

U.D. 4

Trasduttori di umidità

1.4.1 Introduzione

I sensori di umidità, sensibili alla quantità di acqua nell'ambiente, rilevano l'umidità relativa definita come il rapporto tra l'umidità assoluta (quantità di vapore acqueo contenuta in un metro cubo di aria) e l'umidità di saturazione (quantità di vapore acqueo massimo contenuto in un metro cubo di aria prima della condensa):

$$U\% = \frac{U_{ass}}{U_{sat}} 100$$

Il rilievo della umidità relativa basa il principio di funzionamento sulle variazioni delle grandezze elettriche. In commercio si trovano sensori a:

- *variazione di resistenza*. Sono costituiti da materiali igroscopici, ad esempio il cloruro di litio, nei quali piccole variazioni di umidità relativa provocano grandi variazioni di resistenza. I tempi di risposta sono brevi;
- *variazione di capacità*. Sono costituiti da due armature metalliche separate da un materiale dielettrico igroscopico. Le variazioni di capacità dipendono dalle **variazioni della costante dielettrica** del materiale igroscopico sensibile alle variazioni di umidità relativa. Le variazioni di capacità che si ottengono sono piccole ($\cong \pm 20\%$) ed i tempi di risposta lunghi;
- *variazione termica* che basano il principio di funzionamento sulla differenza di temperatura tra un corpo secco ed un uguale corpo umido.

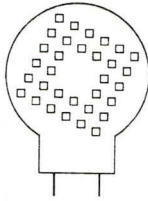
1.4.2 Il trasduttore di umidità (capacitivo)

Il trasduttore di umidità [2322 691 900001], prodotto dalla Philips Elcoma (fig. 1.4.1), è stato progettato per le misure di umidità relativa in sistemi in cui non è richiesta una elevata precisione. Il sensore è realizzato con un materiale dielettrico, insensibile alle sostanze inquinanti sempre presenti nell'aria. Le facce del dielettrico, la cui costante dielettrica relativa ϵ_r dipende dal valore dell'umidità relativa, sono ricoperte da un sottile strato di oro e protette da un involucro plastico forato. Sulle armature del condensatore così formato sono saldati i due reofori.

La caratteristica *capacità/umidità relativa* non è fornita dal costruttore ma può essere ricavata dalla tabella (fig. 1.4.1) che evidenzia una lieve non linearità. La capacità C_S del sensore è:

$$C_S = C_0 + \Delta C$$

dove C_0 è una capacità fissa riferita all'aria secca ($U\% = 0\%$) e ΔC è la variazione di capacità dovuta alla variazione di umidità relativa.



Umidità relativa [%]	Capacità C_S [pF]
0	110,0
10	112,8
20	115,5
30	118,0
40	120,8
50	124,2
60	127,8
70	132,0
80	137,0
90	143,8
100	155,0

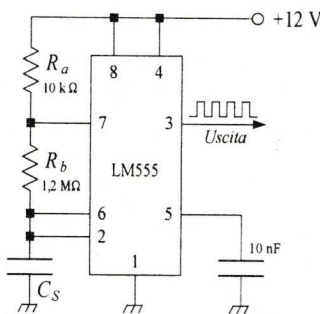
Fig. 1.4.1 - Sensore capacitivo della Philips Elcoma.

Le caratteristiche elettriche principali del sensore sono:

- tensione di alimentazione max 15 V;
- range dal 10% al 90% (umidità relativa);
- campo di temperatura da 0 °C a 60 °C;
- capacità nominale $C_S = 122 \text{ pF} \pm 15\%$ ($U\% = 43\%$, $T = 25 \text{ °C}$, $f = 100 \text{ kHz}$);
- tempo di risposta max < 5 minuti (*risposta lenta*);
- banda di frequenza da 1 Hz a 1 Mhz;
- isteresi 3%;
- linearità contenuta all'1% nel range di funzionamento.

Il sensore di umidità relativa può esser inserito in un multivibratore astabile per generare un'onda quadra la cui frequenza, funzione dell'umidità relativa, è (fig. 1.4.2):

$$f = \frac{1}{0,7 \cdot (R_a + 2 \cdot R_b) \cdot C_S} \quad [1.4.1]$$



Umidità relativa [%]	C_S [pF]	Frequenza [kHz]
10	112,8	5,24
20	115,5	5,13
30	118,0	5,02
40	120,8	4,92
50	124,2	4,77
60	127,8	4,63
70	132,0	4,49
80	137,0	4,32
90	143,8	4,12

Fig. 1.4.2

Posto $R_a = 10 \text{ k}\Omega$ ed $R_b = 1,2 \text{ M}\Omega$ in modo da avere un duty cycle circa al 50 %, dalla [1.4.1] si ottengono i valori teorici riportati nella figura 1.4.2. Per $U\% = 68\%$ si è misurato un valore di frequenza $f = 4,44 \text{ kHz}$.

Un circuito di condizionamento può essere composto da un **oscillatore** per la conversione *umidità relativa/frequenza*, da un convertitore *frequenza/tensione* e da un amplificatore per l'offset ed il fattore di scala (fig. 1.4.3).

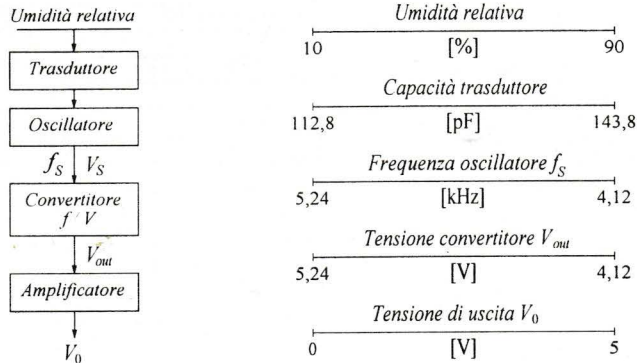


Fig. 1.4.3

Esempio

Realizzare un circuito di condizionamento per il rilievo dell'umidità relativa nel range 10 % ÷ 90 %. La tensione d'uscita V_0 sia 0 V per $U \% = 10 \%$ e 5 V per $U \% = 90 \%$.

Il multivibratore astabile LM555 genera un segnale ad onda quadra con frequenza variabile dipendente dall'umidità relativa (fig. 1.4.4). L'integrato LM331 opera la conversione *frequenza/tensione continua* secondo la relazione

$$V_{out} = f_S \cdot 2,09 \cdot \frac{R_L}{R_p} \cdot (R_t \cdot C_t)$$

[1.4.2]

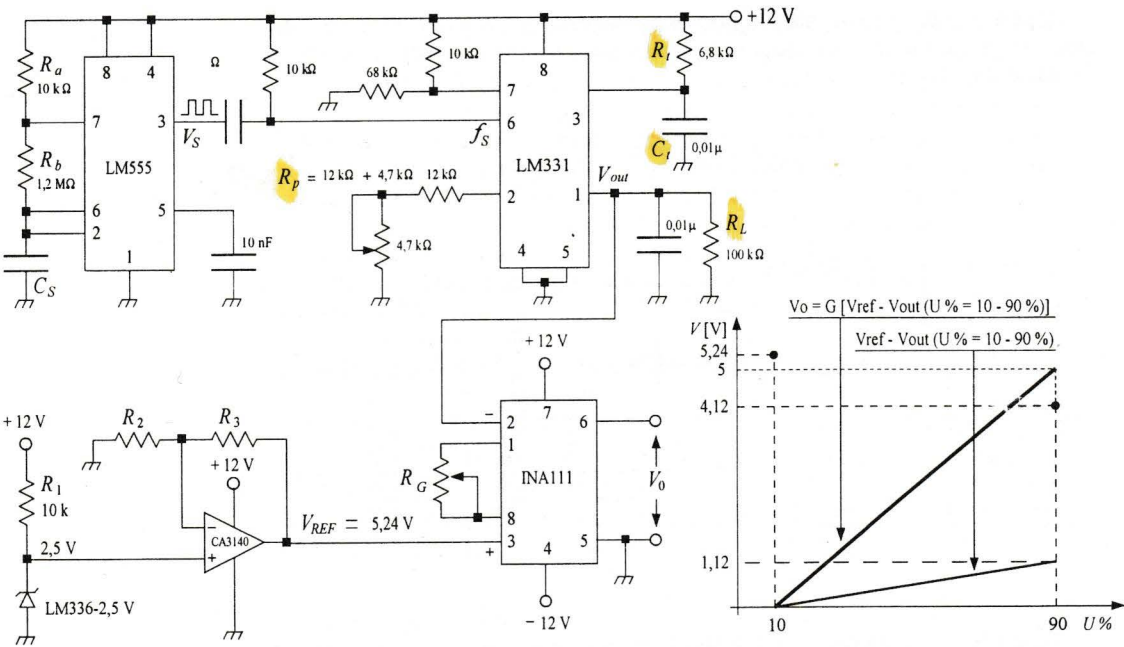


Fig. 1.4.4

Tarando opportunamente la R_p , la tensione d'uscita V_{out} aumenta di 1 V per ogni kHz della frequenza d'ingresso. Dalla tabella di figura 1.4.2 si ha:

$$U \% = 10 \% \Rightarrow f_S = 5,24 \text{ k Hz}$$
$$U \% = 90 \% \Rightarrow f_S = 4,12 \text{ k Hz}$$

L'amplificatore operazionale per strumentazione INA111 realizza l'offset ($V_0 = 0 \text{ V}$),

il fattore di scala ($V_0 = 5 \text{ V}$) ed una caratteristica *umidità relativa/tensione* crescente (fig. 1.4.4). La tensione di riferimento per l'offset, riferito alla umidità relativa minima ed alla $V_{out} = 5,24 \text{ V}$, è realizzata dallo zener di precisione LM336-2,5 V e dall'amplificatore operazionale CA3140 il cui guadagno A risulta:

$$A = 1 + \frac{R_3}{R_2} = \frac{V_{REF}}{2,5} = \frac{5,24}{2,5} = 2,096$$

ossia
$$\frac{R_3}{R_2} = 1,096$$

Ponendo $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1,096 \cdot R_2 = 10,96 \text{ k}\Omega$ (Val. comm.: $10 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega$)

L'amplificatore per strumentazione INA111 realizza sia l'offset che il fattore di scala. Per dimensionare R_G , occorre calcolare il guadagno G dell'amplificatore per l'umidità relativa $U \% = 90 \%$. Si ha:

$$G = \frac{V_0 \text{ (Fattore di scala)}}{V_{out} (U \% = 90 \%) - V_{out} (U \% = 10 \%) } = \frac{5}{5,24 - 4,12} = \frac{5}{1,12} = 4,46$$

La resistenza R_G è:

$$R_G = \frac{50 \cdot 10^3}{G - 1} = \frac{50 \cdot 10^3}{3,46} = 14,45 \text{ k}\Omega \quad (\text{Val. comm.: } 12 \text{ k}\Omega + 4,7 \text{ k}\Omega)$$

Per distanze maggiori si può utilizzare una conversione *tensione/frequenza* e *frequenza/tensione* oppure una linea a loop di corrente 4 mA ÷ 20 mA (fig. 1.10.4).

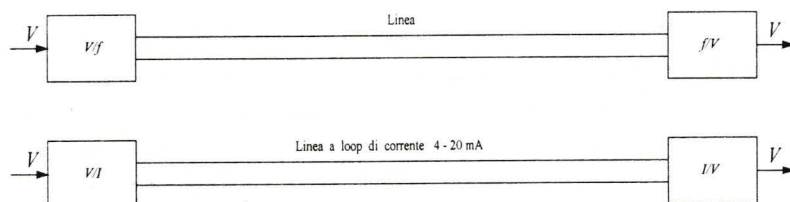


Fig. 1.10.4

1.10.2 Trasmissione di segnali analogici con conversione in frequenza

Per realizzare la trasmissione con la conversione *tensione/frequenza* e *frequenza/tensione* si possono utilizzare gli schemi a blocchi riportati in figura 1.10.5.

(¹) Per approfondimenti sull'argomento si veda il testo di R. Giometti e F. Frascari, *Elettronica. Le applicazioni*, Ed. Calderini.

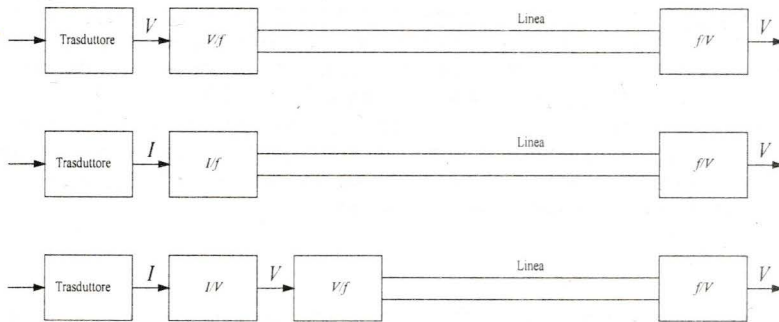


Fig. 1.10.5

L'intensità della corrente (o la tensione) presente ai morsetti d'uscita di un trasduttore commerciale è convertita in un'onda quadra la cui frequenza è funzione dell'intensità di corrente o del valore della tensione. Nella figura 1.10.6 è riportato lo schema funzionale del sistema di trasmissione e di ricezione:

- I_s è l'intensità di corrente fornita dal trasduttore di corrente ed anche l'intensità di corrente di source per l'AD654;
- $V_1 = 6\text{ V}$ è la tensione di alimentazione per il trasduttore realizzata con il partitore resistivo sul pin 4 e tramite la massa virtuale applicata al pin 3;
- C_T è la capacità che determina il valore della la frequenza f (max 500 kHz);
- V_{out} è la tensione d'uscita dal convertitore *corrente /frequenza*;
- $f = \frac{I_s}{V_1 \cdot C_T}$ è la frequenza del convertitore *corrente /frequenza*;
- $V_0 = f \cdot 2,09 \cdot \frac{R_L}{R_p} (R_i C_i)$ è la tensione del convertitore *frequenza/tensione* LM331.

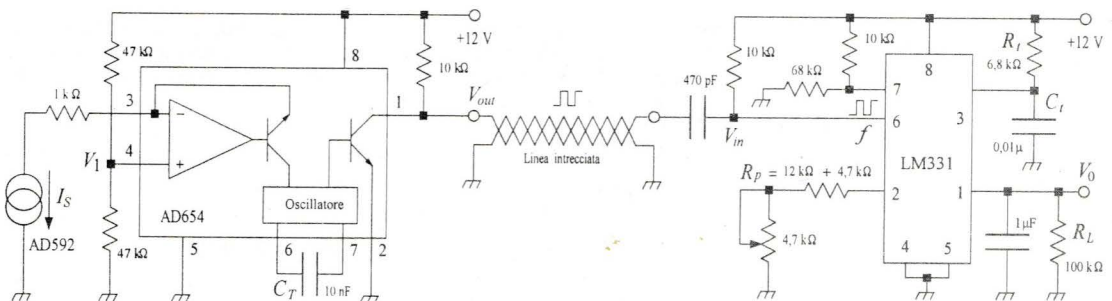
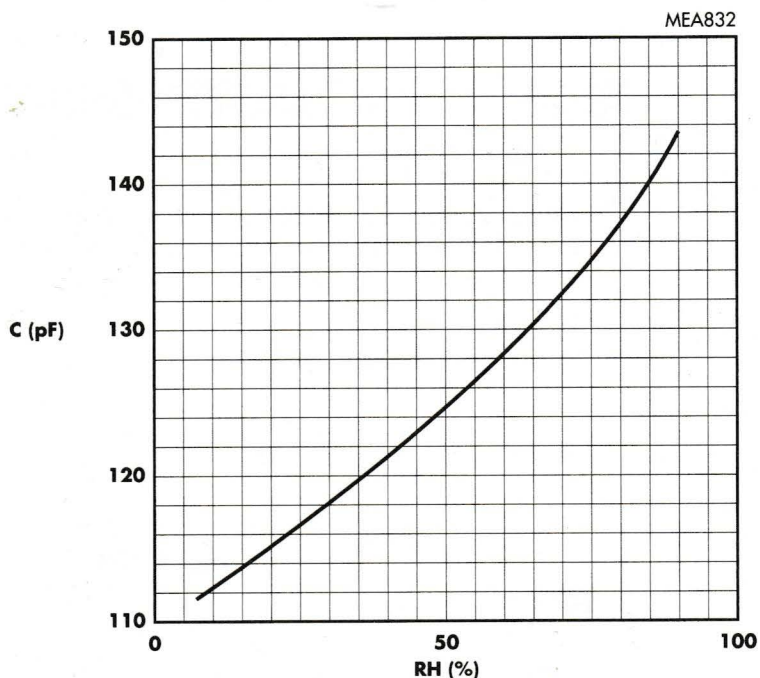


Fig. 1.10.6

- 2 Un sensore capacitivo di umidità ha una funzione di trasferimento = umidità-capacità rappresentata nel grafico di figura 15 in cui la sigla RH indica la Relative Humidity.

Figura 15



Progettare un circuito di condizionamento che fornisca una tensione che rispetti le seguenti condizioni limite:

$RH = 25\%$; $C = 116 \text{ pF}$; $V_o = 2,5 \text{ V}$

$RH = 85\%$; $C = 140 \text{ pF}$; $V_o = 8,5 \text{ V}$

In questo modo la tensione prodotta dal circuito moltiplicata per 10 rappresenta il valore dell'umidità relativa.

Soluzione

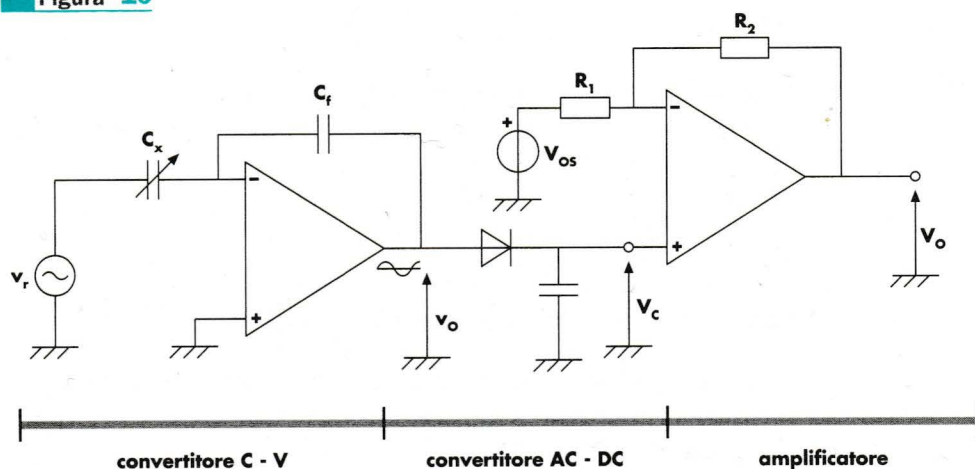
Un possibile circuito è riportato in figura 16 ed è composto da tre parti.

La prima parte è un circuito in corrente alternata che converte la variazione di capacità in variazione della tensione sinusoidale V_o .

La seconda parte è un convertitore con filtro capacitivo che converte l'alternata V_o in continua V_c , il cui valore è pari al valore massimo della V_o .

La terza parte ha il compito di condizionare il segnale V_c e fornire in uscita i valori di tensione imposti dal problema.

Figura 16



Dalla prima parte del circuito si ottiene
$$\bar{V}_C = -\frac{\bar{Z}_f}{\bar{Z}_x} \cdot \bar{V}_r = -\frac{\frac{1}{j\omega C_f}}{\frac{1}{j\omega C_x}} \cdot \bar{V}_r = -\frac{C_x}{C_f} \cdot \bar{V}_r$$

Assegniamo a C_f un valore confrontabile con i valori assunti da C_x .

Il generatore v_r è un segnale sinusoidale la cui ampiezza deve essere di qualche volt per non confondersi con eventuali disturbi, e una frequenza che faccia produrre ai condensatori una impedenza di qualche kΩ.

Scegliamo un segnale $v_r = 5 \cdot \sin(\omega t)$ che ha un valore di picco pari a 5 e una frequenza $f = 500$ kHz, $C_f = 100$ pF che produce un valore della impedenza:

$$Z_f = \frac{1}{\omega C_f} = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 3185 \Omega$$

Al variare della capacità C_x la tensione sinusoidale v_C assume i seguenti valori estremi:

per $C_x = 116$ pF, $V_C = 5,8$ V;

per $C_x = 140$ pF, $V_C = 7$ V.

La sinusoide assume una ampiezza che varia da 5,8 V a 7 V.

Il convertitore AC-DC converte i valori di picco della sinusoide in valori DC.

All'ultima parte del circuito viene assegnato il compito di fornire una tensione di uscita che varia fra 2,5V a 8,5V quando il suo ingresso varia da 5,8 V a 7 V.

$$V_O = -V_{OS} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_C$$

Imponendo i valori desiderati si ottiene:

$$2,5 = -V_{OS} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot 5,8$$

$$8,5 = -V_{OS} \cdot \frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot 7$$

Sottraendo le due formule si ottiene:

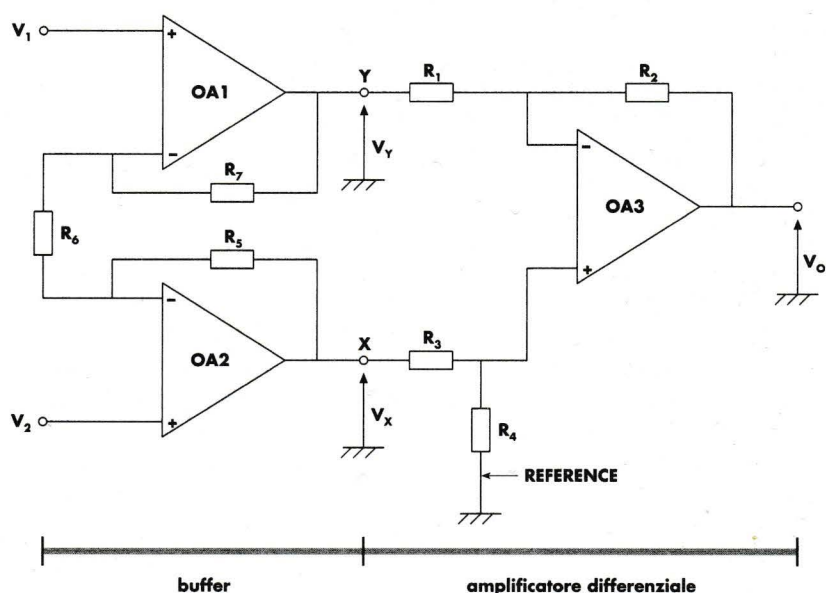
$$(8,5 - 2,5) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (7 - 5,8); \quad 6 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot 1,2; \quad \text{ossia } \frac{R_2}{R_1} = 4.$$

Sostituendo nella prima formula otteniamo $2,5 = -V_{OS} \cdot 4 + 5 \cdot 5,8$ e quindi $V_{OS} = 6,6$ V.

Inoltre scegliamo $R_1 = 1$ kΩ; $R_2 = 4$ kΩ.

3 Circuiti per amplificatori da strumentazione

Figura 5
Amplificatore
da
strumentazione



Si nota la presenza dell'amplificatore differenziale preceduto da un buffer che serve a disaccoppiare l'amplificatore differenziale dai segnali d'ingresso.

In questo modo ogni segnale è applicato all'ingresso non invertente di un amplificatore operazionale che ha una resistenza d'ingresso di valore molto alto. Se ipotizziamo

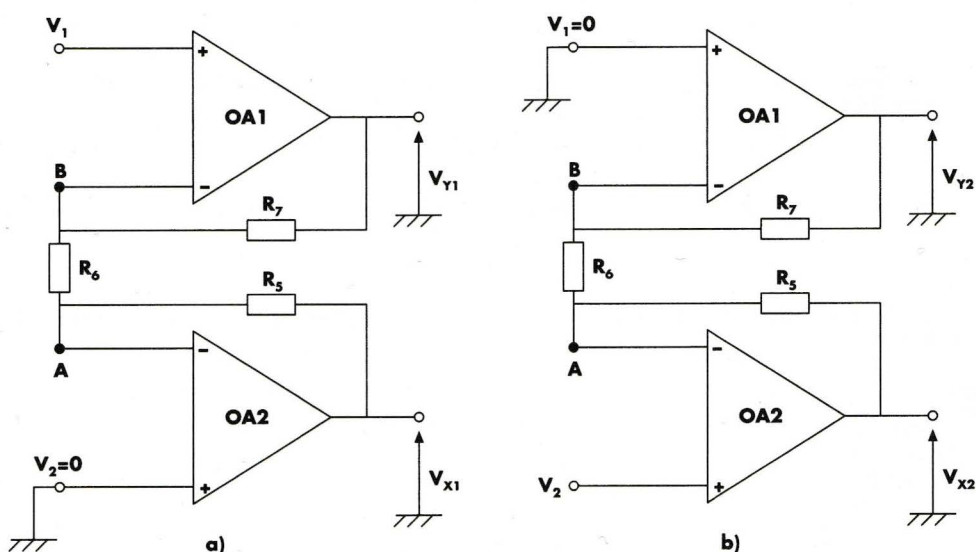
rispettata la condizione $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$, con riferimento alle tensioni nei punti X e Y la ten-

sione di uscita dell'amplificatore differenziale è data dalla formula:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} (V_X - V_Y)$$

Figura 6

Sovrapposizione degli effetti: applicazione di V_1 (a); applicazione di V_2 (b)



La tensione V_{Y1} può essere calcolata considerando che l'ingresso (–) di OA2, cioè il punto A, è virtualmente a massa perché l'ingresso (+) è a massa. Quindi OA1 amplifica in modo non invertente il segnale V_1 come indicato dalla formula:

$$V_{Y1} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \cdot V_1 \quad 11$$

La tensione V_{X1} può essere calcolata considerando il circuito di OA2 come amplificatore invertente della tensione nel punto B. Questa tensione ha il valore di V_1 per il corto circuito virtuale fra gli ingressi di OA1. Pertanto si ottiene:

$$V_{X1} = -\frac{R_5}{R_6} \cdot V_1 \quad 12$$

Gli effetti della tensione V_2 possono essere calcolati dal circuito di **figura 6b**. Con considerazioni analoghe a quanto visto per il circuito di **figura 6a** ricaviamo:

$$V_{X2} = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \cdot V_2 \quad 13$$

$$V_{Y2} = -\frac{R_7}{R_6} \cdot V_2 \quad 14$$

Per calcolare la V_X occorre sommare la **12** e la **13** ottenendo la formula:

$$V_X = V_{X1} + V_{X2} = -\frac{R_5}{R_6} \cdot V_1 + \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \cdot V_2 \quad 15$$

Per calcolare V_Y sommiamo la **11** e la **14** ottenendo:

$$V_Y = V_{Y1} + V_{Y2} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \cdot V_1 - \frac{R_7}{R_6} \cdot V_2 \quad 16$$

Sostituendo nella formula 10 i risultati della 15 e della 16 e risolvendo si ottiene:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_7}{R_6} \right) \cdot (V_2 - V_1) \quad 17$$

Vediamo i vantaggi di questo amplificatore rispetto al normale amplificatore differenziale.

Ognuno dei due segnali è applicato direttamente all'ingresso non invertente di un operazionale che ha un elevatissimo valore della resistenza.

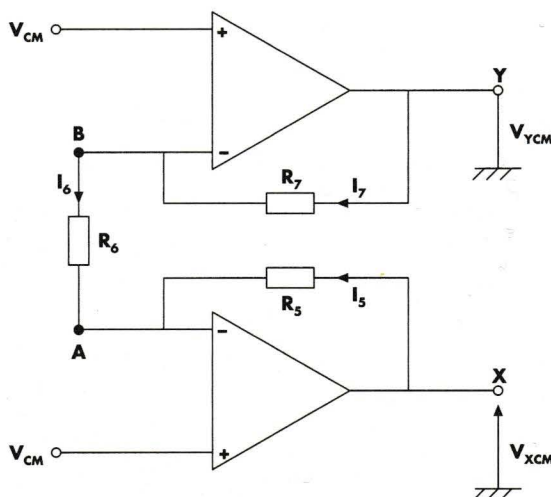
Inoltre l'errore introdotto dalle correnti di polarizzazione può essere ridotto scegliendo un basso valore di R_2 e lasciando il compito di amplificare al termine $\left(1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_7}{R_6} \right)$.

Per ricavare l'errore introdotto dalla tensione di modo comune esaminiamo il circuito di figura 7.

**Resistenza
d'ingresso**

**Tensione di
modo comune**

Figura 7
Contributo
della tensione
di modo
comune



In esso ogni segnale è sostituito dalla tensione V_{CM} avendo annullato i segnali reali. Il corto circuito virtuale fra gli ingressi di ogni operazionale ci consente di affermare che la tensione nel punto A vale $V_A = V_{CM}$ e anche la tensione nel punto B, vale $V_B = V_{CM}$. La tensione su R_6 è nulla e di conseguenza anche $I_6 = 0$. Ciò comporta che $I_7 = 0$ e $I_5 = 0$. Pertanto $V_{YCM} = V_A = V_{CM}$ e $V_{XCM} = V_B = V_{CM}$. La tensione V_{CM} si propaga sul punto X e sul punto Y senza subire alcuna amplificazione mentre i due segnali sono amplificati del

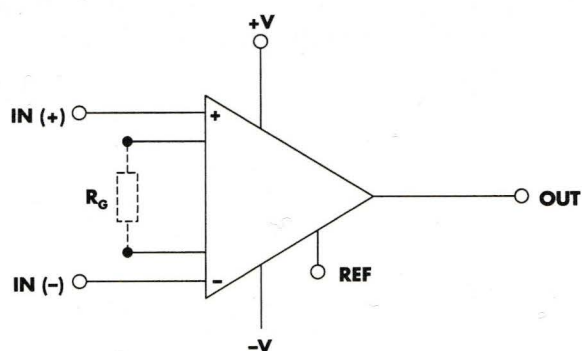
fattore $\left(1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_7}{R_6} \right)$ con un grande vantaggio sul risultato finale.

Il contributo della V_{CM} può essere ridotto anche nello stadio dell'amplificatore differenziale tarando la resistenza R_4 in modo che venga rispettata la condizione $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$. Una

soluzione adottata negli amplificatori da strumentazione è di utilizzare quattro resistenze uguali: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$. Ricordiamo che nei circuiti integrati è possibile realizzare resistenze di valore perfettamente uguale anche se di scarsa precisione. Nei circuiti integrati sono di uguale valore tutte le resistenze a eccezione di R_6 che viene collegata esternamente attraverso appositi terminali. Il terminale libero di R_4 invece di essere collegato a massa è disponibile come terminale all'esterno dell'integrato e prende il nome di Reference (REF) come indicato in figura 5. Il simbolo tipico di un IA è riportato in figura 8. La resistenza esterna R_G che definisce il guadagno è riportata in tratteggio.

Figura 8

Simbolo di un
amplificatore
da
strumentazione
(IA)



La **figura 9** mostra lo schema interno dell'AD623: si nota che ai terminali 1 e 8 va collegata esternamente la resistenza che impone il valore del guadagno. Variando il valore di tale resistenza è possibile variare il guadagno dell'amplificatore. Il terminale 5 (REF) consente di applicare una tensione che consente la riduzione dell'effetto della V_{CM} sull'uscita OUT.

FIG. 56

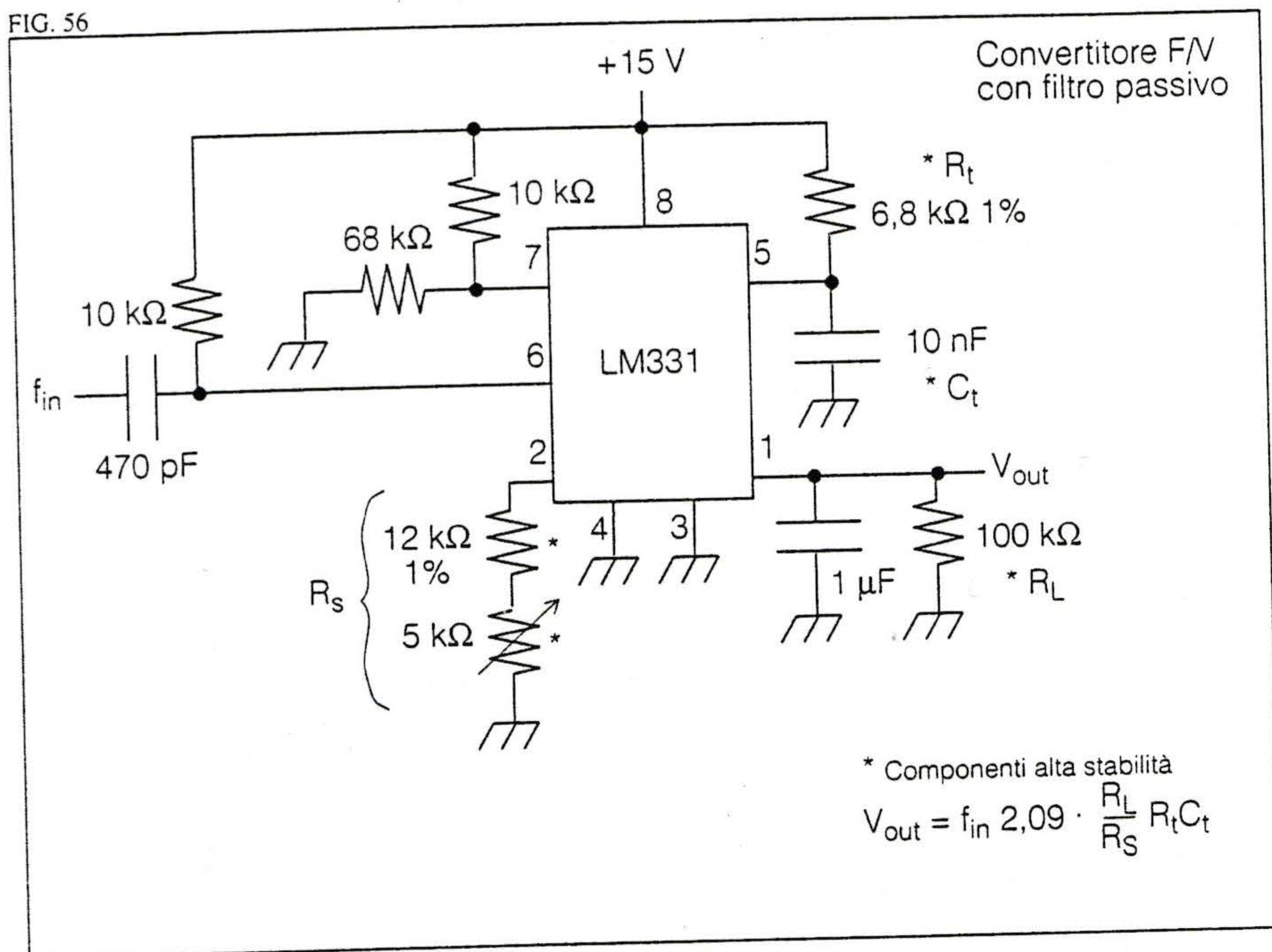


FIG. 52

