty$ (aperto)

$$V_{out} = V_{in} \quad (A_v = 1)$$

Alta impedenza di ingresso, bassa impedenza di uscita.

★ IPOTESI OpAmp IDEALE

- $V^+ = V^-$ (massa virtuale se $V^+ = 0$)
- $I^+ = I^- = 0$ (corrente negli ingressi nulla)
- Guadagno ad anello aperto $A \rightarrow \infty$

△ ATTENZIONE: R_1 ha significato DIVERSO!

INVERTENTE:

$R_1 = Z_{in}$ = impedenza di ingresso
 (tra V_{in} e V^- , NON c'è R verso GND)

NON INVERTENTE:

$R_1 = Z_G$ = impedenza verso ground
 (tra V^- e massa, V_{in} entra direttamente su V^+)

⇒ Stessa formula $\frac{R_f}{R_1}$, ma R_1 è diversa!

OpAmp - Riconoscimento Rapido

A_v = Guadagno di tensione: $V_{out} = A_v \cdot V_{in}$

★ REGOLA D'ORO - Riconoscimento al volo

Dove entra il segnale V_{in} ?

Entra su V^-	Entra su V^+
INVERTENTE	NON INVERTENTE
$A_v = -\frac{R_f}{R_1}$	$A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}$

Procedimento rapido:

1. INVERTENTE (V_{in} su V^- , V^+ a massa)

1. $V^+ = 0$ (a massa) $\Rightarrow V^- = 0$ (massa virtuale)
2. Corrente in R_1 : $I = \frac{V_{in}-0}{R_1} = \frac{V_{in}}{R_1}$
3. Stessa I passa in R_f (no corrente in OpAmp)
4. $V_{out} = 0 - I \cdot R_f = -\frac{R_f}{R_1} V_{in}$

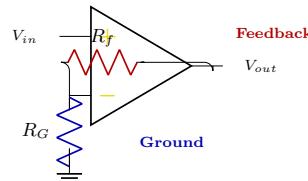
2. NON INVERTENTE (V_{in} su V^+)

1. $V^+ = V_{in} \Rightarrow V^- = V_{in}$
2. V^- sta sul partitore R_1-R_f :

$$V^- = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_f} = V_{in}$$

$$3. \text{ Risolvo: } V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_1 + R_f}{R_1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) V_{in}$$

R_f (Feedback) e R_G (Ground) - Definizioni



- R_f = collega V^- a V_{out} (chiude l'anello)
- R_G = collega V^- a massa (riferimento)

Nota: R_G è anche chiamata R_1 in molti testi

△ TRUCCO MNEMONICO

- Invertente: segnale entra sul $-$ \Rightarrow guadagno con $-$
- Non Inv.: segnale entra sul $+$ \Rightarrow guadagno ≥ 1 (positivo)

$$\text{Formula universale (non inv.): } A_v = 1 + \frac{R_{feedback}}{R_{GND}}$$

Caso misto (sommatore):

Se ci sono più ingressi su V^- attraverso resistenze diverse:

$$V_{out} = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots \right)$$

Ogni ingresso contribuisce con il proprio rapporto $-\frac{R_f}{R_i}$

Slew Rate OpAmp

Definizione: Lo Slew Rate (SR) è la massima velocità con cui l'uscita di un OpAmp può variare nel tempo.

$$SR = \left| \frac{dV_{out}}{dt} \right|_{\max}$$

Unità di misura: V/ μ s oppure V/s

A cosa serve:

Lo slew rate è una limitazione fisica dell'OpAmp reale:

- Limita la velocità di risposta dell'amplificatore
- Se il segnale richiede una variazione più rapida, l'uscita viene distorta
- Importante per segnali ad alta frequenza o grande ampiezza

Calcolo e Verifica:

Per un segnale sinusoidale $V_{out}(t) = V_{max} \sin(\omega t)$:

$$\frac{dV_{out}}{dt} = V_{max} \omega \cos(\omega t)$$

La derivata massima è:

$$\left| \frac{dV_{out}}{dt} \right|_{\max} = V_{max} \cdot \omega = 2\pi f V_{max}$$

Condizione per evitare distorsione:

$$2\pi f V_{max} \leq SR$$

Oppure, frequenza massima senza distorsione:

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi V_{max}}$$

★ IMPORTANTE

Se $2\pi f V_{max} > SR$:

- L'uscita NON segue l'ingresso
- Si ha distorsione del segnale (tipicamente forma triangolare)

Lo slew rate è indipendente dal guadagno (caratteristica dell'OpAmp)

Esempio pratico:

OpAmp con SR = 1 V/ μ s, segnale con $V_{max} = 10$ V

$$f_{\max} = \frac{1 \times 10^6 \text{ V/s}}{2\pi \times 10 \text{ V}} \approx 15.9 \text{ kHz}$$

A frequenze superiori, il segnale viene distorto.

Risposta al Gradino - Sistema 1° Ordine

Sistema del primo ordine:

$$T(s) = \frac{K}{1 + s\tau}$$

Dove:

- K = costante (guadagno statico)
- τ = costante di tempo (coefficiente di s)
- Polo in $\omega_p = \frac{1}{\tau}$

Risposta al gradino di ampiezza X_0 :

L'uscita ha andamento **esponenziale**:

$$y(t) = K \cdot X_0 \cdot \left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$

Valore asintotico (per $t \rightarrow \infty$):

$$y_\infty = K \cdot X_0$$

Dove X_0 può essere una tensione o una corrente.

⚠ ATTENZIONE al segno di K :

- Se $K > 0$: esponenziale **crescente** (parte da 0, sale verso $K \cdot X_0$)
- Se $K < 0$: esponenziale **decrescente** (parte da 0, scende verso $K \cdot X_0$)

Parametri chiave:

- τ = costante di tempo (si legge direttamente dal denominatore come coefficiente di s)
- Dopo $t = 5\tau$ l'uscita raggiunge $\approx 99\%$ del valore finale

Caso con due poli (raro in questo corso):

$$T(s) = \frac{K}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_2)}$$

Se i due poli sono **ben separati** (uno molto più lento dell'altro), la dinamica è dominata dal **polo a frequenza minore** (quello con τ maggiore).

In questo caso si può approssimare il sistema come se avesse un solo polo dominante.

DAC R-2R (Resistor Ladder)

DAC (Digital-to-Analog Converter)

Converte un segnale **digitale** (N bit) in un segnale **analogico** (tensione o corrente proporzionale).

DAC R-2R (Resistor Ladder)

Rete a scala con sole resistenze di valore R e $2R$.

Princípio: Biforazione delle Correnti

Ad ogni nodo la corrente si **divide esattamente a metà**:

- Metà scende verso il ramo $2R$ (deviatore S_i)
- Metà prosegue orizzontalmente verso il nodo successivo

Perché si divide a metà?

Ad ogni nodo, la R_{eq} vista "a destra" vale $2R$ (proprietà della rete R-2R), quindi le due vie hanno **stessa resistenza** ⇒ stessa corrente!

- n biforazioni: $I \rightarrow \frac{I}{2^n}$

△ Se una resistenza cambia (es. $2R \rightarrow R'$):

La configurazione R-2R si **rompe**!

- La R_{eq} vista dal nodo modificato verso destra **non è più** $2R$
- La corrente **non si divide più a metà**
- Devi ricalcolare con partitore di corrente:

$$I_{ramo} = I_{tot} \cdot \frac{R_{altro}}{R_{ramo} + R_{altro}}$$

★ CASO SEMPLICE: cambio NON sul bit meno significativo

Se la resistenza modificata **non è quella di S_0 (LSB)**:

- ⇒ Il cambio influenza **solo** sulla corrente di quel ramo!
- ⇒ Le correnti degli **altri bit restano invariate**

Calcolo V_{out} :

$$V_{out} = V_{out,ideale} + \Delta V \cdot S_i$$

dove ΔV = errore dovuto al cambio di R , S_i = bit modificato

★ L'errore c'è SOLO se $S_i = 1$!

△ Se cambia la R di S_0 (**LSB**): tutte le correnti cambiano!

★ TRUCCO: Rinomina la corrente!

Per evitare frazioni, chiama la corrente in uscita (quella che va verso V con R) con un multiplo di 2^n :

Esempio con 3 biforazioni:

Invece di $I_{out} = \frac{I}{8}$, chiama $I_{out} = 8I$

⇒ Le correnti ai nodi saranno $8I, 4I, 2I, I$ (numeri interi!)

Procedimento di calcolo:

1. Calcola la **resistenza equivalente** vista dal generatore V
2. Se c'è una R in serie sotto, sommala a R_{eq}
3. Calcola $I = \frac{V}{R_{tot}}$
4. Segui le biforazioni per trovare I_{out}

DAC R-2R - Deviatori e V_{out}

Deviatori (Switch):

- $S_i = 1 \Rightarrow$ deviatore **CHIUSO** (corrente passa)
- $S_i = 0 \Rightarrow$ deviatore **APERTO** (corrente non passa)

Tutti aperti ($S_0 = S_1 = S_2 = 0$):

$R_{eq} = \infty \Rightarrow$ utile per calcolo errore con V_{offset}

Formula V_{out} (DAC R-2R a 3 bit):

$$V_{out} = -I_F \cdot R_F$$

dove I_F = corrente di feedback:

$$I_F = I \cdot S_0 + 2I \cdot S_1 + 4I \cdot S_2$$

Quindi:

$$V_{out} = -I \cdot R_F \cdot (S_0 + 2S_1 + 4S_2)$$

I "+" funzionano come OR: solo i bit a 1 contribuiscono!

DAC - FSR e LSB

FSR e LSB (DAC a N bit):

LSB (Least Significant Bit):

Tensione corrispondente al bit meno significativo:

$$\text{LSB} = V_{out}(000\dots1) = I \cdot R_F$$

FSR (Full Scale Range):

Escursione massima dell'uscita:

$$\text{FSR} = V_{out,max} - V_{out,min}$$

Con $V_{out,min} = 0$ (tutti i bit a 0):

$$\text{FSR} = V_{out}(111\dots1) = \text{LSB} \cdot 2^N$$

Relazione LSB-FSR:

$$\text{LSB} = \frac{\text{FSR}}{2^N}$$

Nota: Più bit $N \Rightarrow$ LSB più piccolo ⇒ risoluzione migliore

DAC - DNL (1/2)

DNL (Differential Non-Linearity)

Misura lo **scostamento** tra il gradino reale e quello ideale nella caratteristica V_{out} vs S_{in} .

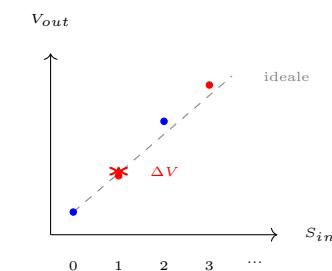
DNL Assoluta (in Volt):

$$\text{DNL}_{ABS}(i) = V_{out}(i) - V_{out}(i-1) - \text{LSB}$$

DNL Relativa (in LSB):

$$\text{DNL}_{REL}(i) = \frac{\text{DNL}_{ABS}(i)}{\text{LSB}}$$

Caratteristica V_{out} vs S_{in} (word):



DAC - DNL (2/2)

Calcolo pratico:

Se l'errore è su un **pattern** (es. tutti i dispari):

1. Calcola V_{out} per un **solo caso** (es. word = 1)
2. Trova $\text{DNL}_{ABS} = V_{out,reale}(1) - V_{out,ideale}(1)$
3. Dividi per LSB ⇒ DNL_{REL}

Nota: La word 0 **non si calcola** (nessun gradino precedente)

△ ATTENZIONE ai gradini di "ritorno":

Se da 0→1 ho un gradino di $-\Delta V$ (es. -100 mV):

- $V_{out}(1)$ è **sotto** la retta ideale

Quando passo da 1→2 (e 2 è **corretto**):

- Devo "recuperare" il ΔV perso!
- Il gradino 1→2 sarà di $+\Delta V$ rispetto all'ideale

⇒ **DNL alternata**: $-\Delta V, +\Delta V, -\Delta V, \dots$

Interpretazione DNL:

- $\text{DNL}_{REL} = 0 \Rightarrow$ gradino perfetto
- $\text{DNL}_{REL} > 0 \Rightarrow$ gradino più grande
- $\text{DNL}_{REL} < 0 \Rightarrow$ gradino più piccolo
- $\text{DNL}_{REL} = -1 \Rightarrow$ **missing code**

DAC - Dinamica Transizioni (OpAmp reale)

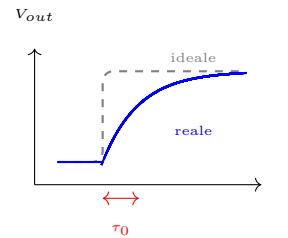
Dinamica delle Transizioni (OpAmp reale)

Caso ideale: transizione istantanea (gradino perfetto)

Caso reale: OpAmp con guadagno finito e polo

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau_0}$$

⇒ La transizione è un **esponenziale** con $\tau = \tau_0$



Transizione (es. da 000 a 100):

$$V_{out}(t) = V_{final} \cdot \left(1 - e^{-t/\tau_0}\right)$$

dove τ_0 = costante di tempo del polo dell'OpAmp

Nota: τ_0 limita la **velocità** del DAC (settling time)

△ Configurazione influenza G_{loop} :

Al cambiare della **word** (configurazione deviatori), cambia la R_{eq} vista dall'OpAmp.

⇒ Cambia il **guadagno d'anello** G_{loop}

⇒ Cambia il **guadagno reale** G_{real}

⇒ Cambiano i **tempi di propagazione!**

Conseguenza: Il settling time **dipende dalla word**

DAC a Correnti Pesate

DAC a Correnti Pesate

Ogni bit controlla un **generatore di corrente** con peso binario. Le correnti vengono sommate e convertite in tensione.

Principio di funzionamento:

Ogni bit S_i attiva un generatore di corrente I_i :

$$I_i = 2^i \cdot I_{LSB}$$

dove I_{LSB} = corrente del bit meno significativo.

Corrente totale:

$$I_{tot} = I_{LSB} \cdot (S_0 \cdot 2^0 + S_1 \cdot 2^1 + \dots + S_{N-1} \cdot 2^{N-1})$$

Semplificando:

$$I_{tot} = I_{LSB} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} S_i \cdot 2^i$$

Formula V_{out} :

Con OpAmp in configurazione transimpedenza:

$$V_{out} = -I_{tot} \cdot R_F$$

$$V_{out} = -I_{LSB} \cdot R_F \cdot (S_0 + 2S_1 + 4S_2 + \dots)$$

★ ATTENZIONE al VERSO della corrente!

Il segno di V_{out} dipende dal **verso** della corrente:

- Corrente **entrante** nel nodo V^- (verso il basso):

$$V_{out} = +R_F \cdot I_{in}$$

- Corrente **uscente** dal nodo V^- (verso l'alto):

$$V_{out} = -R_F \cdot I_{in}$$

Regola: Guarda il verso della freccia della corrente nel circuito!

DAC Correnti Pesate - Deviatori

Deviatori (Switch):

- $S_i = 1 \Rightarrow$ corrente I_i va verso il **sommatore**
- $S_i = 0 \Rightarrow$ corrente I_i va verso **massa**

Nota: Le correnti scorrono **sempre**, cambiano solo direzione!

△ Se una corrente cambia (es. $I_2 \rightarrow I'_2$):

- Solo il contributo di quel bit cambia
- Gli altri bit **non sono influenzati**

Errore: $\Delta V = (I'_2 - I_2) \cdot R_F \cdot S_2$

★ L'errore c'è SOLO se $S_i = 1$!

FSR e LSB:

$$\text{LSB} = I_{LSB} \cdot R_F$$

$$\text{FSR} = \text{LSB} \cdot 2^N$$

DAC Correnti Pesate - DNL

DNL nel DAC a Correnti Pesate

DNL Assoluta (in Volt):

$$\text{DNL}_{ABS}(i) = V_{out}(i) - V_{out}(i-1) - \text{LSB}$$

DNL Relativa (in LSB):

$$\text{DNL}_{REL}(i) = \frac{\text{DNL}_{ABS}(i)}{\text{LSB}}$$

Calcolo pratico:

Se una corrente I_k è errata:

- L'errore appare su tutte le word con $S_k = 1$
- Basta calcolare V_{out} per **una** word con $S_k = 1$

Nota: La word 0 **non si calcola**

△ Gradini di "ritorno":

Stesso principio del DAC R-2R:

Se $0 \rightarrow 1$ ha $\text{DNL} = -\Delta V$, allora $1 \rightarrow 2$ (se corretto) ha $\text{DNL} = +\Delta V$

⇒ **DNL alternata** sui pattern affetti

DAC Correnti Pesate - Dinamica

Dinamica delle Transizioni

Caso ideale: transizione istantanea

Caso reale: OpAmp con guadagno finito e polo

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s\tau_0}$$

⇒ Transizione esponenziale con $\tau = \tau_0$

Transizione:

$$V_{out}(t) = V_{final} \cdot (1 - e^{-t/\tau_0})$$

△ Configurazione influenza G_{loop} :

Al cambiare della **word**, cambia l'impedenza vista dall'OpAmp.

⇒ Cambia G_{loop} ⇒ Cambia G_{reale}

⇒ Cambiano i **tempi di propagazione!**

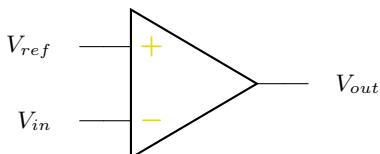
Conseguenza: Settling time **dipende dalla word**

Comparatore a Singola Soglia

Comparatore a Singola Soglia

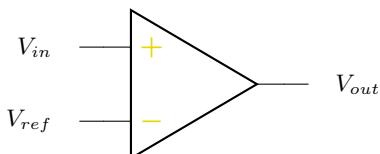
Confronta V_{in} con una tensione di riferimento V_{ref} (soglia unica).

INVERTENTE (V_{in} su V^- , V_{ref} su V^+):



$$V_{out} = \begin{cases} +V_{sat} & \text{se } V_{in} < V_{ref} \\ -V_{sat} & \text{se } V_{in} > V_{ref} \end{cases}$$

NON INVERTENTE (V_{in} su V^+ , V_{ref} su V^-):



$$V_{out} = \begin{cases} +V_{sat} & \text{se } V_{in} > V_{ref} \\ -V_{sat} & \text{se } V_{in} < V_{ref} \end{cases}$$

Soglia unica: $V_{TH} = V_{ref}$

△ PROBLEMA: Rumore!

Se $V_{in} \approx V_{ref}$, piccole oscillazioni causano **commutazioni multiple** indesiderate.

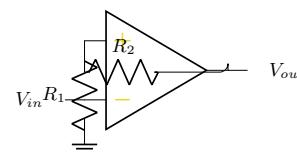
⇒ Soluzione: **Comparatore a doppia soglia (isteresi)**

Comparatore a Doppia Soglia (Isteresi)

Comparatore a Doppia Soglia (Trigger di Schmitt)

Usa **retroazione positiva** per creare due soglie diverse: elimina il problema del rumore.

INVERTENTE (V_{in} su V^-):



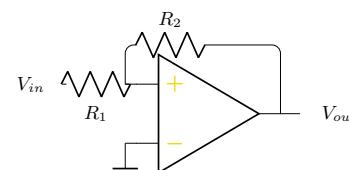
Soglie di commutazione:

$$V_{TH} = +V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_{TL} = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Isteresi: $\Delta V = V_{TH} - V_{TL} = 2V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

NON INVERTENTE (V_{in} su V^+):



Soglie:

$$V_{TH} = -V_{sat} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_{TL} = +V_{sat} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Nota: segni invertiti rispetto al caso invertente

△ DIFFERENZA FONDAMENTALE

- Retroazione NEGATIVA (R_f su V^-): sistema **stabile**

- Retroazione POSITIVA (R su V^+): sistema **bistabile**

★ Con retroazione POSITIVA: l'uscita si comporta come un generatore indipendente con valore $V_{out} = \pm V_{sat}$

★ REGOLA D'ORO - Riconoscimento:

- V_{out} rientra su $V^+ \Rightarrow$ Trigger di Schmitt NON INVERTENTE
- V_{out} rientra su $V^- \Rightarrow$ Trigger di Schmitt INVERTENTE

△ ATTENZIONE: In entrambi i casi **NON** applicare le regole della retroazione negativa ($V^+ = V^-$, $I^+ = I^- = 0$)!
⇒ Usare analisi con $V_{out} = \pm V_{sat}$

OpAmp "Rail-to-Rail":

L'uscita può raggiungere **esattamente** le tensioni di alimentazione:

$$V_{sat}^+ = +V_{DD} \quad V_{sat}^- = -V_{SS} \quad (\text{o } 0V \text{ se singola alim.})$$

OpAmp standard: $V_{sat} \approx V_{alim} - 1V \div 2V$

⇒ Nei trigger, se "rail-to-rail": usare $\pm V_{DD}$ nelle formule soglie

Trigger di Schmitt - Tabella Comparativa

Trigger di Schmitt - Regola Base

★ **REGOLA UNIVERSALE** (vale SEMPRE):

Condizione	Uscita
$V^+ > V^-$	$V_{out} = +V_{sat}$ (HIGH)
$V^+ < V^-$	$V_{out} = -V_{sat}$ (LOW)

⇒ Questa regola vale per **qualsiasi** OpAmp!

★ **TABELLA COMPARATIVA INV vs NON INV:**

Tipo	$V_{in} \uparrow$	$V_{in} \downarrow$
INV	$V_{out} \rightarrow -V_{sat}$	$V_{out} \rightarrow +V_{sat}$
NON INV	$V_{out} \rightarrow +V_{sat}$	$V_{out} \rightarrow -V_{sat}$

Perché?

- **INV:** V_{in} entra su V^- , quindi $V_{in} \uparrow \Rightarrow V^- \uparrow \Rightarrow V^- > V^+ \Rightarrow$ LOW
- **NON INV:** V_{in} entra su V^+ , quindi $V_{in} \uparrow \Rightarrow V^+ \uparrow \Rightarrow V^+ > V^- \Rightarrow$ HIGH

△ SCHEMA MENTALE:

1. Guarda dove entra V_{in} (V^+ o V^- ?)
2. Se V_{in} sale, quel terminale sale
3. Applica regola: $V^+ > V^- \Rightarrow$ HIGH, $V^+ < V^- \Rightarrow$ LOW
⇒ L'uscita "segue" chi vince tra V^+ e V^- !

Trigger di Schmitt - Funzionamento

Come Funziona il Trigger di Schmitt

INVERTENTE (V_{in} su V^- , feedback su V^+)

Idea: L'ingresso "combatte" contro la retroazione positiva.

- V_{in} basso $\Rightarrow V^- < V^+ \Rightarrow V_{out} = +V_{sat}$
La retroazione porta $V^+ = +V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2} = V_{TH}$
 - V_{in} sale e supera $V_{TH} \Rightarrow V^- > V^+ \Rightarrow$ COMMUTA!
 $V_{out} = -V_{sat} \Rightarrow$ ora $V^+ = V_{TL}$ (soglia si abbassa!)
 - V_{in} scende sotto $V_{TL} \Rightarrow V^- < V^+ \Rightarrow$ COMMUTA!
- Comportamento:** $V_{in} \uparrow \Rightarrow V_{out} \downarrow$ (invertente!)

NON INVERTENTE (V_{in} e feedback entrambi su V^+)

Idea: Ingresso e retroazione si "sommano" su V^+ .

- V_{in} basso $\Rightarrow V^+$ basso $\Rightarrow V^+ < V^- \Rightarrow V_{out} = -V_{sat}$
Retroazione "tira giù" ancora di più V^+
 - V_{in} sale abbastanza da vincere retroazione negativa:
 $V^+ > V^- \Rightarrow$ COMMUTA! $V_{out} = +V_{sat}$
Ora retroazione "aiuta" a tenere V^+ alto
 - V_{in} deve scendere molto per ricommutare
- Comportamento:** $V_{in} \uparrow \Rightarrow V_{out} \uparrow$ (non invertente!)

Perché c'è isteresi?

La retroazione positiva sposta la soglia dopo ogni commutazione!

- Dopo $V_{out} = +V_{sat}$: soglia diventa V_{TH} (alta)
 - Dopo $V_{out} = -V_{sat}$: soglia diventa V_{TL} (bassa)
- \Rightarrow Servono variazioni più grandi di V_{in} per commutare \Rightarrow immunità al rumore

Trigger di Schmitt - Caratteristica

Disegno Caratteristica V_{out} vs V_{in}

★ REGOLE FONDAMENTALI:

1. $V_{in} < V_{TL}$ E $V_{in} < V_{TH}$ (sotto entrambe):
 $\Rightarrow V_{out}$ è determinata (HIGH o LOW)
2. $V_{in} > V_{TL}$ E $V_{in} > V_{TH}$ (sopra entrambe):
 $\Rightarrow V_{out}$ è determinata (opposta al caso 1)
3. $V_{TL} < V_{in} < V_{TH}$ (fra le due soglie):
 $\Rightarrow V_{out}$ mantiene il valore precedente

Regola pratica:

"Per commutare devo attraversare la soglia più lontana"
 \Rightarrow Da HIGH: devo scendere sotto V_{TL}
 \Rightarrow Da LOW: devo salire sopra V_{TH}

Esempio con ingresso triangolare:

1. Partenza: V_{in} molto basso $\Rightarrow V_{out}$ determinata
2. V_{in} sale, supera V_{TL} : nessuna commutazione
3. V_{in} supera V_{TH} : COMMUTA!
4. V_{in} scende, rientra sotto V_{TH} : nessuna commutazione
5. V_{in} scende sotto V_{TL} : COMMUTA!

★ METODO DI ANALISI TRIGGER:

1. Riconoscere che è retroazione positiva:
 V_{out} torna su V^+ ? \Rightarrow È un Trigger di Schmitt!
2. Calcolare V^+ e V^- in funzione di V_{in} e V_{out}
(usare partitore/sovraposizione)
3. Trovare le soglie: valori di V_{in} per cui $V^+ = V^-$
 \Rightarrow Con $V_{out} = +V_{sat}$: trovo V_{TH}
 \Rightarrow Con $V_{out} = -V_{sat}$: trovo V_{TL}

Calcolo V^+ con sovrapposizione:

Trigger NON INV (V^- a massa):
 V^- non influisce su V_{out} (contributo = 0)
 \Rightarrow Calcolare solo contributo di V_{in} e V_{out} su V^+

Trigger di Schmitt - Calcolo Soglie

Calcolo Dettagliato delle Soglie

INVERTENTE (V_{in} su V^- , R_1-R_2 su V^+)

Passo 1: $V^- = V_{in}$ (collegamento diretto)

Passo 2: $V^+ =$ partitore tra V_{out} e massa:

$$V^+ = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Passo 3: Soglia quando $V^+ = V^-$:

$$V_{in} = V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Passo 4: Sostituisco $V_{out} = \pm V_{sat}$:

$$\Rightarrow V_{TH} = +V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{quando } V_{out} \text{ è HIGH})$$

$$\Rightarrow V_{TL} = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{quando } V_{out} \text{ è LOW})$$

NON INVERTENTE (V_{in} e V_{out} entrambi su V^+)

Passo 1: $V^- = 0$ (a massa)

Passo 2: V^+ con sovrapposizione:

$$V^+ = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Passo 3: Soglia quando $V^+ = V^- = 0$:

$$V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0$$

$$V_{in} = -V_{out} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

Passo 4: Sostituisco $V_{out} = \pm V_{sat}$:

$$\Rightarrow V_{TH} = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{quando } V_{out} \text{ è LOW, per salire})$$

$$\Rightarrow V_{TL} = +V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{quando } V_{out} \text{ è HIGH, per scendere})$$

Nota: nel non invertente $V_{TL} > V_{TH}$ (soglie "invertite")

△ ATTENZIONE - V_{ref} generale:

Le soglie vanno sempre calcolate in funzione di V_{ref} !

Se V^- non è a massa ma a V_{ref} :

$$V^+ = V^- = V_{ref} \Rightarrow$$
 soglie traslate di V_{ref}

Con correnti di bias I_B : se presenti, possono modificare le tensioni sui nodi \Rightarrow ricalcolare le soglie tenendo conto della caduta $I_B \cdot R$

Trigger di Schmitt - Metodo Calcolo Soglie

★ METODO per Calcolare le Soglie

STEP 1: Identificare il tipo

- V_{in} entra su $V^- \Rightarrow$ INVERTENTE
- V_{in} entra su $V^+ \Rightarrow$ NON INVERTENTE

STEP 2: Scrivere le equazioni dei nodi

Per ogni ingresso (V^+ e V^-), scrivi la tensione:

- Se collegato diretto: $V = V_{sorgente}$
- Se partitore resistivo: usa sovrapposizione

Sovrapposizione (nodo con più sorgenti):

$$V_{nodo} = \sum_i V_i \cdot \frac{R_{eq,i}}{R_{tot}}$$

dove $R_{eq,i}$ = parallelo di tutte le R **tranne** quella verso V_i

STEP 3: Imporre la condizione di commutazione

La commutazione avviene quando:

$$V^+ = V^-$$

Sostituisci le equazioni dello Step 2 e risovi per V_{in}

STEP 4: Calcolare V_{TH} e V_{TL}

Nell'equazione $V^+ = V^-$ compare V_{out} :

- Metti $V_{out} = +V_{sat} \Rightarrow$ ottieni una soglia
- Metti $V_{out} = -V_{sat} \Rightarrow$ ottieni l'altra soglia

Quale è V_{TH} e quale V_{TL} ?

V_{TH} = soglia da superare **salendo**

V_{TL} = soglia da superare **scendendo**

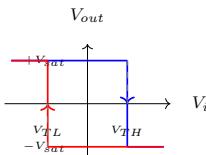
△ VERIFICA FINALE:

- INV: $V_{TH} > V_{TL}$ (soglie "normali")
- NON INV: $V_{TL} > V_{TH}$ (soglie "invertite" nel nome!)
- Isteresi: $\Delta V = |V_{TH} - V_{TL}|$

Trigger di Schmitt - Grafici Isteresi

Grafici Caratteristica e Isteresi

INVERTENTE: (ciclo percorso in senso antiorario)



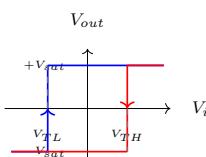
→ Blu: V_{in} sale \Rightarrow a V_{TH} commuta da HIGH a LOW

← Rosso: V_{in} scende \Rightarrow a V_{TL} commuta da LOW a HIGH

★ Come DISEGNARE (INV):

1. Disegno linea ROSSA da SOPRA a SOTTO (partendo da $+V_{sat}$)
2. Completo con isteresi alla sua DESTRA

NON INVERTENTE: (ciclo percorso in senso orario)



→ Blu: V_{in} sale \Rightarrow a V_{TH} commuta da LOW a HIGH

← Rosso: V_{in} scende \Rightarrow a V_{TL} commuta da HIGH a LOW

★ Come DISEGNARE (NON INV):

1. Disegno linea BLU da BASSO ad ALTO (partendo da $-V_{sat}$)
2. Completo con isteresi alla sua DESTRA

Cos'è l'ISTERESI?

È la "memoria" del sistema: l'uscita dipende non solo dal valore attuale di V_{in} , ma anche dalla **storia passata**.

Graficamente: è il "rettangolo" tra le due soglie. L'uscita può essere HIGH o LOW nella zona $V_{TL} < V_{in} < V_{TH} \Rightarrow$ dipende da dove arrivo.

Ampiezza isteresi: $\Delta V = V_{TH} - V_{TL}$

A cosa serve: il rumore deve superare ΔV per causare commutazioni spurie \Rightarrow immunità al rumore!

★ REGOLA MNEMONICA per disegnare:

1. Guarda dove entra V_{in} :
 - Entra su $V^- \Rightarrow$ INVERTENTE
 - Entra su $V^+ \Rightarrow$ NON INVERTENTE
 2. Disegna la PRIMA transizione verticale:
 - INV: parto da SOPRA ($+V_{sat}$), scendo ↓ ("MENO inverte" \Rightarrow parto dal PIÙ)
 - NON INV: parto da SOTTO ($-V_{sat}$), salgo ↑ ("PIÙ non inverte" \Rightarrow parto dal MENO)
 3. La transizione avviene alla soglia PIÙ LONTANA:
 - Se parto da SOPRA \Rightarrow attraverso V_{TH} (soglia a destra)
 - Se parto da SOTTO \Rightarrow attraverso V_{TL} (soglia a sinistra)
- Regola: devo sempre attraversare la soglia **più lontana** dal mio punto di partenza!

ADC - Introduzione

ADC (Analog-to-Digital Converter)

Converte un segnale **analogico** (tensione) in un segnale **digitale** (word a N bit).

Input: Tensione analogica V_{in}

Output: Word digitale a N bit

Range di ingresso:

L'ADC può convertire **solo** tensioni nel range:

$$V_{SS} \leq V_{in} \leq V_{DD}$$

dove V_{SS} = tensione di alimentazione bassa, V_{DD} = tensione di alimentazione alta.

Principio di funzionamento:

L'ADC suddivide internamente il range $[V_{SS}, V_{DD}]$ in 2^N **intervalli** (livelli di quantizzazione).

Ogni tensione in ingresso viene "collocata" in uno di questi intervalli \Rightarrow associata a una word digitale.

Risoluzione: $\Delta V = \frac{V_{DD}-V_{SS}}{2^N}$

⚠ PROBLEMA: Segnale fuori range!

Se $V_{in} < V_{SS}$ o $V_{in} > V_{DD}$, l'ADC **non può convertire** correttamente!

Soluzione: Serve un **blocco di condizionamento** (amplificatore + offset) prima dell'ADC per adattare il segnale al range $[V_{SS}, V_{DD}]$.

Catena di Acquisizione

Catena di Acquisizione

Schema tipico per acquisire un segnale analogico:



1. Condizionamento (opzionale):

Amplificatore + offset per adattare V_{in} al range ADC

$$V_{out} = A \cdot V_{in} + V_{offset}$$

2. Sample & Hold (S&H):

"Congela" il valore di V_{in} durante la conversione

3. ADC:

Converte la tensione "congelata" in word digitale

Perché serve il S&H?

L'ADC impiega un **tempo finito** per convertire. Se V_{in} varia durante la conversione, il risultato è **errato**!

\Rightarrow Il S&H "memorizza" il valore all'istante di campionamento

★ Semplificazione S&H:

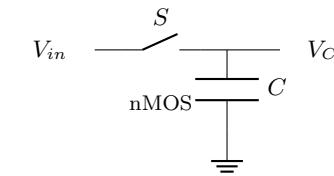
In prima approssimazione il S&H **non introduce offset né guadagno**.

\Rightarrow Per l'**adattamento** tra V_{in} e ADC, il S&H si considera come un **filo** (passa la tensione inalterata).

Sample & Hold

Sample & Hold (S&H)

Circuito che "memorizza" una tensione analogica.



Fase di SAMPLE (interruttore chiuso):

Il condensatore C si carica a V_{in}

$$V_C = V_{in}$$

Il condensatore "segue" le variazioni di V_{in}

Fase di HOLD (interruttore aperto):

L'interruttore si apre \Rightarrow il condensatore **rimane carico** a $V_{in,0}$ (valore all'istante di apertura)

V_{in} può variare (es. oscillare a $V_{in,3}$), ma V_C **resta fermo** a $V_{in,0}$

\Rightarrow L'ADC converte con calma $V_{in,0}$ senza essere influenzato da oscillazioni!

★ È una MEMORIA ANALOGICA!

Il condensatore "ricorda" il valore di tensione all'istante del campionamento.

Perché C non si scarica in fase di HOLD?

- Verso **sinistra**: interruttore **aperto**!
- Verso **destra**: ingresso ADC ha **impedenza infinita** (idealemente)

\Rightarrow Nessun percorso di scarica $\Rightarrow V_C$ resta costante

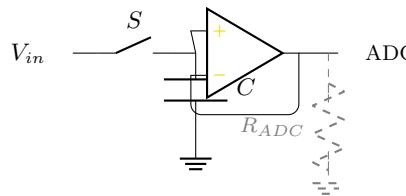
Implementazione tipica: nMOS (interruttore) + Condensatore

Sample & Hold con Buffer

Sample & Hold con Buffer

Nella realtà, l'ADC ha una resistenza finita verso GND \Rightarrow il condensatore si scaricherebbe lentamente!

Soluzione: Aggiungere un **OpAmp a guadagno 1** (buffer)



Come funziona:

- Il buffer ha guadagno 1: $V_{out} = V^+ = V_C$
 - L'ADC vede una **replica** della tensione sul condensatore
 - L'ingresso V^+ dell'OpAmp ha impedenza **infinita**
- \Rightarrow Il condensatore **non si scarica** anche se R_{ADC} è bassa!

Funzione del buffer:

Separa il condensatore dall'ADC (disaccoppiamento di impedenza)

- **Ingresso** buffer: impedenza ∞ (non carica C)
 - **Uscita** buffer: impedenza ≈ 0 (pilota R_{ADC})
- $\Rightarrow C$ "vede" impedenza infinita, ADC "vede" sorgente ideale

\triangle Senza buffer:

Se R_{ADC} fosse finita (anche alta), il condensatore si scaricherebbe lentamente attraverso R_{ADC} durante la fase di HOLD.

\Rightarrow Errore nella conversione (tensione che "calà" nel tempo)

ADC - Adattamento e Dinamica

Adattamento del Segnale (Fitting)

Obiettivo: Sfruttare al meglio l'**escursione** (dinamica) dell'ADC.

★ PROBLEMA TIPICO D'ESAME:

Dato un segnale $V_{in} \in [V_{in,min}, V_{in,max}]$, progettare il circuito di condizionamento per **mappare** il segnale sull'intero range ADC $[V_{SS}, V_{DD}]$.

Mappatura lineare:

Si vuole che:

- $V_{in,min} \rightarrow V_{SS}$
- $V_{in,max} \rightarrow V_{DD}$

Formula del condizionamento:

$$V_{ADC} = A \cdot V_{in} + V_{offset}$$

Guadagno:

$$A = \frac{V_{DD} - V_{SS}}{V_{in,max} - V_{in,min}}$$

Offset:

$$V_{offset} = V_{SS} - A \cdot V_{in,min}$$

oppure equivalentemente:

$$V_{offset} = V_{DD} - A \cdot V_{in,max}$$

Esempio:

$V_{in} \in [-1V, +3V]$, ADC con $V_{SS} = 0V$, $V_{DD} = 5V$

$$A = \frac{5-0}{3-(-1)} = \frac{5}{4} = 1.25$$

$$V_{offset} = 0 - 1.25 \cdot (-1) = 1.25V$$

$$\Rightarrow V_{ADC} = 1.25 \cdot V_{in} + 1.25V$$

Perché massimizzare la dinamica?

Se il segnale usa solo una **parte** del range ADC, si "sprecano" bit di risoluzione!

\Rightarrow Mappando su tutto il range si sfrutta la **massima risoluzione** disponibile.

ADC - Metodo Calcolo V_{REF}

Calcolo V_{REF} per Adattamento

★ METODO DI CALCOLO:

1. Calcolare V_{ADC} in funzione di V_{in} e V_{REF}
2. Imporre le condizioni di mappatura:
 - $V_{in} = V_{in,min} \Rightarrow V_{ADC} = V_{SS}$
 - $V_{in} = V_{in,max} \Rightarrow V_{ADC} = V_{DD}$
3. Risolvere il sistema per trovare V_{REF}

★ REGOLE per il calcolo di V_{ADC} :

Sample & Hold: considerarlo come un **filo**!

(S&H influisce solo in fase di conversione, non modifica il mapping ingresso/uscita)

Condensatore: diventa un **aperto**!

(Stiamo studiando l'accoppiamento I/O, non il comportamento in frequenza \Rightarrow siamo in **DC** $\Rightarrow s = 0 \Rightarrow C$ aperto)

Buffer (OpAmp guadagno 1): $V_{out} = V^+$

Calcolo V_{ADC} con sovrapposizione:

Se il circuito ha V_{in} e V_{REF} :

$$V_{ADC} = \underbrace{f_1(V_{in})}_{\text{contributo } V_{in}} + \underbrace{f_2(V_{REF})}_{\text{contributo } V_{REF}}$$

Procedimento:

1. Spegni V_{REF} ($= 0V$) \Rightarrow calcola contributo di V_{in}
2. Spegni V_{in} ($= 0V$) \Rightarrow calcola contributo di V_{REF}
3. Somma i due contributi

\triangle RICORDA:

- Il secondo OpAmp (buffer) ha sempre **guadagno 1**
- Non stai facendo analisi in frequenza \Rightarrow NO Bode, NO poli/zeri
- È come calcolare la caratteristica statica (tipo esercizi con diodi)

ADC - Buffer e Errore Statico

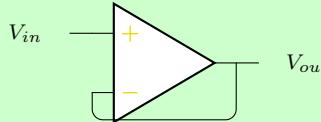
Buffer prima dell'ADC - Errore Statico

Buffer = Sample & Hold in analisi statica

In analisi statica, il S&H si riduce solo all'**OpAmp** (il condensatore è aperto, l'interruttore è un filo).

⇒ "Buffer" è un altro nome per il circuito S&H quando lo analizzi in DC.

★ Buffer di tensione (Voltage Follower):



Configurazione: V^- collegato direttamente a V_{out}

$$A_v = 1 \Rightarrow V_{out} = V_{in}$$

Ricordalo a memoria per risparmiare conti!

△ Errore statico massimo di guadagno:

Se l'esercizio chiede l'errore dovuto a variazione del guadagno A_0 del buffer:

★ SEI SEMPRE IN ANALISI STATICÀ!

⇒ NON introdurre poli/zeri a meno che l'esercizio lo richieda esplicitamente!

Assumi che il buffer non abbia singolarità (né poli né zeri).

Guadagno reale del buffer:

Con guadagno ad anello aperto finito A_0 :

$$G_{reale} = \frac{A_0}{1 + A_0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0}}$$

Errore rispetto al guadagno ideale (=1):

$$\varepsilon = |G_{ideale} - G_{reale}| = \left| 1 - \frac{A_0}{1 + A_0} \right| = \frac{1}{1 + A_0}$$

Se $A_0 \gg 1$: $\varepsilon \approx \frac{1}{A_0}$

★ TRUCCO VELOCE - Buffer:

Per il buffer (follower): $G_{loop} = -A_0$

Quindi posso usare direttamente la formula generale:

$$G_{reale} = \frac{G_{ideale}}{1 - \frac{1}{G_{loop}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{A_0}}$$

⇒ Non serve tagliare l'anello e introdurre generatore di test!

ADC - Richieste Tipiche d'Esame

Richieste Tipiche d'Esame - Errori

Le domande più frequenti sul calcolo degli errori nella catena di acquisizione:

1. Errore dovuto a GUADAGNO FINITO

L'OpAmp (buffer) ha A_0 finito invece di ∞ .

Procedimento:

- Calcola $G_{reale} = \frac{1}{1 + 1/A_0}$
- $V_{ADC,R} = V_{ADC,id} \cdot G_{reale}$
- $\varepsilon = |V_{ADC,R} - V_{ADC,id}|$

Il caso peggiore è quando $V_{ADC,id}$ è massimo!

2. Errore dovuto a V_{OS}

Uno o più OpAmp hanno tensione di offset.

Procedimento:

- Sovrapposizione: spegni tutte le sorgenti tranne V_{OS}
- Calcola il contributo di V_{OS} all'uscita
- Se ci sono più OpAmp: somma i contributi

Tip: V_{OS} sul buffer si propaga direttamente con guadagno ≈ 1

3. Errore dovuto a CORRENTE DI BIAS

L'OpAmp ha corrente I_B entrante o uscente negli ingressi.

Procedimento:

- Identifica su quale morsetto scorre I_B (V^+ o V^-)
- Trova la resistenza vista da quel morsetto
- Calcola la caduta: $\Delta V = I_B \cdot R_{eq}$
- Propaga l'errore all'uscita

Attenzione al verso! Entrante vs uscente cambia il segno.

★ FORMULA FINALE - Tutti i casi:

$$\varepsilon_{max}[\text{LSB}] = \frac{\varepsilon_{max}}{FSR} = \frac{\varepsilon_{max} \cdot 2^N}{FSR}$$

dove: $FSR = V_{DD} - V_{SS}$, N = bit dell'ADC

Caso peggiore: Valuta ε quando V_{in} è al suo estremo (min o max).

△ ERRORI COMBINATI:

Se l'esercizio chiede errore totale con guadagno finito + V_{OS} + I_B :

⇒ Usa sovrapposizione! Calcola ogni contributo separatamente.

⇒ Per il caso peggiore: somma i valori assoluti (worst case).

ADC - Errore da I_B nel S&H

Errore da I_B nel Sample & Hold

L'errore da corrente di bias va analizzato **separatamente** nelle due fasi!

FASE di SAMPLE (switch chiuso):

Lo switch è chiuso \Rightarrow il condensatore è collegato alla sorgente.

Verifica: La corrente I_B causa variazione di V_{ADC} ?

\Rightarrow Spesso NO! La sorgente "forza" la tensione sul condensatore, I_B non ha effetto su V_{ADC} .

(Dipende dalla topologia: analizza caso per caso)

FASE di HOLD (switch aperto):

Lo switch si apre \Rightarrow il condensatore è **isolato**.

Idealmente: V_{ADC} rimane costante al valore campionato.

Con I_B : La corrente di bias del buffer **carica/scarica** il condensatore!

$\Rightarrow V_{ADC}$ **deriva** (drift) nel tempo!

★ Formula della DERIVA:

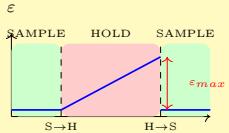
Carica del condensatore a corrente costante:

$$\Delta V = \frac{I_B \cdot T_{hold}}{C_H}$$

dove:

- I_B = corrente di bias (entrante o uscente)
- T_{hold} = durata della fase di hold
- C_H = capacità del condensatore di hold

★ Andamento dell'ERRORE nel tempo:



- Transizione S→H: errore = 0 (appena campionato)
- Durante HOLD: errore **cresce** linearmente
- **Errore MASSIMO:** appena **prima** di tornare in SAMPLE!

★ ERRORE MASSIMO:

$$\varepsilon_{max} = \frac{I_B \cdot T_{hold}}{C_H}$$

L'errore è massimo alla fine della fase di hold (dopo tempo T_{hold}).

★ DIMENSIONAMENTO di C_H :

Se viene chiesto: "Dimensionare C_H per avere $\varepsilon < \varepsilon_{spec}$ "

Dalla formula: $\varepsilon_{max} = \frac{I_B \cdot T_{hold}}{C_H} < \varepsilon_{spec}$

$$C_H > \frac{I_B \cdot T_{hold}}{\varepsilon_{spec}}$$

Se ε_{spec} è dato in LSB:

$$C_H > \frac{I_B \cdot T_{hold}}{\varepsilon_{spec}}$$

S&H - Comando nMOS

Tensioni di Comando nMOS nel S&H

L'nMOS funge da interruttore: va dimensionato V_G per le fasi ON/OFF.



Premessa importante:

- V_B (sinistra) e V_γ (destra, verso buffer) oscillano nel range ADC
- Non sappiamo quale sia Source e quale Drain (dipende dal verso della corrente durante carica/scarica di C)
- **Negli nMOS:** Source è il terminale a tensione **più bassa**

\Rightarrow Consideriamo i **casi peggiori** agli estremi del range!

★ nMOS ON (fase SAMPLE):

Condizione: $V_{GS} > V_T$

$$V_G - V_S > V_T$$

Caso peggiore: V_S massima ($= V_{ADC,max}$)

Deve valere $\forall V_S$ nel range, quindi:

$$V_{SH,ON} > V_T + V_{ADC,max}$$

Ese: se $V_{ADC} \in [-5V, 0V]$ e $V_T = 0.5V$: $V_{SH,ON} > 0.5V$

★ nMOS OFF (fase HOLD):

Condizione: $V_{GS} < V_T$

$$V_G - V_S < V_T$$

Caso peggiore: V_S minima ($= V_{ADC,min}$)

Deve valere $\forall V_S$ nel range, quindi:

$$V_{SH,OFF} < V_T + V_{ADC,min}$$

Ese: se $V_{ADC} \in [-5V, 0V]$ e $V_T = 0.5V$: $V_{SH,OFF} < -4.5V$

★ RIASSUNTO:

Fase	Condizione	Caso peggiore
SAMPLE (ON)	$V_{GS} > V_T$	$V_S = V_{ADC,max}$
HOLD (OFF)	$V_{GS} < V_T$	$V_S = V_{ADC,min}$

$$V_{SH,ON} > V_T + V_{ADC,max}$$

$$V_{SH,OFF} < V_T + V_{ADC,min}$$

△ Perché questi casi peggiori?

- **ON:** Se V_S è alta, serve V_G ancora più alta per avere $V_{GS} > V_T$
- **OFF:** Se V_S è bassa, anche una V_G bassa potrebbe dare $V_{GS} > V_T$ (accensione indesiderata!)

S&H - Charge Injection

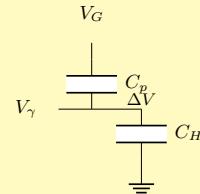
Errore da Charge Injection

Quando l'nMOS passa da ON a OFF, la carica nel canale viene "miettata" nel condensatore!

Cosa succede fisicamente:

- L'nMOS in conduzione ha un **canale** formato da cariche
- Quando V_G scende (transizione ON→OFF), il canale si "distrugge"
- Le cariche del canale devono andare da qualche parte!
- Una parte va verso il condensatore $C_H \Rightarrow$ **errore**

Modello a capacità parassite:



C_p = capacità parassita Gate-Canale dell'nMOS

C_H = capacità di hold

★ FORMULA del Charge Injection:

$$\Delta V = \Delta V_G \cdot \frac{C_p}{C_p + C_H}$$

dove:

- ΔV = errore sulla tensione di hold
- ΔV_G = escursione del gate (da $V_{SH,ON}$ a $V_{SH,OFF}$)
- C_p = capacità parassita gate-canale dell'nMOS
- C_H = capacità del condensatore di hold

Interpretazione fisica:

È un **partitore capacitivo!**

La variazione ΔV_G si ripartisce tra C_p e C_H :

- Se $C_H \gg C_p$: $\Delta V \approx 0$ (errore piccolo)
 - Se $C_H \ll C_p$: $\Delta V \approx \Delta V_G$ (errore grande!)
- ⇒ Serve C_H **grande** per minimizzare l'errore

★ Calcolo di ΔV_G (con SEGNO!):

Per l'nMOS, la transizione ON→OFF richiede di **abbassare** V_G :

$$\Delta V_G = V_{G,finale} - V_{G,iniziale} = V_{SH,OFF} - V_{SH,ON}$$

Esempio: Se $V_{SH,ON} = +12V$ e $V_{SH,OFF} = -12V$:

$$\Delta V_G = -12V - (+12V) = -24V$$

⇒ ΔV è **NEGATIVO** ⇒ tensione su C_H scende!

△ Perché NEGATIVO per nMOS?

- Per **spegner** un nMOS devo **abbassare** V_G
 - V_G scende ⇒ $\Delta V_G < 0$
 - Il charge injection **sottrae** carica a C_H
- ⇒ La tensione sul condensatore **diminuisce**!

★ ATTENZIONE alla terminologia!

GUIDA - Riconoscere Configurazioni (1/2)

GUIDA: Riconoscere le Configurazioni OpAmp

★ PASSO 1: C'è retroazione?

Parti da V_{out} : esiste un percorso verso V^+ o V^- ?

- NO \Rightarrow vai a **COMPARATORE**
- SÌ, verso V^- \Rightarrow vai a **RETROAZ. NEGATIVA**
- SÌ, verso V^+ \Rightarrow vai a **RETROAZ. POSITIVA**

COMPARATORE (no retroazione)

L'OpAmp è in **anello aperto** \Rightarrow **SATURA sempre!**

- $V^+ > V^- \Rightarrow V_{out} = +V_{sat}$
- $V^+ < V^- \Rightarrow V_{out} = -V_{sat}$

C'è una V_{ref} su un morsetto?

- SÌ \Rightarrow Comparatore a **SINGOLA soglia**
Soglia = V_{ref}
- NO \Rightarrow Comparatore semplice (soglia = 0V o altra)

RETROAZIONE NEGATIVA (V_{out} torna su V^-)

L'OpAmp **NON** **satura**, lavora in zona **lineare**.

Vale: $V^+ = V^-$ e $I^+ = I^- = 0$

Il collegamento V^- a V_{out} è **DIRETTO**?

- SÌ (filo diretto) \Rightarrow **BUFFER** (inseguito)
 $A_v = 1$, usato nel S&H
- NO (c'è R_f) \Rightarrow **Amplificatore**
Vai al PASSO 2

PASSO 2: Dove entra V_{in} ? (se amplificatore)

- V_{in} entra su V^- (attraverso R_1) \Rightarrow **INVERTENTE**
 $A_v = -\frac{R_f}{R_1}$
- V_{in} entra su $V^+ \Rightarrow$ **NON INVERTENTE**
 $A_v = 1 + \frac{R_f}{R_1}$
- Più ingressi su $V^- \Rightarrow$ **SOMMATORE**
 $V_{out} = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots \right)$

GUIDA - Riconoscere Configurazioni (2/2)

RETROAZIONE POSITIVA (V_{out} torna su V^+)

L'OpAmp **SATURA sempre!** Sistema **bistabile**.

NON vale $V^+ = V^-$

\Rightarrow È un **TRIGGER DI SCHMITT** (comparatore a doppia soglia / isteresi)

Dove entra V_{in} ?

- V_{in} entra su $V^- \Rightarrow$ Trigger **INVERTENTE**
Ciclo percorso in senso **antiorario**
- V_{in} entra su $V^+ \Rightarrow$ Trigger **NON INVERTENTE**
Ciclo percorso in senso **orario**

★ SCHEMA RIASSUNTIVO:

Config.	Retroaz.	Satura?
Comparatore	Nessuna	SÌ
Buffer	Neg. (diretto)	NO
Invertente	Neg. (R_f)	NO
Non Inv.	Neg. (R_f)	NO
Sommatore	Neg. (R_f)	NO
Trigger Schmitt	Positiva	SÌ

△ TRUCCHI VELOCI:

- Vedi R_f che va su V^- ? \Rightarrow Amplificatore (non satura)
- Vedi R che va su V^+ da V_{out} ? \Rightarrow Trigger (satura)
- Vedi filo diretto $V^- \rightarrow V_{out}$? \Rightarrow Buffer
- Non vedi nulla che torna indietro? \Rightarrow Comparatore (satura)
- Vedi condensatore + switch prima dell'OpAmp? \Rightarrow S&H

★ FLOWCHART VELOCE:

1. Retroazione?
NO \rightarrow COMPARATORE (satura)
SÌ \rightarrow 2. Dove va?
2. Verso V^+ o V^- ?
 $V^+ \rightarrow$ TRIGGER (satura)
 $V^- \rightarrow$ 3. Diretto o con R?
3. Collegamento diretto?
SÌ \rightarrow BUFFER
NO \rightarrow AMPLIFICATORE (inv/non-inv)

Multivibratore Astabile (1/2)

Multivibratore Astabile con OpAmp

★ STRUTTURA:

- Trigger di Schmitt + rete RC in retroazione
- L'uscita oscilla tra $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$ **senza ingresso esterno**

• Il condensatore si carica/scarica attraverso la resistenza

Componenti tipici:

- R_1, R_2 : partitore per le soglie (V_{TH}, V_{TL})
- R, C : rete di timing (determinano il periodo)

★ FUNZIONAMENTO:

1. $V_{out} = +V_{sat} \Rightarrow C$ si carica verso $+V_{sat}$
 V_C sale fino a raggiungere V_{TH}
2. $V_C = V_{TH} \Rightarrow$ COMMUTA! $V_{out} = -V_{sat}$
Ora C si scarica verso $-V_{sat}$
3. V_C scende fino a raggiungere V_{TL}
4. $V_C = V_{TL} \Rightarrow$ COMMUTA! $V_{out} = +V_{sat}$
 \Rightarrow Il ciclo si ripete **indefinitamente!**

★ FORMULE DEL PERIODO:

Soglie (trigger invertente con V^- a massa tramite R_1):

$$V_{TH} = +V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad V_{TL} = -V_{sat} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Semiperiodo (tempo per andare da una soglia all'altra):

$$T_{1/2} = RC \cdot \ln \left(\frac{V_{sat} - V_{TL}}{V_{sat} - V_{TH}} \right)$$

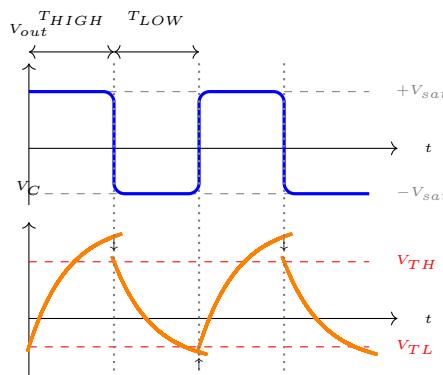
Se simmetrico ($V_{TH} = -V_{TL} = \beta V_{sat}$ con $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$):

$$T = 2RC \cdot \ln \left(\frac{1 + \beta}{1 - \beta} \right)$$

Frequenza: $f = \frac{1}{T}$

Multivibratore - Forme d'Onda

Grafici $V_{out}(t)$ e $V_C(t)$ Allineati



Lettura del grafico:

- Blu: V_{out} oscilla tra $\pm V_{sat}$
- Arancio: V_C oscilla tra V_{TL} e V_{TH}
- Rosso tratteggiato: soglie V_{TH}, V_{TL}
 \Rightarrow Quando V_C tocca una soglia, V_{out} commuta!

△ Nota: V_C ha andamento esponenziale, non lineare!
Il condensatore tenderebbe verso $\pm V_{sat}$ ma commuta prima.

Multivibratore Astabile (2/2)

Multivibratore Astabile - Calcoli

★ METODO DI CALCOLO DEL PERIODO:

Step 1: Calcola le soglie V_{TH} e V_{TL}

Step 2: Scrivi l'equazione di carica/scarica del condensatore:

$$V_C(t) = V_{final} + (V_{iniziale} - V_{final}) \cdot e^{-t/RC}$$

Step 3: Imponi $V_C(T_{1/2}) = V_{soglia}$ e risovi per $T_{1/2}$

Step 4: $T = T_{carica} + T_{scarica}$

★ DEFINIZIONE T_{HIGH} e T_{LOW} :

- T_{HIGH} : tempo per cui V_C va da V_{TL} a V_{TH}
(il condensatore si carica verso $+V_{sat}$)
- T_{LOW} : tempo per cui V_C va da V_{TH} a V_{TL}
(il condensatore si scarica verso $-V_{sat}$)

△ ATTENZIONE: il primo semiperiodo dipende da $V_C(0)!$

★ CASO SIMMETRICO - Duty Cycle 50%:

Se $|V_{TH}| = |V_{TL}|$ e $|+V_{sat}| = |-V_{sat}|$:

- $T_{HIGH} = T_{LOW} \Rightarrow$ onda quadra simmetrica
- Duty Cycle = 50%

Formula semplificata:

$$T = 2RC \cdot \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right) \quad \text{con } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

★ IMPORTANTE: Con alimentazione simmetrica ($+V_{DD} = -V_{SS}$), la frequenza NON dipende da V_{DD} ! Dipende solo da R, C e β .

△ PUNTI CRITICI DA RICORDARE:

- Il condensatore non si carica fino a V_{sat} !
 \Rightarrow Commuta prima, quando raggiunge la soglia
- V_{final} nell'esponenziale è $\pm V_{sat}$ (verso cui tenderebbe)
- $V_{iniziale}$ è la soglia appena superata
- Nel ln: argomento = $\frac{V_{final} - V_{iniziale}}{V_{final} - V_{final,soglia}}$

★ DIMENSIONAMENTO INVERSO:

Dato T (o f), trovare R e C :

1. Fissa β (tipicamente 0.5 $\Rightarrow R_1 = R_2$)

2. Calcola $RC = \frac{T}{2 \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)}$

3. Scegli C ragionevole, ricava $R = \frac{RC}{C}$

Multivibratore - Comutazione

Meccanismo di Comutazione

★ COME FUNZIONA LA COMMUTAZIONE:

Il condensatore C è collegato a V^- del trigger (invertente).

Durante T_{HIGH} ($V_{out} = +V_{sat}$):

- V_C si carica verso $+V_{sat}$ (sale)
- Quando V_C supera $V_{TH} \Rightarrow V^- > V^+$
- Il trigger commuta: $V_{out} \rightarrow -V_{sat}$

Durante T_{LOW} ($V_{out} = -V_{sat}$):

- V_C si scarica verso $-V_{sat}$ (scende)
- Quando V_C scende sotto $V_{TL} \Rightarrow V^- < V^+$
- Il trigger commuta: $V_{out} \rightarrow +V_{sat}$

★ PRIMO SEMIPERIODO - Dipende da $V_C(0)!$

Dati iniziali tipici: $V_C(0)$, $V_{out}(0)$

Caso 1: $V_{out}(0) = +V_{sat}$

- V_C parte da $V_C(0)$ e sale verso $+V_{sat}$
- Commuta quando raggiunge V_{TH}
- Tempo: $t_1 = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{sat}^+ - V_C(0)}{V_{sat}^+ - V_{TH}}\right)$

Caso 2: $V_{out}(0) = -V_{sat}$

- V_C parte da $V_C(0)$ e scende verso $-V_{sat}$
- Commuta quando raggiunge V_{TL}
- Tempo: $t_1 = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{sat}^- - V_C(0)}{V_{sat}^- - V_{TL}}\right)$

⇒ Il primo semiperiodo non è uguale ai successivi!

△ A REGIME:

Dopo il transitorio iniziale, V_C oscilla tra V_{TL} e V_{TH} .

⇒ Il periodo $T = T_{HIGH} + T_{LOW}$ è costante

Multivibratore Astabile - Esame (1/2)

Multivibratore Astabile - Domande Tipiche

a) Tracciare $V_C(t)$ da $t = 0$ a $t = T_{tot}$

Dati tipici: $V_C(0) = V_{DD}/2$, $V_{out}(0) = V_{SS}$

Metodo:

1. Calcola V_{TH} e V_{TL} (con le formule delle soglie)
2. Da $V_C(0)$, il condensatore va verso $V_{out}(0)$
3. Scrivi: $V_C(t) = V_{out} + (V_C(0) - V_{out}) \cdot e^{-t/RC}$
4. Trova t_1 tale che $V_C(t_1) = \text{soglia} \Rightarrow$ commuta!
5. Ripeti dal nuovo stato fino a $t = T_{tot}$

Grafico: esponenziali che "rimbalzano" tra V_{TH} e V_{TL}

b) Effetto dell'offset V_{off} sulla frequenza

L'offset **trasla** le soglie:

$$V'_{TH} = V_{TH} + V_{off} \quad V'_{TL} = V_{TL} + V_{off}$$

Conseguenze:

- Le soglie **non sono più simmetriche** rispetto a 0
- $T_{carica} \neq T_{scarica} \Rightarrow$ duty cycle $\neq 50\%$
- Il periodo totale **T cambia!**

Variazione relativa: $\frac{\Delta f}{f} = \frac{f' - f}{f}$

Ricalcola T' con le nuove soglie e confronta

c) Alimentazione asimmetrica ($V_{DD} \neq |V_{SS}|$)

Es: $V_{DD} = +10V$, $V_{SS} = -10V$ (simmetrico)

vs $V_{DD} = +10V$, $V_{SS} = -5V$ (asimmetrico)

Effetto:

- $+V_{sat} = V_{DD}$, $-V_{sat} = V_{SS}$ (rail-to-rail)
- $V_{TH} \neq |V_{TL}| \Rightarrow$ soglie asimmetriche
- $T_{carica} \neq T_{scarica}$

\Rightarrow Calcola **separatamente** i due semiperiodi!

Multivibratore Astabile - Esame (2/2)

Multivibratore Astabile - Domande Tipiche (cont.)

d) Raddoppiare f senza cambiare R_3 (resistenza timing)

Dalla formula: $T = 2R_3C \cdot \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$

Opzioni (se R_3 è fissa):

1. Dimezzare C : $C' = C/2$
 $\Rightarrow T' = T/2 \Rightarrow f' = 2f$ ✓
2. Modificare β : cambiare R_1 e/o R_2

Serve: $\ln\left(\frac{1+\beta'}{1-\beta'}\right) = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$

$$\Rightarrow \frac{1+\beta'}{1-\beta'} = \sqrt{\frac{1+\beta}{1-\beta}}$$

Ricava β' e poi R'_1/R'_2

Attenzione: β più piccolo = isteresi minore!

★ FORMULA GENERALE per semiperiodi:

Fase di carica ($V_{out} = +V_{sat}$, da V_{TL} a V_{TH}):

$$T_{carica} = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{sat}^+ - V_{TL}}{V_{sat}^+ - V_{TH}}\right)$$

Fase di scarica ($V_{out} = -V_{sat}$, da V_{TH} a V_{TL}):

$$T_{scarica} = RC \cdot \ln\left(\frac{V_{sat}^- - V_{TH}}{V_{sat}^- - V_{TL}}\right)$$

(Nota: V_{sat}^- è negativo, quindi attento ai segni!)

Periodo totale: $T = T_{carica} + T_{scarica}$

△ DUTY CYCLE:

$$D = \frac{T_{HIGH}}{T} = \frac{T_{carica}}{T_{carica} + T_{scarica}}$$

Se $D \neq 50\% \Rightarrow$ onda quadra **asimmetrica**