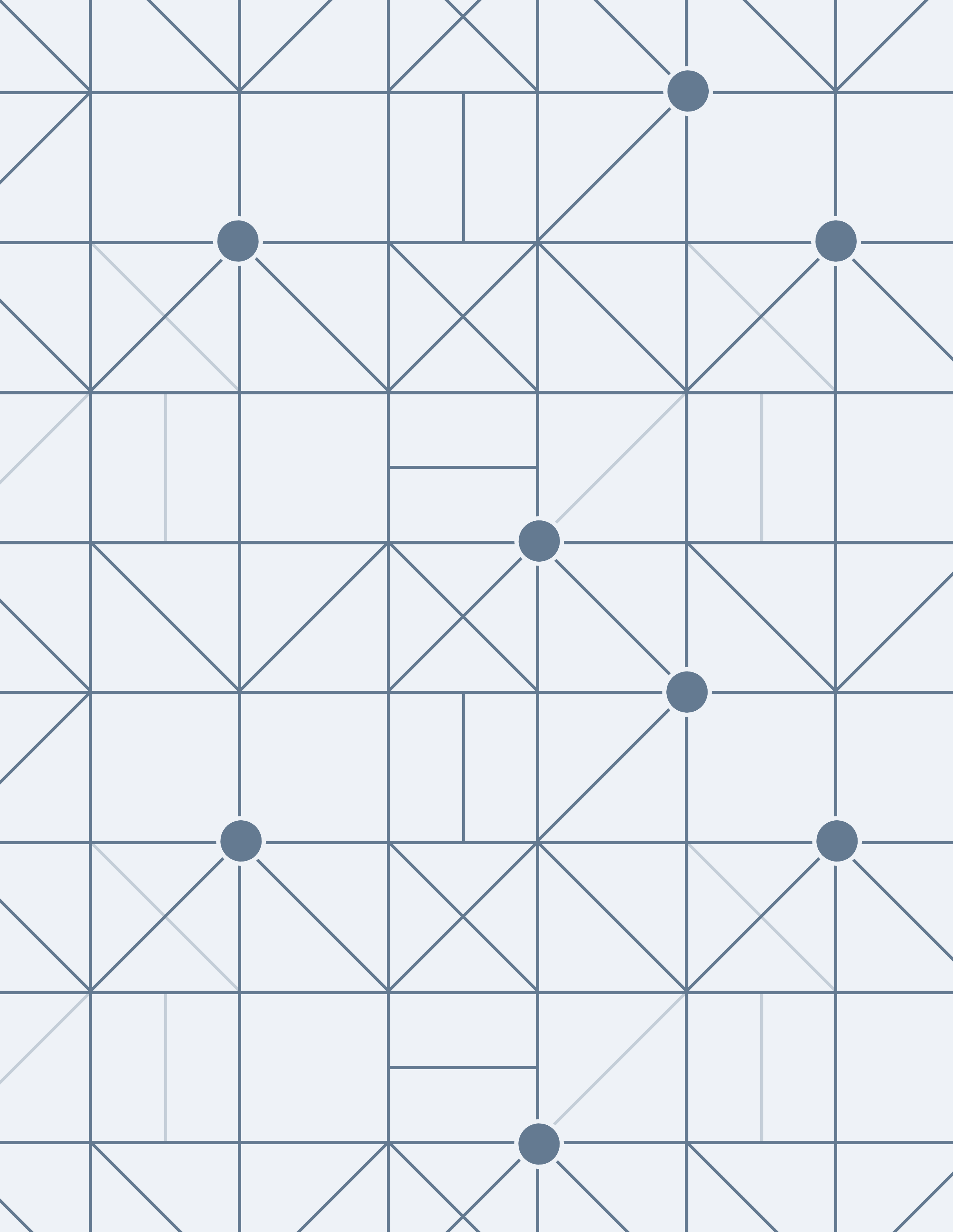
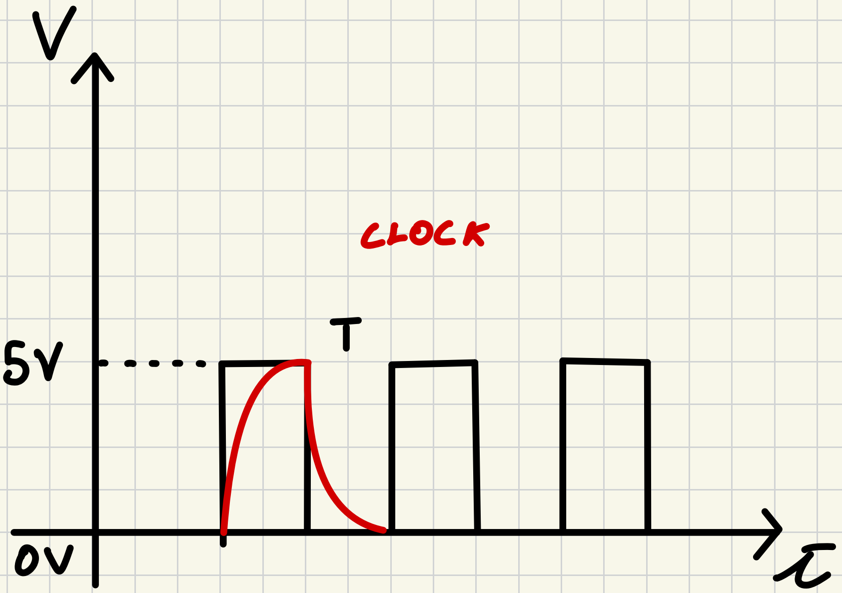


INTRODUZIONE

CORRENTE (AMPERE): FLUSSO DI CARICHE CHE SI MUOVONO IN UN CIRCUITO, NON È APPLICATO

POTENZIALE (VOLT): NON FLUISCE, È APPLICATO

LA POTENZA IN USCITA È SEMPRE MINORE DI QUELLA IN ENTRATA



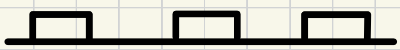
SE RIDUCO LE DIM RIDUCO ANCHE LE CAPACITÀ PARASSITE, E QUINDI AUMENTO LA VELOCITÀ (OLTRE AL n DI TRANSISTOR)

5V → bit = 1

0V → bit = 0

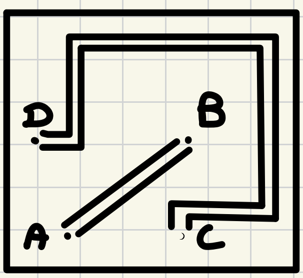
L'INVERSO DEL PERIODO È LA FREQUENZA → $f = \frac{1}{T}$

UN TRANSISTOR HA 3 ELETTRODI

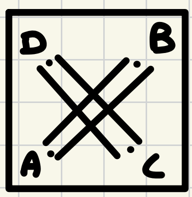


UN **ELETTRODO** È UNA CONGIUNZIONE TRA IL DISPOSITIVO E IL CIRCUITO ESTERNO

UN COLLEGAMENTO DEVE ESSERE DEL TIPO:

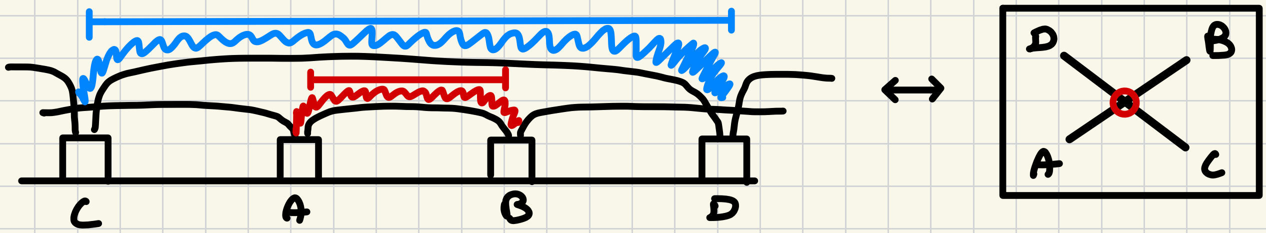


LE PISTE NON DEVONO INCROCIARSI



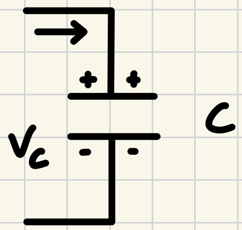
SBAGLIATO!

CON MILIONI DI NODI SI PROGETTA IL CIRCUITO A STRATI:



SONO DUE COLLEGAMENTI SU LIVELLI DIVERSI SEPARATI DA UN ISOLANTE

SI CREANO COSÌ MILIARDI DI CONDENSATORI $Q = \int I \, d\tau$



$V_C = \frac{Q}{C}$

LA CARICA ACCUMULATA DETERMINA LA TENSIONE NEL CONDENSATORE

SE LA f DEL SEGNALE AUMENTA (LA TENSIONE VARIA VELOCEMENTE) DIMINUISCE SEMPRE PIÙ L'EFFETTO ISOLANTE, FINO AD ARRIVARE AL CORTOCIRCUITO (LE PISTE VANNO IN CONTATTO TRA LORO)

IL PROBLEMA DEL RIDURRE SEMPRE DI PIÙ LE DIMENSIONI È LA MINOR CAPACITÀ DI DISSIPAZIONE DEL CALORE

QUINDI NELLA COSTRUZIONE DI UN CIRCUITO SONO IMPORTANTI:

- AREA DEL CHIP: MINORE È L'AREA E MEGLIO È
- POTENZA DISSIPATA: MINORE È MEGLIO. SI SCELGONO TECNOLOGIE CHE CONSUMANO POCA ENERGIA

SEGNALI

SENSORI E ATTUATORI

UN'INFORMAZIONE È UN SEGNALE ELETTRICO (CORRENTE O TENSIONE).
I SEGNALI FISICI NON POSSONO ESSERE LETTI DA UN CIRCUITO ELETTRICO. QUINDI QUESTI DEVONO ESSERE TRADOTTI IN SEGNALI ELETTRICI.
SI USANO DEI SENSORI. UNA VOLTA TRADOTTO IL SEGNALE FISICO IN ELETTRICO, QUESTO VIENE ELABORATO DA UNA SERIE DI MODULI FUNZIONALI, CHE DANNO IN USCITA UN SEGNALE DIGITALE. PER ESSERE FRUIBILE IL SEGNALE DIGITALE DEVE ESSERE TRASFORMATO IN SEGNALE FISICO ATTRAVERSO GLI ATTUATORI.

Sensori: esempi

- Termistori e termocoppie per la misura della temperatura.
- Fototransistori e fotodiodi per la misura della luce.
- Estensimetro e materiali piezoelettrici per la misura di forza.
- Potenziometri, sensori induttivi, codificatori di posizione per la misura di spostamenti.
- Generatori tachimetrici, accelerometri e sensori a effetto Doppler per misure di movimenti.
- Microfoni per la misura del suono.

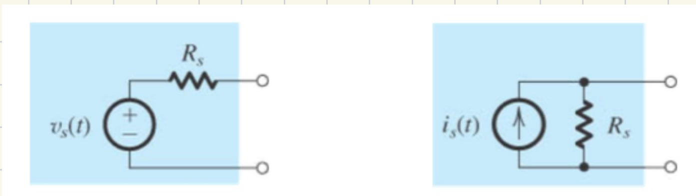
Attuatori: esempi

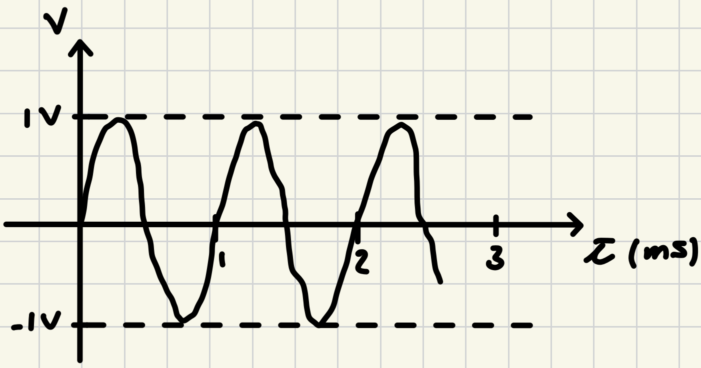
- Riscaldatori a resistenza ohmica per produrre calore.
- Diodi emettitori di luce e laser per controllare la luminosità.
- Solenoidi per produrre forze.
- Strumenti indicatori per mostrare spostamenti.
- Motori elettrici per produrre movimenti.
- Altoparlanti e trasduttori ultrasonici per produrre suoni.

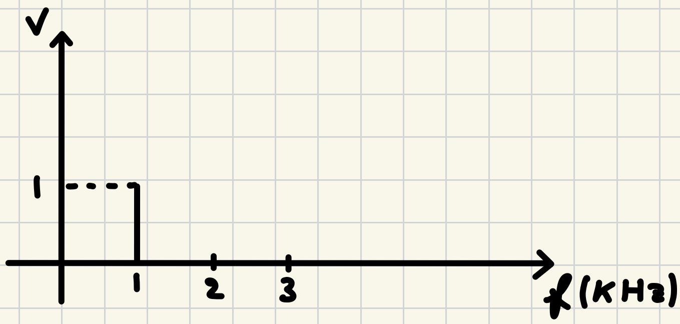
SEGNALI CONTINUI:

I SEGNALI ELETTRICI POSSONO ESSERE ESCLUSIVAMENTE VARIAZIONI DI TENSIONE O CORRENTE

PER GENERARE TALI SEGNALI SERVONO GENERATORI DI TENSIONE (SX) O GENERATORI DI CORRENTE (DX)



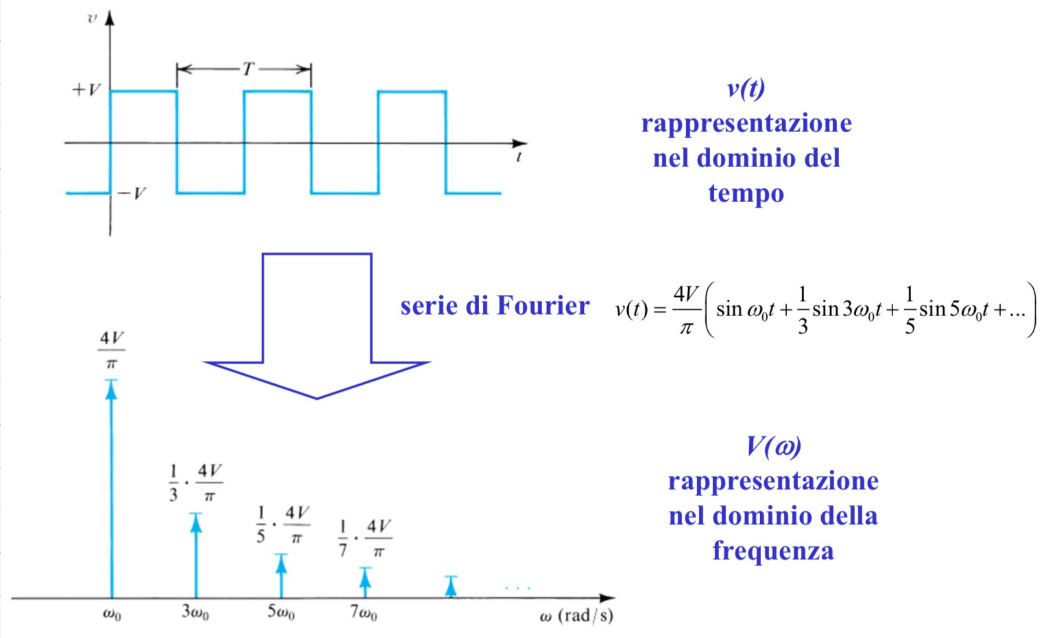




$V_a(\tau) = V_a \sin(\omega \tau)$ $\quad \omega = 2\pi f = 2\pi/T$ [rad/s] $\quad f = 1/T$ [Hz = 1/s]

STESSO SEGNALE IN FUNZIONE DI τ E f

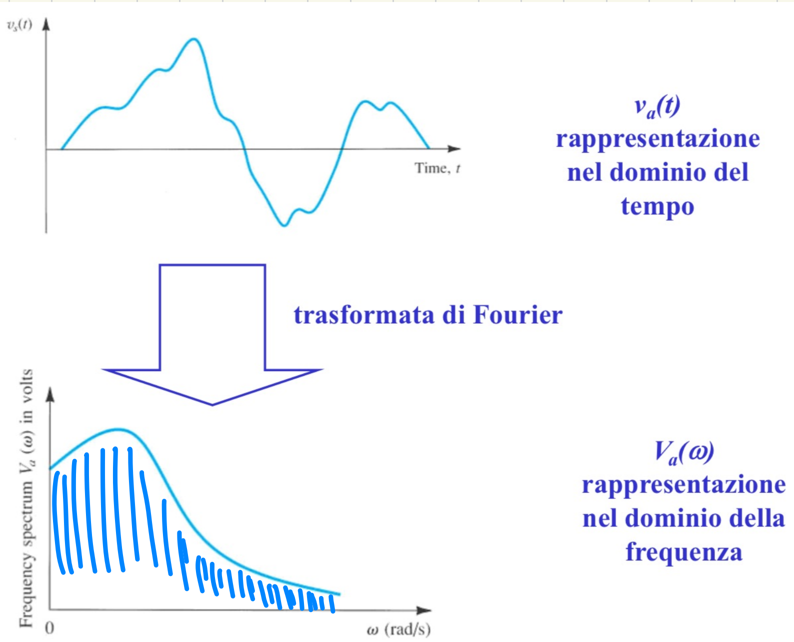
NELLA REALTÀ NON SI HANNO MAI SINUSOIDI PURE. LO SPETTRO IN f È UNA SERIE DI RIGHE VERTICALI SU PIÙ f



I CIRCUITI ELETTRICI POSSONO LAVORARE FINO AD UNA CERTA f, SOPRA LE QUALI I SEGNALI NON VENGONO VISTI DAL CIRCUITO. QUINDI SI PERDONO INFORMAZIONI AD ALTE f

SEGNALI NON PERIODICI:

POSSONO ESSERE VISTI COME SEGNALI PERIODICI CON T INFINITO

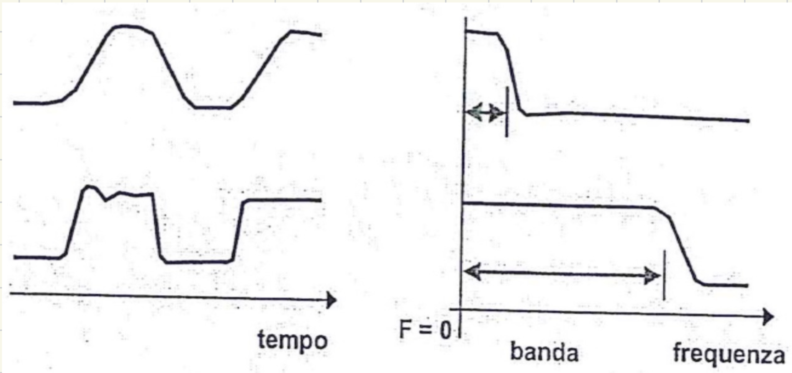


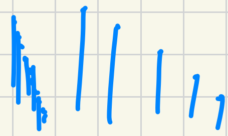
SE T INFINITO, LA DISTANZA TRA LE f TENDE A 0

LEGAME TEMPO-FREQUENZA:

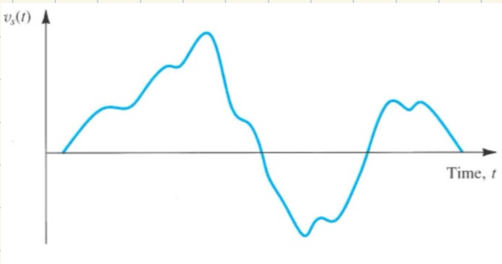
SE IL SEGNALE VARIA LENTAMENTE NEL TEMPO, SIGNIFICA CHE LA BANDA DEL SEGNALE È BASSA

SE IL SEGNALE VARIA VELOCEMENTE NEL TEMPO, SIGNIFICA CHE LA BANDA DEL SEGNALE PRENDE UNO SPETTRO PIÙ AMPIO DI f

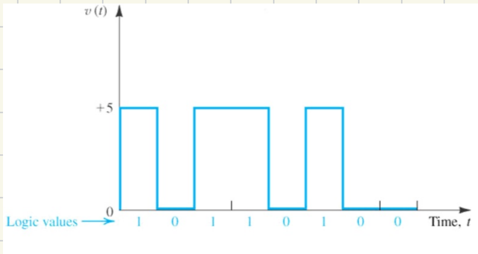




SEGNALI ANALOGICI E DIGITALI



segnale analogico



segnale digitale

IL **SEGNALE ANALOGICO** È CONTINUO:

- NEL TEMPO: DEFINITO $\forall$ ISTANTE DI t ENTRO UN CERTO INTERVALLO
- IN AMPIEZZA: PUÒ ASSUMERE QUALSIASI VALORE ENTRO UN CERTO INTERVALLO

I PARAMETRI CHE LO DEFINISCONO SONO:

- INTERVALLO DI AMPIEZZA: MAX E MIN DELL'AMPIEZZA (DINAMICA)
- CONTENUTO SPETTRALE: LIMITI DI BANDA E FORMA DELLO SPETTRO

IL **SEGNALE DIGITALE** È BINARIO:

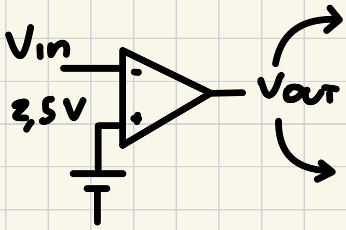
- CONTINUO NEL TEMPO: IN OGNI ISTANTE t TROVO UN VALORE DEL SEGNALE
- DISCRETO NELL'AMPIEZZA: ASSUME DEI DETERMINATI VALORI IN AMPIEZZA

RUMORE.

OGNI ELABORAZIONE EFFETTUATA DEL SEGNALE INTRODUCE DEL RUMORE, CHE NON TRASPORTA INFORMAZIONE UTILE, MA SI SOMMA AL SEGNALE ORIGINALE.

PER IL SEGNALE ANALOGICO, IL RUMORE RAPPRESENTA UNA DEGRADAZIONE NON RECUPERABILE DELL' INFORMAZIONE.

PER IL SEGNALE DIGITALE, LA DEGRADAZIONE DOVUTA AL RUMORE È RECUPERABILE, ATTRAVERSO UN COMPARATORE



SE $V_{in} > 2,5 \rightarrow V_{OUT} = 5V$

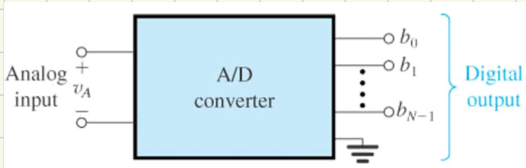
SE $V_{in} < 2,5 \rightarrow V_{OUT} = 0V$

CAMPIONANDO IL SEGNALE ED ESEGUENDO LA COMPARAZIONE SU OGNI CAMPIONE, SI PUÒ RICOSTRUIRE LA FORMA D'ONDA ORIGINALE

CONVERSIONE ANALOGICA / DIGITALE:

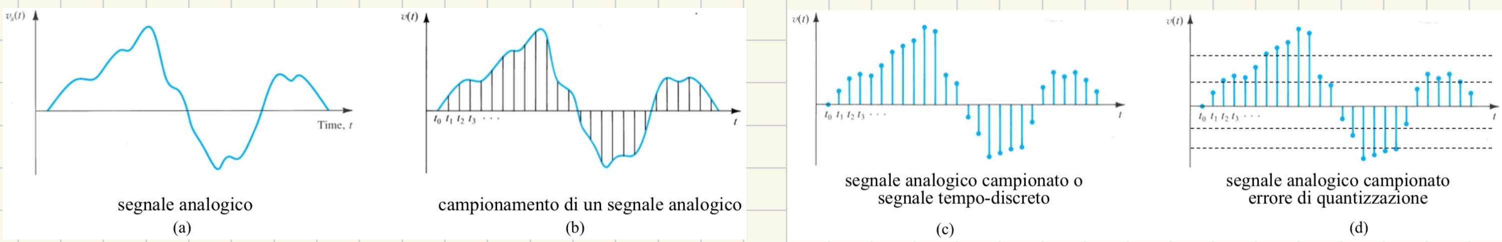
LA PRIMA TRASFORMAZIONE DEL SEGNALE VIENE ESEGUITA DAI SENSORI, PORTANO IL SEGNALE DA FISICO A ELETTRICO (SEMPRE ANALOGICO).

UN CONVERTITORE TRASFORMA IL SEGNALE ANALOGICO IN DIGITALE



1. SI ESEGUE UN CAMPIONAMENTO DEL SEGNALE AD ISTANTI DI TEMPO τ. IL VALORE DEL SEGNALE TRA UN CAMPIONAMENTO E L'ALTRO VIENE PERSO. QUINDI PIÙ IL TEMPO DI CAMPIONAMENTO È PICCOLO E PIÙ LA RAPPRESENTAZIONE SARÀ PRECISA

2. SI QUANTIZZA IL SEGNALE, CIOÈ SI DIVIDE L'ASSE Y IN n FASCE, IN BASE AI BIT DISPONIBILI, E SI ASSEGNA OGNI PUNTO DEL SEGNALE ALLA FASCIA PIÙ VICINA. PIÙ BIT SIGNIFICA MENO ERRORI. SE UN VALORE ANALOGICO È RAPPRESENTATO DA n bit, SERVONO $n \cdot \tau$ SECONDI PER SCRIVERLO. IL TEMPO DI CAMPIONAMENTO MINIMO DEVE QUINDI ESSERE MAGGIORE AL TEMPO DI LETTURA DI UNA PAROLA DI n bit



segnale analogico (a)

campionamento di un segnale analogico (b)

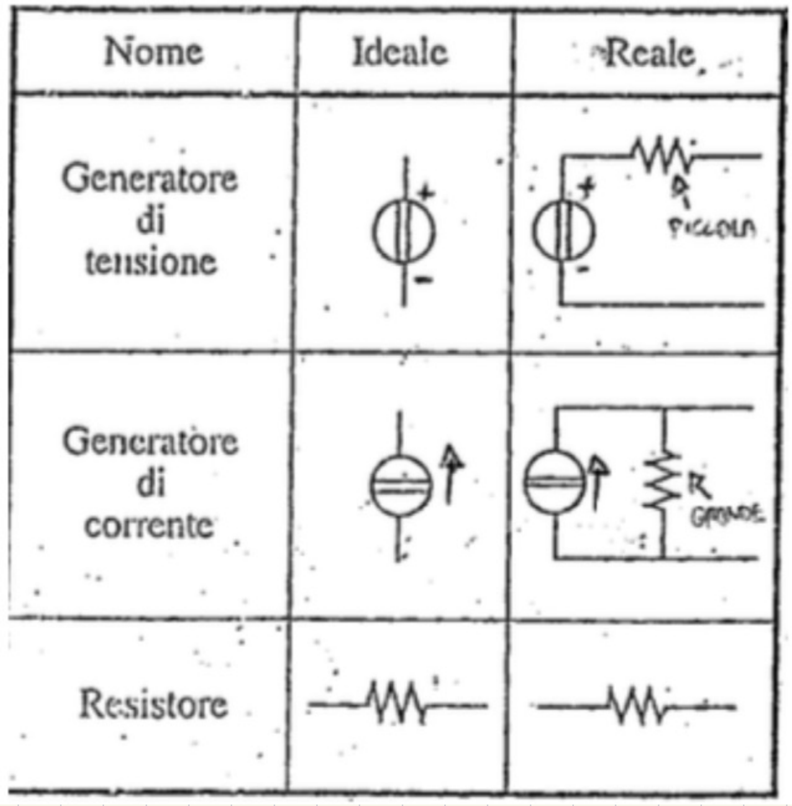
segnale analogico campionato o segnale tempo-discreto (c)

segnale analogico campionato errore di quantizzazione (d)

RICHIAMI TEORIA DEI CIRCUITI

BIPOLI LINEARI

I BIPOLI SONO DISPOTIVI CON DUE TERMINALI E LA RELAZIONE TRA LA CORRENTE TRA I TERMINALI E LA DIFFERENZA DI POTENZIALE SUGLI STESSI, È UNA RELAZIONE LINEARE



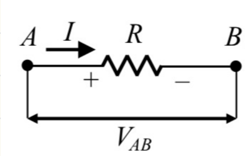
LA DIFFERENZA AI CAPI DEL GENERATORE (TENSIONE NOMINALE) È SEMPRE LA STESSA A PRESCINDERE DAL CARICO COLLEGATO AL GENER.

LA CORRENTE CHE SCORRE SPINTA DAL GEN È SEMPRE LA STESSA A PRESCINDERE DAL CARICO A CUI È COLLEGATO IL GENERATORE

BIPOLO LINEARE: LA DIFFERENZA DI POTENZIALI AI POLI E LA CORRENTE CHE SCORRE IN ESSO SONO LEGATI DALLA LEGGE DI OHM

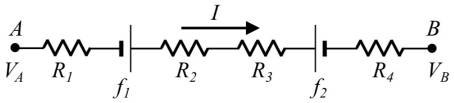
LEGGE DI OHM:

DESCRIVE LA RELAZIONE LINEARE CHE LEGA LA DIFFERENZA DI POTENZIALE AI CAPI DI UNA R E LA CORRENTE CHE SCORRE IN ESSA:



$$V_{AB} = V_A - V_B = R \cdot I$$

Legge di Ohm generalizzata



$$(V_A - V_B) + \sum_{ALG} f_i = \sum_{RAMO} R_i \cdot I$$

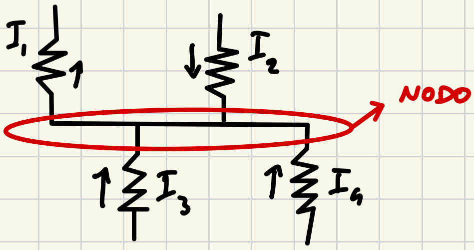
$$(V_A - V_B) + f_1 - f_2 = R_1 \cdot I + R_2 \cdot I + R_3 \cdot I + R_4 \cdot I$$

LEGGI DI KIRCHHOFF:

1. LEGGI DELLE CORRENTI - EQUAZIONE AL NODO

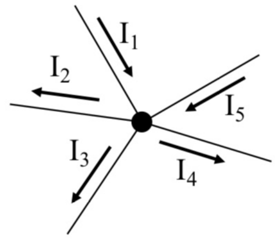
LA SOMMA ALGEBRICA DELLE CORRENTI ENTRANTI IN UN NODO È IDENTICAMENTE NULLA IN OGNI ISTANTE DI TEMPO, OSSIA LA SOMMA DELLE CORRENTI ENTRANTI È SEMPRE UGUALE A QUELLE USCENTI:

$$\sum I_j = 0$$



$$I_1 - I_2 - I_3 - I_4 + I_5 = 0$$

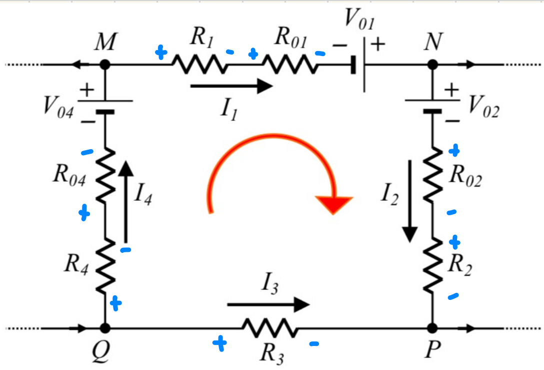
$$I_1 + I_5 = I_2 + I_3 + I_4$$



2. LEGGE DELLE TENSIONI · EQUAZIONE ALLA MAGLIA

LA SOMMA ALGEBRICA DELLE TENSIONI LUNGO QUALSIASI PERCORSO CHIUSO (MAGLIA) È IDENTICAMENTE NULLA IN OGNI ISTANTE DI TEMPO, OSSIA LA SOMMA DELLE FORZE ELETTROMOTRICI PRESENTI NELLA MAGLIA DEVONO EQUILIBRARE LE VARIE CADUTE DI TENSIONE NELLE RESISTENZE COSTITUENTI I RAMI DELLA MAGLIA STESSA:

$$\sum f_i = \sum R_i \cdot I_i$$



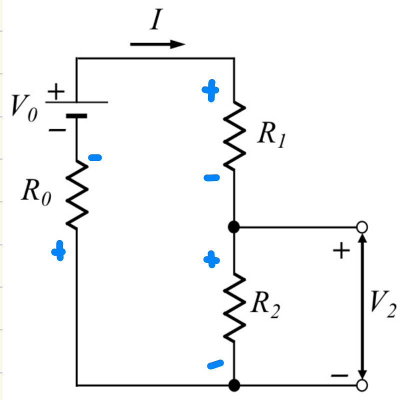
$$V_{01} - V_{02} + V_{04} = (R_1 + R_{01}) I_1 + (R_{02} + R_2) I_2 - R_3 I_3 + (R_4 + R_{04}) I_4$$

LA CADUTA DI POTENZIALE HA SEGNO POSITIVO DOVE ENTRA LA CORRENTE RISPETTO A DOVE ESCE, CIOÈ IL POTENZIALE NEL NODO ENTRANTE È MAGGIORE RISPETTO AL POTENZIALE NEL NODO USCENTE

SE DUE GENERATORI DI TENSIONE SONO IN SERIE CON SEGNI ALTERNI SI SOMMANO, ALTRIMENTI SI SOTTRAGGONO

PARTITORE DI TENSIONE

ABBIAMO UNA SOLA MAGLIA. LA CORRENTE I HA UNA CADUTA DI POTENZIALE SU R_1, R_2 E POI R_0. APPLICANDO L'EQ ALLA MAGLIA:



$$V_0 = R_1 I + R_2 I + R_0 I \qquad \boxed{I = \frac{V_0}{R_1 + R_2 + R_0}}$$

CONOSCENDO I POSSO CALCOLARE LE CADUTE DI POTENZIALI SU R:

$$V_{R_2} = R_2 I = V_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_0}$$

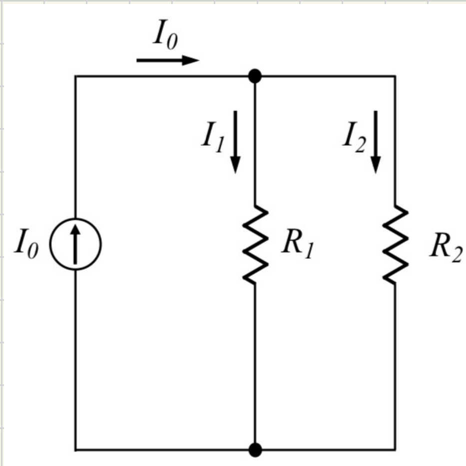
QUESTA REGOLA SPIEGA COME LA TENSIONE SI RIPARTISCE NELLA MAGLIA. LA TENSIONE SULLA R_x CONSIDERATA È PARI ALLA TENSIONE NOMINALE DELLA MAGLIA (DEL GENERATORE), PER R_x FRATTO LA SOMMA DI TUTTE LE R.

PER VALERE LA CORRENTE CHE SCORRE NELLE R DEVE ESSERE LA STESSA

PARTITORE DI CORRENTE

LA CORRENTE EROGATA DAL GENERATORE DI CORRENTE È SEMPRE LA STESSA A PRESCINDERE DAL CARICO A CUI È COLLEGATO. ABBIAMO I_0 USCENTE CHE SI RIPARTISCE NEI DUE RAMI. APPLICANDO L'EQ AL NODO SI OTTIENE:

$$I_0 = I_1 + I_2$$



R_1 E R_2 SONO //, QUINDI LA DIFF DI POT AI LORO CAPI È LA STESSA. PER LA LEGGE DI OHM:

$$V_1 = V_2 \rightarrow R_1 I_1 = R_2 I_2$$

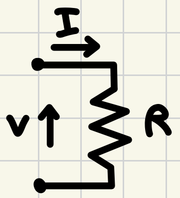
PONENDO $I_2 = I_0 - I_1$ E $I_1 = I_0 - I_2$ OTTENIAMO:

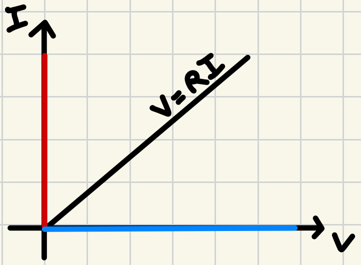
$$\boxed{I_1 = I_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \qquad \boxed{I_2 = I_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

QUINDI LA CORRENTE CHE SCORRE IN R_1 DIPENDE DA R_2, PIÙ È GRANDE R_2 E PIÙ SCORRERÀ CORRENTE IN R_1. VALE IL VICEVERSA

RAPPRESENTAZIONE GRAFICA CORRENTE - TENSIONE

RESISTENZA

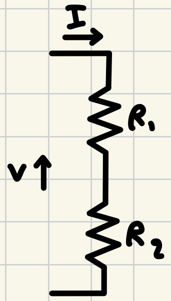


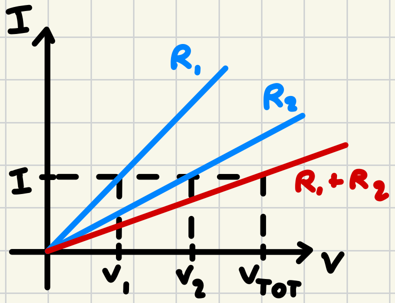


$R=0$ CORTO CIRCUITO

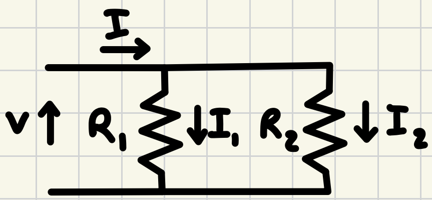
$R=\infty$ CIRCUITO APERTO

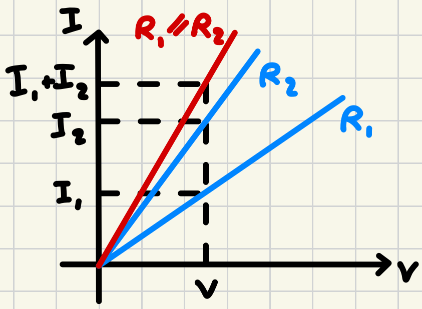
RESISTENZE IN SERIE



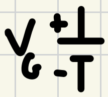


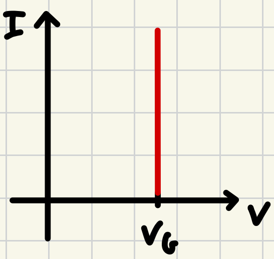
RESISTENZE IN PARALLELO

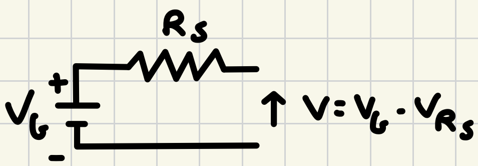


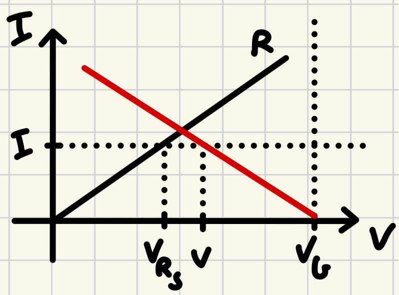


GENERATORE DI TENSIONE

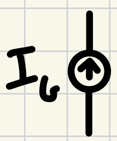


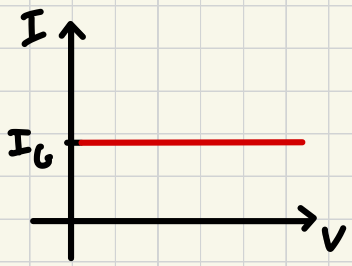


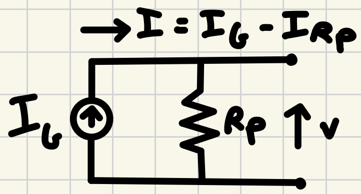


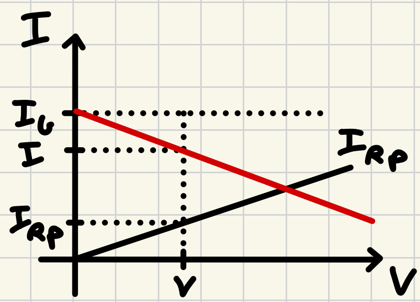


GENERATORE DI CORRENTE



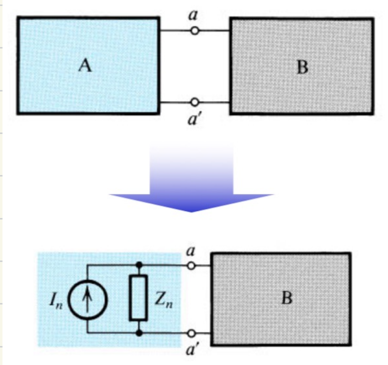




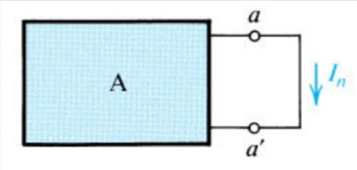


TEOREMI DEI CIRCUITI LINEARI

TEOREMA DI NORTON

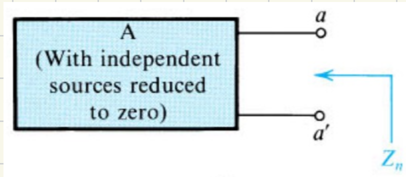


PERMETTE DI RAPPRESENTARE UNA PARTE DI UNA QUALSIASI RETE ELETTRICA CON UN GENERATORE DI CORRENTE I_n E CON UNA $R_{//}$ Z_n

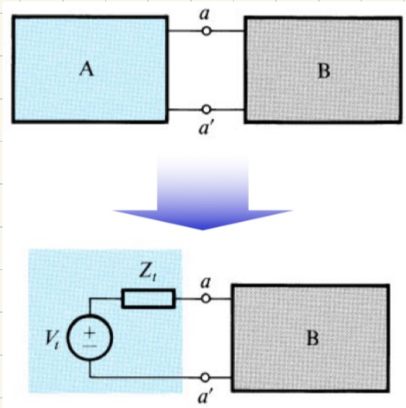


PER DETERMINARE I_n SI CHIUDONO IN CC I TERMINALI DELLA RETE E SE NE MISURA LA CORRENTE, DOPO AVER CONSIDERATO NULLE TUTTE LE ECCITAZIONI INTERNE ALLA RETE A

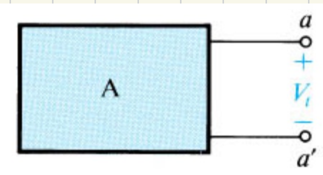
PER DETERMINARE Z_n SI ANNULLANO TUTTI I GENERATORI INDIPENDENTI CHE SI TROVANO NELLA RETE A (SI METTONO IN CORTOCIRCUITO TUTTI I GEN DI TENSIONE E IN CIRCUITO APERTO TUTTI I GEN DI CORRENTE) E SI MISURA IL VALORE DELLA R D'INGRESSO DELLA RETE



TEOREMA DI THEVENIN

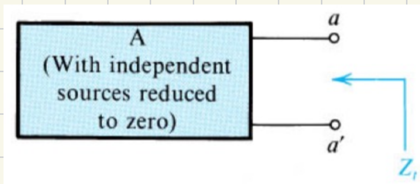


PERMETTE DI RAPPRESENTARE UNA PARTE DI UNA QUALSIASI RETE ELETTRICA CON UN GENERATORE DI TENSIONE V_t E UNA R IN SERIE Z_t



PER DETERMINARE LA TENSIONE V_t SI APRONO I DUE TERMINALI E SE NE MISURA LA TENSIONE, DOPO AVER CONSIDERATO NULLE TUTTE LE ECCITAZIONI INTERNE AD A

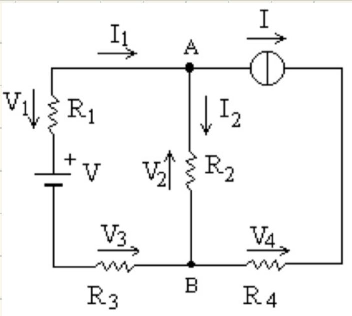
PER DETERMINARE Z_t SI ANNULLANO TUTTI I GENERATORI INDIPENDENTI CHE SI TROVANO NELLA RETE A (SI METTONO IN CORTOCIRCUITO TUTTI I GEN DI TENSIONE E IN CIRCUITO APERTO TUTTI I GEN DI CORRENTE) E SI MISURA IL VALORE DELLA R D'INGRESSO DELLA RETE



TEOREMA DI SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI

AFFERMA CHE IN UNA RETE LINEARE LA CORRENTE IN UN ELEMENTO CIRCUITALE O LA TENSIONE AI SUOI CAPI È UGUALE ALLA SOMMA ALGEBRICA DELLE CORRENTI O DELLE TENSIONI PRODOTTE INDIPENDENTEMENTE DA CIASCUN GENERATORE. PER CALCOLARE L'EFFETTO DI CIASCUN GENERATORE, GLI ALTRI GENERATORI INDIPENDENTI DEVONO ESSERE DISATTIVATI, CORTOCIRCUITANDO I GENERATORI DI TENSIONE E LASCIANDO APERTI QUELLI DI CORRENTE. DEVONO TUTTAVIA ESSERE CONSIDERATE LE R DEI GENERATORI DISATTIVATI

ES

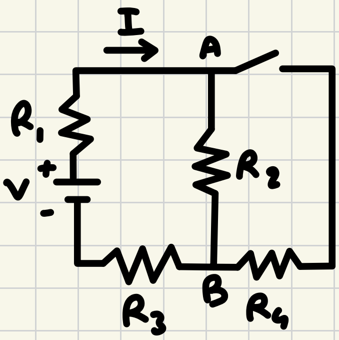


$R_1 = 50\,\Omega$
$R_2 = 300\,\Omega$
$R_3 = 1\,K\Omega$
$R_4 = 20\,\Omega$

$I = 3\,mA$
$V = 10\,V$

ANNULLIAMO PRIMA IL GEN DI CORRENTE, POI QUELLO DI TENSIONE E SOMMIAMO I RISULTATI

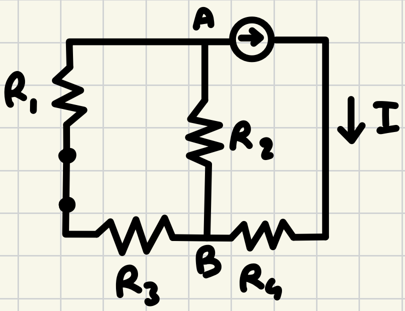
- ELIMINIAMO IL GEN DI CORRENTE



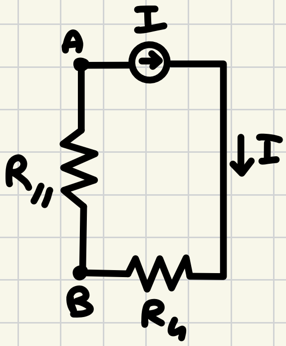
SOSTITUENDO IL GEN DI CORRENTE CON UN CIRCUITO APERTO, SI OTTIENE UN'UNICA MAGLIA CON:

$$V = R_1 I + R_2 I + R_3 I \rightarrow V'_{AB} = V\frac{R_2}{R_1+R_2+R_3} = 2,\bar{2}\ V$$

- ELIMINIAMO IL GEN DI TENSIONE



LA CORRENTE CHE SCORRE IN R_3 È LA STESSA DI R_1, QUINDI SOSTITUISCO CON LA LORO SERIE. LA SERIE R_1, R_3 SONO IN PARALLELO CON R_2, QUINDI SOSTITUISCO



$$\text{CON } R_{//} = \frac{(R_1+R_3)\cdot R_2}{R_1+R_2+R_3}$$

LA CORRENTE CHE SCORRE IN R_4 È LA STESSA DI $R_{//}$ E VA DA B VERSO A, QUINDI B HA UN POTENZIALE > RISPETTO AD A. PER LA LEGGE DI OHM:

$$V''_{AB} = V_A - V_B = -IR_{//}$$

E PER IL PRINCIPIO DI SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI.

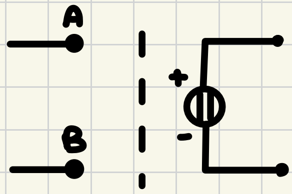
$$V_{AB} = V'_{AB} + V''_{AB} = V\frac{R_2}{R_1+R_2+R_3} - IR_{//}$$

GENERATORI CONTROLLATI

NEI GENERATORI DI TENSIONE E CORRENTE CONTROLLATI I VALORI DELLE GRANDEZZE ELETTRICHE GENERATE È LEGATO ANALITICAMENTE AL VALORE ASSUNTO DA UN'ALTRA GRANDEZZA ELETTRICA PRESENTE NEL CIRCUITO.

GENERATORE DI TENSIONE CONTROLLATO IN TENSIONE

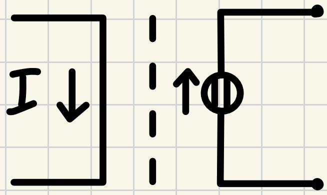
LA TENSIONE NOMINALE DEL GENERATORE È INDIPENDENTE DA QUALSIASI CARICO R_L APPLICATO, MA DIPENDE DALLA DIFFERENZA DI TENSIONE PRESENTE TRA DUE NODI A E B DEL CIRCUITO



$V_G = \mu V_{AB}$

GENERATORE DI CORRENTE CONTROLLATO IN CORRENTE

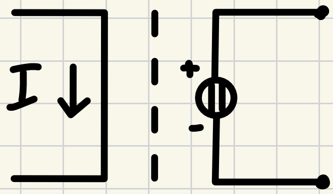
LA CORRENTE NOMINALE DEL GENERATORE È INDIPENDENTE DA QUALSIASI CARICO R_L APPLICATO, MA DIPENDE DALLA CORRENTE CHE SCORRE IN UN ALTRO RAMO DELLA RETE



$I_G = \beta I$

GENERATORE DI TENSIONE CONTROLLATO IN CORRENTE

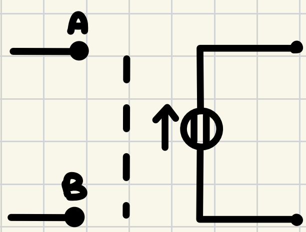
LA TENSIONE NOMINALE DEL GENERATORE È INDIPENDENTE DA QUALSIASI CARICO R_L APPLICATO, MA DIPENDE DALLA CORRENTE CHE SCORRE IN UN ALTRO RAMO DELLA RETE



$V_G = R_m I$

GENERATORE DI CORRENTE CONTROLLATO IN TENSIONE

LA CORRENTE NOMINALE DEL GENERATORE È INDIPENDENTE DA QUALSIASI CARICO R_L APPLICATO, MA DIPENDE DALLA DIFFERENZA DI TENSIONE PRESENTE TRA DUE NODI A E B DEL CIRCUITO

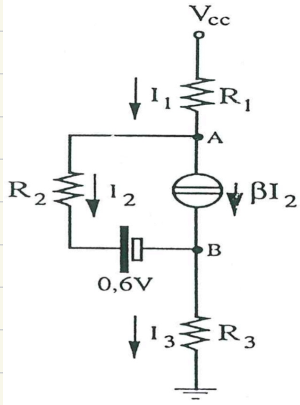


$I_G = g_m V_{AB}$

ES

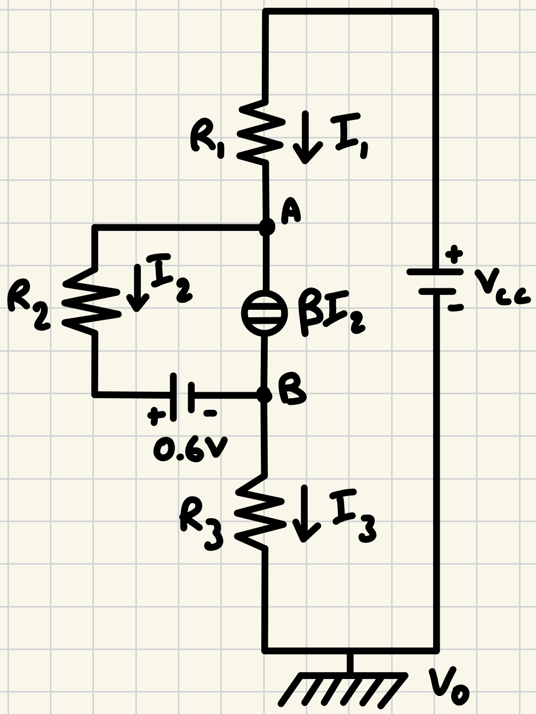
CALCOLARE LA TENSIONE AI NODI A E B E LE CORRENTI I_1, I_2, I_3

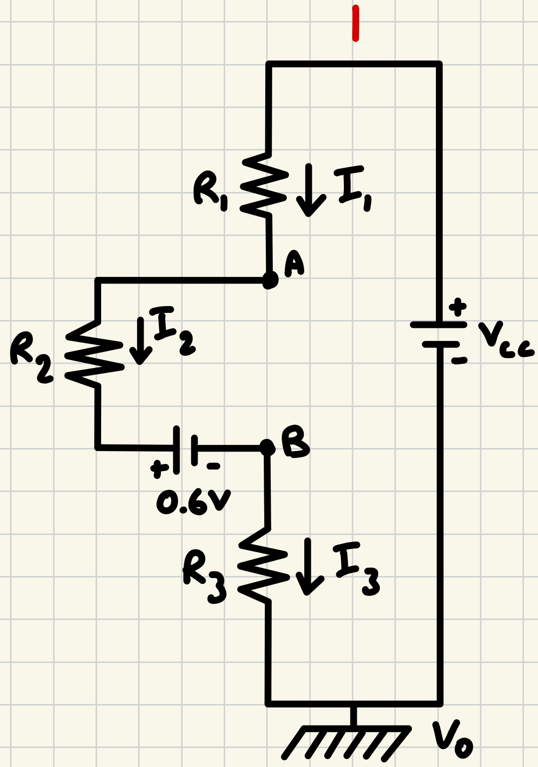
$R_1 = 1\,K\Omega$ $\beta = 99$
$R_2 = 2\,K\Omega$
$R_3 = 5\,K\Omega$ $V_{cc} = 12\,V$

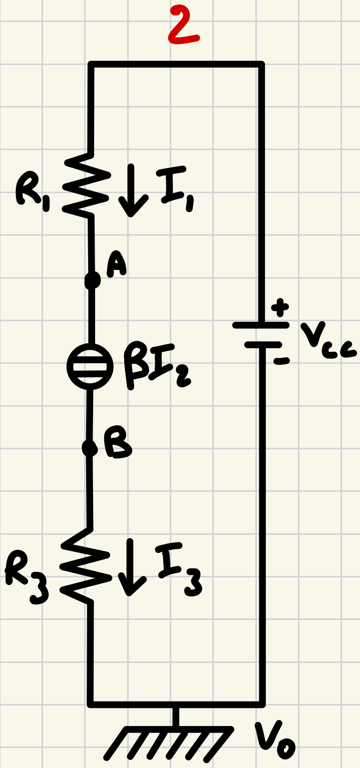


È PRESENTE UN GENERATORE DI CORRENTE CONTROLLATO IN CORRENTE. CI SONO ANCHE DUE GENERATORI DI TENSIONE INDIPENDENTI (0,6V E V_{cc}).

$V_{cc} = 12\,V$, MENTRE AL CAPO OPPOSTO IL CIRCUITO È ATTACCATO A TERRA, QUINDI 0 V.
RIMODELLIAMO CON 2 MAGLIE:







UTILIZZANDO L'EQ ALLA MAGLIA SU 1 OTTENIAMO:

$$V_{cc} = I_1 R_1 + I_2 R_2 + 0.6 + I_3 R_3$$

E L'EQ AI NODI A E B IN 2:

$$A: \quad I_1 = I_2 + \beta I_2 = I_2(1+\beta)$$

$$B \quad I_3 = I_2 + \beta I_2 = I_2(1+\beta)$$

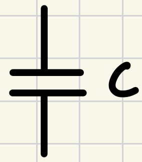
METTENDO A SISTEMA LE EQ SI RISOLVE IL CIRCUITO

ELEMENTI REATTIVI

IL VALORE RESISTIVO DI UNA R NON DIPENDE DALLE CONDIZIONI DEL CIRCUITO, MA È SEMPRE LA STESSA.
NEI CIRCUITI REALI SONO PRESENTI ELEMENTI, VOLUTI O PARASSITI, DI TIPO CAPACITIVO O INDUTTIVO VISTI COME R, MA CON IL VALORE RESISTIVO CHE NON È SEMPRE LO STESSO A PRESCINDERE DALLA f CON CUI VARIA IL SEGNALE, MA DIPENDE DALLA VARIAZIONE DEL SEGNALE NEL TEMPO

CONDENSATORE

È UN BIPOLO, LA CUI CORRENTE CHE SCORRE ALL'INTERNO DEL CONDENSATORE DIPENDE DALLA VELOCITÀ CON CUI VARIA NEL TEMPO LA TENSIONE APPLICATA SUL CONDENSATORE. $\rightarrow$ $\boxed{I = C\frac{dV}{dt}}$



CONSIDERANDO DUE SITUAZIONI ESTREME:

- VARIAZIONE ISTANTANEA DELLA TENSIONE:
  NELL'ISTANTE t_0, LA DERIVATA IN QUEL PUNTO È INFINITA E QUINDI LA CORRENTE IN t_0 È FINITA. UNA CORRENTE INFINITA SIGNIFICA CHE IL CONDENSATORE NON OPPONE ALCUNA RESISTENZA AL PASSAGGIO DELLE CARICHE, OVVERO SI HA UN CORTOCIRCUITO IN t_0. UNA VARIAZIONE ISTANTANEA EQUIVALE AD UN SEGNALE CON f INFINITA E $T=0$

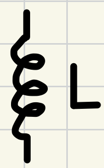
- TENSIONE COSTANTE NEL TEMPO:
  IN ISTANTI DI TEMPO DOVE LA TENSIONE È COST, SI HA CHE LA SUA DERIVATA NEL TEMPO È NULLA E DI CONSEGUENZA $I=0$ NEL CONDENSATORE. QUINDI IL CONDENSATORE SI COMPORTA COME UN CIRCUITO APERTO. UN SEGNALE COST HA $f=0$ E T INFINITO.

UN BIPOLO CAPACITIVO QUINDI SI COMPORTA COME UN'IMPEDENZA CHE VARIA SE VARIA LA f DEL SEGNALE:

$$\boxed{Z_C = \frac{1}{j\omega C} \rightarrow \begin{cases} \omega=0 \rightarrow Z_C=\infty \rightarrow \text{CIRCUITO APERTO} \\ \omega=\infty \rightarrow Z_C=0 \rightarrow \text{CORTOCIRCUITO} \end{cases}} \qquad \omega = 2\pi f$$

INDUTTANZA

SI COMPORTA COME UNA R, LA CUI TENSIONE DIPENDE DALLA VELOCITÀ CON CUI SCORRE LA I ALL'INTERNO. SI COMPORTA ANCH'ESSO COME UN'IMPEDENZA CHE DIPENDE DALLA f CON CUI VARIA IL SEGNALE. $\rightarrow$ $\boxed{V = L\frac{dI}{dt}}$



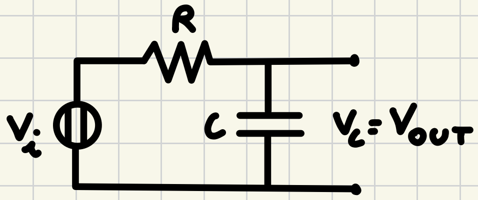
SE IL SEGNALE VARIA ISTANTANEAMENTE NEL TEMPO, LA TENSIONE AI CAPI DELL'INDUTTANZA È INFINITA (CIRCUITO APERTO).
SE IL SEGNALE È COST NEL TEMPO, LA TENSIONE AI CAPI È NULLA (CORTOCIRCUITO)

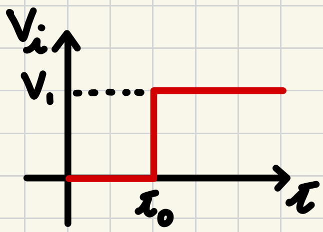
$$Z_L = j\omega L$$

CARICA E SCARICA DI UN CONDENSATORE

CON UN GENERATORE DI TENSIONE

ANALIZZIAMO COME VARIA NEL TEMPO LA TENSIONE AI CAPI DI UN CONDENSATORE CON UN SEGNALE DI TIPO GRADINO





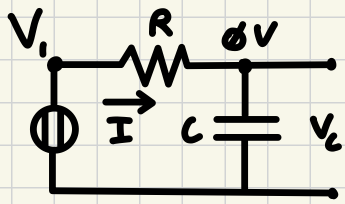
LA TENSIONE AI CAPI DI UN CONDENSATORE È DATA DA:

Q: QT. DI CARICA PRESENTE SULLE ARMATURE

$$\boxed{V_c = \frac{Q}{C} = \frac{\int I\,dt}{C}}$$

ANALIZZIAMO COSA SUCCEDE IN ISTANTI DI TEMPO DIVERSI:

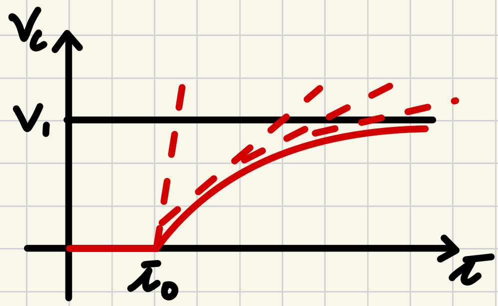
- PER $t < t_0$: $V_i = 0 \rightarrow V_c = 0$
- PER $t = t_0^+$: $V_i = V_1$, MA DATO CHE $Q = \int I\,dt$ ED È PASSATO UN TEMPO INFINITESIMO, $Q = 0$. QUINDI $V_c = 0$. QUINDI, PER $t = t_0^+$, SI È CREATA AI CAPI DELLA R UN DIFFERENZA DI POTENZIALE.



$$I = \frac{V_1 - V_c}{R}$$

QUINDI, LA VELOCITÀ DI CARICA DEL CONDENSATORE DIPENDE DALLA CORRENTE I ED È INVERSAMENTE PROPORZIONALE AD R.

NEL GRAFICO DI V_c, SI HA A t_0 UNA RETTA TANGENTE TANTO PIÙ VERTICALE QUANTO PIÙ È VELOCE LA CARICA, MA DATO CHE I (VELOCITÀ DI CARICA) DIPENDE DA V_c, PIÙ IL CONDENSATORE SI CARICA E PIÙ LA TANGENTE ALLA CURVA DIVENTA MENO RAPIDA, PERCHÈ LA CORRENTE DIMINUISCE E LA CARICA AUMENTA. TERMINA QUANDO $V_c = V_1$. SI HA QUINDI UN ANDAMENTO ESPONENZIALE DI CARICA



SE IN INGRESSO ARRIVA UN GRADINO, IN USCITA SI HA UN ESPONENZIALE, LA FORMA QUINDI CAMBIA COMPLETAMENTE. QUESTO PERCHÈ UN AMPLIFICATORE RIESCE AD AMPLIFICARE NON GESTISCE IN MODO CORRETTO UN SEGNALE CHE SUPERA UNA CERTA f. FENOMENO EVIDENTE CON UN CONDENSATORE CON IN INGRESSO UN GRADINO (SEGNALE CON f INFINITA)

PER RICAVARE L'USCITA CONOSCENDO L'INGRESSO CI SERVE LA TENSIONE DI PARTENZA (PRIMA DEL GRADINO), LA TENSIONE FINALE (DOPO UN TEMPO INFINITO) E LA COST DI TEMPO (VELOCITÀ CON CUI ARRIVA AL VALORE FINALE).

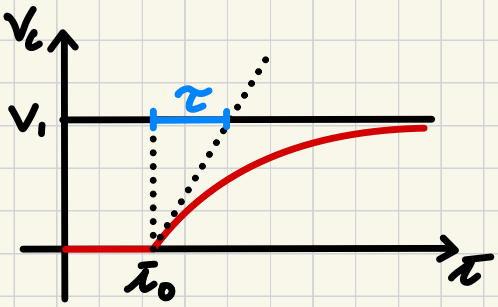
$$\boxed{V_c(t) = V(\infty) - [V(\infty) - V(t_0^-)]\, e^{-\frac{t - t_0}{\tau}}}$$

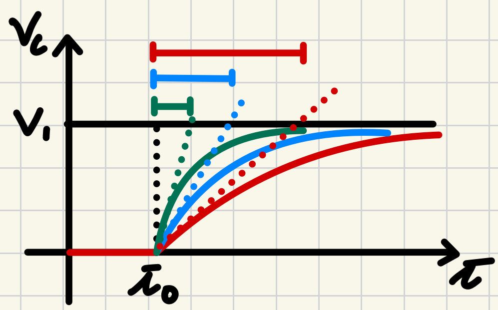
$\tau = C\, R_{eq}$

DATO CHE $I = (V_1 - V_c)/R$, PIÙ È GRANDE R_{eq} E PIÙ IL CONDENSATORE SI CARICA LENTAMENTE; QUINDI PER DIMINUIRE IL TEMPO DI CARICA SI DEVONO USARE DELLE R PIÙ BASSE.
INOLTRE, DATO CHE $V_c = Q/C$, A PARITÀ DI CARICA Q, PIÙ È GRANDE LA C E MINORE SARÀ LA TENSIONE E QUINDI, A PARITÀ DI FLUSSO DI CORRENTE, PIÙ È GRANDE LA C E MINORE È LA VELOCITÀ CON CUI AUMENTA V_c.

QUINDI, PER VELOCIZZARE IL TEMPO DI CARICA LA COST τ DEVE ESSERE PICCOLA, OVVERO DEVONO ESSERE PICCOLE SIA R_{eq} CHE C.

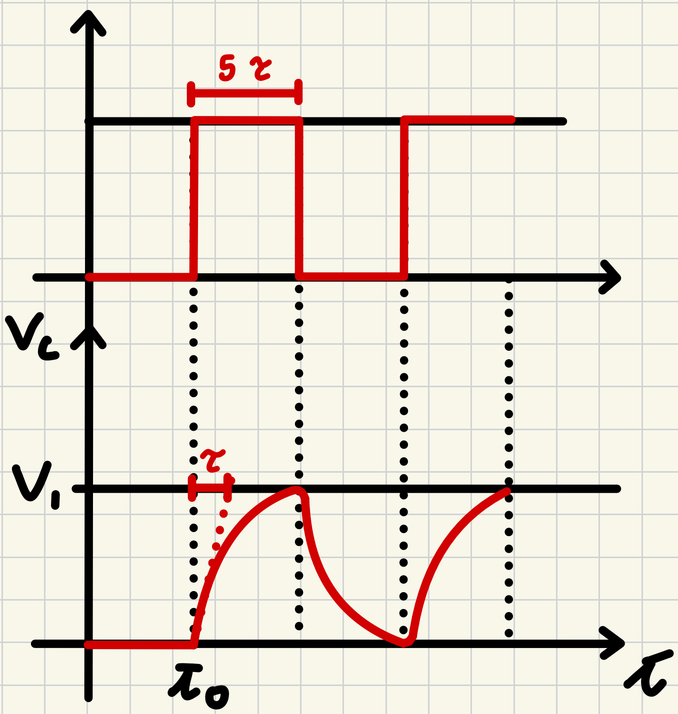
PIÙ È PICCOLO τ E PIÙ IL CONDENSATORE SI CARICA VELOCEMENTE



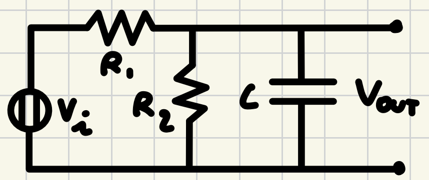


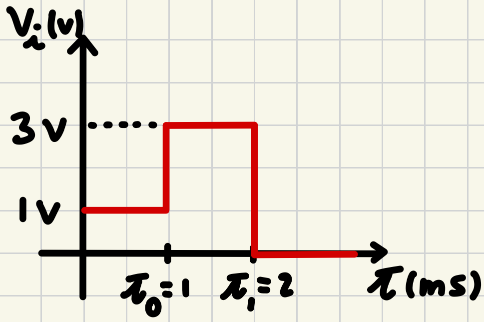
DOPO UN TEMPO PARI A τ LA CARICA ARRIVA CIRCA AL 60% DEL VALORE FINALE E DOPO 5τ CIRCA AL 99,9% (MAI 100%)

SE ABBIAMO UN'ONDA CLOCK È NECESSARIO CHE $T = 5\tau$, ALTRIMENTI IL CONDENSATORE NON FA IN TEMPO A CARICARSI CHE ARRIVA GIÀ LA SCARICA.



ES: CALCOLARE V_{OUT}





$R_1 = 1k\Omega \quad R_2 = 2k\Omega \quad C = 1\mu F$

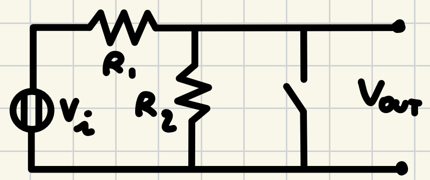
SAPPIAMO CHE:

$$V_C(t) = V(\infty) - [V(\infty) - V(t_0^-)]\, e^{-\frac{t - t_0}{\tau}}$$

DOVE $V(t_0^-) = V(t_0^+)$ PERCHÈ IL CONDENSATORE NON RIESCE A CAMBIARE ISTANTANEAMENTE TENSIONE ($V_C = V_{OUT}$).

PER $t = t_0$ LA TENSIONE È COST NEL TEMPO (1V), QUINDI $w = 0$. POICHÈ $Z_C = 1/jwC$, CON $w = 0 \rightarrow Z_C = \infty$, QUINDI ABBIAMO UN CIRCUITO APERTO

CON IL CONDENSATORE APERTO, LA CORRENTE CHE SCORRE IN R_1 È LA STESSA IN R_2, QUINDI SI HA UN'UNICA MAGLIA CON R_1 E R_2 IN SERIE. APPLICHIAMO LA REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE



$$V_C(t_0^-) = V_{IN} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1 \cdot \frac{2}{3} = 0.66\,V$$

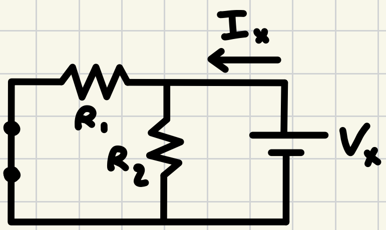
QUINDI PER $t = t_0^-$ IL CONDENSATORE È CARICO A 0.66V

PER $t = \infty$, IL CONDENSATORE, NON SAPENDO CHE A t_1 LA TENSIONE CALA A ZERO, SI CARICA (TRA t_1 E t_2) COME SE PER TEMPO INFINITO LA TENSIONE FOSSE PARI A 3V. QUINDI LA TENSIONE A TEMPO INFINITO È QUELLA CHE RAGGIUNGE IL CONDENSATORE SE I 3V TRA t_1 E t_2 RIMANESSERO COSTANTI PER TEMPO INFINITO. POICHÈ LA TENSIONE È COST A 3V, IL CONDENSATORE SI COMPORTA SEMPRE COME SE FOSSE UN CIRCUITO APERTO. QUINDI CALCOLIAMO COME PRIMA

$$V_C(\infty) = V_{IN} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3 \cdot \frac{2}{3} = 2V$$

ORA BISOGNA CALCOLARE $\tau = CR_{eq}$.
SOSTITUIAMO IL CONDENSATORE CON UN GENERATORE DI TENSIONE COST V_x, CHE FA CIRCOLARE UNA I_x, E INOLTRE RIMUOVIAMO TUTTE LE ECCITAZIONI NEL CIRCUITO:

$$R_x = \frac{V_x}{I_x}$$



I_x SI DIVIDE IN R_1 E R_2, CHE RISULTANO IN PARALLELO: $\quad R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

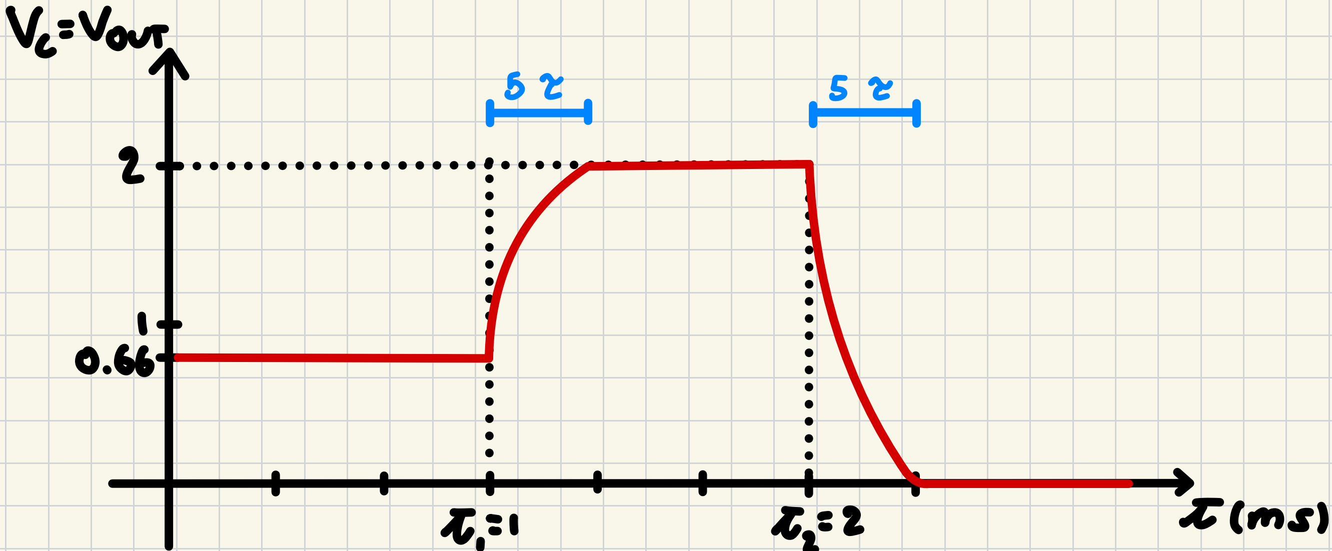
DA CUI SI OTTIENE: $\tau = CR_{eq} = C \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 66\mu s$

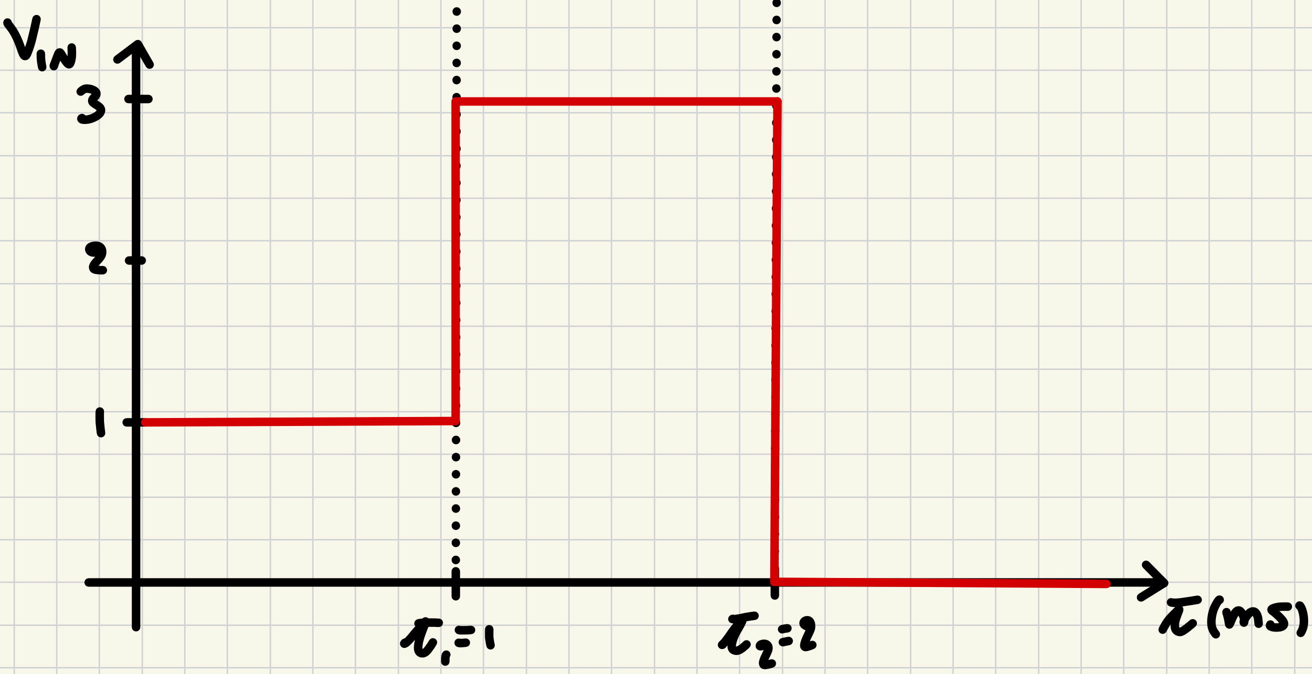
IL TRANSITORIO DEL CONDENSATORE DURA CIRCA: $5\tau = 330\mu s = 0.33\ ms$

PER $t = t_1^-$ IL CONDENSATORE RAGGIUNGE 2V A $t = 1.33$ ms CIRCA, E LA MANTIENE FINO A $t = 2$ ms, QUANDO LA TENSIONE IN INGRESSO VA A ZERO. QUINDI A $t = t_1^-$ LA TENSIONE SUL CONDENSATORE È: $V_C(t_1^-) = 2V$

PER $t = \infty$ SI HA CHE LA TENSIONE A TEMPO INFINITO È PARI A:

$$V_C(\infty) = V_{IN} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0 \cdot \frac{2}{3} = 0\,V$$

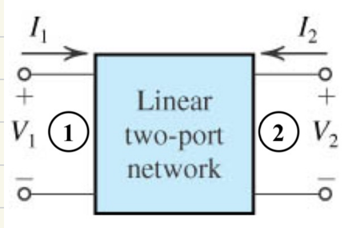




CON UN GENERATORE DI CORRENTE

RETI A DUE PORTE

RETE LINEARE A DUE PORTE

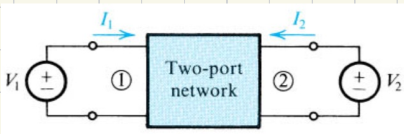


UNA QUALSIASI RETE LINEARE PUÒ ESSERE VISTA COME UNA RETE LINEARE A DUE PORTE, DOVE TUTTI GLI ELEMENTI INTERNI ALLA RETE VENGONO RIASSUNTI IN 4 ELEMENTI LINEARI, GUARDANDO LA RETE ESCLUSIVAMENTE DALLA PORTA DI INGRESSO E DALLA PORTA D'USCITA.
SI AVRÀ COSÌ UNA PORTA D'INGRESSO CON UNA DIFFERENZA DI POTENZIALE $V_{IN} = V_1$ CHE PERMETTE LO SCORRIMENTO DI UNA CORRENTE I_1, E UNA PORTA DI USCITA CON $V_{OUT} = V_2$ CHE PERMETTE LO SCORRIMENTO DI UNA CORRENTE I_2.

SE LA RETE È LINEARE, ESISTONO RELAZIONI LINEARI TRA LE CORRENTI E LE TENSIONI DI INGRESSO E USCITA.
LA RETE LINEARE DIPENDE DA 4 PARAMETRI, LA TENSIONE INGRESSO/USCITA E LA CORRENTE INGRESSO/USCITA, 2 DIPENDENTI E 2 INDIPENDENTI.
I PARAMETRI POSSONO ESSERE:
- PARAMETRI y, O AMMETTENZE DI CORTOCIRCUITO;
- PARAMETRI z, O IMPEDENZE A CIRCUITO APERTO;
- PARAMETRI h, O PARAMETRI IBRIDI;
- PARAMETRI g, O PARAMETRI IBRIDI INVERSI.

PARAMETRI Y

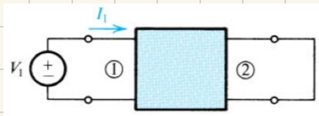
DATA QUESTA RETE LINEARE, DOVE V_1 E V_2 SONO INDIPENDENTI, SI HA:



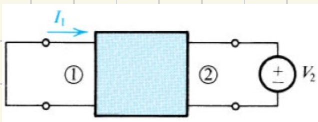
$$\begin{cases} I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{cases}$$

DOVE LE y SONO AMMETTENZE (Ω^{-1}), E SI CALCOLANO COSÌ:

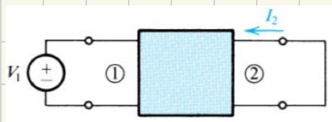
$y_{11} = \left.\dfrac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0}$ → RAPPRESENTA L'AMMETTENZA DI INGRESSO CON L'USCITA IN CC, CIOÈ L'INVERSO DELLA R VISTA DAI MORSETTI DI INGRESSO



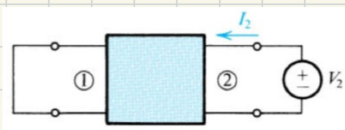
$y_{12} = \left.\dfrac{I_1}{V_2}\right|_{V_1=0}$ → RAPPRESENTA IL PARAMETRO DI RETROAZIONE CON L'INGRESSO IN CC, CIOÈ LA FUNZIONE DI TRASF. INVERSA DEL SISTEMA (COME L'OUT MODIFICA L'IN)



$y_{21} = \left.\dfrac{I_2}{V_1}\right|_{V_2=0}$ → RAPPRESENTA IL PARAMETRO DI TRASMISSIONE CON L'USCITA IN CC, CIOÈ LA FUNZIONE DI TRASF. DEL SISTEMA (COME L'IN MODIFICA L'OUT)

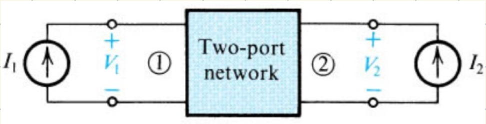


$y_{22} = \left.\dfrac{I_2}{V_2}\right|_{V_1=0}$ → RAPPRESENTA L'AMMETTENZA IN USCITA CON L'INGRESSO IN CC, CIOÈ L'INVERSO DELLA R VISTA DAI MORSETTI DI USCITA



PARAMETRI Z

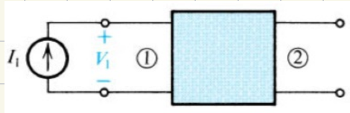
DATA QUESTA RETE LINEARE, DOVE I_1 E I_2 SONO INDIPENDENTI, SI HA:



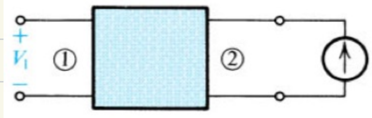
$$\begin{cases} V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{cases}$$

DOVE LE Z SONO IMPEDENZE (Ω), E SI CALCOLA NEL SEGUENTE MODO:

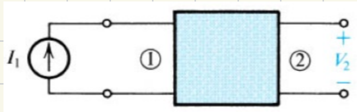
$z_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right|_{I_2=0}$ → RAPPRESENTA L'IMPEDENZA DI INGRESSO CON L'USCITA IN CA, CIOÈ LA R VISTA DAI MORSETTI DI INGRESSO



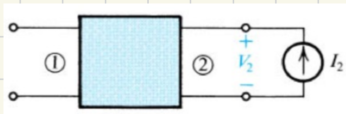
$z_{12} = \left.\frac{V_1}{I_2}\right|_{I_1=0}$ → RAPPRESENTA IL PARAMETRO DI RETROAZIONE CON L'INGRESSO IN CA, CIOÈ LA FUNZIONE DI TRASF. INVERSA DEL SISTEMA (COME L'OUT MODIFICA L'IN)



$z_{21} = \left.\frac{V_2}{I_1}\right|_{I_2=0}$ → RAPPRESENTA IL PARAMETRO DI TRASMISSIONE CON L'USCITA IN CA, CIOÈ LA FUNZIONE DI TRASF. DEL SISTEMA (COME L'IN MODIFICA L'OUT)

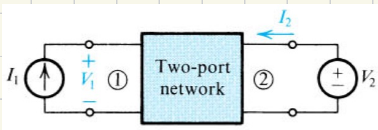


$z_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right|_{I_1=0}$ → RAPPRESENTA L'IMPEDENZA IN USCITA CON L'INGRESSO IN CA, CIOÈ LA R VISTA DAI MORSETTI DI USCITA



PARAMETRI h

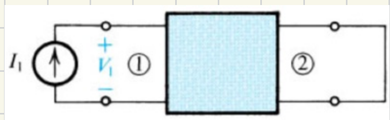
DATA QUESTA RETE LINEARE, DOVE I_1 E V_2 SONO INDIPENDENTI, SI HA:



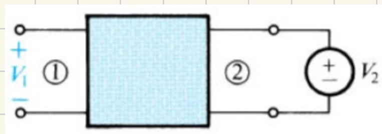
$$\begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$$

DOVE LE h SI CALCOLANO COSÌ:

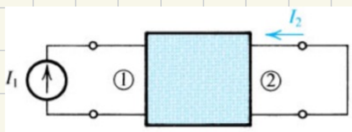
$h_{11} = \left.\frac{V_1}{I_1}\right|_{V_2=0}$ → RAPPRESENTA L'IMPEDENZA DI INGRESSO CON L'USCITA IN CC



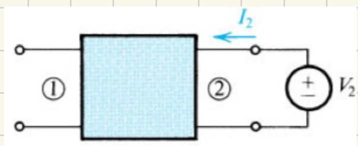
$h_{12} = \left.\frac{V_1}{V_2}\right|_{I_1=0}$ → RAPPRESENTA IL PARAMETRO DI RETROAZIONE TRA LE TENSIONI CON L'INGRESSO IN CA



$h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2=0}$ → RAPPRESENTA IL GUADAGNO DI CORRENTE CON L'USCITA IN CC

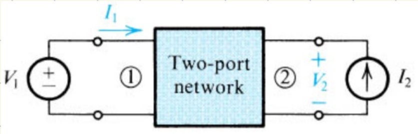


$h_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{I_1=0}$ → RAPPRESENTA L'AMMETTENZA IN USCITA CON L'INGRESSO IN CA



PARAMETRI g

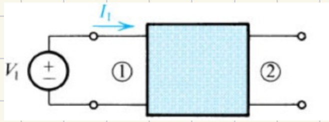
DATA QUESTA RETE LINEARE, DOVE V_1 E I_2 SONO INDIPENDENTI, SI HA:



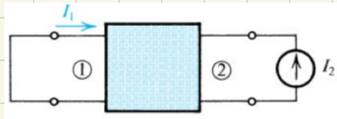
$$\begin{cases} I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \\ V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \end{cases}$$

DOVE LE g SI CALCOLANO COSÌ:

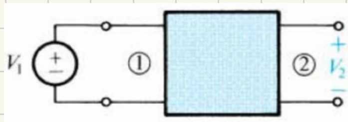
$g_{11} = \left.\dfrac{I_1}{V_1}\right|_{I_2=0}$ → RAPPRESENTA L'AMMETTENZA DI INGRESSO CON L'USCITA IN CA



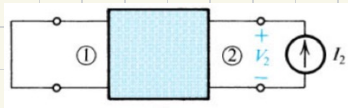
$g_{12} = \left.\dfrac{I_1}{I_2}\right|_{V_1=0}$ → RAPPRESENTA IL RAPPORTO DI RETROAZIONE TRA LE CORRENTI CON L'INGRESSO IN CC



$g_{21} = \left.\dfrac{V_2}{V_1}\right|_{I_2=0}$ → RAPPRESENTA IL GUADAGNO DI TENSIONE CON L'USCITA IN CA



$g_{22} = \left.\dfrac{V_2}{I_2}\right|_{V_1=0}$ → RAPPRESENTA L'IMPEDENZA IN USCITA CON L'INGRESSO IN CC

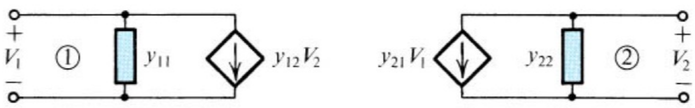


CIRCUITO A DUE PORTE EQUIVALENTE:

I PARAMETRI DI SOPRA POSSONO ESSERE UTILIZZATI PER SEMPLIFICARE RETI LINEARI A DUE PORTE EQUIVALENTI:

parametri y

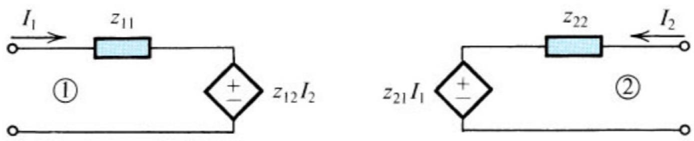
$$\begin{cases} I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \\ I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \end{cases}$$



(a)

parametri z

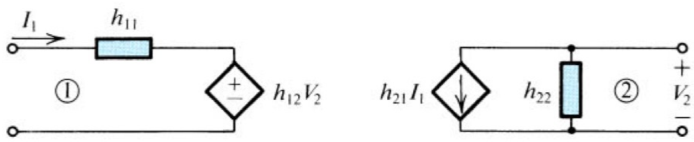
$$\begin{cases} V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{cases}$$



(b)

parametri h

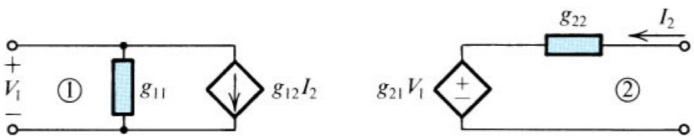
$$\begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$$



(c)

parametri g

$$\begin{cases} I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \\ V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \end{cases}$$

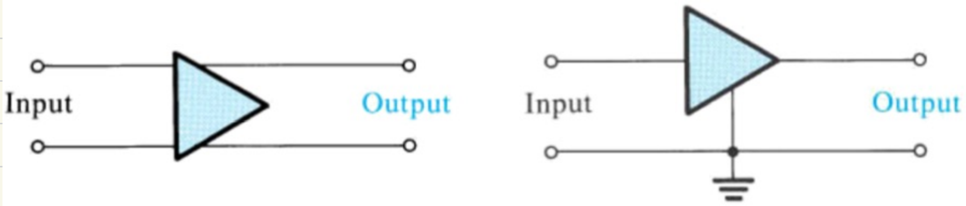


(d)

AMPLIFICATORI

È UN CIRCUITO LINEARE CHE PRENDE IN INGRESSO UN SEGNALE E RESTITUISCE IN USCITA LO STESSO SEGNALE AMPLIFICATO, SENZA DISTORSIONI INTRODOTTE, OVVERO CON LA FORMA D'ONDA DI USCITA UGUALE ALL'INGRESSO.

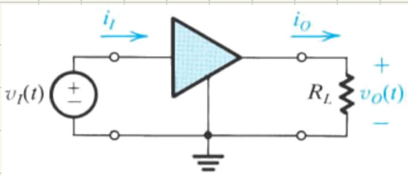
PUÒ ESSERE VISTO COME UNA RETE A DUE PORTE LINEARE, NELLA QUALE IN INGRESSO E IN USCITA SI HANNO UNA TENSIONE O UNA CORRENTE (DIPENDE).



I PARAMETRI DI INTERESSE SONO: L'IMPEDENZA D'INGRESSO, L'IMPEDENZA D'USCITA E LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO, OVVERO IL GUADAGNO DELL'AMPLIFICATORE (QUANTO AMPLIFICA IL CIRCUITO).

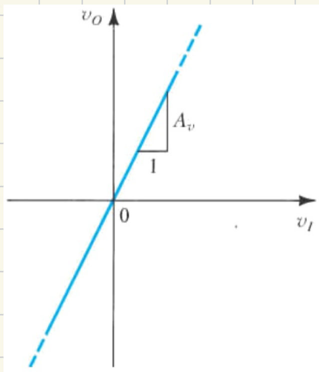
CARATTERISTICA DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO E GUADAGNO

CIRCUITO CHE RAPPRE UN AMPLIFICATORE CON INGRESSO E IN USCITA UNA TENSIONE, COLLEGATO AD UN CARICO, CON GUADAGNO DI TENSIONE DATO DA:



$$\boxed{A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}}$$

QUINDI, LA FUNZIONE CHE LEGA LA V_{OUT} ALLA V_{IN} È LINEARE, E IL GRAFICO È UNA RETTA LA CUI PENDENZA È PROPRIO IL GUADAGNO A_V E RAPPRESENTA QUANTO L'USCITA DIPENDE DALL'INGRESSO:



X_{IN} (I o V) $\quad X_{OUT} = f(X_{IN}) \rightarrow V_{OUT} = f(V_{IN}) \quad \boxed{V_{OUT} = A_V \cdot V_{IN}}$

IN MODO ANALOGO, SI HA UN GUADAGNO DI CORRENTE:

$$\boxed{A_i = \frac{i_{OUT}}{i_{IN}}} \rightarrow \boxed{i_{OUT} = A_i \ i_{IN}}$$

BANALMENTE L'AMPLIFICAZIONE DI CORRENTE/TENSIONE SI PUÒ AVERE IN CIRCUITI FISICI COME UN TRASFORMATORE. IL PROBLEMA DI QUEST'ULTIMO È CHE NON RIESCE AD AMPLIFICARE LA POTENZA (V·I), PERCHÈ È UN CIRCUITO PASSIVO E IL RENDIMENTO NON PERMETTE DI AVERE UNA POTENZA IN USCITA MAGGIORE DI QUELLA IN INGRESSO.

UN CIRCUITO ATTIVO (ALIMENTATO) COME QUELLO DI UN AMPLIFICATORE, INVECE RIESCE A PRENDERE UNA POTENZA IN INGRESSO MOLTO BASSA E RESTITUIRE IN USCITA UNA POTENZA MOLTO PIÙ ALTA. QUESTO SI CHIAMA GUADAGNO DI POTENZA:

$$\boxed{A_p = \frac{\text{POTENZA IN USCITA}}{\text{POTENZA IN INGRESSO}} = \frac{V_{OUT}\, i_{OUT}}{V_{IN}\, i_{IN}} = A_v A_i}$$

ESPRESSI IN FORMA LOGARITMICA, I GUADAGNI SONO:

Guadagno di tensione in decibel $= 20\log|A_v|$ dB

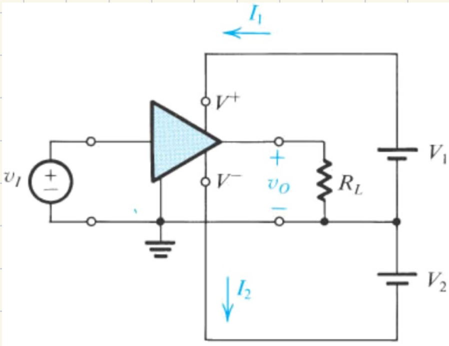
Guadagno di corrente in decibel $= 20\log|A_i|$ dB

Guadagno di potenza in decibel $= 10\log|A_p|$ dB

ALIMENTAZIONE E RENDIMENTO NEGLI AMPLIFICATORI

UN'AMPLIFICATORE DEVE ESSERE ALIMENTATO PER FUNZIONARE. IN GENERALE, L'ALIMENTAZIONE AVVIENE TRAMITE DUE GENERATORI DI TENSIONE, CON LA POTENZA FORNITA IN INGRESSO ALL'AMPLIFICATORE DATA DA:

$$\boxed{P_{DC} = V_1 I_1 + V_2 I_2}$$



IL BILANCIO ENERGETICO DEL SISTEMA È DATO DA:

$$\boxed{P_{DC} + P_i = P_L + P_{DISS}}$$

OVVERO DALLA P FORNITA DALL'ALIMENTAZIONE, DALLA P FORNITA DAL SEGNALE IN INGRESSO, DALLA P FORNITA AL CARICO E DALLA POTENZA DISSIPATA. P_i PUÒ ESSERE TRASCURATA POICHÉ È DI ORDINI DI GRANDEZZA MINORI RISPETTO A P_{DC}, COSÌ SI OTTIENE:

$$\boxed{P_{DC} = P_L + P_{DISS}}$$

L'EFFICIENZA DELL'AMPLIFICATORE (RENDIMENTO) È DATO DA:

$$\boxed{\eta = \frac{P_L}{P_{DC}} \cdot 100}$$

PIÙ È PICCOLA P_{DISS} E PIÙ È GRANDE η

SATURAZIONE DELL'AMPLIFICATORE

L'ALIMENTAZIONE FORNITA ALL'AMPLIFICATORE PERMETTE DI AMPLIFICARE IL SEGNALE, MA FORNISCE ANCHE UN LIMITE ALL'ESCURSIONE MASSIMA DELLA TENSIONE ALL'INTERNO DEL CIRCUITO, LIMITANDO LA DINAMICA DEL SEGNALE.

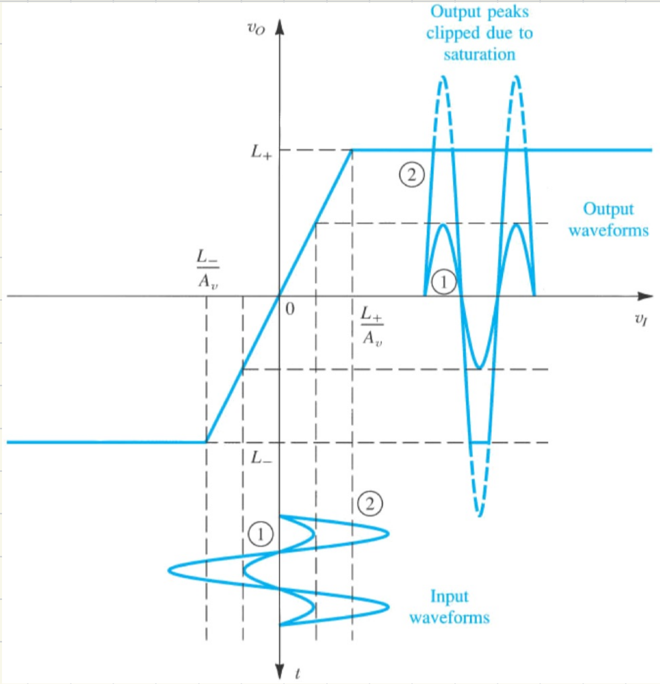
SE IL SEGNALE IN INGRESSO SUPERA UNA CERTA SOGLIA CHE PORTEREBBE IL SEGNALE IN USCITA AD ANDARE OLTRE IL LIMITE IMPOSTO DALL'ALIMENTAZIONE, SI HA CHE FINO AL LIMITE IL SEGNALE VIENE AMPLIFICATO LINEARMENTE, DOPO SI HA LA SATURAZIONE E IL SEGNALE NON VIENE PIÙ AMPLIFICATO.

LA DINAMICA DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO È LINEARE, MA AD UN CERTO VALORE L^+ E L^-, LA DINAMICA DIVENTA COSTANTE. SE IL SEGNALE IN INGRESSO SUPERA UNA CERTA SOGLIA, DESCRITTA DA:

$$\frac{L^-}{A_v}, \frac{L^+}{A_v}$$

IL SEGNALE IN USCITA VA IN SATURAZIONE E QUINDI NON VIENE AMPLIFICATO.

I VALORI L^+ E L^- SONO UGUALI ALLE TENSIONI V_1 E V_2 UTILIZZATE PER ALIMENTARE IL CIRCUITO.



LA DINAMICA D'INGRESSO È LIMITATA DA:

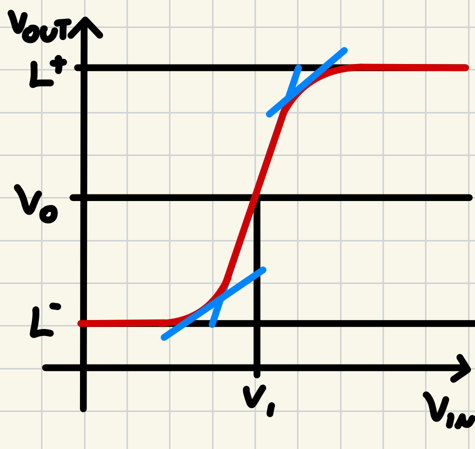
$$\frac{L^-}{A_v}, \frac{L^+}{A_v}$$

E LA DINAMICA D'USCITA È LIMITATA DAI VALORI: L^-, L^+

PER AUMENTARE LA DINAMICA SI POTREBBE AUMENTARE LA TENSIONE IN INGRESSO, MA QUESTO COMPORTEREBBE UN AUMENTO DI POTENZA IN INGRESSO E QUINDI PIÙ POTENZA DA DISSIPARE. IN ALTERNATIVA, SI PUÒ DIMINUIRE IL GUADAGNO, POICHÈ UNA RETTA MENO PENDENTE PORTA AD AVERE UNA DINAMICA D'INGRESSO PIÙ AMPIA.

CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO NON LINEARE E POLARIZZAZIONE

IN GENERALE, NON È DETTO CHE LA FUNZIONI DI TRASFERIMENTO LAVORI SULL'ORIGINE, MA PUÒ AVERE IL PUNTO DI LAVORO SPOSTATO. INOLTRE, IL PASSAGGIO DALLA ZONA LINEARE DI AMPLIFICAZIONE ALLA ZONA DI SATURAZIONE NON È COSÌ NETTO, MA LA CURVA HA ANGOLI PIÙ SMUSSATI. NELLA PARTE DOVE LA CURVA SI AVVICINA ALLA SATURAZIONE IL GUADAGNO È RIDOTTO.



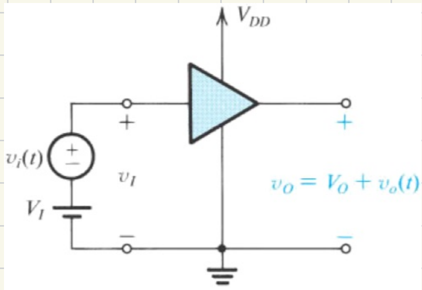
TRANSCARATTERISTICA (GRAFICO DELLA F DI TRAN)
GUADAGNO

SE, MENTRE IL PUNTO DI LAVORO È SPOSTATO, RICEVIAMO UN SEGNALE IN INGRESSO QUESTO VA A COLPIRE LA ZONA DI SATURAZIONE DELL' AMPLI E QUINDI NON VIENE AMPLIFICATO.

PER RISOLVERE QUESTO PROBLEMA VIENE EFFETTUATA LA POLARIZZAZIONE, AGGIUNGENDO NEL CIRCUITO UNA BATTERIA, OVVERO UNA TENSIONE COST. COSÌ QUANDO ABBIAMO UN SEGNALE v_i IN INGRESSO, SI HA CHE IL SEGNALE FORNITO ALL'AMPLIFICATORE SARÀ:

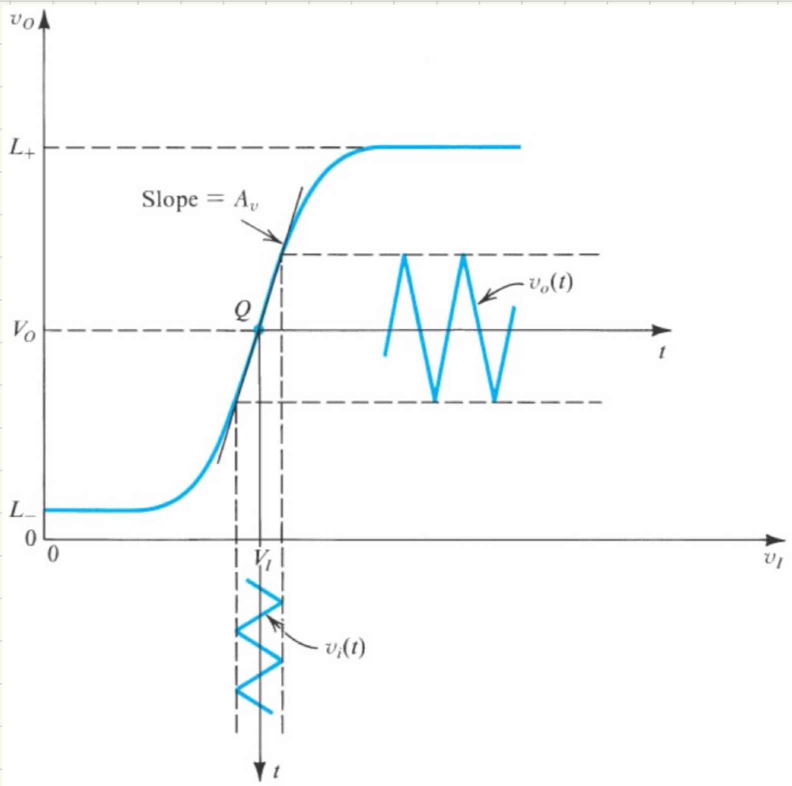
$$\boxed{v_{IN}(t) = V_{IN} + v_i(t)}$$

OVVERO SI SPOSTA IL PUNTO DI LAVORO DEL SEGNALE IN INGRESSO, SUL PUNTO DI LAVORO FORZATO ATTRAVERSO LA BATTERIA V_I, OTTENENDO:



$$\boxed{v_{OUT}(t) = V_{OUT} + v_o(t)} \rightarrow \boxed{V_{OUT}(t) = A_v v_i(t)}$$

QUINDI, L'USCITA SARÀ LA FORMA D'ONDA DELL'INGRESSO CENTRATA IN V_{OUT}, CHE È IL VALORE PROVOCATO DALLA PRESENZA DI UNA TENSIONE COST IN INGRESSO

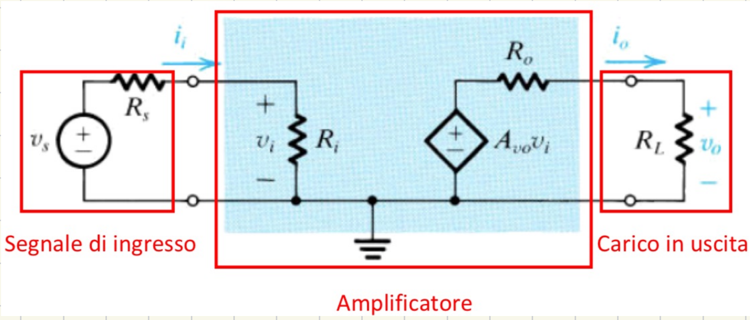


QUINDI, CON LA POLARIZZAZIONE SI SPOSTA IL PUNTO DI LAVORO DELL' AMPLIFICATORE AL CENTRO DELLA TRANSCARATTERISTICA. IN QUESTO MODO, QUALSIASI SEGNALE IN INGRESSO VA A COLPIRE IL PUNTO CENTRALE DELLA TRANSCARATTERISTICA E VIENE AMPLIFICATO.

CARATTERISTICA DELLE IMPEDENZE D'INGRESSO E USCITA

AMPLIFICATORE DI TENSIONE

SI HA UNA TENSIONE IN INGRESSO E UNA IN USCITA AMPLIFICATA.
MODELLIAMO L'AMPLIFICATORE CON UNA RETE A DUE PORTE:



IL SEGNALE IN INGRESSO v_s (NON NOTO) HA CON SE UNA R_s (GENERATORE DI TENSIONE REALE), QUINDI LA v_i IN INGRESSO NON È PARI A v_s, MA SEGUE LA REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE:

$$\boxed{v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}}$$

QUINDI, PER AVERE IN INGRESSO ALL'AMPLIFICATORE UNA TENSIONE QUANTO PIÙ VICINA POSSIBILE A QUELLA DEL SEGNALE, È NECESSARIO CHE

$\frac{R_i}{R_i + R_s} \rightarrow 0$, CIOÈ: $R_i \gg R_s$

DATO CHE LA R IN INGRESSO NON È NOTA, L'OBIETTIVO È FARE $R_i \rightarrow \infty$

PER QUANTO RIGUARDA L'USCITA, IL SEGNALE v_{OUT} NON È PARI AL SEGNALE $A_v v_i$, MA SEGUE LA REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE:

$$\boxed{v_o = A_v v_i \frac{R_L}{R_L + R_o}}$$

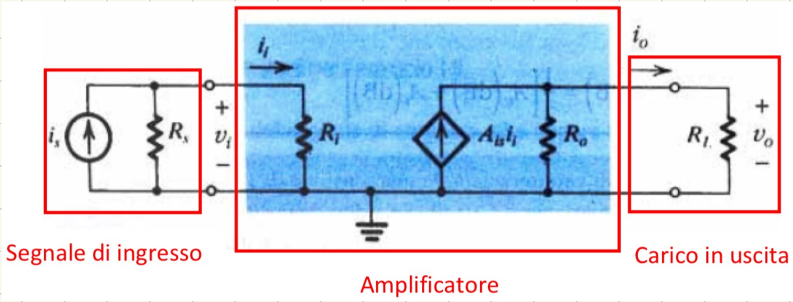
QUINDI, PER AVERE IN USCITA ALL'AMPLIFICATORE UNA TENSIONE QUANTO PIÙ VICINA POSSIBILE A QUELLA AMPLIFICATA, È NECESSARIO CHE

$\frac{R_L}{R_L + R_o} \rightarrow 0$, CIOÈ: $R_o \ll R_L$

DATO CHE LA R IN USCITA NON È NOTA, L'OBIETTIVO È FARE $R_L \rightarrow 0$

AMPLIFICATORE DI CORRENTE

IN MODO ANALOGO, ABBIAMO UN AMPLIFICATORE DI CORRENTE CON UN SEGNALE IN INGRESSO E UNA CORRENTE IN USCITA:



IL SEGNALE IN INGRESSO i_s (NON NOTO) HA CON SE UNA R_s (GENERATORE DI CORRENTE REALE), QUINDI LA i_i IN INGRESSO NON È PARI A i_s, MA SEGUE LA REGOLA DEL PARTITORE DI CORRENTE:

$$\boxed{i_i = i_s \frac{R_s}{R_s + R_i}}$$

QUINDI, PER AVERE IN INGRESSO ALL'AMPLIFICATORE UNA CORRENTE QUANTO PIÙ VICINA POSSIBILE A QUELLA DEL SEGNALE, È NECESSARIO CHE

$$\frac{R_i}{R_i + R_s} \to 0 \text{, CIOÈ:} \qquad R_i \ll R_s$$

DATO CHE LA R IN INGRESSO NON È NOTA, L'OBIETTIVO È FARE $R_i \to 0$

PER QUANTO RIGUARDA L'USCITA, IL SEGNALE i_{OUT} NON È PARI AL SEGNALE $A_i\, i_i$, MA SEGUE LA REGOLA DEL PARTITORE DI CORRENTE:

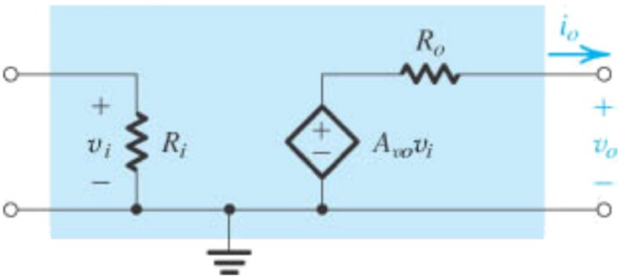
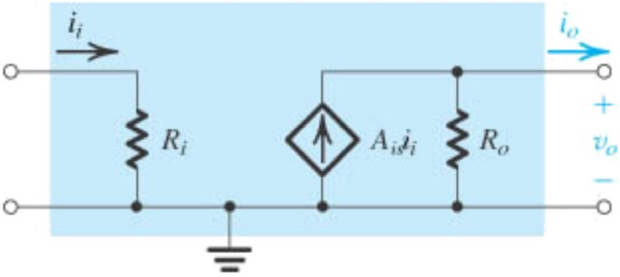
$$\boxed{i_o = A_i\, i_i \frac{R_o}{R_o + R_L}}$$

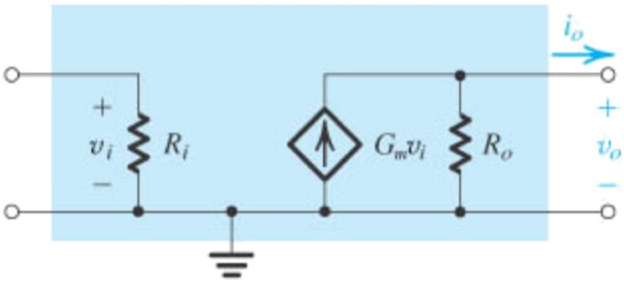
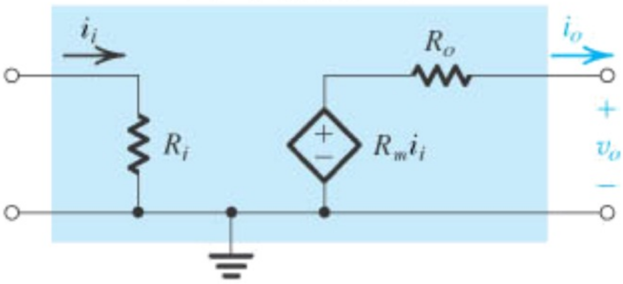
QUINDI, PER AVERE IN USCITA ALL'AMPLIFICATORE UNA CORRENTE QUANTO PIÙ VICINA POSSIBILE A QUELLA AMPLIFICATA, È NECESSARIO CHE

$$\frac{R_o}{R_o + R_L} \to 0 \text{, CIOÈ:} \qquad R_o \gg R_L$$

DATO CHE LA R IN USCITA NON È NOTA, L'OBIETTIVO È FARE $R_o \to \infty$

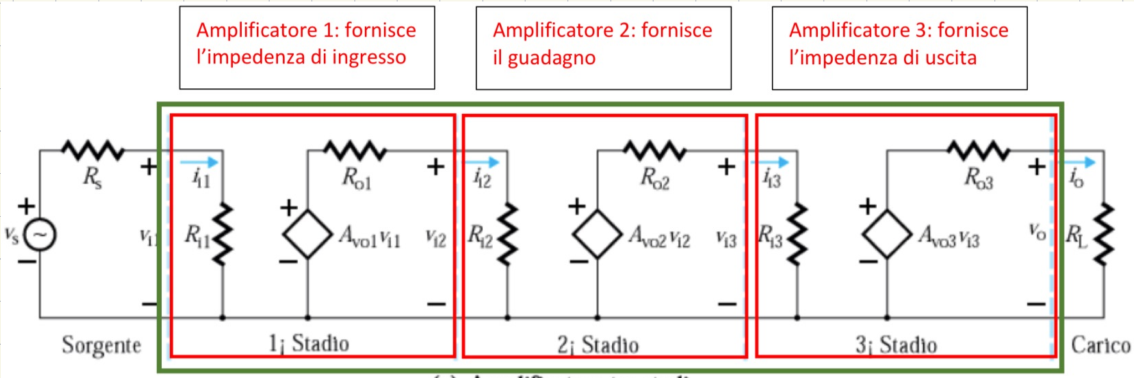
I 4 TIPI DI AMPLIFICATORI

	parametri di guadagno	caratteristiche ideali
amplificatore di tensione 	guadagno di tensione a circuito aperto A_{vo} " $\left.\frac{v_o}{v_i}\right\vert_{i_o=0}$ (V/V)	R_i = ¥ R_o = 0
amplificatore di corrente 	guadagno di corrente in cortocircuito A_{is} " $\left.\frac{i_o}{i_i}\right\vert_{v_o=0}$ (A/A)	R_i = 0 R_o = ¥

	parametri di guadagno	caratteristiche ideali
amplificatore di transconduttanza 	transonduttanza in cortocircuito G_m " $\left.\frac{i_o}{v_i}\right\vert_{v_o=0}$ (A/V)	R_i = ¥ R_o = ¥
amplificatore di transresistenza 	transresistenza a circuito aperto R_m " $\left.\frac{v_o}{i_i}\right\vert_{i_o=0}$ (V/A)	R_i = 0 R_o = 0

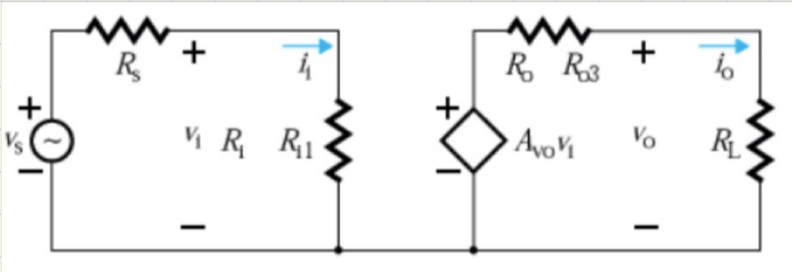
AMPLIFICATORE COMPOSTO DA STADI IN CASCATA

SODDISFARE TUTTE LE RICHIESTE È IMPOSSIBILE, PER QUESTO SERVE UNA SERIE DI AMPLIFICATORI, OGNUNO DEI QUALI SVOLGE UNA FUNZIONE



(a) Amplificatore tre stadi

LA RETE DUE PORTE EQUIVALENTE PUÒ ESSERE SCHEMATIZZATA COSÌ:


(b) Amplificatore di tensione equivalente

DATO CHE L'OUT DI UNO STADIO È L'IN DI QUELLO SUCCESSIVO, SI OTTIENE CHE IL GUADAGNO COMPLESSIVO È:

$$\boxed{A_{V_{OUT}} = A_{V_1} A_{V_2} A_{V_3}}$$

DEFINITO IL GUADAGNO COME: $A_V = \frac{\text{TENSIONE IN USCITA}}{\text{TENSIONE SEGNALE IN}} = \frac{V_o}{V_s}$, OTTENENDO:

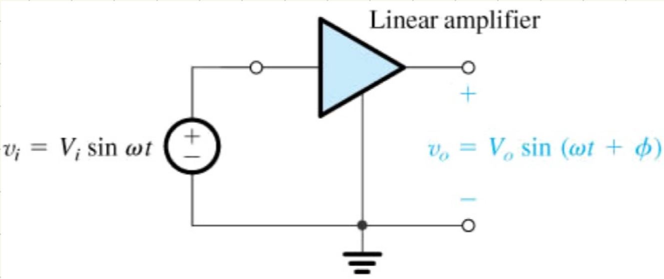
$$A_{V_1} = \frac{V_{o1}}{V_{i1}} \qquad A_{V_2} = \frac{V_{o2}}{V_{i2}} = \frac{V_{o2}}{V_{o1}} \qquad A_{V_3} = \frac{V_{o3}}{V_{i3}} = \frac{V_{o3}}{V_{o2}}$$

PONENDO $A_{V_1} = A_{V_3} = 1$, IL GUADAGNO TOT È SOLO QUELLO DEL SECONDO STADIO

L'IMPEDENZA COMPLESSIVA DI INGRESSO È SOLO QUELLA DI INGRESSO DELLO STADIO UNO, MENTRE L'IMPEDENZA COMPLESSIVA DI USCITA È SOLO QUELLA DI USCITA DELLO STADIO TRE:

$$\boxed{R_i = R_{i1}} \qquad \boxed{R_o = R_{o3}}$$

RISPOSTA IN FREQUENZA DELL'AMPLIFICATORE



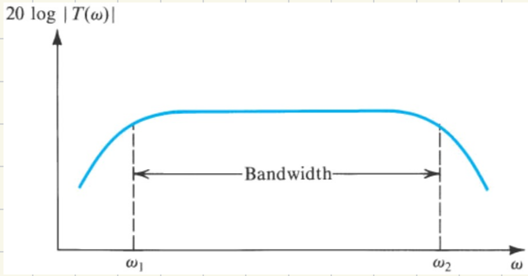
$T(w) = \frac{V_o(w)}{V_i(w)}$ FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

$|T(w)| = \frac{V_o}{V_i}$ AMPIEZZA DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

$\angle T(w) = \phi$ FASE DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO

LARGHEZZA DI BANDA DI UN AMPLIFICATORE

UN AMPLIFICATORE È CARATTERIZZATO DA UNA BANDA PASSANTE, OVVERO DA UN SET DI FREQUENZE ENTRO IL QUALE L'AMPLIFICATORE FUNZIONA BENE. SE LA f DEL SEGNALE SI TROVA SOPRA O SOTTO AL SET DI f DELLA BANDA PASSANTE, IL SEGNALE VIENE AMPLIFICATO MALE.



LA BANDA DEL SEGNALE DEVE ESSERE COMPRESA TRA w_1 E w_2

FREQUENZA w_H - COMPORTAMENTO PASSA-BASSO

LA f w_H DERIVA DAL FATTO CHE IL CIRCUITO CHE COMPONE L'AMPLIFICATORE HA DEI PROBLEMI DERIVANTI DALLE CAPACITÀ PARASSITE

IMPEDENZA DEL CONDENSATORE: $Z_C = \frac{1}{jwC}$ $\quad w = 2\pi f$

SE $w \to 0$ $Z_C = \infty$ E QUINDI IL CONDENSATORE SI COMPORTA COME UNA R INFINITA (CIRCUITO APERTO). QUINDI LE DUE PISTE SONO ISOLATE TRA LORO. AL CRESCERE DI w, Z_C DIMINUISCE FACENDO "PARLARE" LE PISTE TRA LORO. SOPRA UNA CERTA SOGLIA DESCRITTA DA w_H, LE PISTE VANNO IN CORTO.

QUINDI, L'AMPLIFICATORE HA UN COMPORTAMENTO PASSA-BASSO CHE DERIVA DALLA f DI TAGLIO w_H, SOTTO LA QUALE LE PISTE DEL CIRCUITO SONO EFFETTIVAMENTE SEPARATE TRA LORO.

FREQUENZA w_L - COMPORTAMENTO PASSA-ALTO

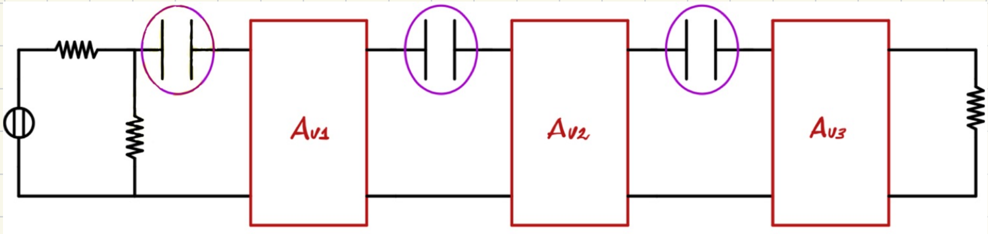
LA f w_L DERIVA DAL FATTO CHE NEL CIRCUITO VENGONO INSERITE DI PROPOSITO DELLE CAPACITÀ PER SVOLGERE UN LAVORO PRECISO.

COME DETTO PRIMA, USIAMO LE SERIE DI AMPLIFICATORI. COSÌ OGNI FUNZIONE DI TRASFERIMENTO DEI SOTTO AMPLIFICATORI DOVRÀ ESSERE POLARIZZATA CON UNA TENSIONE COST V_{IN}, AFFINCHÈ IL PUNTO DI LAVORO CADA AL CENTRO DELLA DINAMICA.

DATO CHE L'OUT DI UN AMPLI È L'IN DEL SUCCESSIVO, OGNUNO DI QUESTI IN INGRESSO SI TROVA SIA IL SEGNALE EFFETTIVO DA AMPLIFICARE, SIA LA COMPONENTE COST V_{OUT}, DOVUTA ALLA POLARIZZAZIONE DELLO STADIO PRECEDENTE. V_{OUT} SI SOMMA A V_{IN+1} CHE EFFETTUA LA POLARIZZAZIONE NELLO STADIO SUCCESSIVO, ALTERANDOLA.

PER EVITARE QUESTO COMPORTAMENTO SI SFRUTTANO CONDENSATORI CON IMPEDENZA Z_c. PER $w \to 0$ SI COMPORTA COME UN CIRCUITO APERTO, MENTRE PER $w \to \infty$ SI COMPORTA COME UN CIRCUITO CHIUSO.
QUINDI, UN CONDENSATORE BLOCCA LE COMPONENTI COST NEL TEMPO E FA PASSARE QUELLE VARIABILI.

PER QUESTO MOTIVO INTRODUCIAMO UNA f w_L, SOPRA LA QUALE I SEGNALI PASSANO INDISTURBATI NEL CONDENSATORE, E SOTTO LA QUALE I SEGNALI VENGONO BLOCCATI. QUINDI TUTTI I SEGNALI COST VENGONO BLOCCATI TRA UNO STADIO E L'ALTRO. ABBIAMO UN COMPORTAMENTO PASSA-ALTO



COMPORTAMENTO DELL'AMPLIFICATORE

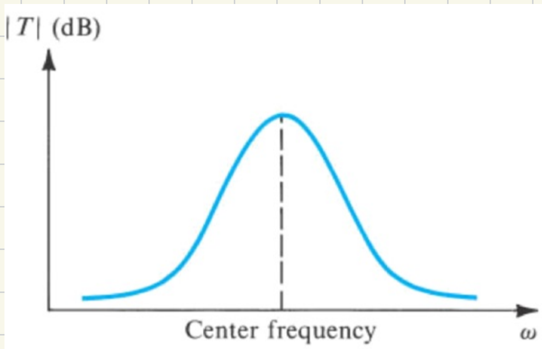
IL COMPORTAMENTO COMPLESSIVO È DI DUE TIPI.
- PASSA-BASSO A CAUSA DI CAPACITÀ PARASSITE
- PASSA-ALTO A CAUSA DI CAPACITÀ INSERITE APPOSITAMENTE

L'OBIETTIVO È AUMENTARE IL PIÙ POSSIBILE LA BANDA PASSANTE, IN MODO CHE TUTTE LE f DI UN SEGNALE SIANO AMPLIFICATE CORRETTAMENTE.

IN UN SEGNALE HANNO PIÙ PESO LE COMPONENTI A BASSA f, QUINDI È IMPORTANTE AVERE UNA w_L BASSA, AUMENTANDO LA CAPACITÀ DEL CONDENSATORE (BLOCCARE f CON $w=0$ MA NON CON $w>0$, ANCHE SE PICCOLE)

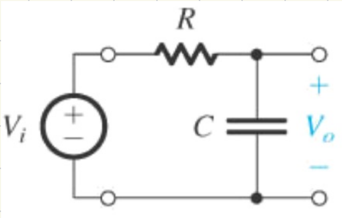
IN GENERALE, LA BANDA PASSANTE È MOLTO AMPIA, POICHÉ w_H È NELL'ORDINE DEI TERA Hz E w_L POCHE DECINE DI Hz

SE $w_H = w_L$ OTTENIAMO UN FILTRO, OVVERO LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO È CENTRATA SU UNA SINGOLA f E PASSANO NELL'AMPLIFICATORE SOLO LE SINUSOIDI SU QUELLA f, MENTRE LE ALTRE VENGONO BLOCCATE

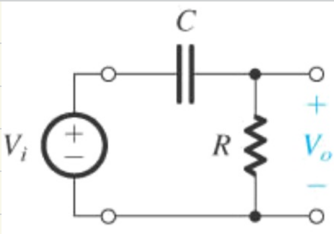


RETI STC

UNA RETE STC SI HA UTILIZZANDO I CONDENSATORI PER GESTIRE LA f DI TAGLIO DEGLI AMPLIFICATORI



UNA RETE STC PASSA-BASSO SI HA NEGLI AMPLI PER IDENTIFICARE IL COMPORTAMENTO PASSA-BASSO. LE CAPACITÀ PARASSITE SONO TUTTE RAGGRUPPATE NELLA CAPACITÀ C, IN PARALLELO ALL'USCITA. QUINDI L'USCITA VIENE PRESA AI CAPI DEL CONDENSATORE.



UNA RETE STC PASSA-BASSO SI HA NEGLI AMPLI PER CAUSARE IL COMPORTAMENTO PASSA-ALTO. LA CAPACITÀ C FA DA FILTRO ALLE BASSE f, ED È POSTA IN SERIE ALL'USCITA. QUINDI L'USCITA VIENE PRESA AI CAPI DELLA R

LE DUE RETI SONO EQUIVALENTI, LA DIFFERENZA STA DOVE VIENE PRESA L'USCITA. PER CAPIRE SE UNA RETE È PASSA-ALTO O PASSA-BASSO BASTA GUARDARE LA DISPOSIZIONE DI C: PARALLELO (PASSA-BASSO), SERIE (PASSA-ALTO)

IN ALTERNATIVA SI PUÒ STUDIARE PER $w=0$ E $w=\infty$

PASSA-BASSO.

- $w=\infty \rightarrow Z_c=0 \rightarrow$ C È UN CORTOCIRCUITO
  $V_o=0$ PERCHÈ IL POTENZIALE PRESO AI CAPI DI UN CORTOCIRCUITO È NULLO
- $w=0 \rightarrow Z_c=\infty \rightarrow$ C È UN CIRCUITO APERTO $\rightarrow V_o=V_i$

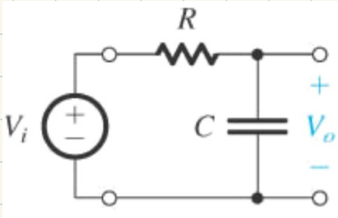
PER f BASSE $V_o=V_i$, MENTRE PER ALTE f $V_o=0$

PASSA-ALTO:

- $w=\infty \rightarrow Z_c=0 \rightarrow$ C È UN CORTOCIRCUITO
  $V_o=V_i$ PERCHÈ IL POTENZIALE SAREBBE $V_o=(R/(R+Z_c))$ CON $Z_c=0$
- $w=0 \rightarrow Z_c=\infty \rightarrow$ C È UN CIRCUITO APERTO $\rightarrow V_o=0$

PER f ALTE $V_o=V_i$, MENTRE PER f BASSE $V_o=0$

CIRCUITO RC PASSA-BASSO



LA TENSIONE AI CAPI DELL'USCITA, SEGUENDO LA REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE, È:

$$\boxed{V_o = V_i \frac{Z_c}{R + Z_c} = V_i \frac{\frac{1}{jwC}}{R + \frac{1}{jwC}}}$$

QUINDI LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO (OUT / IN) È:

$$\boxed{T(jw) = \frac{V_{OUT}(jw)}{V_{IN}(jw)} = \frac{1}{1 + jwRC} = \frac{1}{1 + jw\tau}}$$

$\tau = RC$

IL MODULO (GUADAGNO) E LA FASE DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO SONO DATI DA:

$$\boxed{|T(jw)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (w\tau)^2}} = \frac{K}{\sqrt{1 + (w/w_0)^2}}}$$

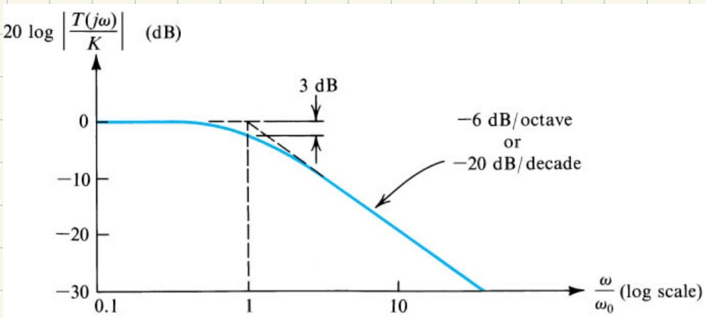
$w_0 = 1/\tau$

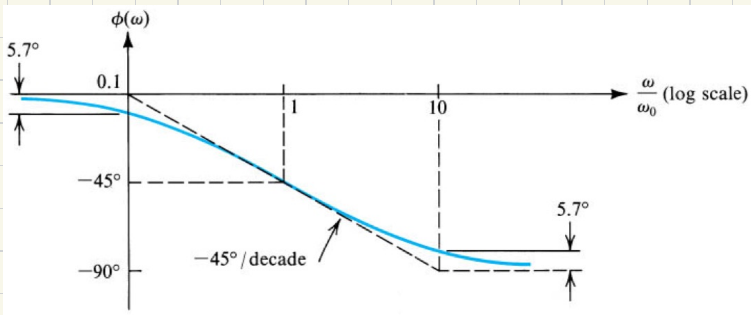
$$\boxed{\angle T(jw) = -\operatorname{arctg} \frac{w}{w_0}}$$

ANALIZZANDO ASINTOTICAMENTE IL GUADAGNO SI OTTIENE:

- $w \ll w_0$: $|T(jw)| = 1 \rightarrow 20 \log_{10} |T(jw)| = 0$
- $w \gg w_0$: $|T(jw)| = \frac{w_0}{w} \rightarrow 20 \log_{10} |T(jw)| = 20 \log_{10} \left|\frac{w_0}{w}\right|$
- $w = w_0$: $|T(jw)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \rightarrow 20 \log_{10} |T(jw)| = 20 \log_{10} \left|\frac{1}{\sqrt{2}}\right| = -3\ dB$

DEFINENDO CON K IL VALORE NOMINALE DEL GUADAGNO CHE CARATTERIZZA LA RETE, I DIAGRAMMI DI BODE DEL MODULO / FASE DELLA F DI TRASF SONO:





$|T(jw)| = \frac{K}{\sqrt{2}}\ (w = w_0)$

$|T(jw)| = K \frac{w_0}{w}\ (w \gg w_0)$

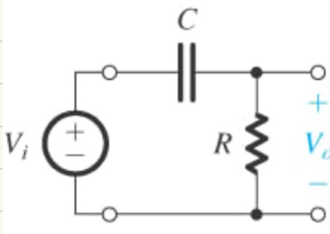
$|T(jw)| = K\ (w \ll w_0)$

$f(w_0) = -45$

$f(w) = 0\ (w \gg w_0)$

$f(w) = -90\ (w \ll w_0)$

CIRCUITO RC PASSA-ALTO



LA TENSIONE AI CAPI DELL'USCITA, SEGUENDO LA REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE, È:

$$\boxed{V_o = V_i \frac{R}{R + Z_c} = V_i \frac{R}{R + \frac{1}{jwC}}}$$

QUINDI LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO (OUT/IN) È:

$$\boxed{T(jw) = \frac{V_{OUT}(jw)}{V_{IN}(jw)} = \frac{jwRC}{1 + jwRC} = \frac{jw\tau}{1 + jw\tau}} \qquad \tau = RC$$

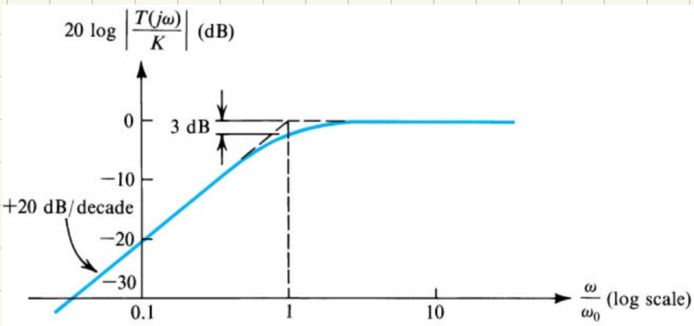
IL MODULO (GUADAGNO) E LA FASE DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO SONO DATI DA:

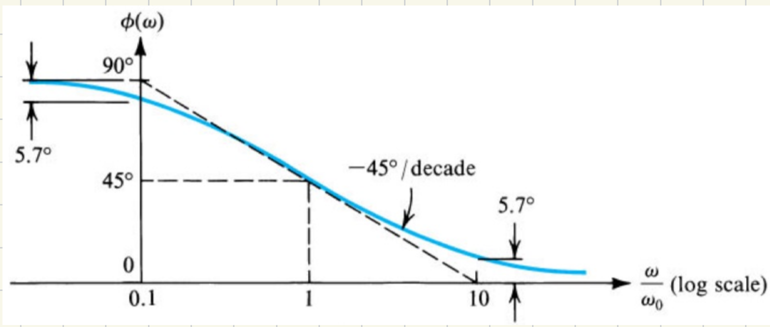
$$\boxed{|T(jw)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (w\tau)^2}} = \frac{K}{\sqrt{1 + (W_0/w)^2}}} \qquad W_0 = 1/\tau \qquad \boxed{\angle T(jw) = -\operatorname{arctg} \frac{w_0}{w}}$$

ANALIZZANDO ASINTOTICAMENTE IL GUADAGNO SI OTTIENE:

- $w \ll w_0$: $|T(jw)| = \frac{w}{w_0} \rightarrow 20 \log_{10} |T(jw)| = 20 \log_{10} \left(\frac{w}{w_0}\right)$
- $w \gg w_0$: $|T(jw)| = 1 \rightarrow 20 \log_{10} |T(jw)| = 0$
- $w = w_0$: $|T(jw)| = 1/\sqrt{2} \rightarrow 20 \log_{10} |T(jw)| = 20 \log_{10} \left|\frac{1}{\sqrt{2}}\right| = -3\,dB$

DEFINENDO CON K IL VALORE NOMINALE DEL GUADAGNO CHE CARATTERIZZA LA RETE, I DIAGRAMMI DI BODE DEL MODULO/FASE DELLA F DI TRASF SONO:





$|T(jw)| = \frac{K}{\sqrt{2}} \; (w = w_0)$

$|T(jw)| = K \frac{w_0}{w} \; (w \ll w_0)$

$|T(jw)| = K \; (w \gg w_0)$

$\phi(w_0) = -45$

$\phi(w_0) = 0 \; (w \ll w_0)$

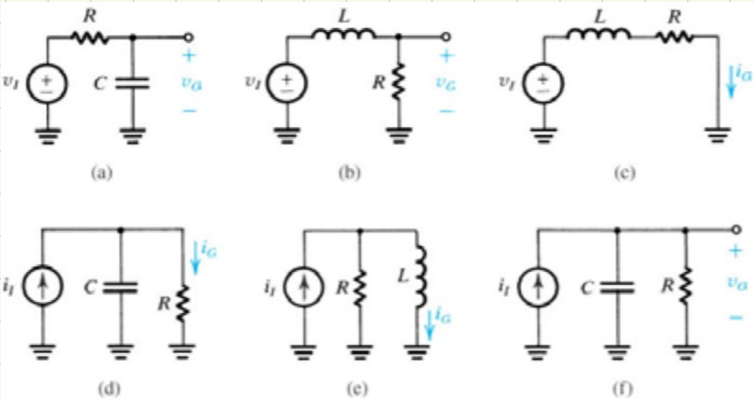
$\phi(w_0) = 90 \; (w \gg w_0)$

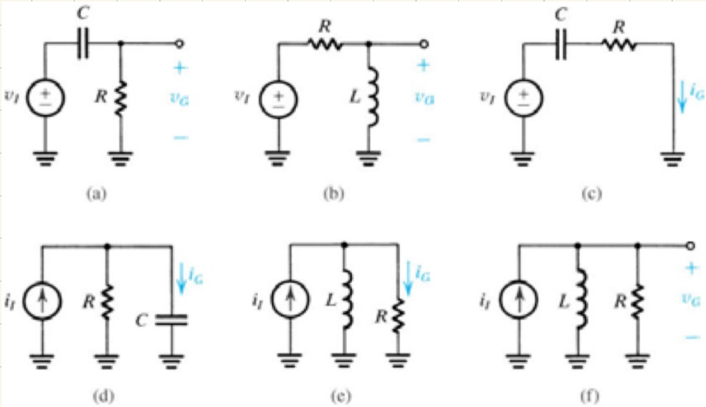
CLASSIFICAZIONE DELLE RETI STC / REGOLE

IN GENERALE, PER CAPIRE SE UN CIRCUITO È DI TIPO PASSA-BASSO O PASSA-ALTO, APPLICHIAMO LE SEGUENTI REGOLE:

Verifica per	Sostituire	Il circuito è passa-basso se	Il circuito è passa-alto se
$\omega = 0$	C con un circuito aperto	L'uscita è finita	L'uscita è zero
	L con un cortocircuito		
$\omega = \infty$	C con un cortocircuito	L'uscita è zero	L'uscita è finita
	L con un circuito aprto		

ES DI CIRCUITI PASSA-BASSO (SX) E PASSA-ALTO (DX)



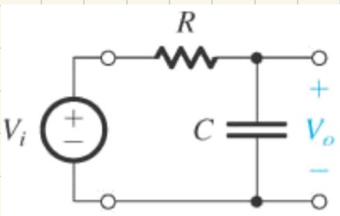


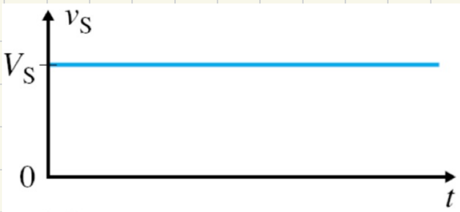
RISPOSTA AL GRADINO PER CIRCUITI STC

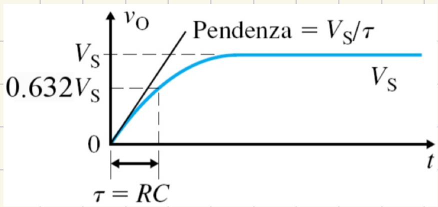
RISPOSTA AL GRADINO PER CIRCUITI RC PASSA-BASSO

IN UN CIRCUITO COSÌ, PASSANO LE f SOTTO UNA CERTA SOGLIA; QUINDI UNA f INFINITA NON PASSERÀ MAI, MENTRE LE f COST SI. PER QUESTO LA RISPOSTA AL GRADINO È FATTA COSÌ.

- PER $t < t_0$: IL SEGNALE È ZERO ED ANCHE LA RISPOSTA
- PER $t = t_0^+$: IL SEGNALE È PARI A V_S, MA NEL CIRCUITO NON PASSA LA VARIAZIONE ISTANTANEA, QUINDI SI HA UN TRANSITORIO FINO A 5τ
- PER $t > 5\tau$: IL SEGNALE È SEMPRE PARI A V_S, ED ANCHE LA RISPOSTA





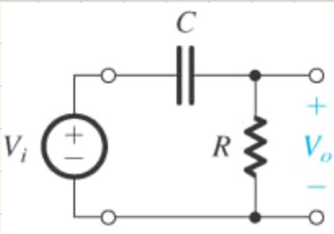


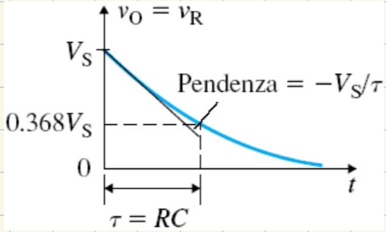
RISPOSTA AL GRADINO PER CIRCUITI RC PASSA-ALTO

IN UN CIRCUITO COSÌ, PASSANO LE f SOPRA UNA CERTA SOGLIA; QUINDI UNA f COST NON PASSERÀ MAI, MENTRE LE f INFINITE SI. PER QUESTO LA RISPOSTA AL GRADINO È FATTA COSÌ.

- PER $t < t_0$: IL SEGNALE È ZERO ED ANCHE LA RISPOSTA

- PER $t=t_0$: IL SEGNALE È PARI A V_S. SI HA UN CAMBIO ISTANTANEO, QUINDI IL SEGNALE IN QUELL'ISTANTE HA f INFINITA. QUESTO SEGNALE PASSA, QUINDI LA RISPOSTA È PARI A V_S
- PER $t=t_0^+$: IL SEGNALE È DI NUOVO COST, QUINDI QUESTA COMPONENTE NON PASSA NEL CIRCUITO. SI HA UN TRANSITORIO DI 5τ CHE PORTA IL SEGNALE DA V_S A 0
- PER $t>5\tau$: IL SEGNALE È SEMPRE PARI A V_S, E LA RISPOSTA È 0

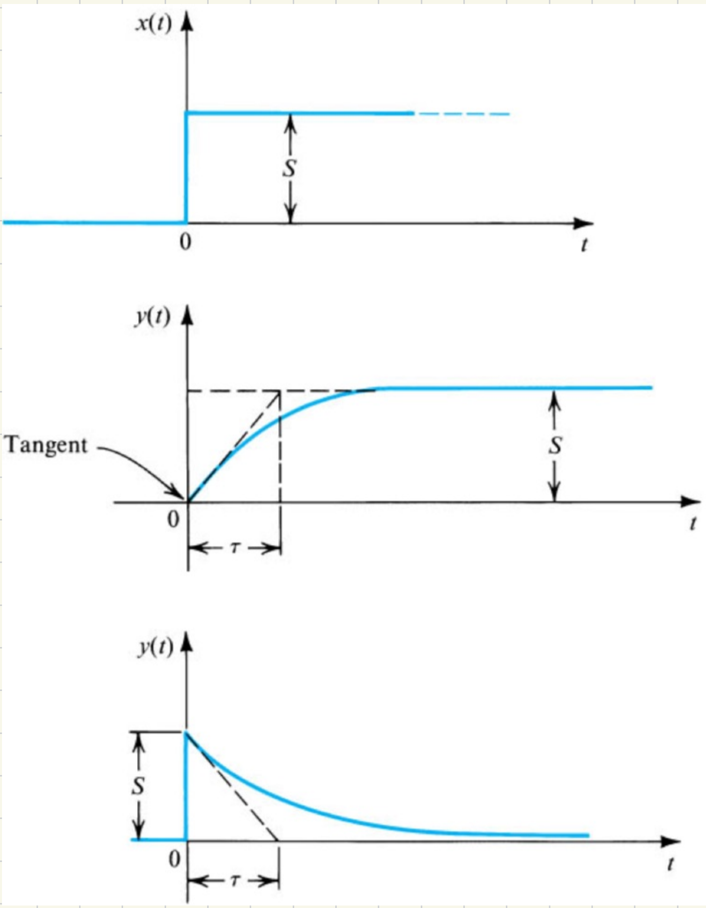




QUINDI, L'ANDAMENTO ESPONENZIALE SI HA SIA NEL PASSA-B CHE NEL PASSA-A. IL CIRCUITO È LO STESSO MA CAMBIA SOLO IL PUNTO DI VISTA DA DOVE VIENE PRESA L'USCITA. IL CIRCUITO PUÒ ESSERE DESCRITTO DALL'EQ:

$$\boxed{V_S = V_R + V_C}$$

SE V_C, IL POTENZIALE PRESO AI CAPI DEL CONDENSATORE (CIRCUITO PASSA-B), SEGUE UN ANDAMENTO ESPONENZIALE CRESCENTE, ALLORA V_R, IL POTENZIALE PRESO AI CAPI DELLA R (CIRCUITO PASSA-A), SEGUE UN ANDAMENTO ESPONENZIALE DECRESCENTE (TUTTO IN RISPOSTA AL GRADINO).



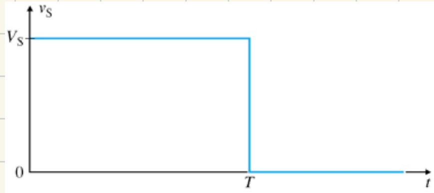
$$y(t) = Y_{¥} - (Y_{¥} - Y_{0+})e^{-t/t}$$

$$y(t) = S(1 - e^{-t/t})$$

$$y(t) = Se^{-t/t}$$

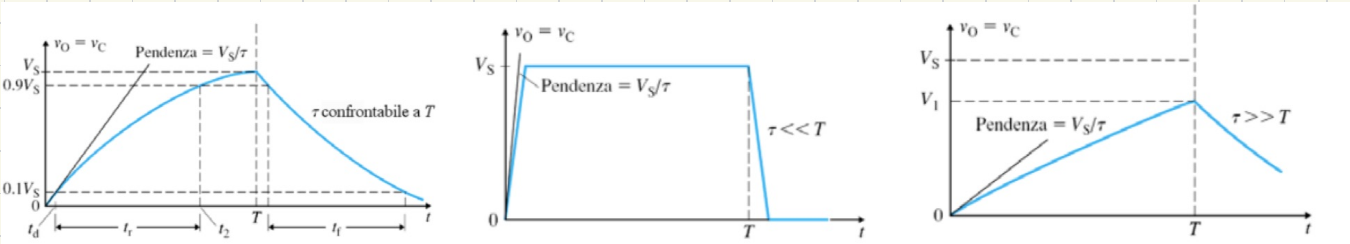
RISPOSTA ALL'IMPULSO PER CIRCUITI STC

RISPOSTA ALL'IMPULSO PER CIRCUITI RC PASSA-BASSO



UN IMPULSO È UNA FORMA D'ONDA COME IL GRADINO, MA CHE DOPO UN CERTO TEMPO TORNA A ZERO. LA RISPOSTA ALL'IMPULSO QUINDI PRESENTA DUE ESPONENZIALI, IL PRIMO CRESCENTE E IL SECONDO DECRESCENTE.

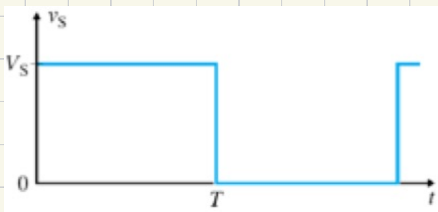
A SECONDA DI QUANTO IL PERIODO DELL'IMPULSO È CONFRONTABILE RISPETTO ALLA DURATA DEL TRANSITORIO, LA FORMA D'ONDA IN USCITA È PIÙ O MENO DEFORMATA RISPETTO A QUELLA DELL'INGRESSO:



Periodo confrontabile al transitorio | Periodo molto maggiore del transitorio | Periodo molto minore del transitorio

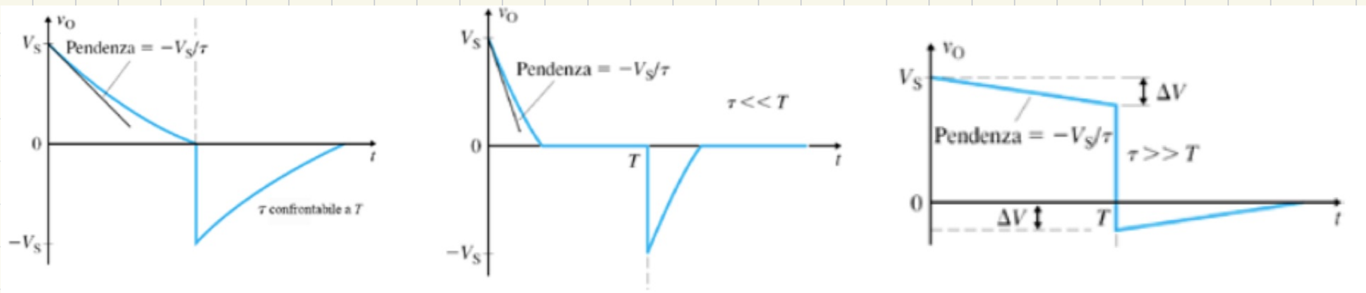
PER FARE IN MODO CHE τ SIA MOLTO MINORE DEL PERIODO, E QUINDI PER AVERE UN'USCITA SIMILE ALL'INGRESSO, DEVO FARE IN MODO CHE LE CAPACITÀ PARASSITE SIANO MOLTO PICCOLE.

RISPOSTA ALL'IMPULSO PER CIRCUITI RC PASSA-ALTO



LA RISPOSTA ALL'IMPULSO PRESENTA UN ESPONENZIALE DECRESCENTE CHE PARTE DA V_S E VA A ZERO (IMPULSO DA 0 A V_S ISTANTANEO) E SUCCESSIVAMENTE UN ESPONENZIALE CRESCENTE CHE PARTE DA $-V_S$ E TORNA A ZERO (IMPULSO DA 0 A $-V_S$ ISTANTANEO).

A SECONDA DI QUANTO IL PERIODO DELL'IMPULSO È CONFRONTABILE RISPETTO ALLA DURATA DEL TRANSITORIO, LA FORMA D'ONDA IN USCITA È PIÙ O MENO DEFORMATA RISPETTO A QUELLA DELL'INGRESSO:

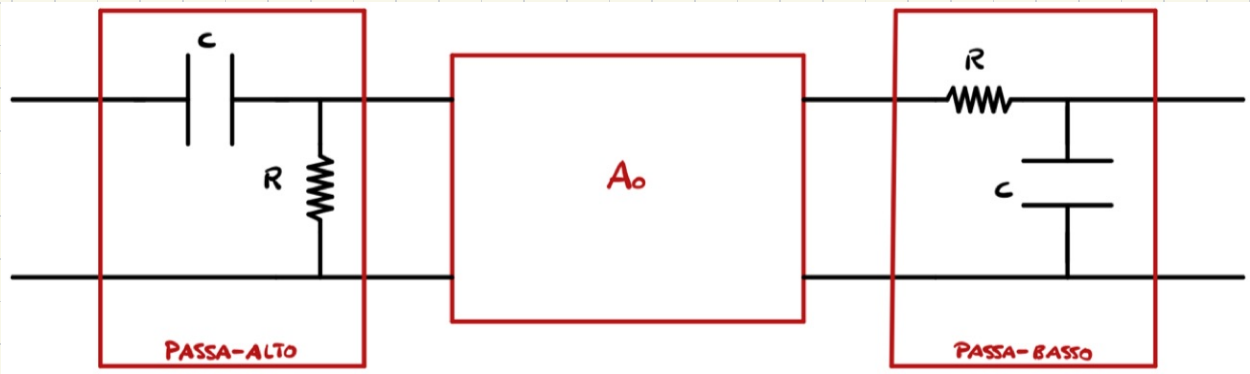


Periodo confrontabile al transitorio | Periodo molto maggiore del transitorio | Periodo molto minore del transitorio

PER FARE IN MODO CHE τ SIA MOLTO MAGGIORE DEL PERIODO, E QUINDI PER AVERE UN'USCITA SIMILE ALL'INGRESSO, DEVO FARE IN MODO CHE LE CAPACITÀ AGGIUNTE SIANO MOLTO ALTE.

CALCOLO DEL GUADAGNO DI UN AMPLIFICATORE

POICHÈ UN AMPLIFICATORE HA DUE COMPORTAMENTI, SCHEMATIZZO IL CIRCUITO:



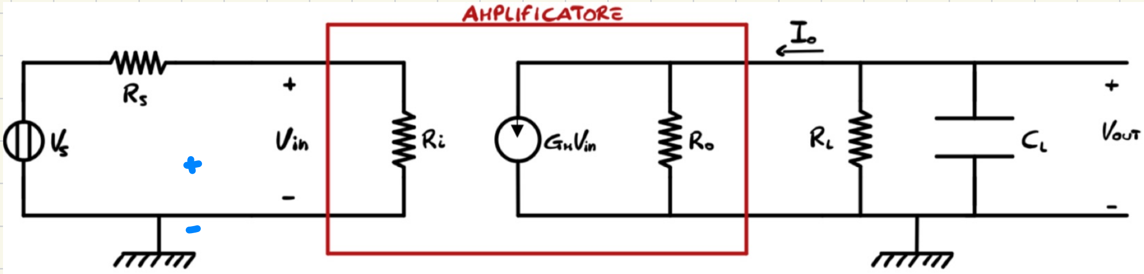
I CIRCUITI PASSA-A E PASSA-B HANNO UN LORO GUADAGNO, E IL GUADAGNO COMPLESSIVO È DATO DAL PRODOTTO DEI 3 GUADAGNI (PASSA-A $\cdot A_0 \cdot$ PASSA-B).
PER CALCOLARE A_0 (GUADAGNO DELLA BANDA PASSANTE) PONGO GLI ALTRI DUE PARI A 1, PER:

- PASSA-ALTO → SOSTITUISCO IL CONDENSATORE CON UN CORTOCIRCUITO
- PASSA-BASSO → SOSTITUISCO IL CONDENSATORE CON UN CIRCUITO APERTO

TRASFORMATE DI LAPLACE UTILI

$f(t)$	$F(s)$
1	$\frac{1}{s}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s+\alpha}$
$\sin \alpha t$	$\frac{\alpha}{s^2+\alpha^2}$
$\cos \alpha t$	$\frac{s}{s^2+\alpha^2}$
$f'(t)$	$sF(s) - F(0)$
$f''(t)$	$s^2F(s) - sF(s) - F'(0)$

ES: TROVARE IL GUADAGNO NELLA BANDA PASSANTE



$$A_V = \frac{V_o}{V_s}$$

$G_M = 5\ \frac{mA}{V}$ $\quad R_S = 50\ \Omega$ $\quad R_{IN} = 10k\Omega$ $\quad R_o = 10k\Omega$ $\quad R_L = 10k\Omega$ $\quad C: 10nF$

PASSA-B o PASSA-A?

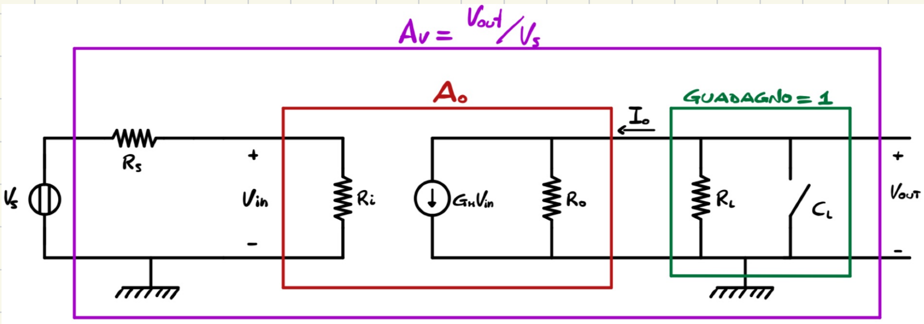
$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$\omega = 0 \rightarrow Z_c = \infty$ CIRCUITO APERTO $\rightarrow V_{OUT} = I R_o // R_L$

$\omega = \infty \rightarrow Z_c = 0$ CORTOCIRCUITO $\rightarrow V_{OUT} = 0$

ABBIAMO UN CIRCUITO PASSA-B, ANCHE PERCHÈ $C_L // V_{OUT}$

SOSTITUIAMO C_L CON UN CIRCUITO APERTO:

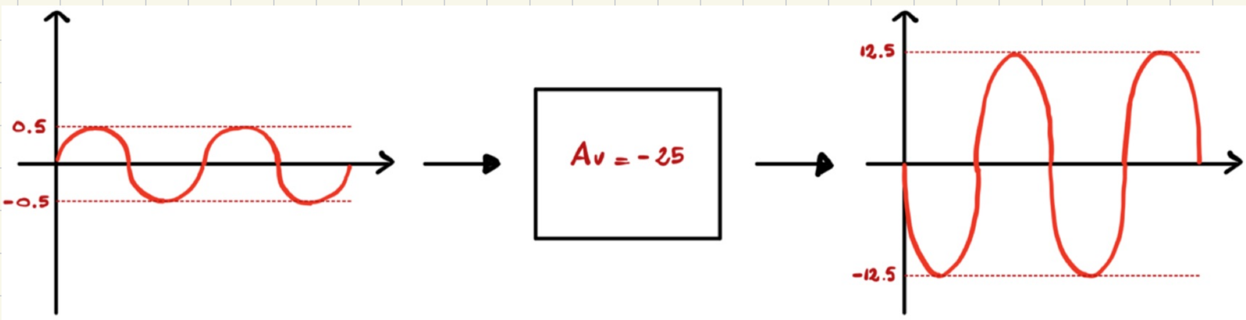


$$V_{OUT} = -I_L \cdot R_L = -\underbrace{\left[-G_M V_{IN} \cdot \frac{R_o}{R_o+R_L}\right]}_{I_L} R_L = -5 \cdot 5\ V_S = -25 \cdot V_S$$

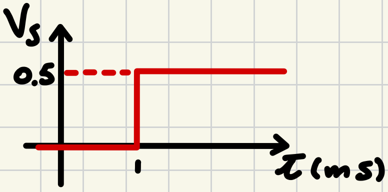
$$V_{IN} = V_S \frac{R_{IN}}{R_{IN}+R_S} = V_S \cdot \frac{10k\Omega}{10k\Omega + 50\Omega} = V_S \cdot \frac{10000}{10050} \approx V_S$$

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_S} = -\frac{25\ V_S}{V_S} = -25$$

UN GUADAGNO NEGATIVO INDICA UNO SFASAMENTO DI -180°, AD ESEMPIO:



ANALIZZIAMO COME SI COMPORTA IL CIRCUITO QUANDO L'IN V_S È UN GRADINO DI TENSIONE, CALCOLANDO V_{OUT}.



V_{OUT} È LA TENSIONE AI CAPI DI UN CONDENSATORE, QUINDI SI PUÒ APPLICARE IL METODO ASINTOTICO PER CALCOLARLA:

$$V_{OUT} = V_C = V_C(\infty) - [V_C(\infty) - V_C(t_0^-)]e^{-\frac{t - t_0}{\tau}}$$

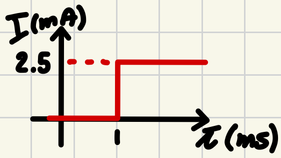
SAPENDO CHE TRA t_0^- E t_0^+ IL POTENZIALE SULLE ARMATURE NON CAMBIA

CALCOLARE V_{OUT} A t_0^- E $t = \infty$, OVVERO DOVE IL SEGNALE IN INGRESSO È COST, EQUIVALE A CONSIDERARE IL CONDENSATORE COME UN CIRCUITO APERTO. ABBIAMO CHE:

- $t = t_0^-$: LA TENSIONE IN INGRESSO È $V_S = 0 \rightarrow V_{OUT} = 0$
- $t = \infty$: LA TENSIONE IN INGRESSO È $V_S = 0.5\,V \rightarrow V_{OUT} = -\left(I \cdot \frac{R_O}{R_O + R_L}\right) R_L$

LA CORRENTE $I = G_M V_{IN} = G_M V_S$ SEGUE QUESTO ANDAMENTO:

- PER $t < t_0$: $I = 0$
- PER $t > t_0$: $I = G_M V_S = 5\,\frac{mA}{V} \cdot 0.5\,V = 2.5\,mA$



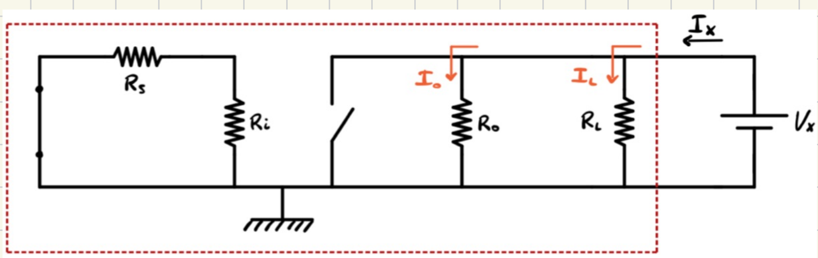
E RIMANE A 2.5 mA PER $t = \infty$

QUINDI $V_{OUT} = -\left(I \cdot \frac{R_O}{R_O + R_L}\right) R_L = -2.5\,mA \cdot \frac{10\,k\Omega}{(10+10)\,k\Omega} \cdot 10\,k\Omega = -12.5\,V$

QUINDI IL SEGNALE IN USCITA PARTE DA 0V E ARRIVA A -12.5V SEGUENDO UN ANDAMENTO ESPONENZIALE DESCRITTO DA $\tau = C \cdot R_{eq}$
PER IL CALCOLO DI R_{eq} SI SOSTITUISCE IL CONDENSATORE C_L CON UN GENERATORE DI TENSIONE COST V_x E SI MISURA LA CORRENTE I_x.

$$R_{eq} = \frac{V_x}{I_x}$$

BISOGNA ANCHE ELIMINARE TUTTE LE ECCITAZIONI PRESENTI, OVVERO TUTTI I GENERATORI DI TENSIONE/CORRENTE INDIPENDENTI. QUINDI PONGO $V_S = 0$. DI CONSEGUENZA ANCHE V_{IN}. ANCHE $I_D = G_M V_{IN} = 0$ (NON EROGA CORRENTE)



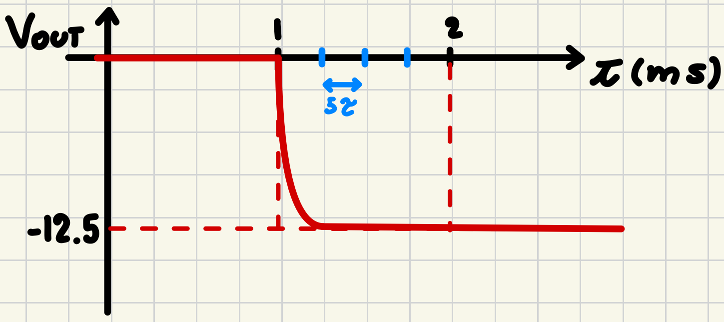
QUELLO CHE VEDE V_x È IL $R_O // R_L$

$$R_{eq} = \frac{R_O R_L}{R_O + R_L} = \frac{10 \cdot 10\,k\Omega}{(10+10)\,k\Omega} = 5\,k\Omega$$

DA CUI: $\tau = C \cdot R_{eq} = 10\,nF \cdot 5\,k\Omega = 50\,\mu s$

DATO CHE IL TRANSITORIO DI UN CONDENSATORE È DI 5τ, SI HA:

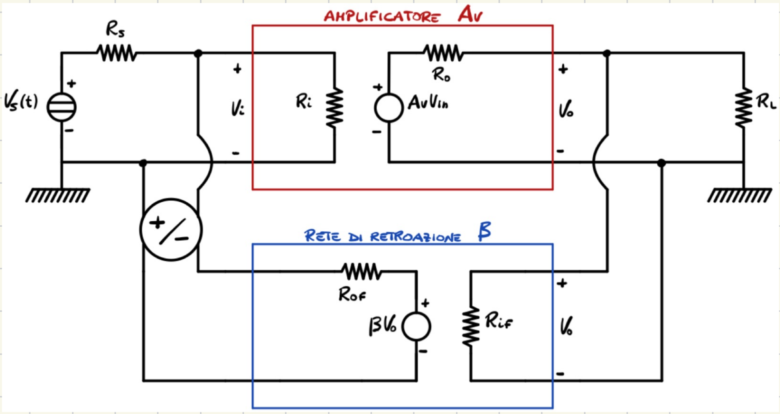
TRANSITORIO: $5\tau = 5 \cdot 50\,\mu s = 250\,\mu s = 0.25\,ms$



RETROAZIONE

NELLA RETROAZIONE L'USCITA DEL SISTEMA È SOMMATA/SOTTRATTA ALL'INGRESSO IN MODO DA FORNIRE IN INGRESSO ALL'AMPLI UN SEGNALE DERIVATO DA UN CONFRONTO. LA RETROAZIONE PUÒ ESSERE POSITIVA O NEGATIVA, DIVENTANDO UN ELEMENTO DI STABILITÀ O INSTABILITÀ DEL SISTEMA.

LA RETE DI RETROAZIONE È UN AMPLI CON GUADAGNO β CHE PRENDE IN INGRESSO L'USCITA DI QUELLO PRINCIPALE. IN USCITA RESTITUISCE UN VALORE CHE VIENE SOMMATO/SOTTRATTO ATTRAVERSO UN SOMMATORE AL SEGNALE DI INGRESSO DEL PRINCIPALE.



- **RETROAZIONE POSITIVA:** L'USCITA DELLA RETROAZIONE SI SOMMA ALL'INGRESSO DELL'AMPLI PRINCIPALE. UN AUMENTO DI V_o VERREBBE SOMMATO ALL'INGRESSO CHE, RIPASSANDO NELL'AMPLI, AUMENTA ANCORA.
  CON QUESTO TIPO DI RETE L'INSTABILITÀ VIENE AUMENTATA, PERCHÈ BASTA UNA PICCOLA VARIAZIONE DI V_o CHE SI ARRIVA ALLA DIVERGENZA DEL SEGNALE DOPO UNA SERIE DI LOOP, OVVERO PORTA ALLA SATURAZIONE DELL'AMPLI FINO A L^+. ANALOGAMENTE SI HA FINO A L^- CON UNA DIMINUZIONE DI V_o

- **RETROAZIONE NEGATIVA:** L'USCITA DELLA RETROAZIONE SI SOTTRAE ALL'INGRESSO DELL'AMPLI PRINCIPALE. IL SEGNALE IN INGRESSO AD A_v SARÀ SEMPRE PIÙ PICCOLO (LO SARÀ ANCHE V_o), E DOPO UNA SERIE DI LOOP LA VARIAZIONE DI V_o SI ANNULLERÀ COMPLETAMENTE, RIAVENDO LA SITUAZIONE STABILE. ABBIAMO LO STESSO RISULTATO CON UNA VARIAZIONE IN NEGATIVO DI V_o. QUINDI UNA RETROAZIONE NEGATIVA RIESCE A STABILIZZARE IL SISTEMA ED EVITA DI PORTARLO IN SATURAZIONE.

RIASSUMENDO:

In un sistema retroazionato, un segnale proporzionale all'uscita viene riportato in ingresso e viene sommato o sottratto al segnale di ingresso stesso per ottenere l'uscita desiderata.

Retroazione positiva

utile per realizzare:
- *oscillatori*
- *multivibratori bistabili*
- *filtri attivi*

✖ *sgradita negli amplificatori lineari*

Retroazione negativa

stabilizzazione del guadagno

riduzione delle distorsioni non lineari

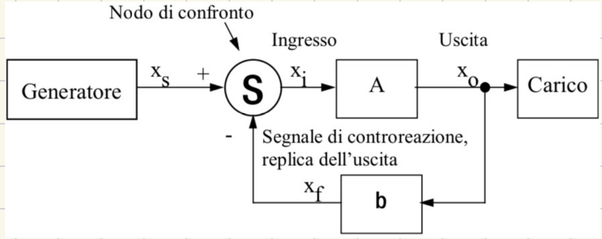
aumento o riduzione delle impedenze di ingresso e di uscita

estensione della banda passante

✖ *riduzione del guadagno*

✖ *possibilità di oscillazione*

RETROAZIONE NEGATIVA



L'AMPLI PRINCIPALE GUADAGNA A, MENTRE QUELLO IN RETROAZIONE GUADAGNA β.
TUTTO IL SISTEMA PUÒ ESSERE VISTO DALL'ESTERNO COME UNA RETE DUE PORTE EQUIVALENTE CHE VEDE IN INGRESSO IL SEGNALE x_s E IN USCITA DÀ AL CARICO IL SEGNALE x_o. IN GENERALE ABBIAMO:

$$\begin{cases} x_o = A x_i \\ x_f = \beta x_o \\ x_i = x_s - x_f \end{cases}$$

E LA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO È DATA DA:

$$\boxed{A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A x_i}{x_i + x_f} = \frac{A x_i}{x_i + \beta x_o} = \frac{A x_i}{x_i + \beta A x_i} = \frac{A}{1 + A\beta}}$$

$1 + A\beta > 1$ TASSO DI RETROAZIONE

QUINDI, IL GUADAGNO COMPLESSIVO DELLA RETE CON RETROAZIONE (A_f) È SEMPRE MINORE DEL GUADAGNO NOMINALE DELL'AMPLI PRINCIPALE (A).
IL GUADAGNO DI ANELLO È βA (GUADAGNO DOPO UN SINGOLO LOOP). NEL CASO DI RETROAZIONE NEGATIVA, IL GUADAGNO DI ANELLO DEVE ESSERE POSITIVO, COSÌ x_f HA LO STESSO SEGNO DI x_s, E x_i RISULTA MINORE DI x_s.

NEL CASO IN CUI $\beta A \gg 1$ RISULTA: $A_f = \frac{A}{1+\beta A} = \frac{1}{\beta}$,

OVVERO IL GUADAGNO COMPLESSIVO DIPENDE QUASI TUTTO DALLA RETE DI RETROAZIONE E QUINDI È UN GUADAGNO MOLTO STABILE NEL TEMPO.

STABILIZZAZIONE DEL GUADAGNO

NELL'IPOTESI CHE β SIA COST, SI PUÒ DETERMINARE ANALITICAMENTE LA STABILIZZAZIONE DEL GUADAGNO. DIFFERENZIANDO ENTRAMBI I MEMBRI DELL'ESPRESSIONE DEL GUADAGNO, OTTENIAMO:

$$dA_f = d\left(\frac{A}{1+\beta A}\right) = \frac{1 + \beta A - \beta A}{(1+\beta A)^2} dA = \frac{dA}{(1+\beta A)^2}$$

E DIVIDENDO PER $A_f = \frac{A}{1+\beta A}$ SI OTTIENE CHE:

$$\boxed{\frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{(1+\beta A)^2} \cdot \frac{1+\beta A}{A} = \frac{1}{1+\beta A} \cdot \frac{dA}{A}}$$

QUINDI, LA VARIAZIONE RELATIVA DI A_f È PARI ALLA VARIAZIONE RELATIVA DI $A/1+\beta A$, DI CONSEGUENZA LA VARIAZIONE RELATIVA DI A È SEMPRE MINORE DELLA VARIAZIONE RELATIVA DI A_f, QUINDI SI HA STABILITÀ.

PER QUESTO MOTIVO IL FATTORE $1+\beta A$ È CHIAMATO FATTORE DI STABILIZZAZIONE

ALLARGAMENTO DELLA BANDA PASSANTE

UN AMPLI HA UN COMPORTAMENTO PASSA-BASSO PER ALTE FREQUENZE, CARATTERIZZATO DALLA PULSAZIONE w_H. IL GUADAGNO DI QUESTO AMPLI È:

$$\boxed{A(s) = \frac{A_M}{1 + s/w_H}}$$

DOVE $s = jw$, A_M = GUADAGNO A CENTRO BANDA, w_H = f DI TAGLIO PASSA-B

APPLICANDO LA RETROAZIONE NEGATIVA, OTTENIAMO:

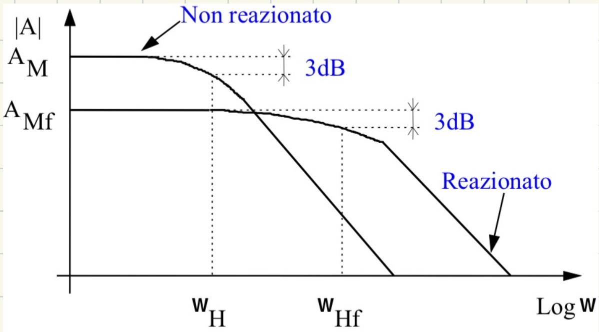
$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1+\beta A(s)} = \frac{A_M}{1+s/w_H} \cdot \frac{1}{1+\beta \frac{A_M}{1+s/w_H}} = \frac{A_M}{1+s/w_H} \cdot \frac{1+s/w_H}{1+s/w_H+\beta A_M} = \frac{A_M}{1+\beta A_M + s/w_H}$$

DA CUI:

$$\boxed{A_f(s) = \frac{A_M}{1+\beta A_M} \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{w_H(1+\beta A_M)}}}$$

$A_{Mf} = \frac{A_M}{1+\beta A_M} \rightarrow$ GUADAGNO A CENTRO BANDA

$w_{Hf} = w_H(1+\beta A_M) \rightarrow$ f DI TAGLIO



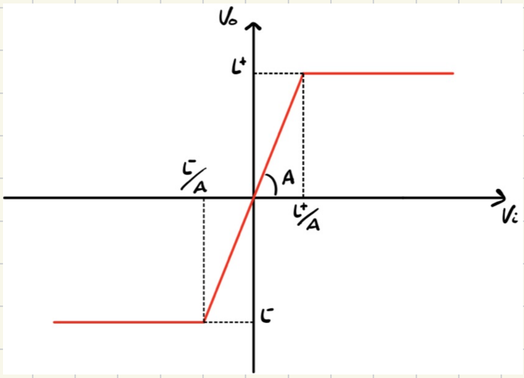
QUINDI IL GUADAGNO DIMINUISCE E LA f DI TAGLIO AUMENTA, MA IL FATTORE PER CUI SONO MOLTIPLICATE È LO STESSO, DI CONSEGUENZA IL PRODOTTO BANDA-GUADAGNO È INVARIANTE QUALUNQUE SIA IL VALORE β DELLA RETROAZIONE:

$$\frac{A_M}{1+\beta A_M} \cdot w_H(1+\beta A_M) = A_M w_H$$

DI CONSEGUENZA L'AREA SOTTO LA CURVA È SEMPRE LA STESSA.

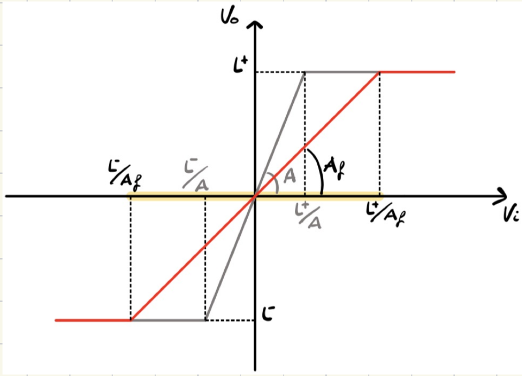
RIDUZIONE DELLA DISTORSIONE

LA RETROAZIONE NEGATIVA HA COME ALTRO EFFETTO POSITIVO LA RIDUZIONE DELLA DISTORSIONE, OVVERO L'AUMENTO DELLA DINAMICA DI INGRESSO DELL'AMPLI.



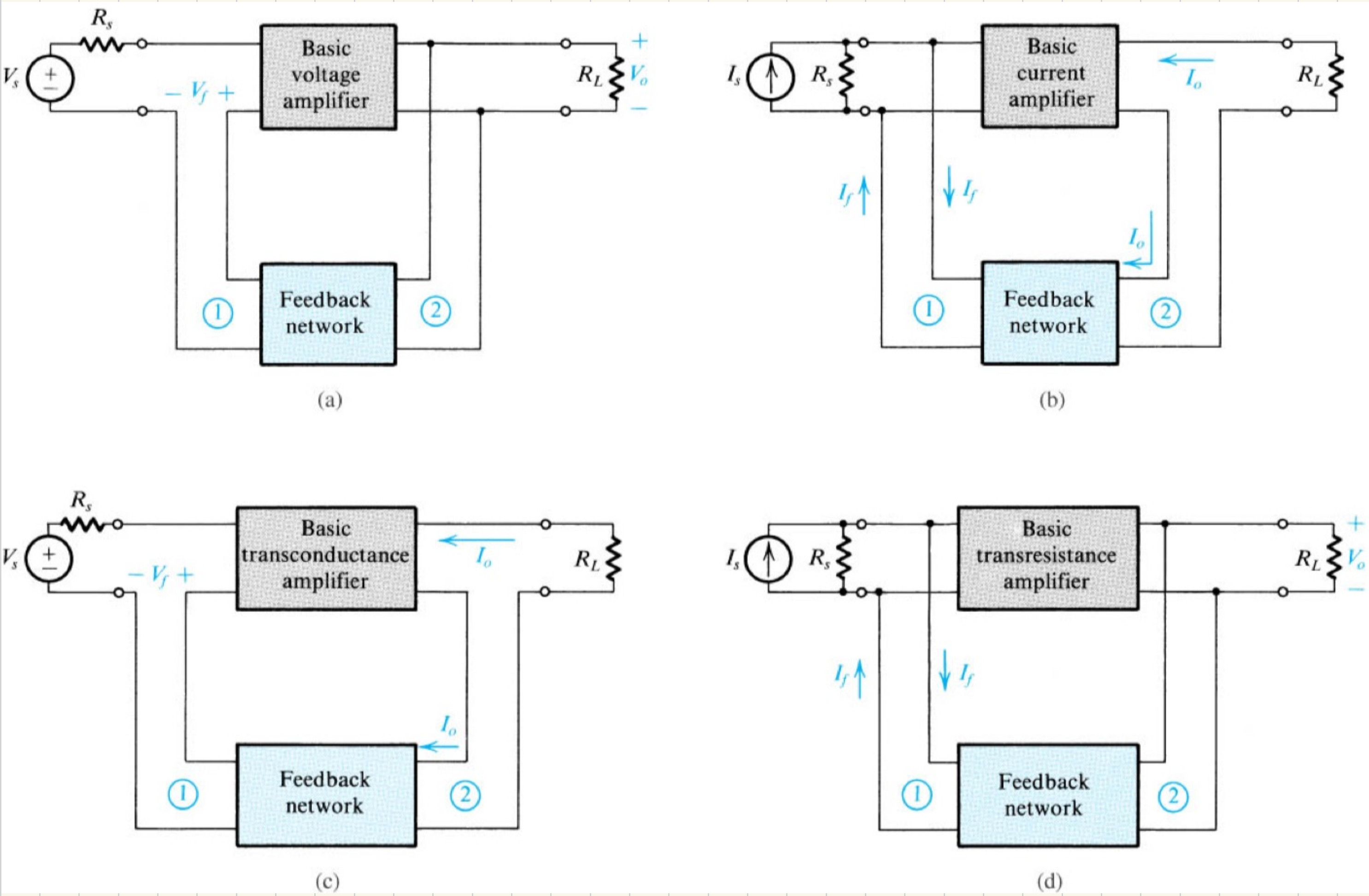
UN AMPLI NON RETROAZIONATO HA UNA DINAMICA IN USCITA COMPRESA TRA L^+ E L^- E DI CONSEGUENZA, LA DINAMICA IN INGRESSO È COMPRESA TRA L^+/A E L^-/A.

LO STESSO AMPLI, SE RETROAZIONATO HA UNA DIMINUZIONE DEL GUADAGNO E DI CONSEGUENZA LA ZONA LINEARE HA UNA PENDENZA MINORE. DATO CHE LA DINAMICA DI USCITA È SEMPRE COMPRESA TRA L^+ E L^-, SI HA UN AUMENTO DELLA DINAMICA DI INGRESSO CHE DIVENTA COMPRESA TRA L^+/A_f E L^-/A_f

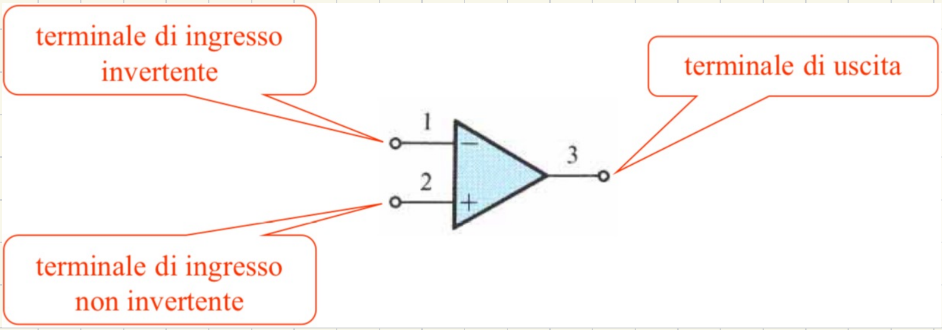


AUMENTO O DIMINUZIONE DELLE IMPEDENZE DI INGRESSO E USCITA

LA RETROAZIONE NEGATIVA HA COME ALTRO EFFETTO POSITIVO LA MODIFICA DELLE IMPEDENZE DI INGRESSO E USCITA DELLA RETE DUE PORTE COMPLESSIVA IN ACCORDO A COME SERVIREBBERO PER I RELATIVI TIPO DI AMPLI.



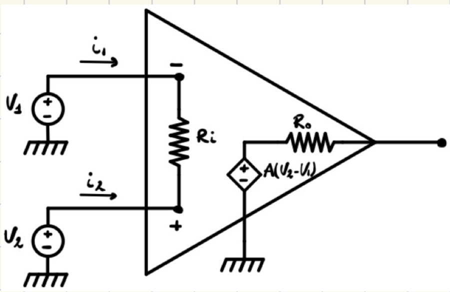
AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

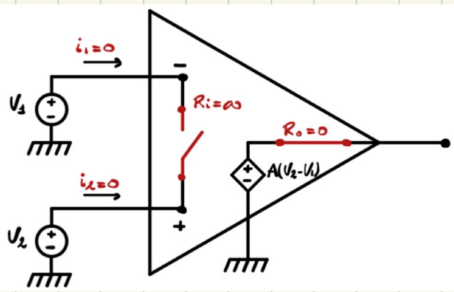


COME IN QUALSIASI AMPLI, È RAPPRESENTABILE ATTRAVERSO UNA RETE DUE PORTE EQ DOVE IMPEDENZA DI INGRESSO/USCITA E GUADAGNO SONO IMPORTANTI

I PARAMETRI DEGLI AMPLI OPERAZIONALI SONO:

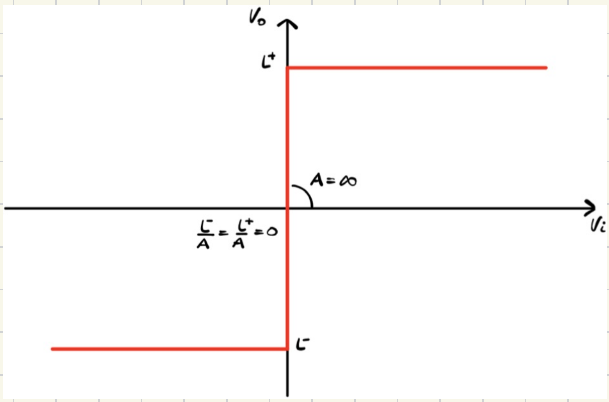
- $R_i = \infty$ → L'IMPEDENZA DI INGRESSO È TANTO ALTA RISPETTO ALLE ALTRE IMPEDENZE DA POTER ESSERE CONSIDERATA INFINITA. QUESTO SIGNIFICA CHE TRA I MORSETTI IN INGRESSO È PRESENTE UN CIRCUITO APERTO, PER CUI LA I CHE ENTRA ED ESCE È NULLA, $I_i = 0$
- $R_{OUT} = 0$ → L'IMPEDENZA DI USCITA SI PUÒ CONSIDERARE NULLA, A CAUSA DEL CORTOCIRCUITO. QUESTO SIGNIFICA CHE LA TENSIONE PRODOTTA DAL GENERATORE DI TENSIONE CONTROLLATO $A(V_2 - V_1)$ VA TOTALMENTE A FINIRE SUL CARICO IN USCITA E QUINDI IL GENERATORE CONTROLLATO SI COMPORTA COME UN GENERATORE DI TENSIONE IDEALE.
- $A = \infty$ → IL GUADAGNO DELL'AMPLI OP È TANTO ALTO DA POTER ESSERE CONSIDERATO INFINITO. QUESTO SIGNIFICA CHE ANCHE UN PICCOLO SEGNALE IN INGRESSO PORTA IMMEDIATAMENTE L'AMPLI IN SATURAZIONE.





DINAMICA DELL'AMPLI OPERAZIONALE

DATO CHE UN AMPLI OP HA UN GUADAGNO INFINITO ED ESSENDO LA DINAMICA DI USCITA SEMPRE COMPRESA TRA DUE VALORI L^+ E L^-, SI HA CHE LA DINAMICA DI INGRESSO DIVENTA NULLA.



DATO CHE $V_i = V_2 - V_1$, POSSO VERIFICARE SOLO:

- SE $V_i > 0 \rightarrow V_2 > V_1$
- SE $V_i < 0 \rightarrow V_2 < V_1$

OVVERO L'AMPLI VA IN SATURAZIONE CON QUALSIASI SEGNALE IN INGRESSO.
L'UNICO CASO IN CUI LAVORA IN ZONA LINEARE È QUANDO $V_2 = V_1 \rightarrow V_i = 0$
QUINDI UN AMPLI OP SEMPLICE PUÒ SOLO ESSERE USATO COME COMPARATORE DELLE TENSIONI DI INGRESSO.

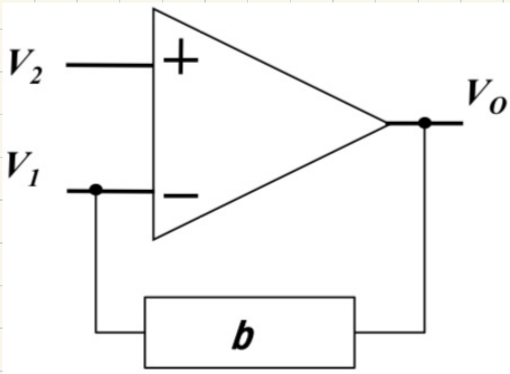
L'UNICO MODO PER RISOLVERE $A=\infty$ È APPLICARE UNA RETROAZIONE NEGATIVA, CHE RIDUCE IL GUADAGNO E AUMENTA LA DINAMICA IN INGRESSO. SI USA IL MORSETTO INVERTENTE PER LA RETROAZIONE NEGATIVA, MENTRE IL MORSETTO NON INVERTENTE SERVE PER LA RETROAZIONE POSITIVA. QUINDI, DOPO AVER RETROAZIONATO NEGATIVAMENTE L'AMPLI OP SI OTTIENE UNA RETE COMPLESSIVA CHE HA UNA DINAMICA DI INGRESSO NON NULLA.

SE $V_1=V_2$ SIGNIFICA CHE SONO IN CORTOCIRCUITO E DI CONSEGUENZA $I=\infty$ TRA LORO. MA L'IMPEDENZA IN INGRESSO È $R_i=\infty$ E QUINDI NON SCORRE I TRA I MORSETTI. QUESTO FENOMENO ($V_1=V_2$ E $I=0$) È DETTO CORTOCIRCUITO VIRTUALE DI UN AMPLI OP.

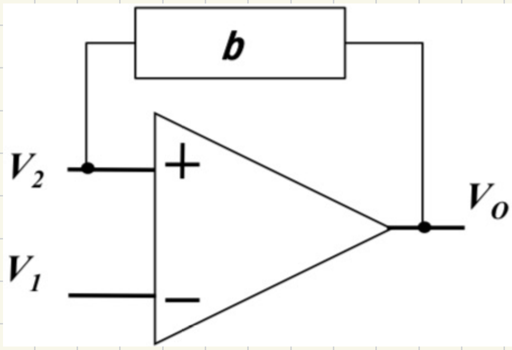
IL CORTOCIRCUITO VIRTUALE VALE SOLO SE L'AMPLI OP VIENE PORTATO IN QUALCHE MODO A LAVORARE NELLA SUA ZONA LINEARE (SOLO CON RETROAZIONE NEGATIVA)

RETROAZIONI DEGLI AMPLI

- LA RETROAZIONE NEGATIVA SI OTTIENE COLLEGANDO IL CIRCUITO β AL MORSETTO INVERTENTE (-). QUESTO PERCHÈ $V_i=V_2-V_1$, QUINDI AUMENTANDO V_{out}, AUMENTA ANCHE V_1 E DI CONSEGUENZA DIMINUISCE V_i. UTILIZZATI PER AMPLI LINEARI.



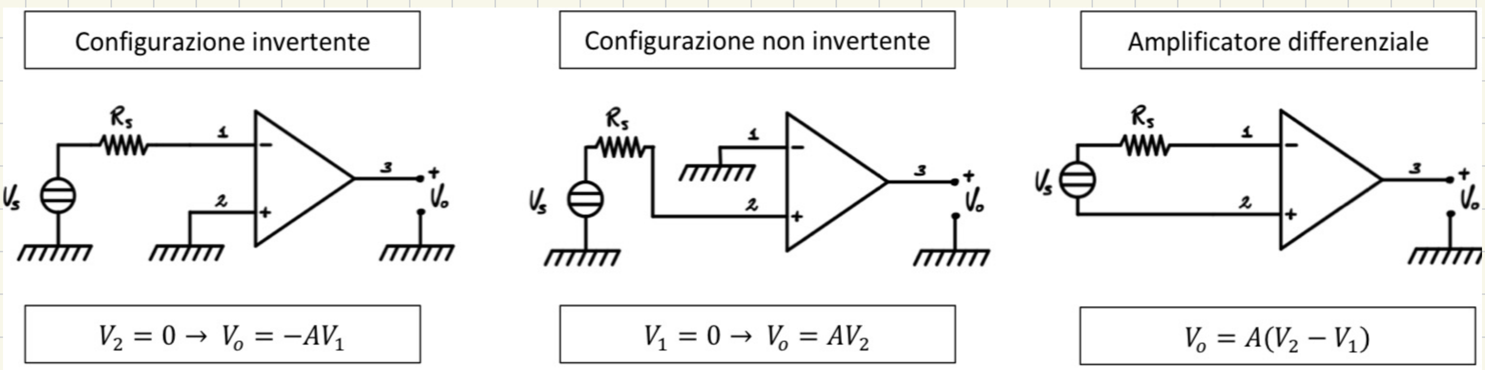
- LA RETROAZIONE POSITIVA SI OTTIENE COLLEGANDO IL CIRCUITO β AL MORSETTO NON INVERTENTE (-). QUESTO PERCHÈ $V_i=V_2-V_1$, QUINDI AUMENTANDO V_{out}, AUMENTA ANCHE V_2 E DI CONSEGUENZA AUMENTA V_i. UTILIZZATI PER OSCILLATORI TRA L^+ E L^-.



QUINDI PER UTILIZZARE UN AMPLI OP COME ELEMENTO LINEARE È NECESSARIA UNA RETROAZIONE NEGATIVA, MENTRE PER UTILIZZARLO COME ELEMENTO NON LINEARE È NECESSARIA UNA RETROAZIONE POSITIVA

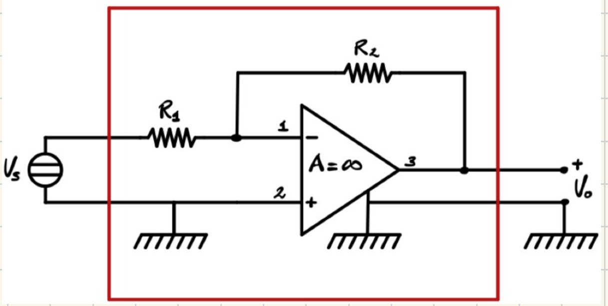
CONFIGURAZIONI FONDAMENTALI DEI CIRCUITI CON AMPLI OP

UN AMPLI OP CON UN SEGNALE V_s IN INGRESSO PUÒ ESSERE USATO CON UNA DELLE SEGUENTI CONFIGURAZIONI:



CONFIGURAZIONE INVERTENTE

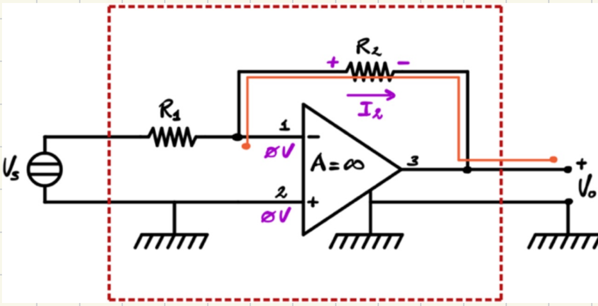
IL GENERATORE DI TENSIONE È CONNESSO DIRETTAMENTE AL MORSETTO INVERTENTE. PER FAR SI CHE L'AMPLI LAVORI IN ZONA LINEARE BISOGNA FARE UNA RETROAZIONE NEGATIVA (COLLEGATA AL MORSETTO INVERTENTE).



R_1 È QUELLA DEL GEN DI TENSIONE REALE, MA È CONSIDERATA ALL'INTERNO DEL CIRCUITO COMPLESSIVO PERCHÉ È ESSENZIALE PER IL FUNZIONAMENTO DELL'AMPLI. INFATTI SE SI DOVESSE USARE UN GEN DI TENSIONE IDEALE ($R_1=0$, CORTOCIRCUITO), SI AVREBBE SUL MORSETTO INVERTENTE DIRETTAMENTE IL VALORE DEL POTENZIALE FORNITO DAL GEN, MENTRE SUL MORSETTO NON INVERTENTE SI AVREBBE 0 PERCHÉ CONNESSO A MASSA. QUESTO PORTA L'AMPLIFICATORE OP IN SATURAZIONE PERCHÉ I DUE MORSETTI NON RAGGIUNGERANNO MAI LO STESSO POTENZIALE E QUINDI NON SI POTRÀ MAI APPLICARE IL PRINCIPIO DEL CORTOCIRCUITO VIRT. CON QUESTA CONNESSIONE, IL VALORE DELLA TENSIONE SUL MORSETTO INVERTENTE È $V_1 = V_S - I_1 R_1$, QUINDI PER DETERMINARE VALORI PUÒ DIVENTARE UGUALE A QUELLA SUL MORSETTO NON INVERTENTE, E PUÒ VALERE IL PRINC DEL CC VIRTUALE.

CALCOLO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO (GUADAGNO)

SUPPONIAMO CHE L'AMPLI OP LAVORI IN ZONA LIN. PER CALCOLARE V_o BISOGNA TROVARE UNA MAGLIA CHIUSA CHE PORTA DA V_o A MASSA, OVVERO A 0V. DATO CHE SUL MORSETTO 2 CI SONO 0V, PER IL PRINCIPIO DEL CORTOCIRCUITO CI SONO 0V ANCHE SUL MORSETTO 1, E DI CONSEGUENZA UNA MAGLIA CHE PORTA DA V_o A MASSA È QUELLA CHE PASSA PER R_2.



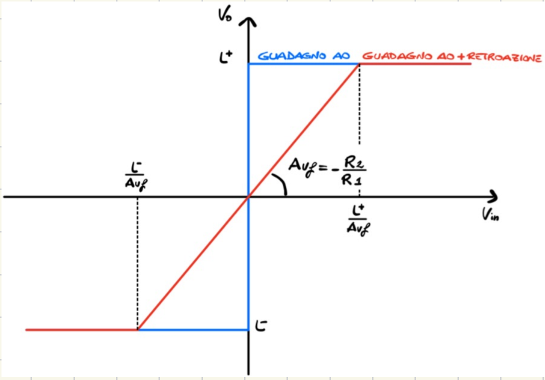
DATO CHE SI STA CONSIDERANDO LA TENSIONE SUL MORSETTO POSITIVO DI V_o E LA CADUTA DI POTENZIALE SU R_2 VA NEL VERSO OPPOSTO, IL VALORE DI V_o È.

$$V_o = -I_2 R_2$$

V_S PRODUCE UNA TENSIONE NOMINALE CHE GENERA UNA DIFFERENZA DI POTENZIALE AI CAPI DI R_1 PARI A V_S. LA CORRENTE, QUINDI, PASSA PER R_1 E POI TROVA UN NODO NEL QUALE DIVIDERSI: UNA PARTE VA VERSO R_2, L'ALTRA VERSO L'AMPLI OP. DATO CHE LA $R_i=\infty$ DELL'AMPLI OP, LA CORRENTE NON PUÒ SEGUIRE IL PERCORSO CHE LA PORTA DENTRO L'AMPLI. PER QUESTO MOTIVO TUTTA LA $I_1 = V_S/R_1$, CHE SCORRE SU R_1, VA A FINIRE SU R_2. QUINDI:

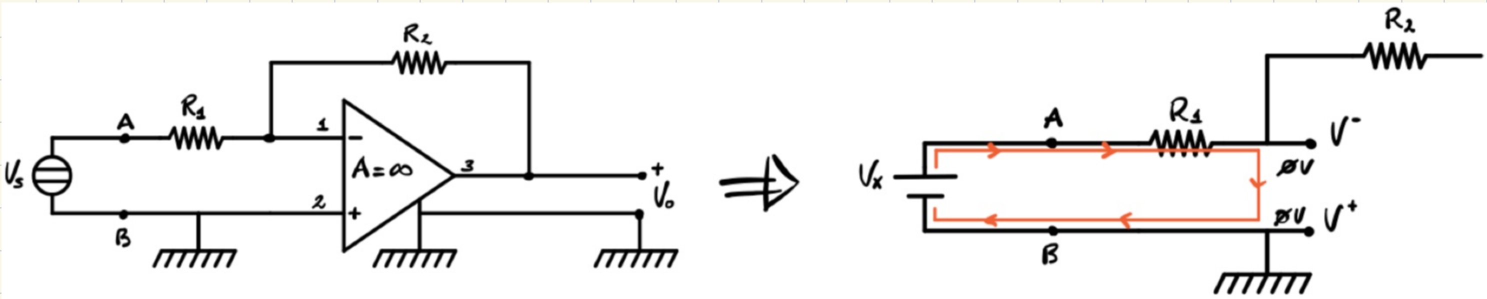
$$I_2 = I_1 = \frac{V_S}{R_1} = \frac{V_{IN}}{R_1} \longrightarrow V_{OUT} = -I_2 R_2 = -\frac{R_2}{R_1} V_{IN} \rightarrow \boxed{A_{Vf} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{R_2}{R_1}}$$

IL GUADAGNO COMPLESSIVO DELLA RETE È INDIPENDENTE DA QUELLO DELL'AMPLI OP. INFATTI IL GUADAGNO COMPLESSIVO È DATO DA $A_{Vf} = A/1+\beta A$, MA SE $\beta A \gg 1$ SI AMPLIFICA A $A_{Vf} = 1/\beta$, OVVERO AD UN GUADAGNO INDIPENDENTE DA QUELLO DELL'AMPLI. NEL CASO DELL'AMPLI OP, $A=\infty \rightarrow \beta A = \infty$ E VALE IL PRINCIPIO APPENA DESCRITTO.
IL GUADAGNO A_{Vf} È NEGATIVO, OVVERO L'AMPLI È INVERTENTE



CALCOLO DELL'IMPEDENZA DI INGRESSO

PER CALCOLARE R_{eq} SOSTITUIAMO V_s CON UN GEN DI TENSIONE COST V_x, E SI CALCOLA LA I_x CHE SCORRE NEL CIRCUITO:

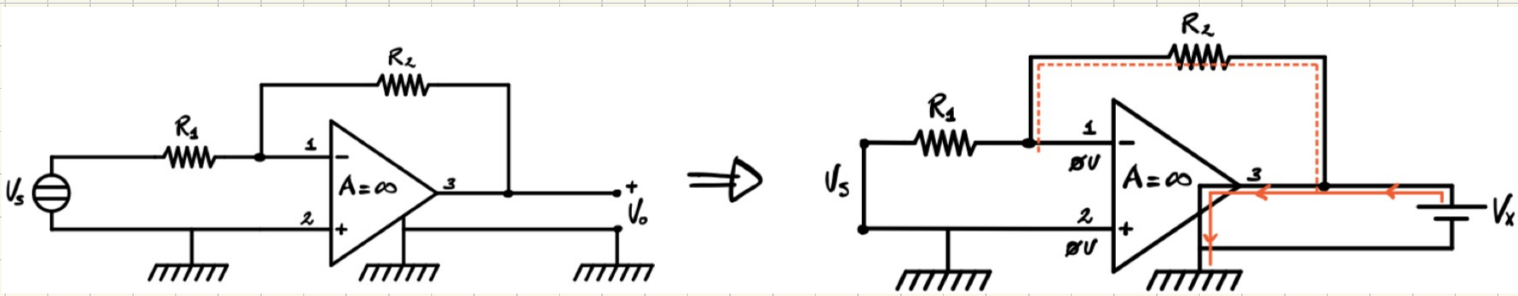


QUINDI, VISTA DALL'INGRESSO $R_{eq} = R_1 + V^-$, MA $V^- = 0V$ PER IL PCCV, QUINDI:

$$\boxed{R_{if} = R_1}$$

CALCOLO DELL'IMPEDENZA DI USCITA

BISOGNA ANNULLARE TUTTI I GEN INDIPENDENTI, OVVERO VA MESSO IN CORTOCIRCUITO V_s. COSÌ SI CALCOLA R_{eq} GUARDANDO IL CIRCUITO DALL'USCITA. DATO CHE $V_s = 0$, IL GEN CONTROLLATO IN TENSIONE INTERNO ALL'AMPLI OP È PARI A 0, NON PRODUCE QUINDI TENSIONE IN USCITA QUALUNQUE SIA IL GUADAGNO. QUINDI ANCHE ESSO È IN CORTOC. APPLICANDO UN GEN DI TENSIONE V_x IN USCITA, E SEGUENDO I_x DAL GEN A MASSA:



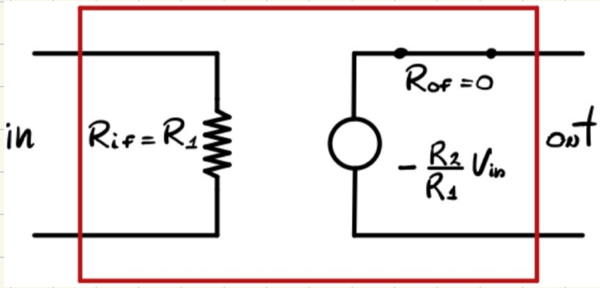
I_x ESCE DA V_x E INCONTRA UN NODO. UN PERCORSO VA VERSO R_2, L'ALTRO ENTRA NELL'AMPLI OP DALL'USCITA E ATTRAVERSA IL GEN CONTROLLATO (IN CORTOCIRCUITO) FINO A MASSA. LA CORRENTE SEGUIRÀ SOLO IL PERCORSO DEL CORTOCIRCUITO, QUINDI:

$$\boxed{R_{of} = 0}$$

RETE DUE PORTE EQUIVALENTE

I PARAMETRI CARATTERISTICI SONO:

- $A_f = -R_2/R_1$
- $R_{if} = R_1$
- $R_{of} = 0$

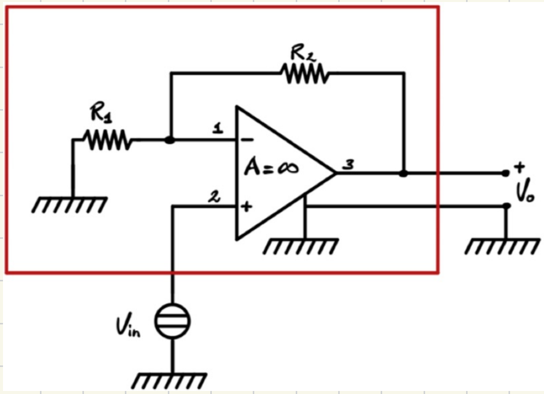


MA QUESTA RETE HA UN PROBLEMA: SE IN INGRESSO SI HA UN SEGNALE DI TENSIONE È NECESSARIA UNA R IN INGRESSO MOLTO ALTA DATO CHE $V_{IN} = V_S (R_1/R_1+R_S)$ E SE $R_1 \gg R_S \rightarrow V_{IN} = V_S$. MA SE SI AUMENTA R_1 SI DIMINUISCE IL GUADAGNO, A MENO CHE NON VENGA AUMENTATA ANCHE R_2. QUINDI, QUESTA RETE È PIÙ ADATTA A SEGNALI DI CORRENTE IN INGRESSO, CHE A PRESCINDERE DALLE R, OFFRONO UNA I_S NOMINALE.

AL CONTRARIO, IN USCITA È MEGLIO UN SEGNALE DI TENSIONE PERCHÈ LA $R_{OUT} = 0$ E QUINDI IL GEN DI TENSIONE CONTROLLATO SI COMPORTA COME UN GEN DI TENSIONE IDEALE, FORNENDO AL CARICO TUTTA LA TENSIONE PRODOTTA

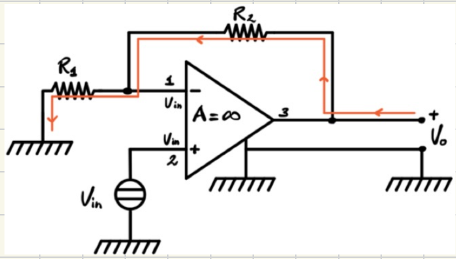
CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE

SI HA SEMPRE UN AMPLI OP RETROAZIONATO NEGATIVAMENTE (ALTRIMENTI SAREBBE SEMPRE SATURO), MA L'INGRESSO ENTRA NEL MORSETTO NON INVERTENTE. QUELLO INVERTENTE NON DEVE ESSERE CONNESSO DIRETTAMENTE A MASSA, MA DEVE ESSERCI UNA R PRIMA, ALTRIMENTI SI FORZA IL MORSETTO NON INV AD UN VALORE DI TENSIONE V_{IN} E IL MORSETTO INV A 0V E NON POTRANNO MAI ESSERE UGUALI, MANDANDO L'AMPLIFICATORE IN SATURAZIONE.



CALCOLO DELLA FUNZIONE DI TRASFERIMENTO (GUADAGNO)

PER CALCOLARE $A_{vf} = V_o/V_{IN}$ BISOGNA PRIMA CALCOLARE V_o, E PER FARLO BISOGNA PRIMA TROVARE UN PERCORSO CHE CONNETTA IL NODO DI USCITA A MASSA, ASSUMENDO CHE VALGA IL PRINCIPIO DEL CORTOCIRCUITO VIRTUALE. L'UNICO PERCORSO CHE CONNETTE V_o A MASSA È QUELLO IN ROSSO. ESSENDO IL MORSETTO NON INV CONNESSO A V_{IN}, PER IL PRINCIPIO ANCHE IL MORSETTO INV SARÀ CONNESSO A V_{IN}, OTTENENDO:



$$\boxed{V_{OUT} = I_2 R_2 + V_{IN} = I_2 R_2 + I_1 R_1}$$

PER ARRIVARE A MASSA LA CORRENTE DEVE ATTRAVERSARE R_1, DATO CHE L'AMPLI OP HA IMPEDENZA DI INGRESSO ∞. QUINDI LE DUE R SI TROVANO SULLA STESSA MAGLIA E SI HA $I_1 = I_2$. LA DIFFERENZA DI POTENZIALE AI CAPI DI R_1 È PROPRIO PARI A V_{IN} DATO CHE L'ALTRO CAPO È CONNESSO A MASSA, QUINDI $I_1 = V_{IN}/R_1$:

$$\boxed{V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{R_1} R_2 + V_{IN} = V_{IN}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

OTTENENDO:

$$\boxed{A_{vf} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

È UN GUADAGNO POSITIVO PERCHÈ LA CADUTA DI POTENZIALE SU R_2 DAL LATO DOVE È CONNESSO V_o HA LO STESSO SEGNO DI V_o. QUESTO PERCHÈ IL VERSO DELLA CORRENTE È FISSATO DA I_1 CHE SCORRE DAL NODO DEL MORSETTO INVERTENTE FINO A MASSA ATTRAVERSO R_1.

ANCHE IN QUESTO CASO IL GUADAGNO COMPLESSIVO DELLA RETE È INDIPENDENTE DA QUELLO DELL'AMPLI OP. INFATTI IL GUADAGNO COMPLESSIVO È DATO DA $A_{vf} = A / 1 + \beta A_M$, MA SE $\beta A \gg 1$ (COME ORA, DATO CHE $A_M = \infty$) SI AMPLIFICA A $A_{vf} = 1/\beta$, OVVERO AD UN GUADAGNO INDIPENDENTE DA A_M.

CALCOLO DELL'IMPEDENZA DI INGRESSO

PER CALCOLARE R_{eq} SOSTITUIAMO V_{IN} CON UN GEN DI TENSIONE COST V_x, E SI CALCOLA LA I_x CHE SCORRE NEL CIRCUITO, OTTENENDO:

$$\boxed{I_x = 0} \rightarrow \boxed{R_{IN} = \infty}$$

CALCOLO DELL'IMPEDENZA DI USCITA

BISOGNA ANNULLARE TUTTI I GEN INDIPENDENTI, OVVERO VA MESSO IN CORTOCIRCUITO V_{IN}. COSÌ SI CALCOLA R_{eq} GUARDANDO IL CIRCUITO DALL'USCITA. DATO CHE $V_{IN}=0$, IL GEN CONTROLLATO IN TENSIONE INTERNO ALL'AMPLI OP È PARI A 0, NON PRODUCE QUINDI TENSIONE IN USCITA QUALUNQUE SIA IL GUADAGNO. QUINDI ANCHE ESSO È IN CORTOC. APPLICHIAMO UN GEN DI TENSIONE V_x IN USCITA, E SEGUIAMO I_x DAL GEN A MASSA.

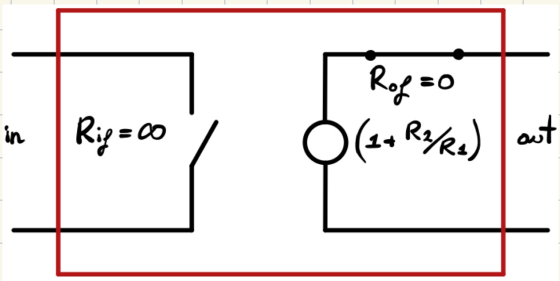
QUINDI LA CORRENTE CHE SCORRE DA V_x TROVA DUE PERCORSI IN PARALLELO, UNO ATTRAVERSA R_2, E UNO ATTRAVERSA L'USCITA DELL'AMPLI OP. LA CORRENTE SCEGLIE IL PERCORSO ATTRAVERSO L'OP, AVENDO $R=0$ (GEN CONTROLLATO IN CC) E QUINDI VA A MASSA ATTRAVERSANDO UNA R NULLA:

$$\boxed{R_{of} = 0}$$

RETE DUE PORTE EQUIVALENTE

I PARAMETRI CARATTERISTICI SONO:

- $A_f = 1 + R_2/R_1$
- $R_{if} = \infty$
- $R_{of} = 0$

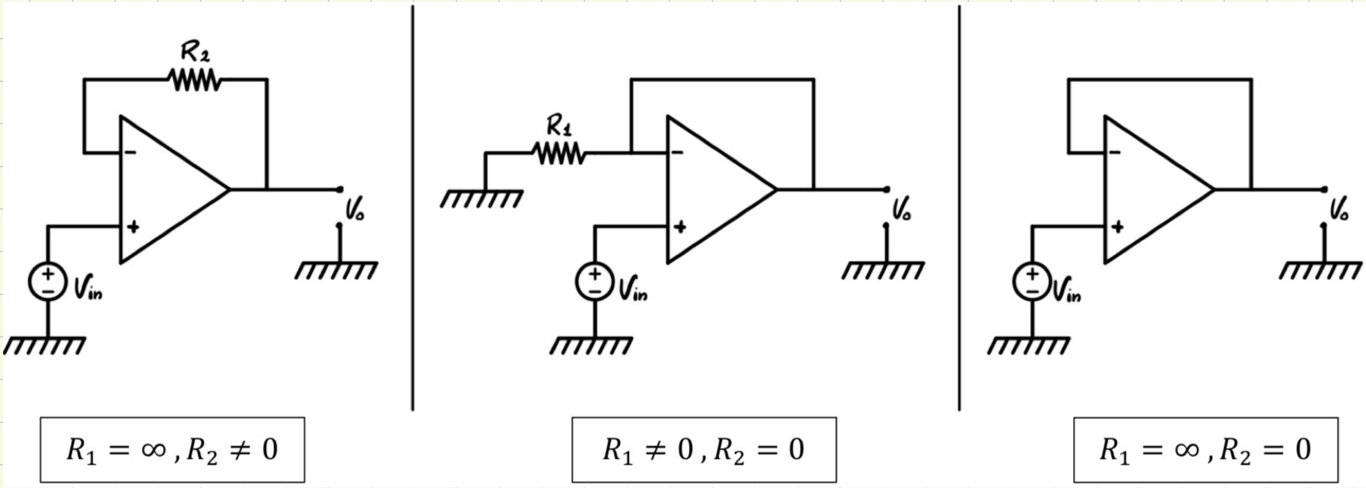


L'UNICA APPLICAZIONE POSSIBILE È UN AMPLI DI TENSIONE, PERCHÈ L'IMPEDENZA DI INGRESSO ∞ FA IN MODO CHE $V_{IN} = V_S$, QUALUNQUE SIA IL SEGNALE IN INGRESSO, E L'IMPEDENZA DI USCITA NULLA FA IN MODO CHE $V_o = A_{vf} V_{IN}$ QUALUNQUE SIA IL CARICO IN USCITA.

UN SEGNALE DI CORRENTE NON RIUSCIREBBE NEANCHE AD ENTRARE NELL'AMPLI, DATO CHE LA R INTERNA DEL SEGNALE DI CORRENTE È POSTA IN PARALLELO AL GENERATORE E LA $R = \infty$ DELL'AMPLI.

APPLICAZIONE DELLA CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE COME STADIO SEPARATORE DI IMPEDENZE

IN QUESTA APPLICAZIONE SI VUOLE OTTENERE UN GUADAGNO UNITARIO. DATO CHE $A_{Vf} = 1 + R_2/R_1$, BISOGNA AVERE $R_1 = \infty$ O $R_2 = 0$:

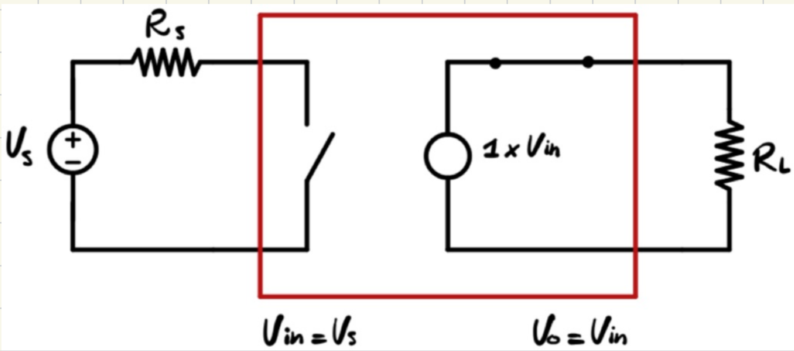


TUTTI CON GUADAGNO UNITARIO. L'UTILITÀ SI HA QUANDO SI VUOLE COLLEGARE UN SEGNALE DIRETTAMENTE AL CARICO SENZA AMPLIFICARLO E SENZA PERDERE TENSIONE NELLA PARTIZIONE SULLE R. INFATTI SE SI COLLEGA UN GEN V_S CON UNA R_S INTERNA DIRETTAMENTE AD UN CARICO R_L, LA TENSIONE SUL CARICO SEGUIRÀ LA REGOLA DEL PARTITORE DI TENSIONE:

$$V_o = V_S \frac{R_L}{R_S + R_L}$$

INVECE, METTENDO UNO DI QUESTI CIRCUITI COME STADIO SEPARATORE T - IL GEN DI TENSIONE E IL CARICO, SI OTTIENE CHE $V_o = V_S$ PERCHÈ:

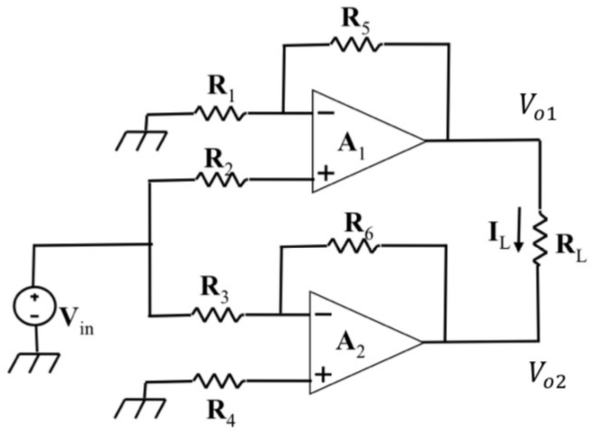
- $V_{IN} = V_S$ → POICHÈ L'IMPEDENZA DI INGRESSO DELL'AMPLI È INFINITA
- $V_o = V_{IN}$ → POICHÈ L'IMPEDENZA DI USCITA DELL'AMPLI È NULLA



ES

Calcolare la corrente I_L che, nel seguente circuito, scorre nella resistenza R_L, in presenza di una tensione d'ingresso $V_{in} = 2$ V.

Amplificatore operazionale ideale V+ = -V- = 12V
$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 4\ k\Omega$
$R_5 = 2\ k\Omega$
$R_6 = 12\ k\Omega$
$R_L = 6\ k\Omega$



A_1 LAVORA IN CONFIGURAZIONE NON INVERTENTE, A_2 INVERTENTE, QUINDI:

$V_{OUT1} = V_{IN}(1 + R_5/R_1)$ $\quad V_{OUT2} = V_{IN}(-R_6/R_3)$

R_2 E R_4 SONO ININFLUENTI (QUINDI CORTOCIRCUITO) PERCHÈ:

- R_2: DATO CHE L'IMPEDENZA DI INGRESSO È ∞, NON FA VARIARE IL POTENZIALE (NO CADUTA DI POT). QUINDI $V_1^+ = V_{IN}$
- R_4: SI HANNO 0V A SX DELLA R E DAL MORSETTO NON INVERTENTE DI A_2 POTREBBE USCIRE UNA CORRENTE, MA SAPPIAMO CHE LA I CHE ENTRA/ESCE DA UN AMPLI OP È SEMPRE NULLA. QUINDI CI SONO 0V ANCHE A DX DI R_4

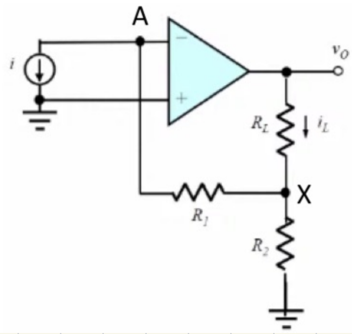
$V_{OUT1} = V_{IN}(1 + R_5/R_1) = 2V \cdot \left(1 + \frac{2k\Omega}{4k\Omega}\right) = 3V$ $\rightarrow$ $I_L = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{R_L} = \frac{9V}{6k\Omega} = 1.5\ mA$

$V_{OUT2} = V_{IN}(-R_6/R_3) = 2V \cdot (-3k\Omega) = -6V$

ES

Il circuito in figura è caratterizzato dai seguenti parametri: $i = 1\,mA, R_1 = 6\,k\Omega, R_2 = 2\,k\Omega$. L'amplificatore un operazionale ideale con dinamica $L^+ = |L^-| = 12\,V$.
Determinare la corrente i_L che scorre sulla resistenza di carico R_L nel caso in cui:

- $R_L = 1\,k\Omega$;
- $R_L = 2\,k\Omega$.



CONFIGURAZIONE INVERTENTE

LA CORRENTE CHE SCORRE NEL NODO A È PARI ALLA SOMMA DELLE CORRENTI ENTRANTI E USCENTI. LA CORRENTE USCENTE È QUELLA DEL GEN DI CORRENTE. LE CORRENTI ENTRANTI SONO I_1, OVVERO LA CORRENTE CHE SCORRE SU R_1 È LA CORRENTE CHE ESCE DALL'AMPLI, SEMPRE NULLA. QUINDI $I_1 = i = 1\,mA$. PER IL PRINC DEL CCV, DATO CHE CI SONO 0V SUL MORSETTO NON INV, ANCHE SU QUELLO INV.

$$V_x = I_1 R_1 = 1\,mA \cdot 6\,k\Omega = 6V \rightarrow I_2 = V_x / R_2 = 6V/2\,k\Omega = 3\,mA$$

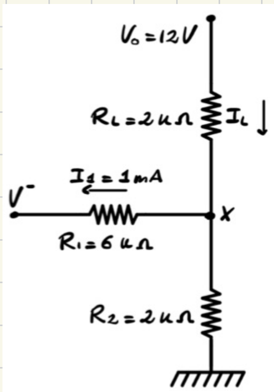
$$I_L = I_1 + I_2 = 4\,mA$$

QUINDI I_L, CHE SCORRE SUL CARICO R_L È INDIPENDENTE DAL CARICO, POICHÈ È DEFINITA DAL GEN DI CORRENTE IN INGRESSO.
QUELLO CHE NON È INDIPENDENTE DA R_L È IL POT DI USCITA.
BISOGNA EFFETTUARE LA VERIFICA CALCOLANDO V_0, PER ENTRAMBI GLI R_L RICHIESTI:

$$V_0 = I_L R_L + V_x$$

- $R_L = 1\,k\Omega \rightarrow V_0 = 4\,mA \cdot 1\,k\Omega + 6V = 10V$. ALL'INTERNO DELLA DINAMICA, QUINDI L'ANALISI ESEGUITA È CORRETTA POICHÈ VALE IL CCV
- $R_L = 2\,k\Omega \rightarrow V_0 = 4\,mA \cdot 2\,k\Omega + 6V = 12V$. (SATURAZIONE). V_{OUT} NON È ALL'INTERNO DELLA DINAMICA, QUINDI L'ANALISI ESEGUITA È SBAGLIATA POICHÈ NON VALE IL CCV

QUINDI NEL SECONDO CASO, IL CIRCUITO CHE SI OTTIENE È IN FIGURA:

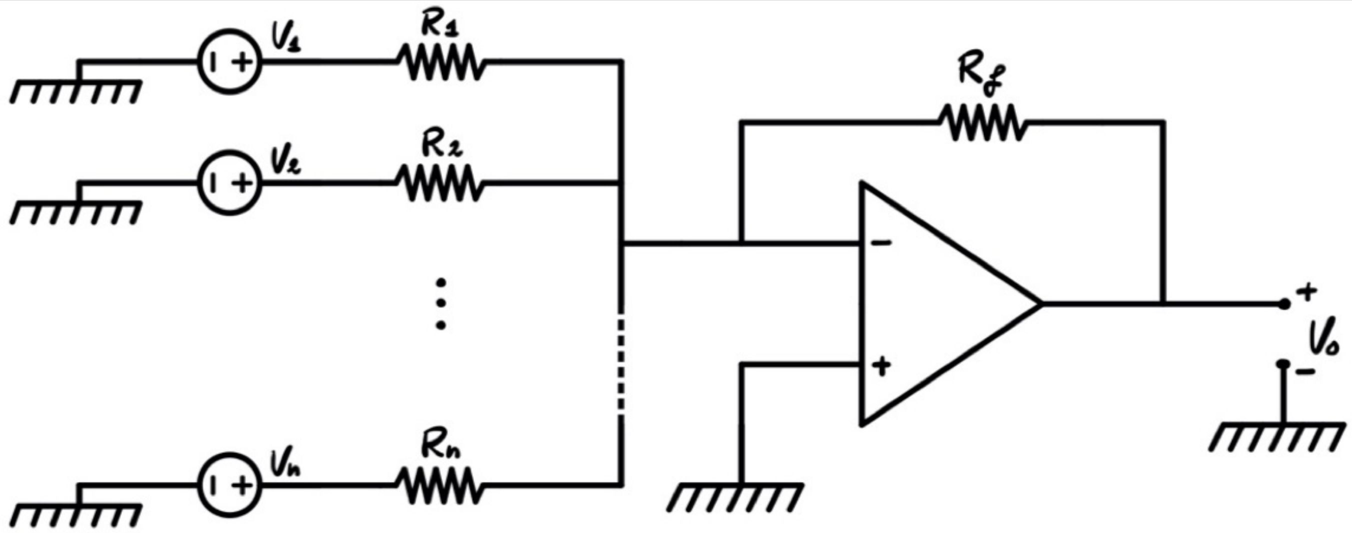


RICAVANDO IL SISTEMA ATTRAVERSO LE EQ AL NODO E ALLA MAGLIA SI PUÒ RICAVARE IL VALORE DI I_L NEL CASO DI AMPLI IN SATURAZIONE:

$$\begin{cases} I_L = \dfrac{12V - V_x}{R_L} \\ I_L = I_1 + I_2 = 1\,mA + V_x/R_2 \end{cases}$$

SOMMATORE PESATO INVERTENTE

UN SOMMATORE PESATO INVERTENTE USA UN AMPLI OP IN CONFIGURAZIONE INV E RESTITUISCE IN USCITA UNA TENSIONE CHE È SOMMA DI n TENSIONI IN INGRESSO, OGNUNA DELLE QUALI È PESATA CON LA PROPRIA R.



SI PUÒ APPLICARE IL PRINC DI SOVRAPP DEGLI EFFETTI, CONSIDERANDO UN GEN DI TENSIONE ALLA VOLTA, CORTOCIRCUITANDO GLI ALTRI. PER IL PCCV SE IL MORSETTO NON INV È A MASSA (0V), ANCHE QUELLO INV È PARI A 0V. L'UNICO PERCORSO CHE LA CORRENTE TROVA DA V_0 A MASSA PASSA ATTRAVERSO R_f, QUINDI:

$$V_{OUT}(V_1 \neq 0) = -I \cdot R_f$$

I DIPENDE DALLA CORRENTE CHE SCORRE DA V_1 A MASSA. AI CAPI DI R_1 HO UNA DIFF DI POT $V_1 - 0 = V_1$ (DATO CHE A DX DELLA R IL CIRCUITO È A MASSA). QUINDI SU R_1 SCORRE $I_1 = V_1 / R_1$. DOPO LA R, I_1 TROVA n-1 PERCORSI ATTRAVERSO LE ALTRE R, UN PERCORSO ATTRAVERSO L'AMPLI OP E UNO ATTRAVERSO R_f. MA TUTTI GLI ALTRI GEN SONO CIRCUITATI E LA CORRENTE NON PASSA PER L'AMPLI OP. L'UNICO PERCORSO RIMASTO È PASSARE PER R_f ED ANDARE A MASSA PASSANDO DALL'USCITA DELL'AMPLI OP. QUINDI LA CORRENTE CHE SCORRE IN R_f È LA STESSA CHE PASSA PER R_1. SI OTTIENE:

$$V_{OUT}(V_1 \neq 0) = -I \cdot R_f = -I_1 \cdot R_f = -\frac{R_f}{R_1} V_1 \qquad \boxed{V_{OUT}(V_n \neq 0) = -\frac{R_f}{R_n} V_n}$$

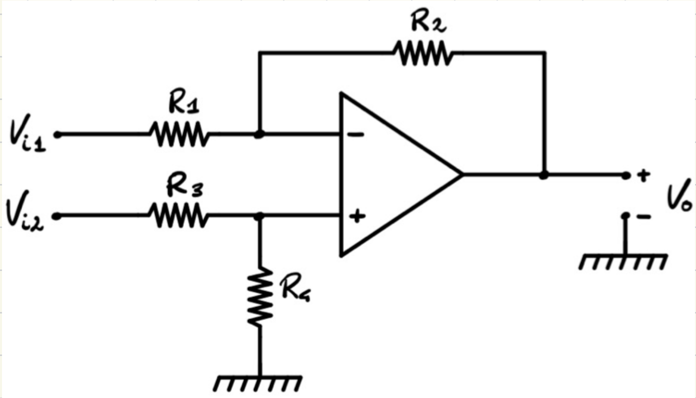
APPLICANDO IL PRINCIPIO DI SOVR DEGLI EFFETTI:

$$\boxed{V_{OUT} = -\left[\frac{R_f}{R_1} V_1 + \frac{R_f}{R_2} V_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} V_n\right]}$$

AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE

L'USCITA È FUNZIONE DI DUE SEGNALI IN INGRESSO (CONTEMPORANEAMENTE).

$$\boxed{V_{OUT} = A_D(V_{I2} - V_{I1}) + A_{CM}\left(\frac{V_{I1}+V_{I2}}{2}\right)}$$



A_D: GUADAGNO DIFFERENZIALE DELL'AMPLI OP DOVUTO ALLA DIFFERENZA DEI DUE SEGNALI

A_{CM}: GUADAGNO IN COMMONMODE, OVVERO IL GUADAGNO DEL VALOR MEDIO DEI SEGNALI

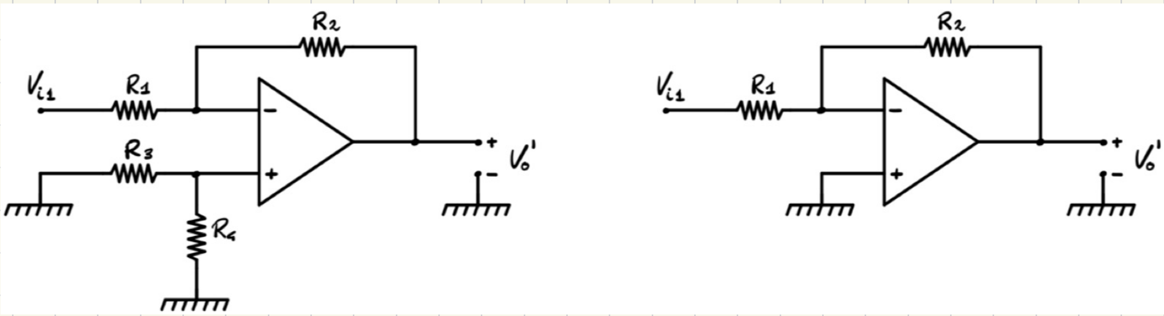
UN AMPLI DIFF IDEALE DOVREBBE AMPLIFICARE SOLO ATTRAVERSO A_D $(A_{CM}=0)$.

$$\boxed{CMRR = \frac{A_D}{A_{CM}}}$$

SE CMRR $\to \infty$ L'AMPLI DIFF È IDEALE

CON IL PRINC DI SOVR SI POSSONO VALUTARE V_{I1} E V_{I2} SEPARATAMENTE, SUPPONENDO CHE L'OP LAVORI IN ZONA LINEARE (PCCV)

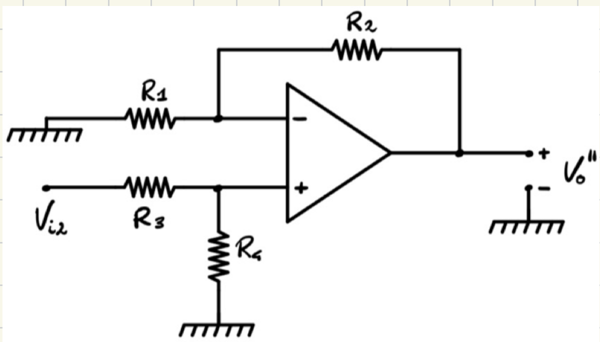
ANNULLANDO V_{I2} OTTENIAMO LA FIGURA A SX. DATO CHE $V^+=0$, PERCHÉ CONNESSA A MASSA, SI PUÒ SEMPLIFICARE E OTTENERE UNA CONFIGURAZIONE INVERTENTE:



1 $$\boxed{V'_{OUT}(V_{I2}=0) = V_{I1}\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)}$$

ANNULLANDO V_{I1} OTTENIAMO UNA CONFIGURAZIONE NON INV DOVE VIENE AMPLIFICATA V^+:

$$V^+ = V_{I2}\frac{R_4}{R_3+R_4}$$



QUINDI:

2

$$\boxed{V''_{OUT}(V_{I1}=0) = V^+(1+R_2/R_1) = V_{I2}\frac{R_4}{R_3+R_4}\cdot(1+R_2/R_1)}$$

IL GUADAGNO COMPLESSIVO DELL'AMPLI DIFF È DATO DALLA SOMMA DI V' E V":

$$1+2 \rightarrow \boxed{V_{OUT} = V_0' + V_0'' = -\frac{R_2}{R_1} V_{I1} + \frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)} \cdot V_{I2}}$$

PER VERIFICARE SE UN AMPLI DIFF È IDEALE ($A_{CM}=0$), SI PONGONO IN INGRESSO DUE SEGNALI UGUALI $V_{I1}=V_{I2}$ E SI IMPONE $V_0=0$:

$$V_{OUT} = A_D(V_{I2}-V_{I1}) + A_{CM}\left(\frac{V_{I1}+V_{I2}}{2}\right) \xrightarrow{V_{I1}=V_{I2}} V_{OUT} = A_{CM}\left(\frac{V_{I1}+V_{I2}}{2}\right)$$

E, SE IMPONENDO $V_0=0$ SI OTTENGONO DEI VALORI DI V_{I1} E V_{I2} CHE SODDISFANO LA RELAZIONE, SIGNIFICA CHE ESISTONO DEI VALORI DI V_{I1} E V_{I2} PER I QUALI L'AMPLI È IDEALE. QUINDI IMPONENDO $V_{I1}=V_{I2}=V_I$ E $V_0=0$:

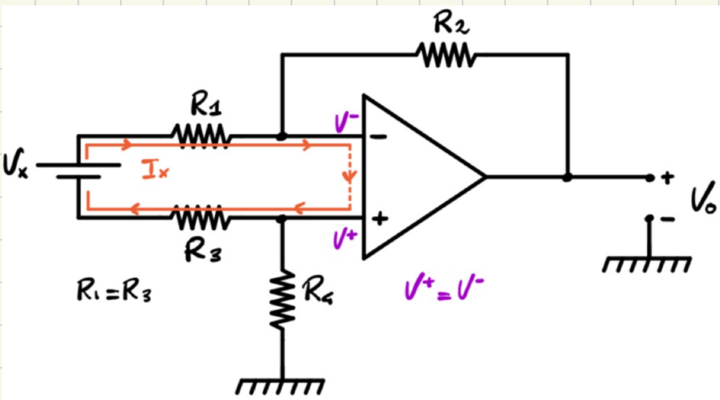
$$V_{OUT} = \left(\frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)} - \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_I = 0 \rightarrow \frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)} - \frac{R_2}{R_1} = 0 \Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

E SE VALE QUESTA CONDIZIONE L'USCITA DIVENTA:

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1}(V_{I2}-V_{I1})$$

L'AMPLI DIFF, DAL PUNTO DI VISTA DELLA FZ DI TRASFERIMENTO, È QUINDI UN AMPLI DI TENSIONE IDEALE, AVENDO L'USCITA CHE È FZ SOLO DELLA DIFF DEI DUE SEGNALI IN INGRESSO SE $R_2=R_4$ E $R_1=R_3$. PER CAPIRE SE È UN AMPLI IDEALE DI TENSIONE BISOGNA VERIFICARE CHE LE IMPEDENZE DI INGRESSO E USCITA SIANO RISPETTIVAMENTE $R_{IN}=\infty$ E $R_{OUT}=0$.

PER CALCOLARE R_{ID}, OVVERO L'IMPEDENZA EQ VISTA DALL'INGRESSO, ELIMINIAMO TUTTE LE ECCITAZIONI E METTIAMO UN GEN V_x ALL'INGRESSO. SI HA CHE $R_{ID}=V_x/I_x$. I_x INCONTRA PRIMA R_1, POI ARRIVA AL MORSETTO INV. I DUE MORSETTI HANNO STESSO POTENZIALE (PCCV). QUINDI I_x PASSA NELL'ALTRO RAMO E INCONTRA $R_3=R_1$:

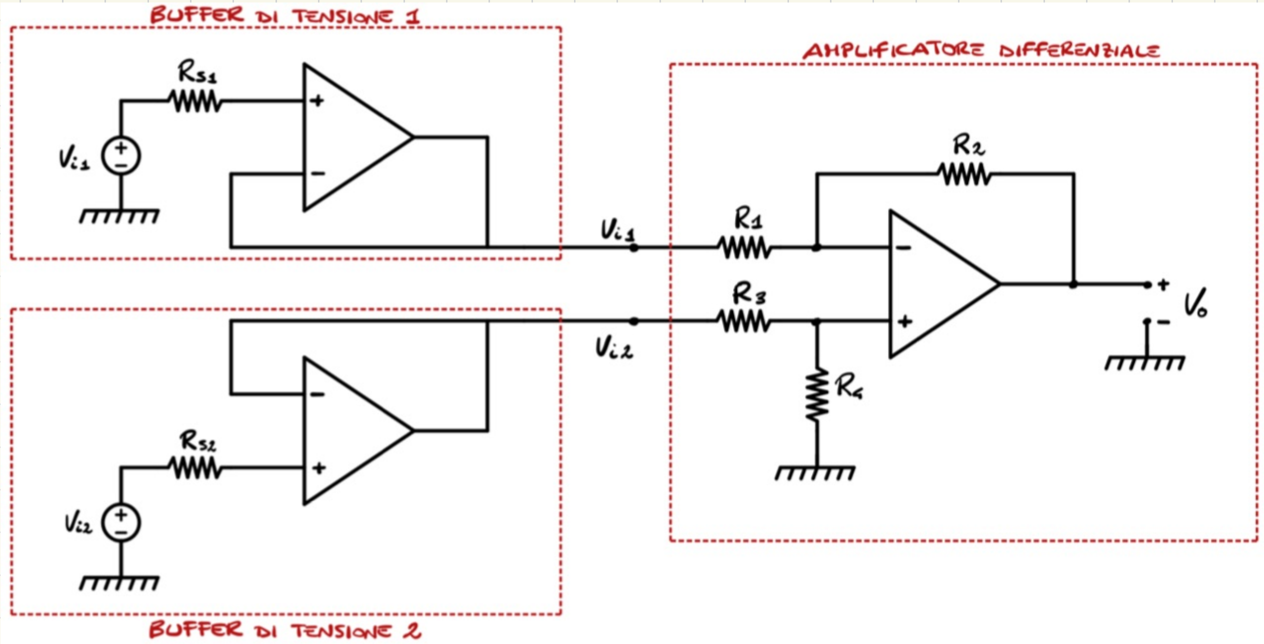


$$\boxed{R_{ID} = 2R_1}$$

DATO CHE $V_{OUT} = \frac{R_2}{R_1}(V_{I2}-V_{I1})$, C'È UN PROBLEMA.

PER UN AMPLI DI TENSIONE IDEALE L'IMPEDENZA DI INGRESSO DEVE ESSERE ∞, MA COSÌ FACENDO $V_0 \to 0$ (A MENO CHE NON AUMENTI ANCHE R_2).

PER RISOLVERE IL PROBLEMA SI USANO DEI BUFFER DI TENSIONE (STADI SEPARATORI DI IMPENDENZE) PER SEPARARE V_{I1} E V_{I2} (NEI BUFFER DI TENSIONE LA TENSIONE CHE ESCE È SEMPRE UGUALE A QUELLA CHE ENTRA).
IN UN BUFFER DI TENSIONE SI USA LA CONFIGURAZIONE NON INV METTENDO L'IMPEDENZA DI INGRESSO ∞ E L'IMPEDENZA SUL RAMO DI RETROAZIONE NULLA. COSÌ L'AMPLI DIFF È ANCORA IDEALE PERCHÈ NON SONO STATE TOCCATE LE R.

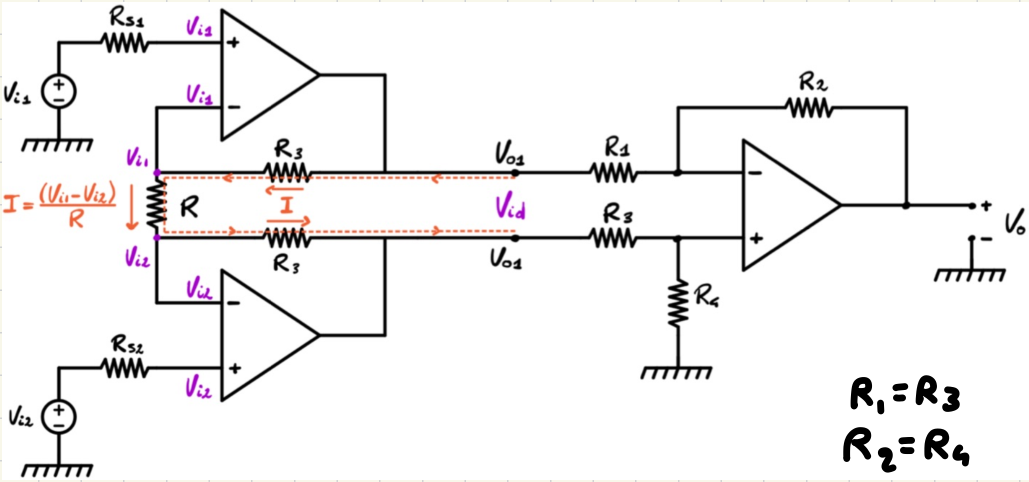


IN QUESTO MODO, LA RETE RAPPRESENTA UN AMPLI DI TENSIONE IDEALE NEL QUALE LA TENSIONE DI USCITA È FUNZIONE DELLA DIFFERENZA DELLE TENSIONI DI INGRESSO, OVVERO LA TENSIONE DI USCITA È QUELLA DI UN AMPL DIFF IDEALE.

APPLICAZIONE DELL'AMPLI DIFF COME AMPLI PER STRUMENTAZIONE

UN AMPLI DIFF PERMETTE DI FARE DELLE MISURE PRECISE IN SITUAZIONI IN CUI È PRESENTE UN FORTE SEGNALE DI MODO COMUNE (DI FONDO).

PER USARE L'AMPLI DIFF PER STRUMENTAZIONE È NECESSARIO POTER MANIPOLARE IL GUADAGNO. PER FARLO BISOGNA MODIFICARE R_1 E R_2, MA PER NON PERDERE L'IDEALITÀ BISOGNA CAMBIARE LA COPPIA DI R_1 (R_1 E R_3) E LA COPPIA DI R_2 (R_2 E R_4).
CAMBIARE IL VALORE DI DUE R MANTENENDOLO UGUALE TRA LORO È IMPOSSIBILE, E UNA MINIMA VARIAZIONE TRA LA COPPIA FA PERDERE L'IDEALITÀ. PER RISOLVERE IL PROBLEMA BISOGNA FARE IN MODO CHE IL GUADAGNO DIVENTI FUNZIONE DI UNA SOLA R.
PER FARE QUESTO SI MODIFICANO I BUFFER DI TENSIONE UTILIZZANDOLI COME AMPLI IN CONFIGURAZIONE INV E SI COLLEGANO I RAMI DI RETROAZIONE CON UNA R



PER IL PCCV IL POTENZIALE NEI MORSETTI DEL PRIMO BUFFER È V_{I1}, MENTRE NEL SECONDO BUFFER È V_{I2}. QUINDI AI CAPI DELLA R È PRESENTE LA DIFF DI POTENZIALE GENERATA DA V_{I1} E V_{I2}, QUINDI SCORRE $I = (V_{I1} - V_{I2})/R$. CORRENTE CHE NON PUÒ ENTRARE/USCIRE NEI MORSETTI DEGLI AMPLI OP, QUINDI PASSA PER FORZA DA R_3. V_{ID} È DATA DALLA DIFF TRA V_{01} E V_{02} E LA I CHE SCORRE TRA V_{01} E V_{02} È LA STESSA CHE SCORRE IN R E R_3. OTTENIAMO:

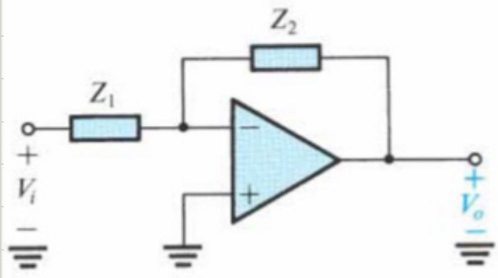
$$V_{ID} = IR_3 + IR + IR_3 = I(R - 2R_3) = (V_{I1} - V_{I2}) \cdot \frac{R - 2R_3}{R}$$

$$\downarrow$$

$$\boxed{V_{OUT} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{2R_3}{R}\right) \cdot (V_{I1} - V_{I2})}$$

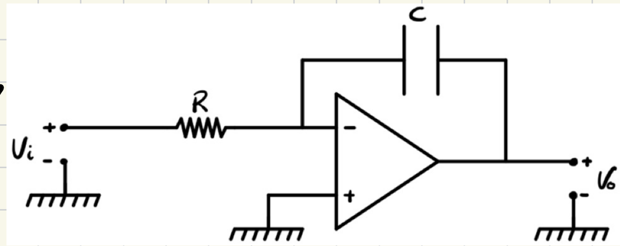
DOVE R_1, R_2, R_3 SONO COPPIE DI R CHE NON POSSONO ESSERE CAMBIATE, MA R È SINGOLA E PUÒ ESSERE CAMBIATA. IN QUESTO MODO SI PUÒ GESTIRE IL GUADAGNO ATTRAVERSO R.

AMPLIFICATORE OP CON IMPEDENZE GENERICHE



IMPEDENZE GENERICHE INVECE DELLE R. VEDIAMO IN PARTICOLARE QUANDO UN'IMPEDENZA È UNA R E UNA UN CONDENSATORE. A SECONDA DEI CASI SI OTTIENE CHE L'USCITA È L'INTEGRALE O LA DERIVATA DELL'INGRESSO. TRATTIAMO IL CASO INVERTENTE (QUELLO NON INVERTENTE È ANALOGO).

INTEGRATORE DI MILLER ($Z_2=C$)



$Z_2=C$, $Z_1=R$. IN GENERALE SAPPIAMO CHE $V_o=-V_{Z_2}$, PERCHÈ SUPPONENDO CHE L'AMPLI OP LAVORI IN ZONA LINEARE, ENTRAMBI I MORSETTI SONO A 0V (PCCV) E DI CONSEGUENZA, UNA MAGLIA CHIUSA PER ARRIVARE DALLA TENSIONE DI USCITA FINO A MASSA VEDE COME IMPEDENZA SOLO Z_2. LA TENSIONE DI USCITA È UGUALE ALLA TENSIONE AI CAPI DEL CONDENSATORE CAMBIATA DI SEGNO:

$$V_{OUT}=-V_c=-\frac{Q}{C}=-\frac{\int I(\tau)d\tau}{C}$$

$I(\tau)$ CHE CARICA IL CONDENSATORE È QUELLA CHE SCORRE IN R, QUINDI: $I(\tau)=V_i(\tau)/R$ DATO CHE LA DIFF DI POTENZIALE AI CAPI DI R È $V_i(\tau)$. QUINDI:

$$\boxed{V_{OUT}=-\frac{1}{RC}\int V_i(\tau)d\tau}$$

V_{OUT} È PROPORZIONALE ALL'INTEGRALE DI V_{IN} (INTEGRALE DI MILLER)

IN GENERALE, IL GUADAGNO INVERTENTE È DATO DA $A_V=-\frac{Z_2}{Z_1}$, QUINDI NEL CASO DELL'INTEGRATORE DI MILLER ABBIAMO:

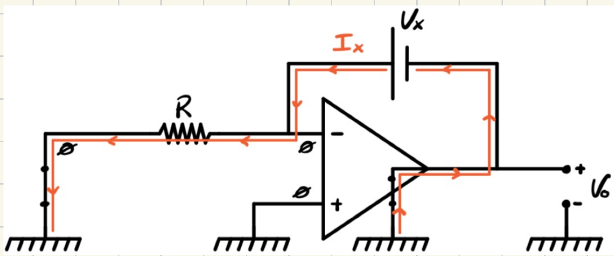
$$\boxed{A_V=-\frac{\frac{1}{jWC}}{R}=-\frac{1}{jWRC}}$$

- $W\to\infty$ SI HA $A_V\to 0$
- $W\to 0$ SI HA $A_V\to\infty$

L'INTEGRATORE DI MILLER È UN FILTRO PASSA-BASSO

PER GRAFICARE A_V È NECESSARIA LA f DI TAGLIO $W_H=\frac{1}{\tau}=\frac{1}{CR_{eq}}$.

PER CALCOLARE LA R_{eq} VISTA DAL CONDENSATORE BISOGNA SOSTITUIRE IL CONDENSATORE CON V_x E CALCOLARE I_x PONENDO A 0 TUTTE LE ECCITAZIONI.



ANNULLANDO V_i (CC), SI HA CHE IL GEN DI TEN CONTROLLATO INTERNO ALL'AMPLI DIVENTA ANCHE ESSO UN CC. I_x DEVE TROVARE UN PERCORSO CHE PARTE DA MASSA, ATTRAVERSA V_x E TORNA A MASSA. QUANDO ARRIVA AL NODO INVERTENTE I_x HA GIÀ RAGGIUNTO 0V (MASSA VIRTUALE), MA DEVE COMUNQUE PASSARE PER R PER ARRIVARE A MASSA REALE. SICCOME AI

CAPI DI R a SONO 0V, LA CADUTA DI POTENZIALE SU R È NULLA ($I_x=0$):

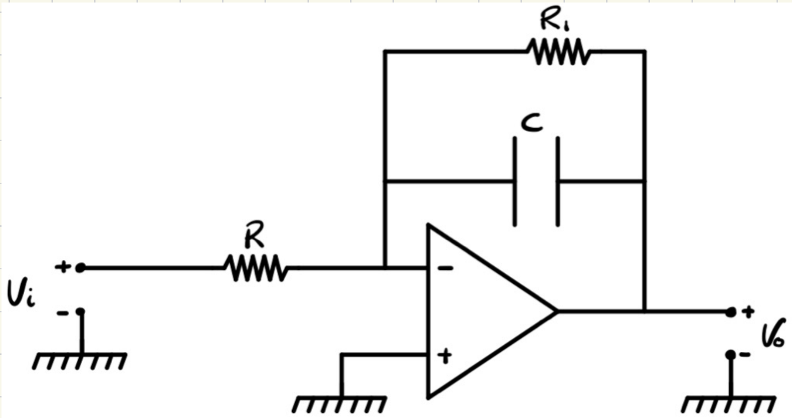
$$\boxed{R_{eq}=\frac{V_x}{0}=\infty} \rightarrow \boxed{w_H=\frac{1}{\tau}=\frac{1}{CR_{eq}}=0}$$

TENDE A ZERO ASINTOTICAMENTE

AVERE $W_H=0$ È UN PROBLEMA PERCHÈ QUALSIASI SEGNALE COST NEL TEMPO PORTA L'AMPLI IN SATURAZIONE A CAUSA DI $A_V=\infty$

IN PRATICA, UN QUALSIASI RUMORE A BASSA f, PRESENTE ALL'INGRESSO DELL'INTEGRALE DI MILLER, VERRÀ AMPLIFICATO FINO A SATURAZIONE (IDEALE)

IL PROBLEMA SI PUÒ RISOLVERE PONENDO UNA $R_{//}$ CON IL CONDENSATORE

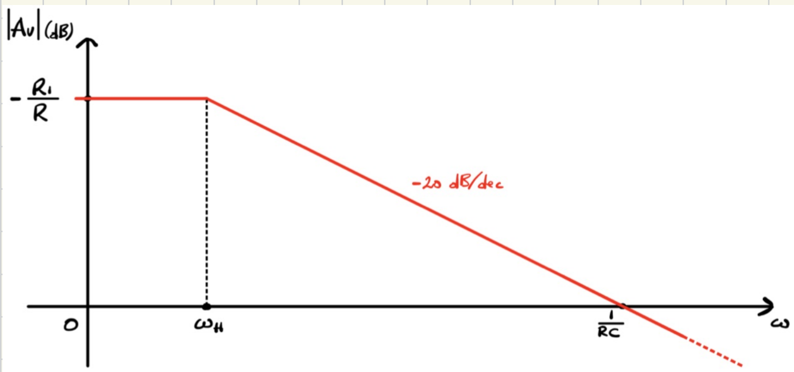


IN QUESTO MODO:

- PER $W<W_H$, IL CONDENSATORE È UN CIRCUITO APERTO E LA CORRENTE SCORRE SU R_1. IL CIRCUITO DIVENTA UN CLASSICO AMPLI OP INV CON GUADAGNO:

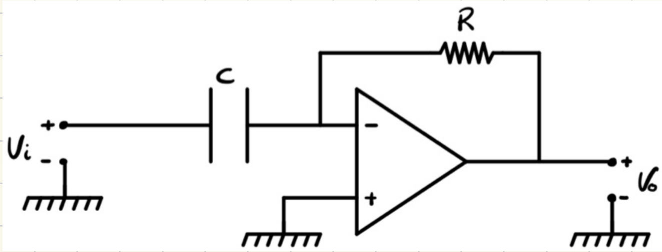
$$A_V=-\frac{R_1}{R}$$

- PER $W>W_H$, LA CORRENTE SCORRE ATTRAVERSO C. IL CIRCUITO DIVENTA UN INTEGRATORE DI MILLER REALE, CON $V_{OUT}=\int V_{IN}$



INTEGRATORE REALE DI MILLER

DERIVATORE ($Z_1 = C$)



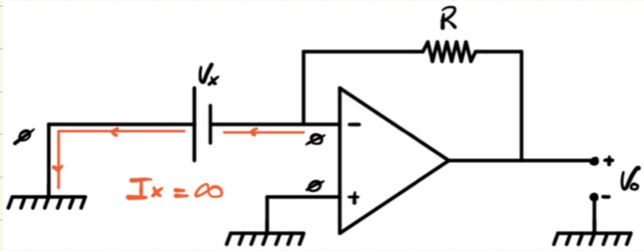
$Z_1 = C$, $Z_2 = R$. SAPPIAMO CHE $V_{OUT} = -I(t)R$, DOVE $I(t)$ CHE SCORRE SUL RAMO DI RETROA È LA STESSA CHE SCORRE SUL CONDENSATORE $I(t) = I_c(t)$ (PCCV). $I_c(t)$ È PROPORZIONALE ALLA DERIVATA NEL TEMPO DELLA TENSIONE APPLICATA SUL CONDENSATORE, QUINDI SI HA:

$$\boxed{I_c(t) = C\frac{dV_i(t)}{dt}} \qquad \boxed{V_{OUT} = -CR\frac{dV_i(t)}{dt}}$$

CIRCUITO PASSA-ALTO

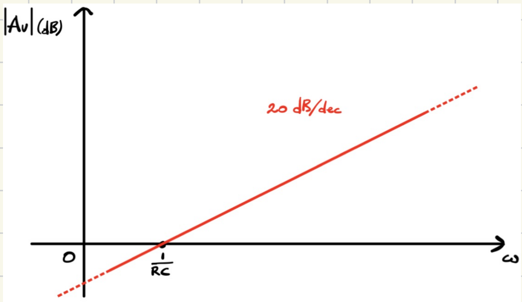
V_{OUT} SEMPRE PROPORZIONALE ALLA DERIVATA DI V_{IN}. DATO CHE IL CONDENSATORE SI TROVA SUL RAMO DI TRASMISSIONE, SI HA CHE I SEGNALI DI f COST NON PASSANO, MENTRE QUELLI INFINITI SI ($w=0 \rightarrow V_0 = 0$, $w = \infty \rightarrow V_0 \neq 0$)

IL DIAGRAMMA DI BODE È CARATTERIZZATO DA UNA f DI TAGLIO BASSA $w_L = \frac{1}{\tau} = 1/CR_{eq}$. PER CALCOLARE R_{eq} FACCIAMO COME PRIMA. V_x HA 0V IN ENTRAMBI I LATI (CC). QUINDI:



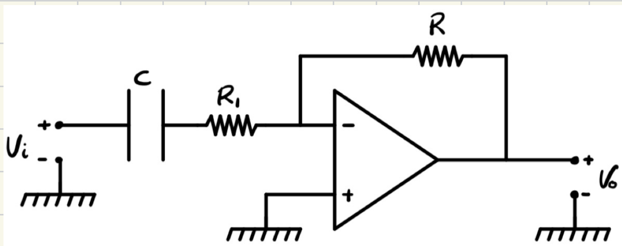
$I_x = \infty$ $\quad R_{eq} = V_x / I_x = 0 \quad \tau = CR_{eq} = 0$

$$\boxed{w_L = \frac{1}{\tau} = \infty} \qquad \boxed{V_{OUT} = -CR\frac{dV_i(t)}{dt}}$$

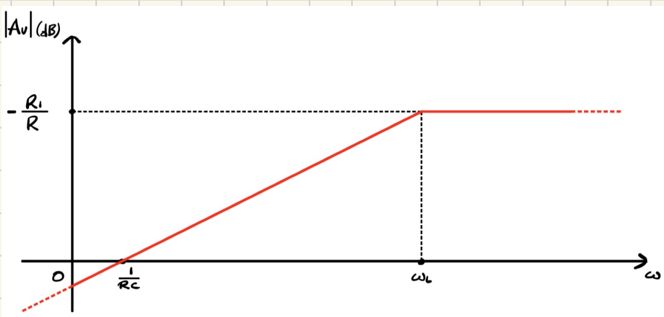


MA SE LA f DEL SEGNALE IN INGRESSO È TROPPO ALTA, IL CIRCUITO VA IN SATURAZIONE POICHÈ $A_v = \infty$. QUESTO CIRCUITO SI CHIAMA DERIVATORE IDEALE.

PER RISOLVERE QUESTO PROBLEMA AGGIUNGIAMO UNA R IN SERIE AL CONDENSATORE, IN MODO CHE $\tau = CR_1$ E $w_L = 1/CR_1$



- PER $w < w_L$, IL CIRCUITO SI COMPORTA DA DERIVATORE: $V_{OUT} = -CR\frac{dV_i(t)}{dt}$
- PER $w > w_L$, IL CONDENSATORE È UN CORTOCIRCUITO, QUINDI IL CIRCUITO DIVENTA UN AMPLI OP INV CON $A_v = -R/R_1$



DERIVATORE REALE

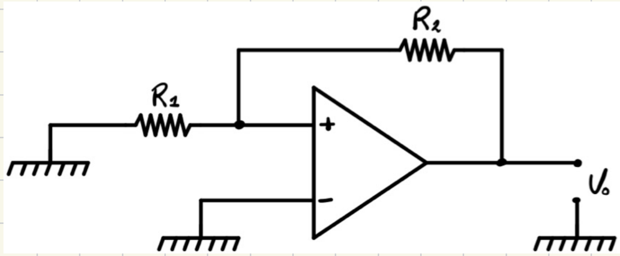
MULTIVIBRATORI

UN OSCILLATORE È UN SISTEMA INSTABILE CON INGRESSO NULLO E IN USCITA UNA FORMA D'ONDA. UN AMPLI OP È GIÀ INSTABILE, POICHÈ HA INGRESSO NULLO E QUALSIASI SEGNALE IN INGRESSO LO PORTA IN SATURAZIONE. SE APPLICHIAMO UNA RETROAZIONE POSITIVA CREIAMO UN SISTEMA ANCORA PIÙ INSTABILE (OSCILLATORE).

ABBIAMO 3 TIPI DI MULTIVIBRATORI:

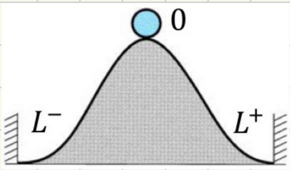
- BISTABILI (COMPARATORI),
- ASTABILI (GENERATORI DI FORME D'ONDA QUADRE E TRIANGOLARI);
- MONOSTABILI (GENERATORI DI IMPULSI).

MULTIVIBRATORI BISTABILI



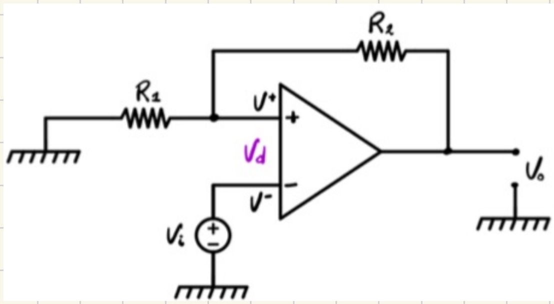
INGRESSO NULLO (INGRESSI A MASSA) PORTA AD UN USCITA NULLA. SE, PERÒ, ARRIVA UN SEGNALE DI RUMORE SUL MORSETTO NON INV, QUESTO VIENE AMPLIFICATO FINO A SATURAZIONE (L^- O L^+). A L^- O L^+ NON VALE PIÙ IL PCCV, QUINDI SUL MORSETTO INV ABBIAMO 0V, MENTRE SUL MORSETTO NON INV ABBIAMO:

$$\boxed{V^+ = \left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)V_0 = \beta V_0 = \begin{cases}\beta L^- \\ \beta L^+\end{cases}}$$



DOPO CHE V^+ ARRIVA A $\beta L^+/\beta L^-$, RIMANE STABILE IN QUELLO STATO A MENO CHE NON ARRIVI UNA FORTE VARIAZIONE DI TENSIONE (L^+/L^- UNICI STATI STABILI). IL TERZO STATO, LO STATO INIZIALE A 0V, È FORTEMENTE INSTABILE.

TRIGGER DI SCHMITT INVERTENTE:



PER FORZARE L'USCITA DI UN MULTIVIBRATORE BISTABILE BISOGNA METTERE UN GEN DI TENSIONE SUL MORSETTO INV. COSÌ ABBIAMO UNA TENSIONE DIFF V_d IN INGRESSO ALL'OP, ED È IL SEGNO DI V_d A DETERMINARE SE L'USCITA È L^- O L^+:

$$\begin{cases} V_d = V^+ - V^- > 0 \rightarrow V_0 = L^+ \\ V_d = V^+ - V^- < 0 \rightarrow V_0 = L^- \end{cases}$$

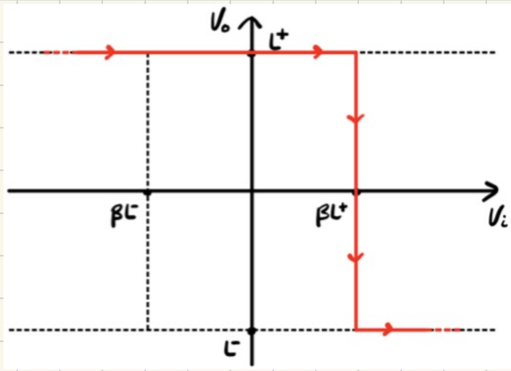
- PARTENDO DA $V_i = V^- = -\infty$:

SE $V_i = V^- = -\infty$: $V_d = +\infty \rightarrow V_0 = L^+ \rightarrow V^+ = \beta L^+$

SE $V_i = V^- = 0$: $V_d = \beta L^+ \rightarrow V_0 = L^+ \rightarrow V^+ = \beta L^+$

SE $V_i = V^- = \beta L^+$: $V_d = 0 \rightarrow V_0 = L^- \rightarrow V^+ = \beta L^-$

SE $V_i = V^- = +\infty$: $V_d = \beta L^- \rightarrow V_0 = L^- \rightarrow V^+ = \beta L^-$



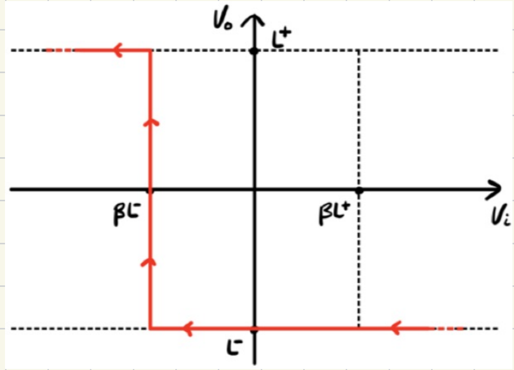
- PARTENDO DA $V_i = V^- = +\infty$:

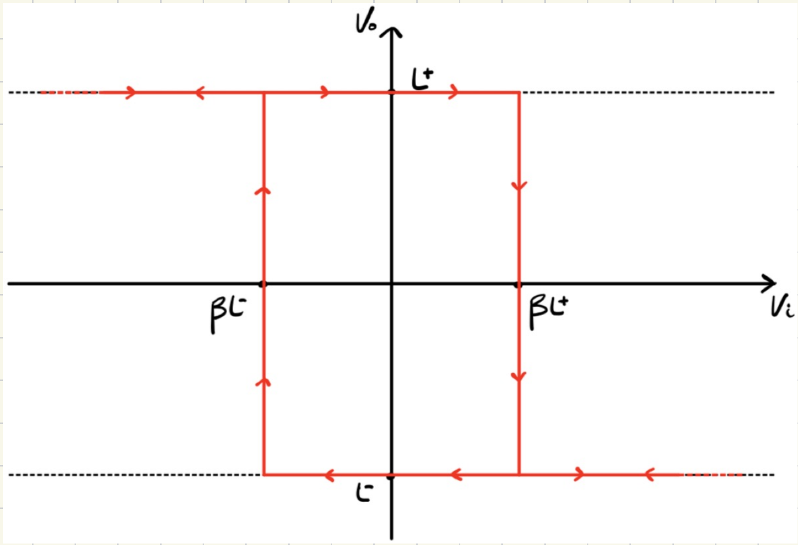
SE $V_i = V^- = +\infty$: $V_d = -\infty \to V_o = L^- \to V^+ = \beta L^-$

SE $V_i = V^- = 0$: $V_d = \beta L^- \to V_o = L^- \to V^+ = \beta L^-$

SE $V_i = V^- = \beta L^-$: $V_d = 0 \to V_o = L^+ \to V^+ = \beta L^+$

SE $V_i = V^- = -\infty$: $V_d = \beta L^+ \to V_o = L^+ \to V^+ = \beta L^+$





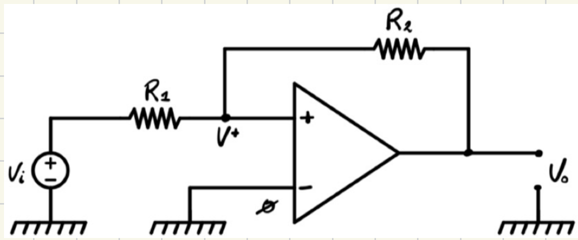
QUESTO CIRCUITO PUÒ ESSERE USATO PER SCRIVERE UN VALORE FORNENDO UN IMPULSO:

- SE L'IMPULSO > V_{TH} VIENE SCRITTO IN USCITA L^-;
- SE L'IMPULSO > V_{TL} VIENE SCRITTO IN USCITA L^+.

UNA VOLTA CHE IL VALORE È STATO SCRITTO, RIMANE TALE FINO A QUANDO NON ARRIVA UN IMPULSO MAGGIORE DEL VALORE DI SOGLIA OPPOSTO CHE LO CAMBIA

TRIGGER DI SCHMITT NON INVERTENTE:

IL GENERATORE DI TENSIONE È SUL MORSETTO NON INV.
V^+ È DATA DALLA SOVRAPPOSIZIONE DEGLI EFFETTI DI V_i E V_o:



- CORTOCIRCUITANDO V_o, V^+ È DATA DALLA PARTIZIONE DI TENSIONE SU R_1 E R_2 (R_2 AL NUM POICHÉ V_o STA A MASSA);
- CORTOCIRCUITANDO V_i, V^+ È DATA DALLA PARTIZIONE DI TENSIONE SU R_1 E R_2 (R_1 AL NUM POICHÉ V_i STA A MASSA).

$$\boxed{V^+ = V_i \frac{R_2}{R_1+R_2} + V_o \frac{R_1}{R_1+R_2}} \qquad \boxed{V_{TL} = -\frac{R_1}{R_2} L^+} \quad \boxed{V_{TH} = -\frac{R_1}{R_2} L^-}$$

$$V^- = 0V \to V_d = V^+ \qquad \begin{cases} V^+ > 0 \to V_o = L^+ \\ V^+ < 0 \to V_o = L^- \end{cases}$$

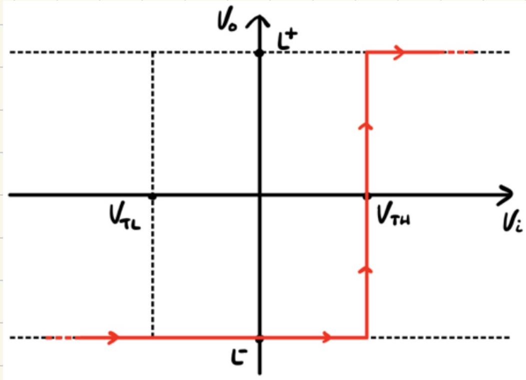
- **PARTENDO DA $V_i = V^- = -\infty$:**

  SE $V_i = V^- = -\infty$: $V_d = V^+ < 0 \rightarrow V_o = L^-$

  SE $V_i = V^- = 0$: $V_d = V^+ = L^- \rightarrow V_o = L^-$

  SE $V_i = V^- = V_{TH}$: $V_d = V^+ = L^+ \rightarrow V_o = L^+$

  SE $V_i = V^- = +\infty$: $V_d = V^+ > 0 \rightarrow V_o = L^+$



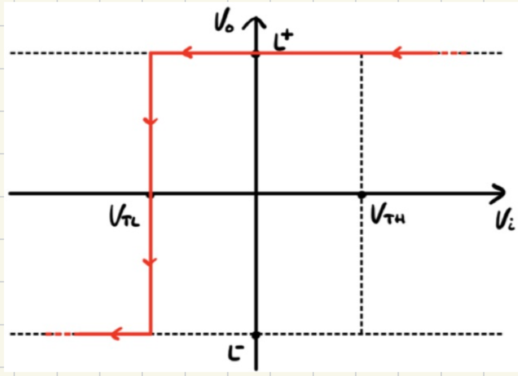
- **PARTENDO DA $V_i = V^- = +\infty$:**

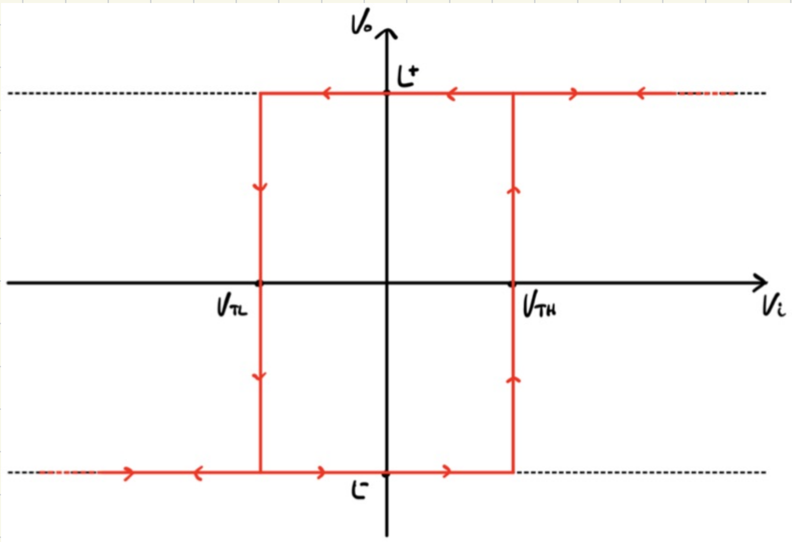
  SE $V_i = V^- = +\infty$: $V_d = V^+ > 0 \rightarrow V_o = L^+$

  SE $V_i = V^- = 0$: $V_d = V^+ = L^+ \rightarrow V_o = L^+$

  SE $V_i = V^- = V_{TL}$: $V_d = V^+ = L^- \rightarrow V_o = L^-$

  SE $V_i = V^- = -\infty$: $V_d = V^+ < 0 \rightarrow V_o = L^-$





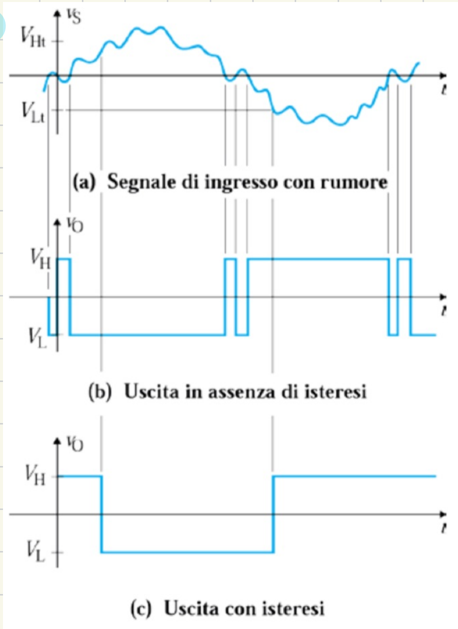
QUESTO CIRCUITO PUÒ ESSERE USATO PER SCRIVERE UN VALORE FORNENDO UN IMPULSO:

- SE L'IMPULSO > V_{TH} VIENE SCRITTO IN USCITA L^+;
- SE L'IMPULSO > V_{TL} VIENE SCRITTO IN USCITA L^-.

UNA VOLTA CHE IL VALORE È STATO SCRITTO, RIMANE TALE FINO A QUANDO NON ARRIVA UN IMPULSO MAGGIORE DEL VALORE DI SOGLIA OPPOSTO CHE LO CAMBIA

APPLICAZIONE DEL TRIGGER DI SCHMITT COME RILEVATORE DI ZERO CROSSING:

IN GENERALE, UN AMPLI OP SENZA RETROAZIONE PUÒ ESSERE USATO COME COMPARATORE TRA DUE SEGNALI IN INGRESSO.



(a) Segnale di ingresso con rumore

(b) Uscita in assenza di isteresi

(c) Uscita con isteresi

QUESTO COMPARATORE PERÒ NON È UTILIZZABILE COME RILEVATORE DI ZERO CROSSING PERCHÈ SE SI SOMMASSE DEL RUMORE AL SEGNALE, SI POTREBBE AVERE PASSAGGIO PER ZERO PIÙ VOLTE DI QUELLE CHE IL SEGNALE AVREBBE EFFETTIVAMENTE FATTO.

PER RISOLVERE IL PROBLEMA UTILIZZIAMO UN TRIGGER DI SCHMITT. COSÌ, AFFINCHÈ IL RUMORE CAUSI UN PASSAGGIO INDESIDERATO PER ZERO, DEVE AVERE UN IMPULSO $> V_{TH}$ O $< V_{TL}$, ALTRIMENTI L'USCITA RIMANE INSTABILE.

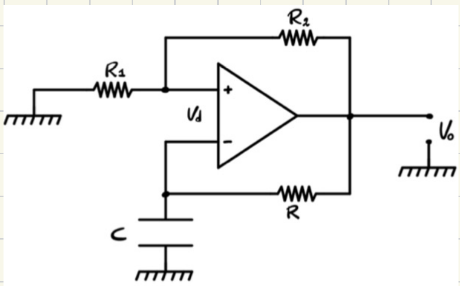
BISOGNA ANCHE GESTIRE I VALORI DI V_{TH} E V_{TL}, IN MODO CHE NON SIANO TROPPO GRANDI, ALTRIMENTI UN SEGNALE CHE STA VICINO LO ZERO ED HA UNA VARIAZIONE CHE LO FA PASSARE PER ZERO, MA TALE VARIAZIONE È MINORE IN MODULO DI V_{TH} E V_{TL}, NON VIENE RILEVATO IN USCITA COME UNO ZERO CROSSING.

QUINDI UN BUON RILEVATORE DI ZERO CROSSING HA VALORI DI V_{TH} E V_{TL} NON TROPPO PICCOLI, ALTRIMENTI IL RUMORE CAUSA DEGLI ZERO CROSSING NON DESIDERATI, MA NEANCHE TROPPO GRANDI ALTRIMENTI UN SEGNALE CHE VARIA DI POCO, MA PASSA COMUNQUE PER ZERO, NON VIENE RILEVATO IN USCITA.

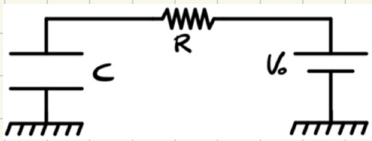
MULTIVIBRATORE ASTABILE

GENERATORE D'ONDA QUADRA

È UN CIRCUITO CHE SI ACCORGE DI QUALE STATO È PRESENTE IN USCITA (L^+ O L^-), E FORZA, ATTRAVERSO UN SEGNALE, IL CAMBIO DI STATO, UN MULTIV ASTABILE COMMUTA CONTINUAMENTE L'USCITA DA L^+ A L^- NEL TEMPO, E QUESTO PROVOCA IN USCITA UNA FORMA D'ONDA DI TIPO RETTANGOLARE.
È DI BASE UN TRIGGER DI SCHMITT, MA HA ANCHE UN RAMO CHE COLLEGA L'USCITA AL MORSETTO INV, SUL QUALE È CONNESSO ANCHE UN CONDENSATORE.



ES PARTIAMO DA $V_o = L^+$, PER CUI $V^+ = \beta L^+$. INIZIALMENTE IL CONDENSATORE È SCARICO, E LA TENSIONE CHE STA ENTRANDO IN V^- È LA STESSA CHE STA CARICANDO IL CONDENSATORE, QUINDI $V^- = V_c(\tau)$. L'IMPEDENZA DI INGRESSO DELL'AMPLI OP È SEMPRE INFINITA (ANCHE IN SATURAZIONE) QUINDI DAL MORSETTO INV NON PUÒ ARRIVARE NESSUNA CORRENTE CHE MODIFICA LA CARICA SUL CONDENSATORE. L'UNICA CORRENTE CHE ARRIVA SUL COND È QUELLA CHE PARTE DA V_o, ATTRAVERSA R E ARRIVA ALL'ARMATURA DEL COND, MENTRE L'ALTRA ARMATURA È SEMPRE A MASSA. QUINDI, IL COND INIZIA A CARICARSI ESP. VERSO L^+, CON $\tau = CR$. LA TENSIONE DIFF IN INGRESSO ALL'OP È $V_d = V^+ - V^-$, CHE IN QUESTO CASO È PARI A $V_d = \beta L^+ - V_c(\tau)$. ALL'ISTANTE $\tau = 0$ SI HA $V_c = 0$ E $V_d = \beta L^+$; LA COMMUTAZIONE SI HA A $\tau = 1$, QUANDO $V_c = \beta L^+$ E $V_d = 0 \rightarrow V_d = L^-$.

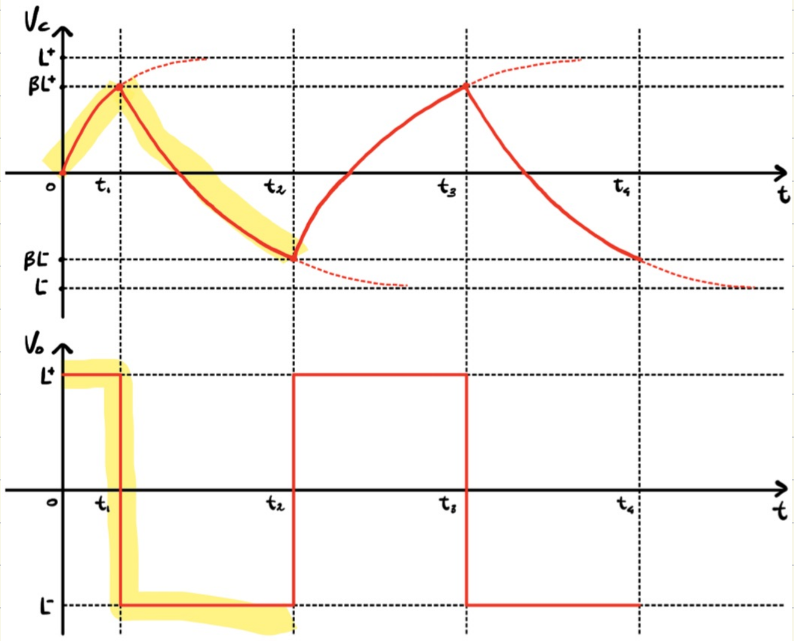


QUINDI, MENTRE IL COND SI CARICA VERSO L^+, PASSA PER UN PUNTO DOVE LA TENSIONE È PARI A βL^+, E SI HA LA COMMUTAZIONE IN USCITA, PER LA QUALE V_o PASSA DA L^+ A L^-.

ADESSO IL COND VEDE COME TENSIONE DI CARICA $V_o = L^-$, QUINDI COMINCIA A CARICARSI VERSO L^-, FINO A QUANDO NON INCONTRA βL^- E SI HA NUOVAMENTE LA COMMUTAZIONE, PERCHÈ $V_d = V^+ - V^- = \beta L^- - V_c(t)$. DOPO LA COMMUTAZIONE RIDIVENTA $V_o = L^+$ E $V^+ = \beta L^+$, PER CUI IL CONDENSATORE RICOMINCIA A CARICARSI VERSO L^+ FINO AD UNA NUOVA COMMUTAZIONE, E COSÌ VIA

COSÌ, IN USCITA SI GENERA UNA FORMA D'ONDA QUADRA, LA CUI FORMA DIPENDE DA COME IL CONDENSATORE SI CARICA E SI SCARICA, OVVERO DIPENDE DA:

$$\tau = RC.$$



PER CALCOLARE IL PERIODO DELL'ONDA QUADRA BISOGNA CALCOLARE IL TEMPO CHE IMPIEGA IL COND A PASSARE DA βL^+ A βL^- E VICEVERSA. LA CARICA SUL COND VARIA ESP. SEGUENDO LA REGOLA ASINTOTICA:

$$\boxed{V_c(t) = V_c(\infty) - [V_c(\infty) - V_c(t_1^-)]e^{-\frac{t - t_1}{\tau}}}$$

CALCOLIAMO $T_1 = t_2 - t_1$, LA DURATA DI TEMPO PER LA QUALE L'USCITA È PARI A L^-:

- $V_c(\infty) = L^-$;
- $V_c(t_1^-) = \beta L^+$; $\rightarrow V_c(t_2) = V_c(\infty) - [V_c(\infty) - V_c(t_1^-)]e^{-\frac{t_2 - t_1}{\tau}} = L^- - [L^- - \beta L^+]e^{-\frac{T_1}{\tau}} = \beta L^-$
- $V_c(t_2) = \beta L^-$.

DA CUI SI OTTIENE: $T_1 = \tau \ln\left(\dfrac{1 - \beta(L^+/L^-)}{1-\beta}\right)$

CALCOLIAMO $T_2 = t_3 - t_2$, LA DURATA DI TEMPO PER LA QUALE L'USCITA È PARI A L^+:

- $V_c(\infty) = L^+$;
- $V_c(t_2^-) = \beta L^-$; $\rightarrow V_c(t_3) = V_c(\infty) - [V_c(\infty) - V_c(t_2^-)]e^{-\frac{t_3 - t_2}{\tau}} = L^+ - [L^+ - \beta L^-]e^{-\frac{T_2}{\tau}} = \beta L^+$
- $V_c(t_3) = \beta L^+$.

DA CUI SI OTTIENE: $T_2 = \tau \ln\left(\dfrac{1 - \beta(L^-/L^+)}{1-\beta}\right)$

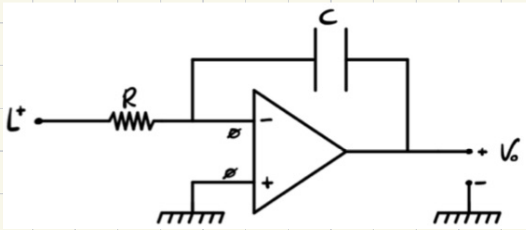
SE $L^+ = |L^-|$ SI HA CHE $L^+/L^- = -1$, PER CUI UN PERIODO GENERICO T È PARI A:

$$\boxed{T = T_1 + T_2 = 2\tau \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)}$$

GENERATORE D'ONDA TRIANGOLARE

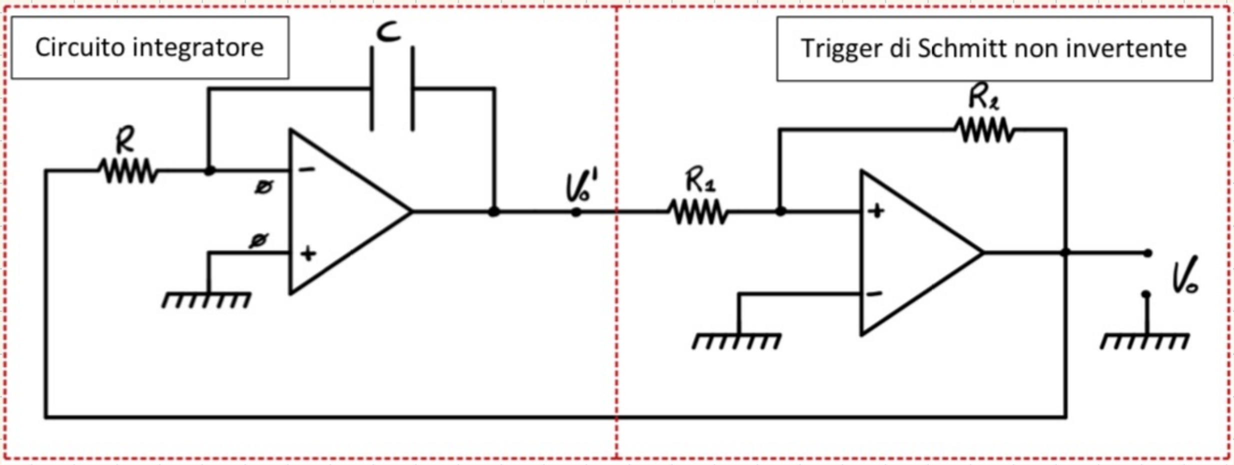
UN CONDENSATORE HA UN ANDAMENTO LINEARE NEL TEMPO SE VIENE CARICATO DA UNA CORRENTE COST NEL TEMPO, OVVERO DA UN GEN DI CORRENTE.

UN AMPLI OP INV È UN GEN DI CORRENTE PER L'IMPEDENZA CHE SI TROVA SUL RAMO DI RETROAZIONE; QUINDI, SE SI METTE IL COND SUL RAMO DI RETROAZIO, QUESTO AVRÀ UN ANDAMENTO DI CARICA LINEARE.

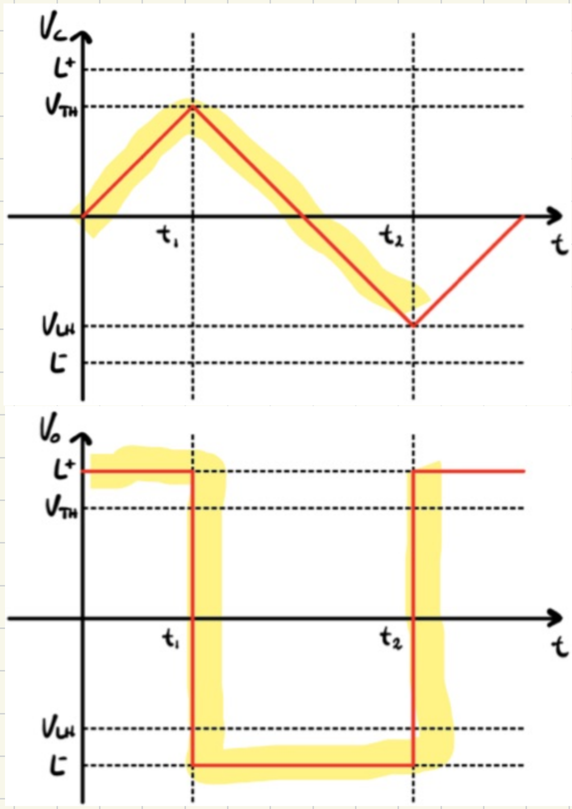


SUPPONIAMO DI METTERE IN INGRESSO AL CIRCUITO INTEGRATORE LA TENSIONE L^+ (O L^-), SI OTTIENE $V_0 = -V_C = -(L^+/RC)\tau$, OVVERO UNA RAMPA (LINEARE NEL TEMPO).

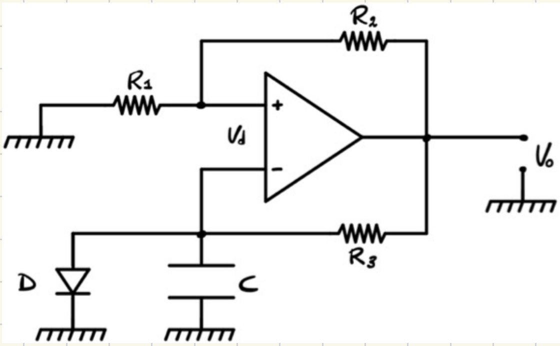
SI PUÒ SFRUTTARE UN CIRCUITO INTEGRATORE, CON UN TRIGGER DI SCHMITT NON INV, PER CREARE UN GEN DI ONDA TRIANGOLARE.
SI METTE IN INGRESSO AL CIRCUITO INTEGRATORE L'USCITA DEL TRIGGER DI SCHMITT, OVVERO L'USCITA DELLA SATURAZIONE L^+ O L^- E SI CONNETTE L'USCITA DELL'INTEGRATORE ALL'INGRESSO DEL TRIGGER DI SCHMITT:



SUPPONIAMO CHE $V_0 = L^+$. L^+ VIENE RIPORTATA IN INGRESSO AL CIRCUITO INTEGRATORE; QUINDI, IL COND SI INIZIA A CARICARE VERSO LA TENSIONE L^+ E L'USCITA DELL'INTEGR DECRESCE LINEARMENTE SECONDO LA LEGGE $V_0' = -V_C = -(L^+/RC)\tau$. QUANDO V_0' RAGGIUNGE LA V_{TL} DEL TRIGGER, SI HA LA COMMUTAZIONE DELL'USCITA V_0 DA L^+ A L^-. QUINDI L'INGRESSO DELL'INTEGRATORE DIVENTA L^- E LA I CHE SCORRE NELL'INTEGR CAMBIA DI VERSO, E DI CONSEGUENZA IL COND INIZIA A SCARICARSI VERSO L^- MENTRE L'USCITA DELL'INTEGRATORE CRESCE LINEARMENTE CON LA LEGGE $V_0' = V_C = L^+/RC\ \tau$. QUANDO V_0' RAGGIUNGE LA V_{TH} DEL TRIGGER, SI HA NUOVAMENTE LA COMMUTAZIONE DELL'USCITA V_0 DA L^- A L^+, E COSÌ VIA.
QUINDI SE SI PRENDE L'USCITA SU V_0 SI OTTIENE UN'ONDA QUADRA, MENTRE SE SI PRENDE L'USCITA SU V_C SI OTTIENE UN'ONDA TRIANGOLARE.



MULTIVIBRATORI MONOSTABILI



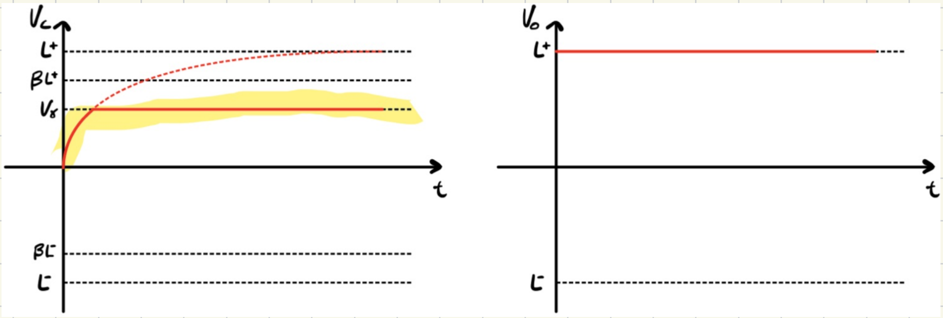
COLLEGHIAMO IN PARALLELO AL CONDENSATORE DEL CIRCUITO ASTABILE UN DIODO CON MODELLO A TENSIONE COST, SECONDO IL QUALE

$$\begin{cases} V_D = 0 & \text{PER } V_D \leq V_\gamma \\ V_D = V_\gamma & \text{PER } V_D > V_\gamma \end{cases}$$

DOVE V_D È LA TENSIONE DEL DIODO E V_γ È LA TENSIONE DI SOGLIA DEL DIODO. QUINDI, SE LA TENSIONE CON CUI È POLARIZZATO IL DIODO È POSITIVA (POLARIZZAZIONE DIRETTA), IL DIODO È UNA BATTERIA $V_\gamma = 0.6$ V (CONDUZIONE), MENTRE SE LA TENSIONE DI POLARIZZAZIONE È NEGATIVA (POLARIZZAZIONE INVERSA) IL DIODO È UN CIRCUITO APERTO (INTERDIZIONE). NEL MULTIVIBRATORE MONOSTABILE SI HA $V_\gamma < |\beta L^+| = |\beta L^-|$.

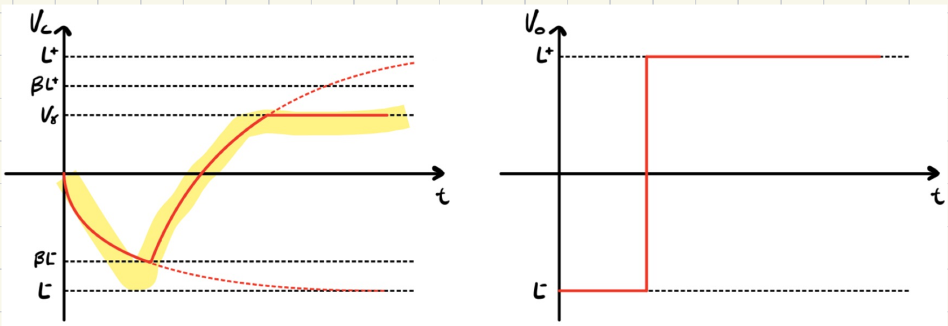
→ $V_{OUT} = L^+$:
- LA TENSIONE AL MORSETTO NON INV DIVENTA βL^+;
- IL CONDENSATORE SI CARICA VERSO L^+, PARTENDO DA $V_c = 0$;
- IL DIODO VEDE UNA TENSIONE $< V_\gamma$ (CONDENSATORE SCARICO) → DIODO CIRCUITO APERTO.

POICHÈ $V_\gamma < |\beta L^+| = |\beta L^-|$, QUANDO IL CONDENSATORE SI CARICA VERSO L^+ E INCONTRA V_γ, IL DIODO VIENE POLARIZZATO AI SUOI CAPI E DIVENTA UNA BATTERIA DI VALORE V_γ. L^+ STATO STABILE.



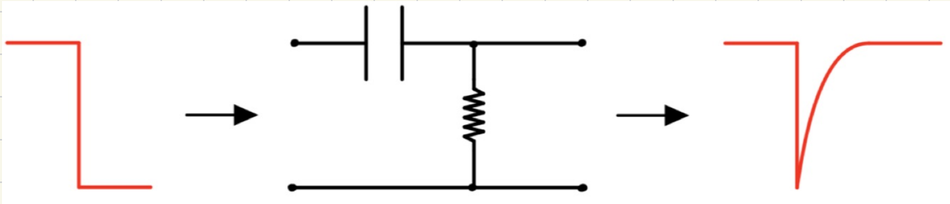
→ $V_{OUT} = L^-$:
- LA TENSIONE AL MORSETTO NON INV DIVENTA βL^-;
- IL CONDENSATORE SI CARICA VERSO L^-, PARTENDO DA $V_c = 0$;
- IL DIODO VEDE UNA TENSIONE $< V_\gamma$ (CONDENSATORE SCARICO) → DIODO CIRCUITO APERTO.

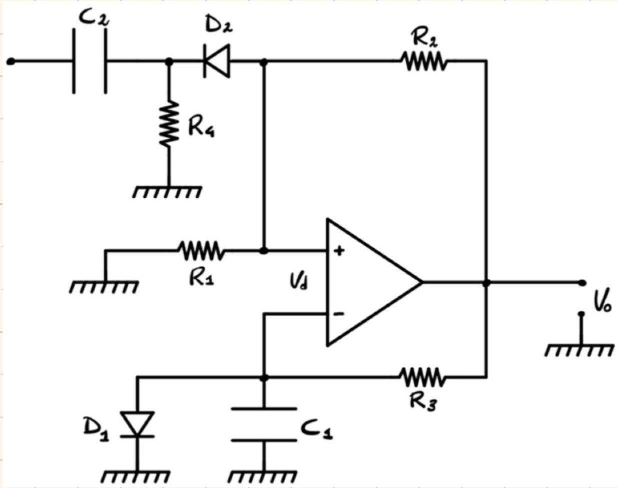
QUANDO IL CONDENSATORE SI CARICA VERSO L^+ E INCONTRA βL^- LA TENSIONE DIFF TRA I DUE MORSETTI DELL'OP DIVENTA UGUALE E SI HA IL CAMBIO DI TENSIONE IN USCITA, $V_o = L^+$. PER CUI LA TENSIONE AL MORSETTO NON INV DIVENTA βL^+ E IL CONDENSATORE INIZIA A CARICARSI VERSO L^+ COME PRIMA.



LA PRESENZA DEL DIODO PERMETTE DI STABILIZZARE LA TENSIONE AI CAPI DEL CONDENSATORE A V_γ, E LA TENSIONE DI USCITA A $V_o = L^+$.

CREIAMO UN GENERATORE DI IMPULSI A DURATA CONTROLLATA AGGIUNGENDO SUL MORSETTO NON INV UN CIRCUITO PASSA-ALTO CHE RICEVE IN INGRESSO IMPULSI NEGATIVI E QUINDI PERMETTE IL SOLO PASSAGGIO DELLA DIFF DI POT DELL'IMPULSO:





CONSIDERIAMO $V_o = L^+$, SUL MORSETTO NON INV βL^+ E SU QUELLO INV V_Y (MULTIV MONOSTABILE). SE ADESSO SUL NON INV ARRIVA UN IMPULSO NEGATIVO < V_Y, LA TENSIONE DIFF IN INGRESSO ALL'OP DIVENTA NEGATIVA E QUINDI L'USCITA COMMUTA A L^-, IL MORSETTO NON INV A βL^- E IL CONDENSATORE INIZIA A CARICARSI VERSO L^-. QUANDO IL CONDENSATORE RAGGIUNGE βL^- LA TENSIONE DIFF CAMBIA NUOVAMENTE SEGNO, L'USCITA COMMUTA A L^+, IL MORSETTO NON INV A βL^+ E IL CONDENSATORE INIZIA A CARICARSI VERSO L^+, MA QUANDO RAGGIUNGE V_Y SI RISTABILIZZA A V_Y E IN USCITA RIMANE L^+.

QUINDI, L'IMPULSO NEGATIVO HA PERMESSO AL CIRCUITO DI VARIARE L'USCITA PER UN CERTO TEMPO E POI DI TORNARE A L^+. CON UNA SERIE DI IMPULSI IN INGRESSO AL CIRCUITO PASSA-ALTO SI OTTIENE IN USCITA UN GENERATORE DI IMPULSI A DURATA CONTROLLATA.

IL DIODO D_2 SERVE A TRATTENERE GLI IMPULSI NEGATIVI SUL MORSETTO NON INV QUANDO È PRESENTE LA TENSIONE βL^- E NON βL^+.
LA DURATA DI QUESTO IMPULSO È IL TEMPO CHE IMPIEGA C_1 A PASSARE DA V_Y A βL^-:

$$\boxed{V_c(t) = L^- - (L^- - V_Y)e^{-\frac{t}{C_1 R_3}} = \beta L^-} \quad \rightarrow \quad \boxed{T = C_1 R_3 \ln\left(\frac{V_Y - L^-}{\beta L^- - L^-}\right) \cong C_1 R_3 \ln\left(\frac{1}{1-\beta}\right)}$$