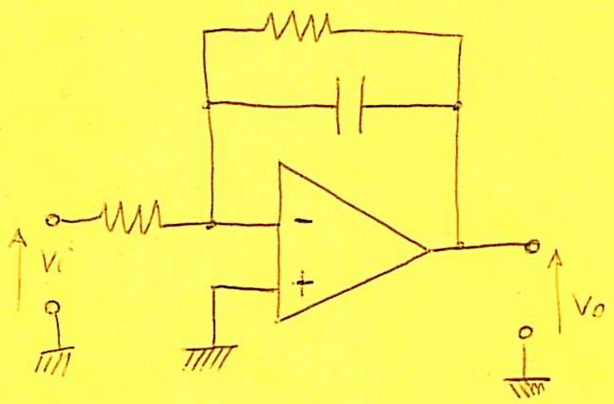
ISTITUTO TECNICO G. FERRARIS

Prof. Gottardo Marco

A.S. 2003/2004

AMPLIFICATORI OPERAZIONALI



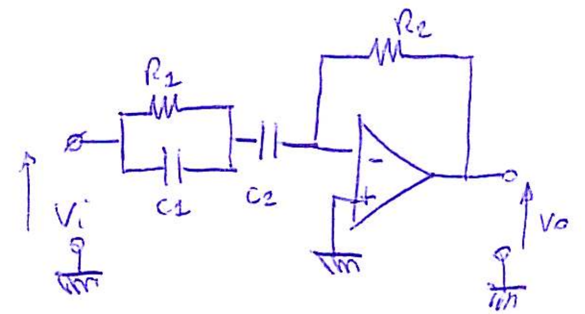
$$\frac{R_2}{R_1+R_3} = \frac{1}{R_4} \iff \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$$

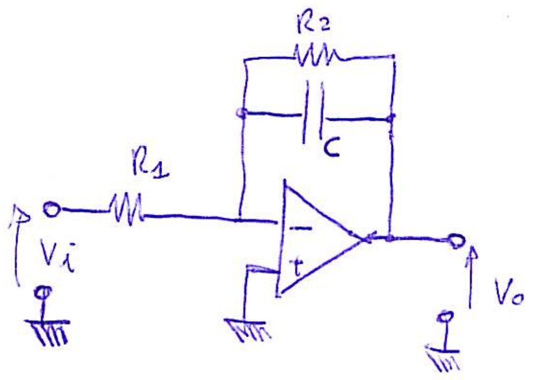
da cui

$$i_L = -\frac{R_2}{R_1+R_3} V_i = -\frac{V_i}{R_4} = i_L$$

INDIPENDENTE DA V_o COME RICHIESTO

FILTRI

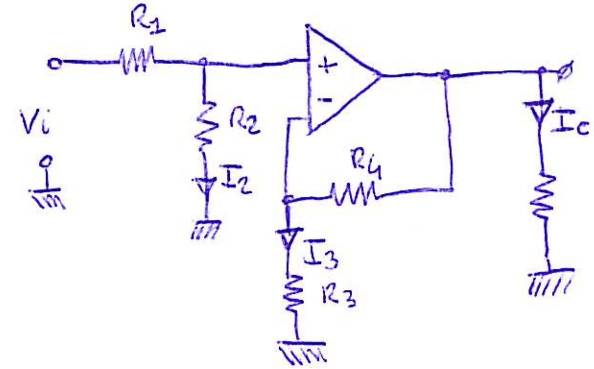




filtro passa basso

INDICE

ESERCIZIO PROPOSTO



$R_1 = 15\,K\Omega$

$R_2 = 5\,K\Omega$

$R_3 = R_4 = 100\,K\Omega$

$R_c = 20\,K\Omega$

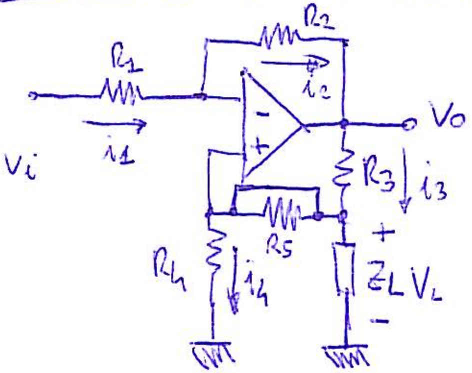
$V_i = 10\,V$

$A_V = ?$

$V_o = ?$

$I_2 = ?$ $I_3 = ?$ $I_c = ?$

ESERCIZIO CONVERTITORE TENSIONE/CORRENTE.



TROVARE I VALORI DELLE R in modo che I_L sia funzione solo di V_i

Traccia: applicare KLC ai nodi.

$i_1 = i_2$

$i_3 = \dfrac{V_o - V_L}{R_3}$

$i_4 = \dfrac{V_L}{R_4}$

$i_L = i_3 - i_4$

$$i_1 = \frac{V_i - V_L}{R_1}$$

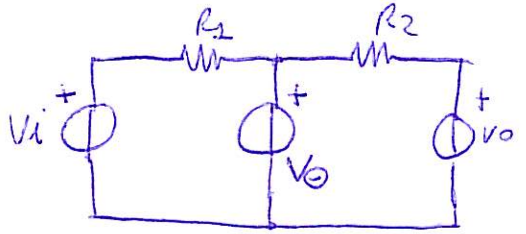
$$i_L = -\frac{R_2}{R_1+R_3} V_i + \left(\frac{R_2}{R_1+R_3} - \frac{1}{R_4}\right) V_L$$

si sfrutta l'equipotenzialità dei morsetti $V_{\oplus} = V_{\ominus}$

$$V_{\oplus} = \frac{V_2}{R_3 + R_4} \cdot R_4$$ (formula del partitore di tensione)

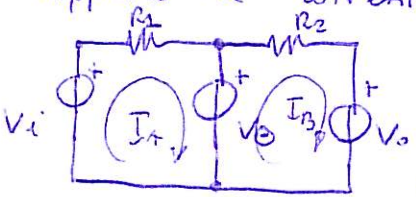
$$V_{\oplus} = \frac{3}{2k+8k} \cdot 8k = \frac{3 \cdot 8}{10} = 2{,}4 \text{ volt}$$

tale tensione è riportata al morsetto invertente visto che $V_{\oplus} = V_{\ominus}$ quindi posso con la formula del partitore di tensione trovare l'incognita mancante



Analogo risultato si ottiene con il P.S.E o anche con le correnti di maxwell.

Applico le correnti di Maxwell.



$$\begin{cases} I_A R_1 + V_{\ominus} - V_i = 0 \\ I_B (R_2) + V_o - V_{\ominus} = 0 \end{cases}$$

Dato che $V_o = 0$ e che le maglie sono indipendenti $V_o = -\frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2)$ ricavo V_i

$$V_o \frac{R_1}{R_2} = -(V_1 - V_2) \qquad V_o \frac{R_1}{R_2} = V_1 + V_2$$

quindi $V_1 = \left(V_o \frac{R_1}{R_2}\right) - V_2$ da cui $V_1 = -3$ volt

28/03/2004

L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

Il nome amplificatore operazionale ("operational amplifier" OP-AMP) venne dato in origine a questo dispositivo vista la sua grande attitudine, con l'aggiunta di semplici reti esterne, di eseguire operazioni matematiche quali addizione, moltiplicazione, logaritmi e per fino integrali e derivate.

Il dispositivo era pensato per realizzare dei calcolatori di tipo analogico.

Inventato negli anni sessanta per scopi militari in brevissimo tempo è diventato il componente più versatile ed il più impiegato in moltissime applicazioni.

Le applicazioni tipiche sono:

- Circuiti di controllo automatico
- Conversione digitale/analogica e analogica digitale.
- Asservimenti
- Calcolo analogico
- Interfacciamento tra dispositivi analogici
- Filtri attivi con pendenze di taglio molto ripide
- Generatori di funzioni.

con l'avvento della tecnologia integrata, gli A.O. sono diventati estremamente affidabili, miniaturizzati, stabili alla temperatura, prevedibili nelle prestazioni.

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE O REALE

Il componente ha due morsetti di ingresso e uno di uscita.

L'ingresso invertente è indicato con il segno ⊖ e quello non invertente con il segno ⊕.

Il componente amplifica la differenza tra le tensioni di ingresso $V_d = V_\oplus - V_\oplus$

Si definisce guadagno in catena aperta $A_{OL} = \dfrac{V_o}{V_d}$

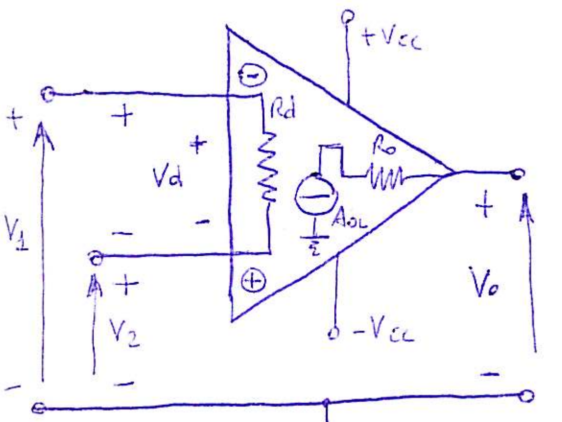


fig 1 a
Rappresentazione completa

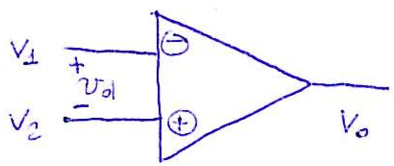


fig 1 b
rappresentazione semplificata

visto che tutti i valori sono noti la soluzione è immediata se si esegue una semplice sostituzione,

$$\left(- \frac{300\,mV}{20\,000\,\Omega} - \frac{500\,mV}{40\,000\,\Omega} - \frac{1\,V}{50\,000} \right) 100\,000\,\Omega = V_o$$

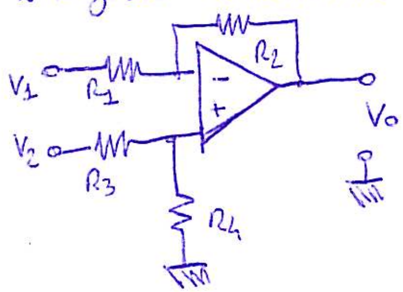
$$\left(\frac{-0{,}3}{20\,\cancel{000}} - \frac{0{,}500}{40\,\cancel{000}} - \frac{1}{50\,\cancel{000}} \right) 100\,\cancel{000} = V_o$$ semplifico 3 zeri

da cui si ricava Vo.

$$V_o = -4{,}75 \text{ volt}$$

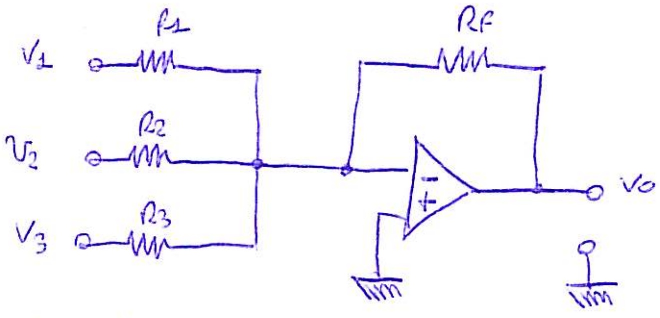
Il segno è certamente corretto visto che tutti i segnali di ingresso sono positivi e la configurazione è invertente.

ESERCIZIO Data l'uscita e uno degli ingressi determinare l'ingresso rimanente



$R_1 = 10\,K$ $\quad V_2 = 3\,V$
$R_2 = 40\,K$ $\quad V_o = 0\,V$
$R_3 = 2\,K$ $\quad V_1 = ?$
$R_4 = 8\,K$

Lo schema è quello di un amplificatore differenziale. Si procede come mostrato a pagina 28



$R_F = 100\,K\Omega$

$R_1 = 20\,K\Omega$

$R_2 = 40\,K\Omega$

$R_3 = 50\,K\Omega$

$V_1 = 300\,mV$

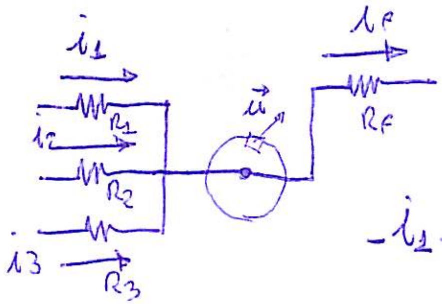
$V_2 = 500\,mV$

$V_3 = 1\,V$

trovare V_o

Soluzione: Il circuito è un sommatore invertente in retroazione negativa.
I morsetti invertente e non invertente sono equipotenziali quindi $V_{\oplus} = V_{\ominus}$

Applichiamo Khirchhoff al nodo della massa virtuale.



$$-i_1 - i_2 - i_3 + i_F = 0$$

dalla legge di Ohm posso esprimere le correnti come funzioni delle tensioni (di ingresso o uscita) e delle rispettive correnti

$$-\frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} - \frac{V_3}{R_3} + \frac{(-V_o)}{R_F} = 0$$

Il modulo del guadagno in catena aperta va da 10^4 a 10^7, è talmente alto che si dice che è infinito.
Un guadagno altissimo ovviamente non implica una altissima v_o di uscita, in realtà significa che può essere molto piccola la tensione del segnale in ingresso per ottenere un valore apprezzabile di uscita.
La massima tensione ottenibile in uscita è comunque al massimo 1,4 volt minore della tensione Vcc di alimentazione ed è detta tensione di Saturazione.
La saturazione positiva vale Vcc − 1,4 volt mentre la saturazione negativa vale − Vcc + 1,4.
La tensione di alimentazione duale applicata ai morsetti + Vcc e − Vcc è sempre simmetrica rispetto alla massa ed è ottenuta con due generatori uguali posti in serie.

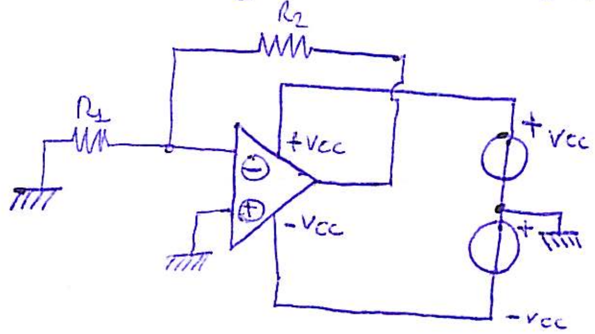


fig 2

L'uscita dell'amplificatore operazionale può essere lineare nel range

$$V_{cc} - 2\,\text{volt} < V_o < -V_{cc} + 2\,\text{volt}$$

con due volt si arrotonda gli 1,4 precedentemente definiti.

L'amplificatore operazionale ha nel modello ideale tre caratteristiche

1) Impedenza d'ingresso R_d infinita (corrente entrante nulla)
2) Resistenza R_o dell'uscita nulla, quindi la tensione V_o è indipendente dal carico.
3) Guadagno A_d dell'anello aperto infinito.

Tutte le tensioni sono misurate rispetto alla massa ma solo la differenza delle tensioni in ingresso determina l'uscita. <u>AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE</u> $V_{ID} = V_P - V_N$

con $V_P = V_{\oplus}$ e $V_N = V_{\ominus}$

$$V_o = a\left(V_P - V_N\right)$$

con a pari al guadagno ad anello aperto

La R_d in figura 1 è anche della resistenza differenziale di ingresso

la classica espressione del guadagno in retroazione negativa configurazione non invertente

$$V_o = V_i\left(\frac{R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right)$$ spezzando in due la frazione

poi semplifico e esprimo il guadagno come rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso

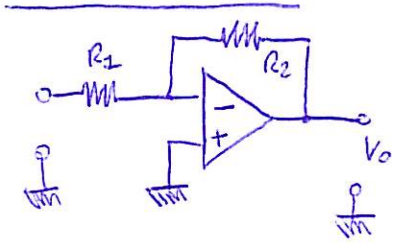
$$\frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

nel caso specifico il valore della tensione di uscita è

$$V_o = 10 \cdot 10^{-3}\,\text{volt}\left(1 + \frac{10\,000\ \text{Ohm}}{5600\ \text{Ohm}}\right)$$

$$V_o = 0{,}028\ \text{volt}$$ ovvero 28 millivolt

<u>ESERCIZIO PROPOSTO</u>



$R_1 = 60\,K\Omega$

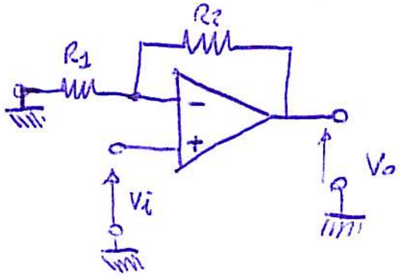
$R_2 = 30\,K\Omega$

$V_i = -5V$

trovare $\Delta V = ?$ $\Delta V_{db} = ?$ $V_o = ?$

ESERCIZI

Determinare retrazione - configurazione e valore della tensione di uscita.



$R_1 = 5{,}6\ K$

$R_2 = 10\ K$

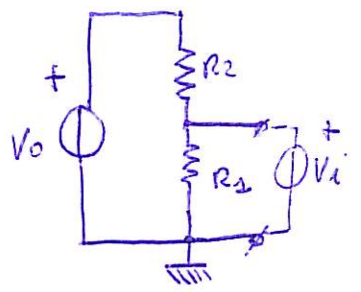
$V_i = 10\ mV$

1) Il segnale entra nel morsetto non invertente pertanto la configura è NON INVERTENTE

2) Esiste un collegamento tra l'uscita e l'ingresso INVERTENTE PERTANTO LA RETROAZIONE E' NEGATIVA.

3) Determino la tensione di uscita.

Dalla retroazione negativa si verifica $V_{\oplus} = V_{\ominus}$ quindi la rete resistiva è un partitore di cui è noto il valore centrale.



Con la formula del partitore trovo la tensione V_o

$$V_i = \frac{V_o}{R_1 + R_2} \cdot R_1$$

da cui $V_o = V_i \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)$

Con semplici passaggi posso anche ricavare

DIMOSTRAZIONE DEL PERCHE' IL GUADAGNO NELLE APPLICAZIONI REALI E' MINORE DI INFINITO.

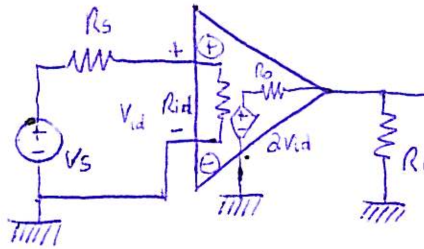


fig 3

Il segnale al morsetto non invertente si ricava dal partitore di tensione a cui è applicato V_s

$$V_{\oplus} = \frac{V_s}{R_s + R_{id}} \cdot R_{id}$$

Il segnale di uscita è dato dal partitore tra R_L e R_o alimentato dal generatore di tensione pilotato $a V_{id}$

$$V_o = \frac{a V_{id}}{R_o + R_L} \cdot R_L$$

Per definizione il guadagno $Q_v = \frac{V_o}{V_i}$ quindi posso fare il rapporto tra le espressioni trovate dopo aver esplicitato V_s dalla prima

$$V_s = \frac{R_s + R_{id}}{R_{id}} \quad \text{e} \quad V_o = \frac{a_{vid}}{R_o + R_L} \cdot R_L$$

Essendo $V_i = V_s$ si ottiene dal $a = \frac{V_o}{V_s}$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{\frac{A_{vid}}{R_o + R_L} \cdot R_L}{\frac{R_s + R_{id}}{R_{id}}}$$

ora eseguo le dovute semplificazioni.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{A_{vid}}{R_o + R_L} \cdot R_L \cdot \frac{R_{id}}{R_s + R_{id}}$$

in definitiva si ottiene:

$$\boxed{\frac{V_o}{V_s} = a \cdot \left(\frac{R_L}{R_o + R_L}\right) \cdot \left(\frac{R_{id}}{R_s + R_{id}}\right) < a}$$

Se ora ci si pone nelle condizioni di idealità, ovvero che $R_{id} = \infty$ e $R_o = 0$ si ottiene che

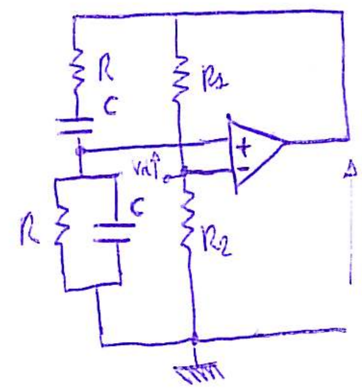
$$\frac{V_o}{V_s} = a \cdot \left(\frac{R_L}{0 + R_L} \cdot \frac{\infty}{R_s + \infty}\right) = a$$

tenendo conto che $\frac{1}{R_s}$ tende a zero e $\frac{R_L}{R_L}$ vale 1

Visto che R_{id} tende a infinito allora le correnti entranti nei morsetti invertente e non invertente sono nulle.

OSCILLATORE A PONTE DI WIEN

La rete di reazione è un ponte bilanciato



$V_o = A_d V_d$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

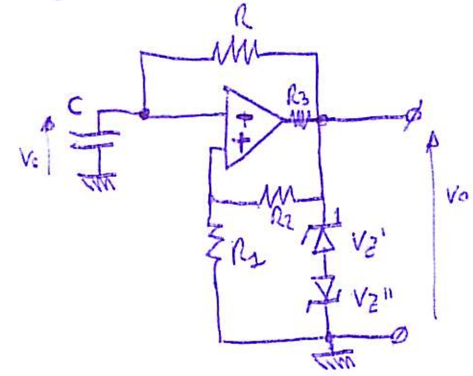
$$\frac{1}{A_d} = \frac{1}{3} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Per A_d è molto grande $\frac{R_2}{R_1 + R_2} \simeq \frac{1}{3}$

L'uscita è sinusoidale

Perciò si possono facilmente dimensionare le resistenze.

OSCILLATORE AD ONDA QUADRA



Il criterio di Barkhausen è un numero complesso e quindi esso oltre ad un modulo pari a 1 ha anche una fase.

$\angle A \cdot H = 2K\pi$ ovvero è multiplo di 360°

NOTA BENE $A \cdot H = 1$ non è un criterio di innesco dell'oscillazione per iniziare il moto periodico dell'uscita è necessario che $|A \cdot H| > 1$ almeno in maniera transitoria.
Di solito è un disturbo (sempre presente) che innesca l'oscillazione, esso è via via amplificato fino a che non intervengono uno dei due fattori.

1) non linearità del dispositivo (saturazione o interdizione).

2) Elementi di controllo che riducono HA ad innesco avvenuto.

STADI DI UN AMPLIFICATORE OPERAZIONALE

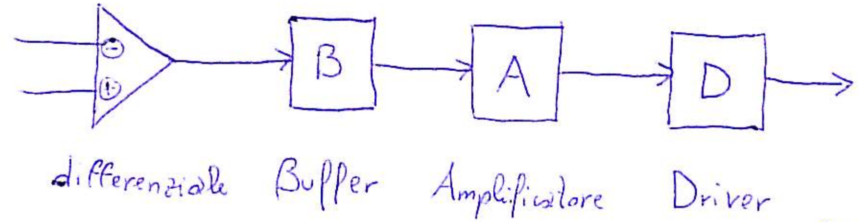


fig 4

Lo stadio differenziale in ingresso passa allo stadio successivo la differenza delle due tensioni in ingresso ed è costituito da due BJT (oppure Fet) configurati come nello schema sottostante:

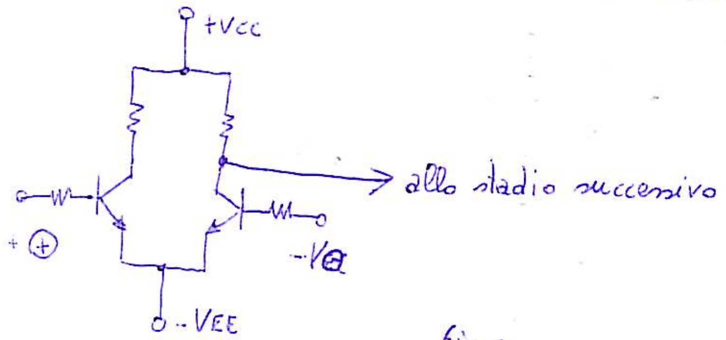


fig 5

Lo stadio Buffer ha lo scopo di separare lo stadio differenziale dallo stadio amplificatore successivo. I transistor di questo stadio sono configurati in modo di presentare una elevata impedenza di ingresso e una bassa di uscita con guadagno unitario.

Lo stadio amplificatore garantisce l'elevato guadagno tipico dell'operazionale.
Vi sono molti stadi a emettitore comune in cascata.

Lo stadio Driver fornisce la corrente al carico collegato in uscita in maniera indipendente dal carico stesso (se necessario).
Di solito gli operazionali rendono disponibile all'uscita circa 100 mA.

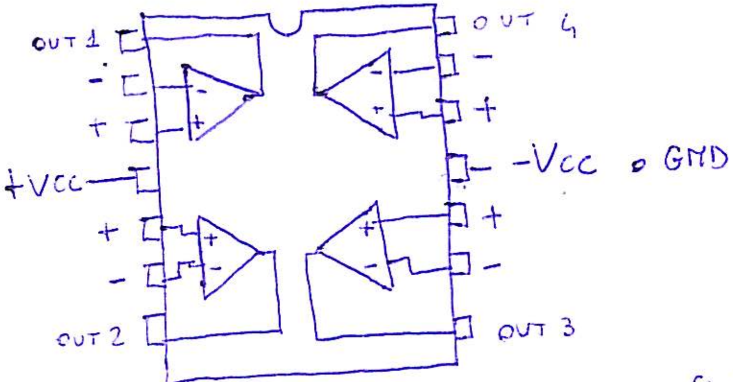
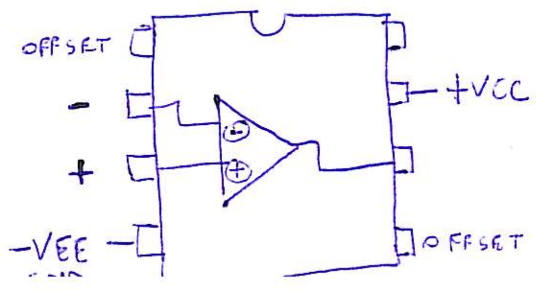


fig 7

Il circuito integrato LM 324



l'integrato $\mu A741$

fig 8

(8)

quindi la frequenza si misura in Hertz..

L'HERTZ ESPRIME IL NUMERO DI PERIODI ESEGUITI IN UN SECONDO.

Di norma un oscillatore è un circuito munito di retroazione.
Schematizziamo il sistema con dei blocchi funzionali a cui abbiniamo un guadagno A e H.

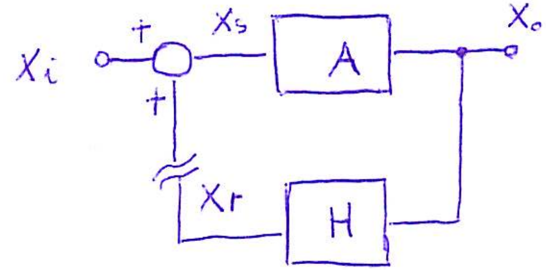


fig 46

$$\boxed{X_r = X_i\, A \cdot H}$$

Se $A \cdot H = 1$

allora si verifica che dopo l'innesco si può togliere il segnale di ingresso e l'uscita risulta autosostenuta.

$$X_2 = X_i$$

a meno di un fattore di amplificazione A l'uscita X_o continua a riprodurre l'ingresso anche se questo viene tolto.
La condizione $A \cdot H = 1$ è detta CRITERIO DI BARKHAUSEN.

OSCILLATORI

Un oscillatore è un circuito che fornisce in uscita un segnale periodico di ampiezza e frequenza costanti. Tali circuiti non necessitano di un segnale di ingresso dato che l'oscillazione è solitamente innescata dal rumore elettrico intrinseco della circuiteria elettronica interna al dispositivo stesso.

Un segnale si dice periodico quando ad intervalli fissi si ripete uguale. Il tempo impiegato ad assumere il medesimo andamento si chiama periodo. Solitamente il periodo si indica con una T maiuscola mentre e si misura in secondi, l'inverso del periodo si chiama frequenza ed ha ovviamente come unità di misura $\left[\frac{1}{sec}\right]$

T = periodo $\rightarrow [sec]$

$\frac{1}{T}$ = frequenza $\rightarrow \left[\frac{1}{sec}\right]$

alla grandezza $\frac{1}{sec}$ ovvero sec^{-1} è stata assegnata una unità di misura: Hertz

MODI DI FUNZIONAMENTO

1) In retroazione
2) In catena aperta.

Si dice che A.O. è in retroazione se esiste una rete per quanto complessa che collega l'uscita con l'ingresso. Se l'uscita è collegata all'ingresso indicato con ⊖ allora la retroazione è negativa, mentre se l'uscita è collegata al morsetto positivo allora la retroazione è positiva.

> SOLO SE C'È RETROAZIONE NEGATIVA L'USCITA PUÒ AVERE QUALSIASI VALORE COMPRESO TRA LA SATURAZIONE POSITIVA E LA SATURAZIONE NEGATIVA. (AZIONE LINEARE)

Se l'A.O. è collegato in catena aperta o in retroazione positiva allora l'uscita si può portare solo alla saturazione positiva o negativa (AZIONE A SCATTO).

Dispositivi in catena aperta sono utili come comparatori ovvero come circuiti in grado di prendere una decisione del tipo: 1) Se $V_{\oplus} > V_{\ominus}$ allora $V_o = V_{+sat}$ se $V_{\ominus} > V_{\oplus}$ allora $V_o = -V_{EE\,sat}$.

I comparatori ottenuti con gli operazionali in catena aperta sono caratterizzati da una isteresi che diversifica la soglia di aggancio Vth1 dalla soglia di sgancio Vth2 dando un'elevata immunità al rumore.
Il più noto comparatore a finestra è il trigger di Schmitt.

La Retroazione negativa

Una volta identificata la maglia di reazione come negativa si studia il punto di accesso del segnale. Se il segnale entra al morsetto positivo allora la configurazione è non invertente e il segnale di uscita moltiplicato per il guadagno avrà lo stesso segno del segnale di ingresso.
Se il segnale entra nel morsetto invertente l'uscita presenterà il segno opposto rispetto all'ingresso.
Dato l'elevatissima resistenza differenziale tra i morsetti di uscita abbinato ad un altrettanto guadagno intrinseco si verifica se c'è retroazione negativa l'equipotenzialità dei morsetti, cioè...

$$V_{(+)} = V_{(-)}$$

convertitore con carico riferito a massa.

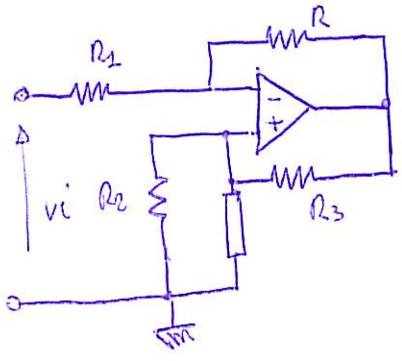


fig 44

c'è retroazione positiva ma la negativa è prevalente visto che l'impedenza Z può essere non puramente resistiva ad esempio induttiva se è un lungo cavo.

Se $\frac{R3}{R2} = \frac{R}{R1}$

allora $I_L = -\frac{V_i}{R2}$

CONVERTITORE CORRENTE TENSIONE

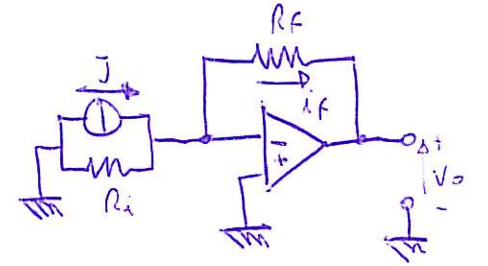


fig 45

$i_f = J$

visto che R_f risulta essere in parallelo all'uscita si ha una d.d.p pari a $- i_f \cdot R_f$

$$V_o = - i_f R_f$$

da cui

$$\boxed{V_o = - J R_f}$$

CONVERTITORE TENSIONE/CORRENTE

Questo circuito rende disponibile una corrente impostata da una tensione in ingresso.

Esistono due principali configurazioni

1) A terminale di uscita flottante
2) A terminale di uscita vincolato a massa.

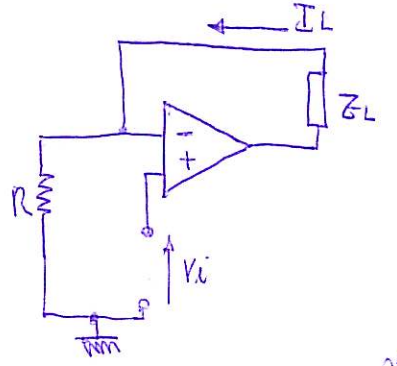


fig 42

Data la presenza della retroazione negativa si verifica che $V_{\oplus} = V_{\ominus}$

Visto che $V_{\oplus} = V_i$

allora anche $V_{\ominus} = V_i$

al morsetto $V_{\ominus}$ c'è un partitore di tensione dato che negli ingressi non entra corrente ($Z_{in} \to \infty$)

$$V_i = \frac{V_o}{R + Z_L} \cdot R$$

Data la configurazione non invertente si ha anche:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{Z_L}{R}\right)$$

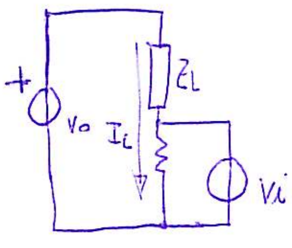


fig 43

È da notare che questo partitore è un po' anomalo perché le correnti non dovranno transitare attraverso i generatori ma solo attraverso i carichi.

Questa eguaglianza è da considerare la base di partenza per ogni calcolo per la valutazione della funzione di trasferimento in retroazione negativa V_o/V_i.

Dimostriamo ora che esistono due espressioni per il calcolo del guadagno:

Configurazione invertente $\quad \dfrac{V_o}{V_i} = -\dfrac{R_f}{R_i}$

Configurazione non invertente $\quad \dfrac{V_o}{V_i} = \left(1 + \dfrac{R_f}{R_i}\right)$

Guadagno invertente

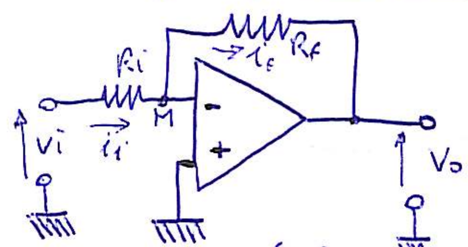


fig 9

- I morsetti sono equipotenziali quindi il punto M si trova a massa virtuale.
- Ai morsetti ⊕ e ⊖ non vi entra corrente quindi se applico KLC al nodo "m" ottengo: $i_i = i_f$
- Esprimo i_i e i_f in funzione delle tensioni.

$$\boxed{\frac{V_i}{R_i} = -\frac{V_o}{R_f}}$$

Se ora scrivo l'equazione evidenziando le tensioni ottengo $\dfrac{V_o}{V_i} = -\dfrac{R_f}{R_i}$

Guadagno della configurazione non invertente

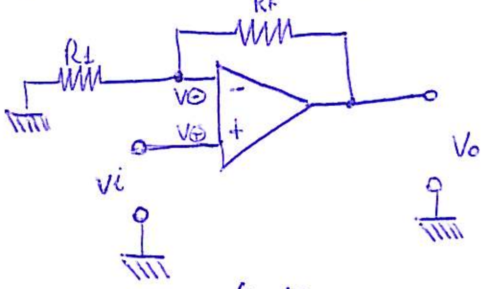


fig 10

Il punto di partenza è nel constatare che grazie alla presenza della retroazione negativa si verifica $V_\oplus = V_\ominus$ constatata l'equipotenzialità dei morsetti, e data l'impossibilità per la corrente di entrare nei morsetti dell'operazione si identifica un partitore di tensione come indicato in figura 11

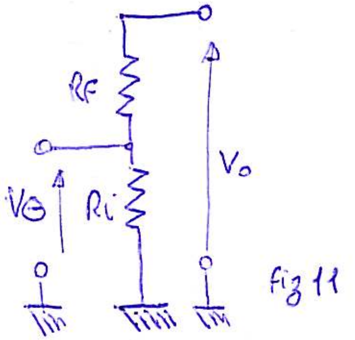


fig 11

Il valore noto è $V_\ominus$ e sono note le resistenze R_1 e R_f quindi posso ricavare V_o

$$V_\ominus = \frac{V_o}{R_f + R_i} \cdot R_i$$

Dall'equazione ricavo l'incognita V_o

$$\frac{V_\ominus}{R_i}(R_f + R_i) = V_o$$

da cui ricavo la funzione di trasferimento $\frac{V_o}{V_i}$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f + R_i}{R_i}$$

spezzo in due il denominatore della funzione a secondo membro

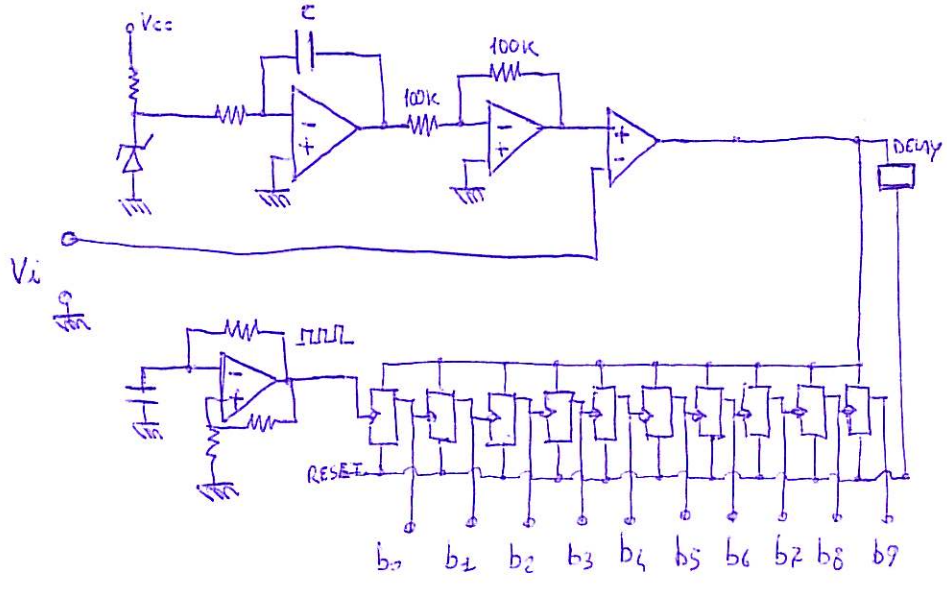


fig 41 I bit $b_0 \div b_9$ vengono caricati su un registro (non rappresentato in figura) in modo che il dato risulti stabile fino al prossimo riaggiornamento. Convertitori di questo tipo sono fortemente impiegati nella tecnica odierna.

Maggiore precisione, stabilità e velocità la troviamo nei convertitori a doppia rampa nei quali si minimizzano i tempi morti facendo sì che il segnale sia agganciato più rapidamente

Il circuito integrato RCA 31 161 integra un ottimo convertitore AD a doppia rampa in molte occasioni utilizzato negli stadi di ingresso di voltmetri digitali.

se si richiede un numero maggiore di bit in uscita allora il numero di comparatori aumenta con le potenze di 2. Aumentando di soli 3 bit si necessita di 257 comparatori, (tale numero è così elevato da non poter essere realizzato con componenti singoli benché integrati).

La soluzione con cui si realizzano i veri convertitori A/D stà nell'utilizzare una rete logica sequenziale anziché combinatoria.

Un oscillatore pilota con il suo clock un contatore sincrono.

Un integratore crea una rampa dato che al suo ingresso viene posta una tensione di riferimento.

La rampa viene comparata con il segnale analogico in ingresso.

Quando la rampa intercetta il segnale, e questo di certo avviene, il comparatore scatta generando il segnale che entra il valore raggiunto dal contatore ponendolo in un registro dove permane fino al prossimo refresch.

Lo stesso segnale del comparatore resetta anche il contatore e annulla la rampa scaricando il condensatore dell'integratore di miller.

Quindi il ciclo si riavvia.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f}{R_i} + \frac{R_i}{R_i}$$

con una semplice semplificazione la funzione di trasferimento assume il classico aspetto

$$\boxed{\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i}}$$

Osserviamo che il guadagno è sempre maggiore di uno e che assume lo stesso segno (il segnale di uscita) del segnale di ingresso.

ALCUNI ESEMPI IN CATENA APERTA

A meno delle cadute interne, pari a circa 1,4 volt, l'uscita dell'operazionale in catena aperta può valere solo $+V_{CC}$ o $-V_{EE}$, non è ammesso nessun altro valore intermedio.

Si verifica inoltre che:

$V_o = V_{cc} - 1{,}4$ volt se $V_{+} > V_{-}$

$V_o = -V_{EE} + 1{,}4$ volt se $V_{-} > V_{+}$

circuiti di questo tipo si chiamano comparatori ed hanno lo scopo di prendere delle decisioni come attivare allarmi, eccitare relé o elettrovalvole ecc.

Il seguente comparatore accende un led quando il segnale passa per zero (rilevatore di zero).

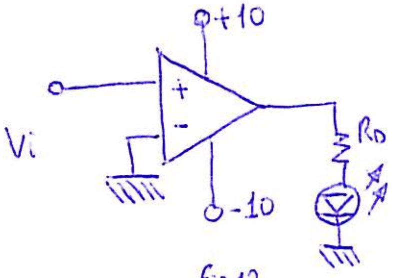


fig 12

La maglia d'uscita per l'accensione del led si studia secondo lo schema:

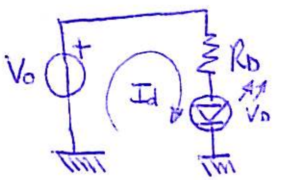


fig 13

$$I_D R_D + V_{D_{ON}} - V_0 = 0$$

sapendo che il led si accende con una corrente di 2 mA e che la sua tensione A-K di accensione vale circa 1,5 volt allora l'equazione diviene

$$2mA \cdot R_D + 1{,}5\,volt - 8{,}5 = 0$$

da cui si ricava $R_D = \dfrac{8{,}5 - 1{,}5}{2mA}$

quindi $R_D = \dfrac{7}{2} \cdot 1000 = 3500\,\Omega$

Se integriamo l'uscita dell'onda quadrata si ottiene un'onda triangolare.
Il concetto base è che l'integrale di una costante è una rampa.

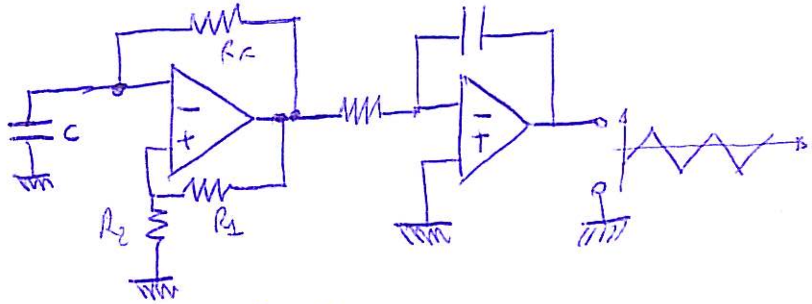


fig. 40

CONVERTITORE ANALOGICO DIGITALE A RAMPA

Il convertitore analogico digitale di figura 36 esegue la conversione più rapida possibile come anche lascia intuire il nome (convertitore flasch), visto il fatto che l'unico ritardo è dovuto allo slew rate dei componenti che si interpongono tra l'ingresso e l'uscita.
Questo tipo di convertitore A/D ha tuttavia il difetto di richiedere un elevatissimo numero di comparatori in ingresso, ad esempio se si volesse realizzare un convertitore A/D di soli 5 bit sarebbero necessari 2^5+1 comparatori ovvero 33.

GENERATORI DI FUNZIONE

Abbinando un trigger di Schmitt ad un gruppo RC otteniamo un generatore d'onda quadra.

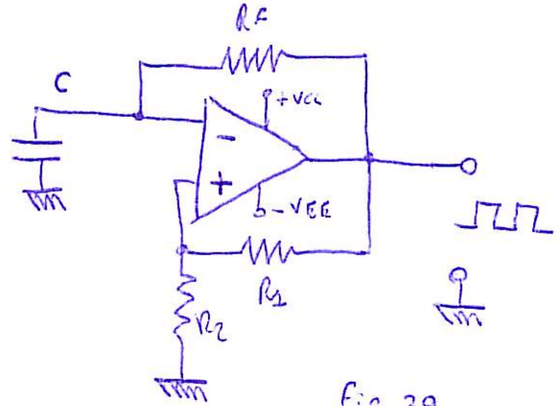


Fig 39

Indichiamo con τ il prodotto di R·C che ha come unità di misura i secondi.
τ è la costante di tempo che comporta l'oscillazione

$$T = 2\tau \ln \frac{1+\beta}{1-\beta}$$

con $\beta = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}$

T = periodo [S]

$\dfrac{1}{T} = f$ frequenza [Hz]

$\omega = 2\pi f$ pulsazione $\left[\dfrac{rad}{sec}\right]$

COMPARAZIONE DI UN LIVELLO DI RIFERIMENTO

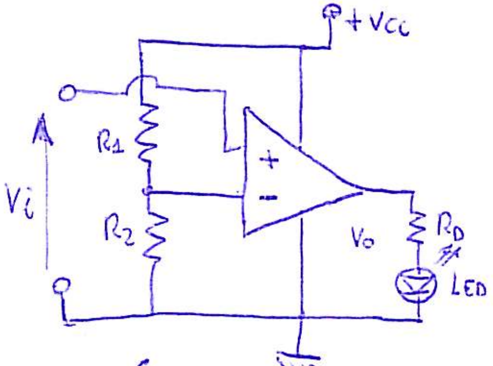


Fig 14

Se partitore...

$$V_{\ominus} = \frac{V_{CC}}{R_1+R_2} \cdot R_2$$

imposta la tensione $V_{\ominus}$ presa come riferimento per la comparazione

altre maniere per creare la tensione di riferimento può essere data dall'utilizzo di un diodo Zener

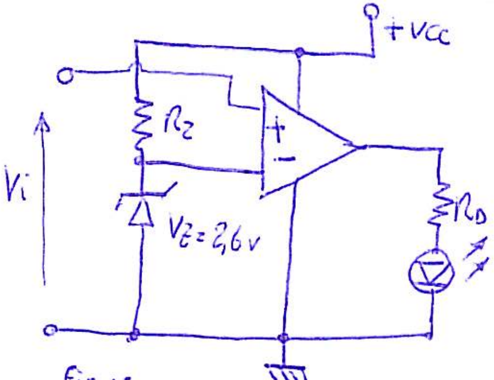


Fig 15

Interessante è la comparazione eseguita su più livelli

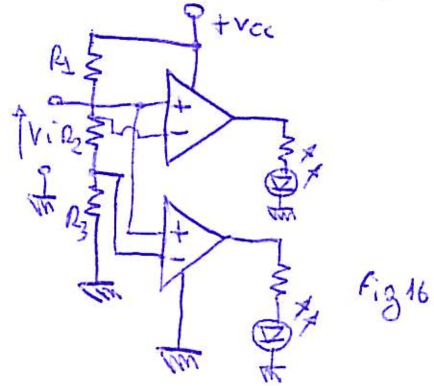


Fig 16

Sulla base della comparazione multilivello possiamo costruire anche i convertitori analogici digitali

comparatore a finestra TRIGGER DI SCHMITT

è un esempio di retroazione positiva.
Si creano due soglie diverse dato che l'uscita assume due valori completamente differenti.

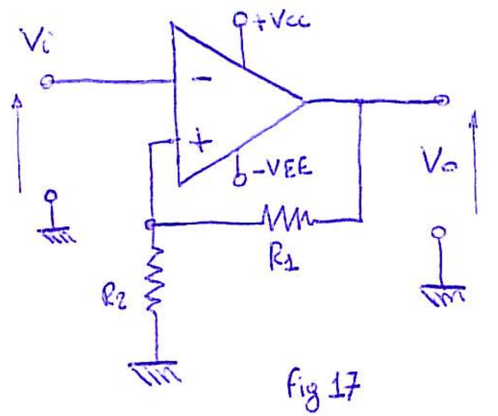


fig 17

OSSERVAZIONE FONDAMENTALE

siamo in presenza di una retroazione positiva quindi NON VI È EQUIPOTENZIALITÀ DEI MORSETTI DI INGRESSO

$$V_{\oplus} \neq V_{\ominus}$$

Se così non fosse non potrebbe funzionare il comparatore che si basa proprio su questa diversità.
TRIGGER = GRILLETTO

L'ipotesi iniziale è che l'uscita si trovi in uno dei due possibili stati.

Supponiamo che V_o si trovi alla saturazione positiva quindi non tenendo conto della caduta interna di 1,4 volt approssimiamo $V_o = +V_{cc}$.

si crea un partitore alimentato da $V_o \cong V_{cc}$ la cui uscita è V_{cc} (questo è un partitore di tensione e non di corrente visto che all'ingresso $V_{\oplus}$ la resistenza è altissima tendente all'infinito).

convertitore digitale analogico

Può essere realizzato con un semplice sommatore oppure con una rete a scala che consente di utilizzare solo due tipi di resistenze di valore R e 2R.

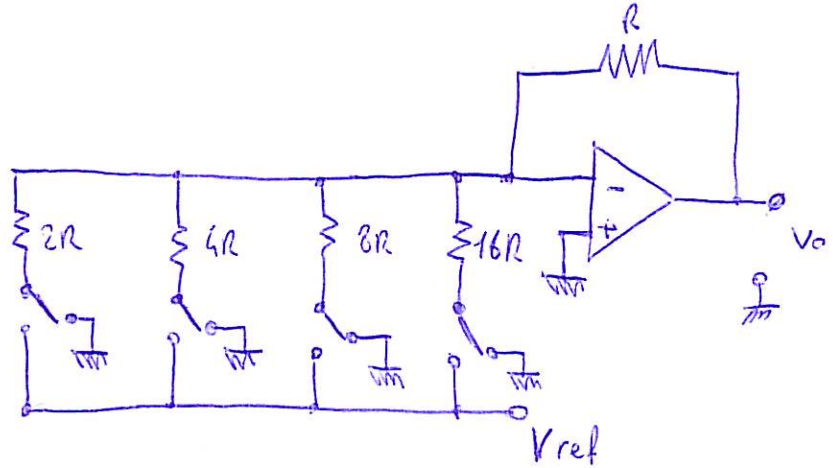


Fig 37 convertitore digitale analogico

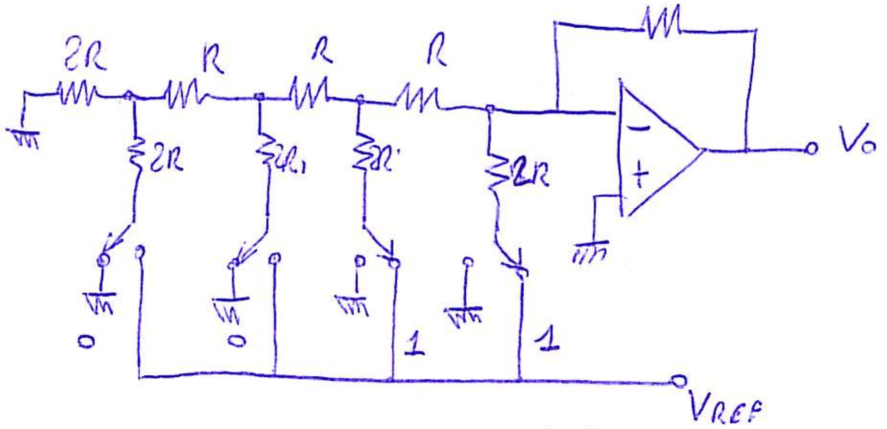


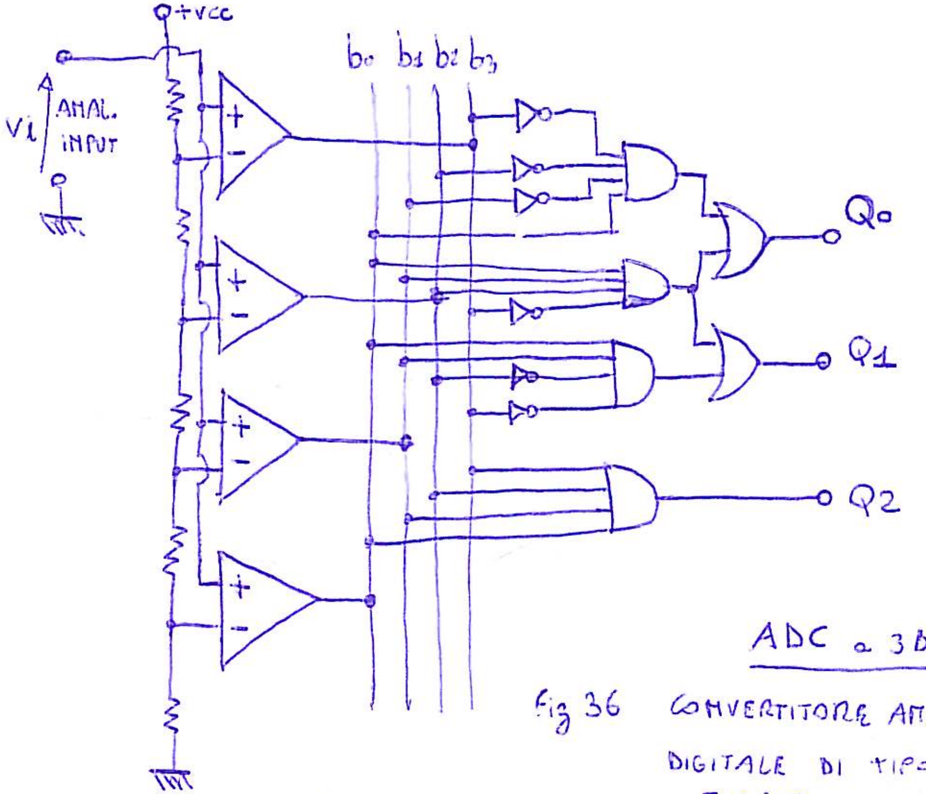
Fig 38 convertitore digitale analogico con rete a scala.

CONVERTITORE DIGITALE - ANALOGICO E ANALOGICO - DIGITALE

Lo scopo di un DAC è quello di convertire un numero digitale formato da un certo numero di bit in un corrispondente valore di tensione analogica.

Il salto che si ha passando da una configurazione numerica a quella successiva o precedente si chiama RISOLUZIONE del convertitore digitale analogico.

L'ANALOGICO DIGITALE ESEGUE L'OPERAZIONE INVERSA ADC



ADC a 3 BIT

fig 36 CONVERTITORE ANALOGICO DIGITALE DI TIPO FLASCH

b_3	b_2	b_1	b_0	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	1	0	0	1	1
1	1	1	1	0	1	0	0

situazione $V_0 \cong +V_{cc}$

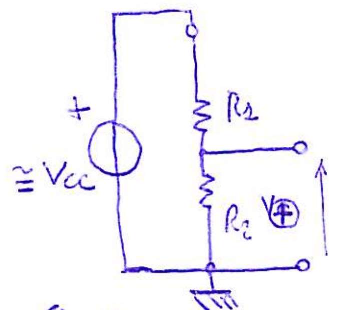


fig 18

APPLICANDO LA CLASSICA FORMULA DEI PARTITORI DI TENSIONE SI OTTIENE

$$V_{\oplus} = \frac{(+V_{cc} - 1{,}4)}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

E QUESTO VALORE $V_{\oplus}$ DIPENDE DAL VALORE DI ALIMENTAZIONE E DAL RAPPORTO TRA R1 E R2

Vediamo la situazione se si suppone l'uscita alla saturazione negativa

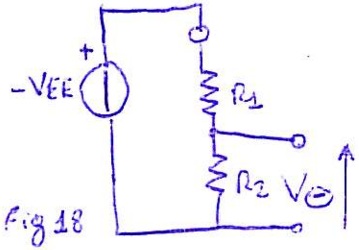
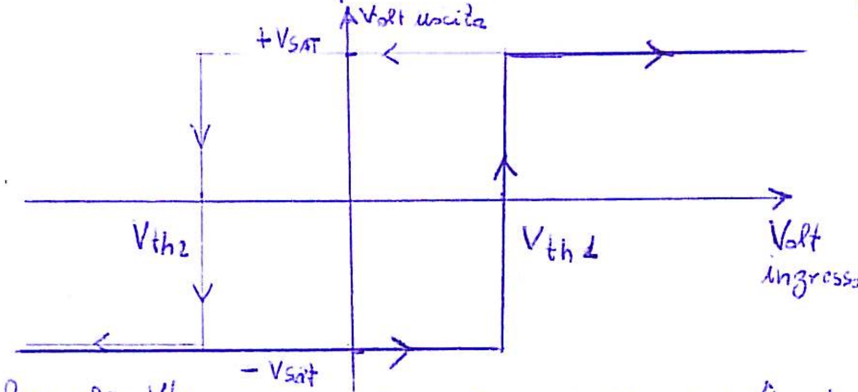


fig 18

$$V_{\oplus} = \frac{\left(-V_{EE} + 1{,}4\right)}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

Vediamo come si presenta la situazione su un grafico.



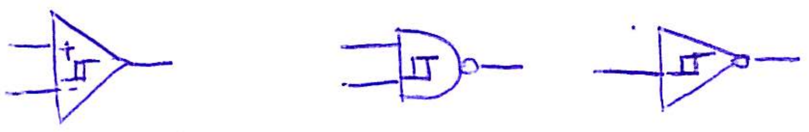
tra la soglia V_{th1} e la soglia V_{th2} si apre una finestra detta isteresi.

si nota che la commutazione da basso ad alto avviene alla soglia V_{th1} mentre il ritorno dell'uscita da dal livello $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$ avviene alla soglia V_{th2}.

L'ampiezza della finestra di isteresi che si è trovata rappresenta "l'immunità al rumore" del dispositivo. Per "rumore" si intende disturbo elettrico sulle linee che può causare commutazioni indesiderate dei sistemi di controllo.

In ambiente industriale è bene che sia i comparatori che le porte logiche di INPUT siano fornite di isteresi.

esempio



a) Fig 19 b) c)

Abbinando un comparatore a TRIGGER DI SCHMITT a un gruppo R-C nella retroazione negativa si ottiene un oscillatore ad onda quadrata.

APPLICAZIONE DELL'A.O. LOGARITMICO ED ESPONENZIALE

Quando si vuole eseguire una funzione matematica che contiene frazioni o prodotti una opportuna combinazione di A.O. esponenziali e logaritmici.

esempio:

$$f = \frac{(A+B)}{C} = \frac{\log(A+B)}{\log C} = \log(A+B) - \log C$$

si estrae f che supponiamo essere il valore a cui facendo l'esponenziale restituisce V_o

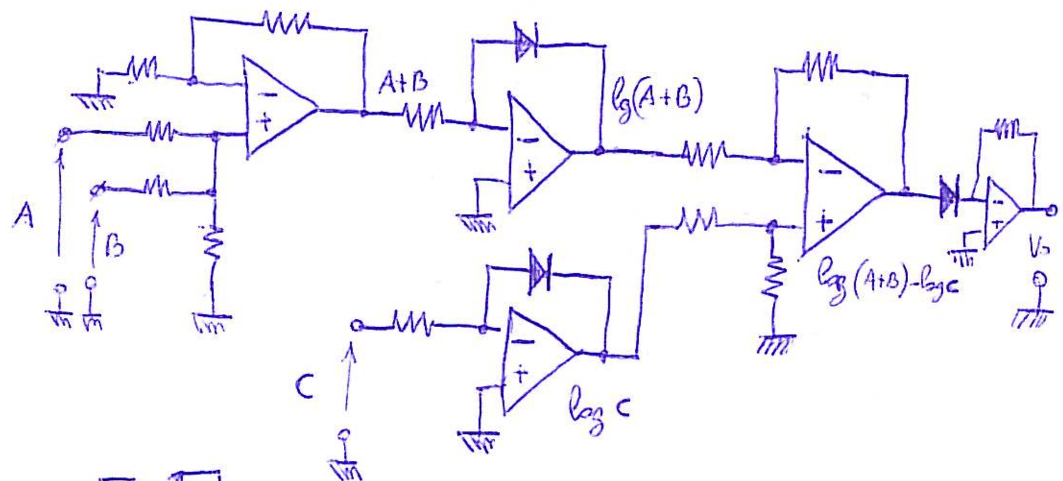


Fig 34

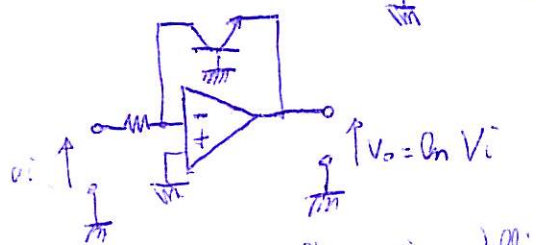


Fig 35 altra versione dell'ampli. logaritmico

AMPLIFICATORE ESPONENZIALE

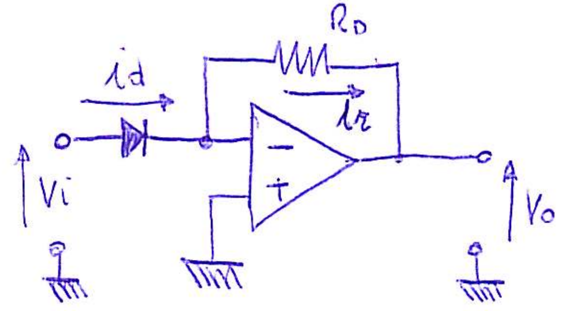


Fig 33

La teoria che vale è identica a quella dell'amplif. logaritmico della pag. precedente

$i_d = i_r$

$i_d = I_s e^{\frac{V_D}{V_T}}$ dove V_D è V_i data la presenza della massa virtuale.

$$I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} = \frac{V_o}{R_D}$$

Se esprimo V_o in funzione di V_i si ottiene

$$V_o = R_D I_s e^{\frac{V_i}{25mV}}$$

l'uscita è proporzionale all'esponenziale della tensione di ingresso

L'INTEGRATORE DI MILLER

È noto che durante la fase di carica di un condensatore si nota una corrente (che si estingue quando C è del tutto carico) che è proporzionale alla carica già presente secondo la curva indicata nel grafico

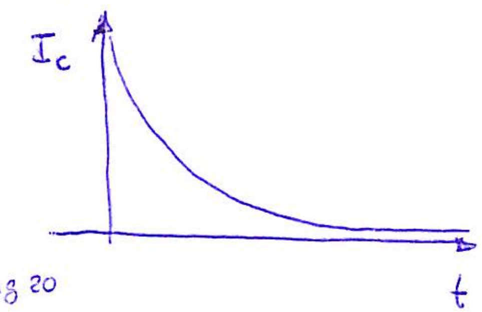


Fig 20

È altresì noto che la corrente nel condensatore è esprimibile come la derivata della tensione ai suoi capi per la capacità

$$\boxed{i_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt}}$$

Si ottiene una equazione differenziale.

L'equazione differenziale si risolve integrando ambo i membri, e la soluzione è nota a meno della costante di integrazione (valore che va interpretato come tensione iniziale a cui è carico il condensatore)

$$\int i_c dt = C \int \frac{dV_c}{dt} dt$$

sapendo che integrali e derivate sono funzioni opposte le posso semplificare

$$\boxed{V_c = \frac{1}{C} \int i_c \, dt}$$

Applichiamo la teoria vista ad un circuito in configurazione invertente e retroazione negativa.

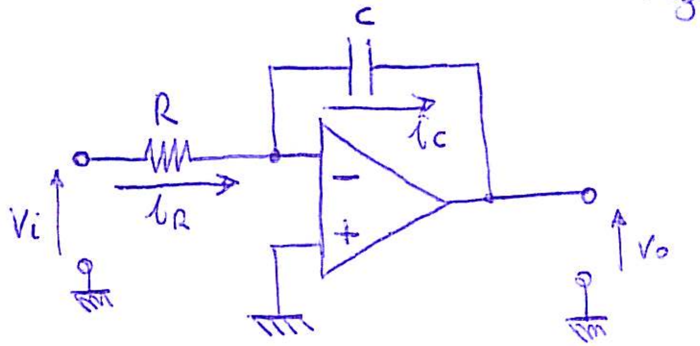


fig 21

qui $V_{\oplus} = V_{\ominus}$ per la retroazione negativa.

c'è quindi la "massa virtuale" al morsetto invertente.

Dato che all'ingresso dell'operazionale non può entrare corrente, applicando Kirchhoff al nodo possiamo scrivere $i_R = i_C$

La corrente i_R la ricaviamo dalla legge di Ohm.

$$\frac{V_i}{R} = i_R$$

mentre la corrente sul condensatore è:

$$i_C = \frac{C\,dV_C}{dt}$$

l'uguaglianza è: $\frac{V_i}{R} = -\frac{C\,dV_C}{dt}$

K = costante di Boltzman $1{,}38 \times 10^{-23}\ J/K$

n = fattore di idealità

$V_T = \frac{KT}{q}$ = tensione termica che vale 25mV.

quasi sempre il termine 1 è trascurabile

quindi $I_D = I_S e^{\left(\frac{V_D}{V_T}\right)}$

data l'uguaglianza $I_D = i_R$ dovuta alla legge di Kirchhoff al nodo si ha:

$$\boxed{e^{\frac{V_D}{V_T}} = \frac{V_i}{R_i}}$$

Il diodo si trova in parallelo all'uscita, quindi in polarizzazione diretta vale $V_D = V_o$

$$e^{\frac{V_o}{25mV}} = \frac{V_i}{R_i}$$

Per esprimere V_o in funzione di V_i devo applicare la funzione inversa dell'esponenziale

$$\log e^{\frac{V_o}{25mV}} = \log \frac{V_i}{R_i}$$

da cui si ottiene $\boxed{V_o = 25mV \log \frac{V_i}{R_i}}$

AMPLIFICATORE LOGARITMICO

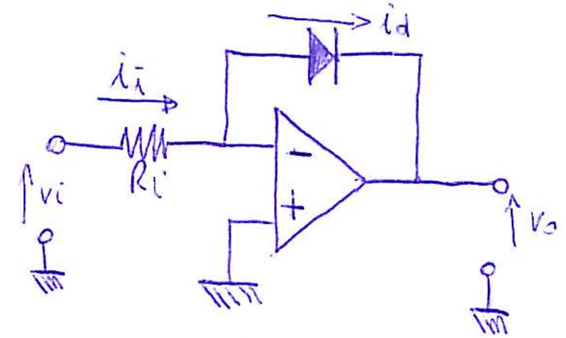


fig 32

$i_i = i_d$ in virtù della massa virtuale dovuta alla retroazione negativa.

La corrente sulla resistenza la troviamo con la legge di Ohm.

$$\frac{V_1}{R_i} = i_1$$

La corrente sul diodo è data dalla formula

$$i_D = I_S\left[\exp\left(\frac{qV_D}{mKT}\right) - 1\right] = I_S\left[\exp\left(\frac{V_D}{mV_T}\right) - 1\right]$$

I_S = corrente di saturazione inversa del diodo
V_d = tensione applicata al diodo V
q = carica dell'elettrone

Il condensatore è in realtà in parallelo all'uscita V_o quindi $V_C = V_o$.

Il segno meno è deducibile dalla teoria esposta a pag 11, e comunque facilmente deducibile visto che la corrente entra nell'impedenza del condensatore dalla massa virtuale (segno opposto rispetto all'uscita V_o).

La funzione di trasferimento dell'integratore di Miller si trova risolvendo l'equazione differenziale.

$$\frac{dV_C}{dt} = -\frac{1}{RC} V_i$$

integro ambo i membri.

$$\int \frac{dV_C}{dt}\,dt = -\frac{1}{RC}\int V_i\,dt$$

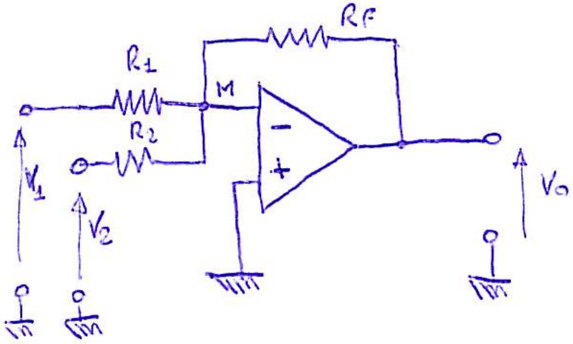
e come risultato ottengo la funzione di trasferimento.

$$\boxed{V_o = V_{iniziale} - \frac{1}{RC}\int v_i\,dt}$$

l'uscita è nota quando è nota la carica iniziale di C

L'integratore di Miller è anche un filtro passabasso

CIRCUITI SOMMATORI



$R_1 = 10K$

$R_2 = 10K$

$R_f = 5,6K$

A.O. = μA741

$V_1 = 1 mV$

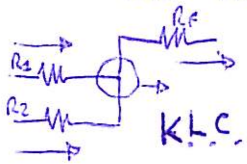
$V_2 = 2 mV$

fig. 22 SOMMATORE INVERTENTE

La retrazione negativa garantisce che $V_{(+)} = V_{(-)}$ e quindi la presenza della massa virtuale M.

Possiamo applicare Kirchhoff al nodo M.

$$-i_{R1} - i_{R2} + i_{Rf} = 0$$



KLC.

$$i_{R1} = \frac{V_1}{R_1} \qquad i_{R2} = \frac{V_2}{R_2}$$

$$\frac{V_o}{R_f} = i_f$$

posso anche trovare i valori reali

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = -\frac{V_o}{R_f}$$

notando che $R_1 = R_2$ si semplifica raccogliendo il fattore comune.

$$\frac{R_f}{R_1}\left(V_1 + V_2\right) = -V_o$$

TENSIONE DI OFFSET

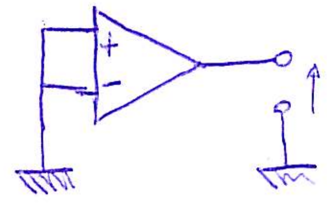


fig 31

nello schema di fig. 31 ci si aspetta che l'uscita sia nulla visto che vale

$$V_o = A\left(V_1 - V_2\right)$$

e nel caso indicato $V_1 = V_2$

In realtà l'uscita risulta sbilanciata rispetto allo zero di pochi millivolt.

Molti amplificatori operazionali hanno due piedini indicati con offset che servono a portare a zero l'uscita correggendo l'errore di fuori zero.

In molte applicazioni di precisione può essere necessario aggiustare il fuori zero per avere segnali corretti in uscita.

amplifica solo in modo differenziale.

Negli amplificatori reali l'eliminazione del guadagno di modo comune non è totale.

Una parte di amplificazione di modo comune permane.

Un indice di questa permanenza è dato dal CMRR (Rejezione di modo comune)

COMMON - MODE REJECTION RATIO.

$$CMRR = \left| \frac{A}{A_{cm}} \right|$$

Spesso è espresso in decibel

$$CMRR_{DB} = 20 \log_{10} \left| \frac{A}{A_{cm}} \right| \ db$$

NOTA: nell'amplificatore operazionale ideale il CMRR è infinito, negli amplificatori reali invece è nel range:

$$60 \ db \leq CMRR \leq 120 \ db$$

da cui:
$$V_o = - \frac{R_f}{R_1} \left(V_1 + V_2 \right)$$

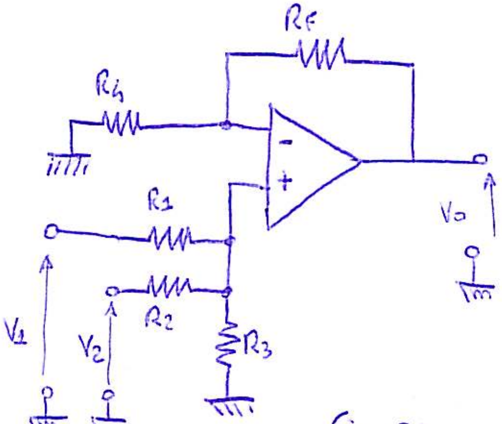
si vede che l'uscita è pari al guadagno $- \frac{R_f}{R_i}$ moltiplicato per la SOMMA DEGLI INGRESSI.

nel caso specifico si ha:

$$V_o = - \frac{5{,}6K}{10K} \left(1 \cdot 10^{-3} V + 2 \cdot 10^{-3} V \right)$$

$$V_o = - 0{,}00168 \ V = - 1{,}68 \ mV$$

Vediamo ora il SOMMATORE NON INVERTENTE



$R_1 = 10K$ $V_1 = 1mV$

$R_2 = 10K$ $V_2 = -2mV$

$R_3 = 2{,}2K$

$R_4 = 5{,}6K$

$R_f = 10K$

A.O = μA 741

Fig 23

La retrazione negativa garantisce che $V_{\oplus} = V_{\ominus}$, ma questa volta è necessario trovare $V_{\oplus}$ sovrapponendo gli effetti di V_1 e V_2 alla resistenza R_3 ovvero al morsetto $V_{\oplus}$

visto che non può entrare corrente di morsetti dell'A.O. posso staccare la rete applicata al morsetto non invertente.

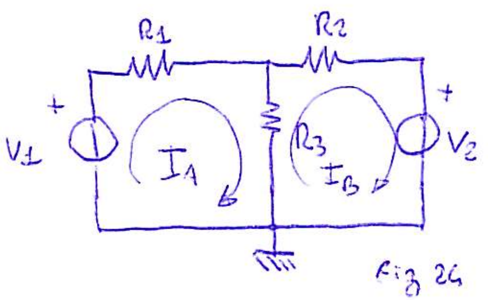


Fig 26

Posso applicare P.S.E oppure le correnti cicliche di maglia (detto anche correnti di Maxwell).

$$\begin{cases} I_A(R_1+R_3) - I_B(R_3) - V_1 = 0 \\ -I_A(R_3) + I_B(R_2+R_3) + V_2 = 0 \end{cases}$$

Questo sistema può essere risolto con un metodo qualsiasi ad esempio, sostituzione, Cramer, Gauss.

Metodo di Gauss.

$$\begin{bmatrix} 12.2K & -2,2K \\ -2.2K & 12.2K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1\cdot 10^{-3}V \\ 2\cdot 10^{-3}V \end{bmatrix}$$

Che risolto dà:

$I_A = 0.11\mu A$ $\quad I_B = 0,18\mu A$ $\quad \boxed{\mu A = 10^{-6} A}$

Risultano entrambe positive quindi l'effetto su R_3 è la somma di $I_A + I_B$

$$\boxed{I_{R_3} = 0,29\mu A}$$

$$I_i R_1 + \frac{V_2 R_4}{R_3+R_4} - V_1 = 0$$

In definitiva si ottiene

$$\boxed{V_o = -\frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2)}$$

una volta scelte $R_2 = R_1 = 10K$ si ottiene che l'uscita V_o è a meno del segno pari alla differenza dei segnali di ingresso

$$\boxed{V_o = -(V_1 - V_2)}$$

Difetto dell'amplificatore differenziale

L'A.O. per ragioni intrinseche tende ad amplificare oltre alla differenza dei segnali in ingresso anche la media dei due. $\quad V_{ic} = \frac{v_1 + v_2}{2}$

Il segnale di ingresso di modo comune è amplificato secondo il guadagno di modo comune

$$v_o = A(v_1 - v_2) + A_{cm}\left(\frac{v_1+v_2}{2}\right)$$

Un amplificatore ideale tende ad eliminare il guadagno di modo comune, quindi

DIFFERENZIALE (SOTTRATTORE)

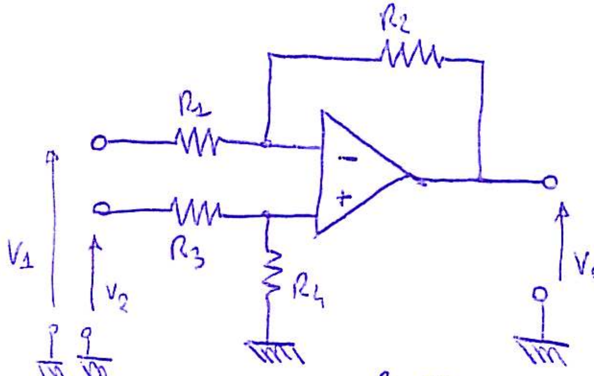


Fig 29

La retroazione è chiaramente negativa ma la configurazione può non essere immediatamente riconoscibile.

vale $V_{\oplus} = V_{\ominus}$

$$V_{\oplus} = \frac{V_2}{R_3+R_4} \cdot R_4$$

visto che non entra corrente nel morsetto dell'A.O.

l'uscita V_o si può calcolare studiando la maglia in figura

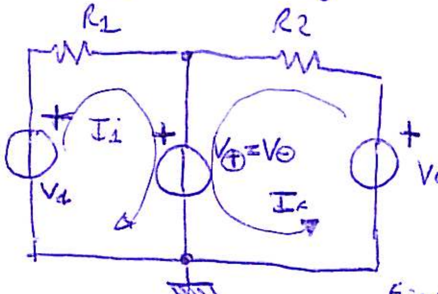


Fig 30

$$I R_2 + V_{\ominus} - V_o = 0$$

MAGLIA USCITA

$$V_o = I R_2 + V_{\ominus}$$

MAGLIA INGRESSO

$$I_i R_1 + V_{\ominus} - V_1 = 0$$

$$V_{\ominus} = V_o - I_f R_2$$

sostituendo

$$I_i R_1 + V_o - I_f R_2 - V_1 = 0$$

$$\frac{V_2}{R_3+R_4} R_4 = V_o - I_f R_2$$

Applico la legge di OHM e trovo $V_{\oplus} = V_{\ominus}$

$$V_{\oplus} = 0{,}29 \cdot 10^{-6} A \cdot 2{,}2 K\Omega = 0{,}638 mV$$

trovata la tensione al morsetto invertente (uguale a $V_{\oplus}$) procedo con il calcolo di V_o applicando ad esempio il partitore di tensione.

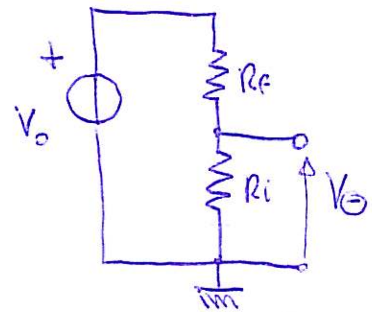


Fig 25

$$V_{\ominus} = \frac{V_o}{R_f + R_i} \cdot R_i$$

$$V_o = \frac{V_{\ominus}(R_f + R_i)}{R_i}$$

Raccogliendo e spezzando il denominatore in due, mi accorgo che sto moltiplicando la tensione al morsetto non invertente (somma degli effetti delle tensioni in ingresso)

$$V_o = V_{\ominus}\left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right)$$

sostituendo i valori ottengo il valore dell'uscita.

$$V_o = 0{,}638 \cdot 10^{-3} V \left(1 + \frac{10.000}{10.000}\right) \cong 1{,}27 mV$$

CIRCUITO DERIVATORE

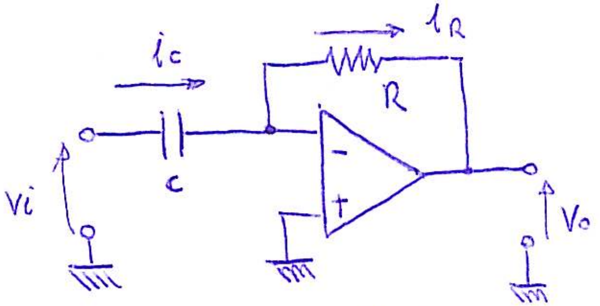


fig 26

La retrazione negativa garantisce $V_{\oplus} = V_{\ominus}$ e la presenza della massa virtuale grazie alla quale posso dire che R è in "parallelo" all'uscita.

applico K.L.C. visto che all'ingresso invertente non può entrare corrente.

si ha:

$$-i_c + i_R = 0$$

$$\boxed{i_c = -C\frac{dV_c}{dt}}$$

$$i_R = \frac{-V_o}{R}$$

sostituendo:

$$C\frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_o}{R}$$

da cui

$$\boxed{RC\frac{dV_i}{dt} = -V_o}$$

Risolvendo l'equazione differenziale

$$-RC\frac{dV_i}{dt} = V_o$$

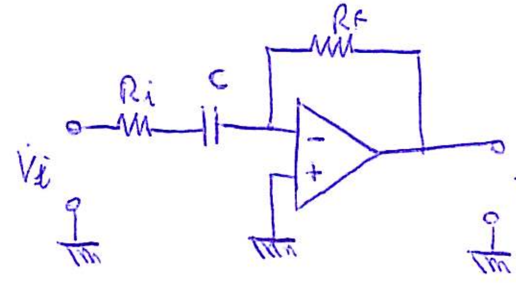
Il differenziale è anche un filtro passa basso

Da cui notiamo che Vo e proporzionale alla derivata

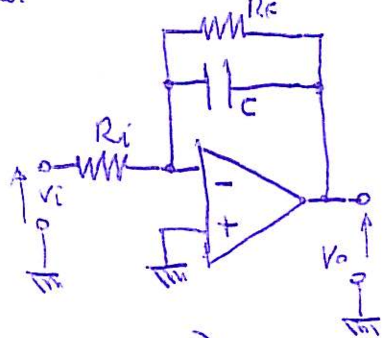
DERIVATORE E INTEGRATORE REALE

Alle alte frequenze il condensatore va in corto circuito e quindi i circuiti derivatore e integratore non funzionano più.

per ripristinare la funzione di trasferimento si procede modificando lo schema come segue.



a)



b)

fig. 27

BUFFER

Adattatore di impedenza e driver di corrente.
Serve per adattare i circuiti a monte con quelli a valle.. L'alta impedenza di ingresso garantisce che non ci siano perdite di potenza da chi fornisce il segnale.

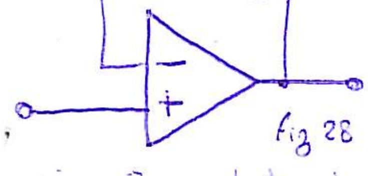


fig 28

inseguitore di tensione.

$$V_{\oplus} = V_{\ominus} \quad e \quad \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{Z_f}{Z_i}\right)$$

siccome $Z_f = 0$ e $Z_i = \infty$

si ha $\frac{V_o}{V_i} = 1$ $\boxed{V_o = V_i}$