

Amplificatore di potenza con operazionale

a cura del prof. Giuseppe Spalierno

Maggio 2020

In figura 1 si mostra lo schema elettrico di un amplificatore di potenza che utilizza un amplificatore operazionale supposto ideale.

Il circuito è stato realizzato in ambiente Multisim 11.

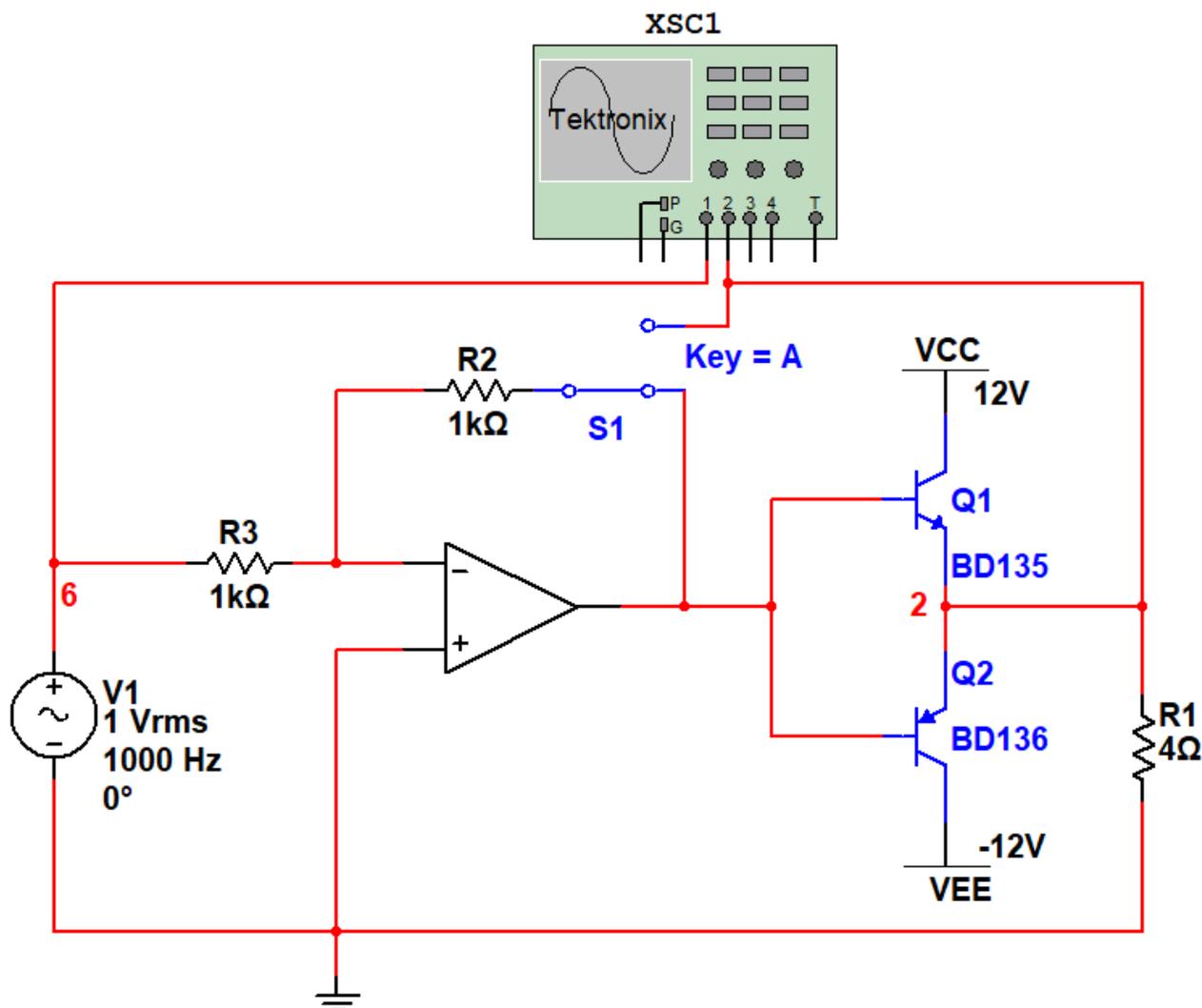


Fig.1 – Schema di principio di un amplificatore di potenza a simmetria complementare che utilizza un amplificatore operazionale ideale.

Il primo stadio è un amplificatore invertente che impiega un amplificatore operazionale ideale pilotato da un generatore sinusoidale avente frequenza $f=1\text{kHz}$ ed ampiezza $V_{1M}=1.414\text{V}$ poiché nello schema compare il valore 1Vrms (root main square) che corrisponde al valore efficace dell'ampiezza.

L'intensità di corrente in valore efficace che scorre in R_3 ed in R_2 vale: $I_{\text{rms}}=V_{1\text{rms}}/R_3=1\text{mA}$ valore più che sopportabile dall'operazionale.

Lo stadio successivo è costituito da una coppia di transistor BJT di media potenza complementari tra di loro: Q_1 è di tipo NPN e Q_2 è di tipo PNP. Questa configurazione prende il nome di "simmetria complementare" ed il principio di funzionamento vede il transistor Q_1 NPN in conduzione ed il transistor Q_2 PNP

interdetto quando l'uscita dell'operazionale corrisponde ad una semionda positiva mentre è in conduzione il transistor Q2 PNP ed interdetto Q1 di tipo NPN quando l'uscita dell'operazionale corrisponde ad una semionda negativa. I due transistor, quindi, funzionano alternativamente. Questo schema soffre dell'inconveniente, come è noto, di presentare una distorsione notevole del segnale da amplificare in potenza a causa della caduta di tensione tra base ed emettitore del BJT in conduzione per cui la ricostruzione dell'onda in uscita, anche se amplificata, non è perfettamente sinusoidale come quella dell'entrata. Questa distorsione prende il nome di "distorsione di cross-over" ed è abbastanza fastidiosa specie nel campo audio. In figura 2 si mostrano il segnale sinusoidale di ingresso e quello di uscita rilevati dall'oscilloscopio virtuale.

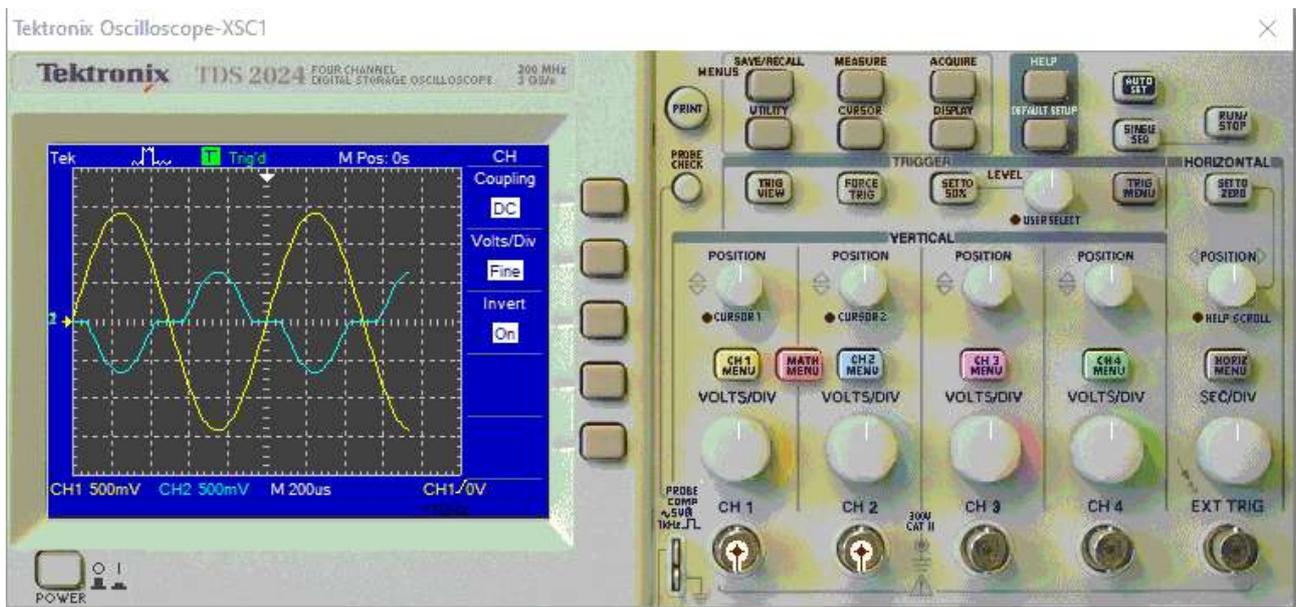


Fig.2 – Oscilloscopio virtuale Tektronix a 4 canali su cui si riportano le tensioni di ingresso e di uscita. Sull’asse dei tempi un quadretto vale 200µs e sull’asse dei valori ogni quadretto corrisponde a 500mV per entrambe le tracce.

La traccia gialla rappresenta il segnale di ingresso, sinusoidale di periodo pari a 5 quadretti orizzontali: ogni quadretto corrisponde a 200µs quindi il periodo è 1ms e la frequenza 1KHz.

L'ampiezza vale 1,4V circa.

Il valore efficace si ottiene dividendo l'ampiezza per la radice quadrata di 2, quindi: $1,4/1,414=1V$

La traccia dell'uscita è invertita di fase rispetto all'ingresso ed ha ampiezza intorno a 0,65V, quindi di circa 0,75V inferiore a quella dell'ingresso (la caduta di tensione tra base ed emettitore del BJT in conduzione) e, per quel che è peggio, per circa 0,16ms il segnale di uscita vale 0 e ciò rappresenta la distorsione di cross-over.

Per eliminare tale distorsione si inserisce la coppia di BJT nella catena di reazione dell'operazionale.

Nella successiva figura 3 si riporta lo stesso schema visto in precedenza con la differenza che si è commutato il deviatore S1 in posizione superiore.

In questo modo la forma d'onda di uscita è praticamente identica a quella di entrata salvo il fatto che è in opposizione di fase.

Per convincerci di ciò è possibile fare un ragionamento puntuale che si basa sul principio della massa virtuale: quando, ad esempio, V_1 fornisce il valore 1V, nella resistenza R_3 scorre la corrente di 1mA perché il potenziale del morsetto invertente dell'operazionale vale 0V (massa virtuale, potenziale zero). Il morsetto invertente dell'operazionale non assorbe corrente per cui l'intensità di 1mA procede nella resistenza R_2 assicurando il potenziale di uscita di valore -1V poiché anche R_2 vale 1K Ω . Ovvero: qualsiasi sia il potenziale di ingresso in uscita si ottiene l'esatto opposto.

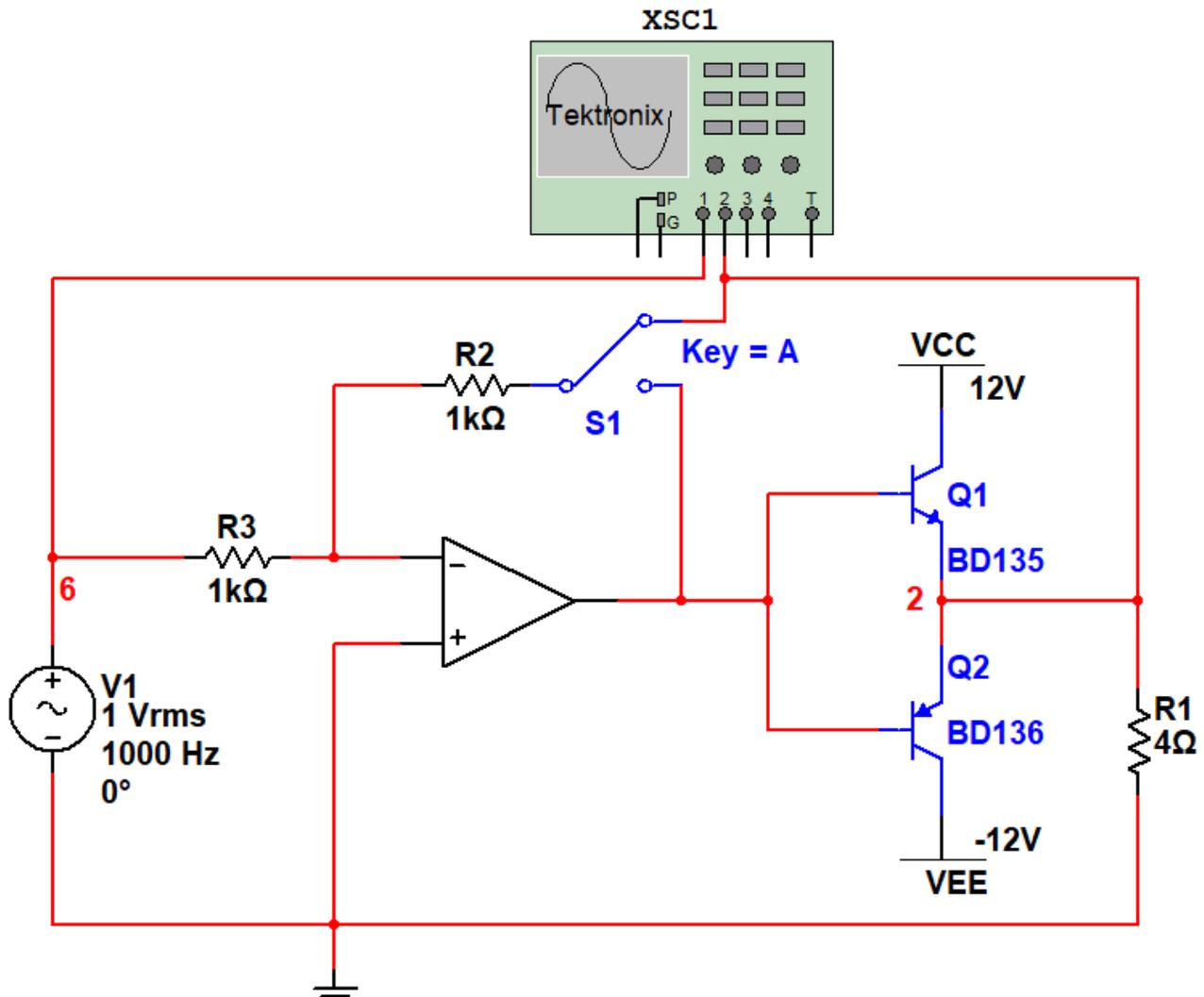


Fig.3 – Commutando, in simulazione, il deviatore S1 nella posizione superiore pigiando il tasto A della tastiera del PC, si inserisce nella catena di reazione anche la coppia di transistor complementari. Ciò migliora nettamente le prestazioni del circuito.

Ovviamente se si vuole conferire a tale amplificatore anche una amplificazione in tensione è sufficiente modificare il valore di una o entrambe le resistenze.

Se, ad esempio, $R_2=10K\Omega$ il guadagno invertente è -10 e quindi, se in ingresso si applica 1V, in uscita si ottiene -10V. Occorre prestare attenzione ai valori della tensione di alimentazione da applicare. In questo caso, avendo scelto la doppia alimentazione simmetrica di 12V non è possibile avere in uscita valori che cadano all'esterno dell'intervallo compreso tra -12V e +12V. In realtà conviene che l'uscita sia almeno un paio di volt in meno rispetto ai valori dell'alimentazione.

Nella seguente figura si mostrano gli oscillogrammi nel caso in cui lo stadio dei due BJT complementari sia inserito nella reazione prodotta da R_2 .

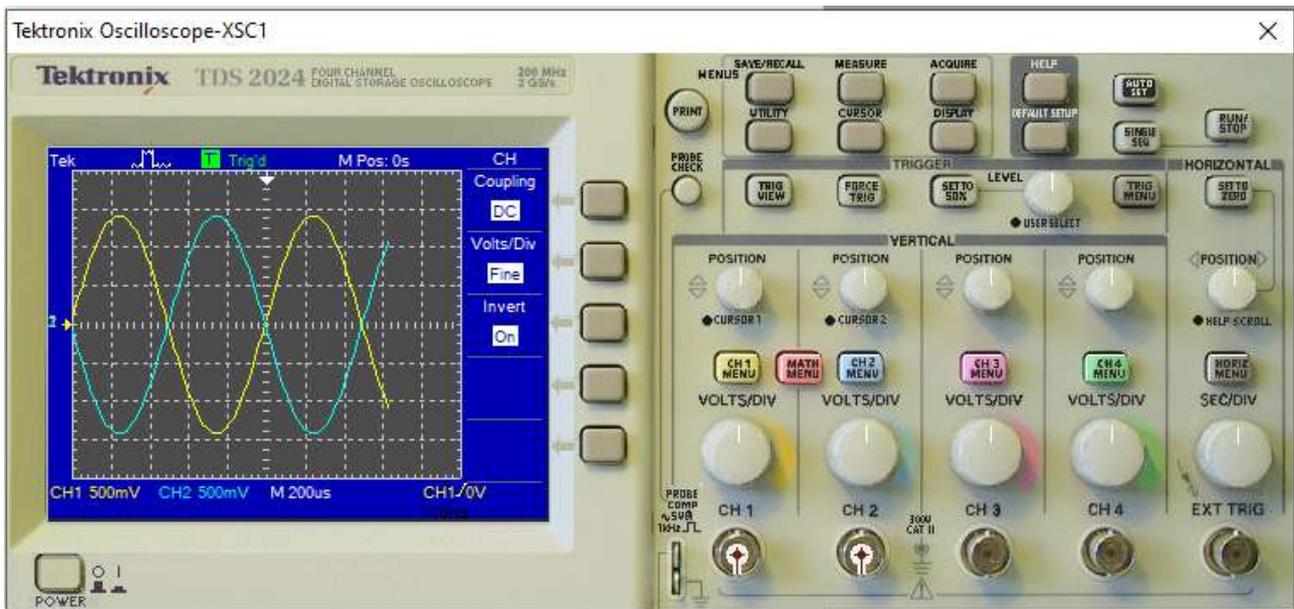


Fig.4 – Gli oscillogrammi della tensione di ingresso e di uscita sono perfettamente uguali e di segno opposto. La distorsione di cross-over è del tutto scomparsa.

Si nota la forma perfettamente uguale e contraria tra ingresso ed uscita.
I due canali sono impostati entrambi su 500mV per quadretto.

Infine, se si suppone di portare a $10K\Omega$ il valore della resistenza R_2 e di applicare in ingresso un valore di tensione efficace di $V_1=1V$ rms e quindi con ampiezza $1,414V$, la tensione di uscita teorica dovrebbe essere $14,14V$. In realtà la tensione di uscita rimane limitata a poco più di $10V$ come si evince dagli oscillogrammi di questo esempio con presenza di distorsione questa volta non dovuta al cross-over ma per il tentato superamento della tensione di alimentazione, impossibile da ottenere.

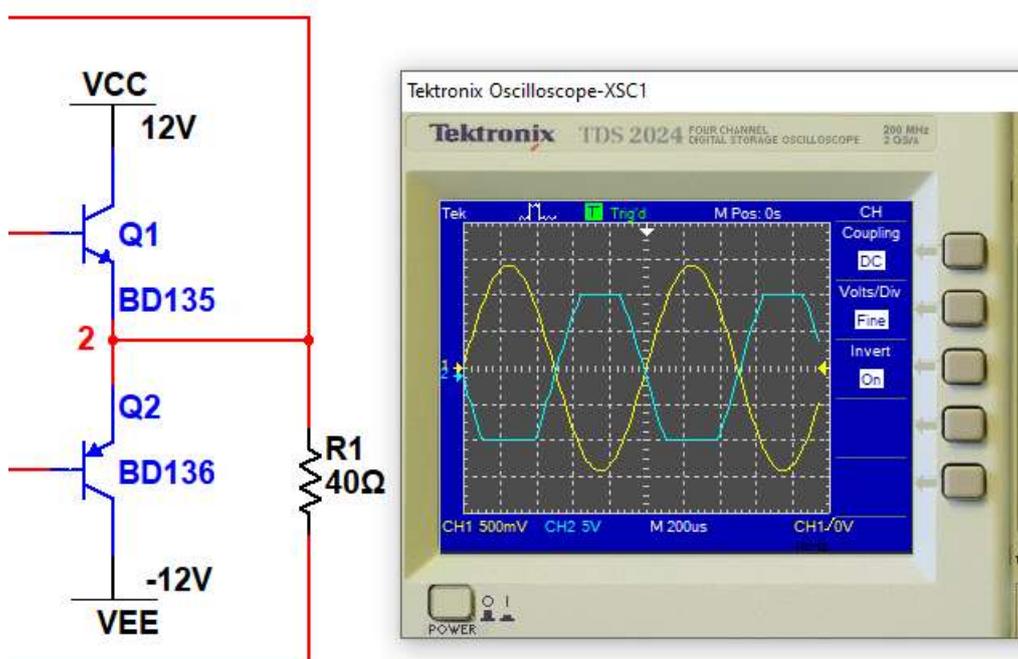


Fig.5 - Il canale di uscita CH2 vale 5V al quadretto e si vede che l'oscillogramma è limitato tra -10V e +10V.

Dagli oscillogrammi si vede che la tensione di uscita è cimata a 10V positivi e negativi. Questo è ovvio perché quando un BJT è in forte conduzione, la sua V_{CE} , per quanto piccola, non vale 0 ma 1...2V.

Si consideri il BD135 in conduzione. Se $V_{CEsat}=2V$ la massima tensione su R_2 è +10V. Quando conduce il BD136 la sua V_{ECsat} , analogamente all'altro BJT, non varrà 0 ma un paio di volt per cui non si potrà mai avere -12V ma, al minimo, -10V.

Ovviamente se si aumenta la tensione di alimentazione potremmo sopperire al problema ma è bene considerare che tutti i parametri in gioco sono concatenati e bisogna sceglierli opportunamente.

L'attento osservatore avrà notato che nell'ultima figura è riportato un pezzo del circuito di uscita in cui la resistenza $R_L=4\Omega$ è stata sostituita con un'altra di 40Ω che, quindi, assorbe una corrente 10 volte inferiore a parità di tensione di uscita. I BJT, oltre a non assicurare $V_{CEsat}=0$, sono anche limitati in corrente. Superare i limiti imposti dal costruttore significa surriscaldarli e ciò comporta un funzionamento limitato oltre al rischio di bruciare il componente.

Gli esempi mostrati, pur funzionando con i limiti menzionati, sono solo schemi di principio. I costruttori di tali amplificatori introducono tutta una serie di altri componenti (diodi di protezione e diodi di compensazione, alette di raffreddamento, componenti filtranti, transistor in configurazione Darlington, ecc.) atti a limitare le distorsioni, i sovraccarichi e le derive termiche e informano sui limiti estremi di funzionamento, superati i quali si va incontro ai problemi appena citati.