

La distorsione dinamica (TIM) negli amplificatori audio monolitici

L'articolo presenta un nuovo metodo di misura su preamplificatori e amplificatori di potenza monolitici e il confronto con dati ottenuti sui relativi modelli circuitali di simulazione.

di P. Antoniazzi, M. Pitalieri - SGS-ATES Agrate Milano
E. Meda Università di Genova, Ist. di Elettrotecnica

Introduzione

Nel 1970 è stata definita da M. Otala quella che allora risultava una nuova forma di distorsione e che in seguito è divenuta popolare in Hi-Fi come TIM (Transient Intermodulation distortion).

Questa forma di distorsione dinamica nasce quando all'ingresso di un amplificatore reazionato si applica un segnale con un tempo di salita molto breve e tale per cui l'amplificatore non sia in grado di seguirlo.

In questo caso per un breve intervallo di tempo il segnale, amplificato per il guadagno "open-loop" dell'amplificatore e riportato in ingresso dalla rete di reazione con un certo ritardo, provoca effetti di saturazione all'interno dell'amplificatore con conseguente distorsione (Fig.1).

È importante considerare per questo tipo di distorsione la limitazione costituita dallo Slew-Rate dell'amplificatore: infatti, per bassi SR la distorsione dinamica ha una dipendenza quadratica con la tensione di uscita, mentre per SR più elevati l'effetto della TIM si evidenzia con una pendenza maggiore dell'andamento della distorsione dinamica in funzione dell'ampiezza del segnale di uscita.

Tutto ciò è evidenziato dai risultati sia teorici che sperimentali.

L'osservazione che elevati tassi di reazione negative possano causare TIM contrasta con la convinzione che forti reazioni negative debbano migliorare sempre

e decisamente le prestazioni di un amplificatore.

Si è molto discusso negli ultimi anni sulla questione, e più di un ricercatore è arrivato alla conclusione

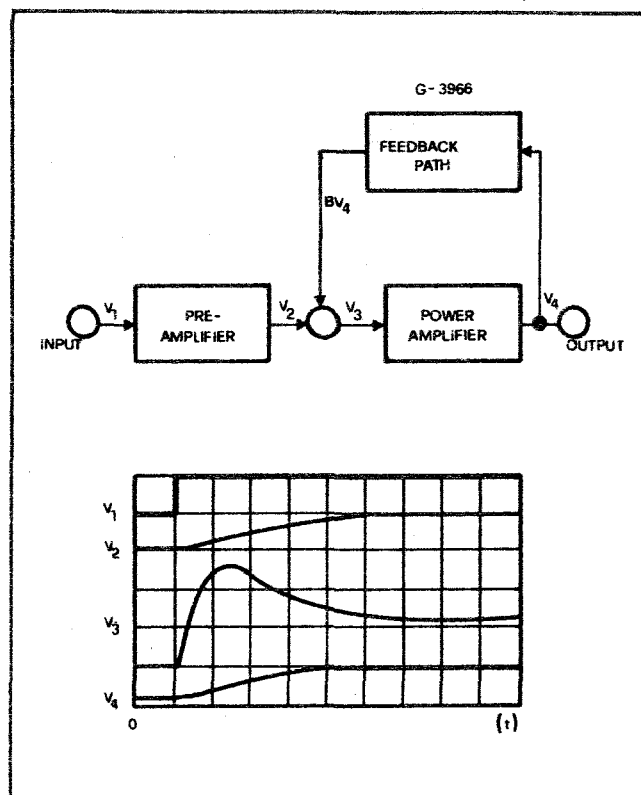


Fig. 1 - Risposta dell'amplificatore reazionato ad un impulso rapido applicato all'ingresso.

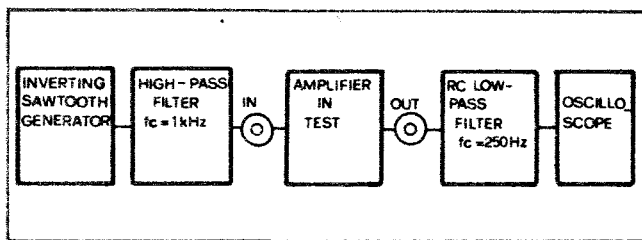


Fig. 2 - Schema a blocchi del nuovo sistema di misura della "TIM".

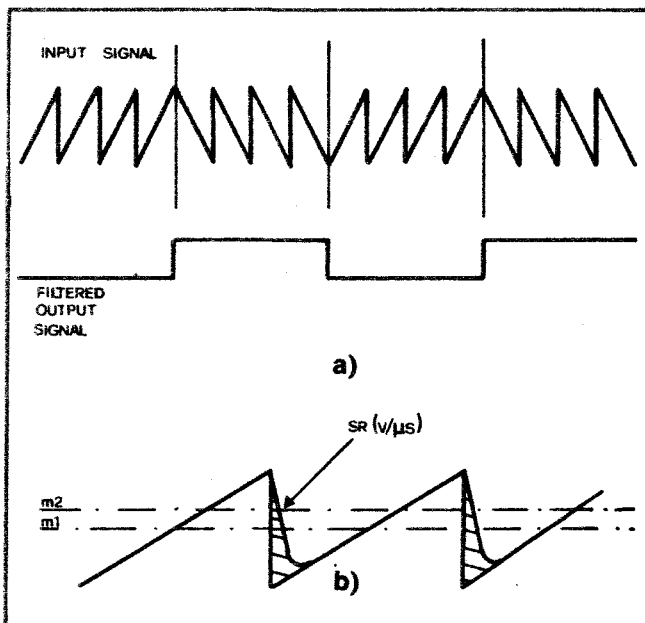


Fig. 3 - a) Forme d'onda nel sistema di misura b) risposta dell'amplificatore limitato in slew-rate.

che elevati tassi di reazione negativa non aumentino le possibilità di TIM, ma anzi possano contribuire al miglioramento delle caratteristiche di distorsione, a patto che lo slew-rate risulti adeguato alle richieste.

In termini indicativi, si ritiene oggi che un buon amplificatore Hi-Fi debba avere uno slew-rate compreso fra $0.5 \text{ V}/\mu\text{sec}$ e $1 \text{ V}/\mu\text{sec}$ per volt di picco del livello di uscita.

Scopo del presente articolo è la descrizione di misure preliminari su preamplificatori e amplificatori di potenza monolitici prodotti dalla SGS-ATES e il confronto con i dati ottenuti sui relativi modelli circuitali, elaborati per mezzo del programma di simulazione SPICE 2F sul calcolatore dell'Università di Genova.

Metodi di misura

Diverse tecniche di misura della TIM sono state proposte in passato.

Il sistema più noto, e praticamente l'unico impiegato attualmente, consiste nell'inviare un'onda quadra ($f = 3.18 \text{ kHz}$) con sovrapposta una sinusoida ($f = 15 \text{ kHz}$) all'ingresso dell'amplificatore in esame.

L'ampiezza picco-picco della sinusoida è normalmente tenuta a $1/4$ di quella dell'onda quadra.

I prodotti di intermodulazione risultanti all'uscita dell'amplificatore sono rilevati con un analizzatore di spettro (con 80 dB di dinamica) e il loro valore efficace è confrontato con il livello del segnale a 15

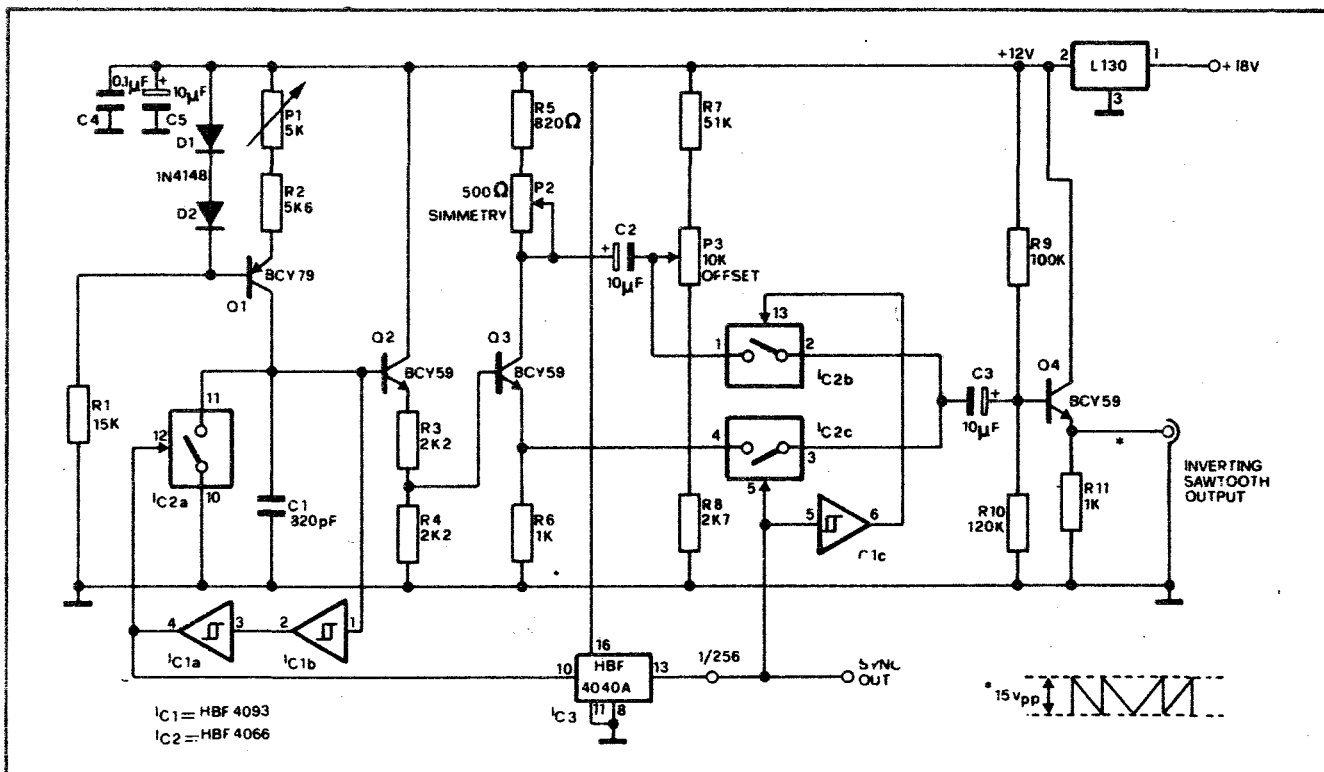


Fig. 4 - Schema completo dell'oscillatore a dente di sega ($f = 20 \text{ kHz}$) e dell'invertitore di fase.

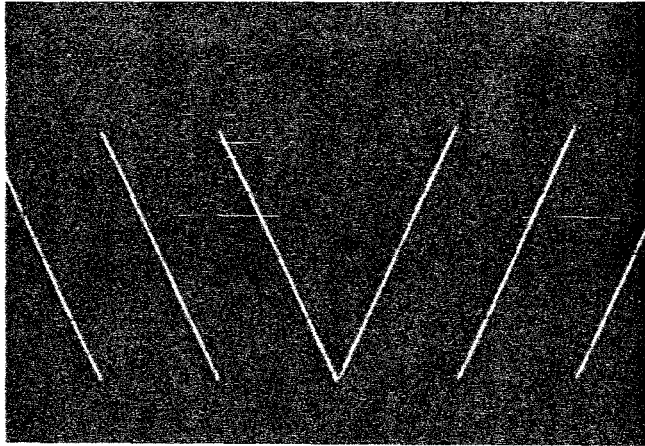


Fig. 5 - Forma d'onda all'uscita del generatore di Fig. 4.

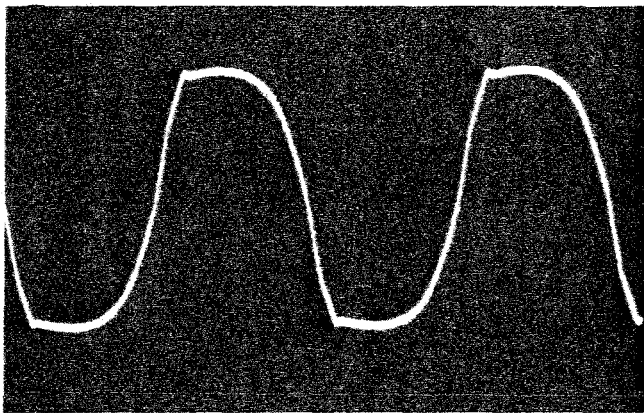


Fig. 6 - Distorsione ($f = 78\text{Hz}$) presente all'uscita del filtro passa-basso.

kHz, ottenendo così la percentuale di distorsione.

A parte le discussioni sulla validità tecnica del metodo, il test richiede comunque strumentazione costosa e la misura è da collocarsi fra quelle definite "delicate".

Recentemente S. Takahashi e S. Tanaka dei laboratori Sansui (AES Conversion, May '79 e Nov. '79) hanno introdotto un nuovo metodo di misura della TIM basato sull'impiego di un segnale a dente di sega ($f = 20\text{ kHz}$) la cui fase viene periodicamente invertita a frequenza molto bassa.

Questo metodo, che chiameremo "Inverting-Sawtooth" o IS-TIM, non richiede analizzatore di spettro e risulta più semplice e sensibile del metodo di Otala.

La nostra scelta del secondo metodo di misura è giustificata dalla necessità, nel progetto di amplificatori lineari monolitici, di operare con modelli affidabili. Non è consigliabile infatti tentare la simulazione su modello a partire dal metodo di Otala.

Il nuovo metodo di misura della TIM impiega un'onda a dente di sega come segnale di base: esso è modulato invertendone periodicamente la fase ad una frequenza pari a $1/256$ della frequenza del segnale fondamentale ($f = 20\text{kHz}$). In Fig. 2 è mostrato lo schema a blocchi del sistema di misura.

Prima di essere applicato all'amplificatore in esame, il segnale (come nel metodo Otala) viene filtrato da un semplice RC passa-basso, con frequenza di taglio a 30,50 oppure 100 kHz.

Scopo di questo filtro è di limitare la velocità di salita del segnale (Signal Slope) a valori non troppo

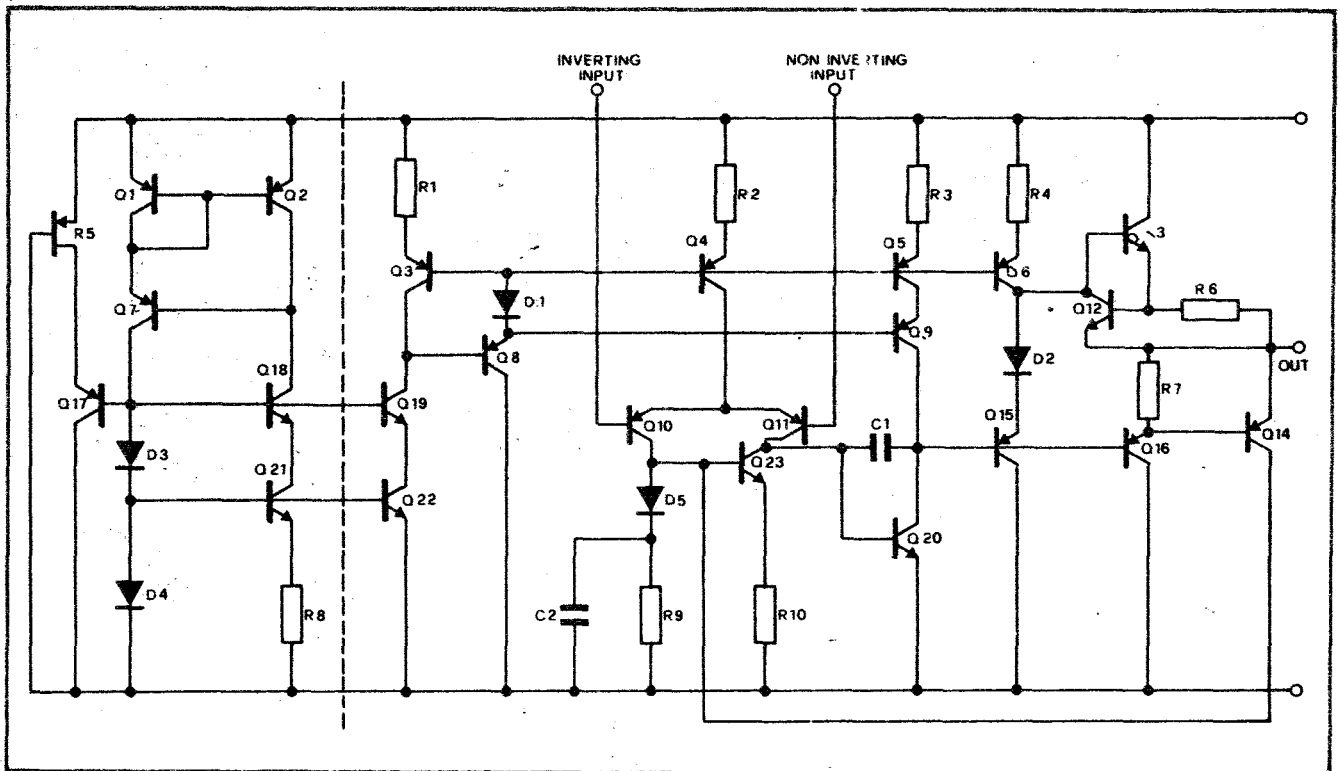


Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore operativo monolitico.

elevati e comunque in accordo con i segnali realmente riscontrabili anche in sistemi super Hi-Fi.

L'amplificatore non ha problemi nella riproduzione del tratto in lenta salita dell'onda a dente di sega ma, nel tratto di variazione brusca, la corrente che pilota il circuito di compensazione di fase (semplice condensatore esterno nel caso di amplificatore operazionale, come LS148) diventa costante.

Quando ciò succede, la forma d'onda in uscita segue la zona tratteggiata di Fig. 3b invece di seguire la discesa molto rapida originale.

Lo stesso succede quando viene invertita la fase,

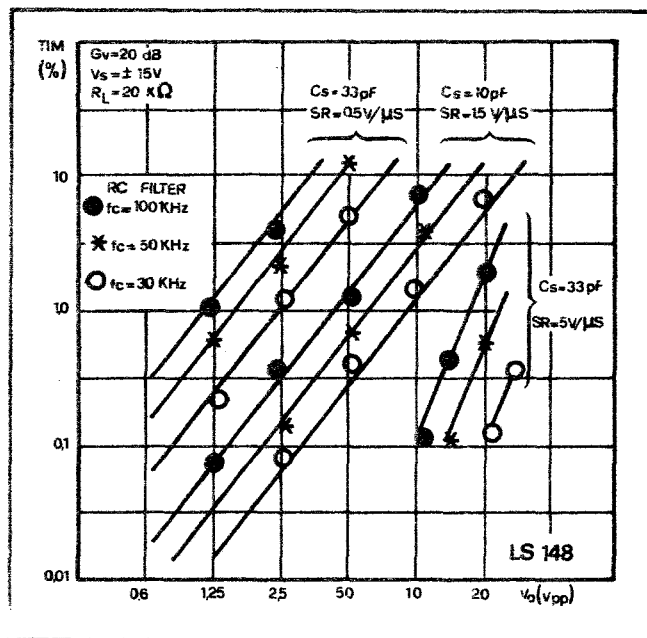


Fig. 8 - Distorsione dinamica (TIM) dell'amplificatore operazionale LS148.

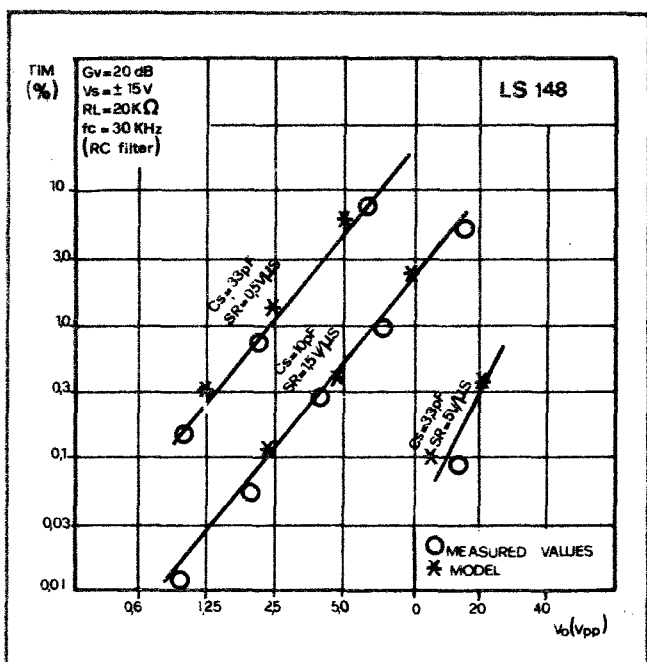


Fig. 9 - Distorsione dinamica (TIM): confronto fra valori sperimentali e ricavati dal modello.

solo che lo spostamento del valor medio della tensione in uscita è di valore opposto.

Chiamando V_o l'ampiezza picco-picco del segnale in uscita del filtro passa-basso finale (differenza tra i 2 valori medi, vedi Fig. 3a) e V_s l'ampiezza picco-picco del segnale in uscita all'amplificatore, si definisce:

$$TIM = \frac{V_o}{V_s} \times 100 (\%)$$

Si tratta quindi essenzialmente di una misura di Slew-Rate, ma nelle condizioni operative dell'amplificatore (tensione di picco d'uscita, frequenza massima di lavoro, possibilità di limitazione degli stadi, velocità di salita del segnale d'ingresso, ecc.), per cui il test si traduce in un semplice ed accurato metodo di verifica dell'insorgere della TIM. Come già detto, la sensibilità è elevata rispetto al metodo Otala e non si richiede analizzatore di spettro, ma un semplice oscilloscopio.

Generatore di segnale "Inverting-Sawtooth"

In Fig. 4 è indicato lo schema elettrico dell'oscillatore a dente di sega del set-up di misura insieme con il circuito invertitore di fase.

Il generatore, alimentato con tensione stabilizzata a 12V, è composto da un oscillatore a rilassamento a 20 kHz, da uno stadio splitter per ottenere due segnali con fase ruotata di 180° e dal commutatore analogico (HBF 4066).

Un filtro passa-alto attivo a 36 dB/ottava attenua di circa 100dB il segnale di commutazione e qualsiasi

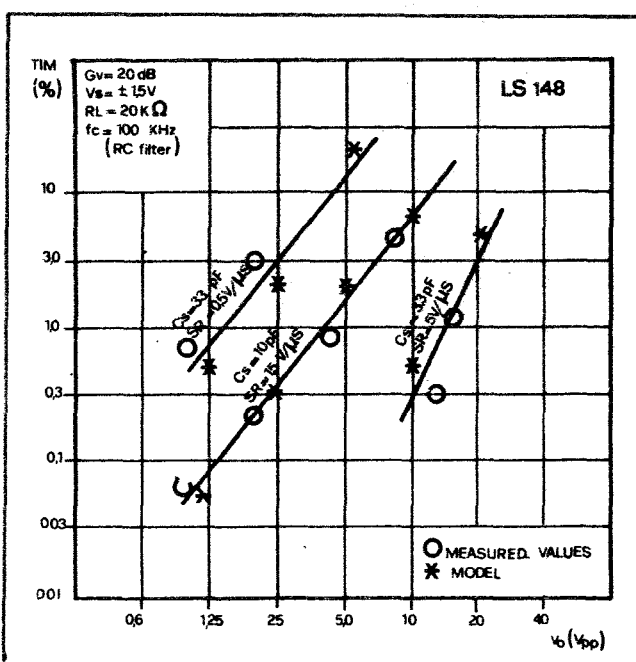


Fig. 10 - Distorsione dinamica (TIM): confronto fra valori sperimentali e ricavati dal modello.

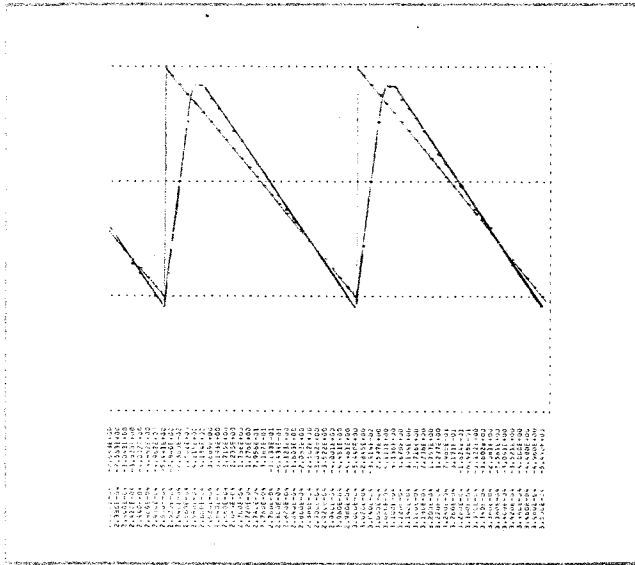


Fig. 11 - Segnale a dente di sega positivo all'uscita dell'amplificatore (valori calcolati)

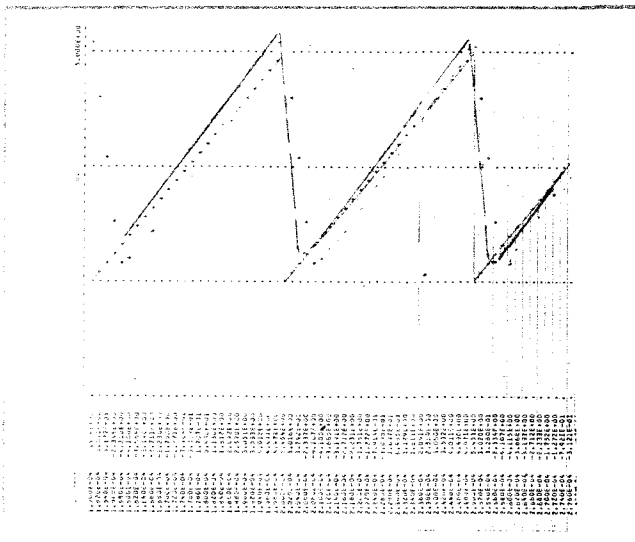


Fig. 12 - Segnale a dente di sega negativo all'uscita dell'amplificatore (valori calcolati)

dissimmetria a bassa frequenza.

Il filtro RC (6 dB / ottava) commutabile (30,50 o 100 kHz) è posto appena prima dell'ingresso dell'amplificatore in prova.

Il filtro a 30 kHz è quello normalmente impiegato, riservando quello a 100 kHz per le sole applicazioni super Hi-Fi.

L'uscita del divisore HBF 4040 A fornisce anche un segnale di sincronismo, senza il quale è difficile osservare stabilmente la forma di onda finale.

In Fig. 5 è riprodotta la forma d'onda d'uscita del generatore "Inverting Sawtooth", mentre in Fig. 6 è visibile il segnale a 78 Hz che rappresenta la distorsione (TIM).

Modelli e simulazione



Parallelamente alla rilevazione dei dati sperimentali per mezzo del sistema "Inverting-Sawtooth" esposto, è stato sviluppato un modello adatto alla simulazione per mezzo del calcolatore.

La tecnica della simulazione a calcolatore presenta due aspetti decisamente positivi: una volta verificata la validità del modello, permette infatti di ricavare il comportamento dell'amplificatore in esame praticamente in ogni condizione possibile (al limite anche non realizzabile fisicamente), e di verificare tutte le possibili varianti immaginabili senza essere costretti a verifiche sperimentali.

Il primo dispositivo preso in esame (un classico e versatile LS148, amplificatore operazionale con compensazione esterna) è stato simulato sia per mezzo di un "modello fisico" ad assetto circuitale completo (Fig.7), che con macromodello, progettato in modo tale da rispettare i vincoli dinamici imposti dall'amplificatore in esame.

Le simulazioni sono state effettuate su entrambi i modelli per mezzo del programma SPICE 2F, uno dei

Tabella 1 - (filtro RC d'ingresso con $f_c = 100\text{kHz}$)

| Slew-Rate (V/ μsec) | Tensione d'uscita V_o (Vpp) | Valor medio (mV) | | V_{medio} (mV) | TIM (%) |
|------------------------------------|----------------------------------|---|--|----------------------------|------------|
| | |  |  | | |
| 0.5 | 1.25 | 0.45 | -6.62 | 7.07 | 0.56 |
| | 2.5 | 46.9 | -6.98 | 53.88 | 2.16 |
| | 5 | 454.3 | -430.7 | 885 | 18.1 |
| | 10 | 2.5(V) | -1.44(V) | 3.94(V) | 39.3 |
| 1.5 | 1.25 | 1.74 | 1.05 | 0.69 | 0.05 |
| | 2.5 | 5.58 | -2.08 | 7.66 | 0.31 |
| | 5 | 53.7 | -43.3 | 97 | 1.94 |
| | 10 | 415.3 | -371.2 | 786.5 | 7.87 |
| | 20 | 3.27(V) | -2.9(V) | 7.17(V) | 35.8 |
| 5 | 5 | 3.46 | 0.45 | 3.01 | 0.06 |
| | 10 | 29.3 | -14.15 | 43.45 | 0.43 |
| | 20 | 421 | -308.8 | 729.8 | 3.65 |

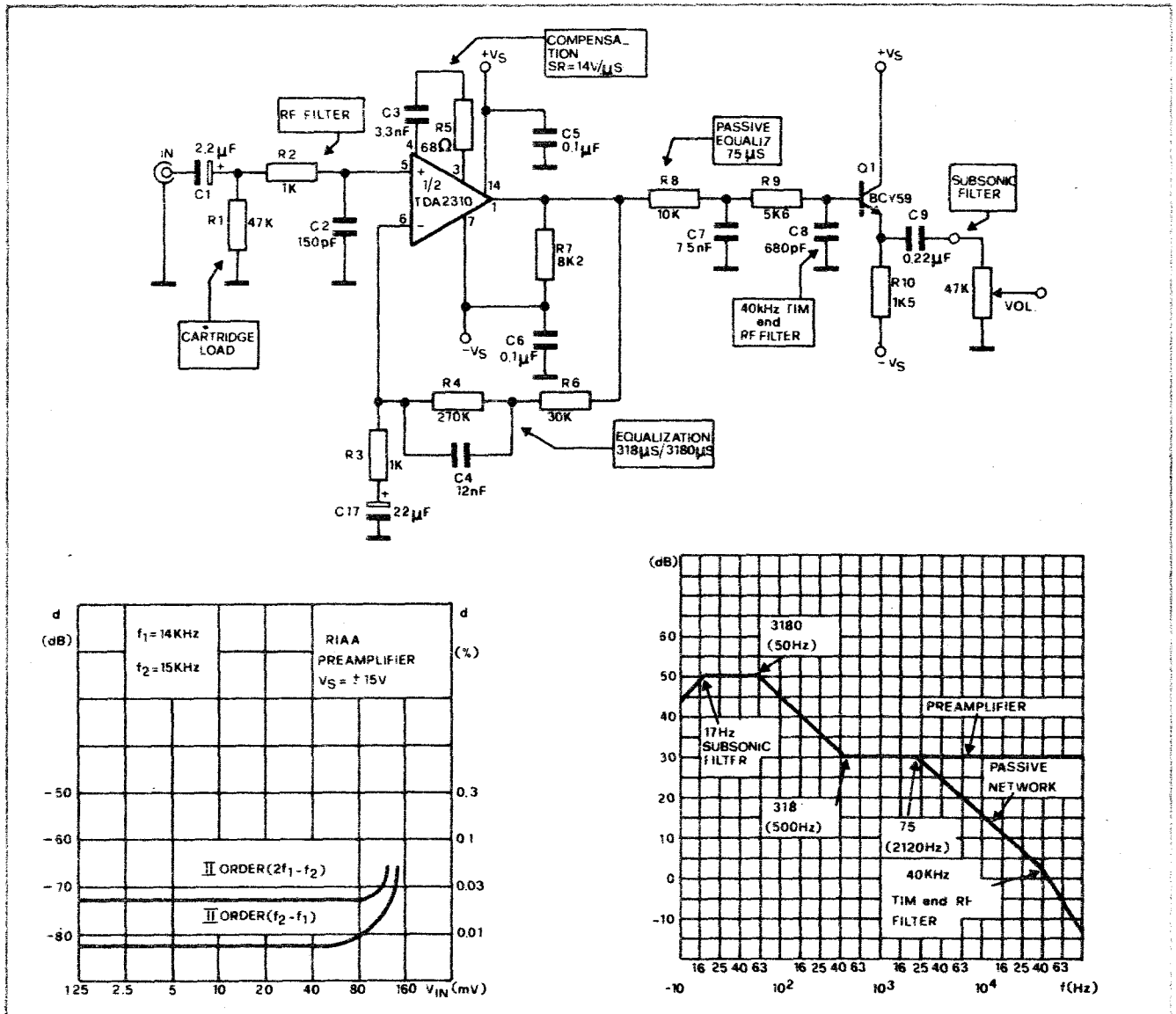


Fig. 13 - Preamplificatore RIAA per impieghi Hi-Fi utilizzando il nuovo TDA2310 della SGS-ATES.

più utilizzati in questo campo grazie alle sue possibilità di elaborazione (analisi completa DC, AC, di

Fourier, ai transistori, ecc.) e agli accurati modelli di transistori contenuti all'interno del programma stes-

Tab. 2 - (filtro RC d'ingresso con $f_c = 30$ kHz)

| Slew-Rate (V/ μ sec) | Tensione d'uscita V_o (Vpp) | Valor medio (mV) | | V_{med} (mV) | TIM (%) |
|-----------------------------|----------------------------------|------------------|----------|-------------------|------------|
| | | M | N | | |
| 0.5 | 1.25 | 3.33 | -0.33 | 3.66 | 0.3 |
| | 2.5 | 19.7 | -15.1 | 34.8 | 1.4 |
| | 5 | 193.8 | -178.3 | 372.1 | 7.44 |
| | 10 | 1.36(V) | -1.29(V) | 2.65(V) | 26.5 |
| 1.5 | 1.25 | 1.36 | 1.43 | 0.07 | 0.006 |
| | 2.5 | 2.24 | -0.78 | 3.02 | 0.12 |
| | 5 | 10.9 | -6.3 | 17.2 | 0.34 |
| | 10 | 153.3 | -127 | 280.3 | 2.8 |
| 5 | 20 | 1.65(V) | -1.52(V) | 3.17(V) | 16 |
| | 20 | 46 | -28.5 | 74.5 | 0.37 |

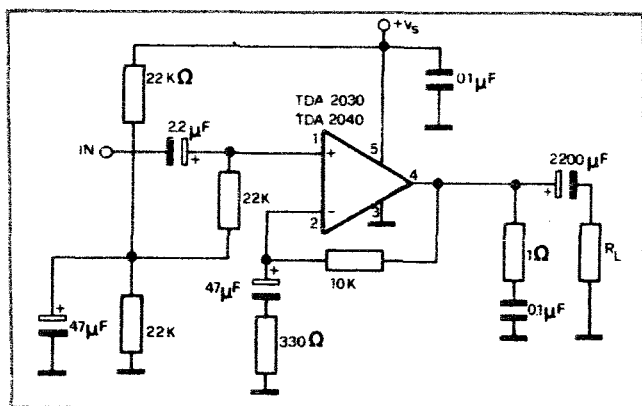


Fig. 14 - Circuito applicativo tipico degli amplificatori monolitici di potenza TDA2030/TDA2040.

so.

I risultati ottenuti dicono che disponiamo di modelli molto affidabili ed accurati: essi indicano un ottimo accordo tra i dati teorici e i rilievi sperimentali.

Nei grafici di Fig. 9 Fig. 10 e nelle Tabelle 1 e 2 sono sintetizzati i dati relativi all'LS148.

I dati sperimentali sono presentati nel grafico di Fig. 8, nel quale si evidenzia, come già accennato, la diversa dipendenza fra TIM e tensione d'uscita picco-picco per Slew-Rate bassi e per Slew-Rate più elevati.

Le Fig. 11 e 12 mostrano, infine, alcuni risultati dell'elaborazione del calcolatore: sono evidenziati le forme d'onda d'uscita dell'amplificatore nel caso di $SR = 1.5 V/\mu\text{sec}$ e con gruppo RC d'ingresso con frequenza di taglio pari a 100 kHz.

Altre misure sono in corso sulla nuova serie di dispositivi monolitici per Hi-Fi della SGS-ATES: il nuovo preamplificatore TDA2310 (Fig. 13) nel quale la TIM non è misurabile ai livelli normali di funziona-

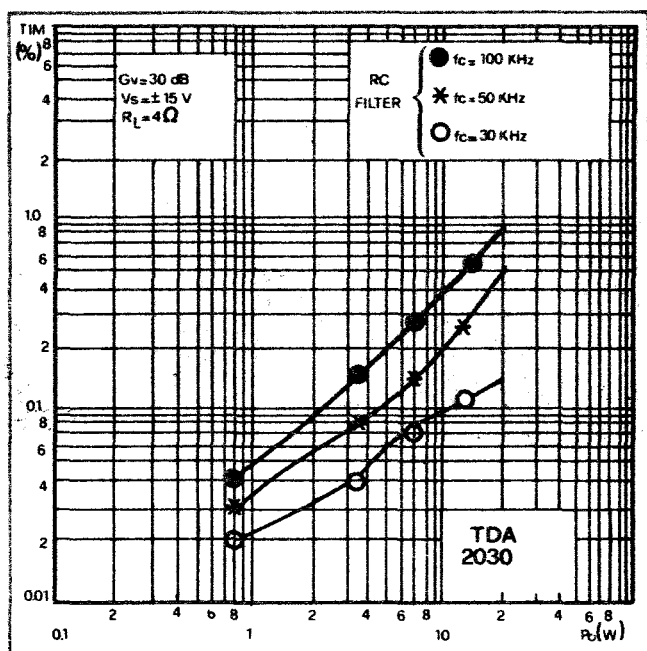


Fig. 15 - Distorsione dinamica (TIM) dell'amplificatore monolitico di potenza TDA2030

mento e di cui tratteremo in un articolo successivo, ed i dispositivi di potenza TDA2030 (15W di potenza d'uscita) e TDA2040 (25 W) di estremo interesse per casse attive Hi-Fi.

In Fig. 14 è indicato lo schema applicativo tipico degli amplificatori Hi-Fi di potenza SGS-ATES in contenitore Pentawatt®, mentre in Fig. 15 sono visibili i primi risultati (già molto interessanti) di misure di TIM sul TDA2030.

A conclusione del lavoro riportiamo in fig. 16 alcuni dati di confronto fra le misure col nuovo metodo e col metodo Square + Sine (Otala).

Le misure riportate relative al metodo Otala sono state ricavate dagli articoli (2) e (10) citati nella bibliografia.

Come rilevato anche da S. Takahashi e S. Tanaka, col nuovo sistema di misura si ottengono valori di distorsione più elevati (circa 10dB nella zona "Slew-Limited"). L'andamento delle distorsioni (pendenza TIM verso livello d'uscita) è molto simile nelle diverse misure.

Riteniamo questa una ulteriore conferma della validità del metodo proposto dai laboratori Sansui. ■

Gli Autori desiderano ringraziare il Prof. Antognetti per l'incoraggiamento e il supporto prestati durante l'esecuzione del lavoro.

Bibliografia

- (1) - T. Roddam - Calculating Transient Response, *Wireless World*, Aug. 52, pp. 292-295
- (2) - M. Otala - Transient Distortion in Transistorized Audio Power Amplifiers *IEEE Trans. Audio and Electroacoustics*, Sep. 70, pagg. 234-239.

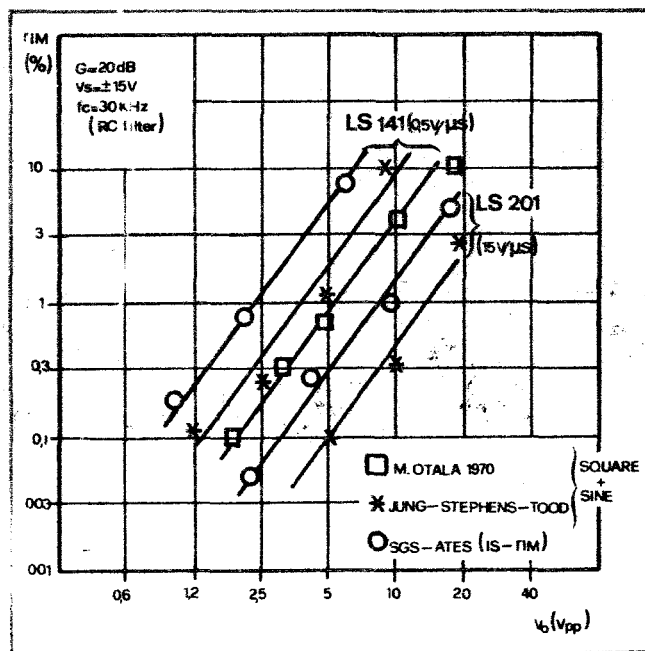


Fig. 16 - Distorsione dinamica (TIM): confronto fra metodo Otala e "inverting-sawtooth".

(3) - J.R. Stuart - An Approach to Audio Amplifier Design, *Wireless World*, August 73, pagg. 387-391- Sept. 73, pagg. 439-446- Oct 73, pagg. 491-494.

(4) - M.K. Vander Kooj - Predicting and Avoiding Slew-Rate Limiting, *Electronic Engineering* Febr. 73, pagg. 18-19.

(5) - W.M. Leach - Transient IM Distortion in Power Amplifiers, *Audio*, Febr. 75, pagg. 34-42.

(6) - B. Sundqvist - Transient Intermodulation in Amplifiers, *Wireless World*, Febr. 77, pagg. 37-39.

(7) - M. Ojala - Non Linear Distorsion in Audio Amplifiers, *Wireless World*, Jan. 77, pagg.41-43.

(8) - E. Leinonen M. Ojala and J. Curl - A Method for Measuring Transient Intermodulation Distortion, *AES Journal*, July 77.

(9) - E. Leinonen, and M. Ojala - Correlation Audio Distorsion Measurements AES Journal, Jan 78, pagg. 12-19.

(10) - W.G. Jung, M.L. Stephens and C. Todd - An Overview of SID and TIM *Audio*, June 79, pagg. 59-72-July 79, pagg. 38-47-Aug.79, pagg. 42-59.

(11) - R. Cordell-Comments on "A method for measuring TIM" and "Correlation of Audio Distorsion Measurements", *AES Journal*, April 79, pagg. 295-300.

(12) - R. Cordell - Another View of TIM, *Audio*, Febr. 80, pagg.38-49 and March 80, pagg. 39-42.

(13) - S. Takahashi, S. Tanaka - A Method of Measuring Intermodulation Distortion AES Convention, May 79.

(14) - S. Takahashi, S. Tanaka - A New Method of Measuring TIM: A Comparison With The Conventional Method, *AES Convention*, Nov. 79.

(15) - P.J. Baxandall - Audio *Wer Amplifier Design*, *Wireless World*, Jan.78, March. 78 and May 78.

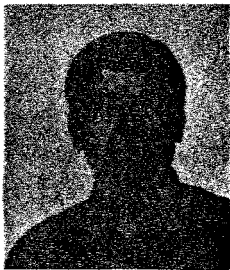
(16) - Yuri Milosavljkij - Audio Preamplifier with no TIM, *Wireless World*, Aug.79, pagg. 58 59,60,86.

(17) - A. Morando, Introduzione Analitica alla distorsione d'Intermodulazione Dinamica, *IAF*, 1 suppl. a "Suono" Aprile 77.

(18) - P. Nuti, Misure di Intermodulazione Dinamica, *Suono*, Nov. 77 pagg. 115-120.

(19) - R.A. Belcher, An experimental Investigation of Test-Noise Signals for the measurement of non-Linear Distortion of sound signal, *BBC report* rD 1974/2.

(20) - W.E. Hearn, Fast Slewing Operational Amplifier, *IEEE Journal of SSC*, Febr. 1971, pagg. 20-24.



Diplomato in Elettronica nel 1960 presso l'Istituto Radiotecnico di Milano, **Paolo Antorizzi** ha prestato la sua attività nel settore Telecomunicazioni dal Luglio 1955 presso la Siemens poi dal 1958 all'Autelco/GTE e Sprague sino al 1966.

Entrato nei Laboratori Ricerche della SGS nel Settembre 1966, ha lavorato fino al 1971 allo sviluppo di dispositivi a radiofrequenza.

Dal 1971 opera nel settore Marketing e Applicazioni della SGS-ATES inizialmente occupandosi di transistori e più recentemente di circuiti integrati per applicazioni lineari.



Maurizio Pitalieri si è diplomato presso l'ITIS "G. Feltrinelli" di Milano nel 1975 in Elettronica Industriale e segue il corso di laurea in Fisica (specializzazione Elettronica) dell'Università Statale di Milano.

Dopo una prima esperienza di lavoro in campo digitale, è entrato nel luglio '79 alla SGS-ATES dove opera nel settore "Marketing ed Applicazioni" dei Circuiti Integrati Lineari.