

A cura dell'Istituto Alta Fedeltà Anno II - Febbraio 1978

### IL SISTEMA DI CONTROLLO DELLA POLARIZZAZIONE DEI TRANSISTORI FINALI DI POTENZA ED I PROBLEMI TERMICI CONNESSI

STRUTTURA NEL DOMINIO DEL TEMPO E DELLA FREQUENZA DI ALCUNI SEGNALI IMPIEGATI NELLE MISURE DI DISTORSIONE NON LINEARE

### **EFFETTO DOPPLER**



and a state of the second state of the second



#### In questo fascicolo

#### Ireneo Salvador

Pag. 3

Pag. 6

Il sistema di controllo della polarizzazione dei transistori finali di potenza ed i problemi termici connessi

Non è difficile incontrare amplificatori finali nei quali la corrente di riposo varia sensibilmente in relazione alla temperatura ed alla richiesta di potenza con conseguenze spesso vistose sulla distorsione di incrocio. Ringraziamo pertanto la Teksel per averci autorizzato a pubblicare un estratto da un documento del suo servizio Ricerca e Sviluppo inerente l'interessantissimo problema della compensazione termica della corrente di riposo.

Per motivi di spazio siamo costretti a pubblicare il documento in due parti. Abbiamo ritenuto di iniziare con la seconda, uno studio analitico del problema della polarizzazione concludentesi con una realizzazione pratica. La prima parte, relativa a fondamenti di calorimetria e termocinetica in relazione alla struttura del transistor verrà pubblicata al più presto. La numerazione di formule e figure mantiene comunque l'ordine originale.

Ireneo Salvador, nato a Vittorio Veneto (TV) nel 1942, perito elettronico, ha studiato Ingegneria Elettronica ed attualmente ricopre l'incarico di direttore di Ricerca e Sviluppo presso la Teksel S.p.A.

#### Alberto Morando

Struttura nel dominio del tempo e della frequenza di alcuni segnali impiegati nelle misure di distorsione non lineare

Parallelamente alle ricerche teoriche e sperimentali nel campo delle non linearità statiche e dinamiche abbiamo assistito allo sviluppo e alla messa a punto di nuovi metodi di misura atti a quantificarle.

Per ogni metodo viene impiegato un segnale spesso complesso e molto diverso da quello sinusoidale, le cui caratteristiche devono essere scelte con cura in modo da separare per quanto possibile il fenomeno principale da quelli secondari od indesiderati.

Abbiamo ritenuto della massima attualità pubblicare una panoramica su questi segnali sia in relazione al loro andamento in funzione del tempo sia alla loro composizione spettrale elencando anche alcune relazioni tra le principali grandezze caratteristiche. Una nota biografica di Alberto Morando è stata pubblicata su IAF 1.

#### Giancarlo Gandolfi

#### Pag. 11 Effetto Doppler

Periodicamente si riaccendono le polemiche sull'entità e sull'udibilità della intermodulazione dovuta ad effetto Doppler nel suono prodotto da altoparlanti.

Con questo articolo Giancarlo Gandolfi vuole fare il punto sull'argomento fornendo al lettore sia i necessari strumenti matematici per il calcolo di questa particolare forma di intermodulazione, sia alcuni grafici per la valutazione immediata della percentuale di distorsione introdotta, sia una panoramica dei pareri espressi circa la sua udibilità da Briggs, Cooke, Klipsch, Moir. Giancarlo Gandolfi è nato a Reggio Emilia nel 1940. Laureato in Ingegneria Elettronica, specializzato in calcolatori elettronici, si è occupato di trasmissioni a microonde, riveste attualmente l'incarico di direttore tecnico della RCF ed è uno dei soci fondatori dell'Istituto Alta Fedeltà

#### Errata corrige

Francesco Fordiani di Napoli ha gentilmente segnalato due errori nella formula (1a) a pag. 5 di IAF 2. L'espressione corretta, come si ricava dalla (1) è invece:

 $\sin(\varepsilon + \beta) = \frac{d}{2l_0} - \frac{o^2}{2dl_0} + \frac{o}{d}$ 

Supplemento al numero 68 di SUONO redatto a cura dell'Istituto Alta Fedeltà.

# IL SISTEMA DI CONTROLLO DELLA POLARIZZAZIONE DEI TRANSISTORI FINALI DI POTENZA ED I PROBLEMI TERMICI CONNESSI

#### Ireneo Salvador

Si illustrano vari metodi di polarizzazione dei transistori finali adottati per gli stadi di potenza di amplificatori alta fedeltà. Dopo uno studio analitico sul problema della stabilizzazione della corrente di riposo, l'Autore evidenzia l'importanza del sistema di controllo termico ai fini della minimizzazione delle distorsioni di incrocio.

#### 1.3 Polarizzazione dei transistori finali di potenza

I metodi normalmente impiegati per la polarizzazione dei finali sono molteplici, ma tutti hanno in comune la possibilità di variare la tensione tra le due basi in funzione della temperatura.

Nelle figure 12, 13, 14 vengono illustrati alcuni metodi:

È frequente trovare negli amplificatori per alta fedeltà la versione di fig. 13 oppure la versione di fig. 12 modificata come in fig. 15 quando i transistori finali vengono pilotati da altre coppie complementari.

Nessuno di questi sistemi consente una perfetta compensazione delle variazioni delle due  $V_{BE}$  dei transistor finali ed il problema è tanto più grave quanto maggiore è la potenza e quindi la temperatura dello stadio finale. Tutti i sistemi, sopra illustrati, richiedono il contatto diretto tra l'elemento sensibile alla temperatura (diodo o transistor) ed il dissipatore termico sul quale vengono fissati i transistor finali di potenza. Il principio di funzionamento è il seguente: ad un aumento di temperatura nei transistor finali e di conseguenza del radiatore,



IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

corrisponde un aumento della corrente di riposo degli stessi transistori dovuta all'aumento della  $V_{BE}$  (2,5 mV/°C).

Questa tendenza all'auto distruzione (deriva termica cumulativa) viene controllata per la presenza di due importanti elementi:

1) Il dissipatore sul quale vengono fissati i transistor finali che, grazie alla bassa resistenza termica Rth ed all'elevata capacità termica, è in grado di assorbire grandi quantità di calore, mantenendo costante in questo modo la temperatura del contenitore del transistor per salti termici di breve durata.

2) Il controllo automatico di polarizzazione, descritto sopra, che compensa gli aumenti di  $V_{BE}$  nei finali, e conseguenti aumenti di  $I_C$ , attraverso la diminuzione della tensione  $V_D$  di polarizzazione tra le basi dovuta alla diminuzione della resistenza differenziale degli elementi sensibili alla temperatura (diodi, NTC, o transistor).

Il grafico di fig. 16 rappresenta l'andamento della corrente di riposo  $I_Q$  in funzione del tempo, da t =  $0_{SEC}$  (accensione) ad 1 h 10' dall'accensione. Ta = 25° C.



Figura 16. Andamento della corrente di riposo l<sub>Q</sub> in funzione del tempo. Transistore di regolazione a contatto del dissipatore (curva 1) e staccato (curva 2).

La curva 1 è stata ottenuta con il transistor di regolazione fissato sul dissipatore di potenza. Dall'istante dell'accensione al tempo t<sub>1</sub> la temperatura dei finali tende ad aumentare e, di conseguenza, aumenta anche la corrente di riposo  $I_Q$ . Per tempi > t<sub>1</sub> la corrente  $I_Q$ tende a stabilizzarsi a causa del riscaldamento del transistor di regolazione. Applicando dopo 20' un segnale all'ingresso dell'amplificatore, di ampiezza tale da far raggiungere all'amplificatore la massima potenza dissipata, e togliendo il segnale dopo due minuti di funzionamento in queste condizioni. l'andamento della corrente di riposo indica chiaramente come il regolatore, portatosi ad una temperatura troppo alta, è causa della diminuzione di IQ. Applicando il segnale di massima potenza per un tempo più lungo (vedi da 50' a 55'), l'eccessivo riscaldamento dell'organo di regolazione è causa di una forte diminuzione della lo con la conseguente comparsa di una forte distorsione d'incrocio. Questo fatto è particolarmente grave ed evidenzia l'importanza di una corretta progettazione del sistema di stabilizzazione della corrente di riposo.

La curva 2 è stata invece ottenuta con il transistor di regolazione disgiunto dal dissipatore. In questo caso la corrente di riposo, dopo l'applicazione del segnale di potenza, rimane molto alta comportando così problemi di dissipazione nello stadio finale.

Di queste considerazioni si è voluto tenere conto nel progetto dell'unità di potenza TEKSEL 50006.

### **1.5** Polarizzazione dei finali e stabilizzazione della corrente di riposo nel circuito 50006.



La tensione di stabilizzazione V<sub>CE</sub> è data da:  $V_{CE} = IR_2 + (I + Ib) R_1$ 

e:

 $V_{BE} = IR_2$ 

assumendo  $I_B \ll I$ , il rapporto  $V_{CE}/V_{BE}$  è il seguente:

$$(1,5,1) \qquad \frac{V_{CE}}{V_{BE}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{Rce}{Rbe}$$

La (1.5.1) dimostra che una  $\bigtriangleup V_{BE}$  produce una  $\bigtriangleup V_{CE}$  e dipende dal rapporto  $R_{CE}/R_{BE},$  infatti:

(1,5,2)  $\Box V_{CE} = \Box V_{BE} (R_{CE}/R_{BE})$ 



I. Salvador - Polarizzazione dei transistori finali

In questo modo la temperatura dipendente da  $V_{\text{CE}}$  è data da:

$$(1,5,3) \qquad \frac{dV_{CE}}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT} (R_{CE}/R_{BE})$$

La  $\triangle V_{CE}$  in funzione della temperatura deve essere uguale alla somma delle variazioni delle  $V_{BE}$  dei transistor Tr<sub>5</sub>, Tr<sub>6</sub>, Tr<sub>7</sub> (fig. 19). La dipendenza di  $V_{BE}$  con la temperatura è di circa 2,5 mV/°C ed assumendo il rapporto R<sub>CE</sub>/R<sub>BE</sub> $\simeq$ 4 il coefficiente di compensazione di temperatura è circa 10 mV/°C.

L'espressione statica è:

(1,5,4) 0,5 V<sub>CE</sub> = V<sub>BE1</sub> + V<sub>BE2</sub> + V<sub>BE3</sub>

mentre considerando le variazioni di temperatura si avrà:

(15.5) 0.5 
$$\Box V_{CE} = \frac{\partial V_{BE1}}{\partial T_1} dT_1 + \frac{\partial V_{BE2}}{\partial T_2} dT_2 + \frac{\partial V_{BE3}}{\partial T_3} dT_3$$

Supponendo uguali le variazioni di temperatura nei tre transistori e di conseguenza uguali le variazioni delle  $V_{BE}$ , l'incremento per grado è:

 $0.5 \ V_{CE} = 3 V_{BE} \qquad 0.5 \ 10 = 3 V_{BE} \qquad V_{BE} \simeq 1.66 \ mV/^{\circ}C$ 

Pertanto da condizioni iniziali con Tamb = 25°C e corrente di riposo tarata per la minima distorsione di incrocio passiamo ad esaminare due casi.

1) Tamb << 25°C (nell'esempio che segue Tamb = 0°C), e, 2) T<sub>D</sub> = 95°C con temperatura interna<sup>(1)</sup> di circa 45°C.

la ∠∆VBE Tamb= 0°C

è

cioè nel nostro caso:

2,5·3·(-25)=-187,5mV

Per ottenere la stessa corrente di riposo ottenuta a 25°C, è necessario pertanto aumentare la  $V_{\text{BE}}$  di 187,5 mV.

La  $\triangle \frac{V_{CE}}{2}$ , alla stessa temperatura è -5 (-25)=125 mV

Le variazioni pertanto non si equivalgono e le differenze:

125 - 1875 = - 62,5 mV

comportano una riduzione della V<sub>BE</sub> pari a:

 $-62,5/3\simeq 20,8\,\text{mV}$ 

per transistor, e quindi una riduzione della corrente di riposo I<sub>Q</sub>, con conseguente difficoltà di autoriscaldamento dei transistori e comparsa della distorsione di incrocio. Pur essendo questa una condizione al limite (0°C), non è certo impossibile specialmente negli impianti professionali, trovare amplificatori installati in ambienti non riscaldati. Bisogna inoltre tenere presente che, se il sistema di polarizzazione automatica non è perfetto, è difficile tarare in produzione la corrente I<sub>Q</sub>, essendo questa fortemente dipendente sia dalla temperatura esterna sia dal tempo d'accensione dell'apparecchio.

Per ovviare a questo inconveniente vengono adottate le seguenti misure:

1) I transistori piloti di potenza  $T_5$  e  $T_7$  non vengono montati a diretto contatto del dissipatore. Le giunzioni di

<sup>(1)</sup> Temperatura interna dell'apparecchio con aereazione normale

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

#### I. Salvador - Polarizzazione dei transistori finali





questi transistori, non avendo in serie nessuna capacità termica rilevante, tendono ad aumentare gradualmente la loro temperatura.

2) Il contenitore del transistore di regolazione T<sub>3</sub>, non viene montato a diretto contatto con il dissipatore ma attraverso un conduttore termico in rame, materiale caratterizzato da una bassa capacità termica ed alto coefficiente di conducibilità termica. Questa soluzione permette di mantenere il dispositivo ad una temperatura inferiore, rispetto a quella del dissipatore dopo il tempo t' (fig. 21), favorendo così il rapido aumento della I<sub>0</sub>.



Figura 21. Andamento della corrente di riposo nel dominio del tempo. Tamb = 0°. La curva a tratteggio si riferisce al transistore di regolazione montato come illustrato in figura 20. La curva continua è stata ottenuta con il transistore di regolazione montato direttamente sul radiatore. Dopo 15' e per 2' è stato applicato un segnale per una  $P_U = 0.33 P_{UMAX}$ .

Successivamente il riscaldamento del dissipatore, nonchè il calore irradiato da questo, favorisce l'aumento di temperatura di  $T_3$  con la conseguente riduzione delle V<sub>BE</sub>. Il sistema quindi nel tempo t'' tende a stabilizzarsi. Questa soluzione consente in pratica di accelerare, qualsiasi sia la temperatura ambiente iniziale, l'entrata a regime dello stadio finale (fig. 21).

Vediamo ora il secondo caso: temperatura dissipatore = 95°C.

Le coppie pilota a simmetria complementare non es-

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

sendo a contatto con il dissipatore rimangono influenzate dalla temperatura esterna 45°C (quando il dissipatore è a 95°C). In queste condizioni la somma degli incrementi di V<sub>BE</sub> (secondo membro della 1.5.5) è:

 $\sum_{\Delta} V_{BE} = \Delta V_{BE}_{T5} + \Delta V_{BE}_{T7} + \Delta V_{BE}_{T9} = 2(2.5 \cdot 20) + (2.5 \cdot 70) = 275 \text{ mV}$ 

di incremento rispetto a Tamb = 25°C. Dovremo pertanto ridurre la  $\Sigma V_{BE}$  di : - 275 mV. Nelle stesse condizioni la  $\Delta V_{CE}$  è di:

#### $-5(70) = -350 \,\mathrm{mV}$

se il transistor è montato direttamente sul dissipatore vicino ai transistor finali. La differenza:

-350-(-275)=-75mV

è causa di distorsione d'incrocio facilmente individuabile quando l'amplificatore è caldo (fig. 16-1 e fig. 21). Ciò è particolarmente evidenziato quando l'amplificatore passa da un periodo d'uso ad alta potenza ad altro a potenza inferiore (tipici questi salti nella musica classica). La perfetta compensazione è stata ottenuta rendendo:

#### $\Delta V_{CE} = \sum \Delta V_{BE}$

Per soddisfare questa uguaglianza, il salto di temperatura nel transistor di regolazione deve essere di 55° max. (e non 70°). Infatti:

#### $\int \frac{V_{CE}}{2} = -5(55) = -275 \text{ mV}$

Questo risultato è stato reso possibile impiegando un opportuno conduttore termico tra dissipatore e transistor caratterizzato da un'alto valore di conducibilità termica; il valore della resistenza termica Rth può essere facilmente calcolato attraverso l'equazione 2 - 1 - 8 riportata in altra parte di questo studio.

#### Conclusioni

Con questo studio si è voluto dimostrare come una corretta progettazione del sistema di controllo termico, in un'amplificatore di potenza, consente di ottenere il miglioramento della distorsione d'incrocio nel dominio del tempo, senza la necessità di portare la corrente di riposo a valori eccessivamente alti.



Figura 22. Distorsione armonica totale in funzione del tempo a 0,1 W su 8 ohm dell'unità 50006. Frequenza di prova: 1 KHz. Tamb = 18°. Corrente di riposo 28 mA per t = 0. Applicazione dopo 6' di un segnale di ampiezza tale da avere  $P_U = 0.33 P_U$ <sub>MAX</sub>; ritorno alla potenza iniziale dopo 8'.

## STRUTTURA NEL DOMINIO DEL TEMPO E DELLA FREQUENZA DI ALCUNI SEGNALI IMPIEGATI NELLE MISURE DI DISTORSIONE NON LINEARE

#### **Alberto Morando**

Dopo una breve introduzione teorica vengono fornite informazioni di carattere analitico sui segnali di prova attualmente utilizzati in sede IAF, taluni normalizzati dagli Organi Internazionali, altri in attesa di normalizzazione.

Oltre a segnale sinusoidale e a greca (onda quadra), l'Autore analizza i segnali adoperati durante le misure di intermodulazione, sia statica che dinamica (intermodulazione CCIR, SMPTE, DIM).

I segnali di prova che esamineremo nel seguito sono tutti periodici. Non ci sembra necessario sottolineare a questo proposito la potenza dello strumento matematico messo a nostra disposizione dalla analisi secondo Fourier di un segnale periodico.

#### DEFINIZIONE

Una funzione del tempo f(t) è periodica di periodo T se vale la relazione:

 $(1) \qquad f(t) = f(t+T)$ 

cioè se f(t) ripete se stessa ogni T.

#### ALCUNI PARAMETRI DI INTERESSE PER SEGNALI PERIODICI ESPRESSI NEL DOMINIO DEL TEMPO

Una funzione f(t) è univocamente rappresentata nel dominio del tempo quando si assegni la legge f(t) che lega la variabile dipendente a quella indipendente. Nota la f(t) si definiscono alcune grandezze caratteristiche denominate valore di picco, valore medio, valore medio rettificato, valore efficace.

Il valore di picco  $V_p$  è il massimo valore del segnale nel periodo:

(2)  $V_p = \max f(t)$   $t_o \le t \le t_o + T$ 

In generale per segnali qualsiasi esistono valori massimi positivi e negativi differenti, denominati rispettivamente picco positivo  $V_{p+}$  e picco negativo  $V_{p-}$ . Nel caso particolare dei segnali che esamineremo, simmetrici rispetto all'asse delle ascisse, i due valori  $V_{p+}$  e  $V_{p-}$  coincidono tra loro e con la definizione data dalla (2). Si definisce valore medio  $V_m$  della funzione f(t) l'espressione:

(3) 
$$V_m = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} f(t) dt$$

Tale valore per la sinusoide, l'onda quadra ed altri segnali è nullo. Ha notevole importanza considerare anche il valore medio del segnale rettificato, quello cioè comunemente misurato dai voltmetri di valore medio. Si definisce valore medio rettificato  $V_M$  della funzione f(t) l'espressione:

$$(4) \qquad V_{\mbox{M}} = \frac{1}{T} \int_{t_{\mbox{o}}}^{t_{\mbox{o}} + T} \left| f(t) \right| \, dt \label{eq:mass_state}$$

Si definisce valore efficace  $V_{eff}$  della funzione f(t) la espressione:

$$(5) \qquad V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_o}^{t_o + T} f^2(t) \, dt}.$$

Il valore efficace V<sub>eff</sub> di un segnale complesso, somma di due o più componenti non correlate tra loro, di valore efficace V<sub>eff 1</sub>, V<sub>eff 2</sub>, ..., V<sub>eff n</sub> è dato dalla espressione:

6) 
$$V_{eff} = \sqrt{\sum_{n=1}^{K} (V_{effn})^2}$$

Di uso comune sono anche i fattori di cresta C e di forma F, entrambi adimensionali, ricavati dalle (2), (4) e (5), e definiti da:

(7)  $C = \frac{Vp}{V_{eff}}$ (8)  $F = \frac{V_{eff}}{V_{ba}}$ 

C indica, quanto più è maggiore di uno, la presenza di picchi molto alti ma di breve durata, tali da non influenzare molto il segnale dal punto di vista energetico ma solo da quello dinamico.

#### RAPPRESENTAZIONE DI SEGNALI PERIODICI NEL DOMINIO DELLA FREQUENZA MEDIANTE SUCCES-SIONE DI FUNZIONI SINUSOIDALI. (SVILUPPO IN SERIE DI FOURIER).

Data una funzione f(t) periodica di periodo T, è possibile

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

A. Morando - Segnali di prova per misure di distorsione

sotto larghe condizioni, (Condizioni di Dirichlet) una sua rappresentazione in termini di una successione di segnali elementari ortogonali, pesati secondo opportuni coefficienti. Una famiglia di segnali ortogonali elementari suscettibile di rappresentare qualsiasi segnale periodico è costituita dai segnali armonici seno e coseno.

In base al Teorema di Fourier valgono le relazioni:

(9) 
$$f(t) = \frac{A_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ A_n \cos 2\pi \frac{nt}{T} + B_n \sin 2\pi \frac{nt}{T} \right]$$

ove

(10) 
$$A_{n} = \frac{2}{T} \int_{t_{o}}^{t_{o}+T} f(t) \cos 2\pi \frac{nt}{T} dt$$

е

(11) 
$$B_n = \frac{2}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} f(t) \operatorname{sen} 2\pi \frac{nt}{T} dt$$

Grazie alle (9), (10) e (11), un segnale periodico è completamente individuato dai coefficienti di Fourier  $A_n$  e  $B_n$ . Questi ultimi possono essere considerati valori di una funzione dell'indice n, ovvero della frequenza  $f_n = n/T$  che costituisce la rappresentazione del segnale nel dominio della frequenza. In particolare vengono largamente utilizzate le funzioni rappresentate da:

(12) 
$$|X_n| = \left| \frac{A_n - j B_n}{2} \right|$$

che è pari, ed è chiamata spettro di ampiezza e quella rappresentata da:

(13) 
$$\vartheta_n = \arctan\left(-\frac{B_n}{A_n}\right)$$

che è dispari ed è chiamata spettro di fase del segnale.



È rappresentata nel dominio del tempo da:

(a1)  $f(t) = A \operatorname{sen} \omega t$ 

con

(a2)  $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ 

che ne costituisce anche lo sviluppo in serie di Fourier. Lo spettro di ampiezza è costituito da una sola riga di frequenza f e di ampiezza di picco A. Si ha pertanto:

$$V_p = A$$

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

#### POTENZA CONVENZIONALE DI PROVA

Definiamo potenza convenzionale di prova, la potenza di un segnale sinusoidale avente ampiezza di picco pari alla ampiezza di picco del segnale di prova. Di conseguenza la potenza convenzionale di prova è superiore od inferiore alla potenza di prova a seconda che il fattore di cresta del segnale sia superiore od inferiore a quello del segnale sinusoidale.

Di ciascun segnale vengono fornite la rappresentazione analitica nel dominio del tempo, lo sviluppo in serie di Fourier, il valore di picco  $V_p$ , il valore medio  $V_m$ , il valore medio rettificato  $V_M$ , il valore efficace  $V_{eff}$ , i fattori di cresta C e di forma F. Sono inoltre di volta in volta forniti valori e relazioni di particolare utilità.

#### SIMBOLI ED ABBREVIAZIONI

- T = periodo
- C = fattore di cresta
- F = fattore di forma

 $V_{p},\;V_{p\,+},\;V_{p-\!\!\!\!-}=$  valore di picco, valore di picco positivo e negativo

- $V_{M}$  = valore medio rettificato
- Veff = valore efficace

 $A_n$ ,  $B_n = n$ -esimo coefficiente dello sviluppo in serie di Fourier

I XX<sub>n</sub> I = n-esima componente dello spettro di ampiezza

 $\vartheta_n = n$ -esima componente dello spettro di fase

 $\omega$  = pulsazione

А

- $Q_f = onda quadra di frequenza f ed ampiezza unitaria T_f = onda triangolare di frequenza f ed ampiezza$
- unitaria  $X_n = ampiezza di picco della n-esima componente$
- X<sub>n eff</sub> = valore efficace della n-esima componente



SINUSOIDE

#### A. Morando - Segnali di prova per misure di distorsione



È una funzione f(t) definita da:

 $(b1) \qquad f(t) = \begin{array}{c} A & o < t \cdot \frac{\pi}{2} \\ -A & -\frac{\pi}{2} < t < o \end{array}$ 

Lo sviluppo in serie di Fourier è:

 $(b2) \qquad f(t) = \frac{4}{\pi} A \sum_{n=0}^{\infty} - \frac{sen(2n+1)\omega_1 t}{2n+1}$ 

Lo spettro di ampiezza è costituito da una serie di righe di frequenza:

e di ampiezza di picco:

(b4) 
$$X_{2n+1} = \frac{4}{\pi} \land \frac{1}{2n+1}$$



È una funzione f(t) definita da:

(c1) 
$$f(t) = 2At/\pi$$
  $-\frac{\pi}{2} \le t \le \frac{\pi}{2}$   
 $2A(1-\frac{t}{\pi})$   $\frac{\pi}{2} \le t \le \frac{3\pi}{2}$ 

Lo sviluppo in serie di Fourier è:

 $(c2) \qquad f(t) = \frac{4}{\mathcal{T}} \ \text{A} \ \ \frac{\sum\limits_{n=0}^{\infty}}{n=0} \quad \frac{sen(2n+1)\omega_{1}t}{(2n+1)^{2}}$ 

Lo spettro di ampiezza è costituito da una serie di righe di frequenza:

(c3) 
$$f_{2n+1} = (2n+1)f_1$$
  
n = 0,1,...,  $\infty$ 

(c4) 
$$X_{2n+1} = \frac{4}{\pi} A \frac{1}{(2n+1)^2}$$
  
n = 0,1....,  $\infty$ 



Si ha pertanto:

#### ONDA QUADRA

$$V_{p} = A$$

$$V_{m} = 0$$

$$V_{M} = A$$

$$Veff = A$$

$$C = 1$$

$$F = 1$$

$$X_{1}eff/Veff = \frac{\sqrt{8}}{\pi} \approx 0.900 \ (-0.91 \ dB)$$

$$X_{3}eff/X_{1}eff = \frac{1}{3} \approx 0.333 \ (-9.54 \ dB)$$

$$X_{5}eff/X_{1}eff = \frac{1}{5} = 0.200 \ (-13.98 \ dB)$$

La potenza convenzionale di prova è 3.01 dB inferiore alla potenza di prova.



**ONDA TRIANGOLARE** 

Si ha pertanto:

$$V_{p} = A$$

$$V_{m} = 0$$

$$V_{M} = \frac{1}{2} A$$

$$Veff = \frac{A}{\sqrt{3}} \approx 0.577 A$$

$$C = \sqrt{3} \approx 1,732$$

$$F = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.155$$

$$X_{3}eff/X_{1}eff = \frac{1}{9} \approx 0.111 (-19.08 dB)$$

 $X_{5} eff / X_{1} eff = \frac{1}{25} = 0.0400 (-27.96 dB)$ 

La potenza convenzionale di prova è 1,76 dB superiore alla potenza di prova.

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

A. Morando - Segnali di prova per misure di distorsione



Il segnale di prova per intermodulazione SMPTE è costituito da due segnali sinusoidali non correlati in fase le cui ampiezze di picco sono in rapporto 4:1. È una funzione definita nel dominio del tempo da:

(d1) f(t) = A sen  $\omega_1$ t + B A sen  $\omega_2$ t

con B = 0,25 A

che ne costituisce anche lo sviluppo in serie di Fourier. Lo spettro di ampiezza è costituito da due sole righe di frequenza:

(d2)  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$   $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$ 

e di ampiezza di picco rispettivamente:

(d3) A 0,25 A

Si ha pertanto:

 $V_{p} = 1.25 A^{\circ}$ 



La potenza convenzionale di prova è 1.69 dB superiore alla potenza di prova.





SEGNALE DI PROVA INTERMODULAZIONE PER DIFFERENZA DI FREQUENZE

SEGNALE DI PROVA INTERMODULAZIONE

Il segnale di prova per misure di intermodulazione per differenza di frequenze è costituito da due segnali sinusoidali non correlati in fase le cui ampiezze di picco sono in rapporto 1:1.

È una funzione definita nel dominio del tempo da:

(e1)  $f(t) = A \operatorname{sen} \omega_1 t + A \operatorname{sen} \omega_2 t$ 

che ne costituisce anche lo sviluppo in serie di Fourier. Lo spettro di ampiezza è costituito da due sole righe di frequenza:

(e2)  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$   $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$ 

e di ampiezza di picco:

(e3)

Si ha pertanto:

 $V_p = 2A$ 

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

А

$$V_{\rm M} = 0$$

$$V_{\rm M} = \frac{8}{\pi^2} \ A \simeq 0.810 \ A$$
Veff = A
$$C = 2$$

$$F = \frac{\pi^2}{8} \simeq 1.237$$

$$\frac{\text{Veff}}{\frac{A}{\sqrt{2}}} = \sqrt{2}$$

(+3.01 dB)

La potenza convenzionale di prova è 3 dB superiore alla potenza di prova.

SEGNALE DI PROVA



Il segnale di prova per le misure di intermodulazione dinamica è costituito dalla somma di un'onda quadra di frequenza f<sub>1</sub> e di un segnale sinusoidale di frequenza f<sub>2</sub> le cui ampiezze di picco sono in rapporto 4:1. Indicando con Q<sub>f1</sub>(t) un'onda quadra di ampiezza di picco unitaria e frequenza f<sub>1</sub> il segnale è rappresentato da:

(f1)  $f(t) = A Q_{f_1}(t) + B \operatorname{sen} \omega_2 t$ con B = 0,25 A

Lo sviluppo in serie di Fourier è:

(f2) 
$$f(t) = \frac{4}{\pi} A \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\operatorname{sen}(2n+1)\omega_1 t}{(2n+1)} + B \operatorname{sen} \omega_2 t$$

Lo spettro di ampiezza è analogo a quello di un'onda quadra salvo l'aggiunta di una componente a frequenza f<sub>2</sub> di ampiezza B. Si ha pertanto:

$$V_{\rm p} = 1.25 \,{\rm A}$$
  $V_{\rm m} = 0$   $V_{\rm M} = 1 \,{\rm A}$ 

$$\begin{array}{c|c} 5f_1 & 7f_1 \\ \hline \\ \hline \\ Veff &= \sqrt{\frac{33}{32}} & A &\cong 1.016 \text{ A} \\ C &= \sqrt{\frac{50}{33}} &\cong 1.231 & F &= \sqrt{\frac{33}{32}} &\cong 1.016 \\ Veff/Aeff &= F &\cong 1.016 & (0.13 \text{ dB}) \\ Veff/Beff &= \sqrt{33} &= 5.744 & (15.18 \text{ dB}) \\ V_p/A &= 1.25 & (1.93 \text{ dB}) \\ V_p/B &= 5 & (13.97 \text{ dB}) \\ Aeff/Beff &= \sqrt{32} &= 5.656 & (15.05 \text{ dB}) \\ Beff/X_1eff &= 16/\pi \cong 5.092 & (14.13 \text{ dB}) \end{array}$$

La potenza convenzionale di prova è 1.21 dB inferiore alla potenza di prova.



 $\begin{array}{c|c} A \\ & A \\ \hline & A \\ \hline & 0,25 A \\ \hline & 9 \\ & A \\ \hline & 25 \\ f_1 \\ & 3f_1 \\ & f_2 \\ \hline & 5f_1 \\ & 7f_1 \\ \hline & 49 \\ \hline \end{array}$ 

SEGNALE DI PROVA INTERMODULAZIONE TRIANGOLARE + SINUSOIDE

Per distinguere i prodotti di intermodulazione statica da quelli di intermodulazione dinamica si può usare come segnale di prova un segnale triangolare cui è sommato il segnale sinusoidale con rapporto tra le ampiezze di picco di 4:1.

Indicando con  $T_{f1}(t)$  un segnale triangolare di ampiezza unitaria e frequenza  $f_1$ , il segnale è rappresentato nel dominio del tempo da:

(g1) f(t) = AT<sub>f1</sub>(t) + B sen  $\omega_2 t$ 

Lo sviluppo in serie di Fourier è:

(g2) 
$$f(t) = \frac{4}{\pi} A \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_1 t}{(2n+1)^2} + B \sin \omega_2 t$$

Lo spettro di ampiezza è analogo a quello del segnale triangolare salvo l'aggiunta di una componente a frequenza f<sub>2</sub> di ampiezza B. Si ha pertanto:

$$V_p = 1,25 A$$
  $V_m = 0$   $V_M = \frac{1}{2} A$ 

Veff = A 
$$\sqrt{\frac{35}{96^{\circ}}} \approx 0.604$$
 A  
C =  $\sqrt{\frac{30}{7}} \approx 2.070$  F =  $\sqrt{\frac{35}{24}} \approx 1.208$   
 $\frac{\text{Veff}}{\text{'Aeff}} = \sqrt{\frac{35}{32}} \approx 1.046$  (0.39 dB)  
 $\frac{\text{Veff}}{\text{Beff}} = \sqrt{\frac{35}{3}} \approx 3.416$  (10.67 dB)  
 $\frac{\text{V}_{p}}{\text{A}} = \frac{5}{4} = 1.250$  (1.94 dB)  
Actf. (22)

 $\frac{\text{Aeff}}{\text{Beff}} = \sqrt{\frac{32}{3}} \cong 3.266 \text{ (10.28 dB)}$ 

La potenza convenzionale di prova è 3.31 dB superiore alla potenza di prova.

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

## **EFFETTO DOPPLER**

#### **Giancarlo Gandolfi**

Dopo una breve introduzione di carattere storico, l'Autore esamina attraverso una trattazione analitica del fenomeno le conseguenze dell'effetto Doppler sul segnale riprodotto da un altoparlante. Vengono date formule e grafici per la valutazione della distorsione Doppler in altoparlanti da 8, 10, 12 pollici. L'articolo si conclude con una breve rassegna di autorevoli opinioni sull'udibilità dell'intermodulazione dovuta a questo fenomeno.

Nel 1842 un fisico e matematico austriaco, Christian Doppler, descrisse nel suo libro «Uber das farbige licht der Doppelsterne» una apparente variazione di frequenza che si origina quando cambia la distanza tra la sorgente sonora e l'ascoltatore. Un esperimento, condotto tre anni più tardi, dimostrò la fondatezza delle intuizioni del fisico austriaco: vennero fatti salire dei trombettieri su un treno che poi passò davanti agli sperimentatori; la variazione del tono dei suoni emessi dagli strumenti convinse tutti dell'entità del fenomeno, che da allora si chiamò «Effetto Doppler».

Gli esempi più famosi e ormai descritti in tutti i testi di fisica, sono quelli del treno e dell'automobile in corsa: quando, assistendo ad una competizione, sentiamo avvicinarsi un bolide, constatiamo che il suono emesso dal motore diviene via via più acuto, man mano l'auto si avvicina, mentre ritorna più grave quando l'auto si allontana. L'unica persona che percepisce sempre esattamente il suono del motore è naturalmente il pilota. Chi si trova nella zona «A» di fig. 1, avvertirà un suono più acuto in quanto la distanza dalla sorgente sonora (automobile in corsa) tende a diminuire; al contrario nella zona «C» il suono diventerà più grave.

#### FREQUENZA E TONO

Abbiamo parlato di frequenze e di toni, pensiamo che sia necessario distinguere tra le misure oggettive di frequenza e le sensazioni del nostro orecchio. Il suono, nei suoi aspetti più caratterizzanti, può essere valutato oggettivamente, attraverso rigorose misure strumentali che danno luogo a certi numeri che rappresentano *intensità, frequenze* ecc. oppure se ne possono considerare gli aspetti *psicologici,* che non possono naturalmente essere espressi quantitativamente, dal momento che la loro valutazione dipende dal giudizio personale. Così, per esempio, il *tono* è in un certo senso, l'aspetto psicologico della frequenza in quanto rappresenta la sensazione che quest'ultima grandezza, misurabile con precisi strumenti, provoca nel nostro cervello passando attraverso quel trasduttore meccanico che è l'orecchio.

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

Spesso i due termini vengono usati indifferentemente anche se in realtà non rappresentano certo la stessa cosa: la frequenza indica il numero di vibrazioni per secondo di un corpo sonoro o il numero delle oscillazioni che avvengono, sempre al secondo, nel mezzo che trasmette il suono; il tono invece è quella caratteristica soggettiva di un suono che ci permette di classificarlo come acuto o grave.

Così nell'effetto Doppler, la frequenza del segnale emesso da una sorgente sonora rimarrà invariato mentre il tono del segnale, come viene percepito dall'ascoltatore, varia da acuto a grave a seconda che la sorgente stessa si avvicini o si allontani. Non dobbiamo dimenticare che è veramente straordinaria la capacità del nostro orecchio di distinguere tra un suono e l'altro; abbiamo spesso visto accordare delicati strumenti musicali col solo ausilio dell'orecchio e riconosciamo a questi professionisti del suono una abilità che sembrerebbe impossibile riscontrare in orecchi non esercitati. In effetti il Dr. Knudsen dell'Università di Los Angeles che ha studiato a fondo il problema, ha scoperto che nella gamma centrale di frequenze, l'orecchio umano (non solo quello dei super specialisti) può distinguere differenze di tono nell'ordine dello 0,3% (fig. 3).

#### **EFFETTO DOPPLER NEGLI ALTOPARLANTI**

Supponiamo che un altoparlante debba riprodurre **contemporaneamente** due segnali aventi frequenze molto diverse ( $F_1$  ed  $F_2$  con un rapporto di dieci a uno tra loro): mentre il cono si sposta in fuori, verso l'ascoltatore, durante un mezzo ciclo della frequenza più bassa ( $F_1$ ) contemporaneamente deve riprodurre cinque cicli completi a frequenza più elevata ( $F_2$ ). Durante l'altro mezzo ciclo, quando il cono si allontana dall'ascoltatore, l'altoparlante riprodurrà gli altri cinque cicli.

Poiché l'altoparlante si muove, per effetto della frequenza più bassa  $F_1$ , con velocità non indifferente, un eventuale ascoltatore avvertirà che il segnale a frequenza più elevata  $F_2$ , sempre emesso dallo stesso altoparlante, oscillerà tra una nuova frequenza  $F_2$ , ancor più alta, quando l'altoparlante si sposta nella sua



La sorgente sonora S, che potrebbe benissimo essere una automobile in corsa, emette un suono che viene percepito come più acuto da chi sta nella zona A e sempre più grave man mano ci si sposta, attraverso le zone B e D, nella zona C, in cui si vede la sorgente allontanarsi.

direzione ed una frequenza F<sub>2</sub> quando il cono si allontana:

(1) 
$$F_2' = F_2 \frac{(C+V)}{C}$$
  
 $F_2'' = F_2 \frac{(C-V)}{C}$ 

«C», secondo la simbologia quasi universale, rappresenta la velocità del suono (344 m/sec.) e «V» la



L'altoparlante si muove in fuori a velocità V e nello stesso tempo irradia un segnale a frequenza  $f_2$ , che viene avvertito dall'ascoltatore come tono più acuto ( $F_2^* = F_2 \frac{(C+V)}{C}$ ), vice-versa quando il cono si allontana dall'ascoltatore, il tono scende ( $F_2^* = F_2 \frac{(C-V)}{C}$ ).



Secondo gli studi del Dr. Knudsen, condotti su un vasto campione di individui di tutte le età e ceti sociali, la sensibilità dell'orecchio alle variazioni di frequenza è maggiore nella gamma media (attorno allo 0,3%) e diminuisce agli estremi.

velocità di spostamento del cono dell'altoparlante. L'effetto Doppler altera dunque il tono dei suoni emessi da un altoparlante, soprattutto quando quest'ultimo deve riprodurre frequenze basse e alte contemporaneamente.

Occorre stabilire l'entità di questa alterazione e vedere fino a che punto essa sia percepibile dall'orecchio umano durante la normale riproduzione hi-fi.

#### ANALISI MATEMATICA DELL'EFFETTO DOP-PLER

Quando il cono di un altoparlante si muove a frequenza bassa ( $f_1$ ) seguendo un segnale elettrico sinusoidale di ingresso, l'ascoltatore avvertirà che il segnale a frequenza più elevata ( $f_2$ ) oscillerà di valore tra i limiti prima indicati ad una frequenza di modulazione pari a  $f_1$ . Questo fenomeno è ben noto col nome di *modulazione di frequenza*; il segnale a frequenza maggiore ( $f_2$ ) viene detto *portante* e quello a frequenza più bassa ( $f_1$ ), *modulante*.

Il parametro più importante, per definire la modulazione di frequenza, è l'*indice di modulazione* (m) che rappresenta il rapporto tra la deviazione della portante e la frequenza di modulazione:

(2) 
$$m = \frac{\text{deviazione della portante}}{\text{frequenza di modulazione}}$$

Ad esempio, nelle normali trasmissioni F.M., per una frequenza di modulazione di 15 KHz ed una deviazione di 75 KHz, l'indice di modulazione sarà:

$$m = \frac{75 \text{ KHz}}{15 \text{ KHz}} = 5$$

Nel caso di un altoparlante, se indichiamo con  $A_1$  la massima escursione del cono, avremo che la velocità,

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

G. Gandolfi - Effetto Doppler

se il segnale è sinusoidale, vale  $2\pi$ FA<sub>1</sub>; si ricava così, facilmente, per l'indice di modulazione:

(3) 
$$m = \frac{\triangle f_2}{f_1} = \frac{2\pi f_2 A_1}{C}$$

Poiché gli spostamenti massimi del cono sono sempre nell'ordine di pochi millimetri, se ne deduce che l'indice di modulazione per gli altoparlanti è sempre largamente inferiore all'unità.

L'espressione generale di una pressione sonora modulata in frequenza, quale quella generata da un altoparlante per effetto Doppler, è:

(4) 
$$P=P_0 \cos (\omega_2 t + m \sin \omega_1 t)$$

m = indice di modulazione  $\omega_2 =$  pulsazione modulata

 $\omega_1$  = pulsazione modulante

Sviluppando l'espressione con l'aiuto delle funzioni di Bessel:

(5) 
$$P = P_0 \left| \cos \omega_2 t \cdot \cos (m \sin \omega_1 t) - \sin \omega_2 t \cdot \sin (m \sin \omega_1 t) \right|$$

in cui

(6

$$\cos(m \sec \omega_{1}t) = J_{0}(m) + 2\sum_{r=1}^{\infty} J_{2r}(m) \cos 2r\omega_{1}t$$
$$r=1$$
$$\sin(m \sec \omega_{1}t) = 2\sum_{r=1}^{\infty} J_{2r-1}(m) \sec(2r-1)\omega_{1}t$$
$$r=1$$

nel caso della modulazione di frequenza, dovuta al moto degli altoparlanti, l'indice di modulazione, come abbiamo già visto, è sempre inferiore a uno per cui si può semplificare:

(6')  $\cos(m \operatorname{sen} \omega_1 t) \cong J_{\circ}(m)$ 

 $sen(m sen \omega_1 t) \cong 2 J_1(m) \cdot sen \omega_1 t$ 

Osservando in fig. 4 i valori delle funzioni di Bessel, quando l'indice di modulazione è molto piccolo:

(7)  $P = P_0 \cos \omega_2 t + \frac{m}{2} P_0 \sin(\omega_2 + \omega_1) t - \frac{m}{2} P_0 \sin(\omega_2 - \omega_1) t$ 

Nello spettro di frequenze compariranno tre righe in corrispondenza delle frequenze  $f_2$ ,  $(f_2 + f_1) e (f_2 - f_1)$  (fig. 5); poiché la distorsione del segnale originale è dovuta alla presenza delle due bande laterali, che chiaramente



Funzioni di Bessel dei primi ordini.

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

non esistevano nel segnale elettrico all'ingresso dell'altoparlante, avremo che

FATTORE DI DISTORSIONE = 0,707 x m x 100%

$$= 0.707 \cdot \frac{2\pi f_2 A_1}{C} \cdot 100 \%$$
$$= 1.3 \cdot A_1 \cdot f_2 \cdot 10^{-3}$$

La distorsione per effetto Doppler è dunque direttamente proporzionale alla frequenza portante ed al massimo spostamento del cono a bassa freguenza. Da ciò discende immediatamente, come prima considerazione, che, per ridurre l'effetto Doppler è meglio evitare che il woofer sia chiamato a riprodurre frequenze troppo elevate: in una cassa con frequenza di incrocio woofer-midrange di 500 Hz si avranno livelli di distorsione per effetto della modulazione di frequenza dieci volte inferiori di quelli presenti in una cassa utilizzante lo stesso woofer «tagliato» a 5000 Hz. Tutte le forme di distorsione devono fare riferimento, per poter essere confrontate tra loro, ad un certo livello predeterminato di pressione acustica: se si assumono i 90 dB di SPL a un metro di distanza, l'escursione di picco degli altoparlanti, considerati come pistoni rigidi irradianti solo anteriormente, è indicata in fig. 6. La distorsione per modulazione di frequenza dipende (fig. 7) sia dalla frequenza modulante in quanto è ben noto che il cono dell'altoparlante deve compiere escursioni sempre più forti per generare la stessa pressione acustica, man



Lo spettro del segnale di ingresso presenta due sole frequenze  $f_1e f_2$ , mentre quello della pressione acustica generata dall'altoparlante, quando l'indice di modulazione è molto basso, ha in più due bande laterali la cui entità rappresenta la distorsione per effetto Doppler.

#### G. Gandolfi - Effetto Doppler

mano si abbassa la frequenza, che dalla frequenza portante più elevata  $f_2$ :

D =  $1.3 \cdot 10^{-3} \cdot A_1 \cdot f_2 \%$ D = 2.453  $f_2/f_1^2 \% [12^{"}.90 \, dB \, S.P.L.]$ D =  $3.914 f_2/f_1^2 \% [10^{"}.90 \, dB \, S.P.L.]$ D =  $6.28 f_2/f_1^2 \% [8^{"}.90 \, dB \, S.P.L.]$ 

(8)

Dall'esame di queste formule e grafici discendono alcune indicazioni valide per cercare di ridurre la distorsione per effetto Doppler negli altoparlanti:

a) limitare al massimo la frequenza di incrocio del woofer con gli altri componenti;

b) non utilizzare componenti a gamma troppo estesa in basso e in alto;

c) ridurre la massima escursione del cono, utilizzando altoparlanti di grande diametro;

d) aumentare, compatibilmente con le necessità di una corretta riproduzione hi-fi, la frequenza limite inferiore.

#### È UDIBILE L'EFFETTO DOPPLER NEGLI ALTOPARLANTI?

Da anni sono vive le polemiche tra gli assertori dell'importanza di questo tipo di distorsione e coloro che invece cercano di minimizzare il fenomeno, affermando che sono prevalenti altre forme di alterazione del segnale originale. Si trovano schierati, sia su un fronte che sull'altro, grossi nomi dell'acustica, a testimonianza della difficoltà della materia; purtroppo anche forti interessi commerciali inducono alcuni ad atteggiamenti di comodo per sostenere certe realizzazioni presenti sul mercato. Nel suo importante e piacevole libro sugli altoparlanti Gilbert **Briggs** afferma: «...Alcuni dicono che i filtri di crossover impediscono l'effetto Doppler ma non ci danno alcuna prova di averlo mai udito. Sembra in realtà una cosa abbastanza innocua. Se un treno



Rappresentazione dei valori di escursione di picco del cono di un altoparlante che irradia solo anteriormente (per esempio un altoparlante montato su una cassa chiusa) per un livello di pressione sonora di 90 dB a 1 metro di distanza.

14

passa vicino a noi ad una velocità di 90 Km/h ed emette un fischio a circa 550 Hz, il suo tono varierà da 500 a 600 Hz per il nostro orecchio. Un aereo che viaggia a 900 Km/h produrrà una variazione di ben altra entità. Ma la massima velocità di una bobina mobile che si muove di 12,7 mm a 50 Hz (il che accade raramente) è pari a 7,2 Km/h ed ogni variazione di tono prodotta è talmente minima da non poter essere avvertita dall'orecchio umano. Ben difficilmente un altoparlante produce effetto Doppler in quanto la velocità di spostamento della bobina mobile diminuisce con la frequenza. Perciò uno spostamento, sempre di 12 mm, ma questa volta a 25 Hz, corrisponde a metà velocità di prima a 50 Hz» Anche Raymond Cooke (ora presidente della KEF) minimizzò a suo tempo l'effetto Doppler, non sappiamo però quale sia attualmente la sua posizione, né quella



Distorsione per effetto Doppler, nel caso di altoparlanti da 8'', 10'' e 12'', in funzione sia della frequenza più elevata  $f_2$ , indicata in ascissa, che della frequenza modulante di 40, 60, 80 e 100 Hz. La pressione acustica di riferimento è quella standard di 90 dB.

IAF 3 - Febbraio 1978 - Supplemento al n. 68 di Suono

G. Gandolfi - Effetto Doppler

dei progettisti della famosa casa inglese, ma data la filosofia generale di progetto (woofer che «lavorano» in genere fino a frequenze elevate) riteniamo che essi diano ben maggiore importanza ad una perfetta risposta ai transitori e non si preoccupino troppo di queste forme di intermodulazione. Naturalmente i maggiori assertori dell'importanza di questa distorsione sono i progettisti di casse acustiche «a tromba» il capostipite dei quali, o per lo meno il più famoso, è Paul **Klipsch**, padre delle notissime Klipschorn, casse acustiche nelle quali sia la riproduzione dei bassi che delle note medie ed acute è affidata alle trombe.

Secondo questo illustre studioso, che non è certo tra i più fertili, la principale ragione del suono, da molti definito «chiaro e trasparente», di queste casse, sta nella quasi totale assenza di distorsione per effetto Doppler. Possiamo dire che spesso si parla di suono altrettanto chiaro e preciso anche a proposito di altre casse, che, non essendo dotate di carichi acustici a tromba, e per la loro concezione di progetto, dovrebbero avere distorsioni di modulazione di frequenza ben maggiori.

Uno studio molto approfondito sull'argomento è stato condotto da James **Moir**, che ha messo a punto un ingegnoso sistema per rimuovere e visualizzare le distorsioni per effetto Doppler dal contesto musicale. Secondo Moir, le casse con figure di distorsione più elevate producono un suono più aspro e la principale ragione delle qualità di riproduzione attribuite agli altoparlanti elettrostatici sta proprio nel fatto che in essi l'effetto Doppler è quasi inesistente.

#### CONCLUSIONI

L'effetto Doppler provoca indubbiamente una distorsione che a certi livelli di pressione sonora e in certe condizioni di esame, per esempio inviando ad un altoparlante due segnali puri a 40 e 4000 Hz, può essere facilmente percepibile dall'orecchio umano. In base ai più recenti esperimenti si può ritenere che il livello minimo di distorsione avvertibile si noti bene solo con segnali sinusoidali puri, sia nell'ordine del 4% il che corrisponderebbe, nel caso di un woofer con crossover a 500 Hz a escursioni del cono di  $\pm 6.15$  mm. Durante il normale ascolto di brani musicali è assai più difficile avvertire questa forma di distorsione: esistono comunque alcuni dischi particolari come «Also Sprach Zarathustra» e la 3ª Sinfonia di Saint Saens, in cui la contemporanea presenza di una nota bassa prolungata e di note acute, mette in particolare evidenza l'effetto Doppler

Sulla base delle nostre esperienze dirette, possiamo concludere che è bene evitare escursioni del cono superiori a 10 mm. totali, per non far insorgere fenomeni di intermodulazione troppo dannosi che possono alterare quella trasparenza del suono che sempre si ricerca nella vera riproduzione hi-fi. Certamente se si vuole evitare la distorsione per effetto Doppler, è assai meglio utilizzare coni di grande diametro con basse frequenze di incrocio tra woofer e midrange piuttosto che piccoli altoparlanti con elevate frequenze di crossover; sotto questo punto di vista i sistemi a due vie presenteranno certo distorsioni superiori a quelli a tre o più vie.