

SOMMARIO

INTRODUZIONE	2
STUDIO TEORICO DELL'AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE	3
DETERMINAZIONE DEI PARAMETRI AD E AC DI UNO STADIO DIFFERENZIALE	4
<i>Amplificazione di modo comune Ac</i>	4
<i>Amplificazione di modo differenziale Ad</i>	5
NOTA :	5
AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE A DUE USCITE	5
USCITA DI TIPO SBILANCIATO.....	6
USCITA DI TIPO BILANCIATO	6
STADI DIFFERENZIALI IN CASCATA.....	7
DETERMINAZIONE DI AD E AC IN UNO STADIO DIFFERENZIALE A BJT	8
AMPLIFICATORE DA STRUMENTAZIONE.....	9
<i>Bibliografia:</i>	9

Amplificatori Differenziali

prof. Cleto Azzani
IPSIA Moretto Brescia

1994

Introduzione

Gli Amplificatori differenziali sono stati introdotti in Elettronica allo scopo di eliminare in tutto o in parte i problemi che si presentano negli amplificatori ad accoppiamento diretto. L'obiettivo da raggiungere era quello di realizzare amplificatori caratterizzati da un accettabile rapporto S/N (Signal/Segnale Noise/Disturbo) anche in presenza di disturbi provenienti dall'esterno o generati internamente allo stadio amplificatore dalle variazioni termiche o dall'invecchiamento dei componenti o da rumori prodotti dai componenti.

Negli Amplificatori ad accoppiamento diretto il segnale prelevato in uscita V_u nel circuito di fig. 1, dipende oltre che dal segnale d'ingresso V_e anche dalle variazioni termiche in quanto I_c in entrambi i transistor, dipende da I_{CB0} , h_{FE} , V_{BE} (grandezze dipendenti da T).

È evidente che le due componenti, la termica e quella dovuta al segnale di ingresso V_e non sono più separabili in uscita; si dovranno pertanto prendere in considerazione strutture circuitali ove la componente termica di V_u è di ampiezza molto inferiore rispetto alla componente determinata da V_e oppure passare a configurazioni diverse.

In una struttura differenziale come quella di fig. 2, le variazioni del punto di lavoro prodotte dalla temperatura producono i medesimi effetti sui due BJT TR1 e TR2 (che sono identici dal punto di vista elettrico); per cui è facile convincersi che il segnale prelevato fra le due uscite $U1$ e $U2$ non risente degli effetti termici ma risente solo della differenza fra i due segnali V_{NI} e V_I applicati in ingresso.

Le variazioni del punto di lavoro prodotte da variazioni di termiche sono solo un primo esempio di "segnali di modo comune" che tendono a introdurre modifiche sul segnale in uscita a un amplificatore in continua. In realtà i segnali V_{NI} e V_I potrebbero essi stessi essere disturbati da interferenze di tipo elettrostatico o elettromagnetico che possono agire sui conduttori di collegamento fra i generatori e gli ingressi NI e I dell'amplificatore differenziale. Poiché l'amplificatore differenziale è in grado di effettuare una reiezione sui disturbi è essenziale che questi si presentino in ingresso come segnali di modo comune. Il progettista quindi dovrà prendere tutte le cautele al fine di porre i due ingressi NI ed I ad operare nelle stesse identiche situazioni elettriche e con ampiezza di disturbi presumibilmente ridotta al minimo; situazione che si risolve schermando i due conduttori di ingresso oppure usando coppie di conduttori intrecciate "twisted-pairs" tipo doppino telefonico.

Nel caso del doppino telefonico (cavo con conduttori A e B a geometria forzata poiché intrecciati) non c'è ragione per ritenere che in caso di interferenza, il disturbo che si genera nel conduttore A assuma ampiezza diversa rispetto al disturbo che si genera nel conduttore B; tali disturbi potranno quindi a tutti gli effetti essere considerati segnali di modo comune.

Nel campo della strumentazione industriale tutti i collegamenti maggiormente affidabili fra trasduttori, sonde termiche, ecc. ecc. e apparati elettronici di controllo sono realizzati con sistemi basati su tecniche differenziali. Nel campo della trasmissione dati di tipo seriale sono da tempo utilizzati i protocolli RS422 e RS485 che basano il loro funzionamento su tecniche di trasmissione di tipo differenziale che consentono elevate velocità di trasmissione su linee di discreta lunghezza in quanto tali tecniche differenziali, permettono di eliminare una considerevole quantità di disturbi di modo comune.

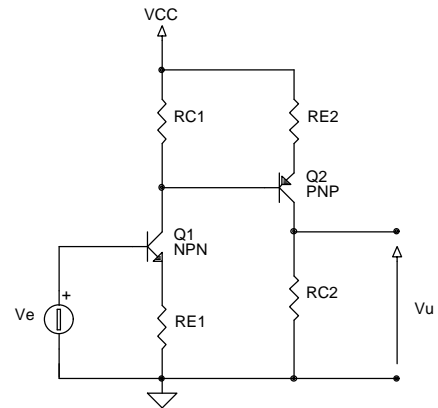


fig. 1 Amplificatore ad accoppiamento diretto

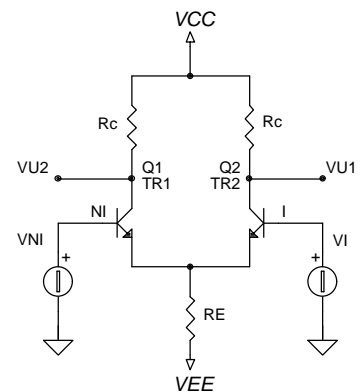


fig. 2 Amplificatore differenziale a BJT

Studio teorico dell'amplificatore differenziale

Un amplificatore differenziale può essere pensato come un blocco funzionale dotato di due ingressi e di due uscite (fig. 3) :

- - Ingresso Invertente I
- - Ingresso Non Invertente NI
- - Uscita principale U1
- - Uscita U2

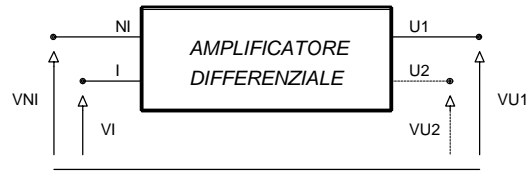


fig. 3 Rappresentazione a blocchi di un Amplificatore Differenziale

Quando il carico è connesso fra una delle due uscite U1 e massa GND si parla comunemente di "uscita single-ended" o "uscita sbilanciata" o di "carico sbilanciato" (NB sbilanciato perché connesso a una sola delle due uscite). Dette

- V_I la ddp esistente fra ingresso invertente e massa,
 - V_{NI} la ddp esistente fra ingresso non invertente e massa
 - $-V_u$ la ddp esistente fra Uscita principale U1 e massa
- l'amplificatore differenziale ideale ha un legame ingresso uscita del tipo :

$$V_{U1} = A(V_{NI} - V_I) = AV_{NI} - AV_I \quad 1$$

con A reale e positivo (almeno nel campo delle basse frequenze). Se poniamo nella 1 :

$$V_{NI} = 0$$

si ha :

$$V_{U1} = -AV_I \quad 2$$

Dalla 2 si nota che il segnale presente sull'uscita principale U1 risulta sfasato di 180 gradi rispetto a quello presente sull'ingresso I (da cui la definizione di ingresso invertente). Se poniamo nella 1 :

$$V_I = 0$$

si ha :

$$V_{U1} = AV_{NI} \quad 3$$

Dalla 3 si nota che il segnale presente sull'uscita principale U1 risulta in fase con quello presente sull'ingresso NI (da cui la definizione di ingresso non invertente).

La relazione 1 non esprime correttamente il legame matematico ingresso uscita nel caso di Amplificatori Differenziali reali in quanto i segnali presenti in ingresso non vengono sottoposti in genere alla medesima amplificazione; il modello reale è meglio descritto dalla seguente relazione :

$$V_{U1} = A_1 \cdot V_{NI} - A_2 \cdot V_I \quad 4$$

con A1 e A2 reali e positivi (almeno nel campo delle basse frequenze) coerentemente con la 1.

Nella 4 A_1 esprime l'amplificazione del segnale applicato sull'ingresso non invertente mentre A_2 esprime l'amplificazione del segnale applicato all'ingresso invertente.

Dobbiamo ora porre in relazione la 4 con la 1 per definire meglio le differenze esistenti fra il modello ideale e il modello reale. Definiamo perciò i seguenti due segnali:

- a) Segnale differenza (o componente differenziale)

$$V_D = V_{NI} - V_I \quad 5$$

- b) Segnale semi somma o media (o componente di modo comune)

$$V_S = \frac{V_{NI} + V_I}{2} \quad 6$$

È facile ricavare dalle 5 e 6 le seguenti espressioni :

- sommando la 5 con la 6 (moltiplicata per 2):

$$2 \cdot V_{NI} = V_D + 2 \cdot V_S \quad 7$$

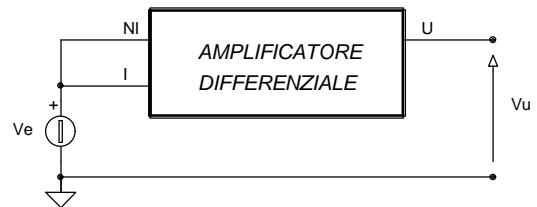


fig. 4 Circuito per la determinazione di Ac

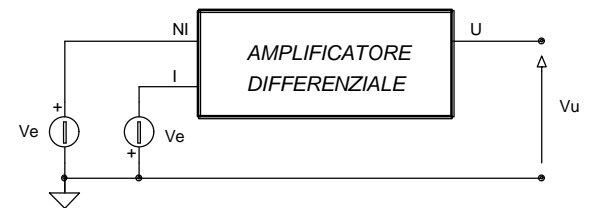


fig. 5 Circuito per la determinazione di Ad

- sottraendo dalla 6 (moltiplicata per 2) la 5

$$2 \cdot V_I = 2 \cdot V_S - V_D \quad 8$$

Sostituendo le 7 e 8 nella 4 si ha :

$$V_{U1} = \frac{A_1}{2} (2 \cdot V_S + V_D) - \frac{A_2}{2} (2 \cdot V_S - V_D) \quad 9$$

$$V_{U1} = V_D \frac{A_1 + A_2}{2} + V_S (A_1 - A_2) \quad 10$$

$$V_{U1} = V_D A_D + V_S A_C \quad 11$$

ove :

$$A_D = \frac{A_1 + A_2}{2} \quad 12$$

$$A_C = A_1 - A_2 \quad 13$$

Ad assume valori solo positivi ed esprime l'amplificazione, nel modello reale, del segnale differenza definito nella 5; Ac assume in genere valori positivi dato che il valore di A₁ risulta sempre superiore ad A₂; Ac esprime l'amplificazione, nel modello reale, del segnale di modo comune definito nella 6.

Nella 11 si possono individuare due termini

- il contributo Ad Vd ossia il termine che esprime la dipendenza di Vu1 da Vd (contributo desiderato, relazione. 1 modello di amplificatore differenziale ideale)
- il contributo Ac Vs ossia il termine che esprime la dipendenza di Vu1 da Vs (contributo indesiderato ma inevitabile).

Si definisce CMRR (Common Mode Rejection Ratio/Rapporto di Reiezione di modo comune) il rapporto :

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| \quad 14$$

E' evidente che un amplificatore differenziale reale è tanto più vicino al modello ideale (1) quanto più elevato è il suo CMRR che rappresenta perciò una "figura di merito" dell'amplificatore differenziale. Spesso viene utilizzata l'espressione in dB del CMRR

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} CMRR = 20 \log_{10} \left| \frac{A_D}{A_C} \right| \quad 15$$

L'amplificatore operazionale LM741 è caratterizzato da un CMRR pari a 80 dB (CMRR=10000).

Determinazione dei parametri Ad e Ac di uno stadio differenziale

Amplificazione di modo comune Ac

Si supponga di applicare agli ingressi di un amplificatore differenziale reale due segnali identici (fig. 4):

$$V_{NI} = V_I = V_e \quad 16$$

dalla 5 si ricava (per la componente differenziale):

$$V_D = V_{NI} - V_I = 0$$

dalla 6 si ricava (per la componente di modo comune):

$$V_S = \frac{V_{NI} + V_I}{2} = V_e$$

e dalla 11 si ricava quindi :

$$V_U = V_D A_D + V_S A_C = V_e A_C \quad 17$$

da cui discende immediatamente l'espressione :

$$A_C = \frac{V_U}{V_e} \Big|_{V_{NI}=V_I=V_e} \quad 18$$

(si veda in proposito lo schema di fig. 4).

Amplificazione di modo differenziale Ad

Si supponga di applicare agli ingressi di un amplificatore differenziale reale due segnali uguali in modulo ma sfasati di 180 gradi (fig. 5) :

$$V_{NI} = V_e \quad 19$$

$$V_I = -V_e \quad 20$$

dalla 5 si ricava (per la componente differenziale):

$$V_D = V_{NI} - V_I = 2 \cdot V_e$$

dalla 6 si ricava (per la componente di modo comune) :

$$V_S = \frac{V_{NI} + V_I}{2} = 0$$

e dalla 11 si ricava quindi :

$$V_U = V_D A_D + V_S A_C = 2 \cdot V_e A_D \quad 21$$

da cui discende immediatamente l'espressione :

$$A_D = \frac{V_U}{2 \cdot V_e} \Big|_{V_{NI}=-V_I=V_e} \quad 22$$

(si veda in proposito lo schema di fig. 5)

NOTA :

L'espressione 11 :

$$V_{U1} = V_D A_D + V_S A_C$$

può anche essere scritta nella forma :

$$V_{U1} = V_D A_D + V_S A_C = A_D \left(V_D + V_S \frac{A_C}{A_D} \right) = A_D \left(V_D + \frac{V_S}{CMRR} \right) \quad 23$$

Amplificatore differenziale a due uscite

Per quanto concerne l'uscita U1 valgono tutte le precedenti considerazioni svolte nell'ambito dello studio dell'amplificatore differenziale ad uscita singola. Pertanto risulta :

$$V_{U1} = V_D A_{D1} + V_S A_{C1} \quad 24$$

ove :

$$A_{D1} = \frac{A_1 + A_2}{2} \quad 25$$

$$A_{C1} = A_1 - A_2 \quad 26$$

$$CMRR_1 = \left| \frac{A_{D1}}{A_{C1}} \right| \quad 27$$

Tenendo conto che l'uscita U2 rispetto alla U1 è una uscita da cui è prelevabile un segnale sfasato di 180 gradi rispetto a Vu1, il modello ideale proporrebbe una relazione del tipo :

$$V_{U2} = -A(V_{NI} - V_I) = -AV_{NI} + AV_I \quad 28$$

(con A reale >0 almeno alle B.F.) ma in realtà il legame matematico I/O si traduce in una espressione del tipo

$$V_{U2} = -A_3 \cdot V_{NI} + A_4 \cdot V_I \quad 29$$

(espressione analoga alla 4 con A3 e A4 reali > 0 almeno alle B.F). Procedendo in modo perfettamente analogo a quanto fatto per il segnale Vu1 si giunge ad una espressione del tipo :

$$V_{U2} = -V_D A_{D2} - V_S A_{C2} \quad 30$$

ove :

$$A_{D2} = \frac{A_3 + A_4}{2} \quad 31$$

$$A_{C2} = A_3 - A_4 \quad 32$$

$$CMRR_2 = \left| \frac{A_{D2}}{A_{C2}} \right| \quad 33$$

Uscita di tipo sbilanciato

Quando il carico è connesso fra una delle due uscite U1 o U2 e massa GND si parla di "uscita sbilanciata" o di "carico sbilanciato" (NB sbilanciato perché connesso a solo una delle due uscite). La trattazione è quella esaminata fino ad ora.

Uscita di tipo bilanciato

Quando il carico è connesso fra i due morsetti di uscita U1 e U2 si parla di "uscita bilanciata" o di "carico bilanciato". In tale situazione il carico sarà sottoposto alla ddp :

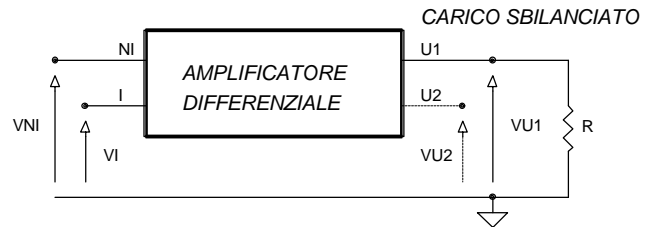


fig. 6 Connessione con carico sbilanciato

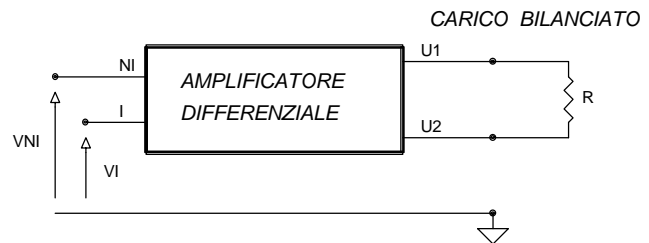


fig. 7 Connessione con carico bilanciato

$$V_{UD} = V_{U1} - V_{U2} = V_D (A_{D1} + A_{D2}) + V_S (A_{C1} + A_{C2}) \quad 34$$

ottenuta sottraendo membro a membro le espressioni 24 e 30 tale espressione può essere riscritta nella forma :

$$V_{UD} = V_D A_{DD} + V_S A_{CD} \quad 35$$

ove :

$$A_{DD} = A_{D1} + A_{D2} \quad 36$$

$$A_{CD} = A_{C1} + A_{C2} \quad 37$$

Si potrà pertanto definire un nuovo CMRR relativo a questa particolare connessione circuitale (differenziale con uscita bilanciata) :

$$CMRR_D = \left| \frac{A_{DD}}{A_{CD}} \right| = \left| \frac{A_{D1} + A_{D2}}{A_{C1} + A_{C2}} \right| \quad 38$$

Molto raramente è possibile collegare un carico ad una uscita di tipo bilanciata di un amplificatore differenziale perché quasi sempre il carico richiede che un capo sia il riferimento circuitale comune GND per cui si deve escogitare una connessione circuitale compatibile con la maggior parte di carichi e nello stesso tempo che abbia tutti i vantaggi del differenziale ad uscita bilanciata.

Stadi differenziali in cascata

La soluzione al problema è rappresentata da una coppia di stadi differenziali collegati in cascata: il primo stadio differenziale ad uscita bilanciata ed il secondo stadio differenziale ad uscita sbilanciata.

L'espressione del segnale di uscita al secondo differenziale (ad uscita sbilanciata) è del tipo indicato nell'espressione 11 :

$$V_U = V_{D2}A_D + V_{S2}A_C \quad 41$$

ove con A_D e A_C si sono indicate le amplificazioni di modo differenziale e di modo comune dello stadio differenziale ad uscita sbilanciata (2° stadio) .

Con riferimento poi all'uscita del primo stadio risulta (vedi espressione 35) :

$$V_{D2} = V_{U1} - V_{U2} = V_D A_{DD} + V_S A_{DC} \quad 42$$

$$V_{S2} = \frac{V_{U1} + V_{U2}}{2} = V_D \frac{A_{D1} - A_{D2}}{2} + V_S \frac{A_{C1} - A_{C2}}{2} \quad 43$$

$$V_{S2} = \frac{V_{U1} + V_{U2}}{2} = V_D A_{CD} + V_S A_{CC} \quad 44$$

$$A_{CD} = \frac{A_{D1} - A_{D2}}{2} \quad 45$$

$$A_{CC} = \frac{A_{C1} - A_{C2}}{2} \quad 46$$

Sostituendo le espressioni 42 e 44 nella 41 si ha :

$$V_U = A_D (V_D A_{DD} + V_S A_{DC}) + A_C (V_D A_{CD} + V_S A_{CC}) \quad 47$$

$$V_U = V_D (A_D A_{DD} + A_C A_{CD}) + V_S (A_D A_{DC} + A_C A_{CC}) \quad 48$$

Si potrà pertanto definire un nuovo CMRR relativo a questa particolare connessione circuitale (differenziali in cascata) :

$$CMRR_T = \left| \frac{A_D A_{DD} + A_C A_{CD}}{A_D A_{DC} + A_C A_{CC}} \right| = \left| \frac{A_D \left(A_{DD} + \frac{A_C}{A_D} A_{CD} \right)}{A_D \left(A_{DC} + \frac{A_C}{A_D} A_{CC} \right)} \right| \quad 49$$

$$CMRR_T = \left| \frac{A_{DD} + \frac{A_C}{A_D} A_{CD}}{A_{DC} + \frac{A_C}{A_D} A_{CC}} \right| = \left| \frac{A_{DD} + \frac{A_{CD}}{CMRR_S}}{A_{DC} + \frac{A_{CC}}{CMRR_S}} \right| \quad 50$$

avendo posto :

$$CMRR_S = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| \quad (\text{CMRR dello stadio ad uscita sbilanciata}) \quad 51$$

ed essendo :

$$A_{DD} \gg \frac{A_{CD}}{CMRR_S} \quad 52$$

$$A_{DC} \gg \frac{A_{CC}}{CMRR_S}$$

risulta :

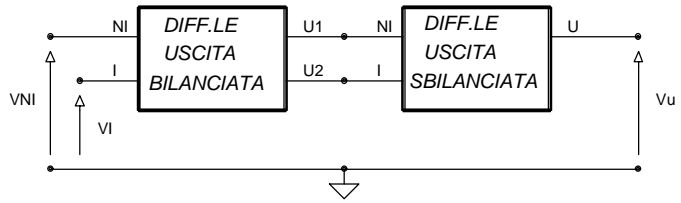


fig. 8 Stadi differenziali in cascata

$$CMRR_T \cong \left| \frac{A_{DD}}{A_{DC}} \right| = CMRR_D \quad 53$$

La relazione 53 ci permette di affermare che il CMRR della connessione di fig. 8 dipende, in modo determinante dal CMRR del primo stadio (stadio ad uscita bilanciata); pertanto in sede di progettazione della struttura di fig. 8 si dovrà prendere tutte le precauzioni al fine di ottenere un valore più elevato possibile.

Determinazione di Ad e Ac in uno stadio differenziale a BJT

Si consideri il circuito di fig. 9 (uscita sbilanciata) in cui si vogliono determinare sia l'amplificazione di modo differenziale Ad che quella di modo comune Ac.

Per determinare l'amplificazione differenziale Ad si dovrà procedere al considerare il circuito di fig. 10; e ricavare il modello differenziale ai parametri ibridi. È opportuno osservare che nel circuito di fig. 10, l'emettitore dei due BJT risulta dinamicamente connesso a massa poiché, per la simmetria del circuito, Re risulta percorsa da due componenti uguali in modulo ma sfasate di 180 gradi.

La formula 22 applicata al circuito equivalente ricavato dallo schema di fig. 10 porta al risultato:

$$A_D = \frac{V_U}{2 \cdot V_e} = \frac{h_{fe} R_C}{2 \cdot h_{ie}} \quad 54$$

Analizzando in modo analogo il circuito elettrico di fig. 11 sottoposto a segnali di ingresso di modo comune, si osservi che, per la simmetria del circuito, lo stesso può essere rappresentato come indicato in fig. 11. I due circuiti possono essere staccati e analizzati individualmente.

La formula 18 applicata al circuito equivalente ricavato dallo schema di fig. 11 porta al risultato:

$$A_C = \frac{V_U}{V_e} = -\frac{R_C}{2 \cdot R_E} \quad 55$$

da cui risulta:

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_E \quad 56$$

Analizzando l'espressione 56 si nota che il CMRR è tanto più elevato quanto più elevata è la Re (a parità di BJT impiegati). Non si può tuttavia pensare di impiegare valori eccessivamente elevati di Re in quanto si dovrebbero alimentare tali circuiti con tensioni ovviamente elevate. Si preferisce sostituire la resistenza di emettitore Re con un generatore di corrente; ciò permette di conseguire due obiettivi:

- a) disporre di un circuito caratterizzato da una resistenza dinamica sufficientemente elevata (un

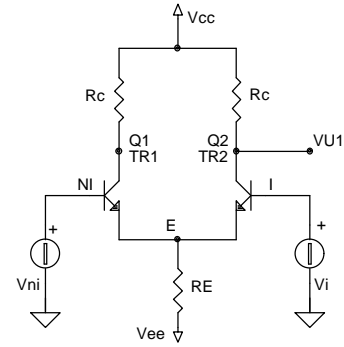


fig. 9 Amplificatore differenziale a BJT

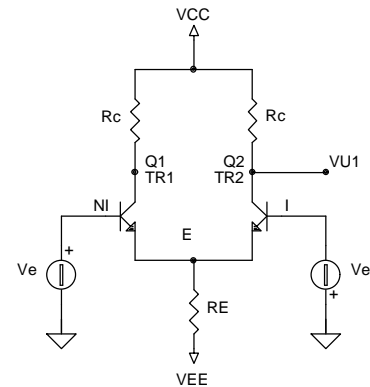
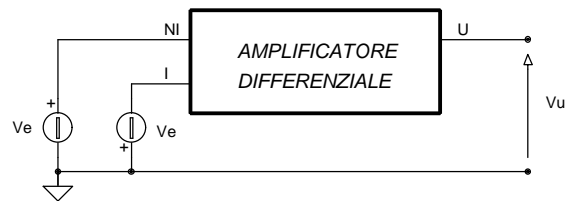


fig. 10 Circuito per la determinazione di Ad

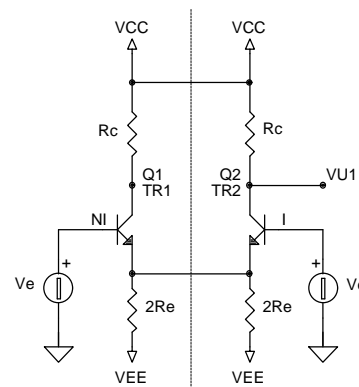
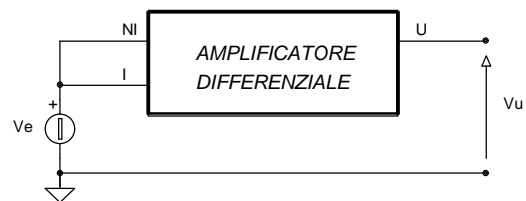
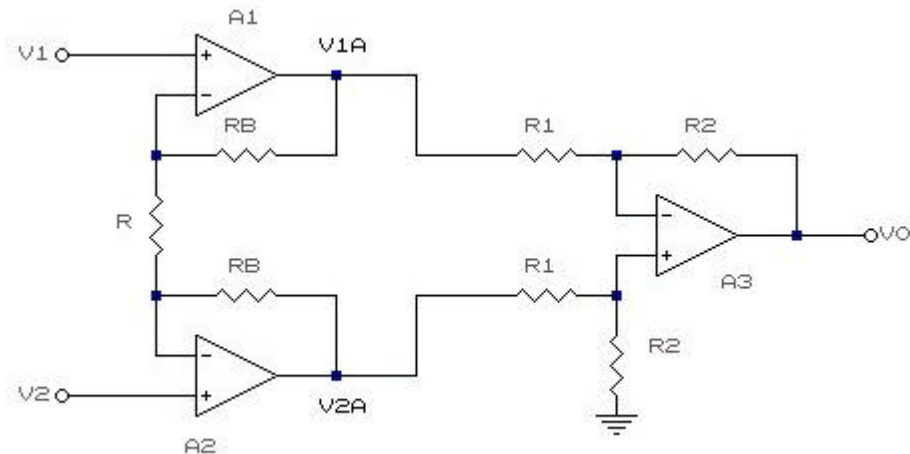


fig. 11 Circuito per la determinazione di Ac

generatore di corrente ideale è dotato di resistenza interna infinita)

- b) richiedere modeste d.d.p. per il suo funzionamento (basta assicurare il funzionamento in zona attiva del BJT ossia deve essere $V_{ce} > V_{be}$ con un adeguato margine di sicurezza)

Amplificatore da strumentazione



Può essere visto come la cascata fra un amplificatore differenziale ad uscita bilanciata ed una connessione differenziale normale.

Dobbiamo dimostrare che la relazione ingresso-uscita è del tipo :

$$V_0 = \left(1 + 2 \frac{R_B}{R}\right) \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1)$$

La relazione ingresso-uscita della connessione differenziale è la seguente :

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{2A} - V_{1A})$$

Resta quindi da determinare la relazione ingresso uscita del primo stadio.

Ponendo $V_2 = V_1 = V_e$ si noti che gli amplificatori A1 e A2 funzionano da inseguitori; infatti per la condizione di linearità applicata ad A1 e A2 la ddp ai capi di R vale 0 e quindi anche le cadute ai capi di R_B .

Ponendo $V_2 = V_e$ e $V_1 = -V_e$ la cdt ai capi di R vale $2V_e$ e di conseguenza:

$$V_{2A} = V_e + \frac{2 \cdot R_B}{R} \cdot V_e = V_e \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_B}{R}\right)$$

$$V_{2B} = -V_e - \frac{2 \cdot R_B}{R} \cdot V_e = -V_e \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_B}{R}\right)$$

Ricordando che :

$$A_D = \frac{V_0}{2 \cdot V_e} \Big|_{V_{N1} = -V_1 = V_e} = \frac{V_{2A} - V_{2B}}{2 \cdot V_e} = \left(1 + 2 \frac{R_B}{R}\right)$$

Rendendo R variabile è possibile modificare il guadagno del circuito.

Bibliografia:

Cuniberti
Azzani Cleto

Elettronica vol. 2 e vol. 3
Generatori di Corrente

Petrini Editore