

<i>INTRODUZIONE</i>	2
<i>CARATTERISTICA DI TRASFERIMENTO (OPEN LOOP)</i>	3
<i>OPERAZIONALE NORTON IDEALE FUNZIONANTE IN REGIME LINEARE</i>	3
<i>APPLICAZIONI LINEARI</i>	4
<i>CONNESSIONE INVERTENTE</i>	4
<i>Studio delle condizioni di polarizzazione:</i>	4
<i>Calcolo dell'amplificazione di tensione</i>	4
<i>CONNESSIONE NON INVERTENTE</i>	5
<i>Studio delle condizioni di polarizzazione:</i>	5
<i>Calcolo dell'amplificazione di tensione</i>	5
<i>CONNESSIONE N VBE</i>	6
<i>Studio delle condizioni di polarizzazione:</i>	6
<i>Calcolo dell'amplificazione di tensione</i>	6
<i>BUFFER A GUADAGNO UNITARIO</i>	6
<i>CONNESSIONE AMPLIFICATRICE AD ELEVATO GUADAGNO ED ELEVATA Ri</i>	7
<i>Studio delle condizioni di polarizzazione:</i>	7
<i>Calcolo dell'amplificazione di tensione</i>	7
<i>CIRCUITO INTEGRATORE (DOMINIO DI T)</i>	8
<i>APPENDICE A</i>	9
<i>Specchio di Corrente (current mirror)</i>	9
<i>BIBLIOGRAFIA</i>	10

*AMPLIFICATORI OPERAZIONALI NORTON 1^a parte
applicazioni lineari*

prof. Cleto Azzani
IPSIA Moretto Brescia

13 febbraio 1995

Introduzione

Gli Amplificatori Operazionali Norton possono essere alimentati da un'unica sorgente di alimentazione. Strutturalmente essi sono riconducibili allo schema a blocchi di fig. 1a in cui si nota la presenza di uno specchio di corrente (Current Mirror) connesso in cascata ad un amplificatore a trans-resistenza. Quest'ultimo trasforma la differenza di corrente proveniente dal Current Mirror in una tensione: la tensione V_u di uscita dell'amplificatore. In fig. 1b è riportato uno schema elettrico circuitale di principio dell'Amplificatore Norton LM3900. Rispetto agli OVA gli Amplificatori Norton presentano dei vantaggi: richiedono per il loro funzionamento una sorgente di alimentazione singola e non duale; hanno una figura di merito (prodotto Banda Guadagno) più elevata. Il più affermato amplificatore Norton è il circuito integrato LM3900 della National Semiconductor Corporation. L'Amplificatore Operazionale Norton è un dispositivo simboleggiato come indicato in fig. 2; si noti che sono state messe in evidenza le correnti I_i ed I_{ni} che interessano i due ingressi dell'Amplificatore. Si osservi inoltre che, contrariamente agli OVA, la grandezza di ingresso è una corrente o più precisamente la differenza fra le intensità di correnti circolanti sui due ingressi: Non Invertente (I_{ni} ovvero I_+) e Invertente (I_i ovvero I_-). In un amplificatore operazionale Norton il legame matematico I/O (ingresso uscita) è espresso dalla relazione:

$$V_u = R_m (I_{NI} - I_I) = R_m I_D \quad 1$$

La costante di proporzionalità fra grandezze di ingresso (correnti) e quelle di uscita (tensione) ha le dimensioni di una resistenza (resistenza mutua) di valore molto elevato (in analogia a quanto avviene negli operazionali OVA). Se la differenza fra le due correnti di ingresso assume valori positivi la tensione di uscita raggiunge il valore V_{cc} ; se la differenza fra le due correnti d'ingresso assume valori negativi la tensione di uscita si colloca su valori prossimi a 0 V.

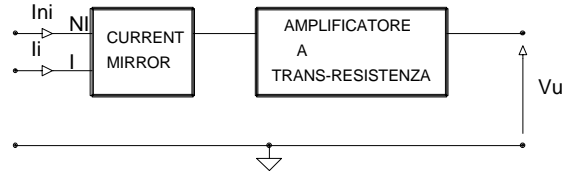


fig. 1a Schema a blocchi di un Amplificatore Norton

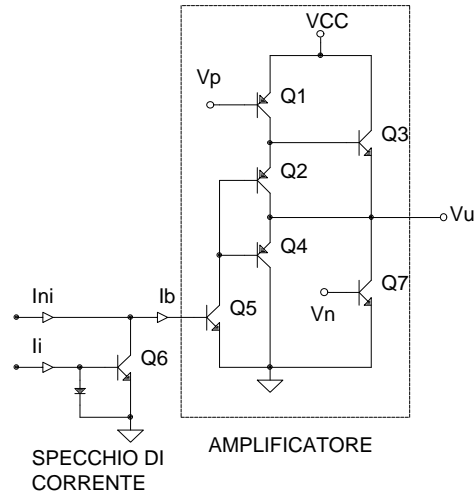


fig. 1b Schema elettrico interno di un Amplificatore Norton

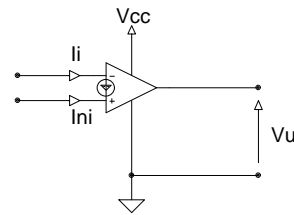


fig. 2a Simbolo circuitale dell'Amplificatore Operazionale Norton

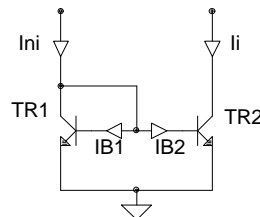


fig.2b Circuito di ingresso

Caratteristica di trasferimento (open loop)

La curva riportata in fig. 3 esprime in forma grafica il legame matematico descritto dalla relazione 1 nell'ipotesi di un Amplificatore Norton reale. Dalla analisi del grafico si desume che se il segnale differenza I_d assume valori positivi (intensità di corrente I_{ni} maggiore di I_i) l'uscita si porta nella regione di saturazione positiva ($V_u=V_{cc}$); se, al contrario, I_d assume valori negativi, V_u si porta nella regione di saturazione negativa ($V_u=0$).

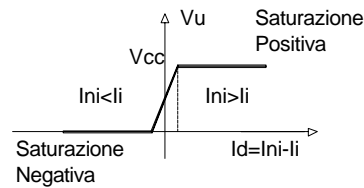


fig.3 Caratteristica di Trasferimento dell'Amplificatore Norton

Operazionale Norton ideale funzionante in regime lineare

Dalla relazione 1 risolvendo rispetto a I_d si ha :

$$I_D = I_{NI} - I_I = \frac{V_u}{R_m} \tag{3}$$

ma considerato l'elevato valore di R_m che caratterizza un operazionale risulta :

$$\lim_{R_m \rightarrow \infty} (I_{NI} - I_I) = \lim_{R_m \rightarrow \infty} \frac{V_u}{R_m} = 0 \tag{4}$$

da cui si ha immediatamente :

$$I_{NI} = I_I \tag{5}$$

La espressione 5 è di fondamentale importanza per lo studio di tutti i circuiti lineari basati su Amplificatori Norton . Nello studio approssimato delle connessioni comprendenti operazionali Norton solitamente si introducono accanto alla 5 altre ipotesi semplificative:

$$\begin{aligned} I_{NI} &\gg I_B \\ I_I &\gg I_B \end{aligned} \tag{6}$$

la 6 esprime la condizione che le intensità di corrente in ingresso allo specchio sono trascurabili rispetto alla corrente di polarizzazione dell'Amplificatore operazionale (corrente di base di $Q5$ fig. 1b). Tale corrente si aggira normalmente attorno a 30nA.

In altri casi si trascura la ddp esistente fra ingresso invertente e massa o fra non invertente e massa; tale ddp si aggira attorno a 0,5V trattandosi di una V_{beon} di un BJT al Si.

La correttezza delle ipotesi semplificative va comunque verificata nello specifico ambito circuitale di volta in volta analizzato.

Applicazioni lineari

Connessione Invertente

Si faccia riferimento al circuito di fig. 4; in esso si noti la presenza di una capacità C1 necessaria per consentire una corretta polarizzazione dell'amplificatore Norton (la componente continua di polarizzazione non deve chiudersi a massa attraverso il generatore di ingresso) e per consentire un opportuno accoppiamento in alternata con la sorgente di ingresso V_e . La relazione di funzionamento in regime lineare va scritta sia in continua per verificare le corrette condizioni di polarizzazione, sia in alternata per valutare l'entità di amplificazione introdotta dal circuito.

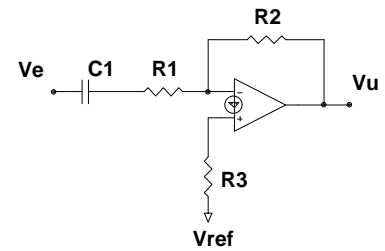


fig. 4 Connessione Invertente

Studio delle condizioni di polarizzazione:

C1 in continua si comporta da circuito aperto. Risulta perciò che:

$$I_{NI} = \frac{V_{ref} - V_{NI}}{R_3} \cong \frac{V_{ref}}{R_3} \quad 7$$

$$I_I = \frac{V_u - V_I}{R_2} \cong \frac{V_u}{R_2} \quad 8$$

Le approssimazioni introdotte nelle espressioni 7 e 8 sono legittime solo se V_{ref} e V_u risultano molto maggiori rispetto a V_{ni} e a V_i .

Per la condizione di linearità espressa dalla relazione 5 risulta:

$$\frac{V_u}{R_2} = \frac{V_{ref}}{R_3} \quad 9$$

$$V_u = \frac{V_{ref}}{R_3} R_2 \quad 10$$

assumendo quindi ad esempio :

$$V_{ref} = V_{CC} \quad 11$$

e ricordando che un'ottima condizione di funzionamento in zona lineare si ottiene scegliendo il livello di polarizzazione a "tensione di batteria dimezzata" (sono infatti consentite escursioni sia positive che negative attorno al punto di riposo)

$$V_u = \frac{V_{CC}}{2} \quad 12$$

dalla espressione 10 tenendo conto della 11 e della 12 si ricava:

$$R_3 = 2 \cdot R_2 \quad 13$$

Calcolo dell'amplificazione di tensione

In alternata C1 si comporta da corto circuito. Perciò, essendovi condizione di equilibrio (assicurato dalla polarizzazione) fra le componenti continue di polarizzazione sussisterà analoga condizione di equilibrio fra le componenti alternate per cui potrà scriversi:

$$\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_u}{R_2} = 0 \quad 14$$

da cui si ricava immediatamente :

$$A_v = \frac{v_u}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1} \quad 15$$

Connessione Non Invertente

Studio delle condizioni di polarizzazione:

C1 in continua si comporta da circuito aperto. Risulta perciò che:

$$I_{NI} = \frac{V_{ref} - V_{NI}}{R_3} \cong \frac{V_{ref}}{R_3} \quad 16$$

$$I_I = \frac{V_u - V_I}{R_2} \cong \frac{V_u}{R_2} \quad 17$$

Le approssimazioni introdotte nelle espressioni 7 e 8 sono legittime solo se V_{ref} e V_u risultano molto maggiori rispetto a V_{ni} e a V_i . Per la condizione di linearità espressa dalla relazione 5 tenendo conto della 16 e della 17 risulta:

$$R_3 = \frac{V_{ref}}{V_u} \cdot R_2 \quad 18$$

Ipotizzando di scegliere $R_4=R_5$ in tal caso risulta:

$$V_{ref} = \frac{V_{CC}}{2} \quad 19$$

adottando il criterio di scelta per V_u della "tensione di batteria dimezzata" la relazione 18 porta al seguente risultato:

$$R_3 = R_2 \quad 20$$

Calcolo dell'amplificazione di tensione

In alternata C1 si comporta da corto circuito. La componente alternata del segnale di ingresso viene applicata all'ingresso non invertente; la componente alternata del segnale di uscita viene applicata all'ingresso invertente. Per la condizione di equilibrio fra le componenti alternate potrà scriversi:

$$\frac{v_e}{R_1} = \frac{v_u}{R_2} \quad 21$$

da cui si ricava immediatamente :

$$A_v = \frac{v_u}{v_e} = \frac{R_2}{R_1} \quad 22$$

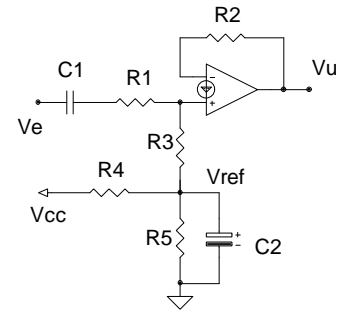


fig. 5 Connessione Non Invertente

Connessione N Vbe

Studio delle condizioni di polarizzazione:

C1 in continua si comporta da circuito aperto. Essendo inoltre nel circuito di fig. 6

$$I_{NI} = I_I = 0 \quad 23$$

dovrà ovviamente risultare:

$$\frac{V_u - V_{BE}}{R_2} = \frac{V_{BE}}{R_3} \quad 24$$

Da cui risulta :

$$V_u = V_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = V_{BE} \cdot N \quad 25$$

La scelta di N e quindi di Vu dipenderà dal criterio di polarizzazione adottato e dalla tensione di alimentazione specifica applicata al circuito.

Adottando ad esempio il criterio della "tensione di batteria dimezzata" la relazione 25 porta al seguente risultato:

$$N = \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) = \frac{V_{CC}}{2 \cdot V_{BE}} \quad 26$$

Calcolo dell'amplificazione di tensione

In alternata C1 si comporta da corto circuito. La componente alternata del segnale di ingresso viene applicata all'ingresso invertente; la componente alternata del segnale di uscita viene applicata anch'essa all'ingresso invertente. Per la condizione di equilibrio fra le componenti alternate potrà scriversi:

$$\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_u}{R_2} = 0 \quad 27$$

da cui si ricava immediatamente :

$$A_v = \frac{v_u}{v_e} = - \frac{R_2}{R_1} \quad 28$$

Buffer a guadagno unitario

In fig. 7 è rappresentato un buffer (amplificatore di corrente) a guadagno unitario. Le condizioni di linearità (5) danno origine alla relazione:

$$\frac{V_e - V_{NI}}{R} = \frac{V_u - V_I}{R} \quad 29$$

Tenendo altresì conto che risulta:

$$V_{NI} = V_I = 0,5V \quad 30$$

si ha:

$$V_u = V_e \quad 31$$

da cui la denominazione di buffer a guadagno di tensione unitario.

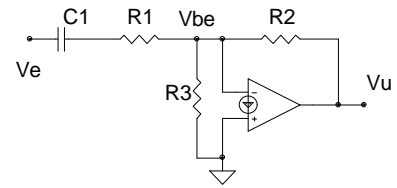


fig. 6 Configurazione N Vbe

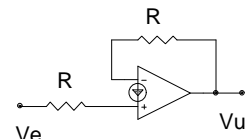


fig. 7 Buffer a guadagno 1

Connessione Amplificatrice ad elevato guadagno ed elevata Ri

Si faccia riferimento al circuito di fig. 8 che riporta una connessione invertente ad elevato guadagno di tensione e ad elevata resistenza di ingresso.

Studio delle condizioni di polarizzazione:

C1 e C2 sono in continua circuiti aperti; si procede quindi analogamente a quanto fatto nel caso del del circuito amplificatore invertente di fig. 4

$$I_{NI} = \frac{V_{CC} - V_{NI}}{R_2} \cong \frac{V_{CC}}{R_2} \quad 32$$

$$I_I = \frac{V_u - V_I}{R_4 + R_3} \cong \frac{V_u}{R_4 + R_3} \quad 33$$

Calcolo dell'amplificazione di tensione

In alternata C1 e C2 si comportano da corto circuito. La componente alternata del segnale di ingresso viene applicata all'ingresso invertente tramite R1; la componente alternata del segnale di uscita viene applicata ssa all'ingresso invertente tramite R3. Per le condizioni che sussistono fra i valori di R3, R4 ed R5 si potrà scrivere:

$$v_{R5} = v_u \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cong v_u \frac{R_5}{R_4} \quad 34$$

Per la condizione di equilibrio fra le componenti alternate potrà scriversi:

$$\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_{R5}}{R_3} = 0 \quad 35$$

da cui si ricava :

$$v_{R5} = -\frac{R_3}{R_1} v_e \quad 36$$

tenendo conto della relazione 34 si ricava:

$$v_0 \frac{R_5}{R_4} = -\frac{R_3}{R_1} v_e \quad 37$$

da cui immediatamente si ricava :

$$A_V = \frac{v_u}{v_e} = -\frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_5} \quad 38$$

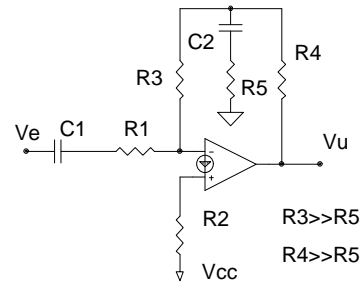


fig. 8 Connessione Invertente ad Elevato Guadagno

Circuito integratore (dominio di t)

Nel circuito di fig. 9 possono essere scritte le seguenti relazioni :

$$I_{NI} = \frac{V_{ref}}{R_3} \quad 39$$

$$I_I = C_2 \frac{dV_u}{dt} + \frac{v_e}{R_1} \quad 40$$

inoltre la condizione di linearità (5) porta alle seguenti conseguenze :

$$\frac{V_{ref}}{R_3} = C_2 \frac{dV_u}{dt} + \frac{v_e}{R_1} \quad 41$$

da cui immediatamente si ha :

$$\frac{dV_u}{dt} = \frac{1}{C_2} \left(\frac{V_{ref}}{R_3} - \frac{v_e}{R_1} \right) \quad 42$$

si possono presentare tre casi :

- a) se $\frac{V_{ref}}{R_3} > \frac{v_e}{R_1}$ allora risulta $\frac{dV_u}{dt} > 0$ e quindi V_u risulterà crescente
- b) se $\frac{V_{ref}}{R_3} = \frac{v_e}{R_1}$ allora risulta $\frac{dV_u}{dt} = 0$ e quindi V_u risulterà costante
- c) se $\frac{V_{ref}}{R_3} < \frac{v_e}{R_1}$ allora risulta $\frac{dV_u}{dt} < 0$ e quindi V_u risulterà decrescente

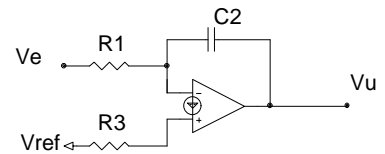


fig.9 Circuito Integratore

Osservazione

Perchè un integratore realizzato con operazionali Norton funzioni correttamente è necessario che all'accensione la tensione V_c cresca e quindi deve risultare soddisfatta la condizione prevista al punto a). In caso contrario la tensione ai capi del condensatore rimarrà costantemente a 0; non è infatti possibile che V_c assuma valori negativi per l'assenza della sorgente di alimentazione negativa dell'operazionale.

Appendice A

Specchio di Corrente (current mirror)

Nella tecnologia dei circuiti integrati lineari frequentemente ci si imbatte in circuiti denominati "current mirror". Si propone lo studio di tre configurazioni circuitali per rendersi conto delle loro modalità di funzionamento. In fig. 13 è presentata la configurazione base di uno specchio di corrente. In esso sono presenti due BJT TR1 con base e collettore cortocircuitati che si comporta da diodo integrato e TR2. Nella tecnologia dei circuiti integrati non è difficile realizzare transistor con le stesse caratteristiche di guadagno ossia con :

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta \gg 1$$

A.23

dal circuito si verifica che essendo le due basi ed i due emettitori connessi assieme risulta :

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$$

A.24

I due BJT TR1 e TR2 con identiche caratteristiche costruttive saranno quindi interessati da valori identici di corrente sia di base che di collettore.

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_2}{\beta}$$

A.25

Ricavando il valore di I_1 risulta :

$$I_r = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_0 + 2I_B = I_0 + 2 \frac{I_0}{\beta} = \frac{\beta + 2}{\beta} I_0$$

A.26

da cui facilmente si perviene a :

$$I_0 = I_r \frac{\beta}{\beta + 2} \cong I_r$$

A.27

Nel circuito di fig. 14 TR1 e TR3 costituiscono un primo specchio di corrente per il quale può essere riscritta la relazione A.27 :

$$I_{C1} = \frac{\beta I_{E2}}{\beta + 2}$$

A.28

calcolo l'espressione di I_0 (collettore di TR2) :

$$I_0 = I_{E2} - I_{B2} = I_{E2} - \frac{I_0}{\beta}$$

A.29

dalla A.29 ricavo I_{E2} :

$$I_{E2} = \frac{\beta + 1}{\beta} I_0$$

A.30

calcolo ora I_r tenendo conto della A.28 e della A.29 :

$$I_r = I_{C1} + I_{B2} = I_{C1} + \frac{I_0}{\beta} = \frac{\beta + 1}{\beta + 2} I_0 + \frac{I_0}{\beta} = I_0 \frac{\beta(\beta + 1) + \beta + 2}{\beta(\beta + 2)}$$

A.31

da cui risulta :

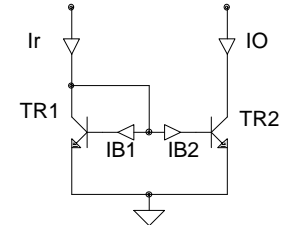


fig. 13 Specchio di corrente

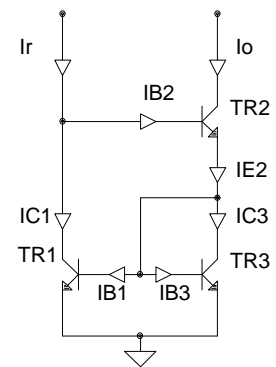


fig. 14 Altro specchio di corrente

$$I_0 = I_r \frac{\beta^2 + 2}{\beta^2 + 2\beta + 2} \cong I_0$$

A.32

La formula A.32 ci esprime l'uguaglianza fra I_r ed I_0 nel circuito di fig. 14.

Nel circuito di fig. 15 l'intensità di corrente I_{E3} è data dall'espressione :

$$I_{E3} = I_{B1} + I_{B2} = 2 \frac{I_0}{\beta} \quad \text{A.33}$$

$$I_{B3} = \frac{I_{E3}}{\beta + 1} = \frac{2I_0}{\beta(\beta + 1)}$$

A.34

calcolo ora I_r :

$$I_r = I_{B3} + I_{C1} = I_{B3} + I_0 = \frac{2 + \beta(\beta + 1)}{\beta(\beta + 1)} I_0 \quad \text{A.35}$$

da cui risulta:

$$I_0 = \frac{\beta(\beta + 1)}{\beta(\beta + 1) + 2} I_r = \frac{\beta^2 + \beta}{\beta^2 + \beta + 2} I_r \cong I_r \quad \text{A.36}$$

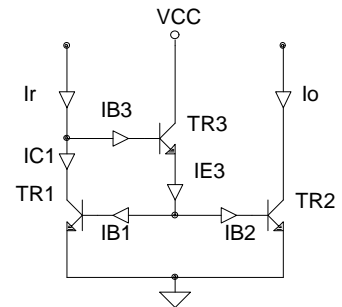


fig. 15 Altro specchio di corrente

Bibliografia

National Semiconductor Linear Application Handbook 1986 (pag. 211)

T. M. Frederiksen AN72 The LM3900 : a new current differencing quad of input amplifier