

Trasduttori e condizionamento

sezione 21D dei segnali



PAROLE CHIAVE ►

I trasduttori di posizione hanno una importanza vitale soprattutto nelle tecniche di controllo di processo e di automazione, dove spesso è essenziale conoscere il posizionamento di organi mobili. Con l'esclusione forse dei soli potenziometri, sono tipicamente trasduttori secondari, che usano al loro interno sensori fotoelettrici, di campo magnetico o di qualunque altra grandezza la cui intensità possa dipendere dalla posizione spaziale di un qualche oggetto.

■ Potenziometri

I potenziometri sono i trasduttori di posizione più semplici; non è il caso di soffermarci su di essi perché il loro uso in tale funzione è del tutto immediato. Aggiungiamo solo la considerazione ovvia che *i potenziometri utilizzati come sensori di posizione sono a variazione lineare*. Esistono in commercio potenziometri ottimizzati per tali applicazioni, a elevata precisione e con attrito ridotto rispetto ai tipi normali; solitamente hanno un campo di rotazione di 360° senza fine corsa: possono cioè ruotare liberamente, con la variazione di resistenza che riparte da 0 a ogni giro. Oltre ai modelli rotativi, sono disponibili potenziometri in cui il movimento del cursore è rettilineo.

■ Trasformatori differenziali

I trasformatori differenziali servono a rilevare piccoli spostamenti, di solito rettilinei. Il loro principio di funzionamento è evidente dallo schema di principio di **figura 1**. Quando il nucleo mobile è centrato rispetto agli avvolgimenti secondari, il flusso magnetico concatenato da ciascuno di essi è uguale e quindi sono uguali le tensioni indotte; poiché i due secondari sono in controfase, la tensione risultante di uscita è nulla. Quando il nucleo si sposta dalla parte di uno dei due secondari, la tensione indotta in esso prevale sull'altra determinando una tensione di uscita non nulla. L'ampiezza dell'uscita dà così un'informazione sull'entità dello spostamento, la relazione di fase rispetto alla tensione di alimentazione permette di risalire al verso dello spostamento stesso. Esistono in commercio modelli alimentati in dc che contengono un oscillatore allo stato solido per l'alimentazione del trasformatore e un circuito raddrizzatore sensibile alla fase che dà un'uscita continua di polarità dipendente dal segno dello spostamento. Sono in genere

strumenti di elevata precisione e sensibilità, che possono essere usati per misurazioni micrometriche.

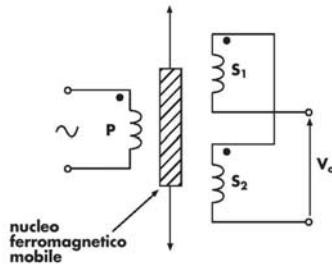


Figura 1 Struttura del trasformatore differenziale.

■ L'encoder incrementale

Rivela
spostamenti
angolari

L'encoder incrementale è un dispositivo che serve a rilevare gli spostamenti angolari (rotazioni) di un asse. Nella sua forma più semplice è costituito da un disco calettato sull'asse di rotazione, su cui è praticata una ghiera di N fori equispaziati (in realtà, i "fori" sono zone trasparenti fotoincise su un materiale plastico o vetro). Si faccia riferimento alla **figura 2**: una barriera fotoelettrica, di solito costituita da una coppia LED/fototransistor, rileva la presenza o meno dei fori della ghiera (eventualmente, la circuiteria del fototransistor può incorporare anche un trigger di Schmitt per eliminare le incertezze di commutazione).

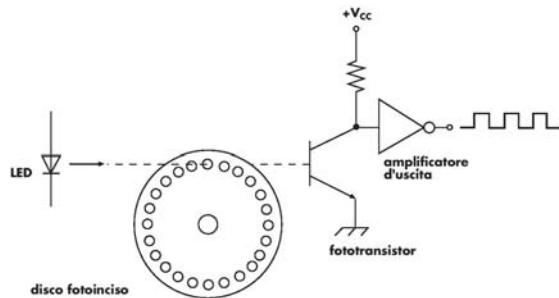


Figura 2 Princípio di funzionamento dell'encoder incrementale.

Se il disco ruota, in uscita al fotosensore si ha un treno di impulsi, uno per ogni foro che passa sotto il traguardo fotoelettrico. Contando gli impulsi, si è in grado di determinare l'angolo di cui il disco si è spostato; la risoluzione angolare è evidentemente data da $360^\circ/N$.

Misura la
velocità di
rotazione

In questa forma elementare, l'encoder non è in grado di determinare il verso della rotazione e il suo uso è perciò limitato a misure di velocità di rotazione, ottenute molto semplicemente contando gli impulsi su una base di tempo data; se f è la frequenza del segnale generato e N il numero dei fori, la velocità di rotazione n , espressa come giri/s, è evidentemente data da:

$$n = \frac{f}{N} \text{ giri/s}$$

1

(una buona scelta di N può essere 60: la frequenza coincide allora direttamente con i giri al minuto).

Vantaggi

L'utilizzazione di un encoder per misure di velocità di rotazione presenta diversi vantaggi rispetto, per esempio, a una dinamo tachimetrica: ha un tipo di uscita che si presta direttamente a una elaborazione di tipo digitale; non ha bisogno di essere tarato perché la relazione frequenza/velocità dipende esclusivamente dal numero dei fori ed è quindi fissata una volta per tutte, senza ambiguità, in sede di costruzione; per la stessa ragione, le sue caratteristiche di trasduzione sono assolutamente stabili nel tempo (mentre una dinamo può risentire della progressiva smagnetizzazione del rotore e dell'usura delle spazzole); infine è meccanicamente semplice costruirlo in modo che abbia attriti e momento di inerzia molto limitati, in modo da non caricare meccanicamente il sistema cui è collegato.

Encoder con uscita analogica

Nel caso in cui la misura della velocità sia richiesta in forma analogica (per esempio come tensione), si può utilizzare un convertitore frequenza/tensione, costituito per esempio da un monostabile seguito da un filtro passa-basso, come indicato in **figura 3**. Il monostabile produce impulsi di ampiezza e durata costanti, la cui frequenza di ripetizione f è quella generata dall'encoder; come è immediato verificare, il duty cycle di tale segnale è:

$$d = \tau \cdot f$$

dove τ è la durata di temporizzazione del monostabile (che deve essere minore o uguale a $1/f_{max}$).

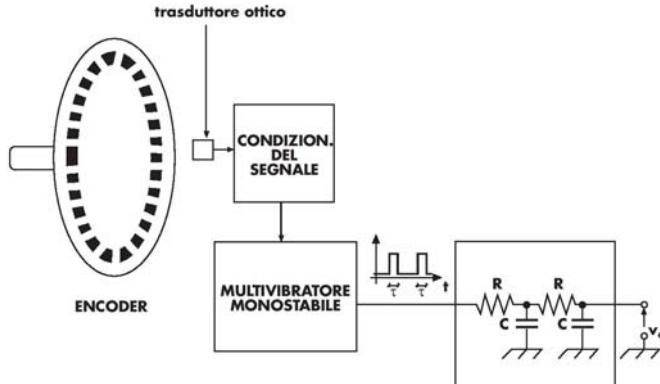


Figura 3 Encoder incrementale con uscita analogica.

Detta V_p l'ampiezza degli impulsi, la tensione media del segnale, che coincide con V_o , è allora:

$$V_m = d \cdot V_p = \tau V_p f = \tau V_p N n$$

cioè proporzionale al numero n di giri al secondo; tale tensione media può essere estratta dal segnale con un filtro passa-basso con frequenza di taglio considerevolmente inferiore a f_{min} (valore minimo previsto per la frequenza del segnale dall'encoder).

L'encoder incrementale a due (o tre) fasi

Individua il verso di rotazione

Per mettere in grado un encoder di discriminare il verso di rotazione, si ricorre a una disposizione, indicata in **figura 4**, costituita da due ghiere concentriche di settori trasparenti; le due ghiere hanno lo stesso numero di settori, ma i settori di una sono sfasati di un angolo corrispondente a mezzo settore rispetto a quelli dell'altra. A ognuna delle ghiere corrisponde un traguardo fotoelettrico e le due uscite sono di solito indicate come *fase A* e *fase B*. In molti modelli c'è poi un'ulteriore ghiere costituita da un solo "foro" che genera una *fase C*, utile perché la sua frequenza è in rapporto 1:1 con la velocità di rotazione n in giri/s. Le uscite sono solitamente TTL-compatibili.

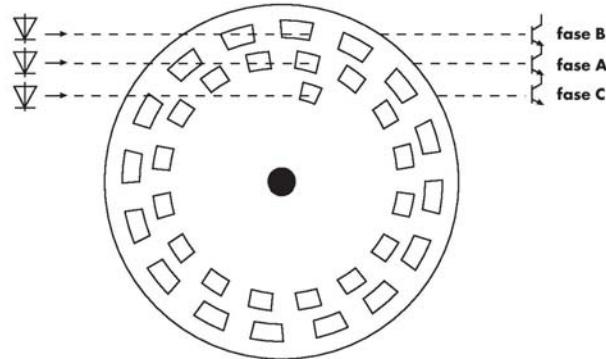


Figura 4 Encoder incrementale a due (o tre) fasi.

Se l'encoder ruota in verso orario, l'andamento dei segnali *A* e *B*, a causa dello sfasamento dei settori, risulta del tipo di **figura 5a**, con *A* in anticipo di 90° su *B* (si noti che la denominazione dei due segnali è standard: *A* è per definizione la fase che anticipa sull'altra in una rotazione in senso orario). Se però il verso di rotazione si inverte, si inverte anche la relazione di fase fra i due segnali e *B* anticipa su *A*, come indicato in **figura 5b**.

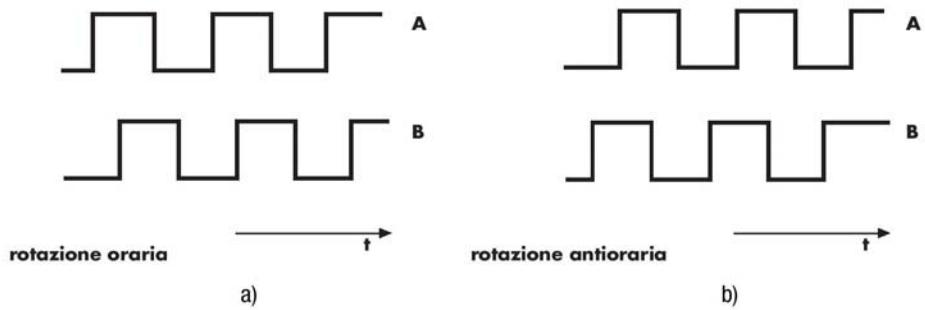


Figura 5 Segnali A e B in uscita dall'encoder a due fasi con rotazione oraria (a) e antioraria (b).

Tra le molte soluzioni circuitali che possono “sentire” questa differenza, in **figura 6** si propone probabilmente la più semplice, realizzata con un flip-flop tipo D attivo sui fronti di salita. L'uscita Q è alta per rotazioni orarie, bassa per rotazioni antiorarie; a encoder fermo, resta sull'ultimo valore raggiunto. L'uscita del flip-flop può essere usata per esempio per “instradare”, a seconda del verso di rotazione, l'informazione di velocità della fase C, come indicato in **figura 6**: nel breve intervallo di tempo in cui C si pone a livello alto, va a livello alto anche l'uscita della AND corrispondente alla rotazione in atto.

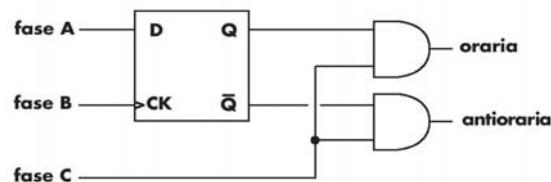


Figura 6 Circuito che fornisce un impulso positivo a ogni giro all'uscita della AND corrispondente al verso di rotazione in atto.

Tramite un flip-flop D è anche possibile, come indicato in **figura 7**, determinare il verso di conteggio di un contatore UP/DOWN, che così può misurare spostamenti angolari in un senso o nell'altro; il circuito si rifà al principio di **figura 8**: se la rotazione è oraria il contatore conta in avanti, viceversa se la rotazione è antioraria.

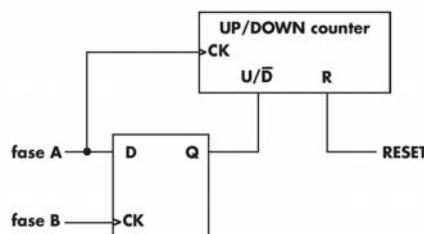


Figura 7 Uso di un flip-flop D per definire il verso di conteggio del contatore in relazione al verso di rotazione dell'encoder.

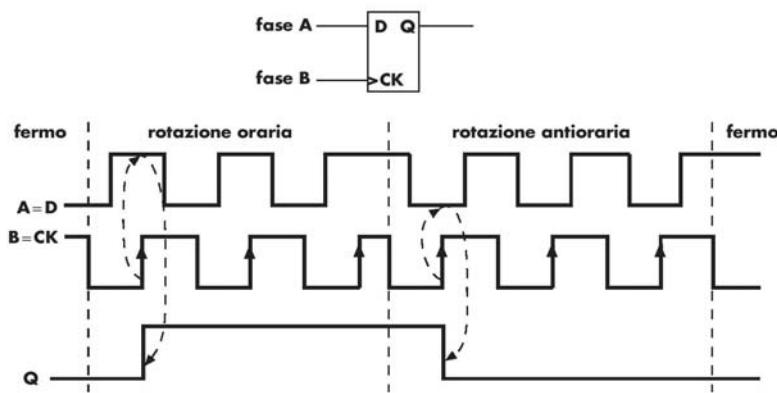


Figura 8 Uso delle uscite A e B per individuare il verso di rotazione.

Dovrebbe comunque essere chiaro che questo tipo di encoder, usato come trasduttore di posizione, è solo in grado di misurare spostamenti relativi, cioè *incrementi* (da cui il nome) in un verso o nell'altro rispetto alla posizione iniziale, che deve essere perciò conosciuta se si vuole determinare la posizione raggiunta.

Encoder assoluti

Esistono però in commercio anche **encoder assoluti**, che danno direttamente la posizione angolare di un asse (ovviamente a meno di multipli di 360°). Sono anch'essi basati su una struttura *disco fotoinciso/traguardi fotoelettrici*, ma il disco è costituito da una maschera del tipo di quella riportata in **figura 9**.

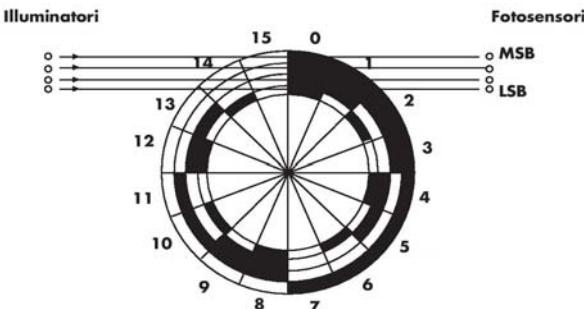


Figura 9 Encoder assoluto con uscita in binario naturale.

Questa figura si riferisce a un ipotetico encoder assoluto con uscita in binario naturale su 4 bit (risoluzione 1/16 di angolo giro). Il principio di funzionamento dovrebbe essere evidente: si noti che le combinazioni trasparente/opaco sulle 4 corone circolari riproducono appunto la numerazione binaria da 0 (0000) a 15 (1111). In realtà, l'uso del codice binario naturale pone un problema delicato, che è quello della comparsa di codici spuri: supponiamo, per esempio, che l'encoder ruoti dalla posizione con uscita 0111 alla successiva con uscita 1000; è molto difficile, per problemi di allineamento meccanico fra maschera e traguardi fotoelettrici, nonché di tolleranza sulle soglie dei traguardi stessi, ottenere che tutti i bit cambino contemporaneamente, come richiesto. Ne consegue la *emissione temporanea di codici errati*, che può falsare radicalmente l'informazione di posizione. Poiché non esistono problemi nella realizzazione di maschere che producano altri tipi di codice, gli encoder sul mercato usano normalmente il codice Gray, la cui caratteristica fondamentale è che tra due configurazioni adiacenti cambia un solo bit, come indicato in **tabella 1**.

Tabella 1 Codici binario puro e Gray a quattro bit.

Numero decimale	Numero in binario puro	Numero in Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

In questo modo l'incertezza sulla commutazione si traduce semplicemente in un ritardo o in un anticipo della comparsa del codice successivo, in generale molto più tollerabile che l'intercalamento di codici completamente errati. Il passaggio dal codice Gray a quello binario naturale, comunque più direttamente "leggibile" e più facilmente utilizzabile, può essere ottenuto con una semplice rete combinatoria, di solito incorporata nell'encoder. Un possibile schema è riportato in **figura 10**.

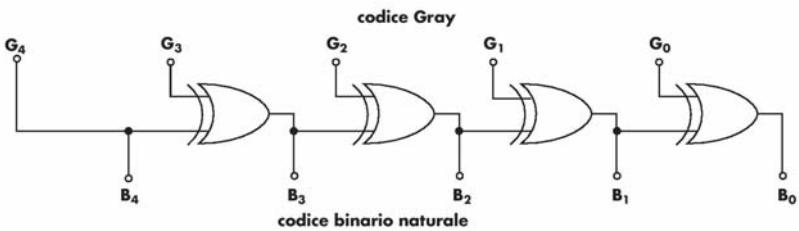


Figura 10 Circuito per la decodifica da binario Gray a binario naturale.

Esistono anche encoder assoluti con uscita in codice BCD, ma anch'essi utilizzano internamente il Gray, con successiva conversione al BCD. Il principio degli encoder rotativi, sia incrementali che assoluti, può essere applicato anche a **trasduttori di posizione lineare** (la maschera è allora una striscia che trasla e la cui posizione viene al solito rilevata con tecniche fotoelettriche); qualcosa di molto simile, seppure con finalità diverse, al sistema dei codici a barre in uso nei supermercati. Inoltre, esistono anche encoder non ottici, in cui, per esempio, un sensore di Hall (è un sensore sensibile al campo magnetico) è usato per rilevare la posizione dei denti di una ruota magnetizzata. Gli encoder hanno ovvie e vaste applicazioni, in particolare nel controllo della velocità di movimento e del posizionamento di macchine utensili; per esempio, nel braccio di un robot c'è sicuramente un encoder per ogni grado di libertà.

2. Conversioni tensione/corrente e corrente/tensione

Se il trasduttore è piuttosto distante dal sistema di acquisizione, si ricorre spesso alla tecnica di trasformarne il segnale originale (il più delle volte una tensione) in un segnale di corrente, che viene convogliato da una linea bifilare fino alla destinazione, dove viene eventualmente ritrasformato in tensione (**fig. 11**). Una struttura di questo tipo è detta **loop (anello) di corrente**.



Figura 11 Collegamento a loop di corrente.

I suoi vantaggi sono *una maggiore immunità ai disturbi e alle perdite lungo la linea*. Valgono infatti le seguenti considerazioni.

- Il convertitore V/I appare come un generatore di corrente, e la corrente in arrivo non può che coincidere con quella di partenza; ciò significa che la resistenza del collegamento (e la sua variazione a causa, ad esempio, di variazioni termiche) non influenza l'informazione trasmessa.
- I disturbi dovuti a induzione elettromagnetica si presentano come sorgenti di tensione in serie a una sorgente di corrente, su cui non hanno (idealmente) alcun effetto.
- Altre sorgenti di disturbo accoppiate capacitivamente sono a bassa potenza (alta impedenza interna equivalente), mentre la linea è caricata dall'impedenza del convertitore I/V, che è in generale piccola. Ne consegue che il disturbo è fortemente attenuato.

A volte (come nel caso dell'AD590) la conversione V/I è incorporata nel trasduttore, che appare così come un bipolo generatore di corrente. Come abbiamo visto al paragrafo 1 della sezione 23A, esistono inoltre alcuni standard relativi agli intervalli di corrente utilizzati. La tecnica del loop di corrente è anche utilizzata per la trasmissione digitale seriale (il livello logico 1 corrisponde a 20 mA, quello 0 all'assenza di corrente, con tolleranza di 2 mA); è utilizzata in ambienti elettromagneticamente "sporchi", ad esempio per la comunicazione fra PC o tastiera di programmazione e i PLC.

■ Convertitori V/I

Il modo più semplice per effettuare una conversione tensione/corrente è quello di applicare la tensione ai capi di una resistenza: l'inconveniente di questo metodo consiste nel fatto che la conversione è condizionata dal valore della resistenza (che è poi quella del carico) e dalla non idealità della sorgente di tensione. Un convertitore che non risenta di questo problema, ovvero che fornisca una corrente proporzionale alla tensione con un coefficiente di proporzionalità che non dipenda dal carico, è interpretabile come un generatore ideale di corrente comandato in tensione; questa situazione è schematizzata in **figura 12**, dove g è dimensionalmente una *conduttanza*.

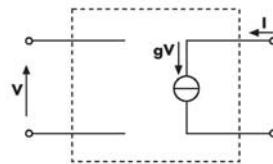


Figura 12 Interpretazione idealizzata di un convertitore V/I.

Due semplici
convertitori
V/I

In **figura 13** sono riportati due semplici circuiti di convertitori V/I che non sono influenzati dal carico: nel caso di **figura 13a** la corrente I , tenendo presente il comportamento dell'operazionale ideale, può essere ritenuta pari a V/R_1 e, come tale, proporzionale a V ma indipendente da R_C ; il circuito di **figura 13b**, analogamente al caso precedente, presenta una I pari a V/R_1 . Entrambi questi circuiti *necessitano di un carico R_C con nessuno dei suoi terminali posto a massa*.

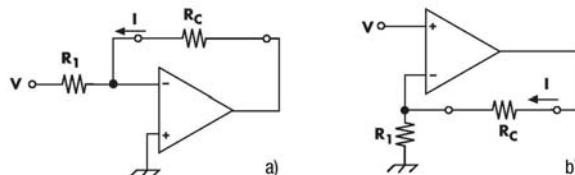


Figura 13 Due semplici circuiti convertitori V/I che non sono influenzati dal carico.

Come definire
un offset in
uscita

In **figura 14** è riportato il circuito base di una possibile soluzione circuitale che, pur richiedendo ancora un carico non collegato a massa, offre la possibilità di poter definire un offset di corrente in uscita.

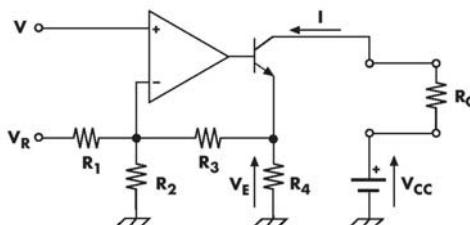


Figura 14 Circuito base di un convertitore V/I con offset di corrente in uscita.

Per valori abbastanza elevati di h_{FE} (diciamo ≥ 100 , come avviene in tutti i BJT moderni), e supponendo:

$$R_3 \gg R_4 \quad \boxed{4}$$

la corrente in uscita è data da:

$$I = \frac{V}{R_4} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right) - \frac{R_3}{R_1 R_4} V_R \quad \boxed{5}$$

(per la dimostrazione vedere l'approfondimento 23D.1).

Come si vede, la corrente varia linearmente con V ; inoltre variando V_R è possibile variare l'offset, cioè la corrente che si ha per $V = 0$. La corrente ottenibile è al massimo:

$$I_{MAX} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C + R_4} \quad \boxed{6}$$

Viceversa, se la corrente è fissata, la massima resistenza di carico è data da:

$$R_{CMAX} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{I} - R_4 \quad \boxed{7}$$

Esempio 1

Realizzare un convertitore V/I che, con in ingresso una tensione che varia tra 0 e 10 V, fornisca in uscita una corrente variabile tra 4 e 20 mA.

I valori di corrente richiesti permettono di utilizzare un NPN per piccoli segnali di uso

generale, come il BC547C che, nel range di corrente considerato, ha un h_{FE} non inferiore a 400, il che permette di ritenere valida la relazione approssimata 5.

Il valore di R_4 non è critico, comunque per rendere semplice la verifica della 4 e per non creare problemi nella definizione di V_{CC} e R_C conviene assegnare un valore piccolo. Si fissa quindi $R_4 = 100 \Omega$.

Dalla 5 si ricava poi:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{1}{R_4} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right)$$
a

ovvero:

$$AV = \frac{\Delta I \cdot R_4}{\left(1 + \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} \right)}$$
b

Con $\Delta I = 20 \text{ mA} - 4 \text{ mA} = 16 \text{ mA}$ e $R_4 = 100 \Omega$ si ottiene quindi, tenendo presente che il denominatore della precedente relazione è sicuramente minore di 1:

$$\Delta V < 1,6 \text{ V}$$
c

Poiché il segnale di ingresso può raggiungere i 10 V, si deve prevedere un partitore di tensione in ingresso per attenuare adeguatamente il segnale stesso.

A questo punto, per semplificare i calcoli, conviene porre $R_2 = \infty$ in modo da poter scrivere:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{1}{R_4} \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right)$$
d

D'altronde, il rapporto R_3/R_1 si può ricavare, una volta fissato V_R , dalla 5 tenendo presente che con $V = 0$ deve essere $I = 4 \text{ mA}$. Se si suppone l'operazionale alimentato a $\pm 15 \text{ V}$, si può porre $V_R = -15 \text{ V}$ e ricavare:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{I \cdot R_4}{V_R} \approx 2,67 \cdot 10^{-2}$$
e

Se si pone, per esempio, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ si ottiene $R_1 \approx 375 \text{ k}\Omega$.

Dalla d si può ora ricavare:

$$\Delta V = \frac{\Delta I \cdot R_4}{\left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right)} \approx 1,56 \text{ V}$$
f

Dalla f si deduce quindi che il partitore da porre in ingresso al circuito per ottenere l'attenuazione di V deve presentare un rapporto di attenuazione pari a $10/1,56 \approx 6,41$.

Una possibile soluzione circuitale può essere quella di figura 15, dove si è previsto un voltage follower in ingresso per elevare la resistenza di ingresso del circuito. Il trimmer da 5 k Ω permette la taratura sperimentale dell'intervallo di variazione della corrente in uscita, mentre il trimmer da 100 k Ω permette la taratura dell'offset di corrente a 4 mA quando $V = 0 \text{ V}$.

La scelta dell'operazionale non è critica: può, per esempio, andare bene il doppio operazionale 747.

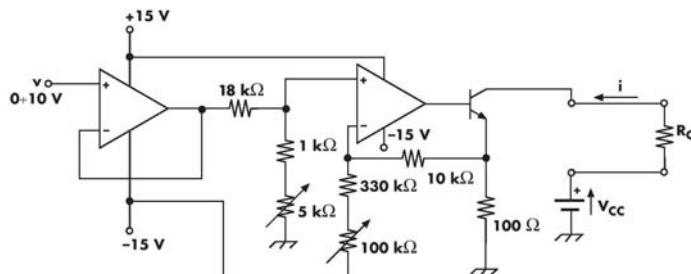


Figura 15

Il più evidente inconveniente del circuito di **figura 14** consiste nel fatto che questo convertitore *risulta unidirezionale*, ovvero può generare corrente con un solo verso di percorrenza, inconveniente non presente nei circuiti di **figura 13**.

Circuito con
uscita
bidirezionale

In **figura 16a** è riportato un convertitore V/I che, oltre a risultare bidirezionale, permette di operare con un carico collegato a massa.

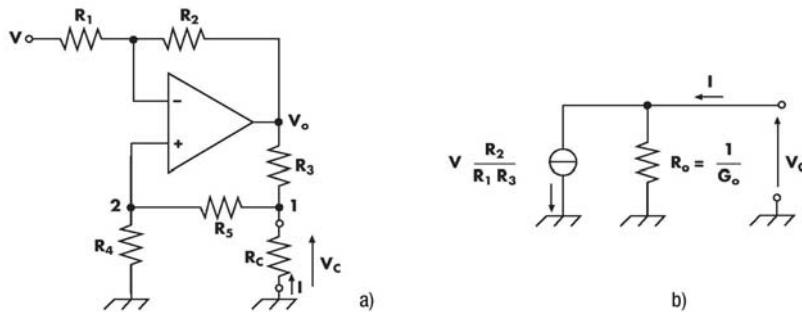


Figura 16 Convertitore V/I bidirezionale e con carico collegato a massa (a) e suo circuito equivalente (b).

È possibile verificare (vedere approfondimento 23D.2) che il circuito è equivalente a quello di **figura 16b**, cioè a un generatore di corrente controllato in tensione, in cui la corrente è:

$$I = \frac{R_2}{R_1 R_3} v$$

8

e la conduttanza è:

$$G_o = \frac{\frac{R_3 + R_5}{R_4} - \frac{R_2}{R_1}}{R_3 \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right)}$$

9

Il generatore di corrente è ideale quando $G_o = 0$, cioè per:

$$\frac{R_3 + R_5}{R_4} = \frac{R_2}{R_1}$$

10

L'unico difetto del circuito è che richiede resistenze di precisione o comunque selezionate, perché uno scostamento anche lieve dalla condizione **10** degenera pesantemente le caratteristiche del convertitore, a meno che la resistenza RC dell'utilizzatore sia comunque molto più piccola della resistenza equivalente risultante:

$$R_o = \frac{1}{G_o}$$

11

Convertitori I/V

Anche la conversione corrente/tensione è ottenibile semplicemente con una resistenza; se però si vogliono risultati indipendenti dalla non idealità della sorgente di corrente e dal carico collegato in uscita al convertitore, è necessario ricorrere a soluzioni circuituali più raffinate. Idealmente, un convertitore I/V dovrebbe quindi comportarsi come il generatore ideale di tensione comandato in corrente di **figura 17**.

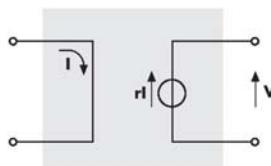
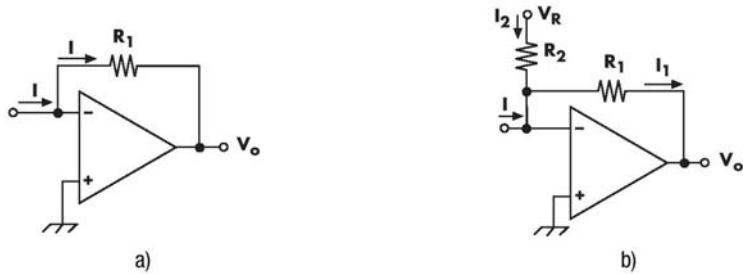


Figura 17 Interpretazione idealizzata di un convertitore I/V.

Semplice
convertitore
I/V

Il circuito di **figura 18a** fornisce la soluzione al nostro problema in modo semplice: ricordando le proprietà degli operazionali ideali, si vede che la corrente I in ingresso risulta uguale a quella in R_1 e quindi risulta subito:



**Convertitori
con offset
uscita**

Se poi è richiesto un offset di tensione in uscita, si può considerare il circuito di **figura 18b**, dove si vede che risulta (trascurando, al solito, la corrente entrante nell'operazionale):

$$I_1 = I + I_2$$

Ricordando il principio della massa virtuale si può poi scrivere:

$$I_2 = \frac{V_R}{R_2} \quad \text{e} \quad I_1 = \frac{V_o}{R_1}$$

Infine, sostituendo queste due relazioni nella **13** e risolvendo rispetto a V_o , si ottiene:

$$V_o = -R_1 \cdot I - \frac{R_1}{R_2} V_R$$

che, a parte la possibilità di assegnare un offset di tensione, coincide con la **12**. I vantaggi di questi circuiti sono essenzialmente quelli di avere resistenze (impedenze) di ingresso e d'uscita entrambe molto basse (teoricamente nulle); la prima caratteristica fa sì che la corrente I da rilevare non venga influenzata dal convertitore, la seconda immunizza le caratteristiche del convertitore dal carico. Si deve notare che l'anello di corrente in ingresso è chiuso verso massa; di solito ciò non comporta problemi, anzi può essere vantaggioso sotto l'aspetto della semplicità circuitale. Il limite principale è invece dato dal fatto che la corrente I_1 deve essere fornita dall'operazionale. Deve cioè essere:

$$|I_1| = \left| I + \frac{V_R}{R_2} \right| \leq \frac{V_{OH}}{R_1}$$

dove V_{OH} è la tensione di saturazione (positiva) in uscita all'operazionale (si suppone un'alimentazione simmetrica e di conseguenza anche tensioni di saturazione simmetriche).

È appena il caso di dire che, fuori dell'approssimazione ideale, la **15** e la **16** valgono nel caso in cui $R_1 \gg R_o$, con R_o resistenza di uscita dell'operazionale (in genere qualche decina di Ω).

Esempio 2

Progettare un convertitore I/V che converta da $4\div20$ mA a $0\div10$ V; si suppone il verso della corrente entrante nel convertitore.

Si ricorre al circuito di **figura 18b**: poiché in questo modo si otterebbe una tensione di uscita negativa, si inserirà in cascata anche uno stadio invertitore; conviene quindi prevedere l'uso di un operazionale doppio, per esempio un 747C (sostanzialmente equivalente a due 741C, a parte l'assenza dei terminali di controllo dell'offset).

Dalla **15** si ottiene:

$$\left| \frac{\Delta V_o}{\Delta i} \right| = R_1 = \frac{10}{16 \cdot 10^{-3}} = 625 \Omega$$

che è un valore abbastanza basso; tuttavia, consultando il grafico che dà lo swing di tensione in uscita in funzione della resistenza di carico per il 747C, si vede che, per una tensione di alimentazione di ± 15 V e carico di 500Ω , la variazione di uscita è ancora di 22

V (± 11 V), quindi sufficiente ai nostri scopi. Non ci sono problemi neppure per la dissipazione di potenza, perché il 747C consuma a vuoto al massimo 85 mW con alimentazione ± 15 V, cui va aggiunta la dissipazione dello stadio finale, che è al massimo pari a quella sul carico quando su di esso cade metà della tensione di alimentazione, cioè $(7,5)^2/625 = 90$ mW; in tutto si resta ampiamente sotto alla metà del limite massimo ammissibile per l'intero integrato, che è di 800 mW (ed è una stima più che prudente attribuire eguale dissipazione a entrambi gli amplificatori, perché in realtà il secondo stadio dovrebbe consumare molto meno del primo, almeno per carichi esterni non troppo elevati).

Con una corrente in ingresso $I = 4$ mA si deve avere in uscita una tensione nulla e quindi dalla si ricava:

$$V_R = -R_2 \cdot I$$

Siccome è richiesta una V_R negativa, supposto l'operazionale alimentato a ± 15 V, si pone $V_R = -15$ V.

In conclusione si ricava:

$$R_2 = -\frac{V_R}{I} = \frac{15}{4 \cdot 10^{-3}} = 3750 \Omega$$

In **figura 19** è riportata la soluzione circuitale finale, comprendente anche lo stadio invertitore a guadagno unitario.

Il trimmer da $1 \text{ k}\Omega$ serve a regolare l'offset mentre quello da 500Ω serve per definire l'intervallo di variazione della tensione di uscita.

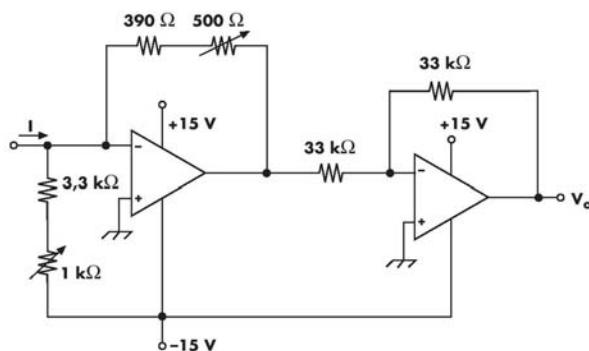


Figura 19

3. Conversioni tensione/frequenza e frequenza/tensione

La conversione *tensione/frequenza* (V/f) e la sua inversa *frequenza/tensione* (f/V) assumono notevole importanza nella trasmissione a distanza di segnali analogici in ambienti ricchi di disturbi di natura elettromagnetica.

Sistema
trasmissivo
con codifica
in frequenza

La **figura 20** sintetizza la struttura di un sistema trasmissivo di questo tipo: il convertitore V/f fornisce in uscita un segnale periodico (normalmente a due livelli) la cui frequenza è proporzionale all'ampiezza della tensione di ingresso v_s ; il segnale così convertito viene trasferito lungo una linea bifilare e in arrivo viene riconvertito in tensione con un processo inverso.



Figura 20 Trasmissione a distanza con codifica del segnale in frequenza.

La codifica in frequenza dell'informazione presenta un'elevata *immunità ai disturbi*. Pur senza approfondire, dovrebbe risultare evidente come possa essere difficile, da parte di un disturbo, agire su un segnale periodico modificandone la frequenza; molto più semplice risulta invece l'alterazione della sua ampiezza; non per altro le trasmissioni in modulazione di frequenza (FM) sono qualitativamente più valide di quelle in modulazione di ampiezza (AM).

Un ulteriore vantaggio della codifica in frequenza è che *non risente dei problemi connessi con l'attenuazione del segnale lungo la linea*: l'informazione non è contenuta nell'ampiezza, bensì nella frequenza. È anche possibile sostituire la linea elettrica con una in *fibra ottica* ottenendo così una totale immunità ai disturbi elettromagnetici.

Va infine osservato che, sebbene la frequenza sia una grandezza variabile con continuità e quindi analogica, è facilmente digitalizzabile contando i periodi su una base dei tempi data.

Conversione V/f

In figura 21 è riportata la struttura in linea di principio per la realizzazione della conversione V/f.

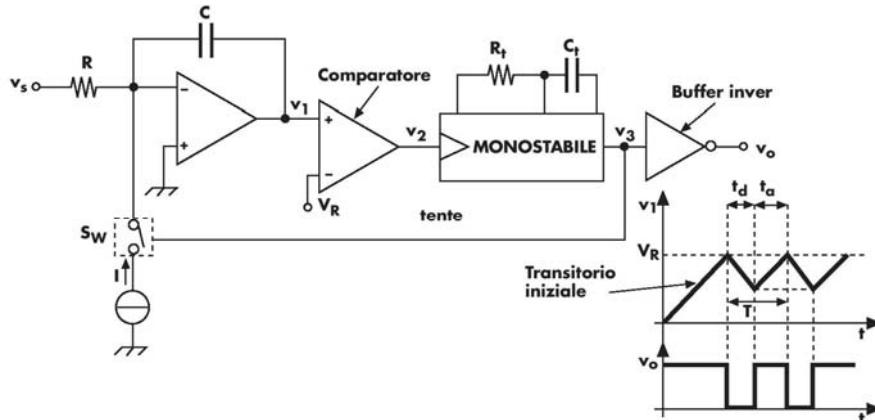


Figura 21 Struttura di un convertitore V/f.

Si supponga la tensione in ingresso v_s negativa e, per semplicità, costante al valore V_s . L'integratore (di tipo invertente) determina una rampa ascendente e quindi risulta:

$$v_1 = -RC \cdot V_s \cdot t \quad 17$$

Appena v_1 raggiunge il valore V_R (positivo) il comparatore commuta dal livello basso a quello alto e quindi innesca il monostabile che è attivato sul fronte di salita del segnale v_2 in uscita al comparatore.

L'impulso v_3 in uscita al monostabile di durata t_d , dipendente dalla costante di tempo $R_f C_f$, viene trasferito in uscita al convertitore tramite un buffer (nel nostro esempio invertente) e comanda la chiusura dell'interruttore SW per il suo tempo di durata t_d .

Con SW chiuso, supposta la corrente I del generatore dominante rispetto a quella prodotta in R da V_s , l'integratore determina alla sua uscita una rampa linearmente decrescente che, riportando la rampa al di sotto del valore di V_R , causa di nuovo la commutazione al livello basso dell'uscita del comparatore. Terminato l'impulso del monostabile il ciclo si ripete; a regime la carica accumulata in C nella fase di carica coincide con quella restituita nella fase di scarica, ovvero:

$$-\frac{V_s}{R} \cdot t_a = \left(I + \frac{V_s}{R} \right) \cdot t_d \quad 18$$

La 18 può anche essere scritta:

$$-\frac{V_s}{R} \cdot (t_d + t_a) = I \cdot t_d \quad 19$$

e quindi, interpretando $(t_d + t_a)$ come periodo del segnale v_o , si ottiene:

$$f = \frac{|V_s|}{R \cdot I \cdot t_d} \quad 20$$

Il convertitore
LM331

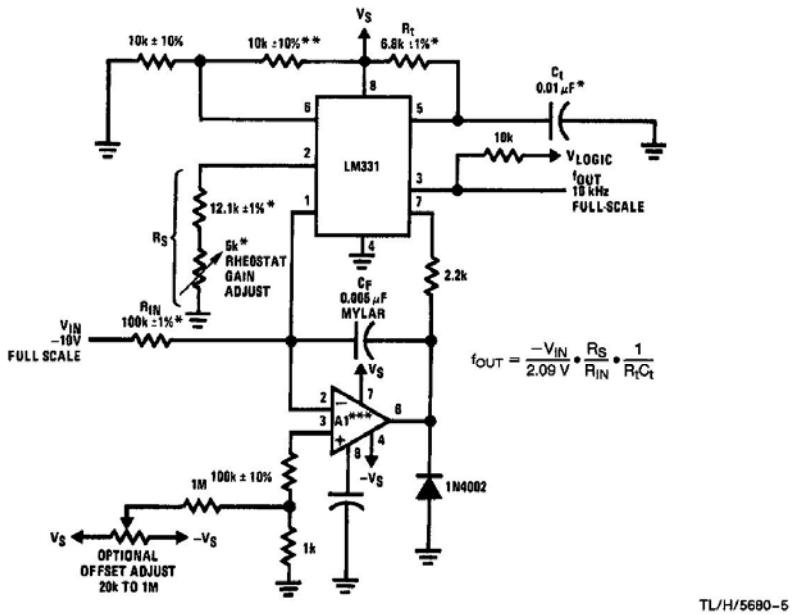
La 20 esprime il legame (teoricamente) lineare tra l'ampiezza del segnale di ingresso v_s e la frequenza di v_o , infatti nella 20 risultano costanti tutti i termini al denominatore. Nella pratica non è difficile ottenere linearità molto elevate (dell'ordine dello 0,03%, per esempio nello LM331). La costante di proporzionalità tra tensione e frequenza è modificabile agendo su R , su t_d (che dipende solamente da $R_f C_f$) e su I , che di solito è determinata da una resistenza di regolazione esterna. In generale la relazione di proporzionalità V/f vale in un campo ampio di frequenze (e quindi di tensioni): questo tipo di conversione è quindi caratterizzato da una elevata dinamica del segnale.

Un esempio tipico di convertitore V/f è il National LM331 che è in grado di generare frequenze a fondo scala da 1 Hz a 100 kHz ed è compatibile con le più comuni famiglie logiche. La dinamica di segnale

è di almeno 100 dB (5 decadi), il che vuol dire, per esempio, che con un fondo scala di 100 kHz, la frequenza minima generabile è garantita di 1 Hz.

Lo LM331, come molti altri integrati funzionalmente analoghi, *non include il circuito integratore*, ma mette a disposizione direttamente all'esterno gli ingressi del comparatore e del generatore di corrente; in questo modo l'integratore può essere sostituito da un integratore passivo (un semplice parallelo RC); il circuito risulta più semplice, ma la linearità è ovviamente peggiorata, perché i cicli di carica e scarica sono ora ad andamento esponenziale. È consigliabile scegliere la costante di tempo dell'integratore passivo molto elevata in confronto al periodo del segnale generato, in modo da utilizzare solo una piccola porzione della curva esponenziale; ciò può però essere difficile da ottenere alle basse frequenze, e comunque una costante di tempo troppo elevata diminuisce il tempo di risposta, definito di solito come il *tempo di assestamento* (entro limiti specificati) della frequenza in uscita a seguito di una variazione a gradino dell'ingresso su tutto il range ammisible.

Qui di seguito sono riportati due esempi applicativi, uno (**fig. 22**) con integratore attivo, l'altro (**fig. 23a**) con integratore passivo (la cosiddetta configurazione stand-alone) ripresi dalla letteratura tecnica National Semiconductors.



TL/H/5680-5

*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.

**This resistor can be 5 k Ω or 10 k Ω for $V_S = 8V$ to 22V, but must be 10 k Ω for $V_S = 4.5V$ to 8V.

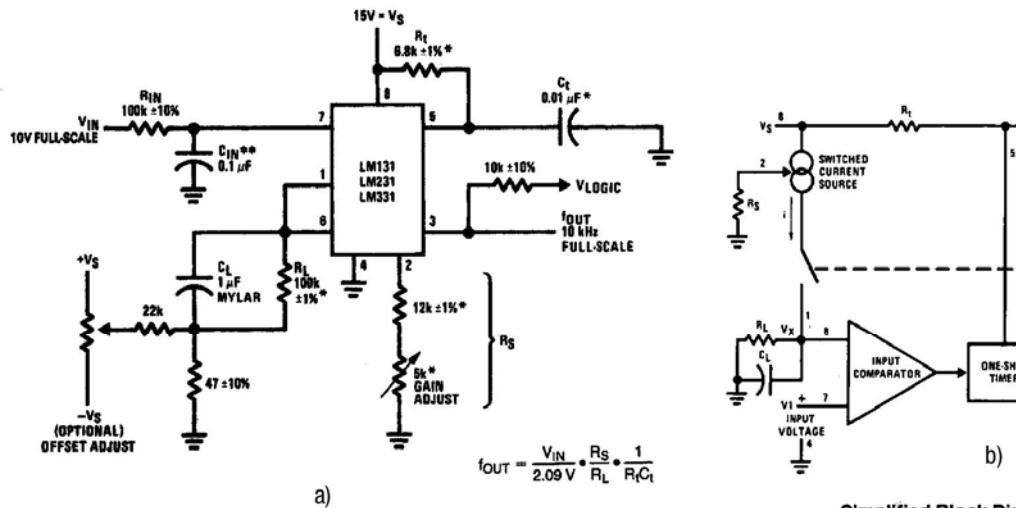
***Use low offset voltage and low offset current op amps for A1: recommended types LM108, LM308A, LF411A

Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter

Figura 22 Convertitore V/f con integratore attivo.

Viene poi riportato lo schema a blocchi semplificato della disposizione stand-alone (**fig. 23b**).

Struttura di un convertitore f/V



*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.
**0.1 μ F or 1 μ F. See "Principles of Operation."

Simple Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter with $\pm 0.03\%$ Typical Linearity ($f = 10$ Hz to 11 kHz)

Figura 23 Convertitore V/f con integratore passivo (a) e relativa struttura semplificata (b).

Conversione f/V

La struttura del convertitore V/f di **figura 23** si presta anche alla conversione inversa, f/V e infatti la maggior parte dei convertitori integrati in commercio sono previsti per entrambe le possibilità (**fig. 24**).

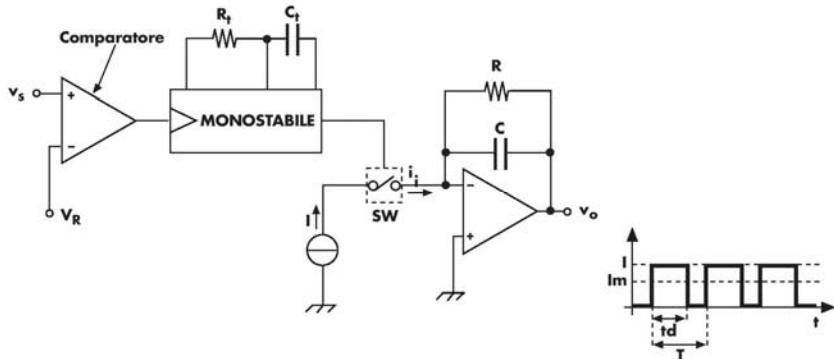


Figura 24 Struttura di un convertitore f/V.

Il segnale periodico di ingresso, non necessariamente a due livelli, viene squadrato dal comparatore e usato come segnale di trigger del monostabile: gli impulsi in uscita dal monostabile di durata t_d comandano la chiusura/apertura di SW; si ottiene così in ingresso all'integratore un treno di impulsi di frequenza di ripetizione pari alla frequenza v_s e durata t_d . Il circuito integratore, che è un passa-basso, va dimensionato in modo da presentare una frequenza di taglio nettamente inferiore alla minima frequenza prevedibile per il segnale in ingresso. In questo modo la v_o (≤ 0) coincide, a regime, con il valore medio della tensione ai capi di C (si ricordi il principio della massa virtuale). Per comprendere quest'ultima affermazione si ricordi che un segnale periodico può essere pensato come somma di uno continuo (il valore medio) e uno alternato: per come è stato dimensionato l'integratore, la componente alternata viene eliminata e quanto si preleva coincide con la componente continua.

Se a questo punto si osserva che la corrente impulsiva i in ingresso all'integratore ha un valore medio:

$$I_m = I \cdot \frac{t_d}{T} = I \cdot t_d \cdot f$$

21

e che a questa corrente media corrisponde una tensione media in uscita pari a $-R \cdot I_m$, si deduce che la v_o presenta un'ampiezza direttamente proporzionale alla frequenza di v_s :

$$V_{om} = -I_m R = -I \cdot t_d R \cdot f$$

22

Anche se in **figura 24** il filtro è attivo, può comunque essere realizzato con una semplice cella *RC* (in parallelo, in modo da avere un'uscita in tensione). Riportiamo in **figura 25a** un esempio dell'una e dell'altra possibilità, sempre dai data sheet del National LM331. Il secondo (**fig. 25b**) usa un filtro a due poli (cioè a pendenza di 40 dB oltre il taglio), per avere una buona reiezione della componente alternata senza compromettere troppo la velocità di risposta.

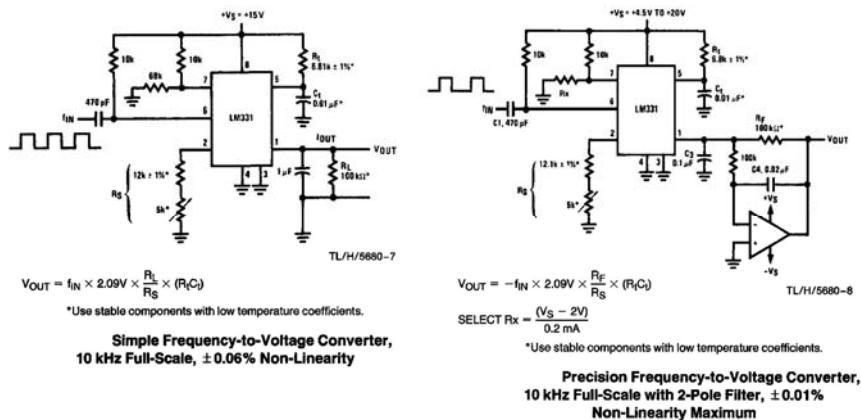


Figura 25 Convertitore f/V con filtro passivo (a) e attivo (b).

Test

Par. 1

1. Indicare le risposte esatte.

- a Un encoder incrementale può misurare la velocità angolare.
- b Un encoder incrementale può misurare la posizione angolare.
- c Un encoder assoluto può misurare le variazioni di posizione angolare.
- d Un trasformatore differenziale può misurare variazioni di posizione solo in valore assoluto.
- e La risoluzione angolare di un encoder incrementale con una ghiera di n fori è $360^\circ/2^n$.
- f La risoluzione angolare di un encoder incrementale con una ghiera di n fori è $360^\circ/n$.

Par. 1

2. Per determinare il numero di giri al minuto dell'asse di un encoder incrementale con risoluzione di $1,8^\circ$ usato come trasduttore di velocità, la frequenza in uscita deve essere:

- a moltiplicata per 200;
- b divisa per 200;
- c moltiplicata per 3,33 (divisa per 0,3);
- d moltiplicata per 0,3 (divisa per 3,33);
- e moltiplicata per 400π ;
- f divisa per 400π .

Par. 3

3. Quali sono i vantaggi di un sistema di trasmissione analogico a conversione tensione/frequenza e frequenza/tensione?

Problemi svolti

Par. 2 ○○●

1. Si dispone di un microamperometro in dc da $100 \mu\text{A}$ fondo scala e resistenza interna di 500Ω ; realizzare un voltmetro in dc con fondo scala di 1 V e resistenza interna non inferiore a $100 \text{ k}\Omega$.

Soluzione

Si può ricorrere al circuito di **figura P1** che si rifà al convertitore tensione/corrente di figura 40b. Sapendo che $V_{fs} = 1 \text{ V}$ e che la I_{fs} del microamperometro è $100 \mu\text{A}$, si ricava subito:

$$R_1 = \frac{V_{fs}}{I_{fs}} = 10 \text{ k}\Omega$$

Per la R_2 (che fissa la resistenza di ingresso del circuito, ovvero la resistenza interna del voltmetro) è valido qualsiasi valore superiore a $100 \text{ k}\Omega$.

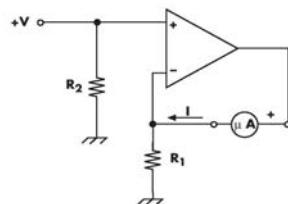


Figura P1

Ulteriore proposta

Che problemi avrebbe comportato l'uso del circuito di **figura 13a**? (Posta la $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ si sarebbe resa necessaria una $I_{fs} \dots$).

Par. 2 ○○●

2. Si dispone di un trasduttore di temperatura che nell'intervallo $0 \div 100^\circ\text{C}$ fornisce una tensione che varia linearmente tra 10 e 100 mV . Per trasmettere a una certa distanza la relativa informazione si decide di operare con un loop di corrente da $4 \div 20 \text{ mA}$ su un carico di 100Ω .

Soluzione

Si fa riferimento al circuito di **figura 14**.

Tenendo presente quanto detto nel paragrafo 2, esempio n. 1, si pone $R_4 = 100 \Omega$. Ricordando che per $V = 100 \text{ mV}$ deve essere $I = 20 \text{ mA}$ e con $V = 10 \text{ mV}$ deve essere $I = 4 \text{ mA}$, applicando la **5** e ponendo $V_R = -15 \text{ V}$, si può scrivere il seguente sistema:

$$\begin{cases} 4 \cdot 10^{-3} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{100} (1 + x + y) + \frac{15}{100} x \\ 20 \cdot 10^{-3} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{100} (1 + x + y) + \frac{15}{100} x \end{cases} \quad \text{con } x = \frac{R_3}{R_1}; \quad y = \frac{R_3}{R_2}$$

Par. 2 ○○●

che, risolto, permette di risalire ai valori resistivi incogniti (risulta $x \approx 1,48 \cdot 10^{-2}$ e $y \approx 16,75$; posto, per esempio, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ il calcolo di R_1 e R_2 è immediato).

3. Si deve progettare un convertitore V/I con il carico R_C collegato a massa. Realizzare il circuito in modo che la corrente nel carico sia 1/1000 della v.

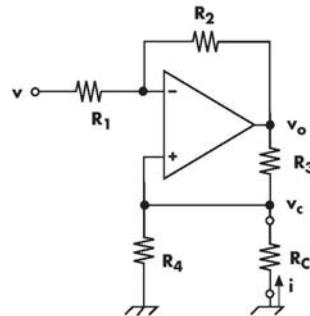


Figura P2

Soluzione

Par. 2 ○○●

Si può fare riferimento al circuito di **figura P2**. Per quanto indicato nel testo del problema, e tenendo presente la **8** si pone $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ con $R_1 = R_2$. In mancanza di altre indicazioni, per soddisfare la **8** si può poi porre $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ (R_5 è nulla).

3. Si dispone di un trasduttore di temperatura che si comporta da generatore di corrente che fornisce nell'intervallo $0 \div 100^\circ\text{C}$ una corrente che varia linearmente tra $10 \mu\text{A}$ e $150 \mu\text{A}$.

Realizzare un circuito capace di fornire una tensione che nello stesso intervallo di temperatura vari tra 0 e 10 V.

Soluzione

Si può fare riferimento al circuito di **figura 18b**.

Dalla **15** si ottiene:

$$\left| \frac{\Delta V_o}{\Delta i} \right| = R_1 = \frac{10}{140 \cdot 10^{-6}} \approx 71,4 \text{ k}\Omega$$

Con una corrente in ingresso $i = 10 \mu\text{A}$ si deve avere in uscita una tensione nulla e quindi dalla **15** si ricava:

$$V_R = -R_2 \cdot i$$

Posto poi $V_R = -15 \text{ V}$ si trova:

Par. 3 ●●●

$$R_2 = -\frac{V_R}{i} = \frac{15}{10 \cdot 10^{-6}} = 15 \text{ M}\Omega$$

4. Dimostrare che il circuito di figura P3, proposto dalla National Semiconductor, è assimilabile a un integratore.

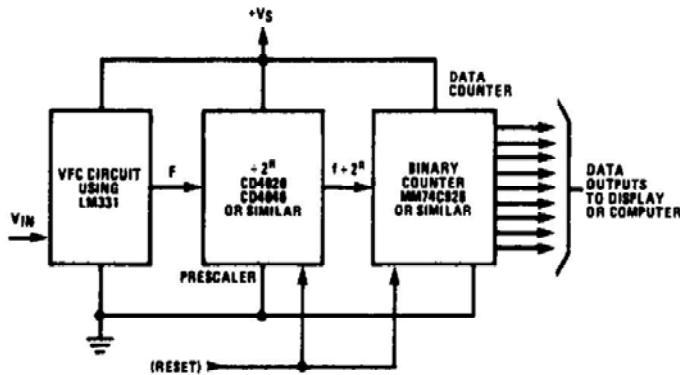


Figura P3

Soluzione

La frequenza in uscita al VFC è $f(t) = kv(t)$, dove $v(t)$ è la tensione di ingresso a VFC, in generale dipendente dal tempo t , e k la costante di trasferimento del convertitore stesso; in uscita al prescaler (ovvero in ingresso al contatore) la frequenza $f_c(t)$ diventa:

Par. 3 ○○○

$$N = \left(\frac{k}{2^n} \right) \sum v(t) \Delta t$$

Se Δt è un intervallo di tempo sufficientemente piccolo da poter considerare $v(t)$ costante in $[t, t + \Delta t]$, il conteggio del contatore in tale intervallo è $f_c(t) \Delta t = (k/2^n) v(t) \Delta t$. Il conteggio totale a un tempo T sarà allora:

$$\int_0^T v(t) \Delta t = \frac{N}{\frac{k}{2^n}}$$

dove la sommatoria è estesa agli intervalli Δt in cui è suddiviso T . Ma allora la sommatoria è un'approssimazione rettangolare di $v(t)$ dell'integrale di da 0 a T :

5. Con riferimento al convertitore frequenza/tensione, proposto dalla National Semiconductor e riportato in figura P4, calcolare i limiti della costante di trasferimento $k = V_{out}/f_{in}$ del convertitore e la frequenza minima a cui può essere usato.

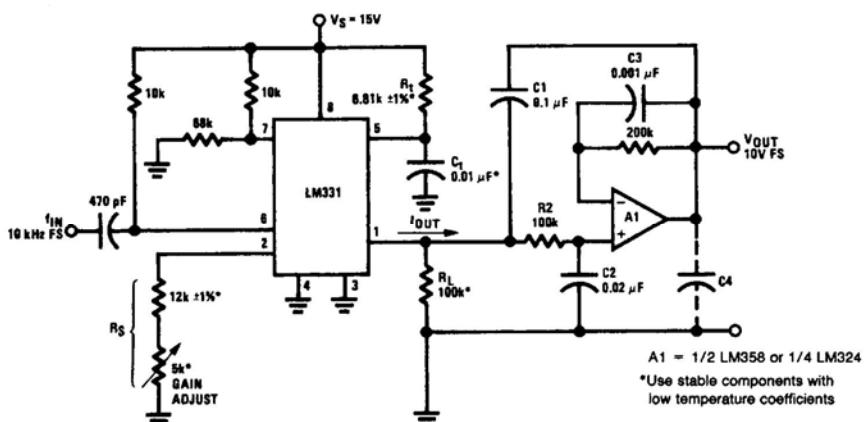


Figura P4

Par. 1 ○○○

Soluzione

Si tratta di una variante del circuito di **figura 22** che utilizza un filtro del secondo ordine. Suggerimento: per la costante k utilizzare le formule riportate nel testo (vedere la **figura 23b**) e usare come R_F quella indicata da 100 kΩ: come chiarito più oltre, il filtro ha guadagno unitario; quanto alla minima frequenza ammissibile, essa sarà dell'ordine di grandezza della frequenza di taglio del filtro passa-basso in uscita (tenere presente che C_3 , di valore non critico, serve solo come bypass per la resistenza da 200 kΩ, che a sua volta ha solo lo scopo di bilanciare gli offset di corrente e quindi il filtro è del tipo VCVS con $A_{v0} = 1$).

Problemi da svolgere

6. Un sensore di posizione, alimentato in continua dalla tensione V_a , produce un'uscita di tensione, data in valore e segno da $V_T = kV_a x$, dove x è lo spostamento dallo zero del trasduttore e $k = 2 \text{ V/Vm}$ (2 volt di uscita per volt di alimentazione per metro di spostamento), in condizioni di carico trascurabile.

Si vuole utilizzare il trasduttore per misurare su una scala da -5 V a +5 V spostamenti da -5 mm a +5 mm, rispetto a uno zero che, per ragioni di montaggio meccanico, è spostato di 1 cm a destra rispetto allo zero elettrico del trasduttore (**fig. P5**). Progettare un opportuno sistema di condizionamento del segnale. Si supponga che il trasduttore sia alimentabile con tensioni da +5 V a +18 V e che la sua impedenza di uscita sia di $5 \text{ k}\Omega$.

Par. 1 ○○●

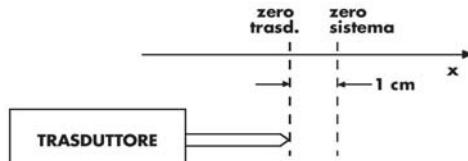


Figura P5

7. Un potenziometro lineare di resistenza R e rotazione di 270° è utilizzato come sensore di posizione angolare secondo lo schema di **figura P6**.

Calcolare la sua transcaratteristica in volt/rad.

Par. 2 ○●●

Par. 2 ○○●

Par. 2 ○○●

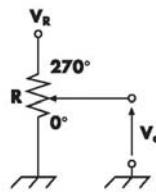


Figura P6

8. Realizzare un convertitore V/I che, con una tensione di ingresso di $0\div 5 \text{ V}$, fornisca su un carico di 200Ω una corrente di $4\div 20 \text{ mA}$. L'operazionale è alimentato a $\pm 18 \text{ V}$.

9. Nel circuito di **figura P2** si è posto $R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = R_3 = 22 \text{ k}\Omega$; sapendo che $R_C = 2 \text{ k}\Omega$, quanto vale la tensione ai suoi capi se la tensione di ingresso è di 1 V ?

10. Progettare un convertitore I/V che converta da $4\div 20 \text{ mA}$ a $0\div 5 \text{ V}$.