

PROGETTO “MY_REFERENCE”

Relazione tecnica e criteri di progettazione del amplificatore “My_Reference” basato su chips integrati a basso costo.

Progetto, analisi e descrizione di Mauro Penasa

Introduzione

Intorno alla metà degli anni ottanta, ebbi la possibilità di provare un amplificatore a stato solido (mosfets) di produzione Inglese (Musical Fidelity A370), che mi colpì abbastanza per il suo suono, molto diverso dalla media degli amplificatori a stato solido di quel periodo, e da molti definito “valvolare”, a causa della buona “musicalità” associata ad uno stage sonoro molto ampio e “realistico”. Dopo un attento studio del circuito, scoprii che quel amplificatore era estremamente “originale”, e cosa ancora più strana per l’ epoca, usava un Opamp come front-end. Un'altra particolarità era l’ uso della batteria di Mosfet di uscita in configurazione “invertente” che di fatto trasformava lo stadio di uscita in un “current pump”. Incuriosito da questa topologia, ma soprattutto dalla “musicalità” che questo comportava, decisi di fare una serie di test valutativi, usando anche altre tecnologie. Alcune peculiarità di quel circuito, come l’ uso di LM318 in configurazione invertente, sono rimaste praticamente invariate, per cui qualcuno potrà vedere delle similitudini tra il mio circuito e quello di M.F. A370. D’ altro canto, io devo dare merito a Tim De Parravicini (progettista di M.F.A370) di avermi dato lo spunto per studiare questa tecnica poco utilizzata. Praticamente ogni tecnica usata in elettronica è lo sviluppo di un'altra, per cui io sono sempre “scettico” sul concetto di “paternità” di un circuito, ma credo che sia sempre doveroso ed intellettualmente corretto citare le fonti delle idee alla base di un progetto. Su questo circuito, io mi sono limitato a sviluppare alcuni concetti già sperimentati da altri (ed in particolare da M.F.). Naturalmente il mio lavoro è stato molto diverso di un taglia/incolla tipico di molti ambienti “creativi”...

Teoria di funzionamento

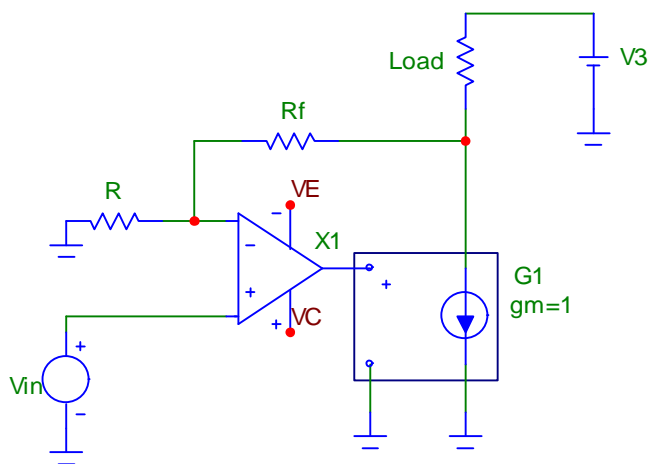


Fig1

In **Fig.1** si vede lo schema di principio del circuito. Il Gruppo G1 è uno stadio a transconduttanza (ingresso in tensione/ uscita in corrente), e può essere formato, a seconda delle necessità, da componenti discreti o integrati. Questo stadio fornisce tutta l' energia che serve per il pilotaggio del carico, e quindi rappresenta il circuito di potenza del amp, e per comodità di analisi si attribuisce una $g_m=1$ (transconduttanza unitaria; 1 Volt input = 1 Ampere output). In queste condizioni, lo stadio G1, generando la corrente sul carico, determina anche un' automatica caduta di tensione su di esso, e quindi si ottiene anche un guadagno di tensione proporzionale all' impedenza del carico:

$$A_v(G1) \sim = Z_{load}/g_m.$$

Per questa ragione, lo stadio differenziale in ingresso X1 non deve generare una tensione di controllo di ampiezza analoga a quella necessaria per produrre la potenza necessaria, e può essere usato un normale OPamp. Il guadagno in tensione ad anello aperto di questo circuito può essere elevato, perché equivale a:

$$A_{ol} = A_v(X1) * A_v(G1) \quad (A_v(X1) = \text{open loop gain X1}) .$$

Notare che A_{ol} dipende dalle caratteristiche del carico a causa di $A_v(G1)$, per cui la messa a punto del circuito, per quel che riguarda la compensazione in frequenza, è molto importante. In particolare è determinante mantenere un buon margine di fase, per evitare che il variare del carico possa creare una condizione di instabilità ($A_{ol} > 1 @ 180^\circ \text{phase}$).

Naturalmente il guadagno in tensione ad anello chiuso del circuito è determinato dalla solita formula :

$$A_v = 1 + (R_f / R)$$

Le principali caratteristiche interessanti di questo circuito sono due:

1. Lo stadio di uscita è un generatore di corrente, e le strutture che servono per ottenere questa caratteristica sono abbastanza diverse da quelle usate normalmente. In particolare cambia la tecnica di polarizzazione, le caratteristiche di fase e dinamiche dello stadio G1. Questo elemento è molto importante per quel che riguarda alcune forme di THD e IMD tipiche di alcune configurazioni "standard". In particolare, si possono sfruttare alcune peculiarità di alcuni circuiti, come vedremo nei capitoli successivi.
2. Forse la più importante dal punto di vista audio: Il circuito si comporta come un "normale" Voltage OPamp, perché l' elevata impedenza di uscita viene "compensata" dalla rete di NFB, per la relazione:

$$R_{out} = R_{int} / (1 + A_{ol} * \beta) \quad \text{se } \beta = R / (R + R_f) \quad (\beta = \text{fattore di retroazione})$$

Ma osservando le relazioni matematiche ed il circuito, scopriamo che il carico, a causa delle caratteristiche di G1, **diventa parte integrante della funzione di trasferimento**, perché il segnale di tensione che serve per la rete di NFB è definito non da $V_{out} (G1)$ ma da $I_{out} (G1) * Z_{load}$. Tutte le non-linearità di Z_{load} determinano la reazione del circuito differenziale, che provvede a compensarle (con la corrente di G1). In un circuito convenzionale, la resistenza interna del circuito è sempre molto più piccola del carico, per cui **la rete di NFB lavora facendo riferimento sempre alla tensione di uscita del amp**. In questo modo il circuito è molto immune alle variazioni del carico, ma si crea un sistema "auto-referente" che non è in grado di compensare le dinamiche di accoppiamento tra l' amplificatore e gli altoparlanti. Questo fenomeno è forse la vera causa per cui molti moderni opamp di potenza a stato solido non sono all' altezza di realizzazioni più vecchie o con tecnologie diverse.

My_ReF, stadio di uscita

Io sperimento circuiti audio a stato solido da molti anni, ma uno dei problemi di base degli stadi di potenza a BJTs o Mosfets è la polarizzazione, sia statica che dinamica. Ad essa infatti si può attribuire, in modo diretto od indiretto, la generazione di THD ed instabilità di vario tipo. Le tecniche più antiche (e semplicistiche) per ottenere uno stadio di potenza “lineare” prevedono una polarizzazione in “classe A” (classificazione che credo abbia creato delle associazioni dirette negli audiofili con “la classe” del suono...). Questo metodo oltre che non essere efficiente, impone di usare delle “batterie” di dispositivi montate su enormi elementi metallici di dispersione termica. Stanco di fare il “metalmecanico” decisi di sondare il modo del NFB (negative Feedback = controreazione), anche se spesso considerato “off-limits” per il mondo high-end.

Una via interessante era l’ uso di power chips integrati, che sono dei normali opamp (amplificatori operazionali) di potenza. La loro struttura differenziale è molto flessibile, e permette in pratica di “costruire” qualsiasi configurazione. Uno dei problemi principali per me è stato lo studio di configurazioni in grado di “nascondere” le THD e IMD del chip nel circuito audio. Una delle mie “scoperte” è stato il ponte di corrente, chiamato “bilateral current source” da National Semiconductor (AN-29 Linear Applications Databook), o “Howland Current Pump” da altri. La caratteristica principale di questo ponte (a parte essere una buona base a transconduttanza) che ho scoperto è la capacità di ridurre l’ impatto negativo sul suono, che di solito si ha in presenza di circuiti ad alto NFB, soprattutto quando il circuito è contenuto in un NFB loop globale. La ragione è da cercarsi nella struttura “a ponte”. In queste strutture tutto l’ A_{ol} (open loop gain) del componente viene usato per stabilizzare il ponte, che, in un certo senso, “rimane fuori” dalle dinamiche di linearizzazione del segnale da amplificare. Questa caratteristica è abbastanza tipica nei circuiti a transconduttanza, che se sono ben studiati hanno un impatto minore sulle dinamiche di distorsione (nei circuiti audio). Si potrebbe dire che tutte le sezioni di uscita a transconduttanza all’ interno di una rete di voltage NFB sono potenzialmente “neutre” rispetto al risultato finale, a causa delle diverse relazioni tra corrente e tensione che si vengono a generare con carichi reattivi.

IL “current pump”:

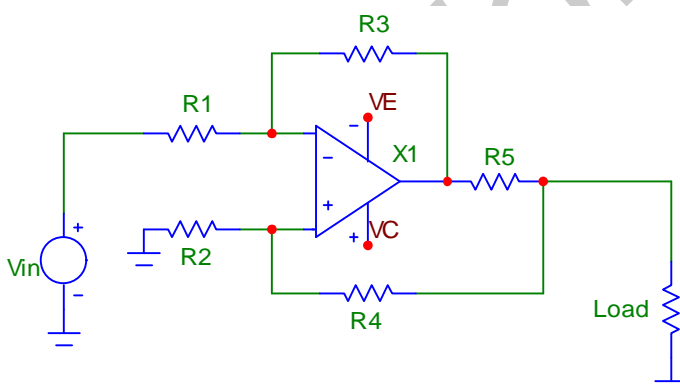


Fig2

Le Formule di progetto del “current pump”:

$$I_{out} = - ((R3 \text{ Vin}) / (R1 R5))$$

$$\text{If: } R3 = R4 + R5 \text{ (or } R5 \ll R4) \text{ \& } R1 = R2$$

$$R_{out} = R5 / (\lambda R) \quad R = R4 \text{ or } R3 \text{ and } \lambda R = \text{bridge res. Error (} R3 \text{ compare } R4 \text{ \& } R1 \text{ compare } R2)$$

Altre buone caratteristiche di questo circuito è la possibilità di usarlo in modo differenziale e, se $R1=R2=R3=R4$ l'uscita può essere collegata ad una qualsiasi tensione (floating) senza pregiudicare il funzionamento in corrente, e si può usare come ingresso sia R1 che R2 (invertente o non invertente).

Perché il ponte rimanga stabile, è necessario che X1 sia stabile a guadagno unitario, oppure si deve ricorrere all'aggiunta di una rete polo/zero tra i 2 ingressi differenziali, in grado di degenerare le caratteristiche del ponte oltre una frequenza definita. Una tecnica utile quando si usano chips stabili a guadagni tra 2 e 5 è dimensionare R1 e R2 in modo da usare le capacità di ingresso e la Zin differenziale come elemento di compensazione in frequenza. Si deve ricordare che un ponte di questo tipo (ed il funzionamento in corrente) crea spesso un "ritardo di gruppo" che può creare problemi ad "anello chiuso", per cui le reti di compensazione devono essere molto curate...

Io ho fatto i primi esperimenti con questo ponte usando TDA2030, per poi passare a chips più potenti, come LM3875 e LM3886. Ogni scelta necessita di una accurata "stabilizzazione", diversa per ogni tipo di chips.

Applicazione in MY_REF:

Inizialmente, Ho usato questo ponte (LM3886) configurato per una Rout abbastanza piccola, di circa 4-10 ohm (My_ampli), perché volevo limitarmi a sfruttare le caratteristiche di "neutralità da NFB" che questo ponte mi garantiva. Il risultato era già buono, perché il suono finale assumeva prevalentemente le caratteristiche "timbriche" dello stadio di ingresso (LM318). Un problema di fondo era che in questa configurazione si otteneva una gm del ponte abbastanza elevata, che aumentava di conseguenza sia il fattore di smorzamento del amplificatore che le conseguenti variazioni di smorzamento al variare della frequenza. Dopo una serie di studi sulle problematiche del DF (damping factor = fattore di smorzamento = rapporto tra Zint del amp. E Zload), e le considerazioni riguardo al lavoro del global NFB (esposte nella descrizione del circuito teorico) ho ritenuto opportuno aumentare la Zout del ponte (circa 500ohm), riducendo di conseguenza il gm (gm=1).

La scelta di LM3886 è basata sul basso costo, alta affidabilità di funzionamento, e buona potenza di uscita (68Wrms) anche in condizioni di carico a 4 ohm. Un problema di rendimento generale del mio circuito è causato dal valore di R5 (0.47ohm) scelto per ottenere le caratteristiche di Zout e gm descritte prima. In condizioni di carico a bassa impedenza, la dispersione di potenza su R5 è abbastanza alta, ma i risultati "acustici" sono tali da accettare queste perdite, anche perché nei circuiti in classe A (suoi diretti concorrenti) il rendimento è estremamente minore.

My_REF, stadio di ingresso

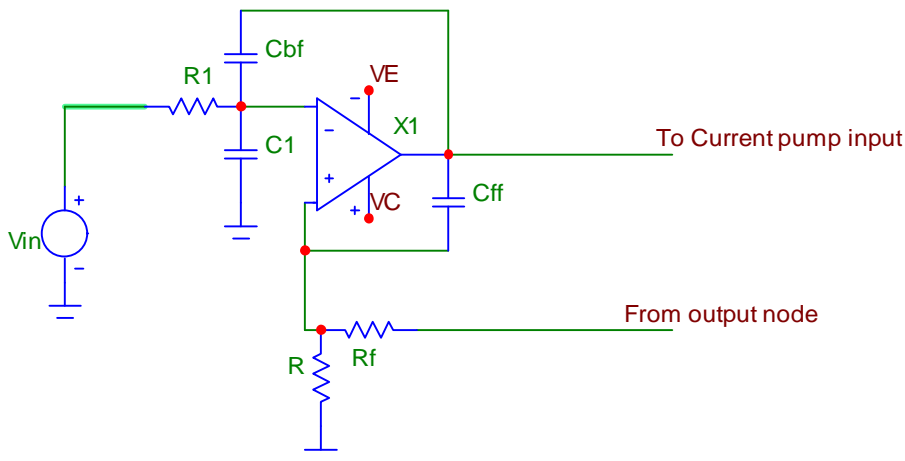


Fig3

Come abbiamo visto nella descrizione del circuito teorico, in circuito di ingresso può essere costituito da un opamp a bassa tensione, dato che anche un $gm = 1$ mantiene una piccola riserva di guadagno in tensione nello stadio di uscita. Il circuito di ingresso si può considerare (in tutte le topologie) la parte più importante degli amplificatori audio, perché si occupa della “linearizzazione” del segnale differenziale, ed un suo cattivo funzionamento porta inevitabilmente a THD e IMD non “mascherabili”. Nel caso di MY_REF, la struttura del differenziale di ingresso è leggermente diversa da quella “tipica” presentata nello schema teorico. In particolare ho scelto una struttura analoga a quella che avevo notato in M.F. A370, e che uso da anni con successo. Il segnale di ingresso è collegato (dopo una rete R1 C1 di filtro / disaccoppiamento) all'ingresso invertente di LM318N. Questo chip mi accompagna da molti anni nelle mie realizzazioni, perché credo che tuttora abbia un rapporto qualità/prezzo quasi ineguagliata, ed inoltre il circuito interno è accessibile nei suoi punti “chiave”, ed è facile attuare compensazioni (in frequenza e fase) “al limite”. L'ingresso non invertente, al contrario delle configurazioni invertenti standard, è collegato alla rete di NFB. Usando un current pump invertente si ottiene lo stesso risultato (globale) di una connessione non invertente. Questo tipo di connessione, che si può definire “floating” a causa della mancanza del classico “virtual ground” sul ingresso invertente, ha alcuni vantaggi rispetto ad una normale non invertente:

1. La sequenza di 2 stadi attivi invertenti permette di usare varie tecniche di compensazione, sia a favore della stabilità globale che per “allineare” alcune fasi relative (es: inverse driven phase test)
2. Il collegamento del segnale di ingresso sul (-) permette di sfruttare al meglio le caratteristiche interne degli opamp, che tendono ad essere più lineari in questa configurazione. (Questa non è una regola assoluta, e varia molto da caso all'altro)
3. La condizione “floating” agevola il front-end nel processo di “inseguimento” delle non linearità di tensione presenti sul carico di uscita

Tecniche di compensazione:

A parte gli altri elementi di compensazione locale, che ho aggiunto o tolto a seconda delle varianti, ho sfruttato 2 tecniche di base, che sono semplicemente opposte nel loro funzionamento. In MY_REF RevA (versione “ufficiale”) ho usato Cbf (Cap. Back-feed or feedback). Questo componente crea un “polo dominante”, ad alta frequenza (integrazione), in combinazione con R1 ma inversamente proporzionale (in frequenza) al segnale di uscita di LM318. In questo modo, si mantiene stabile il circuito in tutte le condizioni.

Nella Rev3, ho usato una tecnica inversa, che si basa su Cff (Cap. feed-forward). Questo componente esegue una compensazione positiva al calo di guadagno ad alta frequenza da parte del circuito differenziale (determinando un'azione "derivatrice" su LM318). Questo metodo linearizza notevolmente il DF...

Altre caratteristiche:

La Zout open loop di X1 è determinante nello sbilanciamento del ponte di corrente (e quindi nella diminuzione della sua Zout). Nel caso di LM318 questa è circa di 20-30 ohm, per cui con i valori scelti, il ponte si mantiene entro circa il 0.1%, che corrisponde a circa 400-500 ohm di Zout .

Circuito completo

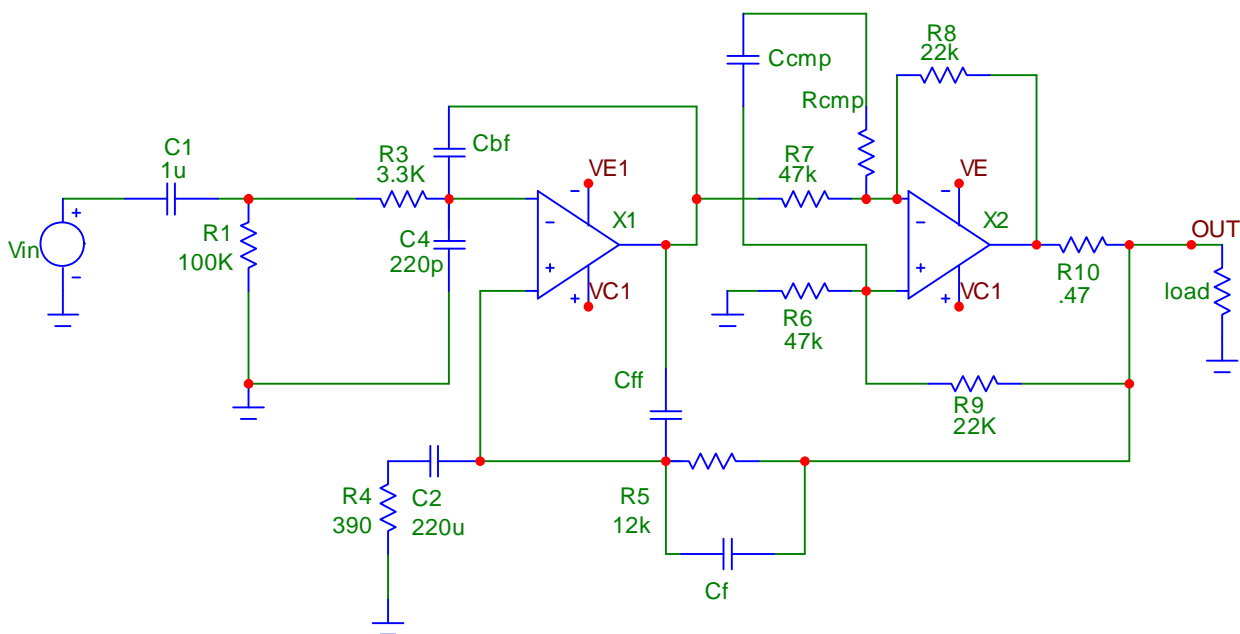


Fig4

Il circuito completo è abbastanza semplice, e non necessita di molte spiegazioni aggiuntive. L'impedenza di ingresso del circuito è fissata da R1 (100K), La rete R3-C4 funziona da filtro per eventuali spike ad alta frequenza e limita la banda passante (circa 220Khz, ma i poli interni delle reti di comp. Interagiscono con questo filtro a frequenze minori..). La rete NFB R5 e R4 determina il guadagno ad anello chiuso, che è di circa 30 dB ($A_v = 1 + (R5 / R3) = 31$). C2 riduce il guadagno in continua della rete, per evitare di amplificare tensioni continue e ridurre la tensione continua residua in uscita. La frequenza minima di taglio a -3db di C2 e R4 è di circa 2 Hz. Questa frequenza deve sempre essere abbastanza bassa, a causa delle caratteristiche dei condensatori elettrolitici (usati in questa sezione), che aumentano notevolmente la loro THD in prossimità della frequenza di taglio. Altro elemento è la linearità di fase, che per essere mantenuta in banda audio (20hz-20 Khz) si impone di inserire il punto di intervento a circa 1-2 Hz ($6^\circ @ 20\text{hz}$ con polo a 2Hz). Alla variazione di fase si associa anche il filtro subsonico formato da C1 e R1, che con i valori indicati ha una attenuazione -3dB a circa 1,5 Hz. Complessivamente si ottiene una deviazione di fase di circa $10^\circ @ 20\text{Hz}$, che è abbastanza accettabile. La combinazione dei due filtri fa sì che l'andamento di attenuazione sotto i 1,5 Hz sia del 2° ordine, ovvero di 12dB/Oct.

Le reti Cf, Ccmp-Rcmp, Cff e Cbf servono per attuare le compensazioni in frequenza e fase che servono per le varianti di progetto che ho applicato a vari mesi di distanza, allo scopo di valutare l' impatto "acustico" di alcune tecniche di compensazione.

Osservazioni generali:

Il guadagno ad anello aperto di questo circuito è (o può essere) molto elevato, e dipende in particolare da X1. Questa particolarità è un elemento fondante riguardo l' impronta "acustica" che contraddistingue un circuito di questo tipo, ovvero sono predominanti le caratteristiche del elemento che dispone di maggiore guadagno in tensione ad anello aperto (Aol), dato che il lavoro di NFB è in tensione. Il rovescio della medaglia è che, se questo guadagno diventa troppo elevato, nascono dei problemi di instabilità, spesso legati alla natura (capacitiva o induttiva) del carico, oltre che alla sua impedenza. Per limitare questi fenomeni esistono varie tecniche, che ho applicato in modo diverso a seconda del tipo di compensazione applicata. Una condizione abbastanza critica è quella del "clipping". In queste condizioni infatti, si generano delle oscillazioni a causa del continuo rimbalzo di energia, causata dagli "spikes" prodotti sia da LM318 che da LM3886. Quando la rete di compensazione è ben dimensionata, questo fenomeno è abbastanza smorzato, per cui non crea problemi di stabilità. Ho ritenuto non opportuno inserire delle reti complesse di "assorbimento" del clipping per non aumentare eccessivamente la complessità del circuito, e perché la probabilità di deteriorare le prestazioni complessive era molto alta. D'altro canto, io considero la condizione di clipping una **condizione non operativa e di emergenza**, per cui la cosa più importante in queste condizioni è di avere un recupero veloce e non distruttivo, ne per gli altoparlanti ne per l' amplificatore.

Per ragioni simili non ho inserito reti di zobel sul uscita. In particolare, le modalità di lavoro in corrente dello stadio di potenza, e il relativo NFB in tensione "sensibile" al carico, mi ha convinto a ridurre le compensazioni di carico, per migliorare il "feedback" con il sistema cavi- altoparlanti. Le condizioni di start-up e power down (accensione e spegnimento) possono avere delle instabilità, e dipendono dal tipo di compensazione utilizzato. Nei miei circuiti inserisco sempre un relay di uscita (con un circuito di ritardo) per evitare queste condizioni "anomale". Questo sistema garantisce un' elevata sicurezza anche nei casi di black-out di rete, che spesso generano dei "thumb" distruttivi per i woofer, a prescindere dalle prestazioni del amp usato...

Caratteristiche generali:

Alcune caratteristiche variano a seconda del tipo di compensazione usata, ma alcune sono comuni:

Banda Passante (tipica): 2Hz-70Khz

Potenza di uscita($\pm 37V$): 8ohm = 40 Wrms

Potenza di uscita($\pm 37V$): 4ohm = 56 Wrms

Fattore di smorzamento (8ohm): >200 (Variabile in frequenza a seconda della compensazione)

Rapporto S/N 600ohm: >90 dB (Variabile a seconda del tipo di compensazione)

THD e IMD tipica, 20Hz-20Khz, 1-40W/8ohm: <0.05%