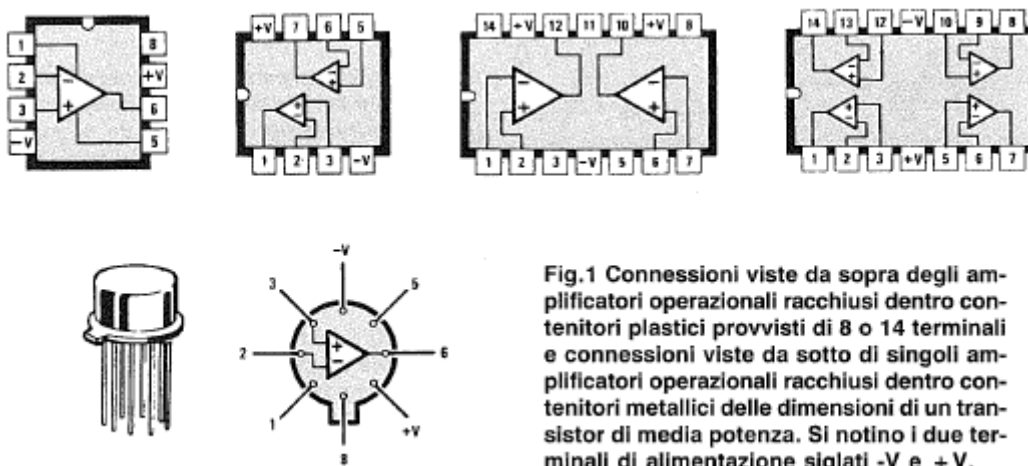


AMPLIFICATORI OPERAZIONALI: AO o OPAMP (in Inglese)

Gli AO sono degli amplificatori universali ideali utilizzati frequentemente nei circuiti elettronici perché, con l'aggiunta di pochi componenti esterni, possono svolgere le più svariate e diverse funzioni.

Il nome operativo deriva dal fatto che questi integrati furono ideati per eseguire delle operazioni (non su numeri ma su segnali) quali la somma di due tensioni, la comparazione di due livelli di tensione, l'amplificazione della differenza tra due tensioni, ecc.

In commercio esistono moltissimi tipi di amplificatori operazionali, con ingresso a transistor oppure a FET, racchiusi in contenitori plastici che hanno al proprio interno 1-2-4 amplificatori. Esistono anche dei singoli amplificatori racchiusi in contenitori metallici delle dimensioni di un transistor di media potenza



Il simbolo che rappresenta graficamente questi amplificatori è un triangolo dal quale si diramano questi cinque terminali;

- piedino d'ingresso "non Invertente" ; piedino d'Ingresso "Invertente" ; piedino d'uscita
- piedino di alimentazione "positiva"
- piedino di alimentazione "negativo"
- Altri pin, eventuali, per la compensazione di frequenza, il recupero dell'Offset ecc

Il terminale d'ingresso indicato con un + viene chiamato non Invertente perché il segnale applicato sul suo ingresso lo ritroveremo sulla sua uscita amplificato e con identica fase (vedi fig.2).

Il terminale d'ingresso indicato con un - viene chiamato invertente perché il segnale applicato sul suo ingresso lo ritroveremo sulla sua uscita amplificato, ma sfasato di 180 gradi (vedi fig.3).

Per quanto concerne i due terminali di alimentazione, indicati con i segni + e -, dobbiamo farvi presente che tutti gli schemi riportati nei Data-Book vanno alimentati con una tensione duale.

Per poterli alimentare con una tensione singola occorre modificare lo schema elettrico. Noi vi presenteremo sempre due schemi elettrici: uno per l'alimentazione duale e uno per l'alimentazione singola.

Oltre al cinque terminali sopra menzionati possono essere presenti In certi operazionali anche altri terminali supplementari che servono a:

- regolare l'OFFSET (uA.741)
- compensare la FREQUENZA (uA.709)
- compensazioni VARIE (uA.702)

Le particolarità principali che caratterizzano gli amplificatori operazionali sono:

- Ingressi con elevata impedenza
- Uscita a bassa impedenza
- Ampia banda passante
- Massima flessibilità
- Rapporto di reiezione di modo comune (CMRR) molto elevato
- Guadagno (Amplificazione) modificabile

Il guadagno di un amplificatore operazionale si può facilmente variare modificando il valore di una sola resistenza, quindi in base alle nostre esigenze potremo incrementare l'amplificazione per ottenere guadagni di 1 -10 - 25 - 50 -100 - 500.

Una volta prefissato il guadagno, questo non cambia al variare della tensione di alimentazione, quindi se abbiamo calcolato un preamplificatore per un guadagno di 50 Ve questo amplificherà 50 Ve sia che lo alimentiamo con una tensione singola sia che lo alimentiamo con una tensione duale e di diverso valore, cioè a 8 -12 -15 - 20 - 24 V.

Agendo su un'altra resistenza possiamo modificare l'Impedenza d'ingresso, cioè realizzare uno stadio ad alta-media-bassa impedenza.

In uscita ritroveremo sempre il segnale con una bassa impedenza e questo ci permetterà di accoppiarlo a qualsiasi circuito senza alcuna attenuazione.

La banda passante degli operazionali è piuttosto piccola (ma ci sono le eccezioni) ma data l'altissima Amplificazione Differenziale è possibile amplificare tensioni continue e segnali alternati oltre i 100 kHz.

GUADAGNO e SEGNALE USCITA

Nel paragrafo precedente abbiamo precisato che un amplificatore operazionale si può alimentare con una tensione compresa tra 8 e 24 V, ma non dobbiamo dimenticare a questo proposito che l'ampiezza massima del segnale preamplificato che potremo prelevare dalla sua uscita non potrà mai superare il valore della tensione di alimentazione meno 4 V circa (2 V in meno di ciascuna alimentazione a causa della saturazione dello stadio di uscita).

Questo significa che se abbiamo un amplificatore operazionale alimentato a 15 V o a 7,5 + 7,5 V duali, non potremo mai prelevare in uscita segnali sinusoidali che superino i:

15-4 = 11 V picco/picco

Se abbiamo un amplificatore operazionale alimentato a 24 V o a 12 + 12 V duali, non potremo mai ottenere in uscita segnali superiori a:

24 - 4 a 20 V picco/picco

In considerazione di questo particolare, per calcolare quante volte possiamo amplificare il segnale d'Ingresso senza ottenere in uscita un segnale squadrato potremo usare la seguente formula:

$$\text{Max guadagno} = (V_a - 4) / V_i$$

dove:

V_a = V alimentazione sui piedini -/ + e V_i = Tensione pp sull'Ingresso

Esempio Supponiamo di voler pre amplificare un segnale di 50 milliV picco/picco e di voler conoscere quale sarà il massimo guadagno che potremo raggiungere alimentando l'operazionale con tensioni diverse.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola di 15 V, non potremo amplificare questo segnale più di:

$$(15 - 4) : (50 : 1.000) = 220 \text{ Volte}$$

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola di 24 V, non potremo preamplificare questo segnale più di:

$$(24 - 4) : (50 : 1.000) = 400 \text{ Volte}$$

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione duale di 15 + 15 V, non potremo preamplificare questo segnale più di:

$$(15 + 15 - 4) : (50 : 1.000) = 520 \text{ Volte}$$

GUADAGNO e SEGNALE INGRESSO

Conoscendo il guadagno potremo facilmente calcolare il segnale massimo che potremo applicare sull'ingresso di un operazionale usando la formula inversa:

$$V_i \text{ milliV} = (V_a - 4) / (\text{guadagno} / 1.000)$$

Esempio Se abbiamo realizzato un amplificatore alimentato con una tensione di 15 V e calcolato per un guadagno di 200 Volte, non potremo applicargli in ingresso un segnale maggiore di:

$$(15 - 4) / (200 / 1.000) = 55 \text{ mV}$$

Mentre se lo alimentiamo a 24 V, non potremo applicargli in ingresso un segnale che non risulti maggiore di:

$$(24 - 4) : (200 : 1.000) = 100 \text{ mV}$$

Come avremo modo di chiarire più avanti, non è mai consigliabile far guadagnare un operazionale più di 100 Volte se non in particolari circuiti che non rientrano nell'Alta Fedeltà.

PIEDINO NON INVERTENTE (+)

Se l'operazionale è alimentato con una tensione duale, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino non invertente una tensione continua positiva, ritroveremo in uscita una tensione positiva amplificata (vedi fig.4 di sinistra).
- Applicando sul piedino non invertente una tensione continua negativa, ritroveremo in uscita una tensione negativa amplificata (vedi fig.4 di destra).

Se l'operazionale è alimentato con una tensione singola, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino non invertente una tensione continua positiva, ritroveremo in uscita una tensione positiva amplificata (vedi fig.5 di sinistra).
- Se invece gli applichiamo una tensione continua negativa, il segnale non verrà amplificato (vedi fig.5 di destra).

PIEDINO INVERTENTE (-)

Se l'operazionale è alimentato con una tensione duale, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino invertente una tensione continua positiva, ritroveremo in uscita una tensione negativa amplificata (vedi fig.6 di sinistra).

- Applicando sul piedino invertente una tensione continua negativa, ritroveremo in uscita una tensione positiva (vedi fig.6 di destra).

Se l'operazionale è alimentato con una tensione singola, riscontreremo quanto segue:

- Applicando sul piedino invertente una tensione continua positiva, in uscita non ritroveremo nessuna tensione (vedi fig.7 di sinistra).

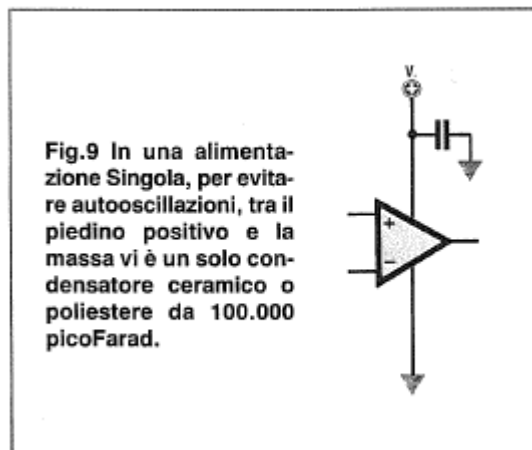
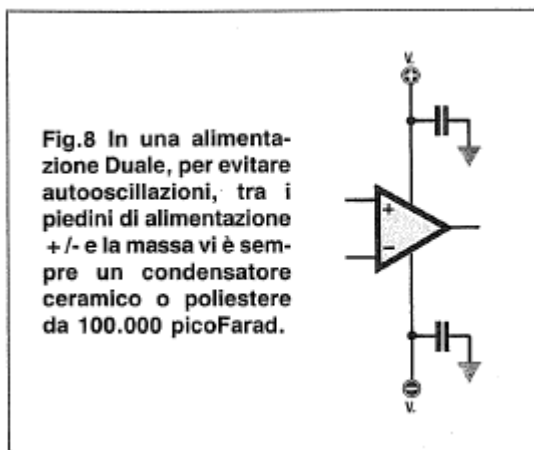
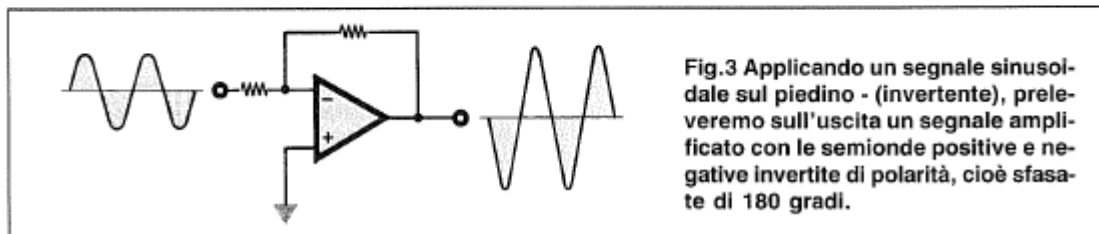
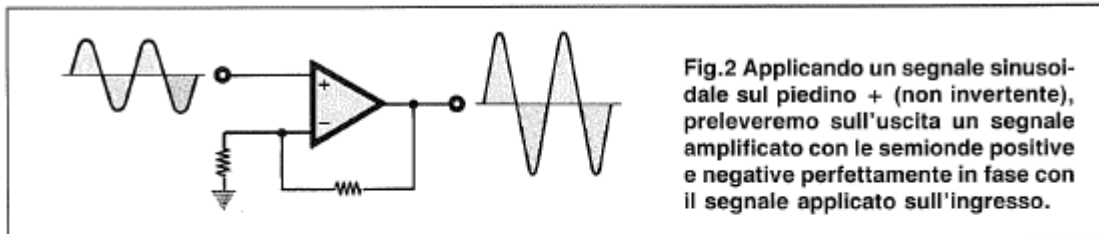
- Applicando sul piedino invertente una tensione continua negativa, in uscita avremo una tensione positiva amplificata (vedi fig.7 di destra).

Per riuscire a far funzionare un operazionale con un'alimentazione singola occorre apportare allo schema elettrico le modifiche che vi proponeremo di seguito.

NOTA IMPORTANTE

Anche se nei manuali di applicazione non viene mai menzionato, si dovrà sempre applicare tra i due piedini di alimentazione e la massa un condensatore da 47 nF o ancor meglio da 100 pF (vedi fig.8) per evitare eventuali auto oscillazioni.

Se utilizziamo un'alimentazione singola, applicheremo questo condensatore solamente tra il terminale positivo e la massa (vedi fig.9).



NON ESAGERATE nel GUADAGNO: Non è mai consigliabile far guadagnare all'operazionale più di 100 Ve, perché così facendo si riduce la banda passante e si corre il rischio che il circuito auto oscilli.

Volendo quindi realizzare uno stadio preamplificatore ad alto guadagno conviene sempre utilizzare due operazionali posti in cascata.

Il primo operazionale dovrà essere calcolato per un guadagno che risulti il più alto possibile, compatibilmente alle specifiche della banda passante e alla stabilità dell'amplificatore, mentre il secondo potremo calcolarlo per raggiungere il valore di guadagno massimo desiderato.

Esempio: Se vogliamo preamplificare un segnale di 300 volte, calcoleremo il primo stadio per un guadagno di 30 Ve ed il secondo stadio per un guadagno di 10 volte:

$$30 \times 10 = 300$$

Diversamente potremo calcolare il guadagno del primo stadio per 20 Ve e quello del secondo stadio per 15 Ve:

$$20 \times 15 = 300$$

Calcolando il guadagno di questi due operazionali su valori medi, come vi abbiamo spiegato, eviteremo che questi auto oscillino.

BANDA PASSANTE

Tra le caratteristiche degli operazionali si trova in genere un parametro indicato con l'abbreviazione **GBW** (Gain Bandwidth Product), cioè: guadagno x ampiezza di banda.

Insieme a questo viene normalmente specificato lo **Slew Rate**, indicato con il simbolo SR.

Nella Tabella N.1 vi riportiamo i parametri GBW e SR degli operazionali più comunemente diffusi:

TABELLA N.1

Integrato	GBW	SR
uA.709	1,0 MHz	0,3 V/microsec
uA.741	1,0 MHz	0,5 V/microsec
uA.747	1,0 MHz	0,5 V/microsec
uA.748	1,0 MHz	0,5 V/microsec
TL.081	4,0 MHz	13 V/microsec
TL.082	3,0 MHz	13 V/microsec
TL.084	3,0 MHz	13 V/microsec
LF.351	4,0 MHz	13 V/microsec
LF.356	5,0 MHz	12 V/microsec
LF.357	20 MHz	50 V/microsec
LM.324	1,0 MHz	1,0 V/microsec
LM.358	1,0 MHz	1,0 V/microsec
CA.3130	15 MHz	30 V/microsec
TS.27M2C	1,0 MHz	0,6 V/microsec

Nota = Due operazionali con identica sigla, ma costruiti da Case diverse possono essere caratterizzati da differenti valori di GBW e di SR.

Guardando nella colonna della GBW non cadete nell'errore di ritenere che l'operazionale prescelto sia idoneo ad amplificare la massima frequenza indicata, perché il valore GBW riportato serve soltanto per calcolare la massima frequenza che potremo applicare sull'ingresso di tale operazionale in rapporto al suo guadagno.

La massima frequenza che potremo amplificare si può ricavare usando questa formula:

$$\text{Hz} = (1.000.000 : \text{Guadagno}) \times \text{GBW}$$

Quindi se prendiamo un operazionale TL.081 che ha un GBW = 4 MHz e lo calcoliamo per ottenere una guadagno di 10 Ve, potremo amplificare una frequenza massima di:

$$(1.000.000 : 10) \times 4 = 400.000 \text{ Hz}$$

Se calcoliamo lo stesso operazionale per ottenere un guadagno di 300 Volte, potremo amplificare una frequenza massima di:

$$(1.000.000 : 300) \times 4 = 13.300 \text{ Hz}$$

Se utilizziamo un operazionale uA.747 che ha un GBW = 1 MHz e lo calcoliamo per ottenere un guadagno di 10 Volte, potremo amplificare una frequenza massima di:

$$(1.000.000 : 10) \times 1 = 100.000 \text{ Hz}$$

Se calcoliamo per lo stesso operazionale per ottenere un guadagno di 300 Volte, potremo amplificare una frequenza massima di:

$$(1.000.000 : 300) \times 1 = 3.300 \text{ Hz}$$

A questo punto potete comprendere il motivo che ci ha spinti in precedenza a consigliarvi di utilizzare due operazionali posti in cascata calcolati ciascuno per un guadagno medio, anziché utilizzarne uno solo calcolato per un alto guadagno

Facciamo presente che le formule poc'anzi riportate ci indicano solamente quale potrebbe essere la massima frequenza che possiamo amplificare, mentre non ci dicono qual è la massima ampiezza del segnale che possiamo prelevare dall'uscita di tale operazionale in corrispondenza di questa massima frequenza.

Per conoscere l'ampiezza di segnale dovremo utilizzare il dato riportato nella colonna SR.

SR = SLEW RATE

Lo Slew Rate espresso in V/us indica la massima velocità di variazione della tensione di uscita dell'operazionale quando sull'ingresso è applicato un segnale di ampiezza elevata.

Per chiarire meglio questo concetto osservate la Fig 10.

Se sull'ingresso di un operazionale è applicato un segnale ad onda quadra di piccola ampiezza, Il fronte di salita e di discesa seguirà fedelmente quello di ingresso.

Se viceversa si applica in ingresso un'onda quadra di elevata ampiezza, i fronti di salita dell'onda quadra non sono verticali, bensì obliqui (vedi fig.11).

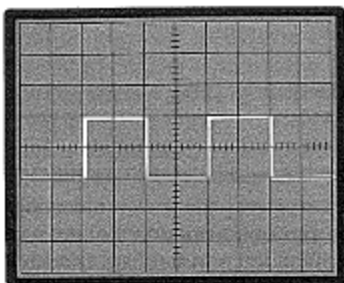


Fig.10 Se un segnale ad onda quadra viene amplificato di poche decine di volte, sull'uscita otterremo un segnale amplificato senza distorsioni, cioè con dei fronti di salita e di discesa perfettamente verticali.

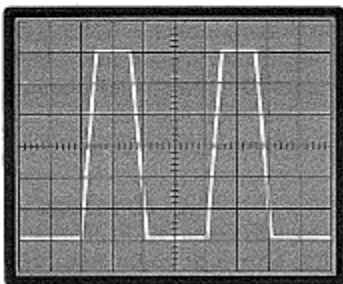


Fig.11 Se un segnale ad onda quadra viene amplificato diverse centinaia di volte, sull'uscita otterremo un'onda quadra amplificata leggermente distorta, cioè con i fronti di salita e di discesa obliqui.

Lo Slew Rate ci dice di quanto si inclinerà tale spigolo.

Uno Slew Rate grande, caratteristico degli operazionali migliori, comporta nell'onda quadra spigoli in uscita pressoché verticali, mentre uno Slew Rate piccolo comporta degli spigoli abbastanza obliqui.

Nel caso di segnali sinusoidali, lo Slew Rate è associato alla distorsione di tipo triangolare (vedi fig.14), che interviene quando il segnale di uscita supera una certa frequenza ed una certa ampiezza.

L'SR dunque ci permette di calcolare la massima frequenza che potremo amplificare in rapporto all'ampiezza del segnale che desideriamo prelevare sull'uscita dell'operazionale, oppure la massima ampiezza che potremo prelevare sulla sua uscita in rapporto alla frequenza di lavoro, affinché non si

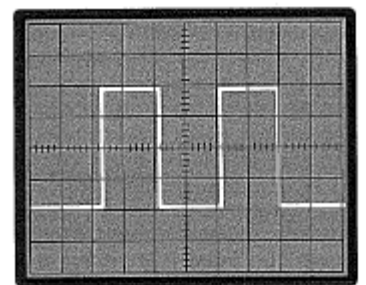


Fig.12 Per evitare queste distorsioni (vedi fig.11), potremo ridurre il guadagno, oppure l'ampiezza del segnale applicato sull'ingresso o usare un operazionale che abbia un Slew/Rate più alto (vedi TL.081).

presentino delle distorsioni.

Conoscendo l'ampiezza massima picco picco che dovrà raggiungere il segnale di BF SUPPOSTO SINUSOIDALE sull'uscita dell'operazionale, con il dato SR potremo calcolare quale potrà risultare la massima frequenza che potremo amplificare, usando la formula:

$$\text{Hz} = (\text{SR} * 318.500) / \text{Vpp uscita} \quad \textit{Per segnale di forma sinusoidale}$$

Conoscendo la massima frequenza che desideriamo amplificare, potremo calcolare quale sarà la massima ampiezza che potremo prelevare sull'uscita di tale operazionale usando la formula:

$$\text{Vpp uscita} = (\text{SR} * 318.500) / \text{Hz} \quad \textit{Per segnale di forma sinusoidale}$$

Esempio = Supponiamo di avere scelto l'operazionale TL.081 che ha un SR di 13 V/us e di voler conoscere la massima frequenza che possiamo amplificare nel caso volessimo ottenere in uscita un segnale di BF sinusoidale di 20 V picco/picco.

Utilizzando la prima formula sopra riportata otterremo:

$(13 * 318.500) / 20 = 207.025 \text{ Hz}$. Vale a dire che la massima frequenza che potremo amplificare non potrà mai superare i 200.000 Hz.

Se volessimo ottenere in uscita un segnale di soli 12 V picco/picco, potremo invece amplificare un segnale di BF fino ad una frequenza massima di:

$$(13 * 318.500) / 12 = 345.041 \text{ Hz}$$

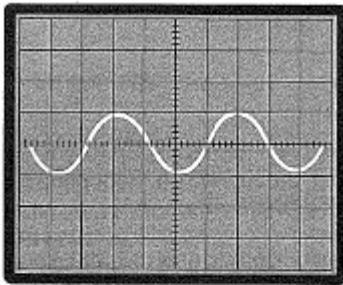


Fig.13 Scegliendo degli operazionali con un elevato Slew/Rate, riusciremo ad amplificare senza distorsione segnali sinusoidali di frequenza elevata; sono quindi ottimi per amplificatori Hi-Fi.

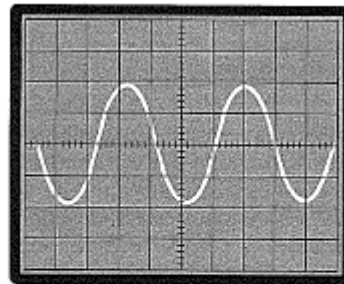


Fig.15 Se useremo degli operazionali con un basso Slew/Rate, per evitare la distorsione visibile in fig.14, dovremo ridurre notevolmente il guadagno, diversamente, l'onda sinusoidale diventerà triangolare.

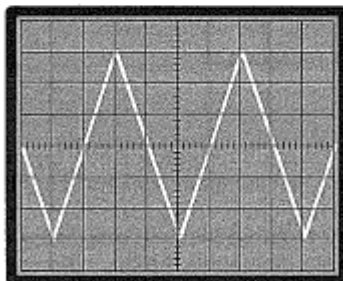


Fig.14 Scegliendo degli operazionali con un basso Slew/Rate, se esagereremo nel guadagno, noteremo che un'onda sinusoidale di frequenza elevata applicata sull'ingresso fuoriuscirà con forma triangolare.

Esempio. Supponiamo di aver scelto l'operazionale uA.741 che ha un SR di 0,5 V/us e di voler conoscere la massima frequenza che potremo amplificare per ottenere in uscita un segnale di 20 V picco/picco.

Utilizzando la prima formula sopra riportata otterremo:

$$(0,5 * 318.500) / 20 = 7.962 \text{ Hz}$$

vale a dire che la massima frequenza che potremo amplificare non potrà mai superare i 7.900 Hz.

Se invece volessimo ottenere in uscita un segnale di soli 9 volti picco/picco, potremo amplificare il segnale fino ad una frequenza massima di:

$$(0,5 * 318.500) / 9 = 17.694 \text{ Hz}$$

Esempio - Conoscendo lo Slew Rate e la massima frequenza che vogliamo amplificare potremo controllare con la seconda formula se, alimentando un TL.081 con una tensione di 15 +15 V, riusciamo ad ottenere senza alcuna distorsione un segnale di circa 26 V picco/picco amplificando una frequenza fino ad un massimo di 100.000 Hz.

Sapendo che l'operazionale TL.081 ha un Slew Rate = 13 V/us, utilizzando la seconda formula sopra riportata otterremo:

$$(13 * 318.500) / 100.000 = 41,40 \text{ V}$$

Da questo calcolo teorico scopriamo che potremo ottenere i 26 V picco/picco senza alcun problema.

In pratica non riusciremo mai ad ottenere un segnale di 41 V picco/picco perché, come già abbiamo spiegato nel paragrafo Guadagno e Segnale Uscita, non potremo mai prelevare dall'uscita di un operazionale un segnale di BF con un'ampiezza picco/picco maggiore del valore della tensione di alimentazione meno 4. che in questo caso è di

$$15+15 - 4 = 26 \text{ V}$$

Esempio = Se nel circuito dell'esempio precedente, che utilizza un operazionale TL.081, sostituissimo l'operazionale con un uA.741, che ha un SR = 0,5, per poter amplificare una frequenza massima di 100.000 Hz dovremmo ridurre l'ampiezza picco/picco del segnale d'uscita a soli:

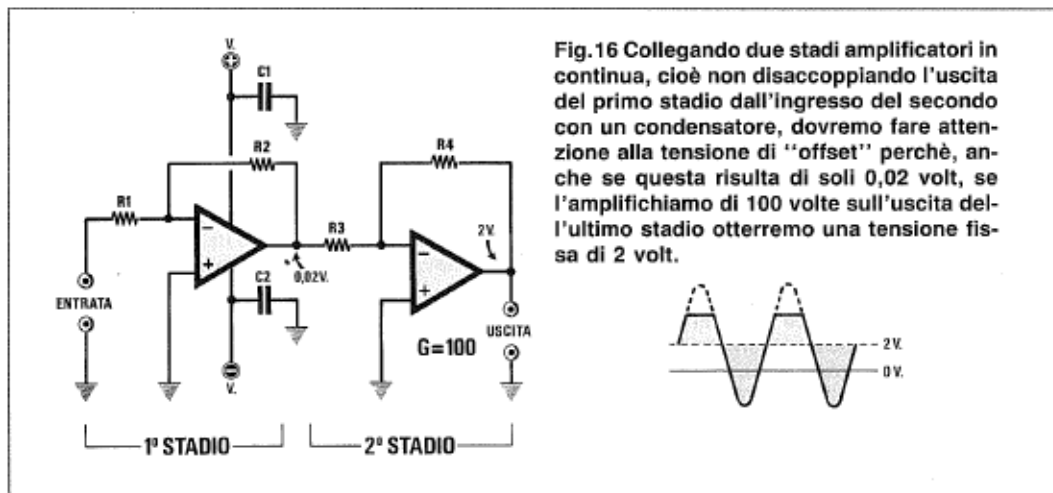
$$(0,5 * 318.500) : 100.000 = 1,59 \text{ V}$$

Infatti l'integrato uA.741, risultando più lento del TL.081, necessita di un tempo maggiore per far salire dal suo massimo picco negativo al suo massimo picco positivo il segnale di BF e quindi per amplificare segnali a frequenze elevate dovremo necessariamente ridurre l'ampiezza massima del segnale d'uscita.

REGOLAZIONE OFFSET

Collegando a massa i due ingressi di un operazionale, sul piedino d'uscita dovrebbe sempre risultare presente una tensione di zero V.

In pratica, per le inevitabili tolleranze di costruzione, su questo piedino potrebbe risultare presente una tensione positiva oppure negativa di pochi mV. che potrebbe saturare lo stadio amplificatore che lo segue se l'accoppiamento risulta effettuato in continua, cioè senza che sia interposto tra l'uscita del primo stadio e l'ingresso del secondo stadio un condensatore di accoppiamento.



Se prendiamo come esempio lo schema di fig.16 che ha sull'uscita del primo stadio una tensione di offset positiva di soli 0,02 V e colleghiamo questo stadio in continua sull'ingresso di un secondo operazionale che guadagna 100, questo, amplificando questa irrisoria tensione di offset, ci darà sulla sua uscita una tensione continua di:

$$0,02 \times 100 = 2 \text{ V}$$

senza che risulti applicata sull'ingresso del primo operazionale alcuna tensione o segnale di BF.

In presenza di una tensione positiva di 2 V non riusciremo mai ad utilizzare questo stadio come preamplificatore.

Per riportare a 0 V la tensione presente sul piedino d'uscita occorre applicare sul piedino indicato offset o balance (solo se presente nell'operazionale), una tensione positiva o negativa (vedi fig.17).

Se l'accoppiamento tra i due stadi viene effettuato in alternata, cioè interponendo tra l'uscita del primo operazionale e l'ingresso del secondo un condensatore elettrolitico di disaccoppiamento, la tensione di offset non ci interessa, perché questo condensatore impedirà alla tensione continua presente sull'uscita del primo operazionale di giungere sul piedino d'ingresso del secondo operazionale.

Negli operazionali in cui il terminale di offset non risulta presente, questa correzione si può ugualmente effettuare modificando lo schema come visibile nelle figg. 18-19.

Fig.17 Negli operazionali provvisti dei piedini "balance", potremo eliminare la tensione di offset collegando tra questi due piedini un trimmer da 4.700 ohm. Il cursore andrà collegato o alla tensione positiva o a quella negativa di alimentazione (vedi R3).

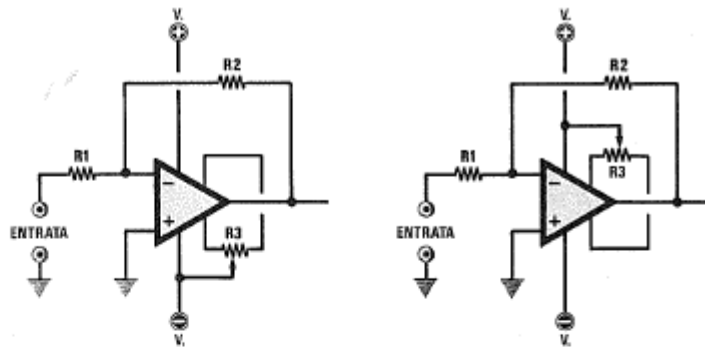


Fig.18 Se l'operazionale non ha i piedini di "balance", potremo eliminare l'offset collegando tra i due estremi della tensione Duale un trimmer da 10.000 ohm (vedi R5). Il cursore verrà collegato al piedino "non invertente" con una resistenza da 100.000 ohm.

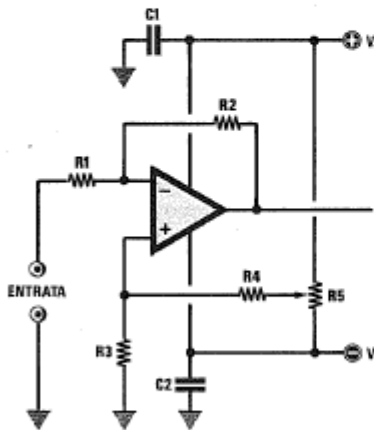
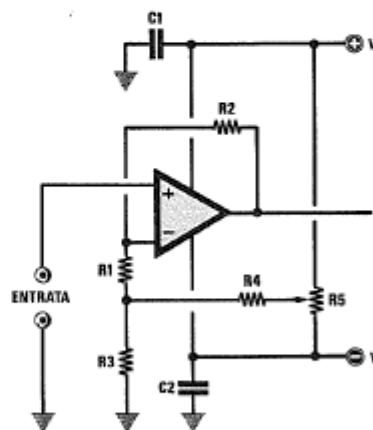


Fig.19 Se il segnale da amplificare entra nel piedino "non invertente", il cursore del trimmer R5 andrà collegato al piedino "invertente" sempre tramite la resistenza R4 da 100.000 ohm. I valori di R1-R2 determinano il guadagno dell'amplificatore.



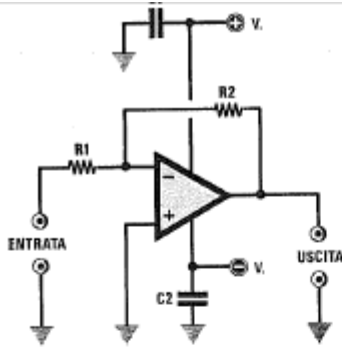


Fig.20 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1-R2 = vedi Guadagno
 C1-C2 = 100.000 pF
 GUADAGNO = R2 : R1

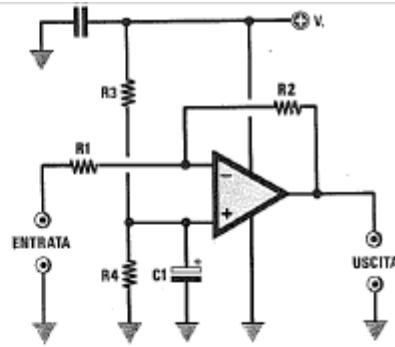


Fig.21 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione SINGOLA.

R1-R2 = vedi Guadagno
 R3-R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
 C1 = 10 mF elettrolitico
 C2 = 100.000 pF
 GUADAGNO = R2 : R1

AMPLIFICATORE in CC che utilizza l'ingresso NON INVERTENTE

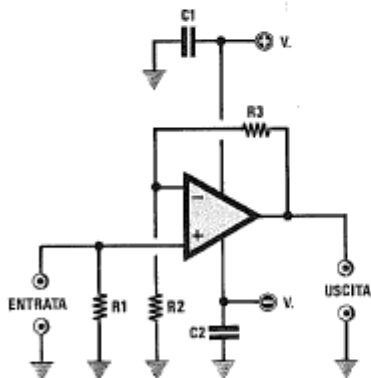


Fig.22 Schema di un amplificatore in CONTINUA che utilizza l'ingresso "non invertente" alimentato da una tensione DUALE.

R1 = 100.000 ohm
 R2-R3 = vedi Guadagno
 C1-C2 = 100.000 pF
 GUADAGNO = (R3 : R2) + 1

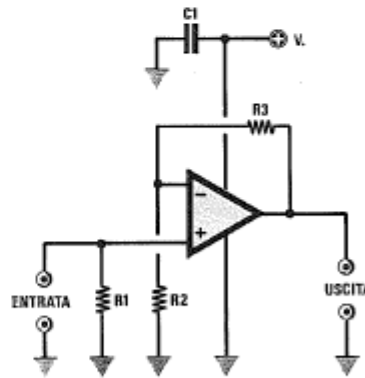


Fig.23 Per alimentare lo schema di fig.22 con una tensione SINGOLA, dovremo usare operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA3130.

R1 = 100.000 ohm
 R2-R3 = vedi Guadagno
 C1 = 100.000 pF
 GUADAGNO = (R3 : R2) + 1

AMPLIFICATORE in AC che utilizza l'ingresso INVERTENTE

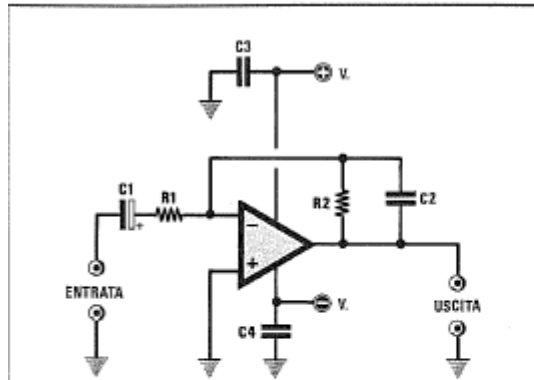


Fig.24 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione DUALE.

- R1-R2 = vedi Guadagno
- C1 = 4,7 mF elettrolitico
- C2 = 220 pF ceramico
- C3-C4 = 100.000 pF
- GUADAGNO = $R2 : R1$

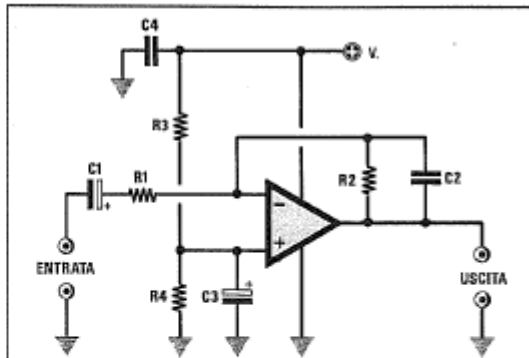


Fig.25 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "invertente" alimentato da una tensione SINGOLA.

- R1-R2 = vedi Guadagno
- R3-R4 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 4,7 mF elettrolitico
- C2 = 220 pF ceramico
- C3 = 10 mF elettrolitico
- C4 = 100.000 pF
- GUADAGNO = $R2 : R1$

AMPLIFICATORE in AC che utilizza l'ingresso NON INVERTENTE

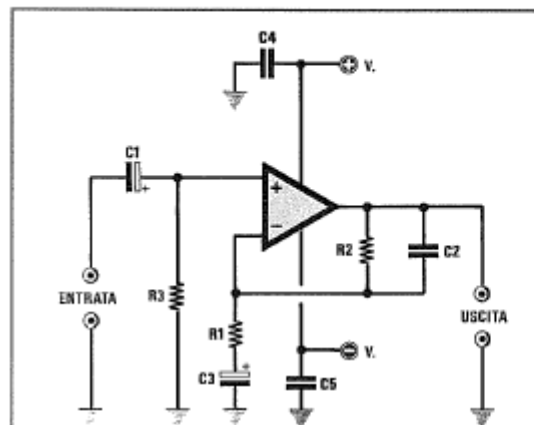


Fig.26 Schema di un amplificatore in ALTERNATA che utilizza l'ingresso "non invertente" alimentato da una tensione DUALE.

- R1-R2 = vedi Guadagno
- R3 = 100.000 ohm 1/4 watt
- C1 = 4,7 mF elettrolitico
- C2 = 220 pF poliestere
- C3 = 10 mF elettrolitico
- C4-C5 = 100.000 pF
- GUADAGNO = $(R2 : R1) + 1$

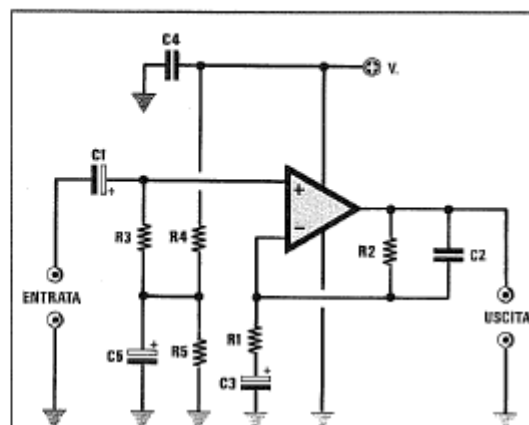


Fig.27 Schema di fig.26 modificato, alimentato da una tensione SINGOLA.

- R1 = 100.000 ohm
- R2-R3 = vedi Guadagno
- R4-R5 = 10.000 ohm
- C1 = 4,7 mF elettrolitico
- C2-C4 = 10 mF elettrolitico
- C3 = 220 pF poliestere
- C5 = 100.000 pF poliestere
- GUADAGNO = $(R2 : R1) + 1$

Calcolo Delle Capacita'

La capacita del condensatore C1 presente sull'ingresso non dovrà mai risultare inferiore al valore ricavato dalla formula sotto riportata per non attenuare le frequenze più basse.

La capacità del condensatore C2, applicato in parallelo alla resistenza R2, serve per tagliare il passaggio delle frequenze più alte.

$$C1 [\mu F] = 159.000 : (R1 \Omega \times Hz)$$

$$C2 [pF] = 159.000 : (R2 \text{ Kohm} \times KHz)$$

Per ricavare gli Hz o i KHz conoscendo la capacità dei condensatori C1 e C2 e delle resistenze R1 e R2 useremo queste formule:

$$\text{Hertz} = 159.000 : (R1 \text{ ohm} \times C1 [\mu F])$$

$$\text{KHz} = 159.000 : (R2 \text{ K}\Omega \times C2 [pF])$$

Esempio = Avendo insedio in un amplificatore un valore di 47 K Ω per la resistenza R2 ed un valore di 2,2 K Ω per la resistenza R1, vorremmo conoscere il guadagno di questo stadio:

$$47 : 2,2 = 21,36$$

Per ottenere una banda passante che da un minimo di 20 Hz possa raggiungere un massimo di 15 KHz, dovremo scegliere per il condensatore C1 una capacità non minore di:

$$159.000 : (2.200 \times 20) = 3,61 \text{ mF}$$

Quindi potremo tranquillamente utilizzare un condensatore elettrolitico da 4,7 [μF]

Il valore del condensatore C2 non dovrà mai risultare maggiore di:

$$159.000 : (47 \times 15) = 225 \text{ pF}$$

Circuito Inseguitore di Tensione per DC (Circuito Buffer o Separatore)

ADATTATORE da ALTA IMPEDENZA a BASSA IMPEDENZA

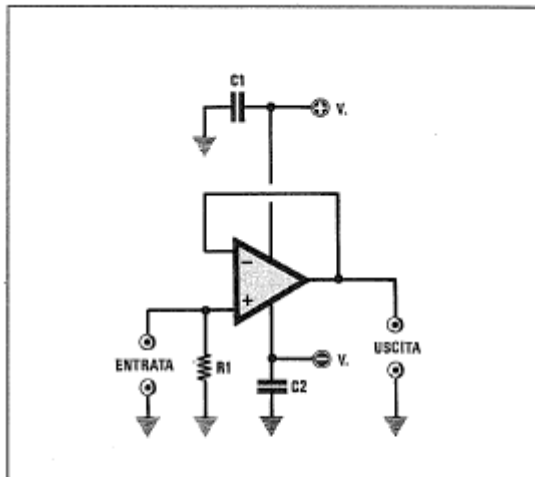


Fig.28 Schema di un circuito con un ingresso ad ALTA impedenza ed un'uscita a BASSA impedenza, alimentato con una tensione DUALE.

R1 = 470.000 ohm 1/4 watt
C1-C2 = 100.000 pF

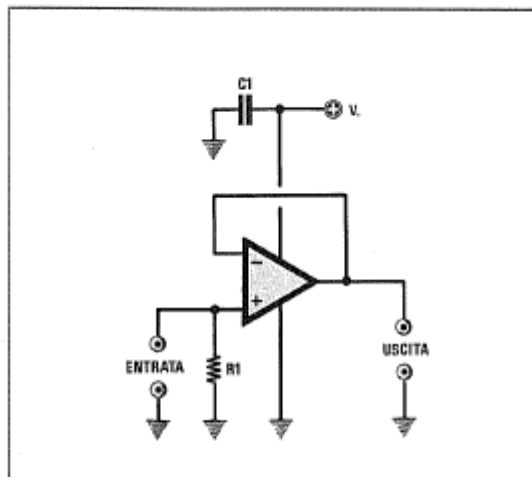


Fig.29 Il circuito di fig.28 può essere alimentato con una tensione SINGOLA soltanto se useremo operazionali del tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

R1 = 470.000 ohm 1/4 watt
C1 = 100.000 pF

Per convertire un segnale ad alta Impedenza, anche dell'ordine di qualche megaohm, in un segnale a bassa Impedenza potremo usare lo schema visibile nella Fig.28.

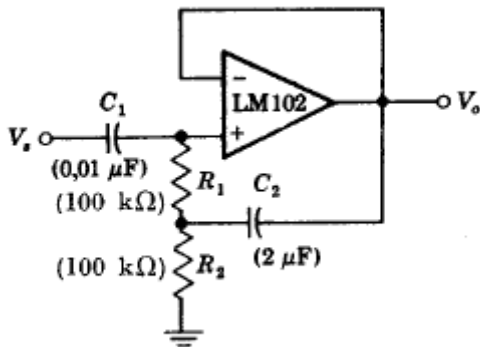
Il valore della resistenza R1, che coincide con l'impedenza d'ingresso dell'adattatore, viene scelto generalmente in modo che sia 10 o 100 volte maggiore dell'impedenza del generatore in ingresso.

Questo circuito ha un guadagno 1, vale a dire che non amplifica e quindi il segnale che preleveremo in uscita avrà la stessa ampiezza del segnale applicato sull'ingresso.

Lo schema visibile in fig.28 potrà essere utilizzato soltanto per alimentazioni duali.

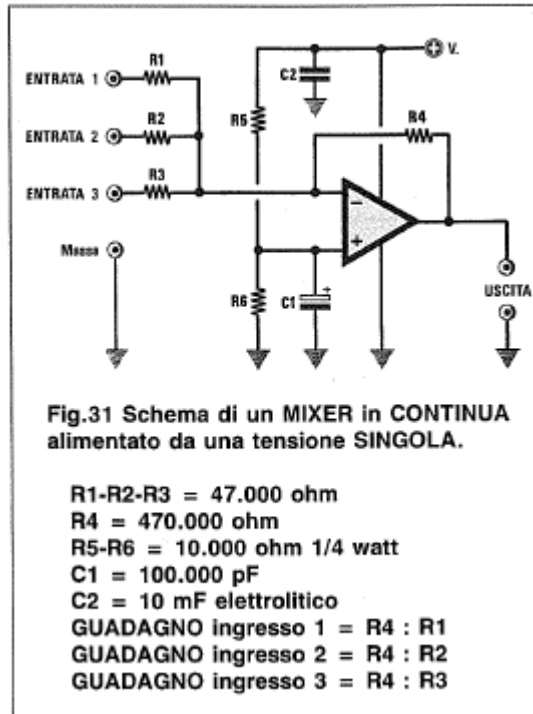
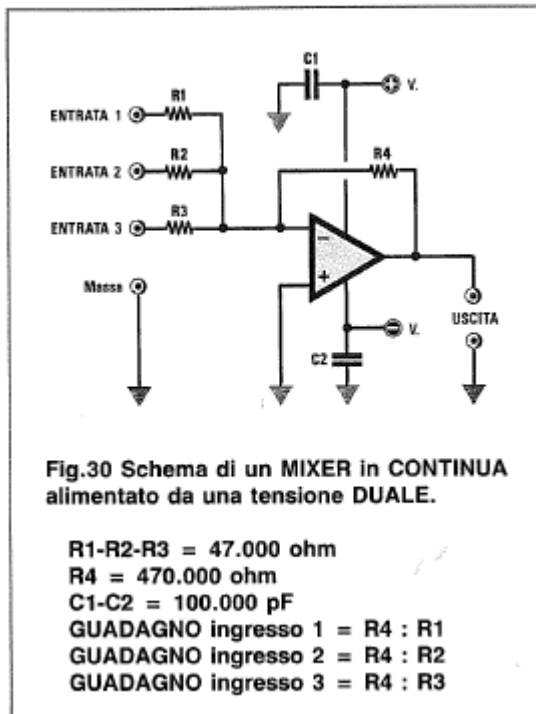
Lo schema che vedete riprodotto di fig.29 potrà essere utilizzato per un'alimentazione singola soltanto con operazionali di tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

Circuito Inseguitore di Tensione per AC (con effetto Bootstrap)



Poiché l'Amplificazione di tensione A_v tra il morsetto d'uscita e il morsetto d'ingresso non invertente è molto prossima a uno (ma lievemente minore di 1) quindi la resistenza d'ingresso vista dal generatore diventa circa $R_1 / (1 - A_v)$ e quindi elevatissima. In questo consiste l'effetto Bootstrap. Il suo valore misurato è di 12 MΩ a 100 Hz e cresce sino a 100 MΩ a 1 kHz.

MIXER INVERTENTE in CC



MIXER INVERTENTE in AC

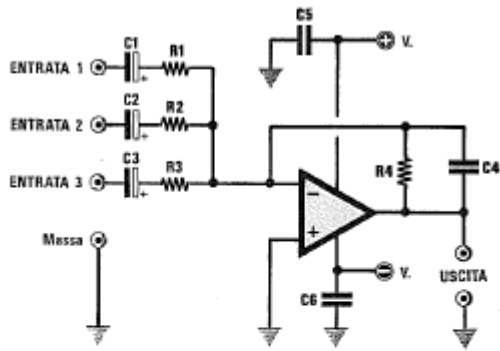


Fig.32 Schema di un MIXER in ALTERNATA alimentato da una tensione DUALE.

- R1-R2-R3 = 47.000 ohm
- R4 = 470.000 ohm
- C1-C2-C3 = 4,7 mF elettrolitico
- C4 = 220 pF ceramico
- C5-C6 = 100.000 pF
- GUADAGNO ingresso 1 = $R4 : R1$
- GUADAGNO ingresso 2 = $R4 : R2$
- GUADAGNO ingresso 3 = $R4 : R3$

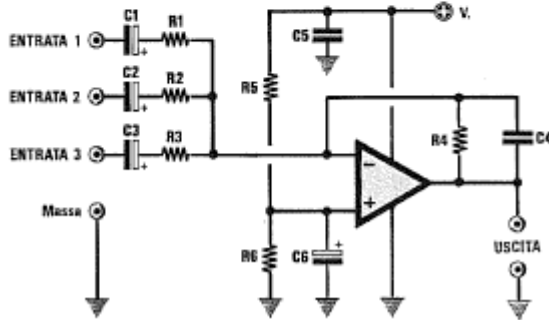


Fig.33 Schema di un MIXER in ALTERNATA alimentato da una tensione SINGOLA.

- R1-R2-R3 = 47.000 ohm
- R4 = 470.000 ohm
- R5-R6 = 10.000 ohm 1/4 watt
- C1-C2-C3 = 4,7 mF elettrolitico
- C4 = 220 pF ceramico - C5 = 100.000 pF
- C6 = 10 mF elettrolitico
- GUADAGNO ingresso 1 = $R4 : R1$
- GUADAGNO ingresso 2 = $R4 : R2$
- GUADAGNO ingresso 3 = $R4 : R3$

Amplificatore Differenziale

Gli amplificatori differenziali vengono frequentemente utilizzati per rilevare la differenza che esiste tra due tensioni applicate sui piedini d'ingresso.

Se sugli ingressi applicheremo due tensioni CC o due segnali alternati, sull'uscita ritroveremo la differenza moltiplicata per il guadagno

Tanto per fare un esempio, se abbiamo un differenziale che amplifica di 20 volte e sui due ingressi applichiamo due identiche tensioni di 5 V, ritroveremo sull'uscita una tensione di 0 V.

Se invece su un ingresso applichiamo 5 V e sull'altro 5,1 V, ritroveremo in uscita una tensione di:

$$(5,1 - 5) \times 20 = 2 \text{ V}$$

In questi circuiti è molto importante che: il valore di R1 risulti identico a quello di R3 il valore di R2 risulti identico a quello di R4.

Infatti in questo caso il guadagno di questo stadio si ricava dalla formula:

$$\text{Guadagno} = R2 : R1$$

mentre il valore della tensione di uscita si ricava dalla formula:

$$V_{uscita} = (R2 / R1) \times (V2 - V1)$$

Dove V1 e V2 rappresentano il valore delle tensioni applicate sui due ingressi.

Lo schema visibile in fig.48 potrà essere utilizzato soltanto per alimentazioni duali

Lo schema di fig.49 potrà essere utilizzato per un'alimentazione singola, ma solo con operazionali tipo LM.358 • LM.324 • CA 3130. Utilizzando questi integrati bisogna però tenere presente che se la tensione V2 risulta maggiore di V1, all'uscita del differenziale ritroveremo una tensione che sarà proporzionale alla differenza V2 -V1, mentre se la tensione V2 è minore di V1. la tensione d'uscita sarà pari a 0 V circa.

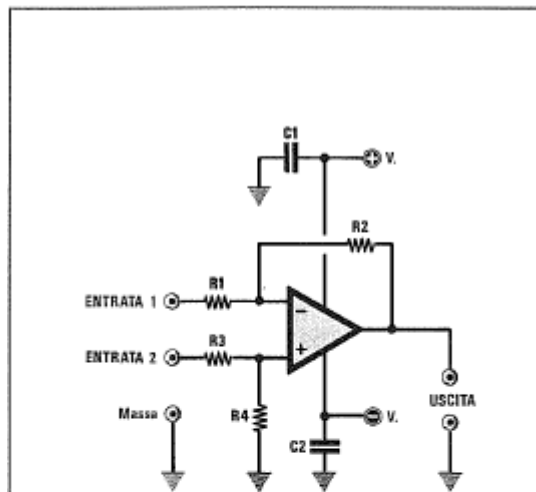


Fig.48 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE da utilizzare per una alimentazione DUALE. Per questo schema potremo utilizzare qualsiasi tipo di integrato operazionale, cioè uA.741 - uA.748 - TL.081 - LF.356.

R1 = 220.000 ohm
 R2 = 820.000 ohm
 R3 = 220.000 ohm
 R4 = 820.000 ohm
 C1-C2 = 100.000 pF

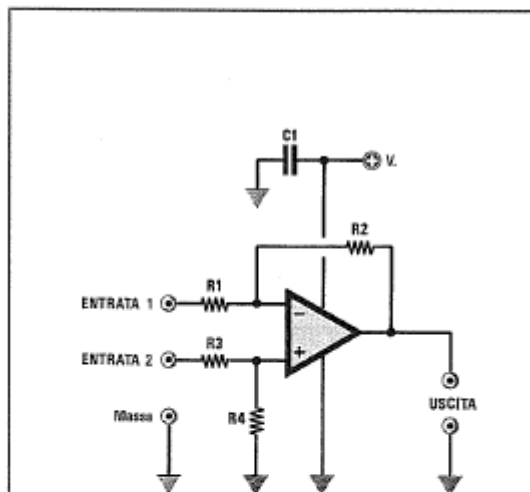


Fig.49 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. Per questo schema dovremo utilizzare soltanto degli integrati operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

R1 = 220.000 ohm
 R2 = 820.000 ohm
 R3 = 220.000 ohm
 R4 = 820.000 ohm
 C1 = 100.000 pF

Differenziale ad Amplificatore da Strumentazione

In fig.50 riportiamo lo schema di un amplificatore differenziale con alimentazione duale che utilizza tre operazionali.

Questo schema viene normalmente utilizzato per strumenti di misura, preamplificatori Hi-Fi e nelle apparecchiature elettromedicali, perché riesce ad eliminare automaticamente tutti i disturbi di modo comune in ingresso, cioè rumori - ronzii, ecc., e ad amplificare solamente la differenza dei segnali utili applicati sui due ingressi.

In fig.51 riportiamo lo stesso schema da utilizzare per un'alimentazione singola e solo con operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

Nei due schemi visibili nelle figg.50-51 è molto importante che le coppie di resistenze, che qui vi indicheremo, risultino esattamente dello stesso valore:

R1 esattamente identico a R2 valore di R4 esattamente identico a R5 valore di R6 esattamente identico a R8 valore di R7 esattamente identico a R9

Se cortocircuitando i due ingressi sull'uscita non saranno presenti 0 V per problemi di offset o a causa della tolleranza delle resistenze, potremo correggere questo errore ponendo in serie alla resistenza R9 un trimmer.

Il guadagno di questo differenziale si ricava:

$$\text{Guadagno} = (R7 : R6) \times (2 \times R4 : R3) + 1$$

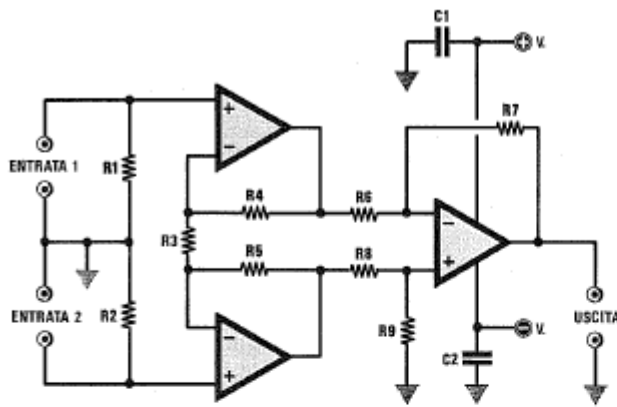


Fig.50 Schema di un amplificatore DIFFERENZIALE che utilizza 3 amplificatori operazionali da alimentare con una tensione DUALE.

- R1-R2 = 100.000 ohm
- R3 = 22.000 ohm
- R4-R5 = 47.000 ohm
- R6-R8 = 22.000 ohm
- R7-R9 = 22.000 ohm
- C1-C2 = 100.000 pF

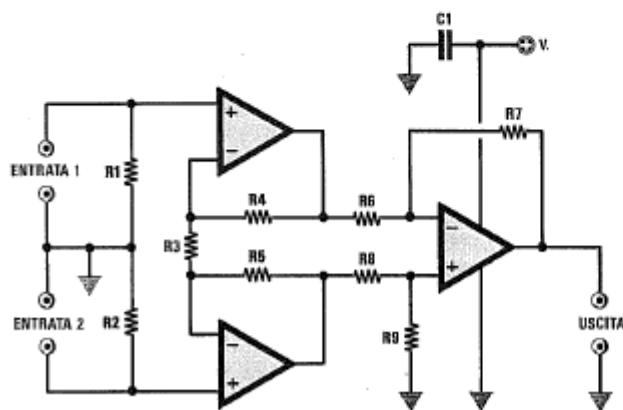


Fig.51 Se volessimo alimentare il circuito di fig.50 con una tensione SINGOLA, dovremo utilizzare degli integrati LM.324 - LM.358 - CA.3130.

- R1-R2 = 100.000 ohm
- R3 = 22.000 ohm
- R4-R5 = 47.000 ohm
- R6-R8 = 22.000 ohm
- R7-R9 = 22.000 ohm
- C1 = 100.000 pF

Convertitore Corrente / Tensione

Come indica la parola stessa, i convertitori corrente-tensione vengono utilizzati per trasformare una corrente in una tensione.

Nei due schemi seguenti come generatore di Corrente di ingresso è stato preso un fotodiode (una applicazione pratica). La corrente I è quella inversa, che quindi è diretta verso massa. Si ha:

$V_o = - R1 * I$ ma essendo nell'esempio I negativa (esce dall'ingresso) la $V_o > 0$

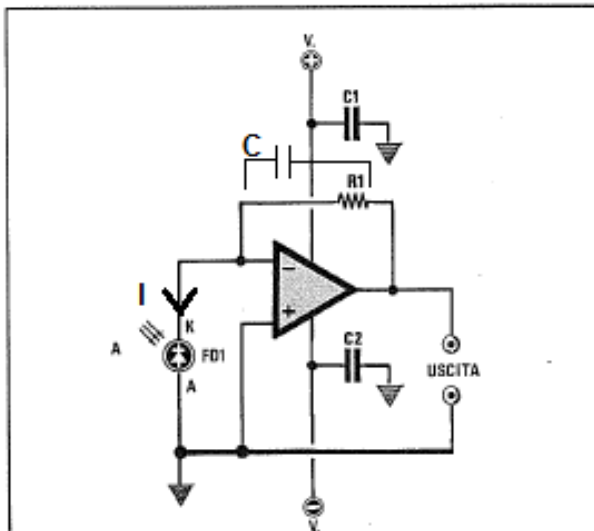


Fig.81 Convertitore Corrente/Tensione da utilizzare con qualsiasi operazionale con una alimentazione DUALE.

$R1 = 680.000 \text{ ohm}$
 $C1-C2 = 100.000 \text{ pF}$
 $FD1 = \text{fotodiode BPW34}$

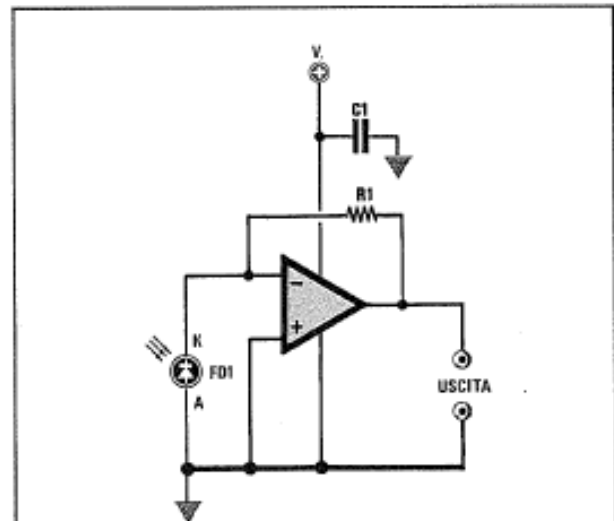


Fig.82 Per alimentarlo con una tensione SINGOLA, dovremo utilizzare degli operazionali tipo LM.358 - LM324 - CA3130.

$R1 = 680.000 \text{ ohm}$
 $C1 = 100.000 \text{ pF}$
 $FD1 = \text{fotodiode BPW34}$

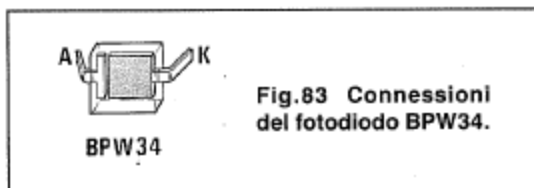


Fig.83 Connessioni del fotodiode BPW34.

Il valore Minimo della corrente rilevabile con questo circuito è determinato dalla corrente di polarizzazione del morsetto invertente.

Di solito si pone in parallelo a R' un condensatore C per limitare l'effetto del rumore alle alte frequenze. (impone una freq taglio)

Nella fig.81 vi riportiamo lo schema elettrico di un convertitore corrente-tensione alimentato con tensione duale.

Per realizzare un circuito alimentato con una tensione singola (vedi fig.82), potrete utilizzare lo stesso schema elettrico, ma in questo caso potrete usare soltanto degli operazionali tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130. Anche in questo caso a volte si inserisce il C

La tensione che otterrete sull'uscita può essere calcolata con la seguente formula:

$$V_{uscita} = (R1 \text{ K}\Omega \times I \text{ uA}) / 1.000$$

La corrente (in uA) da inserire in queste formula è quella che scorre nel fotodiode o nel fototransistor.

Amesso che nel fotodiode colpito da una luce scorra tra Catodo e Anodo una corrente di 1 uA e che la resistenza $R1$ sia di 470 K Ω , sull'uscita ritroverete una tensione di:

$$(470 \times 1) : 1.000 = 0,47 \text{ V}$$

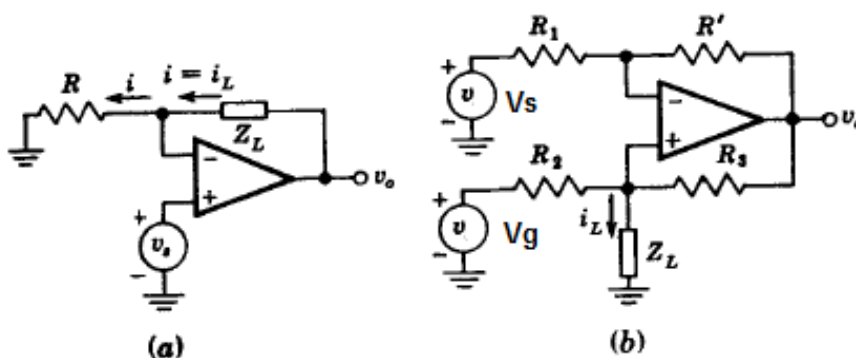
Aumentando o diminuendo il valore di R1 potrete aumentare o ridurre quello della tensione d'uscita.

Nota - Come noterete, il fotodiiodo BPW34 ha dimensioni microscopiche, e non essendo presente sul suo corpo un qualsiasi riferimento per il terminale Catodo e per quello Anodo, risulta piuttosto difficoltosa la loro individuazione.

Abbiamo comunque scoperto un metodo alquanto semplice per stabilire quali sono l'Anodo ed il Catodo. Guardando internamente questo fotodiiodo (vedi fig.83). si noterà che il terminale Anodo è collegato ad una piccola asta posta sul lato sinistro della superficie sensibile di forma quadra, mentre il terminale Catodo o K risulta direttamente collegato alla superficie sensibile.

Nel convertitore corrente/tensione visibile nelle figg.81-82, il terminale collegato alla piccola asta andrà collegato a massa e l'altro terminale al piedino Invertente.

Convertitore Tensione / Corrente alimentazione DUALE



Convertitore tensione-corrente con (a) carico senza terminale a massa e (b) carico Z_L con terminale a massa.

Nella figura (a) il carico è “Floating” (flottante) o bilanciato, ossia non ha un morsetto a massa. E' piuttosto raro: potrebbe essere un amperometro e il circuito nel suo complesso un voltmetro ad elevatissima R di ingresso.

$$I_L = V_s / R \text{ indipendente dal valore della } Z_L \text{ del carico}$$

$$\text{Per mantenere in linearità l'Operazionale deve risultare } I < V_{0SAT} / (R + Z_L)$$

Nella fig (b) il carico è sbilanciato, ossia ha un morsetto a massa. E' il caso più comune.

Se $R_2 / R_3 = R_1 / R'$ o se si preferisce $R_2 * R' = R_1 * R_3$ (prodotto “in croce”) allora

$$I_L = (V_g - V_s) / R_2 \text{ indipendente dal valore della } Z_L \text{ del carico}$$

Se poi c'è solo il generatore V_s ($V_g = 0 \Rightarrow R_2$ collegata direttamente a massa)

$$I_L = - V_s / R_2 \text{ Circuito invertente}$$

Se invece c'è solo il generatore V_g ($V_s = 0 \Rightarrow R1$ collegata direttamente a massa)

$I_L = +V_s / R1$ Circuito NON invertente

Diodo di precisione

Una tensione alternata raddrizzata tramite un diodo al germanio o al silicio non risulta ideale, perché questi componenti hanno un valore di soglia che occorre necessariamente superare per far sì che conducano.

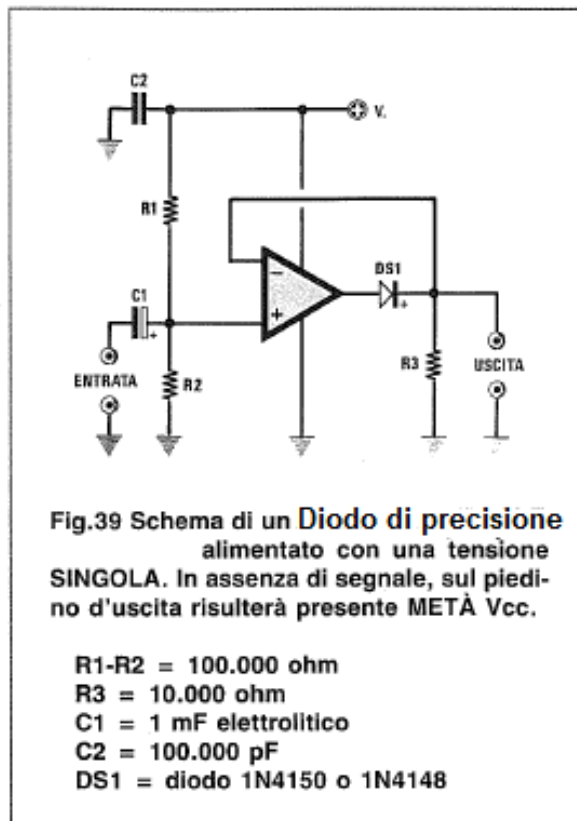
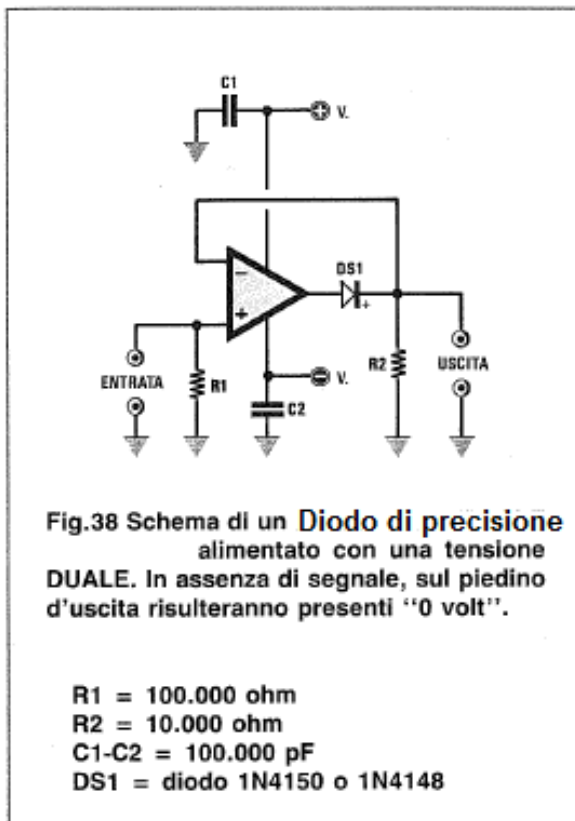
I diodi al germanio iniziano a raddrizzare una tensione alternata solo quando viene superata la soglia di 0,1 V, mentre i diodi al silicio solo quando viene superata la soglia di 0,5 V circa.

Per certe applicazioni (strumenti di misura, interfacce rivelatrici, ecc), dove occorre necessariamente rilevare anche le più piccole variazioni di tensione comprese sotto a questi valori di soglia, cioè da 0,5 V a 0 V, bisogna utilizzare diodi ideali in grado di raddrizzare tensioni alternate anche di pochi μV . I circuiti seguenti si comportano proprio come un diodo che ha una tensione di soglia di $V_{\text{soglia}} / A_{v_{\text{OL}}}$ ($A_{v_{\text{OL}}}$ è la tensione differenziale ad anello aperto).

Esempio: per un diodo al silicio ($V_{\text{soglia}} = 0,5$) e per il uA741 ($A_{v_{\text{OL}}} = 200000$) si ha una soglia di 2,5 μV ... praticamente nulla

Usando un'alimentazione duale con il diodo DS1 orientato come visibile in fig.38, quando $V_i > V_{\text{soglia}} / A_{v_{\text{OL}}}$ il diodo conduce. Dunque per $V_i > 0,1 \text{ mV}$ (o meno) per effetto della reazione il circuito diviene un inseguitore e quindi $V_o \approx V_i$. Altrimenti il diodo non conduce e sul carico si ha solo la piccola corrente di polarizzazione dell'operazionale

Usando un'alimentazione singola, in assenza di segnale ci ritroveremo sull'uscita metà tensione di alimentazione (D conduce), mentre, in presenza di un segnale variabile, ci ritroveremo $V_o = V_i$ se $V_i > V_{\text{cc}}/2$, o di nuovo $V_{\text{cc}}/2$ nel caso contrario

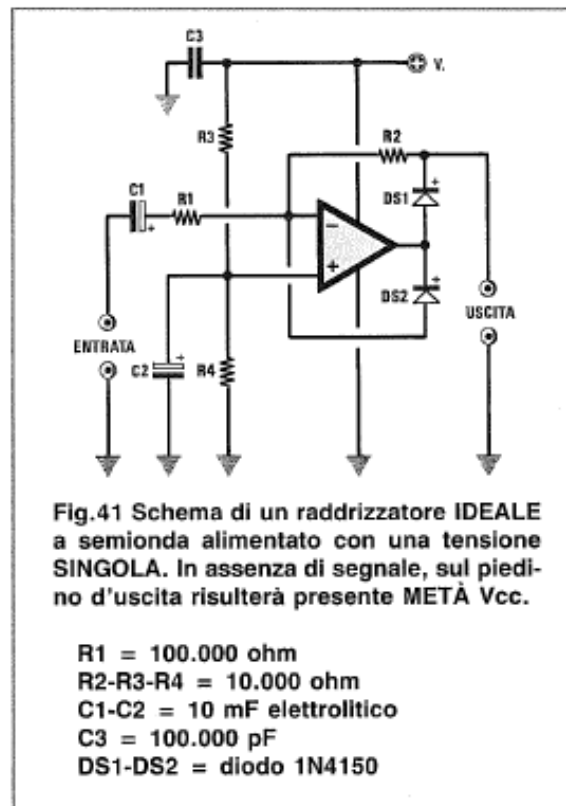
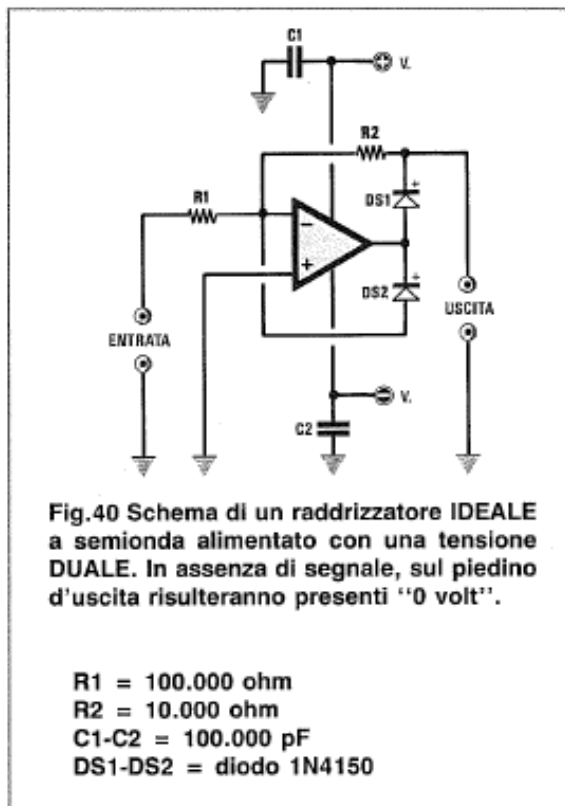


Attenzione: quando il diodo è polarizzato inversamente l'Operazionale va in saturazione, in quanto manca la reazione attraverso il diodo. Non essendo più in linearità può comparire una tensione differenziale troppo elevata che l'Operazionale non è in grado di sopportare. Questa condizione va verificata

Raddrizzatore Ideale a Semionda

In Fig.40 riportiamo lo schema di un raddrizzatore ideale ad una semionda alimentato con una tensione duale che utilizza l'ingresso Invertente.

In fig.41 riportiamo lo stesso schema modificato per essere utilizzato con un'alimentazione singola.



Se alimenteremo l'operazionale con una tensione duale e rivolgeremo i Catodi dei due diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua positiva che partendo da 0 V salirà verso il suo massimo (vedi fig. 36).

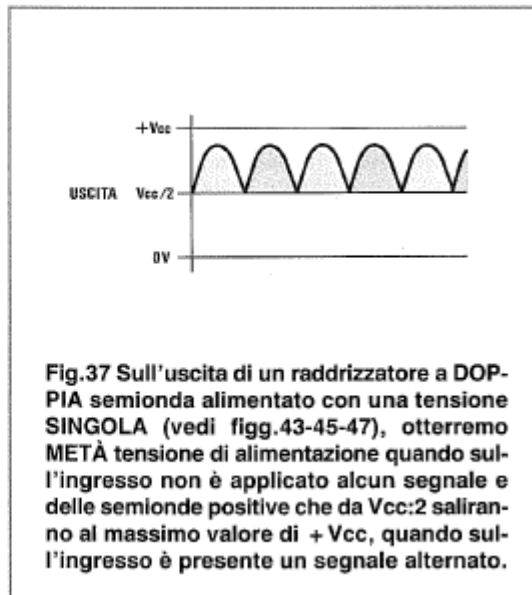
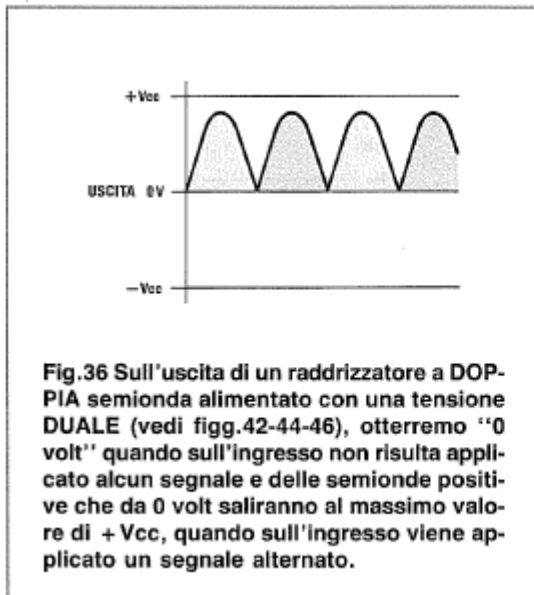
Se rivolgeremo i Catodi dei due diodi In senso inverso, otterremo una tensione continua negativa che partendo da 0 V scenderà verso il suo minimo.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola e rivolgeremo i Catodi dei diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua positiva che partendo dalla metà del valore di alimentazione salirà verso il suo massimo (vedi fig.37).

Se rivolgeremo i Catodi dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione negativa che partendo dalla metà del valore di alimentazione scenderà verso gli 0 V.

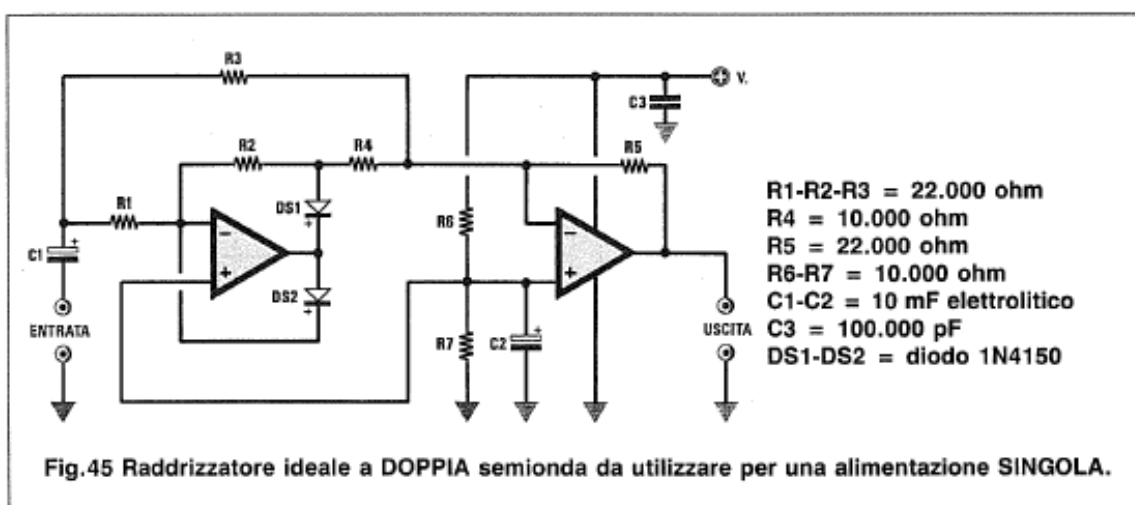
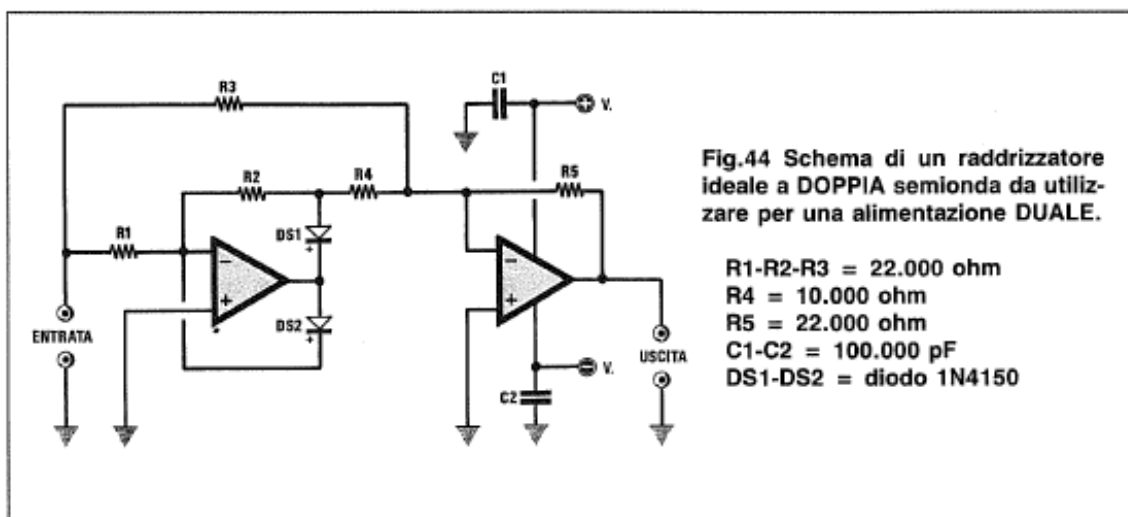
Il valore delle due resistenze R1-R2 deve risultare identico per ottenere una tensione raddrizzata uguale al valore della tensione alternata applicata sul suo Ingresso.

È consigliabile per queste due resistenze non scendere mai sotto i 10.000 ohm o superare i 27.000 ohm.



Raddrizzatore Ideale a Doppia Semionda (o ad Onda Intera)

Per raddrizzare entrambe le semionde dovremo usare un integrato che contenga al suo interno due operazionali, ad esempio il TL.082 o altri equivalenti.



Se alimenteremo l'operazionale con una tensione duale e rivolgeremo i Catodi dei due diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua positiva che partendo da 0 V salirà verso il suo massimo (vedi fig.36).

Se rivolgeremo i Catodi dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione continua negativa che partendo da 0 V scenderà verso il suo minimo.

Se alimenteremo l'operazionale con una tensione singola e rivolgeremo i Catodi dei diodi come visibile nello schema elettrico, otterremo una tensione continua positiva che partendo dalla metà del valore di alimentazione salirà verso il suo massimo (vedi fig.37).

Se rivolgeremo i Catodi dei due diodi in senso inverso, otterremo una tensione negativa che partendo dalla metà del valore di alimentazione scenderà verso gli 0 V.

Il valore delle resistenze R1-R2-R3 deve risultare identico per ottenere una tensione raddrizzata uguale al valore della tensione alternata applicata sul suo ingresso.

È consigliabile per queste resistenze non scendere mai sotto ai 10.000 ohm o superare i 27.000 ohm.

Per amplificare il valore della tensione raddrizzata, potremo aumentare il valore di R2-R3 rispetto al valore di R1, perché il guadagno si ricava dalla formula:

$$\text{Guadagno} = R2 \text{ (o } R3) / R1$$

Se alimentiamo questo circuito con una tensione duale, otterremo in uscita una tensione raddrizzata positiva che partendo da 0 V salirà verso il suo massimo positivo.

Se collegheremo i due diodi in senso inverso, otterremo una tensione raddrizzata negativa che da 0 V scenderà verso il suo massimo negativo.

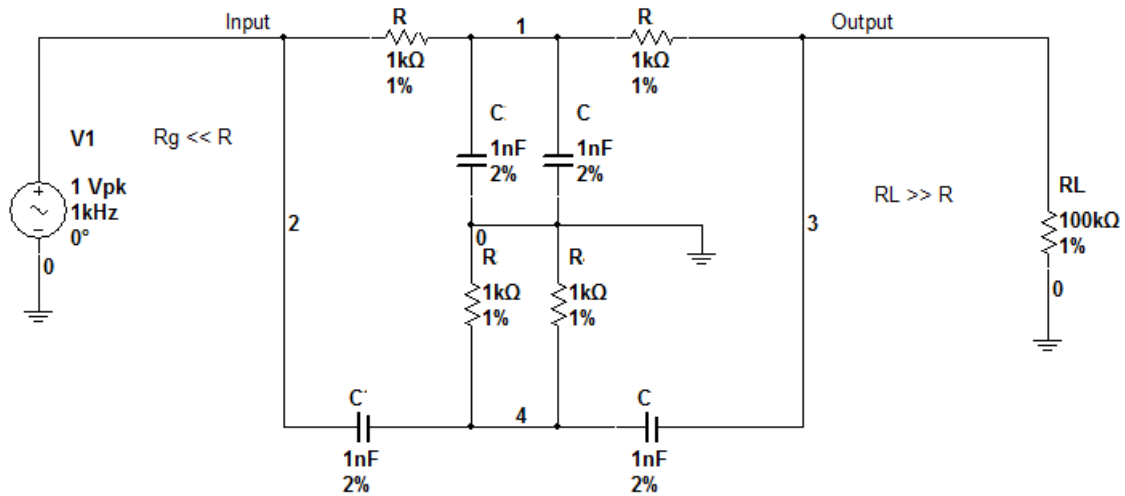
Se alimentiamo questo circuito con una tensione singola, ritroveremo in uscita sempre metà della tensione di alimentazione (vedi fig.37).

Pertanto se alimenteremo il circuito con una tensione di 12 V, in assenza di segnale risulterà sempre presente sull'uscita una tensione positiva di 6 V che salirà, in presenza di un segnale di BF, fino a raggiungere un massimo di 10 V circa.

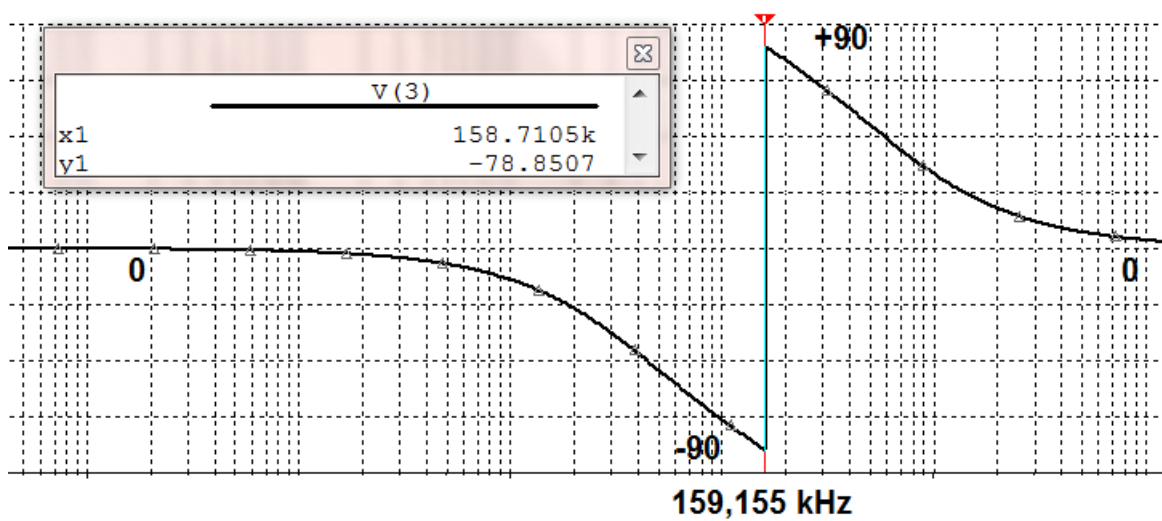
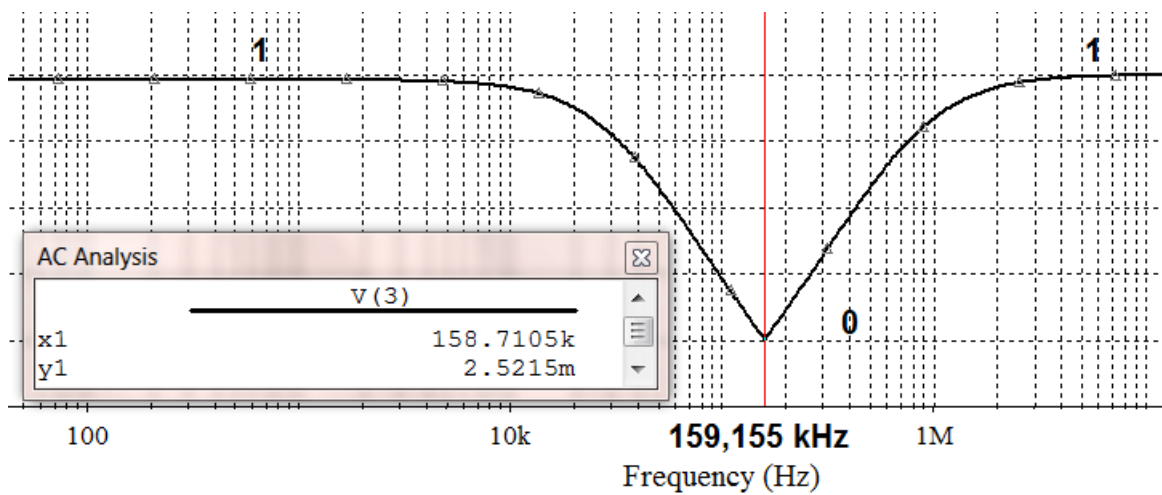
Oscillatore Sinusoidale A Rete A Doppio T

La Rete a Doppio T è la seguente:

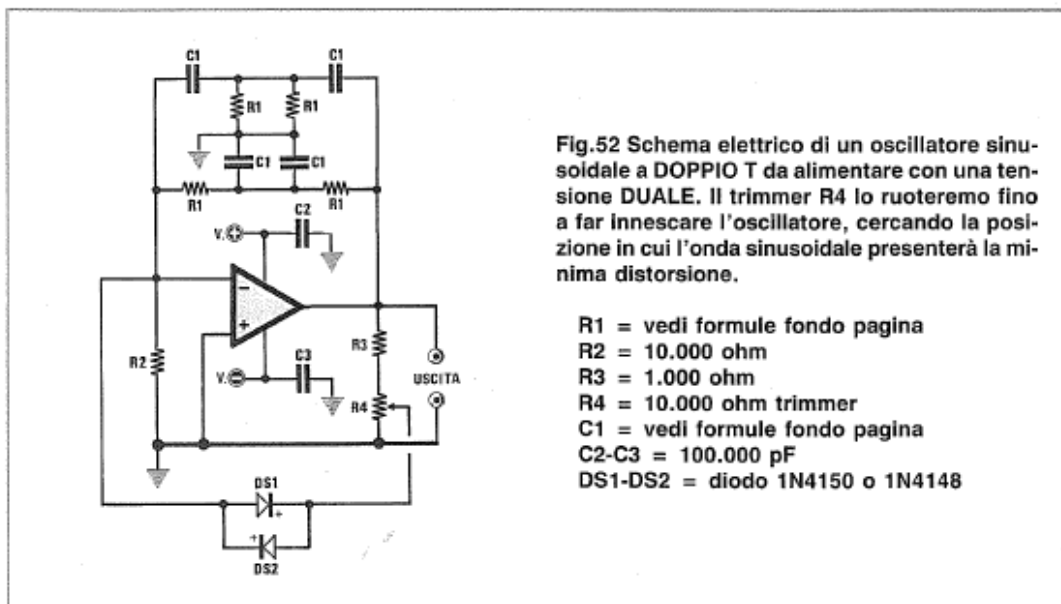
RETE A DOPPIO T = Filtro Elimina Banda Notch Tutte le R e tutte le C uguali tra loro. $f_0 = 1 / (2 * \pi * R * C) = 159,155 \text{ kHz}$



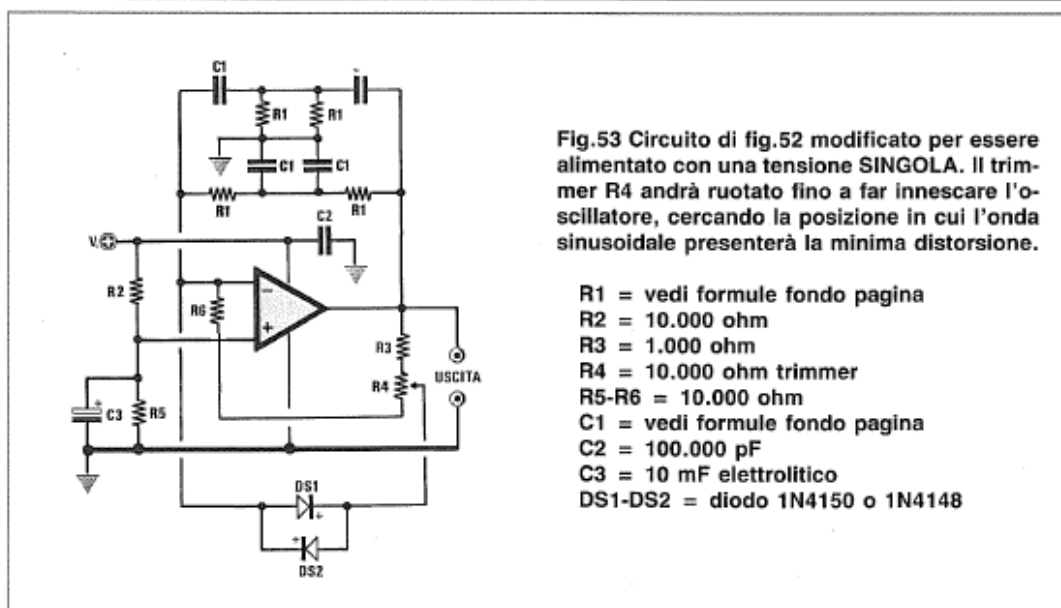
E' un filtro Elimina Banda a banda strettissima (Filtro Notch) con frequenza centrale pari a $1 / (2 * \pi * R * C)$



Notare la transizione molto rapida della fase della Fase, che comporta una buona stabilità della frequenza se usata come rete di reazione in un Oscillatore



OSCILLATORE SINUSOIDALE a FREQUENZA FISSA - Alimentazione SINGOLA



Il trimmer R4, presente sull'uscita dell'operazionale ed il cui cursore risulta collegato ai due diodi DS1-DS2 posti in opposizione di polarità, serve per far Innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione in uscita.

In pratica si ruoterà questo trimmer fino a quando sull'uscita non si otterrà un'onda sinusoidale, poi si ritoccherà leggermente fino ad ottenere, sullo schermo dell'oscilloscopio, un'onda perfetta.

Esempio: Volendo realizzare un oscillatore che generi una frequenza fissa di 1.000 Hz, vorremmo conoscere quali valori di R1 e di C1 utilizzare.

quando dobbiamo arbitrariamente scegliere il valore di una resistenza o di un condensatore, conviene sempre scegliere prima un valore di capacità standard e poi calcolare il valore delle resistenze cercando di ottenere un'adeguata proporzione tra i valori ottenuti, così da non trovarci ad utilizzare dei condensatori di elevatissima capacità e delle resistenze di bassissimo valore o viceversa.

Ammesso di aver scelto una capacità standard di 4.700 pF pari a 4,7 [nF], controlleremo quale valore di resistenza dovremo scegliere utilizzando la formula sopra riportata:

$$159.000 : (1.000 \times 4,7) = 33,82 \text{ K}\Omega$$

Poiché il valore standard che più si avvicina a questo valore è 33 K Ω , potremo utilizzare nell'oscillatore per le resistenze R1 = 33 K Ω e per i condensatori C1 = 4,7 nF, poi calcolare quale frequenza in via teorica potremo ottenere con questi due valori:

$$159.000 : (33 \times 4,7) = 1.025 \text{ Hz}$$

In pratica il valore di frequenza reale sarà sempre diverso da quello calcolato in via teorica, perché occorre tenere in considerazione che i condensatori e le resistenze che utilizzeremo hanno una tolleranza.

Esempio In un oscillatore a DOPPIO T abbiamo utilizzato per R1 delle resistenze da 15 K Ω ed abbiamo inserito dei condensatori C1 da 22 [nF], quindi vorremmo conoscere quale frequenza otterremo con questi valori.

Conoscendo il valore di R1 e di C1 potremo facilmente conoscere la frequenza che l'oscillatore genererà, utilizzando la formula riportata in basso sulla pagina di sinistra:

$$159.000 : (15 \times 22) = 481,8 \text{ Hertz}$$

Poiché le quattro resistenze R1 e i quattro condensatori C1 che inseriremo nel circuito hanno sempre tolleranze del 5-10 %, è ovvio che la frequenza che otterremo potrà, all'atto pratico, risultare compresa tra i 433 Hz e i 530 Hz.

Esempio = Vorremmo sapere quale operazionale utilizzare per ottenere un'onda sinusoidale di circa 50.000 Hz e quali valori di resistenza e di capacità.

Per ottenere una frequenza così elevata occorre usare un operazionale con ingresso a FET tipo TL081 e scegliere delle capacità di 470 - 560 - 680 pF equivalenti a 0,47 - 0,56 - 0,68 nF

Scegliendo uno di questi valori calcoleremo quale resistenza si avvicinerà di più al valore standard:

$$159.000 : (50.000 \times 0,47) = 6,76 \text{ K}\Omega; \quad 159.000 : (50.000 \times 0,56) = 5,67 \text{ K}\Omega; \quad 159.000 : (50.000 \times 0,68) = 4,67 \text{ K}\Omega$$

Se sceglieremo un condensatore da 0,47 nano-Farad e una resistenza da 6,8 K Ω otterremo una frequenza di circa:

$$159.000 : (0,47 \times 6,8) = 49,749 \text{ kHz}$$

Oscillatore Sinusoidale a frequenza variabile a ponte di Wien

OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione DUALE

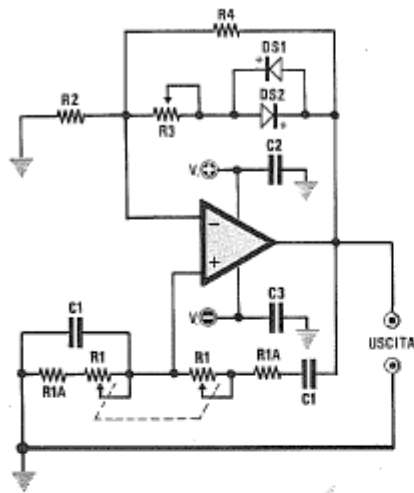


Fig.54 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE. Ruotando il doppio potenziometro R1 potremo variare la frequenza dell'oscillatore. Il trimmer R3 serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione.

R1 = doppio potenziometro
 R1/A = 1.000 ohm
 R2 = 10.000 ohm
 R3 = 4.700 ohm trimmer
 R4 = 47.000 ohm
 C1 = vedi formule fondo pagina
 C2-C3 = 100.000 pF
 DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE a PONTE DI WIEN - Alimentazione SINGOLA

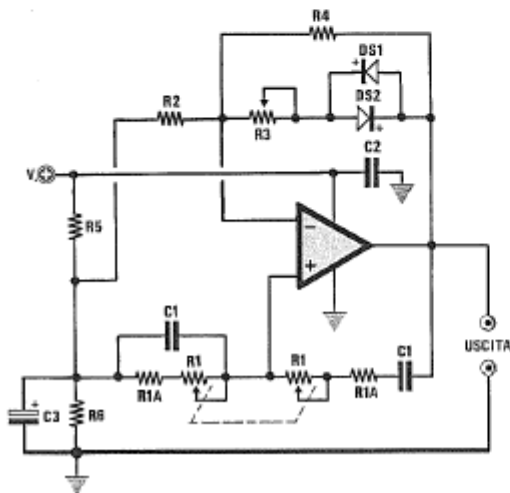


Fig.55 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione SINGOLA. Ruotando il doppio potenziometro R1 potremo variare la frequenza dell'oscillatore. Il trimmer R3 serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione.

R1 = doppio potenziometro
 R1/A = 1.000 ohm
 R2 = 10.000 ohm
 R3 = 4.700 ohm trimmer
 R4 = 47.000 ohm
 R5-R6 = 10.000 ohm
 C1 = vedi formule fondo pagina
 C2 = 100.000 pF
 C3 = 10 mF elettrolitico
 DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

FORMULE per CALCOLARE i valori di R1-R1/A-C1 e la FREQUENZA per le figg.54-55

$$\text{Hz} = 159.000 : ((R1 + R1/A) \times C1)$$

I valori di R1-R1/A sono espressi in Kiloohm

$$C1 = 159.000 : (\text{Hz} \times (R1 + R1/A))$$

Il valore di C1 è espresso in nanoFarad

$$R1 = (159.000 : (\text{Hz} \times C1)) - R1/A$$

Il valore della frequenza è espresso in Hertz.

In questi schemi le due resistenze siglate R1 sono in pratica un doppio potenziometro lineare, che ci permetterà, ruotandolo, di modificare la frequenza del segnale sinusoidale.

Il trimmer R3, il cui cursore risulta collegato ai due diodi DS1-DS2 posti in opposizione di polarità, serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre la distorsione in uscita.

Come già accennato in precedenza, si ruoterà questo trimmer fino a quando in uscita non otterremo l'onda sinusoidale richiesta, poi si ritoccherà leggermente fino ad ottenere, sullo schermo dell'oscilloscopio, un'onda perfetta.

Esempio Volendo realizzare un oscillatore che copra una gamma di frequenze che da un minimo di 200 Hz possa arrivare fino ad un massimo di 10.000 Hz, vorremmo conoscere quali valori di R1, R1/A e di C1 utilizzare.

Per calcolare il valore delle resistenze e delle capacità di un oscillatore variabile, conviene in questo caso iniziare scegliendo il valore di R1, perché i potenziometri che potremo reperire in commercio hanno dei valori standard che non potremo in alcun modo variare.

I valori più facilmente reperibili sono 10.000 - 22.000 - 47.000 - 100.000 - 220.000 - 470.000 ohm.

Il valore delle R1/A, che troviamo poste in serie ai due potenziometri, può essere scelto nell'ambito di valori che vanno da un minimo di 820 ohm fino ad un massimo di 2.200 ohm,

Questa resistenza è molto importante, perché, quando ruoteremo i due potenziometri fino a cortocircuitarli, dovrà sempre risultare presente un valore ohmico minimo che è costituito appunto dal valore di R1/A.

Ammesso di scegliere un doppio potenziometro del valore di 47 KΩ, sommeremo a questo un valore R1/A di 1 KΩ. ottenendo così un totale di 48 KΩ.

A questo punto calcoleremo quale capacità dovremo inserire nel circuito per ottenere la minima frequenza di 200 Hz, quando nel circuito risulta presente la massima resistenza ohmica, cioè 48 KΩ.

$$159.000 : (200 \times 48) = 16,56 \text{ [nF]}$$

Poiché i valori standard più prossimi a questa capacità sono 15 e 18 [nF], potremo controllare con quale dei due valori ci avvicineremo maggiormente ai 200 Hz minimi:

$$159.000 : (15 \times 48) = 220,8 \text{ Hz} \quad 159.000 : (18 \times 48) = 184,0 \text{ Hz}$$

Scegliendo per C1 un valore di 18 [nF], dovremo verificare se, cortocircuitando il doppio potenziometro R1 in modo che rimanga il solo valore di R1/A da 1 KΩ. si riesca a raggiungere la frequenza di 10.000 Hz.

$$159.000 : (1 \times 18) = 8.833 \text{ ohm}$$

In teoria rimarremo abbastanza al di sotto dei 10.000 Hz richiesti, ma se la resistenza R1/A da 1 KΩ la portiamo a 820 ohm pari a 0,82 KΩ. potremo tranquillamente raggiungere i:

$$159.000 : (0,82 \times 18) = 10.772 \text{ Hz}$$

In pratica le frequenze che abbiamo calcolato in via teorica risulteranno leggermente diverse, perché i condensatori ed il potenziometro possono avere delle tolleranze in più o in meno di circa il 20%.

Quando realizzerete degli oscillatori variabili che utilizzano dei potenziometri, ricordatevi sempre di collegare a massa la loro carcassa metallica, per evitare che al segnale generato si sommi del ronzio di alternata.

Volendo realizzare un **oscillatore variabile a ponte di Wien più raffinato, che mantenga costante l'ampiezza del segnale generato al variare della frequenza**, consigliamo di scegliere lo schema elettrico riportato nella fig.58, dove viene utilizzato oltre un operazionale anche un FET.

Non è consigliabile modificare questo circuito per alimentarlo con una tensione singola, quindi vi proponiamo lo schema elettrico realizzato per essere alimentato con una tensione duale non importa se di 9 + 9.12 + 12, 15+15 o 18+18

V. Il trimmer R2, collegato tramite la resistenza R3 sul Gate del fet FT1 (vedi fig. 58), serve per far innescare l'oscillatore e per ridurre al minimo la distorsione in uscita.

OSCILLATORE VARIABILE a PONTE di WIEN - OPERAZIONALE + FET

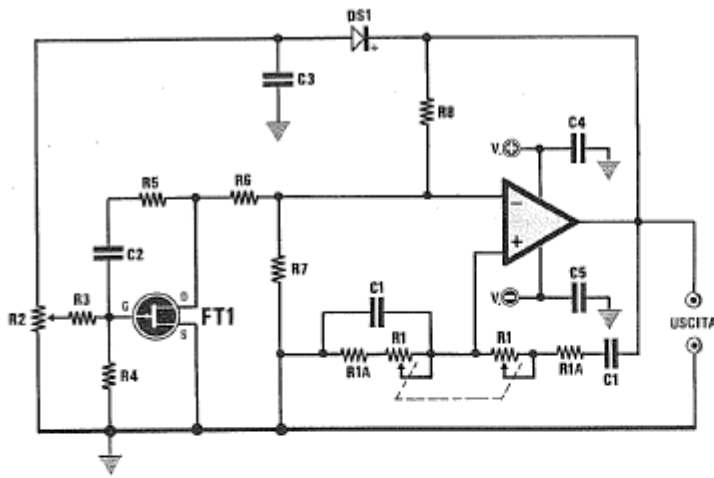


Fig.58 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE.

- R1 = doppio potenziometro
- R1/A = 1.000 ohm
- R2 = 100.000 ohm trimmer
- R3 = 100.000 ohm
- R4-R5 = 1 megaohm
- R6 = 1.000 ohm
- R7 = 10.000 ohm
- R8 = 2.200 ohm
- C1 = vedi formule
- C2 = 100.000 pF
- C3 = 470.000 pF
- C4-C5 = 100.000 pF
- DS1 = diodo 1N4150-1N4148
- FT1 = Fet di qualsiasi tipo

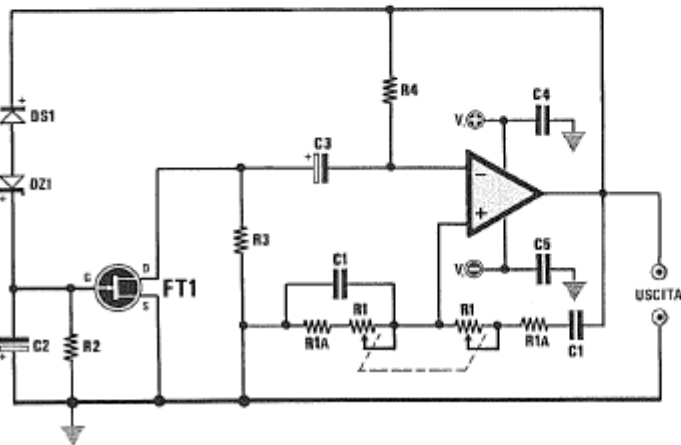


Fig.59 Schema di un oscillatore a PONTE di WIEN da utilizzare per una alimentazione DUALE.

- R1 = doppio potenziometro
- R1/A = 1.000 ohm
- R2 = 1 megaohm
- R3 = 470.000 ohm
- R4 = 10.000 ohm
- C1 = vedi formule
- C2 = 2,2 mF elettrolitico
- C3 = 470 mF elettrolitico
- C4-C5 = 100.000 pF
- DS1 = diodo 1N4150-1N4148
- DZ1 = diodo zener da 4,7 volt
- FT1 = Fet di qualsiasi tipo

Comparatore di Zero Non Invertente (Circuito squadratore Non Invertente)

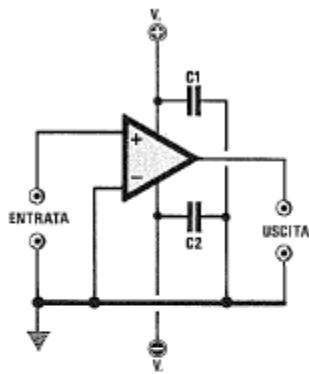


Fig.60 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "non invertente", da utilizzare per una alimentazione DUALE.

$C1-C2 = 100.000 \text{ pF}$

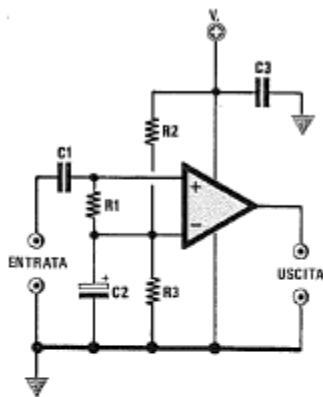


Fig.61 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "non invertente", da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

$R1 = 1 \text{ megaohm}$
 $R2-R3 = 10.000 \text{ ohm}$
 $C1 = 47.000 \text{ pF}$
 $C2 = 47 \text{ mF elettrolitico}$
 $C3 = 100.000 \text{ pF}$

Nel circuito con alimentazione duale l'onda quadra che preleveremo sull'uscita andrà sempre dal massimo negativo al massimo positivo, mentre nel circuito con alimentazione singola l'onda quadra che preleveremo sull'uscita andrà sempre da 0 V al massimo positivo.

I circuiti squadratori vengono utilizzati per trasformare un'onda sinusoidale o triangolare in un'onda quadra. Usando l'ingresso "non invertente" otterremo delle onde quadre in fase con l'onda sinusoidale (vedi fig.62).

Nella fig.60 è riportato il circuito di uno squadratore di tensione con ingresso non Invertente alimentato con tensione duale, mentre nella fig.61 lo stesso schema è stato modificato per essere alimentato con una tensione singola.

Applicando sull'ingresso di tale operazionale un'onda sinusoidale, sulla sua uscita otterremo un'onda quadra.

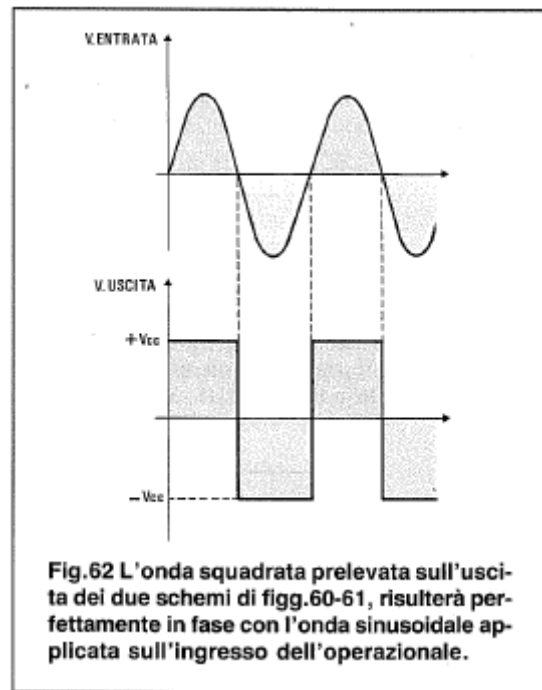


Fig.62 L'onda squadrata prelevata sull'uscita dei due schemi di figg.60-61, risulterà perfettamente in fase con l'onda sinusoidale applicata sull'ingresso dell'operazionale.

Poiché entriamo sull'ingresso non Invertente, sull'uscita otterremo un'onda quadra avente la stessa frequenza della sinusoide e che assume valori positivi in corrispondenza delle semionde positive e valori negativi in corrispondenza delle semionde negative.

La stessa condizione si verifica se sull'ingresso applichiamo un'onda triangolare oppure a dente di sega o, più in generale, una qualsiasi forma d'onda che assuma alternativamente valori positivi e valori negativi.

Comparatore di Zero Invertente (Circuito squadratore Invertente)

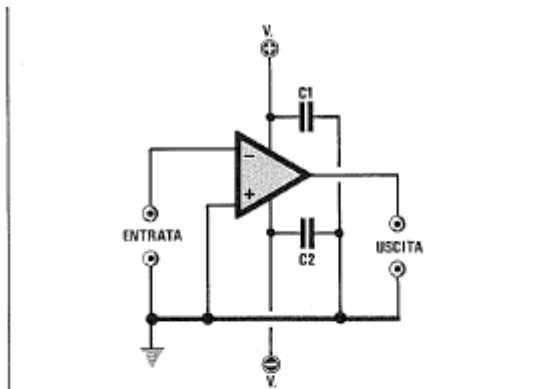


Fig.64 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "invertente" da utilizzare per una alimentazione DUALE.

C1-C2 = 100.000 pF

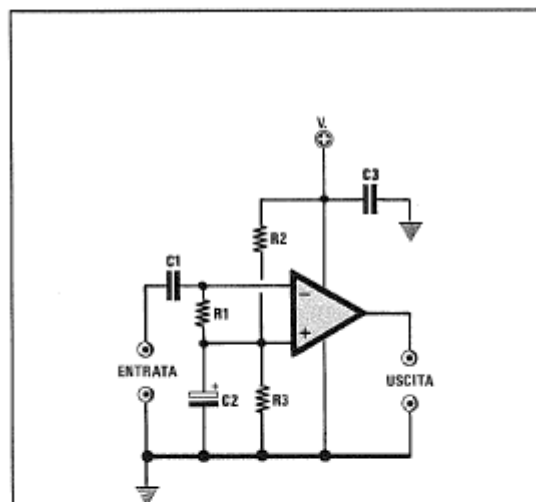


Fig.65 Schema di uno SQUADRATORE con ingresso "invertente" da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

**R1 = 1 megaohm
R2-R3 = 10.000 ohm
C1 = 47.000 pF
C2 = 47 mF elettrolitico
C3 = 100.000 pF**

Usando l'ingresso "invertente" otterremo delle onde quadre di polarità invertita rispetto all'onda sinusoidale (vedi Fig.63).

Nella fig.64 è riportato il circuito di uno squadratore di tensione con ingresso Invertente alimentato con tensione duale, mentre nella fig.65 lo stesso schema è stato modificato per essere alimentato con una tensione singola.

A differenza del precedente circuito otterremo una tensione positiva in corrispondenza delle semionde negative ed una tensione negativa in corrispondenza delle semionde positive.

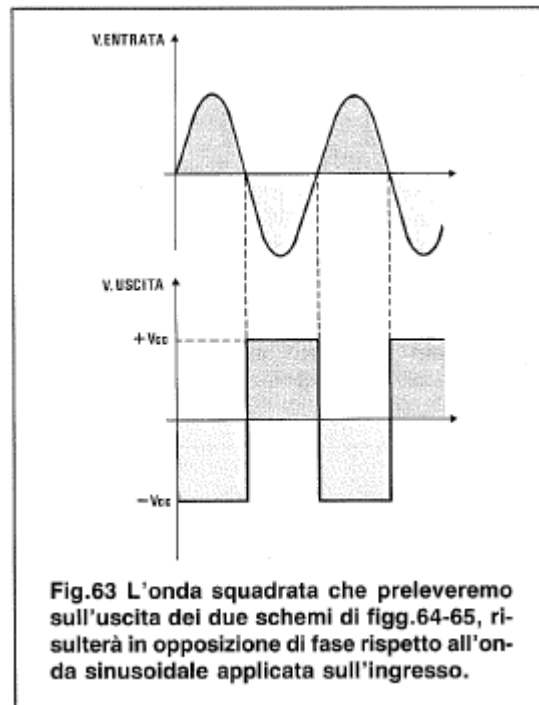


Fig.63 L'onda squadrata che preleveremo sull'uscita dei due schemi di figg.64-65, risulterà in opposizione di fase rispetto all'onda sinusoidale applicata sull'ingresso.

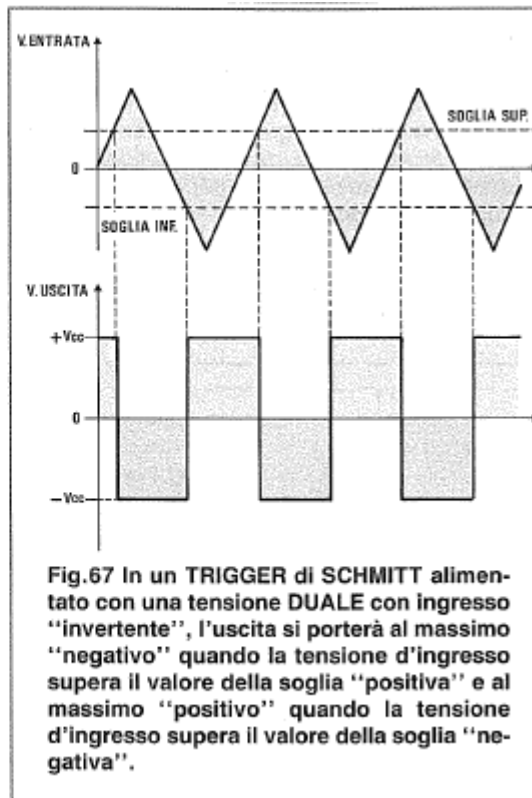
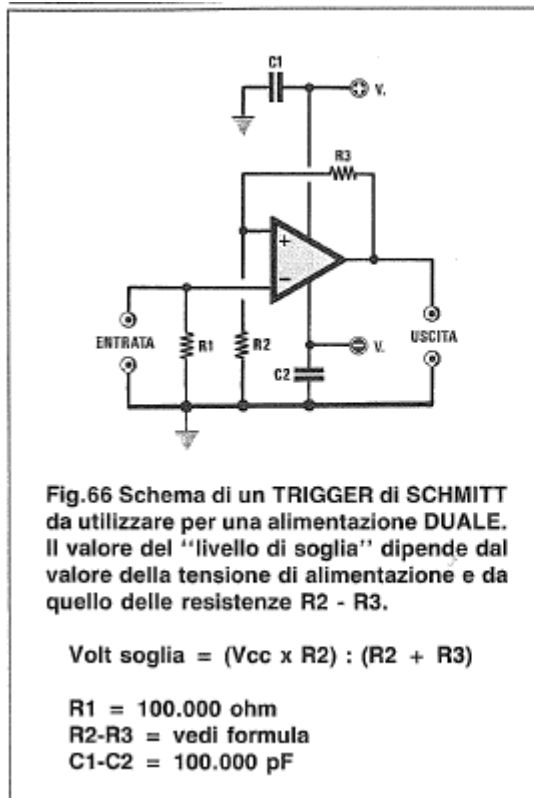
Alimentando questo squadratore con una tensione duale (vedi fig.64) otterremo in uscita un'onda quadra in opposizione di fase, completa di semionde positive e negative come visibile in fig. 63.

Alimentando questo squadratore con una tensione singola (vedi fig.65), questo circuito si comporta in senso opposto a quello della fig.61.

Se sull'ingresso del circuito di fig.61 applichiamo una semionda negativa, in uscita otterremo una tensione di zero V, se applichiamo una semionda positiva, in uscita otterremo una tensione che raggiunge il valore massimo della tensione positiva.

Se sull'ingresso del circuito di fig.65 applichiamo una semionda negativa, in uscita otterremo una tensione che raggiunge il valore massimo della tensione positiva, se applichiamo una semionda positiva, in uscita otterremo una tensione di zero V.

Trigger di Schmitt Invertente



Il trigger di Schmitt viene utilizzato principalmente per portare l'uscita al massimo livello negativo quando sull'ingresso la tensione positiva supera un valore di soglia che noi stessi potremo determinare, e per portare l'uscita al massimo livello positivo quando sull'ingresso la tensione negativa scende sotto ad un valore di soglia uguale, ma di segno opposto al precedente (vedi fig.67).

La differenza tra la tensione di soglia positiva e la tensione di soglia negativa prende il nome di **tensione di isteresi**.

I vantaggi che presenta il trigger di Schmitt, rispetto ai normali squadratori di tensione, è quello di

1. impedire che l'uscita possa commutare in modo indesiderato in presenza di deboli segnali ai quali è sovrapposto del rumore, purchè l'ampiezza del rumore > soglie
2. Rendere il più veloce possibile il passaggio da un livello all'altro, anche se l'ingresso varia lentamente

Poiché in questo circuito il valore della soglia positiva è identico a quello della soglia negativa, con una sola formula potremo calcolare entrambe le soglie:

$$\text{Valore di soglia} = (V_{cc} \times R2) : (R2 + R3)$$

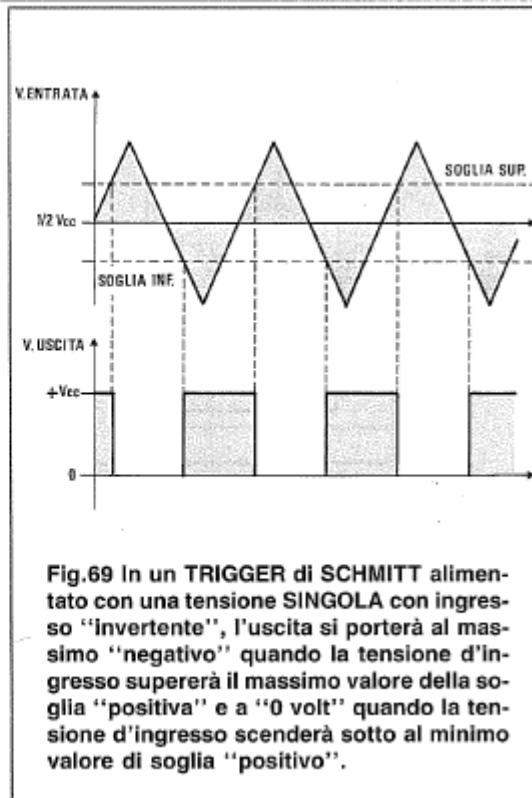
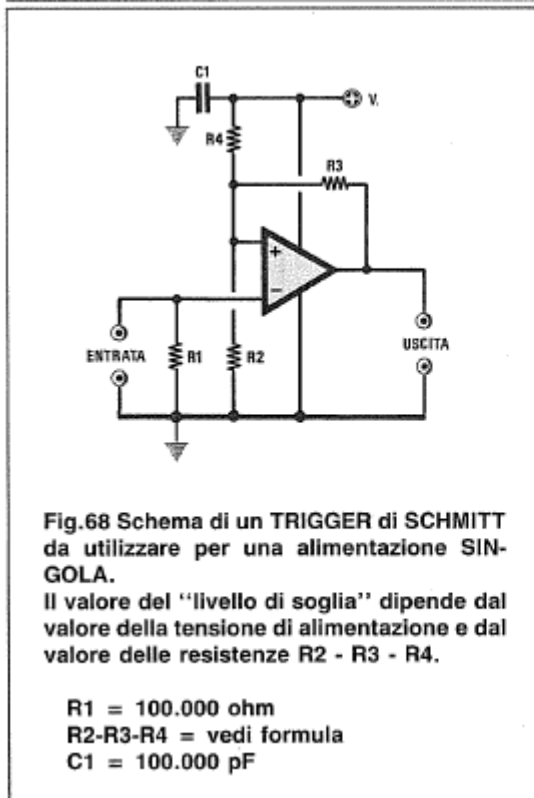
Nota il simbolo Vcc si riferisce al valore della tensione di alimentazione di un solo ramo, quindi se il circuito viene alimentato con una tensione duale di 12 +12,15 +15.18 +18 V, nella formula inseriremo 12, 15 o 18 V.

Esempio Abbiamo realizzato un trigger di Schmitt alimentato con una tensione duale di 15 + 15 V, utilizzando per le resistenze R2-R3 questi valori:

R2 = 8,2 KΩ ; R3 = 68 KΩ e vorremmo quindi conoscere con queste due resistenze il valore di soglia:

$$(15 \times 8,2) : (8,2 + 68) = 1,61 \text{ V}$$

In pratica il trigger inizierà a commutare quando la tensione positiva sull'ingresso supera 1,61 V e quando la tensione negativa scende sotto a 1,61 V.



Nella fig.68 riportiamo lo schema elettrico di un trigger di Schmitt alimentato con una tensione singola, che, a differenza del precedente, funziona soltanto con tensioni positive.

Anche questo circuito dispone di due livelli di soglia, questa volta entrambi di valore positivo, vale a dire che quando sull'ingresso la tensione positiva supera il valore di soglia maggiore, l'uscita si porta a 0 V, quando sull'ingresso la tensione scende sotto il valore di soglia minore, l'uscita si porta al massimo livello positivo.

Per calcolare questi due valori di soglia occorre fare due operazioni, cioè calcolare prima il valore di Ra ed Rb, poi, una Va ottenuti questi due valori, potremo calcolare i valori di soglia massima e minima.

$$R_a = (R_4 \times R_3) / (R_4 + R_3) \quad ; \quad R_b = (R_2 \times R_3) / (R_2 + R_3)$$

$$\text{Soglia superiore} = (V_{cc} \times R_2) : (R_2 + R_a) \quad ; \quad \text{Soglia inferiore} = (V_{cc} \times R_b) : (R_4 + R_b)$$

Nota Tutte le resistenze sono espresse in KΩ e Vcc è il valore della tensione di alimentazione dell'operazionale.

TRIGGER DI SCHMITT con SOGLIE REGOLABILI

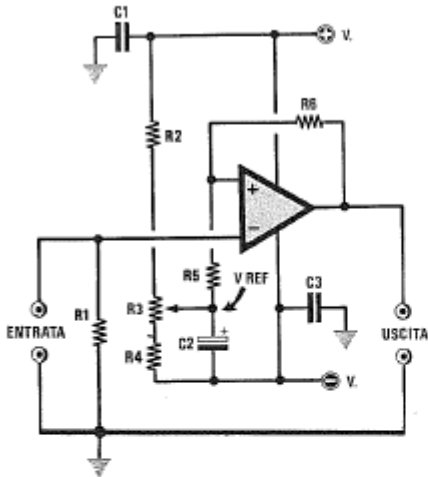


Fig.70 Schema di un TRIGGER di SCHMITT con soglia regolabile tramite trimmer, da utilizzare per una alimentazione DUALE.

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 10.000 ohm trimmer
- R4 = 2.200 ohm
- R5 = 33.000 ohm
- R6 = 68.000 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47 mF elettrolitico
- C3 = 100.000 pF

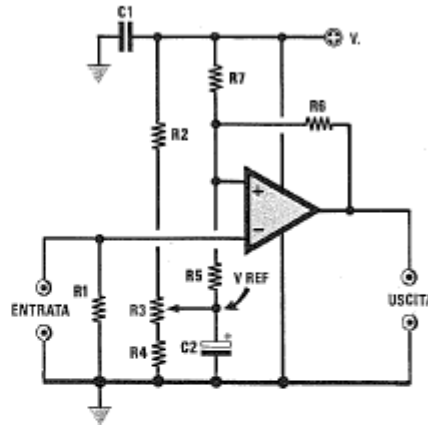


Fig.71 Schema di un TRIGGER di SCHMITT con soglia regolabile tramite trimmer, da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

- R1 = 100.000 ohm
- R2 = 2.200 ohm
- R3 = 10.000 ohm trimmer
- R4 = 2.200 ohm
- R5 = 33.000 ohm
- R6 = 68.000 ohm
- R7 = 22.000 ohm
- C1 = 100.000 pF
- C2 = 47 mF elettrolitico

Nella Fig.70 è riprodotto lo schema elettrico di un trigger di Schmitt alimentato con una tensione duale, che, rispetto ai due precedenti circuiti, potremo far scattare in corrispondenza di due tensioni di soglia entrambe positive o entrambe negative semplicemente ruotando il cursore di un trimmer.

Ruotando il cursore del trimmer R3 in modo che (vedi punto V REF) sia presente una tensione di 0 V rispetto a massa, il trigger avrà due soglie, una positiva ed una negativa (vedi fig. 67).

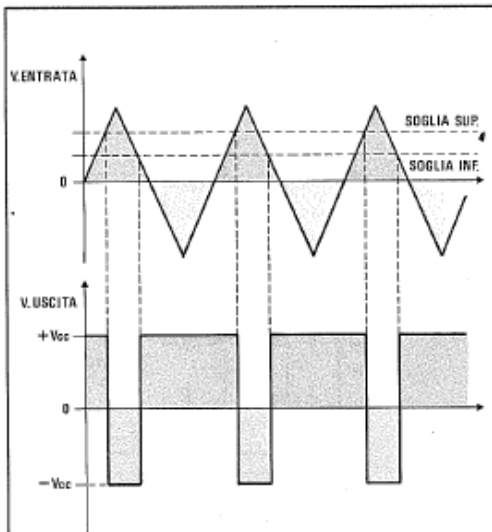
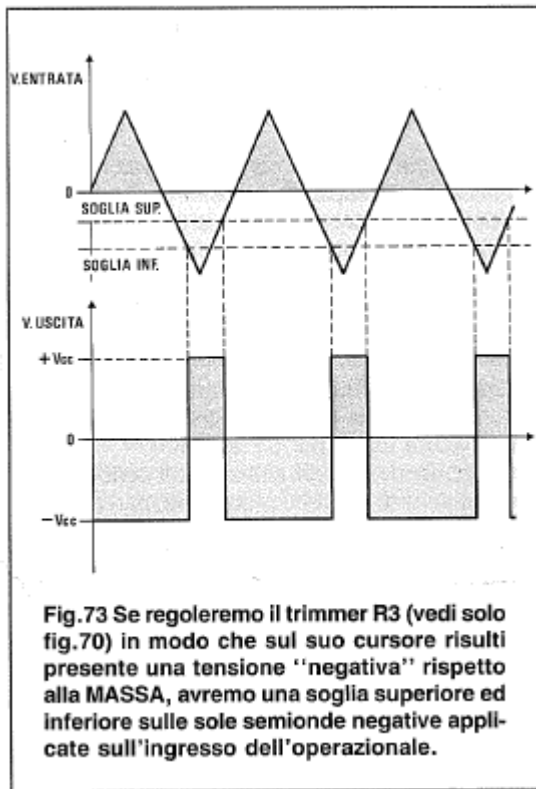


Fig.72 Se regoleremo il trimmer R3 (vedi figg.70-71) in modo che sul suo cursore sia presente una tensione "positiva" rispetto alla MASSA, avremo una soglia superiore ed inferiore sulle sole semionde positive applicate sull'ingresso dell'operazionale.

Ruotando il trimmer R3 in modo che sul cursore risulti presente una tensione positiva, rispetto a massa avremo due soglie entrambe positive.

Come è visibile nella fig.72, quando la tensione positiva supera il valore di soglia superiore, l'uscita si porta a livello logico 0. quando la tensione positiva scende sotto il valore di soglia minima, l'uscita si porta a livello logico 1.

Ruotando il trimmer R3 in modo che sul cursore risulti presente una tensione negativa, rispetto a massa avremo due soglie entrambe negative.



Come visibile nella fig. 73, quando la tensione negativa scende sotto al valore di soglia inferiore, l'uscita si porta a livello logico 1, quando la tensione negativa sale sopra al valore di soglia superiore, l'uscita si porta a livello logico 0.

Se in questo circuito si desidera variare l'isteresi, cioè la differenza tra i due livelli di soglia, occorrerà soltanto variare il valore della resistenza R5.

Aumentando il valore ohmico di R5, aumenterà la differenza tra soglia minima e soglia massima, riducendo il valore della R5 si accorcerà la differenza tra soglia minima e soglia massima.

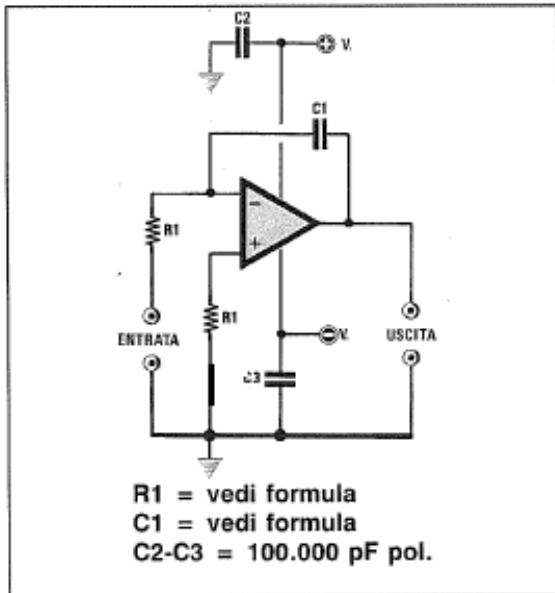
Per conoscere questi due valori di soglia, la soluzione più semplice è quella di collegare all'ingresso non invertente dell'operazionale un tester in CC, di controllare poi con quali tensioni minime o massime si ottiene la commutazione dal livello logico 0 a livello logico 1 o viceversa, modificando la tensione sul piedino d'ingresso invertente.

Nella fig. 71 è raffigurato lo stesso trigger di Schmitt modificato per essere utilizzato con un'alimentazione singola.

Questo circuito funziona soltanto applicando sull'ingresso invertente delle tensioni positive.

Trigger di Schmitt NON Invertente

Integratore Ideale Invertente



$$v_o = -\frac{1}{C} \int i \, dt = -\frac{1}{RC} \int v \, dt .$$

L'uscita (a parte il termine $-1/RC$) è l'Integrale della tensione di ingresso rispetto al tempo.

Se V_i è un gradino di valore $+E$, e il C è inizialmente scarico, l'uscita sarà una rampa in discesa di valore:

$-(E/RC) * t$ fino a che V_o arriva alla saturazione, da lì in poi rimane costante

Se V_i è un'onda quadra di ampiezza E , l'uscita sarà un'onda triangolare, purché $V_o < V_{SAT} \Rightarrow (E/RC) * (T/2) < V_{SAT}$ dove T è il periodo dell'onda quadra. La pendenza della rampa vale $\pm E/RC$

Se V_i è una sinusoide di ampiezza V_{ip} con pulsazione $\omega = 2 * \pi * f$, V_o sarà ancora una sinusoide ma sfasata di 90° in anticipo (= 90° in ritardo per l'integrale + 180° perché invertente = 270° in ritardo) e di ampiezza $V_{op} = V_{ip} / (\omega * R * C) < V_{SAT}$

Il circuito può funzionare per $f \ll f_{MAX} = GBW / (2 * \pi)$ e per una $f \gg f_{MIN} = 1 / (2 * \pi * R1 * C * A_{OL})$ dove A_{OL} è l'amplificazione differenziale in DC, di valore elevatissimo (200 000 nel uA741)

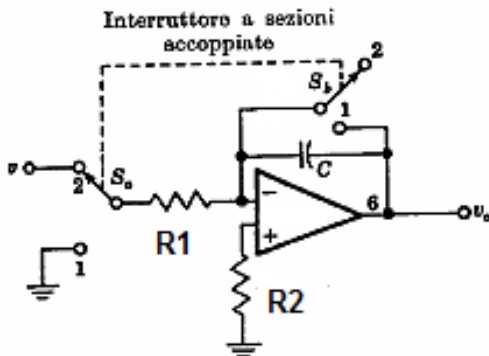
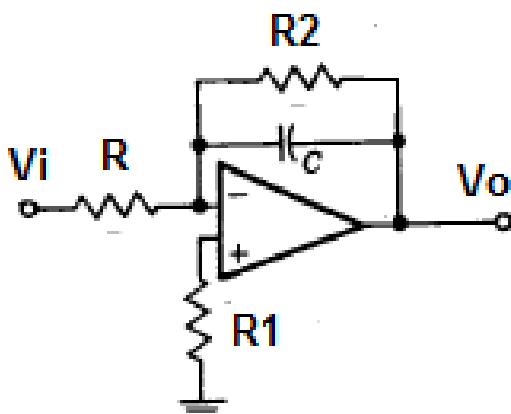


Figura 16.12
Realizzazione pratica di un integratore. Per rendere minimi gli errori dovuti alla corrente di ingresso di polarizzazione si pone $R1=R2$ (National Semiconductor.)

Il circuito si chiama "Ideale" perché funzionerebbe come previsto SE non ci fosse l'Offset, che è un "disturbo" in DC. L'Offset produce una rampa anche se non si applica nessun ingresso, per cui dopo

un tempo più o meno breve l'uscita è in saturazione ... Il circuito va bene dunque se c'è qualcosa che periodicamente scarica il condensatore (un interruttore in parallelo che chiude periodicamente e/o la V_i cambia segno abbastanza di frequente). La R sul morsetto NON invertente dello stesso valore di quella sull'altro serve ad eliminare l'effetto della corrente di polarizzazione: riduce l'offset ma non lo elimina.

Integratore Reale Invertente



Inserendo una $R2$ in // al C si risolve il problema dell'offset limitando il suo effetto. Il circuito diventa però un filtro Attivo Passa Basso con frequenza di taglio $f_T = 1 / (2 * \pi * R2 * C)$ e Amplificazione di centro banda $A_{vo} = 1 + R2/R$. Per la DC (a cui si trova l'offset) se $R1 = R // R2$ si annulla l'effetto della corrente di

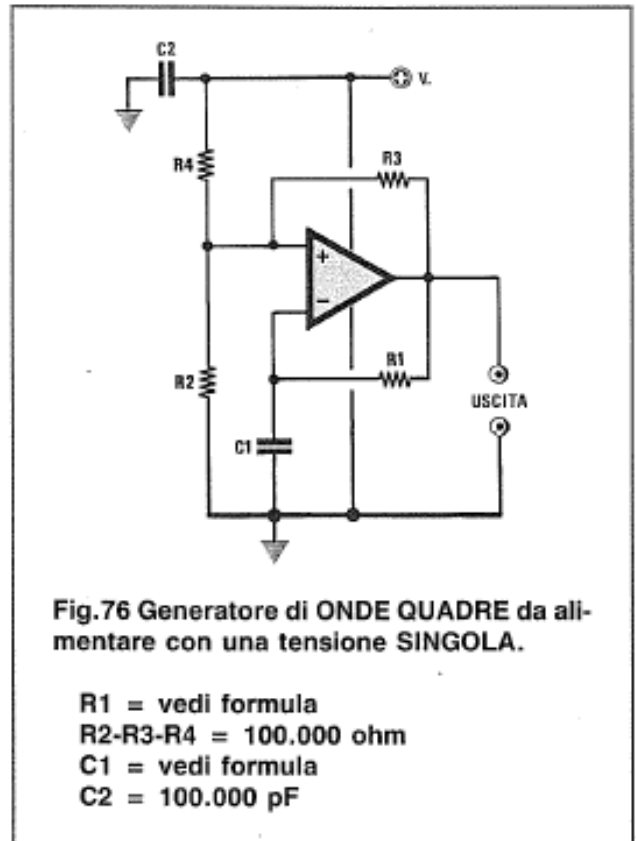
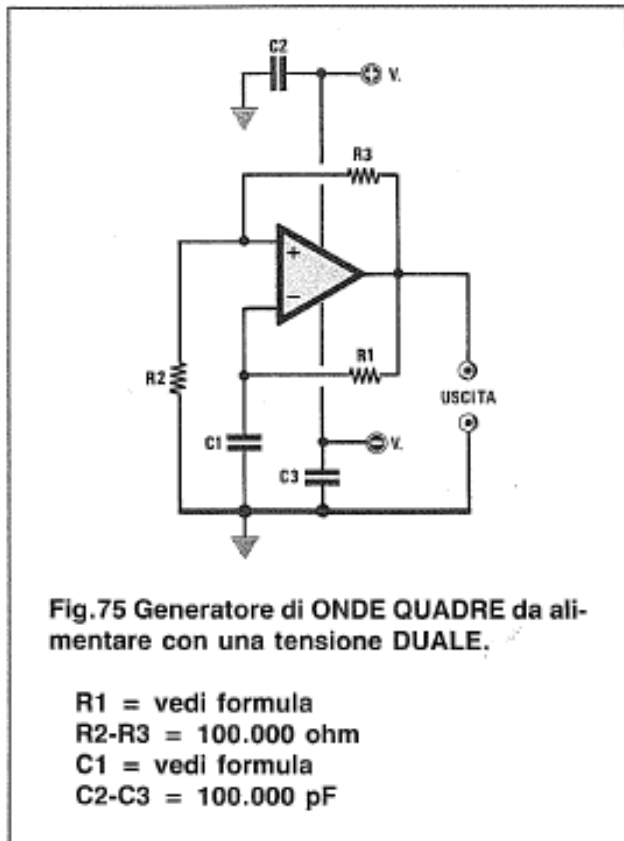
polarizzazione, quindi $V_{O(OFFSET)} \approx V_{OS} * A_{vo}$ dove V_{OS} è la tensione di offset di ingresso.

Il circuito funziona da integratore fuori della banda passante, ossia in banda attenuata. E quindi per $f \gg f_T$ e come prima per $f \ll GBW / (2 * \pi)$.

Nel tempo invece funziona correttamente per $t \ll T_{MAX} = R_2 * C$

Affinché T_{MAX} sia grande per R_2 si scelgono valori alti, anche $10 M\Omega$

Multivibratore Astabile con Duty Cycle del 50 %



Il circuito riportato in fig.75 è un comunissimo generatore di onde quadre con duty-cycle pari al 50%, da utilizzare soltanto per un'alimentazione duale.

Per conoscere la frequenza generata da tale oscillatore, potremo usare la formula:

$$\text{Hz} = 454.545 : (R1 \text{ K}\Omega \times C1 \text{ nF})$$

Coloro che volessero conoscere quale resistenza o capacità inserire nel circuito per ottenere una determinata frequenza, potranno usare queste formule:

$$R1 \text{ K}\Omega = 454.545 : (C1 \text{ nF} \times \text{Hz}) \quad C1 \text{ nF} = 454.545 : (R1 \text{ K}\Omega \times \text{Hz})$$

Esempio = Determinare i valori di C1 ed R1 necessari per generare un'onda quadra ad una frequenza di 1.500 Hz.

Per risolvere questo problema è sempre consigliabile scegliere un valore standard per C1 e poi calcolare il valore della resistenza R1.

Supponendo di avere scelto per il condensatore una capacità di 33 nF, calcoleremo il valore di R1 con la formula vista, quindi:

$$454.545 : (33 \times 1.500) = 9,18 \text{ K}\Omega$$

Usando un'alimentazione singola (vedi fig.76), la formula per determinare la frequenza risulta leggermente diversa dalla precedente:

$$\text{Hz} = 714.285 : (R1 \text{ K}\Omega \times C1 \text{ nF})$$

Coloro che volessero conoscere i valori delle resistenze o delle capacità da inserire nel circuito per ottenere una determinata frequenza, potranno usare queste formule:

$$R1 \text{ K}\Omega = 714.285 : (C1 \text{ nF} \times \text{Hz}) \quad C1 \text{ nF} = 714.285 : (R1 \text{ K}\Omega \times \text{Hz})$$

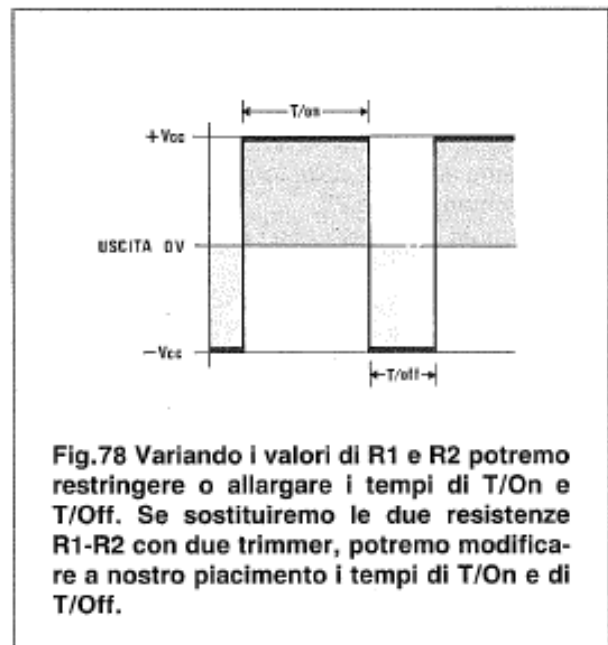
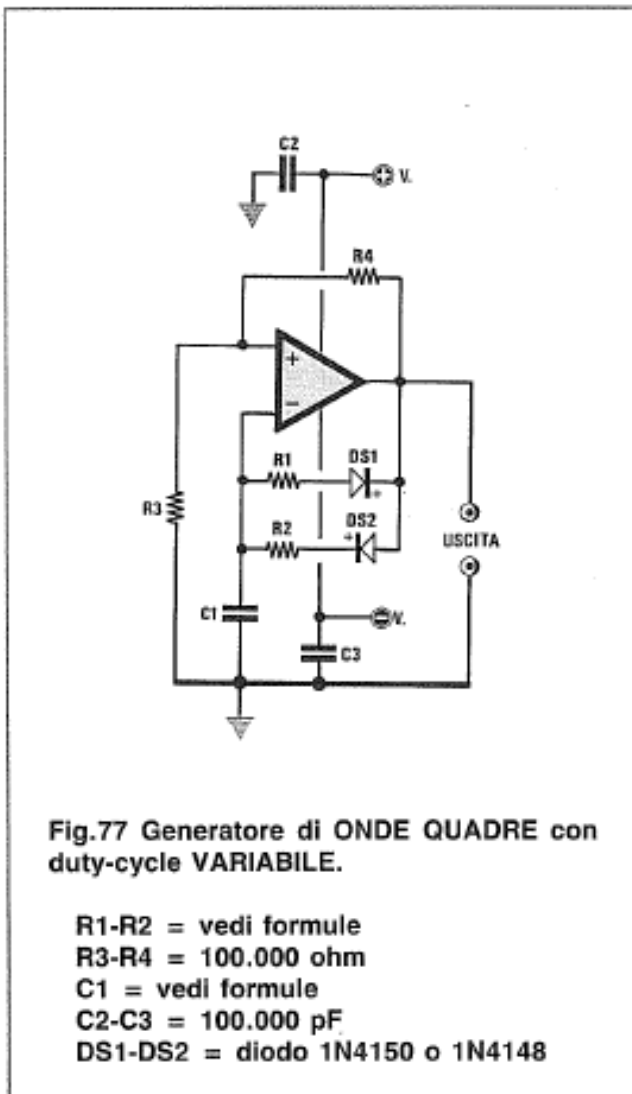
Esempio = Volendo generare un'onda quadra ad una frequenza di 50 Hz, vorremmo conoscere quale valore usare per C1 ed R1.

Supponendo di aver scelto per il condensatore una capacità di 470.000 [pF], pari a 470 [nF], potremo calcolare il valore di R1, che risulterà uguale a:Ω

$$714.285 : (470 \times 50) = 30,39 \text{ K}\Omega$$

Per ottenere un'esatta frequenza di 50 Hz conviene sempre utilizzare una resistenza di valore standard inferiore, ad esempio 27.000 ohm, con in serie un trimmer da 10.000 ohm, che tareremo fino ad ottenere il valore di frequenza richiesto.

Multivibratore Astabile con Duty Cycle Variabile Alimentazione Duale



Per certe applicazioni può risultare necessario disporre di un generatore che possa fornire in uscita un'onda quadra con un duty-cycle non perfettamente simmetrico, cioè con una semionda positiva di durata diversa rispetto a quella della semionda negativa (vedi fig. 77).

Per ottenere questa condizione occorre collegare tra l'uscita ed il piedino invertente dell'operazionale due resistenze con due diodi posti in opposizione di polarità.

Per conoscere la durata degli intervalli di tempo relativi allo stato ON ed allo stato OFF in ms (ms), si utilizzeranno queste due formule:

$$TON \text{ ms} = 0,0011 \times (R2 \times C1) ;$$

$$TOFF \text{ ms} = 0,0011 \times (R1 \times C1)$$

I valori delle resistenze sono in KΩ. I valori dei condensatori sono in [nF]. I valori dei tempi sono in ms.

Per conoscere quali valori utilizzare per R1 ed R2 in modo da ottenere i due stati logici ON - OFF in ms oppure in secondi, conoscendo il solo valore di C1, dovremo utilizzare queste formule:

$$R1 \text{ K}\Omega = (\text{OFF ms} \times 909) : C1 \text{ nF} \quad R2 \text{ K}\Omega = (\text{ON ms} \times 909) : C1 \text{ nF} \\ R1 \text{ K}\Omega = (\text{OFF sec} \times 909.090) : C1 \text{ nF} \quad R2 \text{ K}\Omega = (\text{ON sec} \times 909.090) : C1 \text{ nF}$$

Esempio = Ci occorre un'onda quadra che rimanga su ON per circa 20 ms e su OFF per 5 ms, vorremmo perciò conoscere quale valore usare per R1 ed R2 utilizzando per C1 una capacità di 270.000 [pF] pari a 270 na-noFarad.

$$R1 = (5 \times 909) : 270 = 16,83 \text{ K}\Omega \quad R2 = (20 \times 909) : 270 = 67,33 \text{ K}\Omega$$

Per conoscere la frequenza di quest'onda quadra asimmetrica, divideremo il numero fisso 1.000 per la somma dei due tempi, $20 + 5 = 25 \text{ ms}$:

$$1.000 : 25 = 40 \text{ Hertz}$$

Poiché non troveremo mai in commercio i due valori di resistenza prima calcolati, dovremo necessariamente collegare in serie più resistenze o ancora meglio utilizzare due trimmer che tareremo fino ad ottenere i tempi di ON-OFF richiesti.

Multivibratore Astabile con Duty Cycle Variabile Alimentazione Singola

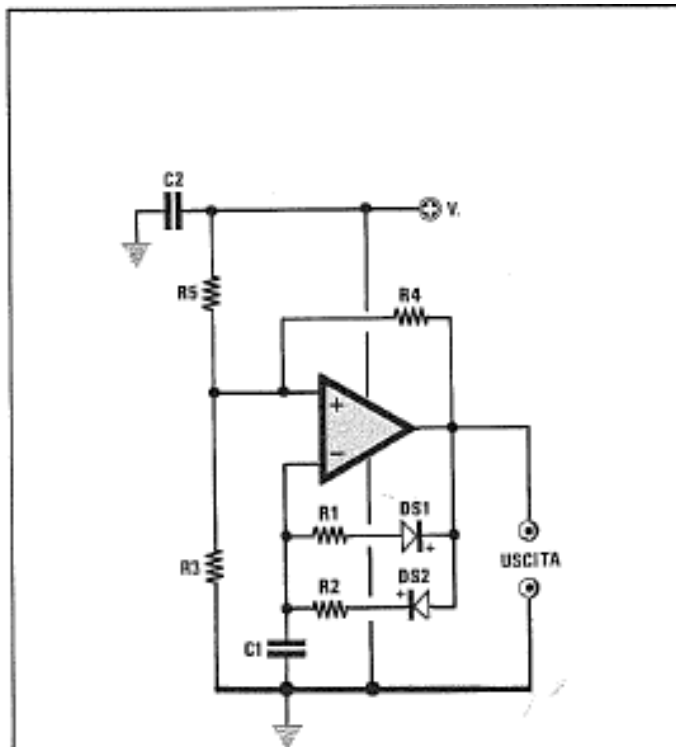


Fig.79 Generatore di ONDE QUADRE da utilizzare per una alimentazione SINGOLA.

R1-R2 = vedi formula
R3-R4-R5 = 100.000 ohm
C1 = vedi formula
C2 = 100.000 pF
DS1-DS2 = diodo 1N4150 o 1N4148

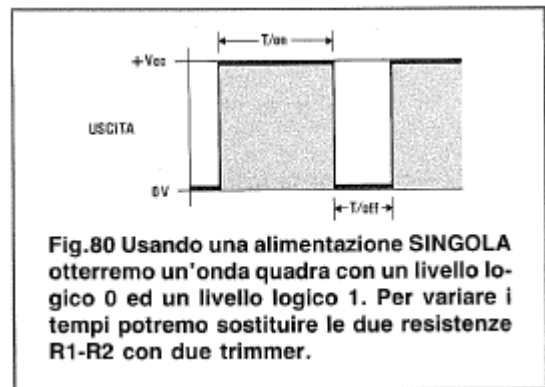


Fig.80 Usando una alimentazione SINGOLA otterremo un'onda quadra con un livello logico 0 ed un livello logico 1. Per variare i tempi potremo sostituire le due resistenze R1-R2 con due trimmer.

Volendo realizzare un generatore di onda quadra da alimentare con una tensione singola, dovremo utilizzare lo schema visibile in figura.

Per conoscere i tempi ON ed OFF in ms, dovremo utilizzare delle formule differenti rispetto allo schema di 1 g 77.

Le formule in questo caso sono le seguenti:

$$\text{ON ms} = 0,0007 \times (R2 \times C1) \quad \text{OFF ms} = 0,0007 \times (R1 \times C1)$$

I valori delle resistenze sono in KΩ. I valori dei condensatori sono in [nF]. I valori dei tempi sono in ms.

Per conoscere la frequenza in Hertz potremo usare la stessa formula vista nel caso di un'alimentazione duale:

$$Hz = 1.000 : (ON \text{ ms} + OFF \text{ ms})$$

Esempio = Ci occorre un'onda quadra che rimanga a livello logico 1 = ON per 100 ms ed a livello logico 0 = OFF per 40 ms, vorremmo quindi conoscere quali valori di R1 ed R2 scegliere utilizzando per C1 una capacità di 470.000 [pF] pari a 470 [nF].

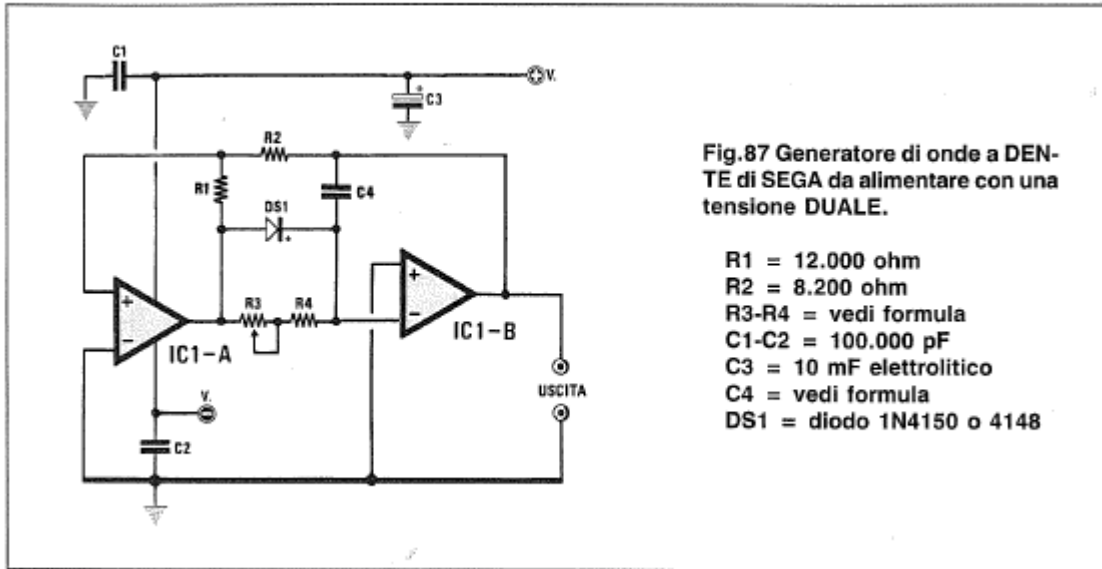
$$R1 = (40 \times 1.428) : 470 = 121,5 \text{ K}\Omega \quad R2 = (100 \times 1.428) : 470 = 303,8 \text{ K}\Omega$$

Per conoscere la frequenza di un'onda quadra asimmetrica, divideremo il numero fisso 1.000 per la somma dei due tempi ON-OFF, quindi nel nostro esempio sommeremo $100 + 40 = 140$ ms, poi:

$$1.000 : 140 = 7,14 \text{ Hertz}$$

Poiché non troveremo in commercio i due valori di resistenze da noi calcolati, conviene usare due trimmer che tareremo sul valore ohmico richiesto.

GENERATORE A DENTE DI SEGA - Alimentazione DUALE



GENERATORE A DENTE DI SEGA - Alimentazione SINGOLA

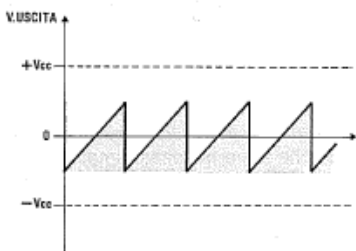
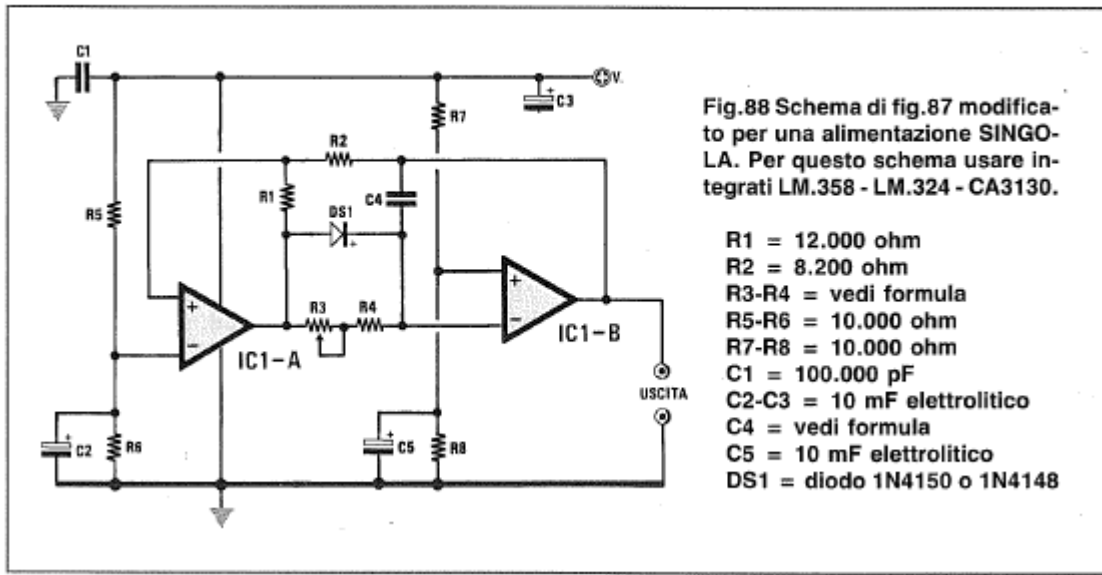


Fig.89 Se il catodo del diodo DS1 risulta rivolto verso il condensatore C4, otterremo delle onde di SEGA con il lato inclinato rivolto verso sinistra ed il lato verticale rivolto verso destra.

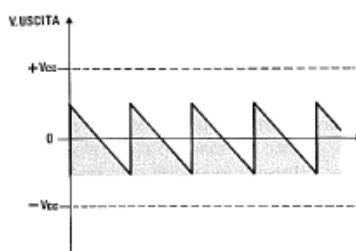


Fig.90 Se il catodo del diodo DS1 risulta rivolto verso la resistenza R1, otterremo delle onde a dente di SEGA con il lato inclinato rivolto verso destra ed il lato verticale rivolto verso sinistra.

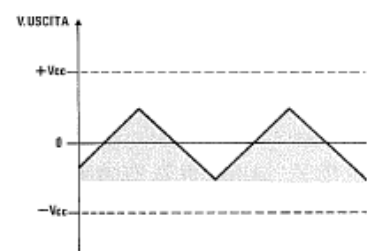


Fig.91 Togliendo dal circuito il diodo DS1, l'onda a dente di sega si trasformerà in un'onda TRIANGOLARE. Togliendo il diodo DS1, cambierà il numero fisso per calcolare la frequenza (vedi testo).

Nella fig.87 è riportato lo schema elettrico di un generatore a dente di sega alimentato con una tensione duale che utilizza un trigger di Schmitt (IC1/A) ed un integratore (IC1/B), mentre nella Fig.88 lo schema per un'alimentazione singola.

Inserendo in questo circuito il diodo DS1 con il catodo riVo verso IC1/B, otterremo un'onda a dente di sega come visibile nella fig.89.

Rivolgendo il catodo di tale diodo verso l'operazionale IC1/A, otterremo un'onda a dente di sega rovesciata come visibile nella fig.90.

Un altro vantaggio che presenta questo circuito è quello di poter generare **un'onda triangolare** (vedi Fig.91) togliendo dal circuito il diodo al silicio DS1.

Per realizzare questo circuito è consigliabile utilizzare operazionali doppi con ingresso a FET del tipo TL.082 - LF.353.

Il trimmer R3 collegato tra l'uscita di IC1/A e l'ingresso invertente di IC1/B, serve per variare la frequenza dell'onda a dente di sega o triangolare.

Per calcolare la frequenza di lavoro di questo generatore a dente di sega potremo utilizzare queste formule:

$$\text{Hz} = 731.000 : [(R3 + R4) \times C4]$$

$$R3 + R4 = 731.000 : (\text{Hz} \times C4)$$

$$C4 = 731.000 : [(R3 + R4) \times \text{Hz}]$$

Nota | valori di R3-R4 sono espressi in KΩ e il valore del condensatore C4 in nF

Togliendo dai circuiti di fig.87 e di fig.88 il diodo DS1, per poter **OTTENERE DELLE ONDE TRIANGOLARI** le formule sopra riportate andranno modificate come segue:

$$\text{Hz} = 365.000 : [(R3 + R4) \times C4]$$

$$R3 + R4 = 365.000 : (\text{Hz} \times C4)$$

$$C4 = 365.000 : [(R3 + R4) \times \text{Hz}]$$

A causa della tolleranza delle resistenze e del condensatore otterremo in pratica dei valori di frequenza leggermente diversi da quelli calcolati in via teorica.

Esempio Abbiamo realizzato il Generatore a dente di SEGA di fig.87 utilizzando questi valori:

$$R3 = 2.200 \text{ ohm}$$

$$R4 = 4.700 \text{ ohm trimmer}$$

$$C4 = 33.000 \text{ pF}$$

Vorremmo quindi conoscere quali frequenze otterremo ruotando da un estremo all'altro il cursore del trimmer R4 ed anche quale frequenza otterremo togliendo dal circuito il diodo DSL

Ruotando il trimmer R4 per la sua massima resistenza 4,7 KΩ e sapendo che la R3 è da 2,2 KΩ, otterremo un totale di 4,7 + 2,2 = 6,9 KΩ.

Convertendo C4 da 33.000 pF in [nF], otterremo un valore di 33 [nF]. Utilizzando la formula sopra riportata otterremo:

$$731.000 : (6,9 \times 33) = 3.210 \text{ Hz}$$

Cortocircuitando il trimmer R4, inseriremo nella formula il solo valore di R3 pari a 2,2 KΩ e così facendo otterremo:

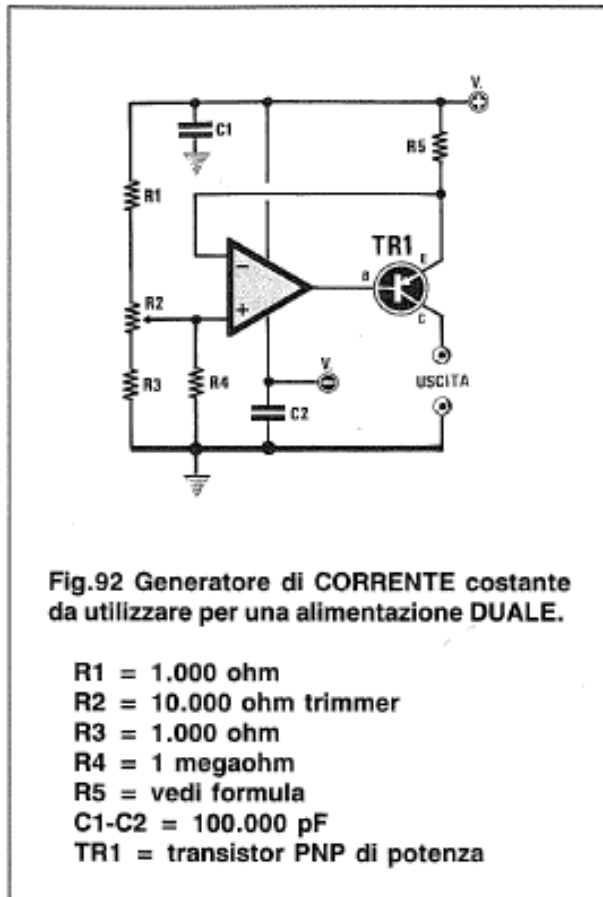
$$731.000 : (2,2 \times 33) = 10.068 \text{ Hz}$$

Togliendo il diodo DS1 otterremo delle onde Triangolari con una frequenza ben diversa dalle precedenti, infatti:

$$365.000 : (6,9 \times 33) = 1.602 \text{ Hz} \quad 365.000 : (2,2 \times 33) = 5.027 \text{ Hz}$$

Cioè delle frequenze dimezzate rispetto a quelle che si ottenevano con il diodo inserito.

Generatore di Corrente costante Con Carico a Massa



Quando si ha necessità di modificare il guadagno di uno stadio amplificatore a transconduttanza variabile o di ricaricare delle pile al nichel-cadmio con una ben precisa corrente, occorre utilizzare un generatore di corrente costante (vedi fig.92).

Come potete notare, il piedino d'ingresso non Invertente risulta collegato sul cursore del trimmer R2, mentre il piedino invertente è collegato sull'Emettitore del transistor TR1 che deve necessariamente essere un PNP di potenza.

La corrente costante che potremo prelevare da questo circuito dipende dalla tensione di alimentazione e dal valore della resistenza R5 applicata sull'Emettitore del transistor.

Le formule da utilizzare per questo generatore di corrente costante sono le seguenti:

$$\text{Amper} = (V_{cc} - V_{in}) / R5$$

$$R5 = (V_{cc} - V_{in}) / \text{Amper}$$

$$\text{Watt } R5 = \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{ohm}$$

Nota V_{cc} è il valore della sola tensione positiva di alimentazione, V_{in} è la tensione che applicheremo sull'ingresso non invertente dell'operazionale. Il valore della R5 è in questo caso espresso in ohm.

Facciamo presente che eseguendo il calcolo ed utilizzando per R5 dei bassi valori ohmici, in teoria potremmo anche ottenere in uscita delle correnti di alcune decine di Amper, che poi non ritroveremo in pratica, perché il transistor di potenza e la resistenza R5, che deve necessariamente risultare a filo, si surriscaldano esageratamente.

Inoltre, per correnti di uscita abbastanza elevate potrà essere necessario l'uso di un transistor Darlington al posto del transistor TRI.

Ruotando il trimmer R2 verso il negativo, la corrente in uscita aumenterà, ruotandolo verso il positivo, la corrente in uscita diminuirà.

SE VOLESSIMO ALIMENTARE QUESTO CIRCUITO CON UNA TENSIONE SINGOLA, dovremmo collegare a massa il piedino che andrebbe collegato alla tensione negativa di alimentazione e utilizzare in questo caso soltanto degli amplificatori operazionali del tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

Esempio Abbiamo alimentato il circuito di Fig.92 con una tensione duale di 15 +15 V e regolato il trimmer R2 in modo da applicare sull'ingresso non invertente una tensione di 4 V negativi, vorremmo conoscere che valore di R5 utilizzare per ottenere in uscita una corrente di 1,2 Amper.

Come V_{cc} prenderemo il valore massimo positivo, cioè 15 V, mentre per la V_{in} prenderemo 4 V. Pertanto il valore di R5 in ohm sarà di:

$$(15 - 4) : 1,2 = 9,16 \text{ ohm}$$

Poiché questo valore non è reperibile in commercio, potremo collegare in parallelo due resistenze da 16 ohm in modo da ottenere 9 ohm.

Con questo valore otterremo in uscita una corrente di:

$$(15 - 4) : 9 = 1,22 \text{ amper}$$

Per conoscere di quanti Watt dovrà essere la resistenza R2 potremo utilizzare questa formula:

$$\text{Watt} = \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{ohm}$$

pertanto tale resistenza dovrà risultare da:

$$1,22 \times 1,22 \times 9 = 13,39 \text{ Watt}$$

Quindi se useremo una sola resistenza a filo, questa dovrà risultare da almeno 15 watt, mentre se ne useremo due in parallelo, queste potranno essere da 7 watt ognuna.

Generatore di Corrente Costante BIDIREZIONALE Con Carico a Massa

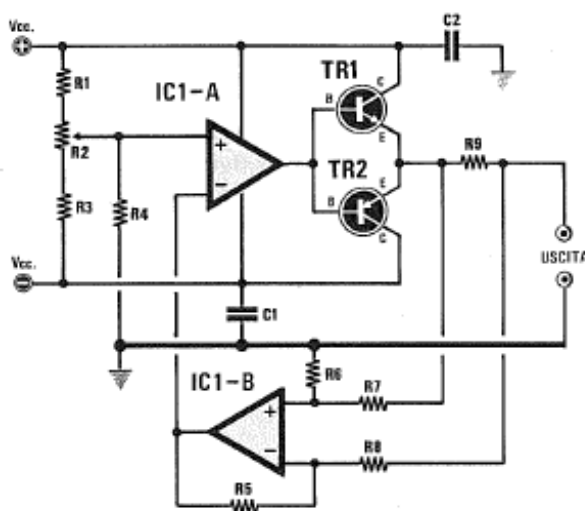


Fig.93 Generatore di CORRENTE costante da utilizzare per una alimentazione DUALE. Questo circuito è in grado di fornire in uscita una Corrente Positiva oppure Negativa.

- R1 = 1.000 ohm
- R2 = 22.000 ohm trimmer
- R3 = 1.000 ohm
- R4 = 1 megaohm
- R5-R6 = 1 megaohm
- R7-R8 = 1 megaohm
- R9 = vedi formula
- C1-C2 = 100.000 pF
- TR1 = transistor di potenza NPN
- TR2 = transistor di potenza PNP

Facciamo presente che questo specifico Generatore di corrente costante può essere realizzato solo per un'alimentazione duale e non per alimentazione singola.

Il Generatore di Corrente Costante di fig.92 permette di erogare una corrente che potremo variare semplicemente ruotando il cursore del trimmer R2.

Lo schema visibile nella lig 93. il cui operazionale pilota le Basi di un transistor NPN e dt un PNP. ci permetterà di ottenere un'uscita con polarità invertita.

Il secondo operazionale IC1/B, i cui ingressi sono collegati sui due estremi della resistenza R9 e la cui uscita è collegata sul piedino invertente di IC1/A, viene utilizzato per tare in modo che la corrente d'uscita risulti proporzionale alla tensione prelevata sul cursore R2.

A questo punto qualcuno tra voi lettori potrebbe chiedersi a che cosa può servire un generatore di corrente costante che Inverta la sua polarità.

Qui ci limiteremo ad elencare le applicazioni più comuni, ad esempio Invertire Il senso di rotazione di un motorino in CC. scaricare delle pile al nichel cadmio, invertire il lato che deve generare calore in una cella di Peltier.

Le formule da usare per ricavare il valore della resistenza R9 in ohm e la corrente in ampere sono qui sotto riportate.

$$\text{Amper} = V_{in} / R9 ; \quad R9 = V_{in} : \text{Amper} ; \quad \text{Watt } R9 = \text{Amper} \times \text{Amper} \times \text{ohm}$$

Nota = V_{In} e la tensione prelevata dal cursore del trimmer R2. Se ruoteremo il trimmer verso la tensione positiva, all'uscita di R9 avremo una corrente positiva, se ruoteremo il trimmer verso la tensione negativa, sull'uscita avremo una corrente negativa.

Esempio = Volendo scaricare delle pile al nichel-cadmio con una corrente di 120 milliamper pari a 0,12 Amper, vorremmo conoscere il valore della resistenza R9, sapendo che sul cursore del trimmer R2 è presente una tensione negativa di 5 V.

Il valore della resistenza R9 sarà di: $5 : 0,12 = 41,6$ ohm

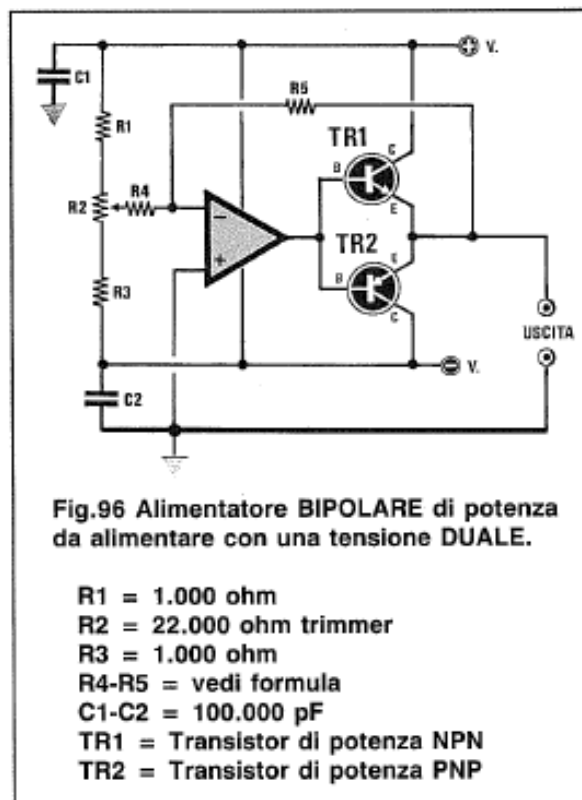
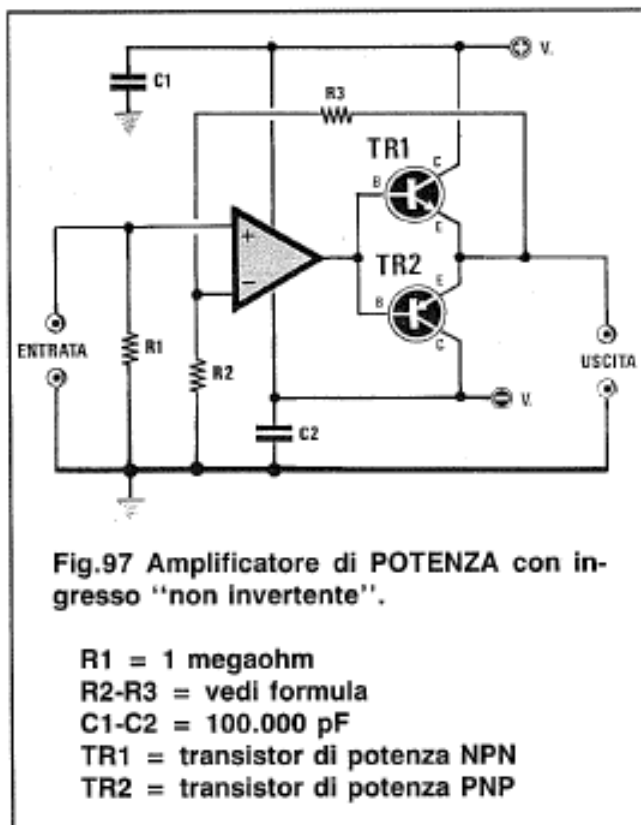
Poiché questo valore non è standard, potremo utilizzare una resistenza da 47 ohm, poi ruotare il trimmer R1 non più sui 5 V negativi, bensì sui 5,65 V negativi, infatti:

$5,65 : 47 = 0,12$ amper

Aumento della Massima Corrente in Uscita di un AO (AO Bufferato)

Utili per accendere delle lampadine a bassa tensione oppure alimentare dei motorini in CC per farli ruotare in un senso o in senso inverso. Ovunque serva un A.O. capace di erogare elevate correnti.

Alimentazione DUALE



Circuito NON invertente : Guadagno = (R3 / R2) + 1

Esempio Se in questo circuito sono state utilizzate per R3 una resistenza da 47.000 ohm e per R2 una resistenza da 10.000 ohm, questo stadio amplificherà un segnale o una tensione applicata sull'ingresso di:

$$(47.000 : 10.000) + 1 = 5,7 \text{ Ve}$$

Circuito Invertente : Guadagno = R5 / R4

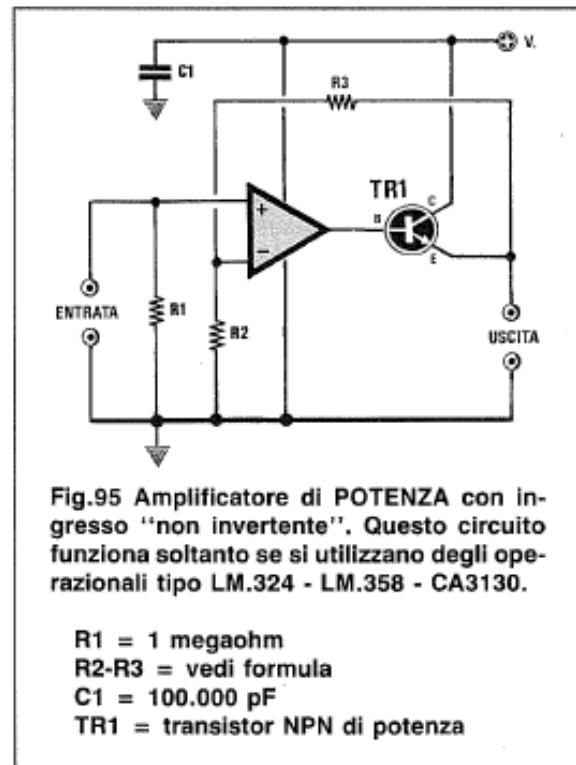
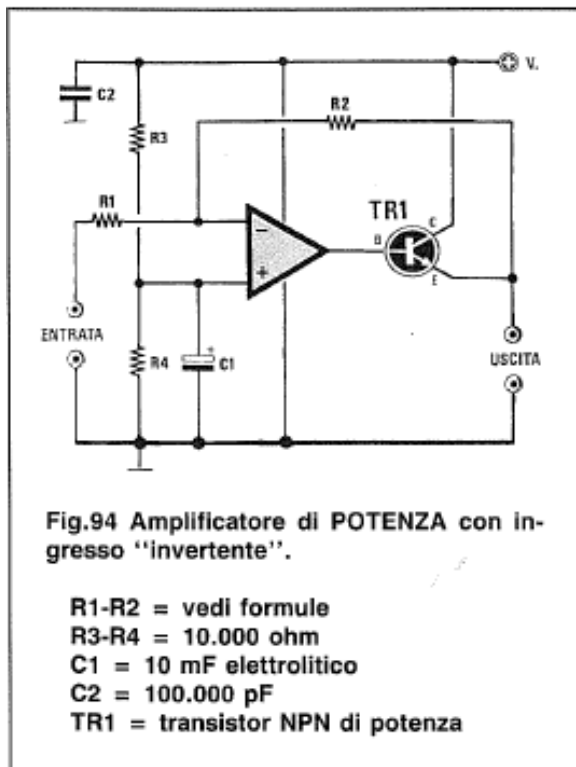
Nel circuito è usato come generatore di Tensione costante, ma alla R4 si può applicar un segnale qualunque.

La corrente massima che potrete prelevare da questi circuiti dipende dalle caratteristiche dei due finali NPN-PNP. I finali andranno montati sopra un'aletta di raffreddamento, separando il loro corpo dal metallo dell'aletta con delle miche isolanti per evitare cortocircuiti.

Alimentazione SINGOLA

La corrente massima che potrete prelevare da questi circuiti dipende dalle caratteristiche del transistor finale NPN.

Il transistor di potenza TR1 va applicato sopra ad un'aletta di raffreddamento in modo da dissipare abbastanza velocemente il calore generato.



Circuito NON invertente : Guadagno = $(R3 : R2) + 1$

Se in uscita volete ottenere una tensione che partendo da 0 V possa salire verso il massimo positivo, dovrete entrare nel piedino non Invertente come visibile in figura.

In questo circuito dovrete necessariamente utilizzare come operazionale un integrato tipo LM.358 - LM.324 - CA.3130.

Se il circuito viene utilizzato solo per ottenere in uscita maggiore potenza, non conviene amplificare la tensione applicata sull'ingresso, quindi per R3 ed R2 si userà un identico valore, ad esempio 10.000 o 15.000 ohm.

La corrente massima che potrete prelevare da questo amplificatore dipende dalle caratteristiche del transistor finale NPN.

Circuito Invertente : Guadagno = $R5 : R4$

Questo circuito può essere utilizzato per amplificare anche dei segnali di BF.

In assenza di un segnale sull'Ingresso, ritroverete sull'uscita una tensione positiva pari alla metà della tensione di alimentazione.

Quando sull'ingresso giunge un segnale negativo, la tensione sull'uscita salirà da metà tensione verso il massimo positivo.

Quando sull'ingresso entra un segnale positivo, la tensione sull'uscita scenderà da metà tensione verso gli 0 V.