

# Come interpretare correttamente le caratteristiche tecniche di un amplificatore audio

*dottor Renato Borromei*

Più di dieci anni fa sono state introdotte le cosiddette norme « DIN » che permettono di definire la qualità tecnica di un amplificatore.

Queste norme stabiliscono precisi metodi di misura e di interpretazione dei dati raccolti e ancora oggi, grazie anche ad alcuni aggiornamenti, sono importanti perché, tra l'altro, definiscono quali sono le prestazioni minime che una apparecchiatura deve fornire per essere chiamata Hi-Fi; ma ormai, specie dopo l'avvento dei transistori, non sono più sufficienti per evidenziare certe caratteristiche.

Infatti, può capitare che due apparecchi con prestazioni equivalenti secondo le norme DIN possono (e questo accade spesso) rivelare all'ascolto di un brano musicale una resa timbrica completamente diversa.

Negli ultimi tempi i ricercatori si sono dati molto da fare per scoprirne le cause e contemporaneamente sono usciti nuovi termini che cominciano a trovarsi anche nei fogli pubblicitari e nelle caratteristiche tecniche dei Costruttori.

E' per questo che ho pensato di fare un po' il punto della situazione e passo a descrivervi quelle caratteristiche che secondo me sono più importanti a caratterizzare un amplificatore.

Iniziamo a considerare quelle caratteristiche che definiscono più la classe di appartenenza che la timbrica di un amplificatore.

### **Potenza continua o efficace (RMS)**

La potenza continua misurata in watt è quella che l'amplificatore può erogare in modo continuo, per un periodo di tempo uguale o superiore ai dieci minuti, e con una distorsione armonica totale (THD) non superiore al 1%.

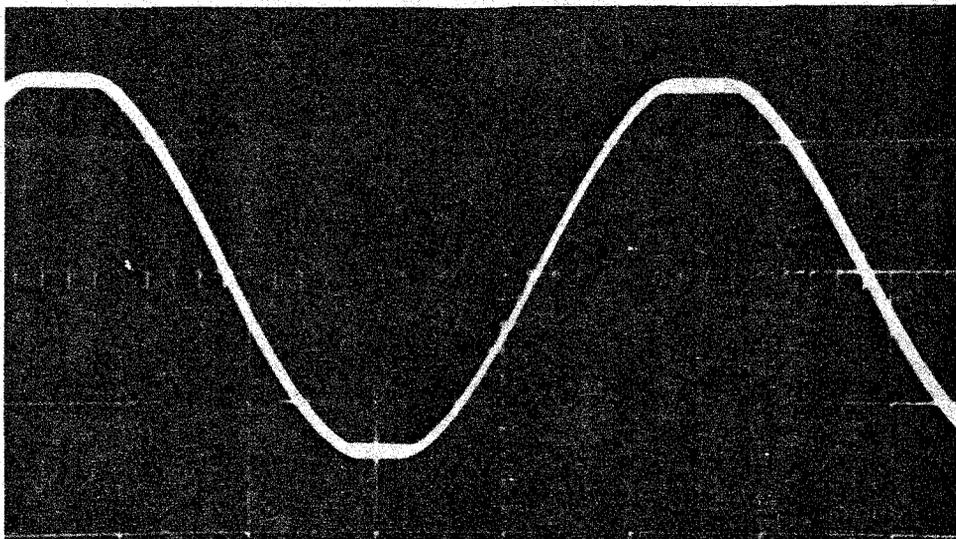


figura 1

Tale potenza è naturalmente legata all'impedenza del carico secondo l'espressione:

$$W_{RMS} = \frac{V_{eff}^2}{R_{carico}} = \frac{(V_{pp} / 2,82)^2}{R_{carico}}$$

dove  $V_{eff}$  è la tensione efficace che l'amplificatore ci può dare alla sua massima potenza su di un carico avente impedenza pari a  $R_{carico}$  in ohm.

In genere questa misura viene fatta al « clipping » cioè quando le sommità dell'onda sinusoidale inviata all'amplificatore in esame cominciano a diventare una linea piatta, ma prima che la distorsione armonica superi lo 1% (vedi figura 1).

## Potenza musicale

È la potenza che l'amplificatore può fornire, sempre prima di superare una determinata distorsione armonica, ma per un tempo così corto che la tensione di alimentazione non scende sensibilmente dal suo valore normale.

Poiché la potenza fornita da un amplificatore dipende molto dalla tensione di alimentazione, si comprende come in genere e soprattutto in amplificatori privi di alimentazione stabilizzata si trovi un valore della potenza continua minore di quello riferito alla potenza musicale.

Questo fatto mette subito in evidenza l'importanza che venga specificato se la misura viene effettuata su un solo canale o con ambedue i canali pilotati contemporaneamente, perché l'alimentatore può fornire tutta la potenza a un solo canale ma, quando questa viene raddoppiata, può anche cedere e fornire una tensione più bassa con conseguente calo di potenza d'uscita degli amplificatori.

## Banda passante (Bandwidth) e tempo di salita

La banda passante di un amplificatore ci indica l'intervallo di frequenze che esso può riprodurre senza apprezzabili attenuazioni in ampiezza (indicate in dB) (figura 2).

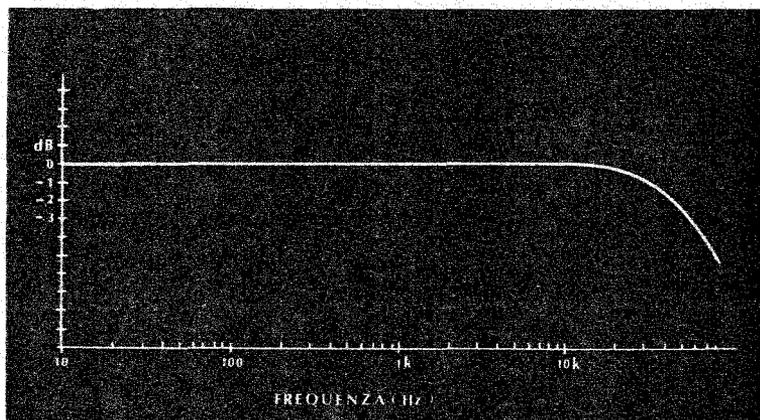


figura 2

Tale intervallo deve coprire almeno lo spettro sonoro di un brano musicale che può andare da 16 a 20.000 Hz; ciò dovrebbe avvenire per ogni potenza richiesta all'amplificatore fino a quella massima erogabile.

A volte però accade che la banda passante alla massima potenza (Power Bandwidth) risulti diversa da quella rilevata a basse potenze.

Questo, come vedremo più avanti, è legato alla velocità di risposta dello stadio finale di un amplificatore.

Se analizziamo per un momento lo spettro sonoro di un brano musicale noteremo che esso è costituito anche da transienti veloci che rappresentano, ad esempio, gli attacchi di alcuni strumenti musicali e più il transiente è veloce più sarà ripida la salita.

Nelle prove « al banco » tali transienti possono essere sostituiti dal fronte di salita di un'onda quadra e la risposta ai transienti si ricava misurando il tempo che la forma d'onda del segnale all'uscita impiega a passare dal 10 % al 90 % dell'ampiezza totale, come mostrato in figura 3.

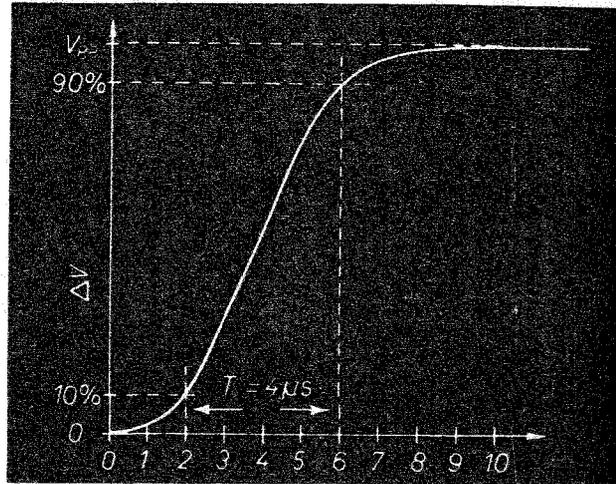


figura 3

Questo tempo viene chiamato « tempo di salita » (Rise Time) ed è strettamente legato alla banda passante dell'amplificatore attraverso la formula:

$$T_s = \frac{0,35}{B}$$

dove  $T_s$  è il tempo di salita in  $\mu s$  e  $B$  è la banda passante in Hz.

Si può vedere subito che a 20.000 Hz corrisponde un tempo di salita di 17,5  $\mu s$ . Questo controllo con l'onda quadra è molto utile perché, oltre ad altre indicazioni che poi vedremo, ci dà subito un'idea sulla banda passante di un amplificatore; infatti basta mandare al suo ingresso un'onda quadra con tempo di salita molto breve (inferiore a 0,5  $\mu s$ ) e misurare quest'ultimo alla sua uscita, meglio se a varie potenze.

La foto di figura 4 è stata rilevata su di uno stadio di potenza da 60 W utilizzando transistori finali Darlington.

Poiché il tempo di salita è di 2,4  $\mu s$ , la sua banda passante sarà di 145 kHz.

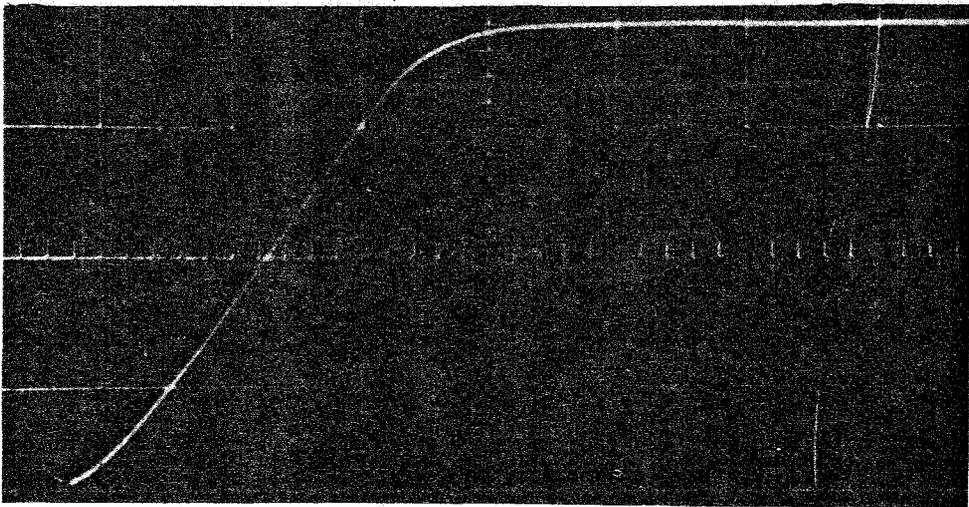


figura 4

## Banda passante ad anello aperto (Open Loop Bandwidth)

E' un termine normalmente usato con gli amplificatori operazionali ma ogni tanto salta fuori anche con amplificatori di BF specialmente quando se ne discute la progettazione; quindi sar  bene parlarne un po'.

Tutto quanto abbiamo detto fin'ora sulla banda passante riguarda sempre amplificatori con un certo tasso di controeazione.

Si parla di amplificatore controeazionato quando una parte del segnale d'uscita viene rinviato al suo ingresso in opposizione di fase col segnale inviato all'amplificatore come mostra la figura 5.



figura 5

In questo modo, pur abbassandone il guadagno, si riducono notevolmente la distorsione armonica totale e di intermodulazione, il rumore intrinseco dell'amplificatore e si estende notevolmente la sua banda passante che secondo le tendenze attuali supera di gran lunga lo spettro audio.

Cercando di semplificare un po' vediamo perch  si ottengono delle bande passanti cos  estese.

Supponiamo di togliere con opportuni artifici la controeazione a un amplificatore e di misurare la curva di risposta; la banda passante che ne risulta viene detta « open loop bandwidth ».

In questo modo troveremo una curva simile alla « a » mostrata in figura 6.

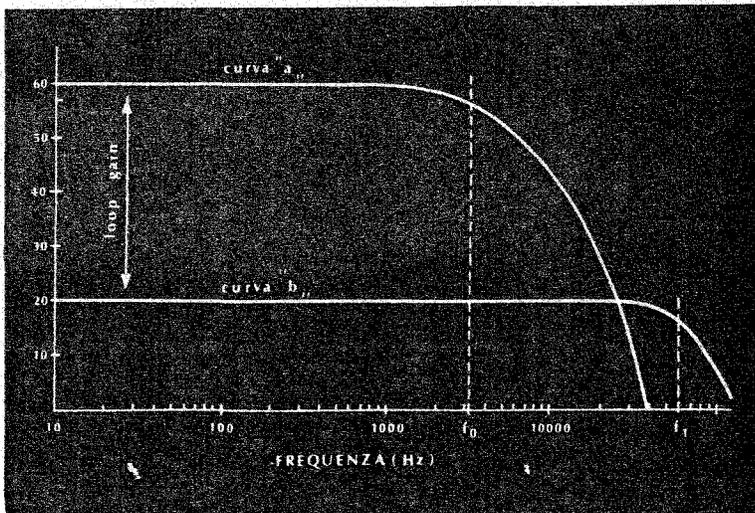


figura 6

Tale curva potr  essere l'andamento del guadagno di uno stadio finale in funzione della frequenza.

Mentre tale guadagno rimane costante per frequenze inferiori a  $f_0$ , a tale frequenza esso inizia a diminuire gradatamente fino ad annullarsi.

Se allo stesso apparecchio applichiamo una certa controeazione, la curva diventer  simile a quella segnata con « b ». Notiamo subito come  $f_1$ , che rappresenta la banda passante dell'amplificatore controeazionato, sia molto maggiore di  $f_0$ .

Siccome la distorsione armonica e di intermodulazione è legata al fattore di controreazione (o « loop gain ») che, espresso in dB, è la differenza tra il guadagno in « open loop » e quello in « closed loop » a una data frequenza, dovremmo concludere che maggiore è il fattore di controreazione, minore sarà il valore di tali tipi di distorsione.

La bontà di un amplificatore però è legata principalmente a  $f_0$  più che a  $f_1$ ; infatti ricerche effettuate in questi ultimi anni vogliono dimostrare che quanto più elevata è  $f_0$ , tanto migliore ne risulta la qualità timbrica dell'amplificatore. Sarebbe bene che  $f_0$  risultasse uguale o superiore ai 20 kHz, ma non è difficile trovare amplificatori anche commerciali con  $f_0$  che non supera i 5 kHz e questo significa che al di sopra di tale frequenza la controreazione diventa sempre meno efficace provocando un aumento della distorsione.

E' per questo che può essere interessante conoscere l'andamento della distorsione in funzione della frequenza, ma oltre a questo esiste un altro tipo di distorsione ben più fastidiosa all'orecchio e legata a una scarsa « open loop bandwidth »: è la distorsione di intermodulazione ai transienti, descritta nei paragrafi successivi.

## Slew rate

(altro termine molto in uso negli amplificatori operazionali, ma questi finali non si avvicinano sempre di più a operazionali di potenza?)

Tale parametro tiene conto, oltre che del tempo di salita, anche dell'ampiezza del segnale e si misura in  $V/\mu s$  ed esprime la massima velocità con cui può variare la tensione del segnale in uscita per unità di tempo.

Lo slew rate è legato all'open loop di un amplificatore e in particolare alla velocità di risposta dei suoi stadi finali.

Tale velocità può dipendere dalla potenza loro richiesta specie a frequenze elevate e naturalmente dall'« open loop bandwidth ».

Mentre il tempo di salita è legato alla banda passante indipendentemente dalla potenza richiesta, lo slew rate è legato alla « power bandwidth ».

Per effettuare questa misura si invia all'amplificatore un'onda quadra a frequenza di 10 kHz con un'ampiezza tale da saturarlo o quasi; dopodiché si misura all'oscilloscopio collegato all'uscita il tempo che intercorre tra A e B come mostrato in figura 7.

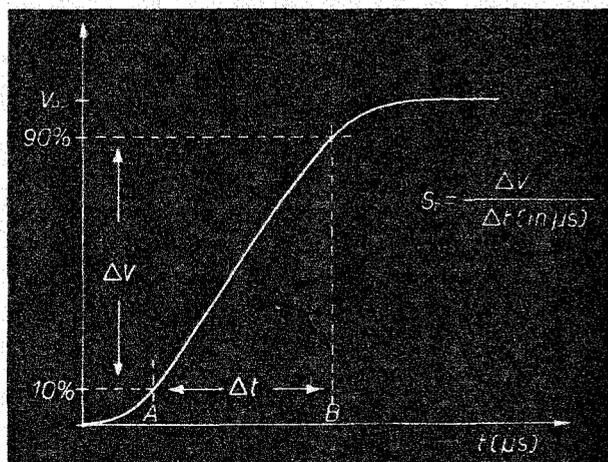


figura 7

Supponiamo ad esempio che un amplificatore da  $60 W_{RMS}$  impieghi  $20 \mu s$  per raggiungere  $61,7 V_{pp}$  su un carico di  $8 \Omega$ .

Ciò significa che lo slew rate dell'amplificatore è di  $61,7 / 20 \cong 3 V / \mu s$ .

A questo punto salta subito all'occhio la maggiore importanza che ha lo slew rate rispetto al tempo di salita.

Infatti se prendiamo due amplificatori con lo stesso tempo di salita ( $20 \mu\text{s}$ ) ma di potenza diversa (ad esempio  $60$  e  $15 \text{ W}_{\text{RMS}}$ ), per avere la stessa « power bandwidth » quello da  $60 \text{ W}$  dovrà avere uno slew rate maggiore. Infatti in queste condizioni per l'amplificatore da  $15 \text{ W}$  è sufficiente uno slew rate di  $30,7 / 20 \cong 1,5 \text{ V} / \mu\text{s}$  contro i  $3 \text{ V} / \mu\text{s}$  ricavati sopra.

## Distorsione

Tale termine si riferisce a qualsiasi deformazione che subisce un'onda sinusoidale pura dopo essere passata attraverso l'amplificatore.

Si possono misurare vari tipi di distorsione e incominciamo con la:

### Distorsione armonica totale (THD %) e distorsione di crossover

Se all'ingresso di un amplificatore inviamo una nota sinusoidale pura a una frequenza, per esempio, di  $500 \text{ Hz}$ , trascurando il rumore dell'amplificatore stesso, noi ritroveremo all'uscita tale nota amplificata e in più una certa quantità della seconda armonica a  $1.000 \text{ Hz}$ , della terza a  $1.500 \text{ Hz}$ , della quarta a  $2.000 \text{ Hz}$  e così via. Questo fatto è causato dalla non perfetta linearità dell'amplificatore; meno l'amplificatore è fedele, maggiori in ampiezza e numero sono le armoniche generate.

Se indichiamo con  $V_{\text{res}}$  l'ampiezza in  $V_{\text{pp}}$  delle armoniche generate a una determinata potenza d'uscita e quindi a una tensione di uscita  $V_{\text{out pp}}$  il rapporto  $(V_{\text{res}} / V_{\text{out}}) \cdot 100$  ci indica quantitativamente la distorsione armonica totale.

L'orecchio però non è sensibile allo stesso modo a tutte le armoniche e mentre tollera abbastanza quelle di ordine pari, quelle dispari gli risultano fastidiose specie se sono di alto ordine.

Sarebbe quindi molto più indicativo per stabilire la timbrica di un amplificatore poter analizzare ogni singola armonica, ma questo comporta l'uso di costosissime apparecchiature per cui in genere ci si accontenta di studiare il residuo armonico all'oscilloscopio.

In figura 8a, b sono riportate le misure del residuo armonico su due diversi apparecchi.

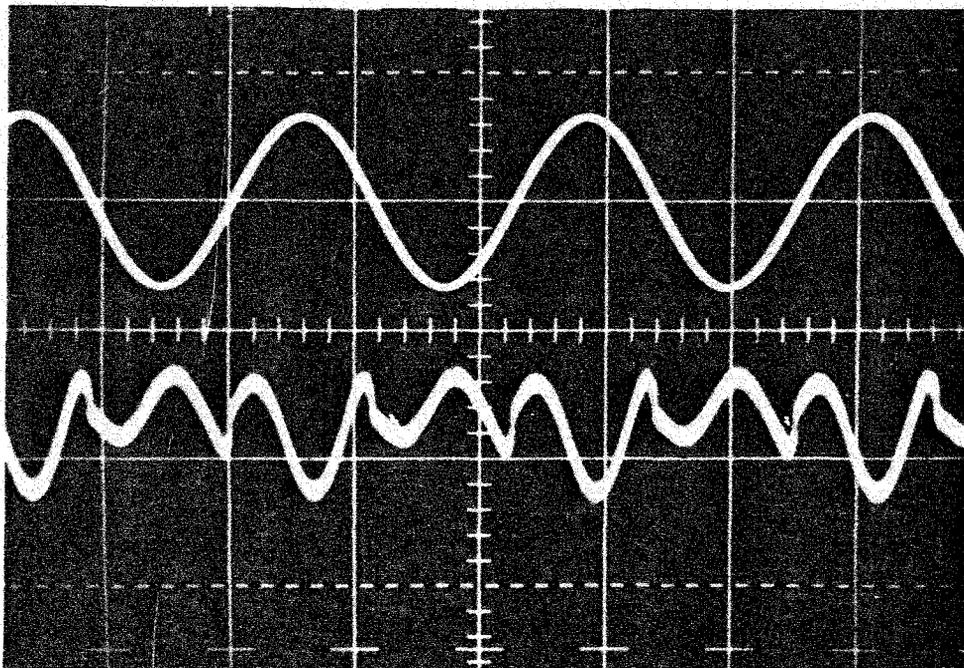


figura 8a

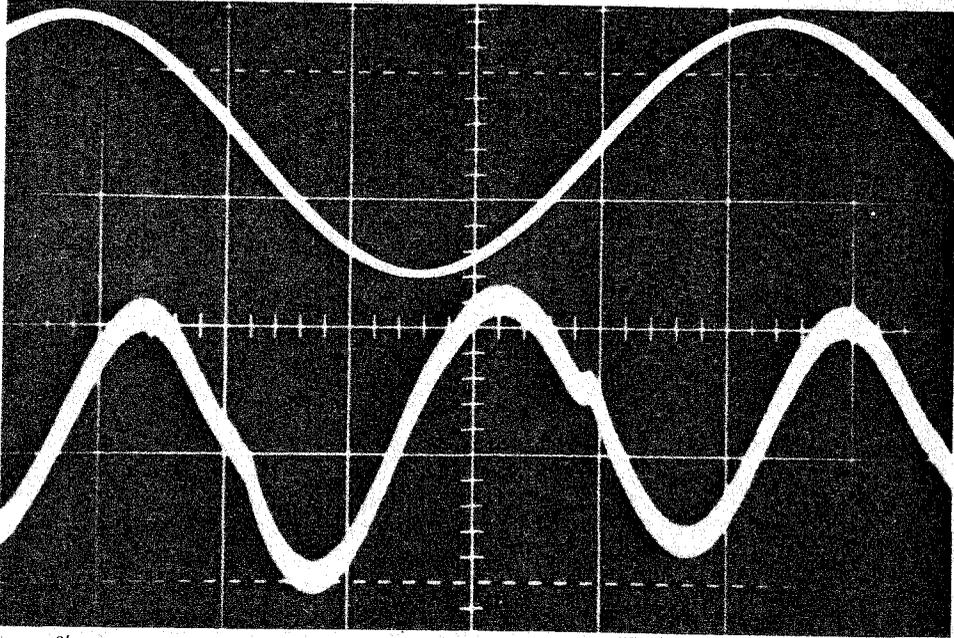


figura 8b

Mentre nell'amplificatore della figura 8a la distorsione è costituita essenzialmente da armoniche pari e in misura minore del 3° ordine, l'amplificatore della figura 8b, pur avendo un residuo totale quasi uguale al precedente nei punti in cui la sinusoide passa da zero, presenta dei picchi abbastanza definiti dovuti alla presenza di armoniche di alto ordine assai fastidiose all'ascolto. Tali armoniche, che come abbiamo già visto sono determinanti per la qualità timbrica di un amplificatore, derivano spesso da una inadeguata progettazione della parte relativa ai transistori finali di potenza, che vengono fatti lavorare in condizioni di non linearità; in tal modo generano la fastidiosa distorsione di crossover causata dai picchi messi in evidenza nella foto di figura 9.

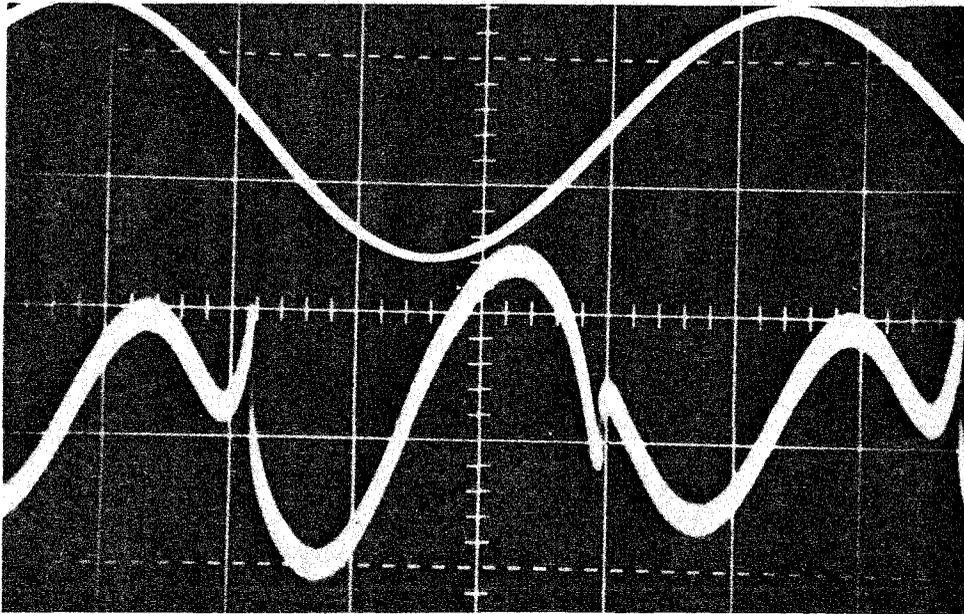


figura 9

## Distorsione di intermodulazione

Questo tipo di distorsione, anziché alle armoniche, è dovuto alla produzione di frequenze spurie, somma e differenza, non presenti all'ingresso e che si trovano all'uscita di un amplificatore.

Mentre nella distorsione armonica vengono misurate le nuove armoniche generate, nella distorsione di intermodulazione si misurano i nuovi prodotti che si formano mescolando due frequenze diverse.

Se noi introduciamo, ad esempio, nell'amplificatore due segnali di frequenza diversa del valore di 60 e 7.000 Hz, all'uscita potremo ritrovarci anche segnali corrispondenti alla somma e alla differenza delle due frequenze fondamentali  $f_1$  e  $f_2$ .

Ma l'amplificatore, essendo affetto anche dalla distorsione armonica, genera le armoniche delle due frequenze  $f_1$  e  $f_2$ , che a loro volta daranno origine a segnali corrispondenti alla loro somma e differenza, come vedesi in figura 10 in cui sono riportati per semplicità solo alcuni di tali segnali spurii.

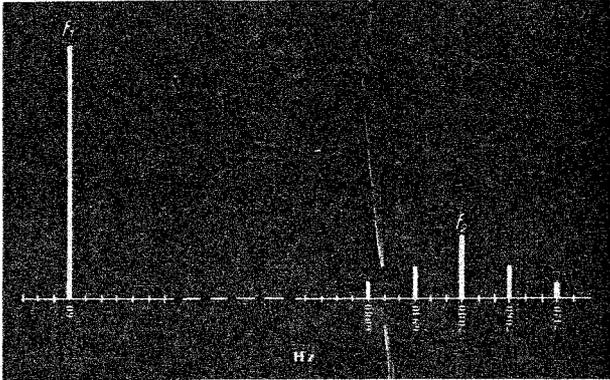


figura 10

Lo spettro di frequenze attorno a  $f_2$  viene chiamato « banda laterale ».

Per la misura della distorsione di intermodulazione in genere vengono usati due metodi: uno è il cosiddetto SMPTE che consiste nell'inviare all'ingresso dell'apparecchio in esame due segnali sinusoidali con una frequenza di 60 e 7.000 Hz con rapporto in ampiezza di 4 : 1.

Si misura quindi l'ampiezza del segnale corrispondente alla banda laterale di 7.000 Hz e cioè le ampiezze dei segnali  $7.000 - 60 = 6.940$ ,  $7.000 - 120 = 6.880$  Hz,  $7.000 + 60 = 7.060$  Hz e così via.

L'altro metodo, detto CCIF e mostrato in figura 11, consiste nell'inviare due segnali della stessa ampiezza, ma distanti di qualche centinaio di hertz, e andare a controllare le risultanti differenze tra i due segnali fondamentali e anche tra le loro armoniche.

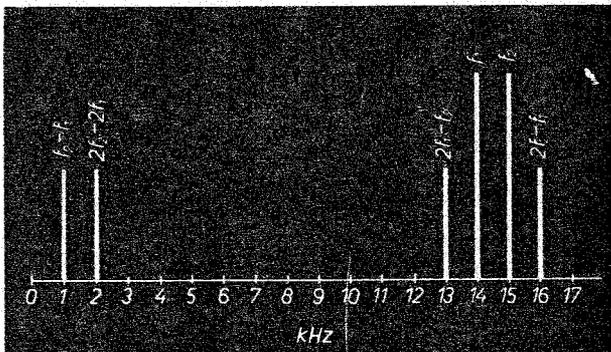


figura 11

Anche in questi casi i dati generalmente forniti dai Costruttori si limitano a mostrare un valore percentuale della distorsione di intermodulazione ottenuto facendo il rapporto tra l'ampiezza del segnale costituito dall'insieme dei prodotti somma e differenza e il segnale di ingresso del distorsimetro, mentre sarebbe molto più valido il poter avere l'analisi spettrale di tale distorsione. A volte infatti la distorsione di intermodulazione si mantiene molto bassa a frequenze inferiori a 10.000 Hz ma a frequenze maggiori aumenta a causa della bassa « open loop bandwidth ».

Questo può essere messo in evidenza utilizzando il metodo CCIF perché si possono utilizzare, ad esempio, segnali di 14.000 e 15.000 Hz, andando poi a controllare la differenza (1.000 Hz) che oltre tutto cade nello spettro audio.

Questo è un metodo più cattivo, se vogliamo, ma senz'altro superiore agli altri, specie se lo confrontiamo con quello che misura la distorsione armonica di un segnale fondamentale di 10.000 Hz.

In quest'ultimo caso andremmo a misurare le componenti di un segnale fondamentale che, essendo al di fuori del campo audio, hanno poca importanza sulla sua timbrica, e inoltre vengono spesso attenuate a causa della diminuzione di guadagno degli stadi all'aumentare della frequenza.

### **Distorsione di intermodulazione ai transienti (TID)**

Come ricorda la figura 6 (curva a) il guadagno di un amplificatore non controreazionato è notevolmente maggiore di quello con controreazione.

Se inviamo all'ingresso di un amplificatore controreazionato un segnale, dopo un tempo che sarà breve ma non nullo, esso si ritroverà all'uscita amplificato di quanto ci necessita a pilotare un altoparlante.

Una parte di questo segnale viene reinviato in opposizione di fase e mescolato con quello di ingresso; ma se il tempo che impiega il segnale a passare attraverso l'amplificatore e tornare al suo ingresso tramite il circuito di controreazione è superiore al tempo che intercorre tra un eventuale forte attacco di un brano musicale e un altro, per una frazione di tempo gli stadi di ingresso non ancora controreazionati amplificano fortemente sino alla loro saturazione; si genera così la cosiddetta « distorsione di intermodulazione ai transienti ».

La velocità di risposta di un amplificatore dipende molto dai transistori utilizzati nello stadio finale, ma anche dal tipo di circuitazione usato e la banda passante in « open loop » è uno dei dati legati proprio alla velocità di risposta dell'amplificatore. Da ciò si comprende come molti apparecchi siano affetti dalla TID dato che, come si è già detto, la loro banda passante in « open loop » può essere anche inferiore a 5 kHz.

Attenzione quindi a non collegare all'ingresso di un finale un preamplificatore correttore di toni con banda passante troppo estesa; affinché la TID sia ridotta al minimo, è necessario che la banda passante del preamplificatore sia al massimo uguale a quella del finale. Per misurare la TID non si è ancora messo a punto un metodo standard e ogni tanto ne esce uno nuovo; secondo me per una rivelazione di tale distorsione è già sufficiente considerare l'« open loop bandwidth » e anche lo slew rate è indicativo: infatti è in diretta relazione al tempo che impiegano i transistori finali a erogare la massima potenza prima che intervenga la controreazione.

A parità di potenza, minore è lo slew rate, più lenti sono i transistori finali e maggiore è la TID.

### **Stabilità ai transienti (settling time)**

La figura 12 mostra la risposta in uscita di due amplificatori diversi al cui ingresso è stato inviato lo stesso segnale e cioè un'onda quadra perfetta.

Il primo amplificatore mostra un'onda quadra il cui tetto presenta una piccola sovraoscillazione, in pratica sufficientemente stabile.

L'altro invece mostra una certa instabilità.

Anche se non si può definire di quanto, è certo che tale instabilità interviene a degradare la qualità di un amplificatore ed è una delle cause di quel suono metallico spesso imputato ai transistori.

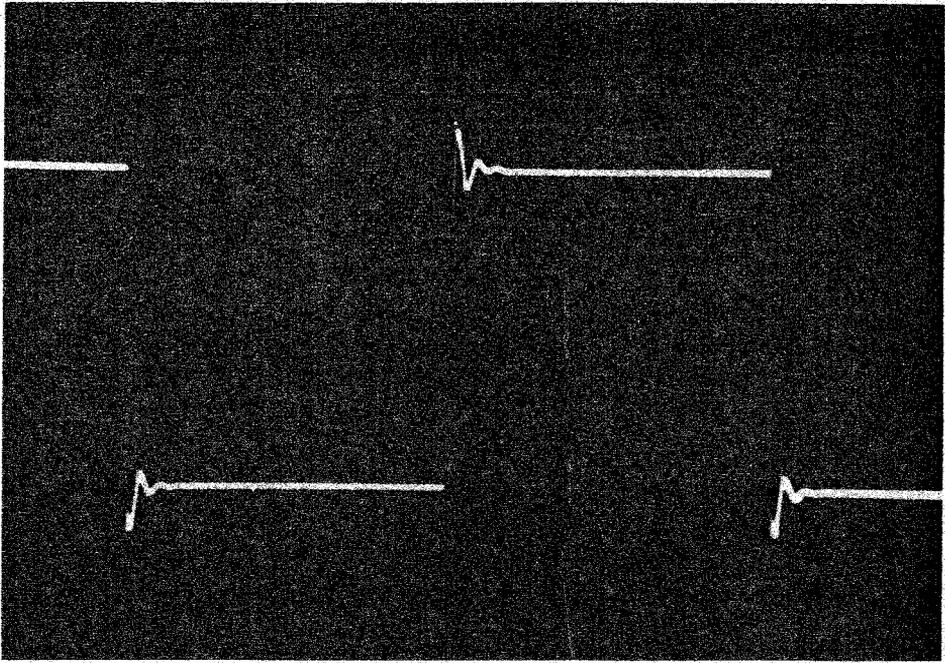


figura 12a

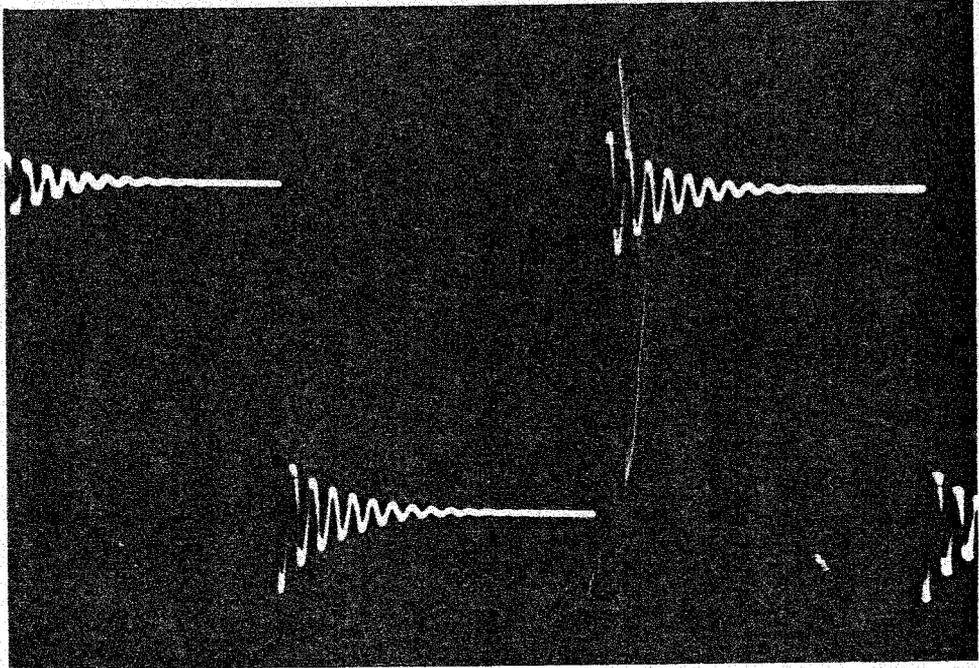


figura 12b

Per evidenziare la tendenza di un amplificatore a questa instabilità, si collega all'uscita un carico più vicino a quello che può costituire un altoparlante e cioè un carico reattivo; esso è formato da una resistenza da  $8\ \Omega$  in parallelo con un condensatore da  $1\ \mu\text{F}$ .

Questa rete di carico, semplice da realizzare, è molto comoda per mettere in evidenza l'instabilità di un amplificatore che, con un carico puramente resistivo, può sembrare stabile come una roccia.

Questa stabilità dipende dal tipo di circuitazione e anche dalla posizione stessa dei componenti.

Specie in presenza di alti fattori di controreazione, molti tendono a migliorare questa instabilità sovracompensando i vari stadi, ma questo peggiora l'« open loop bandwidth » con conseguente aumento della TID.

Capisco che in queste righe qualche volta sono stato un po' superficiale e anche semplicione, ma dato il numero di argomenti trattati e lo spazio a disposizione (giustamente non potevo pretendere di più rischiando di diventare troppo invadente) non credo vi fosse altra soluzione.

Altri argomenti sono stati addirittura ignorati ma credo che, nonostante questa mancanza, l'articolo verrà utile a molti, specie a chi ha in programma la costruzione di un impianto stereo e si trova frastornato da tutti quei termini abbreviati che riempiono fogli pubblicitari e articoli.

Chiudendo questa parentesi letteraria, riprendiamo il saldatore e prepariamoci a realizzare insieme nei mesi prossimi alcune apparecchiature interessanti la cui descrizione spero che risulti più chiara grazie (lo spero, almeno) a queste quattro chiacchiere. \*\*\*\*\*

