



IL FILTRO PIÙ LUNGO

Di tanto in tanto capita di imbattersi in componenti che, almeno in qualche aspetto del loro comportamento, superano così nettamente tutti gli altri da sollevare un duplice interrogativo: - È possibile migliorare ancora in misura significativa quelle determinate prestazioni? E, se un limite invalicabile esiste, dov'è situato e quali ne sono le cause? Un apparecchio di tal genere è il giraCD Kenwood L-1000 D, la cui prova è stata pubblicata sul numero scorso di Stereoplay; e l'aspetto del suo comportamento che, pur in un quadro di generale eccellenza, si libra incontestabilmente al di sopra di tutto ciò che era stato visto in precedenza sono le prestazioni del suo circuito di filtrazione anti-immagine: un circuito che, semplicemente, filtra meglio, molto meglio degli altri. Ma per capire di quanto sia migliore, e quali margini rimangano per ulteriori progressi, occorre da un lato metterlo a confronto con altri filtri utilizzati industrialmente, e dall'altro individuare il traguardo ideale verso cui tutti tendono e «misurarne» le prestazioni, come se ne avessimo un prototipo in laboratorio. L'identikit di questo irraggiungibile modello viene ricostruito nell'incorniciato «Come è

Una risposta all'impulso straordinariamente lunga e simile a quella ideale ed una vertiginosa pendenza di attenuazione rappresentano le due facce del biglietto da visita di quello che ha tutta l'aria di essere il miglior filtro digitale fino ad oggi utilizzato in un giraCD.

di SANDRO RUGGIERI

fatto l'impulso ideale», e può essere così riassunto: un filtro anti-immagine (cioè passabasso) perfetto ha una risposta in frequenza che è perfettamente lineare fino alla frequenza di taglio e che in corrispondenza di quest'ultima va giù perpendicolarmente, ed ha una risposta impulsiva di durata infinita, a forma di $(\sin x)/x$, come illustrato nella Fig. 1.

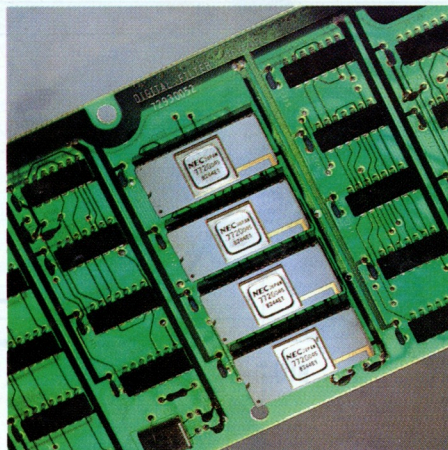
Non a caso questo Kenwood si distingue appunto per l'elevatissima pendenza di attenuazione in banda di transizione e per l'in-

consueta lunghezza della risposta all'impulso. I due parametri sono strettamente interdipendenti, anzi — come si cerca di giustificare nel suddetto incorniciato — essi costituiscono le due forme in cui si manifesta l'efficacia di un filtro quando viene valutata rispettivamente con uno spettro che si estende nella frequenza o con un'onda che si svolge nel tempo. Trattandosi di un apparecchio digitale, il principale artefice di questo risultato è il filtro numerico posto a monte dei convertitori D/A il quale, pur essendo di tipo FIR, cioè con risposta all'impulso finita, è dotato di una quantità di coefficienti abbastanza elevata da consentirgli di fornire le migliori approssimazioni finora riscontrate sia della risposta all'impulso infinita, sia della risposta in frequenza «rettangolare» del filtro ideale. Precisiamo per scrupolo che un filtro «più lungo» non è necessariamente più accurato ma ha la possibilità di esserlo, in quanto l'accuratezza dipende dalla scelta dei valori dei coefficienti, oltreché dal loro numero (argomento ripreso nell'incorniciato «Le finestre di ponderazione»); dal momento però che il calcolo dei coefficienti oggi di regola viene eseguito con procedure di ottimizzazione com-

puterizzate, è poco probabile che incrementandone il numero non si ottenga effettivamente una maggiore accuratezza.

A questo proposito ci si consenta di aprire una breve parentesi, per ribadire ancora una volta che per valutare correttamente un comportamento di qualsiasi genere è indispensabile avere un termine di confronto attendibile, un modello del comportamento ideale; se questo manca, i giudizi possono essere da casuali a sistematicamente errati. Un esempio attinente al comportamento in oggetto è costituito da quella rivista (americana) che giudica positivamente le risposte all'impulso ed alle onde quadre in proporzione alla loro rassomiglianza con quelle prodotte dalla «maggioranza degli altri buoni lettori CD». Ciò significa che una risposta molto peggiore ed una molto migliore di quelle tipiche incontrerebbero reazioni parimenti sfavorevoli! Ma ancora più grave è il caso di quei recensori (ce ne sono svariati) che lodano le risposte all'impulso proporzionalmente alla loro brevità, tratti in inganno dalla nozione intuitiva secondo cui una durata brevissima è connaturale ai segnali impulsivi. Ebbene ciò significa addirittura che, in linea di massima, tali prestazioni verranno tanto più apprezzate quanto più sono scadenti!

È nell'intento di evitare equivoci di questo genere che su Stereoplay abbiamo costantemente cercato di definire con chiarezza i modelli teorici, almeno per gli obiettivi meno ovvi, sottoponendoli di volta in volta all'attenzione dei lettori; così è stato per la distorsione ai minimi livelli sul n. 168, per le onde quadre sul n. 169-70, per l'errore di quantizzazione complessivo sul n. 193; ed in questo numero ci proponiamo di aggiungere un'altra tessera al mosaico del giraCD ideale. L'utilità di tale approccio è messa in evidenza dal fatto che, per la risposta all'impulso, l'ideale risulta collocato proprio nella direzio-



Un FIR dell'«età della pietra» è questo realizzato dalla N.E.C. con quattro chip, nel 1983, per il suo CD-803.

ne opposta a quella in cui superficialmente si è portati a supporre che stia. E solo dopo averne preso atto ci si può rendere conto del perché, fin dall'inizio dell'era del Compact Disc, i filtri FIR si siano costantemente evoluti verso un maggior numero di coefficienti e quindi verso una maggiore «lunghezza» dell'impulso, ottenendo minori ondulazioni di livello nella risposta in banda passante e maggiori fattori di attenuazione in banda soppressa.

OTTO ANNI DI FIR

Il primo filtro digitale sul mercato è il Philips SAA7030 che, a partire dall'ottobre 1982, equipaggia le prime generazioni di giraCD della casa olandese (e della Marantz); è a sovraccampionamento quadruplo e dispone di 96 coefficienti (da 12 bit), quindi ha lunghezza 24. Lavora con registri da 28 bit ed, essendo abbinato a convertitori D/A a 14 bit, incorpora un modellatore di rumore (del 1° or-

dine) per mantenere la risoluzione dei 16 bit di canale. Subito adottato dalla Kyocera e poi da molti altri fabbricanti, ha un'ondulazione di oltre $\pm 0,1$ dB ed una rieiezione fuori banda non superiore ai 50 dB (si riveda ad esempio la prova del Cambridge CD-1, su Stereoplay 148). L'anno successivo la N.E.C. introduce nel suo modello top un filtro numerico realizzato con quattro chip μ PD7720-045, e la Yamaha presenta il suo primo FIR, ad oversampling doppio, integrato insieme al decodificatore degli errori in un solo LSI, siglato YM2201.

Nell'autunno dell'84 la Sony commercializza una serie di giraCD che impiegano il CX23034, filtro digitale del 96° ordine, lunghezza 48, con un'ondulazione di $\pm 0,01$ dB ed un'attenuazione di 80 dB. Sono prestazioni d'avanguardia, ma lo stato dell'arte è rappresentato dal misterioso filtro montato in un costosissimo due-telai Hitachi; solo in seguito si saprà che viene costruito dalla Nippon Precision Circuits. È l'SM5801P, capostipite della «serie 58», che per un quadriennio equipaggerà la maggior parte dei giraCD nipponici di classe elevata; esso dispone di ben 121 coefficienti, per un'ondulazione nominale di appena $\pm 0,001$ dB; e un'attenuazione di 90 dB: la sua risposta impulsiva si estende effettivamente ad almeno 58 campioni, come verifichiamo nella prova dell'Accuphase (Stereoplay 153). Dopo altri sei mesi anche la Technics debutta nel campo dei FIR con l'MN6618 a 96 coefficienti, che ha un'ondulazione dichiarata di $\pm 0,01$ dB e un'attenuazione di almeno 85 dB. Contemporaneamente la Yamaha annuncia l'YM2601, che in banda audio resta entro $\pm 0,0025$ dB ed in quella supersonica attenua di 90 dB.

Nella primavera dell'86 vengono posti in commercio i primi Philips e Marantz con il filtro SAA7220 a 120 coefficienti, di lunghez-

Segue a pag. 46

COME È FATTO L'IMPULSO IDEALE

Il dominio della frequenza e il dominio del tempo costituiscono due spazi di rappresentazione (unidimensionali) «complementari» — in senso quantistico — le cui unità di misura sono reciproche. La frequenza è l'inverso (o il reciproco) del tempo, e viceversa. Di conseguenza, tutto ciò che è rapido nel tempo è lento nella frequenza, tutto quel che è concentrato e definito nella frequenza è sparpagliato e sfocato nel tempo, e così via. (A tal proposito si può rivedere il n. 120 di Stereoplay).

La diffusione degli apparecchi digitali ha contribuito a divulgare la cognizione che la natura impulsiva (a «gradinata») del funzionamento dei convertitori D/A a modulazione di ampiezza di impulsi introduce una «filtrazione» del tipo $|(sen x)/x|$ (si confronti, ad esempio, l'articolo «Il

vero volto...» su Stereoplay 164). Ciò è dovuto al fatto che un impulso rettangolare nel tempo è formato da uno spettro di frequenze la cui distribuzione in ampiezza segue appunto la funzione $(sen x)/x$, nella quale la variabile x dipende dalla durata (temporale) dell'impulso. Non altrettanto noto è che la stessa relazione vale anche invertendo i due domini: un «impulso spettrale» rettangolare in frequenza è formato da uno «spettro temporale» che segue la medesima funzione; ovvero, in termini più convenzionali, un impulso che nel tempo segue l'andamento $(sen x)/x$ è formato da uno spettro di frequenze con distribuzione rettangolare, la cui larghezza di banda dipende dalla variabile x .

Uno spettro rettangolare ha tutte le componenti della stessa ampiezza, uniformemente distribuite fino alla sua frequenza massima (che chiameremo f_N) e nessuna componente al di sopra di questa; pertanto, se il suo limite inferiore è la frequenza zero, esso costituisce il modulo della ri-

sposta in frequenza di un filtro passa-basso ideale, il quale per definizione lascia passare inalterate tutte le frequenze fino ad f_N (che in tal caso viene detta frequenza di taglio) ed attenua in misura infinita tutte le frequenze maggiori di f_N . Formalmente la sua risposta si definisce:

$$B(f) = Y$$

per

$$0 \leq f \leq f_N,$$

e

$$B(f) = 0$$

per

$$f > f_N,$$

dove Y è il guadagno del filtro.

Pertanto, se un passa-basso ideale ha una risposta in frequenza rettangolare, esso deve avere anche una risposta impulsiva a forma di $(sen x)/x$. Le relazioni fin qui esposte sono sinteticamente illustrate nella Fig. 0; allo spettro pseudosinusoidale corrisponde l'impulso rettangolare; allo spet-

tro rettangolare corrisponde l'impulso pseudosinusoidale. Quanto più breve è l'impulso, tanto più esteso è lo spettro; quanto più limitato è lo spettro, tanto più lungo è l'impulso; le ampiezze spettrali, infatti, sono inversamente proporzionali alle durate temporali, e si ha:

$$f_N = 1/T_N, \quad T_N = 1/f_N.$$

Nel caso dei filtri digitali, e specialmente di quelli, diffusissimi, a «mezza banda», la frequenza di taglio equivale alla frequenza di Nyquist (per questo l'abbiamo indicata con f_N), la quale a sua volta è pari alla metà della frequenza di campionamento f_c , per cui vale anche l'eguaglianza:

$$2f_N = f_c = 1/T_c = 2/T_N.$$

Per chi diffidasse (giustamente) delle nostre considerazioni qualitative, alleghiamo la dimostrazione analitica delle due relazioni frequenza-tempo.

TEMPO, FREQUENZA E JOSEPH FOURIER

Come ogni funzione temporalmente periodica può essere approssimata dal suo sviluppo nella serie trigonometrica di Fourier, così ogni funzione (ragionevole) non-periodica può essere espressa mediante la sovrapposizione armonica continua (o integrale) di Fourier che, sotto condizioni molto generali, assume la forma:

$$H(t) = \int_0^{\infty} A(f) \sin 2\pi ft \, df + \int_0^{\infty} B(f) \cos 2\pi ft \, df.$$

Le funzioni spettrali continue $A(f)$ e $B(f)$, analoghe ai «coefficienti» della serie, sono denominate «trasformate» di Fourier della funzione $H(t)$, e vengono ottenute mediante le trasformazioni integrali:

$$A(f) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} H(t) \sin 2\pi ft \, dt;$$

$$B(f) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} H(t) \cos 2\pi ft \, dt.$$

La prima è a simmetria dispari, poiché $\sin(-\Theta) = -\sin\Theta$, la seconda è a simmetria pari, poiché $\cos(-\Theta) = \cos\Theta$. Se la funzione nel dominio del tempo è reale, la parte reale (modulo) della trasformata nel dominio della frequenza è fornita dalle funzioni pari di f , mentre le dispari ne determinano la parte immaginaria (fase).

Un impulso rettangolare di area adimensionale X e di durata T_c , centrato intorno all'origine dell'asse dei tempi, ha ampiezza:

$$H(t) = X/T_c$$

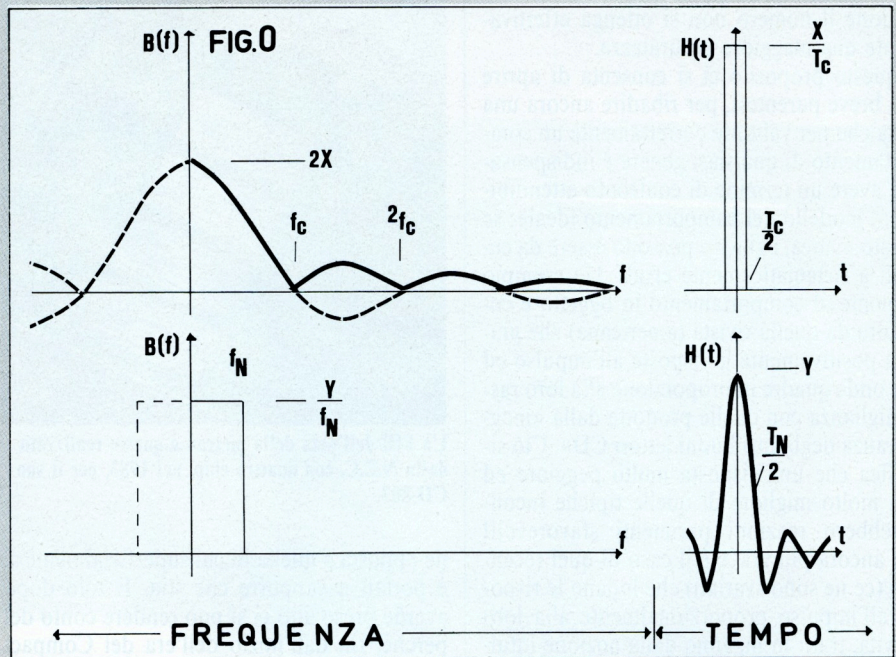
per $-T_c/2 \leq t \leq T_c/2$,

e $H(t) = 0$

per $t < -T_c/2, \quad t > T_c/2$.

Essendo l'impulso funzione pari della variabile t , avrà uno spettro:

$$A(f) = 0,$$



$$B(f) = 2 \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \frac{X}{T_c} \cos 2\pi ft \, dt = \frac{2X}{T_c} \left[\frac{\sin 2\pi ft}{2\pi f} \right]_{t=-T_c/2}^{t=T_c/2} = \frac{2X}{T_c} \frac{2 \sin(2\pi f T_c/2)}{2\pi f} = 2X \frac{\sin \pi f T_c}{\pi f T_c}.$$

Questa equivale alla

$$B(f) = 2X \frac{\sin x}{x},$$

dove

$$x = \pi f T_c.$$

La funzione

$$\frac{\sin x}{x}$$

tende a 1 per x che tende a zero, e si annulla per:

$$x = \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$$

e quindi per:

$$f = \frac{1}{T_c}, \frac{2}{T_c}, \frac{3}{T_c}, \dots$$

Nel caso di un sistema digitale in cui T_c sia il periodo di campionamento, lo spettro ha infatti i suoi minimi in corrispondenza dei multipli interi della frequenza di campionamento.

Notiamo in margine che, mediante un'opportuna sostituzione formale della variabile, si può pervenire allo stesso risultato anche qualora l'impulso non sia centrato intorno all'origine.

Analogamente al caso precedente, uno spettro rettangolare di area adimensionale Y e di banda estesa da zero a f_N , ha un'ampiezza (modulo della risposta in funzione della frequenza) data da:

$$B(f) = Y/f_N$$

per $0 \leq f \leq f_N$,

$$B(f) = 0$$

per $f > f_N$.

Il suo andamento nel tempo sarà quindi:

$$H(t) = \int_0^{f_N} \frac{Y}{f_N} \cos 2\pi ft \, df = \frac{Y}{f_N} \left[\frac{\sin 2\pi ft}{2\pi t} \right]_{f=0}^{f=f_N} = \frac{Y}{f_N} \frac{\sin 2\pi f_N t - \sin 0}{2\pi t} = Y \frac{\sin 2\pi f_N t}{2\pi f_N t}.$$

Questa equivale alla

$$H(t) = Y \frac{\sin x}{x},$$

dove

$$x = 2\pi f_N t.$$

Come nel caso precedente, la funzione assume il suo valore massimo (Y) nell'origine ($t = 0$), e si annulla su tutti i multipli interi di π , che qui vengono raggiunti per:

$$t = \frac{1}{2f_N}, \frac{1}{f_N}, \frac{3}{2f_N}, \frac{2}{f_N}, \dots$$

In un sistema digitale in cui f_N sia la frequenza di Nyquist, essendo

$$1/2f_N = T_c,$$

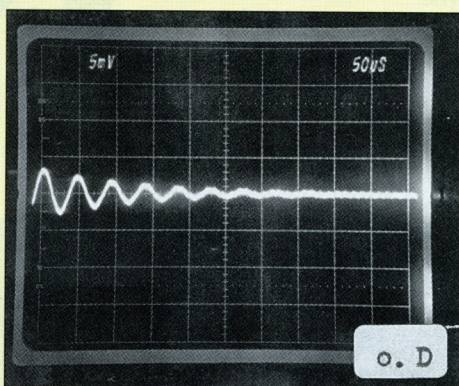
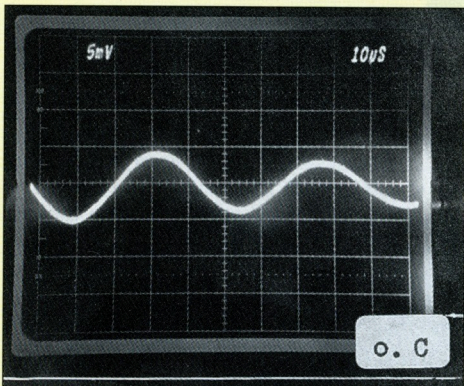
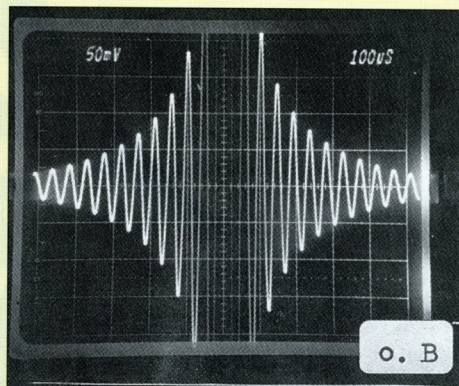
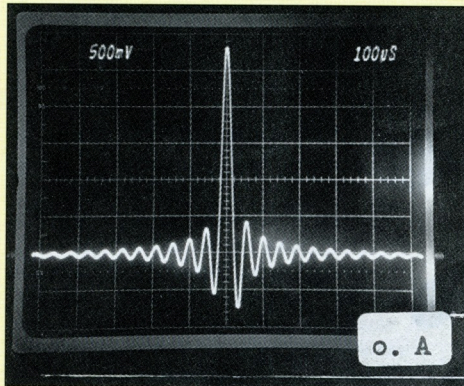
l'impulso si annulla in corrispondenza di tutti i multipli interi del periodo di campionamento.

L'IMPULSO DEL SUPERFILTRO

La risposta all'impulso dell' L-1000D (**Osc. A**) presenta subito, ad un occhio esercitato, un decremento molto simile a quello di un passa-basso ideale. La lieve differenza di ampiezza tra le oscillazioni che precedono e che seguono il picco centrale è dovuta alla rotazione di fase introdotta dal filtro analogico di ricostruzione, mentre la progressione quasi ottimale con cui l'ampiezza diminuisce verso entrambe le estremità dell'impulso è resa possibile dall'ordine molto elevato del filtro digitale anti-immagine. Un'analisi più dettagliata dell'andamento è sintetizzata nella Tab. I e nelle Figg. II e III.

Moltiplicando per 10 la dimensione (verticale) delle ampiezze (**Osc. B**), le oscillazioni centrali escono dallo schermo dell'oscilloscopio, ma delle altre si può apprezzare molto meglio il decremento, che sembra convergere asintoticamente a zero quasi con la stessa «lentezza» dell'impulso ideale. Sono visibili le semioscillazioni dalla 21ª alla 3ª (negativa) prima del picco e dalla 4ª (positiva) alla 21ª dopo il picco. Per un confronto con altri FIR, si vedano gli Osc. E ÷ H. L'ingrandimento illustrato nell'**Osc. C**, ottenuto espandendo le coordinate os-

servazionali, ritrae le semioscillazioni che seguono l'impulso, dalla 31ª alla 35ª (quest'ultima visibile per metà). La scala delle ampiezze è amplificata 10 volte rispetto all'Osc. B (e quindi 100 volte rispetto all'Osc. A); quella dei tempi è 10 volte più ampia che nei due precedenti. Dopo 0,77 millisecondi (con riferimento al picco centrale), quando la risposta della grande maggioranza dei FIR si è già esaurita, la forma d'onda di questo impulso resta pulitissima e continua a decrescere con regolarità. Il semiperiodo dell'oscillazione risulta di c. 22,7 microsecondi, corrispondendo con eccellente approssimazione alla frequenza di Nyquist. L'estinzione della risposta all'impulso dell'L-1000 D (**Osc. D**) è monitorata con la medesima scala delle ampiezze dell' Osc. C (100 volte quella «normale») e con la dimensione temporale soltanto raddoppiata rispetto al consueto. Sono visibili le semioscillazioni dalla 34ª in poi, e solo oltre la 40ª la forma d'onda perde la sua continuità, diventando una «curva segmentata», per effetto della modulazione di una componente spuria da 88,2 kHz. Ma si tenga conto che stiamo analizzando un segnale di ampiezza inferiore a 1 mV; le ultime semionde visibili (la 50ª e, forse, la 51ª) sono attenuate di almeno 80 dB rispetto al picco dell'impulso, e la spuria modulante è al di sotto dei -90 dB.

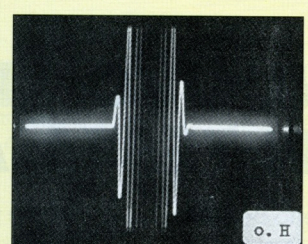
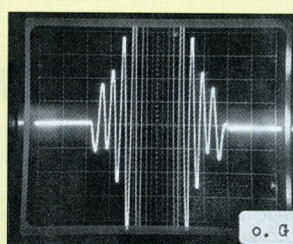
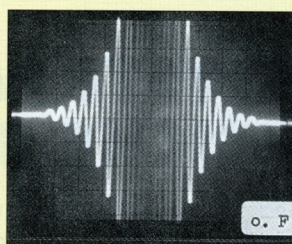
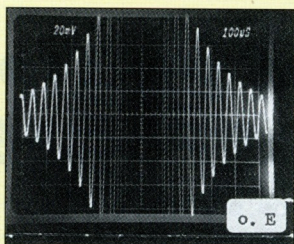


IMPULSI A CONFRONTO

Gli **Osc. E ÷ H** sono stati rilevati in epoche diverse, ma con uguali modalità (fatta eccezione per la luminosità dello schermo!) e con identiche scale delle ampiezze e dei tempi. Essi ritraggono gli impulsi del filtro CXD1144B usato dal Kenwood L-1000 D (**Osc. E**), dell' N.P.C. SM5804B montato su un Nakamichi OMS-5 II (**Osc. F**), del Philips SAA7030 montato su un Meridian 207 PRO (**Osc. G**) e dello Yamaha YM3020 montato su un Harman Kardon HD-100 (**Osc. H**).

Le risposte di tutti e tre i vecchi filtri hanno origine e si concludono nell'ambito del millisecondo esplorato dallo schermo, lasciando margini di «silenzio» più o meno ampi, mentre neppure la metà della durata del «nostro» superimpulso

(che è di almeno 2.313 microsecondi) trova posto su un analogo fotogramma. La risposta dell'N.P.C., formata da 40 campioni, ha una durata di 907 µs; ovviamente è sovrasmorzata, ma decresce regolarmente, restando simmetrica in ampiezza; anche la simmetria temporale è elevata, grazie al blando filtro analogico. La risposta del Philips comprende 24 campioni e dura 544 µs; temporalmente è simmetrica, ma in ampiezza non lo è affatto, con le semioscillazioni positive maggiori di quelle negative; il decremento è tutt'altro che progressivo, ed evidenzia da entrambi i lati la non-monotonicità (del terzo e terz'ultimo semiperiodo) quantificata nelle Figg. III e V. La risposta dello Yamaha, composta da 16 campioni per una durata di 363 µs, è asimmetrica sia in ampiezza sia nel tempo; il decremento è talmente brusco da non essere neppure osservabile ad occhio, e l'oscillazione viene troncata di netto.



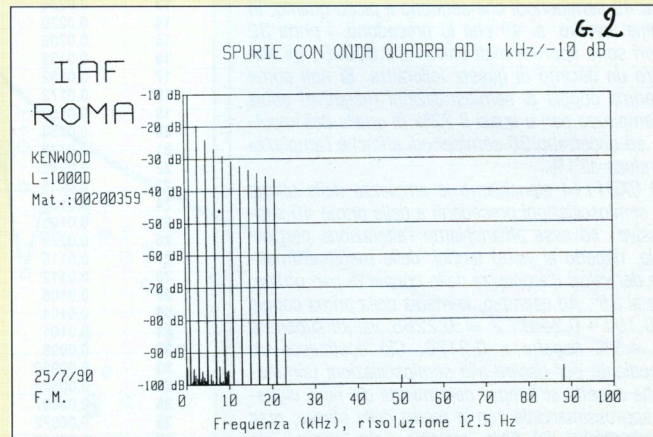
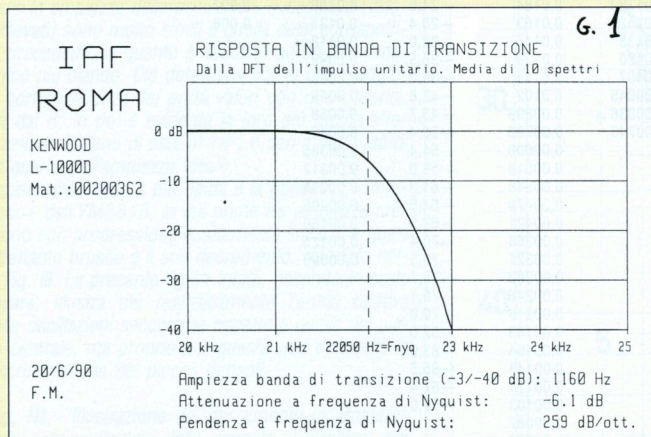
LA PENDENZA DEL SUPERFILTRO

Lasciamo ora il dominio del tempo, proprio degli oscillogrammi, per illustrare con due brevi esempi come l'aderenza della risposta all'impulso del CXD1144 al modello teorico si manifesti in modo altrettanto spettacolare nel dominio della frequenza.

Il Graf. 1 rappresenta l'estremità superiore del modulo della risposta in ampiezza in funzione della frequenza, su una scala espansa di soli 5 kHz. Di essa basterà notare che il livello, ancora inalterato a 21 kHz, è attenuato di 40 dB a 23 kHz. La pendenza di attenuazione a 22,05 kHz (frequenza di Nyquist) è di c. 260 dB per ottava, ed aumenta ancora a frequenze superiori; molto probabilmente si tratta della più ripida che sia stata fino ad oggi raggiunta in un apparecchio audio, come preannunciato sul numero scorso, nell'articolo «Sfida al bit Corral», da Fabrizio Montanucci, ideatore ed esecutore di questa innovativa procedura che sintetizza in un grafico facilmente leggibile una quantificazione

altamente discriminativa della più significativa prestazione dei filtri. Nell'ultimo grafico di quell'articolo si possono trovare per confronto le risposte, analoghe a questa, di altri quattro FIR, compresa quella dell' SM5813 che equipaggia il Technics SL-P999.

Il precedente risultato trova piena conferma nello spettrogramma dell'onda quadra ad 1 kHz (Graf. 2), dove l'ultima armonica incisa sul CD-test (21 kHz) si trova esattamente al suo livello teorico (-26,4 dB rispetto alla fondamentale) mentre la sua prima immagine (a 23,1 kHz) è relegata 48 dB più in basso. Si tenga presente che in questa misura, adottata da poco tempo ma alla quale abbiamo già sottoposto una dozzina di giraCD, un dislivello di c. 20 dB tra le due frequenze è già indicativo di un filtro accurato, e solo nei modelli migliori sono stati raggiunti i 30 dB. L'attenuazione da record rilevata su questo Kenwood implica una pendenza media del filtro, tra i 22,1 e i 23,1 kHz, di oltre 600 dB per ottava!



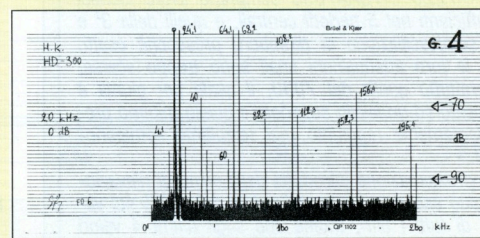
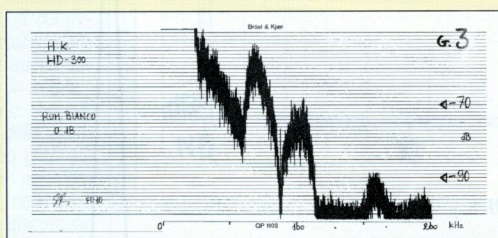
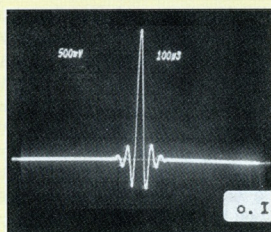
LE RISPOSTE DEGLI ALTRI

Le risposte all'impulso dei FIR che abbiamo analizzato a confronto con il CXD1144 (nelle tabelle e nelle figure) sono già state pubblicate su Stereoplay, nella nostra scala abituale (c. 500 mV / 100 μs), fatta eccezione per quella dell' YM3815, che pertanto qui riportiamo nell'Osc. 1.

Appare evidente che l'unico aspetto positivo di questa forma d'onda è la sua relativa simmetria temporale, dovuta alla quasi assenza di filtrazione analogica, ma la sua fedeltà al modello teorico è limitata ad appena 3 periodi (il picco centrale e 2 semioscillazioni per lato); gli altri 6 campioni convergono precipitosamente a zero, contenendo la sua durata complessiva in 272 μs. Cogliamo l'occasione

per far notare che un filtro che «non oscilla» non filtra neppure, come esemplificano gli spettrogrammi in gamma ultrasonica (da 2 a 200 kHz) delle immagini di campionamento rilevate sull' HD-300 con il rumore bianco (Graf. 3) e con il tono da 20 kHz a 0 dB (Graf. 4); con quest'ultimo i 24,1 kHz sono attenuati soltanto di 10 dB ed i 68,2 kHz di 33 dB; inoltre comportamenti del genere sono quasi sempre accompagnati da rilevanti prodotti di intermodulazione in banda audio.

Quanto agli altri, l'impulso dell' SM5813AP è comparso su Stereoplay 193 (Technics SL-P999), mentre quelli dell' SAA7220P (prima serie) e dell'SAA7030 sono rintracciabili su vari numeri, ed in particolare sul n. 148 (Philips CD-650 e CD-150).

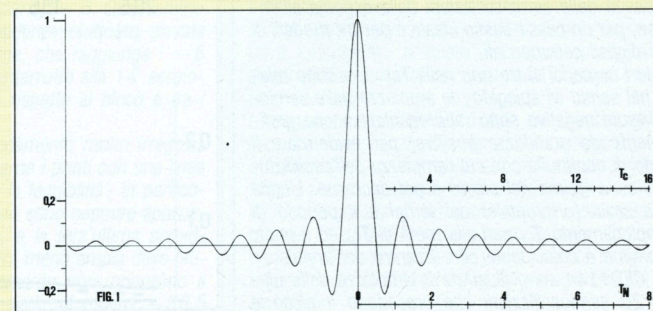


ANALISI DEGLI IMPULSI

Fig. 1 - Questa è la risposta all'impulso unitario di un filtro passa-basso ideale, rappresentata limitatamente ai suoi 16 periodi «centrali».

L'oscillazione, la cui frequenza è quella di taglio del filtro, dovrebbe protrarsi indefinitamente in entrambi i sensi dell'asse dei tempi, continuando ad attenuarsi, senza annullarsi mai. Ovviamente la forma d'onda presenta una perfetta simmetria speculare tra la «metà sinistra» e la «metà destra». Il lobo (o picco) centrale ha una durata pari al doppio di quella degli altri, e quindi pari al periodo dell'oscillazione T_N . Nel caso di un filtro digitale ideale di tipo «a mezza banda», T_N equivarrebbe esattamente al doppio del periodo di campionamento T_C . Da notare che i massimi relativi della forma d'onda non vengono raggiunti in corrispondenza della metà di ogni semiperiodo, bensì leggermente dopo nelle oscillazioni che precedono il lobo centrale e leggermente prima in quelle che lo seguono. Il ritardo-anticipo relativo è di c. 12° nelle due semioscillazioni negative adiacenti al picco e va progressivamente diminuendo allontanandosi dal centro, per ridursi a meno di 1° oltre il ventesimo semiperiodo.

La caratteristica più determinante, e cioè l'ampiezza relativa di ciascuna semioscillazione, è riportata numericamente nella Tab. 1.



Tab. I - Andamenti delle ampiezze delle semioscillazioni delle risposte impulsive di un filtro passa basso ideale (calcolati) e di cinque filtri p-b digitali commerciali (misurati sperimentalmente).

Ogni valore esprime il rapporto tra l'ampiezza massima della rispettiva semioscillazione e l'ampiezza del picco centrale della risposta, che per i filtri numerici è proporzionale al valore del corrispondente coefficiente. Le semioscillazioni di ordine dispari sono negative, ed i valori delle loro ampiezze andrebbero preceduti dal segno «meno», che però qui per semplicità abbiamo ommesso, non influendo in alcun modo sulle nostre valutazioni.

Per il filtro ideale riportiamo le ampiezze delle prime 40 semioscillazioni e, stante la simmetria temporale della forma d'onda, i valori tabulati si riferiscono tanto ai 40 semiperiodi che seguono il picco quanto, in ordine inverso, ai 40 che lo precedono. I primi 32 valori sono approssimati entro $\pm 0,00005$; gli altri entro un decimo di questa tolleranza. Si noti come la prima coppia di semioscillazioni (negative) abbia un'ampiezza pari a quasi il 22% di quella dell'impulso, ed occorrono 30 semiperiodi affinché l'ampiezza si riduca all'1%.

Del CXD1144 elenchiamo le ampiezze delle ultime 20 semioscillazioni precedenti e delle prime 40 successive; ad esse affianchiamo l'alterazione percentuale, rispetto ai valori teorici, delle medie aritmetiche dei valori d'ampiezza delle coppie di pari ordine, fino al 35°. Ad esempio, la media della prima coppia è $(0,194 + 0,259) / 2 = 0,2265$, valore superiore del 4,3% rispetto a 0,2172. Ciò costituisce un espediente per risalire alle semioscillazioni (simmetriche rispetto al tempo) determinate dal filtro digitale, approssimandole con la media delle stesse, rese asimmetriche dal filtro analogico che segue: una procedura non del tutto legittima, che però ai nostri fini può essere considerata valida in prima approssimazione. Come si vede, i valori medi sono inferiori a quelli ideali a partire dalla 6ª semioscillazione, e convergono a zero più rapidamente; si tenga presente che un errore del $-10,4\%$ (9° semiperiodo) corrisponde a c. 1 dB.

Dell'SM5813 riportiamo i dati relativi alle prime 27 semioscillazioni successive, entro le quali l'ampiezza si riduce di 1.000 volte, e cioè a meno di un decimo di quanto l'attenua il passa-basso ideale. Degli ultimi tre filtri elenchiamo le ampiezze di tutte le semioscillazioni che seguono l'impulso.

L'SAA7220 e l'SAA7030 sembrano avere identici coefficienti nei 5 periodi centrali, e quelli della 3ª e 4ª semioscillazione si direbbero pressoché esatti, ma le loro attenuazioni finali sono troppo scarse, soprattutto quella del 7030, il quale per giunta è troncato ad un livello superiore a quello minimo precedentemente raggiunto (nel terzultimo semiperiodo).

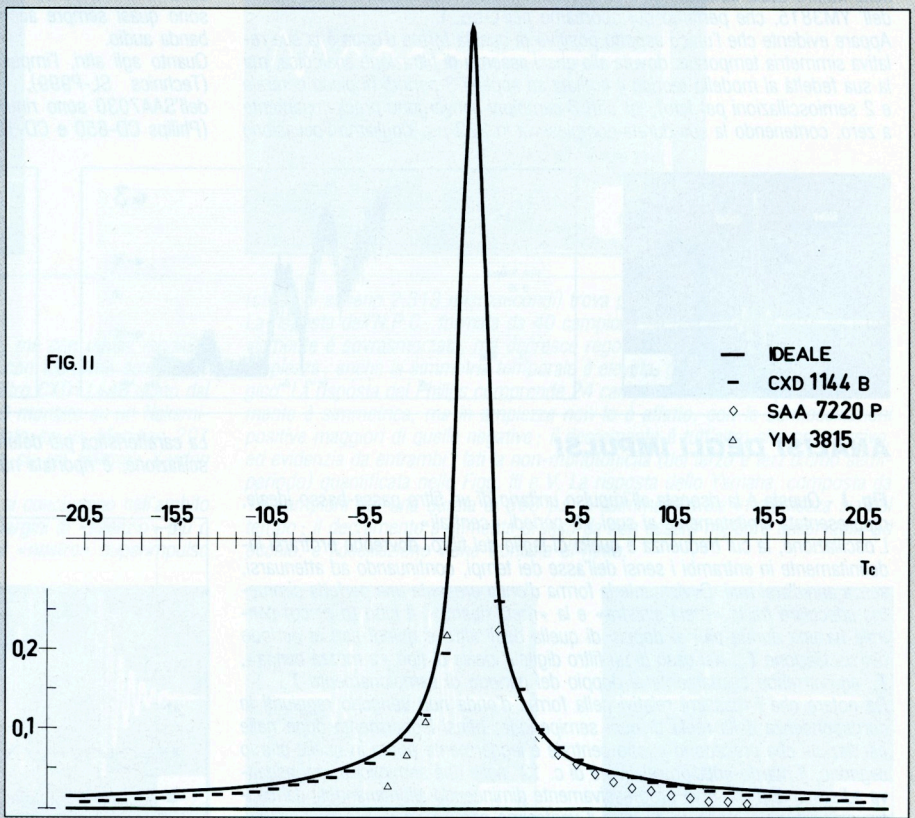
L'approssimazione introdotta dagli errori di rilevazione può essere valutata dell'ordine del $\pm 2\%$ sui valori di tutti i filtri, tranne che sugli ultimi 4 valori dell'SAA7220 e sugli ultimi 3 dell'YM3815, dove è dell'ordine del $\pm 10\%$. Gli andamenti sono illustrati graficamente nelle Figg. II e III.

Fig. II - Rappresentazione grafica dell'andamento in ampiezza delle semioscillazioni della risposta all'impulso, per un passa-basso ideale e per tre modelli di filtri digitali commerciali.

I valori numerici si trovano nella Tab. I, e sono relativi nel senso ivi spiegato; le ampiezze delle semioscillazioni negative sono rappresentate anche graficamente da grandezze positive, per evidenziare il grado di continuità con cui l'ampiezza dell'oscillazione cresce (prima del picco) e poi decresce. L'unità della scala (orizzontale) dei tempi è il periodo di campionamento T_c , pari alla metà di T_M , ed il punto di origine è coincidente con il centro dell'impulso. Del CXD1144 sono illustrate le ampiezze delle ultime 20 semioscillazioni che precedono il picco e

Tabella I - AMPIEZZE DELLE OSCILLAZIONI

ordine	filtro ideale	CXD1144B			SM5813AP	SAA7220P	SAA7030	YM3815
		precedenti	successive	alterazioni %	successive	successive	successive	successive
1	0,2172	0,194	0,259	+ 4,3	0,218	0,223	0,223	0,228
2	0,1284	0,116	0,149	+ 3,2	0,125	0,134	0,134	0,122
3	0,0913	0,085	0,099	+ 0,7	0,090	0,091	0,091	0,068
4	0,0709	0,0672	0,0753	+ 0,5	0,072	0,071	0,071	0,030
5	0,0580	0,0554	0,0607	+ 0,1	0,056	0,055	0,050	0,008
6	0,0490	0,0458	0,0502	- 2,0	0,044	0,042	0,0402	0,003
7	0,0425	0,0386	0,0421	- 5,1	0,036	0,033	0,0276	—
8	0,0375	0,0330	0,0364	- 7,5	0,030	0,0253	0,0247	—
9	0,0335	0,0286	0,0313	- 10,4	0,026	0,0205	0,0126	—
10	0,0303	0,0251	0,0273	- 13,5	0,023	0,0155	0,0180	—
11	0,0277	0,0218	0,0239	- 17,5	0,020	0,012	0,0150	—
12	0,0255	0,0193	0,0209	- 21,2	0,0177	0,0099	—	—
13	0,0236	0,0172	0,0184	- 24,6	0,0156	0,007	—	—
14	0,0220	0,0152	0,0163	- 28,4	0,0137	0,006	—	—
15	0,0206	0,0135	0,0145	- 32,0	0,0118	—	—	—
16	0,0193	0,0120	0,0129	- 35,5	0,0099	—	—	—
17	0,0182	0,0107	0,0115	- 39,0	0,0083	—	—	—
18	0,0172	0,00946	0,0102	- 42,8	0,0069	—	—	—
19	0,0163	0,00838	0,00899	- 46,7	0,0058	—	—	—
20	0,0155	0,00743	0,00796	- 50,4	0,0047	—	—	—
21	0,0148	0,00698	- 54,4	0,00385	—	—	—
22	0,0142	0,00618	- 58,0	0,00312	—	—	—
23	0,0136	0,00548	- 61,3	0,00255	—	—	—
24	0,0130	0,00479	- 64,5	0,00205	—	—	—
25	0,0125	0,00421	- 67,5	0,00160	—	—	—
26	0,0120	0,00368	- 70,4	0,00125	—	—	—
27	0,0116	0,00321	- 73,3	0,00099	—	—	—
28	0,0112	0,00282	- 75,7	—	—	—
29	0,0108	0,00246	- 78,1	—	—	—
30	0,0104	0,00219	- 79,8	—	—	—
31	0,0101	0,00189	- 82,0	—	—	—
32	0,0098	0,00164	- 83,9	—	—	—
33	0,00950	0,00143	- 85,5	—	—	—
34	0,00923	0,00121	- 87,4	—	—	—
35	0,00897	0,00103	- 89,0	—	—	—
36	0,00872	0,00087	—	—	—
37	0,00849	0,00074	—	—	—
38	0,00827	0,00063	—	—	—
39	0,00806	0,00053	—	—	—
40	0,00786	0,00045	—	—	—
41	—	—	—



delle prime 20 che lo seguono (ma la sua risposta è più estesa), mentre dell'SAA7220 sono illustrate tutte le 14 semioscillazioni che seguono il picco, e dell'YM3815 le uniche 4 che lo precedono.

Le pre-oscillazioni del CXD1144 sono meno ampie delle sue post-oscillazioni simmetricamente corrispettive, ma la differenza supera il 10% solo per le tre coppie maggiori, a causa della rotazione di fase introdotta dal filtro analogico di ricostruzione. Pertanto le prime 6 semioscillazioni successive al picco sono più ampie di quelle del filtro ideale, ma tutte le altre hanno ampiezze inferiori a quelle teoriche, e se ne discostano maggiormente all'aumentare dell'ordine della semioscillazione, tanto che le ventesime (pre e post) sono ampie circa la metà del «dovuto».

Osserviamo ora l'andamento dell'SAA7220, per il quale le ampiezze delle oscillazioni successive (valori rilevati) sono molto simili a quelle delle corrispettive precedenti, in quanto è abbinato ad un filtro analogico più blando. Ciò determina anche una maggiore corrispondenza dei primi valori con quelli teorici, ma dal 6° in poi è evidente la loro più rapida attenuazione: l'ultimo di essi (il 14°) è pari a poco più di un quarto dell'ampiezza ideale.

Decisamente ancora più ripida è la pendenza «di attacco» dell'YM3815, le cui prime tre ampiezze crescono con progressione esattamente lineare, e quasi altrettanto brusco è il suo decremento, riportato nella Fig. III. La presente figura infatti, essendo in scala lineare, illustra più realisticamente l'entità relativa delle oscillazioni secondarie rispetto a quella del picco centrale, ma proprio per questo non consente la discriminazione dei piccoli dettagli.

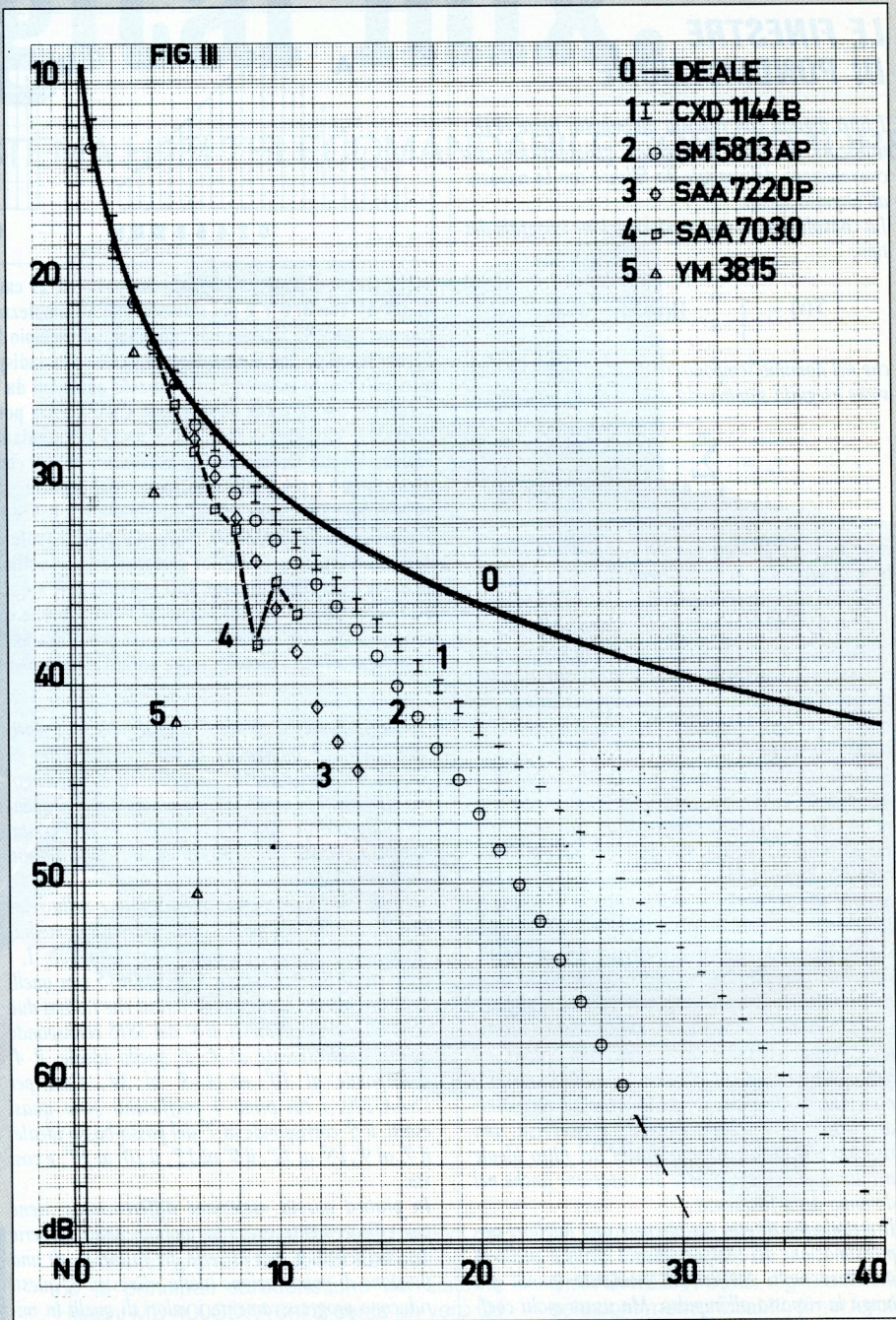
Fig. III - Illustrazione del decremento in ampiezza delle semioscillazioni della risposta all'impulso, per un passa-basso ideale e per cinque modelli di filtri digitali commerciali.

I valori rappresentati sono quelli espressi numericamente nella Tab. I e, per il filtro ideale per il CXD1144 e per l'SAA7220, sono gli stessi graficati (limitatamente ai primi 20) nella Fig. II. La scala delle ampiezze qui però è a progressione logaritmica, ed indica i decibel di attenuazione di ciascuna semioscillazione rispetto all'ampiezza del picco centrale. Sull'asse delle ascisse è indicato il numero d'ordine progressivo delle semioscillazioni, N .

Solo per il CXD1144, protagonista di questo articolo, abbiamo riportato le ampiezze delle coppie di pre e post-semioscillazioni, in forma di «I»: due trattini orizzontali uniti da un segmento verticale, di cui ovviamente il trattino inferiore indica l'ampiezza della semioscillazione che precede l'impulso e quello superiore l'ampiezza della corrispettiva che lo segue. Poiché il dislivello tra i due si stabilizza in c. 0,6 dB, oltre la 20° riportiamo solo l'ampiezza della post-oscillazione. Per tutti gli altri filtri abbiamo graficato solo i valori delle post-oscillazioni, che nel filtro ideale equivalgono esattamente a quelli delle pre-oscillazioni e nei filtri 2, 3 e 4 non se ne discostano per più di una frazione di dB. Solo nell'YM3815 si riscontrano differenze sensibili, nel numero delle oscillazioni oltreché nelle loro ampiezze, ma quelle che precedono il picco compaiono nella Fig. II.

Come previsto dalla teoria, l'impulso ideale è quello che converge più lentamente; ed il CXD1144 è il filtro reale che ne segue più da vicino e più a lungo l'andamento. Considerando la «media» delle ampiezze pre e post, esso ne approssima i valori a meno di 0,5 dB per 6 periodi, cioè per ± 7 semioscillazioni intorno all'impulso, e il dislivello raggiunge i 6 dB solo per $N = 20$ (come già notato nella Fig. II).

L'SM5813 è un buon secondo, restando entro 0,5 dB per 6 periodi (± 5 semioscillazioni) e calando di 6 dB per $N = 16$. Si noti che la nostra rilevazione si arresta alla 27° semioscillazione, ma la risposta (estrapolata con un tratteggio) si estende fino a c. $\pm 35 N$. Come ci si può rendere conto confrontando i valori nella Tab. I, le ampiezze delle prime se-



mioscillazioni dei filtri 3 e 4 non sono state contrassegnate per chiarezza grafica, e sono molto prossime a quelle ideali; l'SAA7030 incomincia a divergere per $N = 5$ e l'SAA7220 per $N = 6$. Quest'ultimo è caratterizzato da una pendenza piuttosto elevata ma sufficientemente uniforme, che raggiunge i -6 dB per $N = 10$, ma viene interrotto alla 14° semioscillazione, la cui ampiezza rispetto al picco è tra i -44 e i -45 dB.

L'SAA7030 presenta un andamento molto irregolare, tanto da indurci a collegarne i punti con una linea tratteggiata, per agevolarne la leggibilità; in particolare le ampiezze contigue non sono neppure approssimativamente equispaziate, e la 14° semioscillazione (la 9°) è addirittura meno ampia delle ultime due, rendendo il decremento non-monotono e troncando la risposta ad un livello di appena -36,5

dB. Quantunque in termini più qualitativi, questa anomalia era già stata segnalata sul lontano n. 148 di Stereoplay, dove però — ce ne accorgiamo soltanto ora — per un errore di composizione risulta scritto che l'ampiezza di quel 14° semiperiodo è «maggiore» di quella del penultimo. Approfittiamo dell'opportunità per una errata correzione: meglio tardi che mai!

L'attenuazione dell'YM3815 è la più drastica di cui siamo a conoscenza: il livello di troncamento, -50 dB abbondanti, non è molto alto, ma viene raggiunto troppo presto, discostandosi dall'andamento teorico di 7,4 dB già alla 4° semioscillazione, e precipitando di oltre 11 dB nel semiperiodo successivo. Si consideri che lo stesso dislivello viene ripartito in 10 semiperiodi dal CXD1144 ed in 29 semiperiodi dal filtro ideale.

LE FINESTRE DI PONDERAZIONE

I filtri digitali con risposta all'impulso finita (FIR) utilizzati nei giraCD operano generalmente per convoluzione del segnale da filtrare con la risposta all'impulso stesso.

La convoluzione è una trasformazione integrale del tipo:

$$Y(v) = \int_{-\infty}^{\infty} H(u) X(v-u) du,$$

che nel dominio tempodiscreto dei circuiti numerici, viene eseguita sommando delle serie di prodotti:

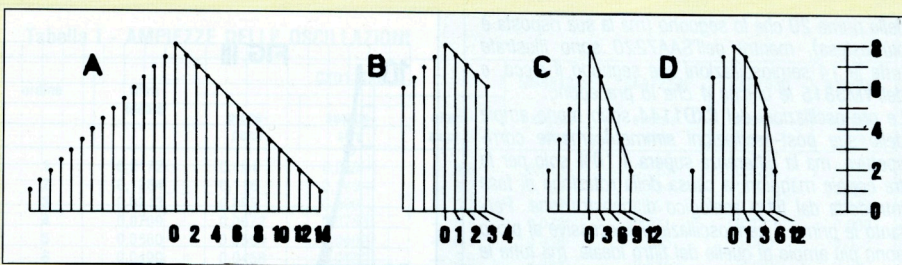
$$y_m = \sum_{n=0}^m h_n \cdot x_{(m-n)},$$

dove $x_{(m-n)}$ è la sequenza dei campioni da filtrare, h_n è la sequenza dei coefficienti del filtro e y_m è la sequenza dei campioni filtrati.

Poiché nei FIR la sequenza h_n è composta da una quantità N di coefficienti, il limite superiore della sommatoria diventa $N-1$. Il filtro si dice di «lunghezza N », e la sua risposta all'impulso ha una durata temporale pari ad NT_c , dove T_c è il periodo di campionamento.

Ma, come abbiamo verificato nell'incorniciato «Come è fatto...», la risposta all'impulso dovrebbe avere una durata infinita. Ora è chiaro che una risposta di durata limitata non può vicariare perfettamente la risposta ideale, ed è altrettanto ovvio che, quanto minore sarà la sua durata (o lunghezza), tanto peggiore sarà l'«imitazione» che della risposta ideale potrà realizzare. Così una risposta relativamente breve nel tempo non riuscirà né ad attenuare sufficientemente il segnale in banda soppressa, né a lasciare sufficientemente costante il segnale in banda passante: avrà cioè, com'è noto, un basso fattore di attenuazione e un'ondulazione pronunciata. D'altronde, stante la rigorosa corrispondenza tra forme d'onda e spettri, e viceversa, una risposta che si discosta da quella del filtro ideale nel dominio del tempo deve discostarsene anche nel dominio della frequenza.

Il metodo più diretto per ottenere una migliore approssimazione del comportamento ideale è quello di utilizzare molti coefficienti, rendendo quindi più lunga la risposta all'impulso. Ma usare molti coefficienti significa dover eseguire una grande quantità di moltiplicazioni per calcolare ciascun campione, il che richiede l'impiego di circuiti moltiplicatori più numerosi e/o più veloci; in ogni caso si finisce con l'incontrare grosse difficoltà tecnico-realizzative o economiche.



Supponiamo di avere un segnale composto da 29 campioni, i quali salgono linearmente da un'ampiezza di 1 V ad una di 8 V e poi ridiscendono all'ampiezza iniziale (A). Se dovessimo simulare questo segnale con una quantità inferiore di campioni, ad esempio 9, potremmo selezionare tali campioni in vari modi. Fermo restando che il campione centrale (0) è indispensabile per raggiungere l'ampiezza massima, gli altri potrebbero essere gli otto ad esso adiacenti da entrambi i lati (esempio B), oppure potremmo prenderne uno sì e due no (esempio C), o ancora potremmo «addensare» la nostra scelta nella regione centrale e «diradarla» man mano che ci allontaniamo dal centro (esempio D).

Ebbene, risulta teoricamente e sperimentalmente che è proprio con il criterio D che si ottiene un segnale il cui spettro è più simile allo spettro del segnale A. Il B, infatti, è identico ad A nella parte centrale di questo, ma compie due grossi «salti», da 0 a 6 V e viceversa, che perturbano la risposta; il segnale C presenta delle discontinuità molto più piccole (solo 2 V) ma è di quasi 3 volte più «ripido»; il segnale D, invece, rappresenta il miglior compromesso, conciliando una pendenza, nella zona centrale, pari a quella di B con delle discontinuità, agli estremi, pari a quelle di C. La sua forma, insomma, è uguale a quella di A nel segmento in cui l'ampiezza è maggiore, e che pertanto ha il massimo «peso», e se ne discosta sempre di più (fino a raggiungere una pendenza anche superiore a quella di C) nelle zone in cui l'ampiezza diventa piccola, e che quindi influiscono di meno sull'approssimazione complessiva.

Perciò in genere ci si accontenta di «pochi» coefficienti ma, per aumentare la somiglianza della risposta con quella ideale, i coefficienti stessi vengono modificati in modo tale da ottenere una sequenza analoga a quella che risulterebbe da una scelta, opportunamente «pesata», di alcuni degli infiniti coefficienti teorici. Il criterio di massima è quello esemplificato nella figura qui allegata e nella relativa didascalia, del quale si può avere un immediato riscontro pratico: confrontando, nella Tab. I, i coefficienti del brevissimo FIR YM3815 con quelli del filtro ideale, ci si accorge infatti che i primi due sono all'incirca gli stessi, il 3° del 3815 corrisponde approssimativamente al 4° di quello ideale, il 4° corrisponde al 10° ed il 5° al 39°. Così per l'AA7220, i cui primi 4 coefficienti sono quasi esatti, il 6° corrisponde al 7° del passa-basso ideale, il 7° al 9°, l'8° al 12°, il 9° al 15°, il 10° al 20°, e così via.

In pratica questa «selezione differenziata» viene più efficacemente eseguita moltiplicando la serie dei coefficienti h_n per la serie dei fattori w_n di una funzione di ponderazione (detta «finestra»); questi riducono progressivamente i valori di quelli in misura tanto maggiore quanto più sono distanziati dal picco centrale, accelerando in tal modo la «convergenza a zero» della serie risultante. È forse superfluo aggiungere che più un filtro è breve e più la sua risposta differisce da quella ideale, più drastica dev'essere la pesatura e quindi più rapidamente i

valori dei suoi coefficienti si allontanano da quelli teorici. Al contrario, un filtro lungo potrà mantenere più a lungo la propria risposta all'impulso simile a quella ideale, necessitando di una pesatura più blanda.

In definitiva, se un filtro numerico ha N coefficienti h_n , per

$$0 \leq n \leq N-1,$$

i campioni del segnale di uscita y vengono ottenuti da quelli del segnale di ingresso x tramite l'operazione:

$$y_m = h_0 \cdot x_m + h_1 \cdot x_{(m-1)} + \dots + h_{(N-1)} \cdot x_{(m-N+1)}$$

In essa, i coefficienti h_n (immagazzinati in una ROM) sono i risultati della serie di moltiplicazioni:

$$h_n = b_n \cdot w_n,$$

dove b_n sono i coefficienti della risposta all'impulso ideale, e w_n sono i fattori della finestra di pesatura prescelta. Nei filtri a coefficienti costanti, come sono i FIR utilizzati in campo audio, la pesatura viene eseguita una volta per tutte in sede di progetto, servendosi di una delle classiche funzioni già definite a tale scopo, oppure calcolandone di nuove. La Fig. IV illustra tre semplici finestre di rilevanza storica.

Segue da pag. 39

za 30, con un'ondulazione (stimata) di $\pm 0,05$ dB ed un'attenuazione di 60 dB; e pochi mesi dopo il primo filtro a sovracampionamento quadruplo giapponese viene montato sui Nakamichi e sullo Stax. Si tratta dell'N.P.C. SM5804, realizzato in un'inedita configurazione a due stadi, rispettivamente con 80 e 15 coefficienti, ciascuno dei quali raddoppia la frequenza dei campioni; l'ondulazione è $\pm 0,015$ dB e l'attenuazione 70

dB. In autunno anche Sony e Yamaha presentano i loro «quadrupli»; il CXD1088 della prima ha un'ondulazione di $\pm 0,001$ dB e un'attenuazione di 70 dB, mentre l'YM3404 della seconda batte tutti i record: $\pm 0,0001$ dB di ondulazione e 100 dB di attenuazione vengono ottenuti grazie a 225+41 coefficienti (1° e 2° stadio) da 32 bit; esso inoltre è il primo a produrre campioni filtrati da 18 bit, essendo collegato ad un circuito di conver-

sione «a virgola mobile»; ed infatti una risposta di lunghezza superiore a 100 viene da noi rilevata per la prima volta sullo Yamaha CDX-10000 (Stereoplay 163).

Il 1987, inevitabilmente, è l'anno degli «ottupli» con uscita a 18 bit, e allo stato dell'arte troviamo di nuovo un Sony e uno Yamaha. Quest'ultima si limita ad aggiungere un 3° stadio da 21 coefficienti (portando il totale a 287) nell'YM3414, le cui prestazioni in banda

ANALISI DELLE FINESTRE

Tab. II - Fattori delle funzioni di ponderazione delle risposte all'impulso di cinque filtri digitali.

I valori sono stati calcolati come rapporti tra le ampiezze delle semioscillazioni riscontrate sperimentalmente e le corrispettive ampiezze teoriche. Per minimizzare il contributo dei filtri analogici, come dati sperimentali sono state assunte le medie delle coppie di pre e post-oscillazioni di pari ordine nel caso dei filtri 1, 2 e 5, mentre per i filtri 3 e 4 sono stati utilizzati direttamente i valori delle post-oscillazioni, stante l'elevata simmetria temporale delle loro risposte.

Per i primi due, il computo è limitato ai quattro quinti circa del totale dei semiperiodi non nulli, mentre per gli altri tre interessa tutti i coefficienti. Si tenga presente che i primi 3 o 4 valori di ogni filtro (tranne che dell'YM3815) sono i meno attendibili, in quanto dipendono maggiormente dall'approssimazione operata con la media; ma d'altra parte quelli che mettono in rilievo l'andamento delle funzioni sono i successivi, che si discostano dall'unità.

L'illustrazione grafica degli andamenti è nella Fig. V.

Fig. IV - Andamenti di tre classiche funzioni di ponderazione, che illustrano i valori dei fattori di ampiezza w_n (sull'asse delle ordinate) in funzione dei coefficienti per cui vanno moltiplicati (sull'asse delle ascisse). L'ordine di questi ultimi è normalizzato alla quantità totale di coefficienti da pesare (N); in un filtro di lunghezza 80, ad esempio, all'ascissa 0,2 corrisponde il fattore del 16° semiperiodo ($16/80 = 0,2$). L'illustrazione è limitata alla «seconda metà» delle funzioni, essendo la prima metà specularmente simmetrica ad essa, rispetto all'asse verticale.

Le funzioni sono:

C) finestra coseno: $w_n = \cos(\pi n/N)$;

H) finestra di Hamming: $w_n = 0,54 + 0,46 \cos(2\pi n/N)$;

B) finestra di Blackman: $w_n = 0,42 + 0,5 \cos(2\pi n/N) + 0,08 \cos(4\pi n/N)$;

tutte per $-N/2 \leq n \leq N/2$.

Fig. V - Andamenti delle funzioni di ponderazione impiegate in cinque filtri digitali, che illustrano le serie dei fattori w_n in funzione dei coefficienti (n) per cui sono moltiplicati.

I corrispondenti valori numerici dei w_n sono riportati nella Tab. II, e la rappresentazione grafica è limitata alle sezioni di funzione che modificano il decremento degli impulsi, sottintendendosi che quelle relative al loro incremento sono specularmente simmetriche. I numeri di identificazione dei cinque modelli sono gli stessi utilizzati nella Fig. III, e fra gli andamenti illustrati nelle due figure sussiste ovviamente una stretta analogia: le funzioni da 1 a 5 di Fig. V, infatti, sono (a meno delle lievi discrepanze tra post-oscillazioni e medie pre-post) i rapporti tra le funzioni da 1 a 5 di Fig. II e la funzione 0. Queste però chiariscono meglio in che modo quelle sono state ottenute.

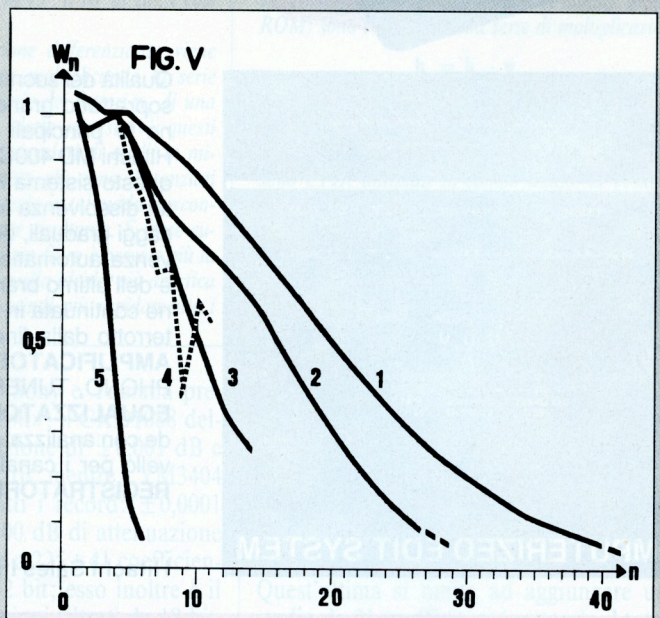
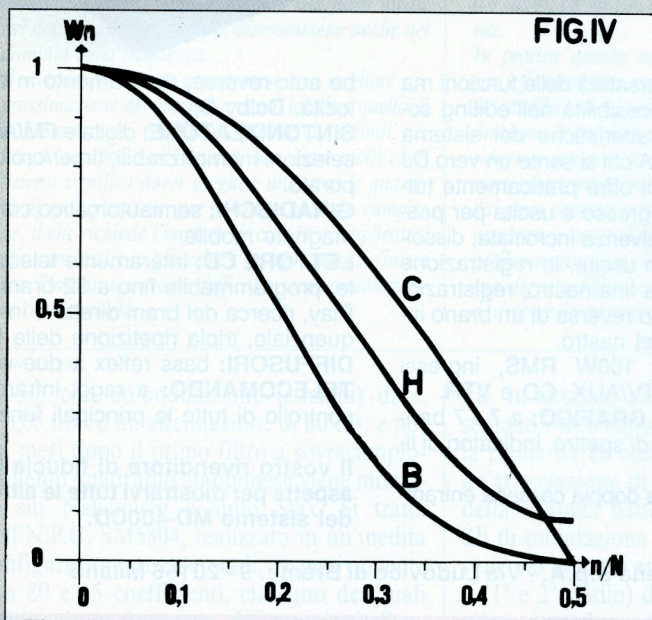
La funzione (1) del CXD1144, ad esempio, segue molto da vicino la finestra di

Tabella II - FATTORI DI PONDERAZIONE

ordine	CXD1144B	SM5813AP	SAAT220P	SAA7030	YM3815
1	1,043	0,999	1,027	1,027	1,024
2	1,032	0,966	1,044	1,044	0,892
3	1,007	0,980	0,997	0,997	0,728
4	1,005	1,000	1,001	1,001	0,39
5	1,001	0,952	0,948	0,862	0,14
6	0,980	0,892	0,857	0,820	0,06
7	0,949	0,826	0,777	0,649	—
8	0,925	0,784	0,675	0,659	—
9	0,896	0,749	0,612	0,376	—
10	0,865	0,733	0,512	0,594	—
11	0,825	0,697	0,44	0,542	—
12	0,788	0,665	0,35	—	—
13	0,754	0,637	0,31	—	—
14	0,716	0,598	0,28	—	—
15	0,680	0,553	—	—	—
16	0,645	0,497	—	—	—
17	0,610	0,440	—	—	—
18	0,572	0,390	—	—	—
19	0,533	0,344	—	—	—
20	0,496	0,297	—	—	—
21	0,456	0,253	—	—	—
22	0,420	0,215	—	—	—
23	0,388	0,184	—	—	—
24	0,355	0,154	—	—	—
25	0,325	0,126	—	—	—
26	0,296	0,103	—	—	—
27	0,267	0,085	—	—	—
28	0,243	—	—	—
29	0,219	—	—	—	—
30	0,202	—	—	—	—
31	0,180	—	—	—	—
32	0,161	—	—	—	—
33	0,145	—	—	—	—
34	0,126	—	—	—	—
35	0,110	—	—	—	—
36	0,096	—	—	—	—
37	0,085	—	—	—	—
38	0,074	—	—	—	—
39	0,063	—	—	—	—
40	0,055	—	—	—	—
41	—	—	—	—

Blackman per i primi 20 semiperiodi, ma poi converge più rapidamente; quella dell'SM5813 presenta un decremento (2) intermedio tra quelli di Blackman e di Hamming. Si noti che, confrontando queste curve con quelle teoriche della Fig. IV, per non essere tratti in inganno bisogna tener presente che il parametro in ascisse n è relativo mentre qui è assoluto.

Il troncamento precoce dei filtri 3 e 4 risulta ancor più evidente, e l'ultimo fattore dell'SAA7030 è superiore a 0,5; inoltre questo FIR, che nel decremento della risposta presentava una non-monotonicità, nella progressione della pesatura ne rivela due. Quella del 5, infine, più che una «finestra» potrebbe essere definita una «feritoia»!



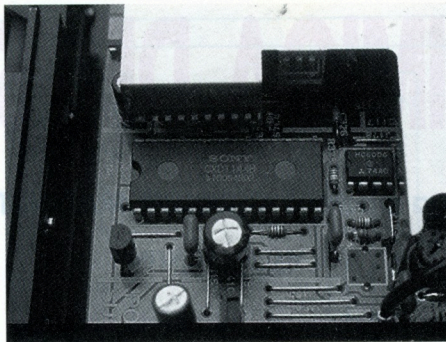
base restano quindi le stesse del suo predecessore; la Sony realizza invece un progetto totalmente nuovo, il CXD1144A, utilizzando ben 293 coefficienti ed ottenendo la microscopica ondulazione di $\pm 0,00001$ dB insieme all'abissale attenuazione di 120 dB. Le prestazioni di questi filtri sono da noi debitamente documentate nelle prove del Pioneer PD-91 e del Sony CDP-557ESD (n. 169-70 e 174, ripubblicate sullo Speciale '90).

La narrazione può interrompersi qui, poiché fin dove sono arrivate le nostre verifiche questo livello di prestazioni è rimasto a tutt'oggi insuperato. Nell'88 la N.P.C. vi si è allineata con l'SM5803/5813, che si distingue per la prerogativa di uscire con 20 bit; è a 199 coefficienti ($153 + 29 + 17$) ed ha un'ondulazione di $\pm 0,00005$ dB e un'attenuazione di 110 dB. La stessa Sony nel suo FIR di generazione successiva, il CXD1244, ha incrementato la risoluzione mediante un modellatore di rumore, ma ha ridotto il numero dei coefficienti, per cui le caratteristiche di filtrazione dichiarate restano invariate, e la sua lunghezza non eccede gli 80 campioni.

L'ANALISI DELLE RISPOSTE

Il filtro impiegato dall'L-1000 D è il CXD1144B della Sony, versione ad interpolazione quadrupla del CXD1144A. Pur in mancanza di informazioni ufficiali in proposito, è certo che si tratta di filtri a più stadi; se fossero ad un solo stadio, infatti, l'ottuplo 1144A dovrebbe avere un impulso formato da non più di $(293 - 1)/8 = 36,5$ campioni (o semiperiodi), mentre già nella prova del 557ESD ne rilevammo più di un centinaio; inoltre il fatto che ne esista una versione $\times 8$ ed una $\times 4$ depone a favore dell'ipotesi che anch'esso, al pari dei suoi concorrenti, sia formato da 3 stadi (ognuno dei quali interpola $\times 2$) e che la versione B utilizzi soltanto i primi due.

La lunghezza dell'impulso, determinata dalla quantità di coefficienti del 1° stadio, fa supporre che tale quantità sia appunto di oltre 200: per l'1144A li avevamo valutati in c. 220, ed al più accurato esame svolto su questo 1144B risultano tra i 208 e i 212 i coefficienti effettivamente utilizzati (cioè non-nulli), dove l'incertezza del conteggio è dovuta proprio all'eccellente regolarità con cui la risposta si estingue, che non permette di individuare con precisione dove l'oscillazione termina (si veda in proposito l'Osc. D). Ed in tema di regolarità è doveroso notare come l'infiltrazione di spurie, che nell'1144A distorceva progressivamente la forma d'onda ai livelli inferiori a -60 dB, in questo 1144B appaia drasticamente ridimensionata, così come pressochè del tutto scomparse risultano le componenti di rumore ultrasonico: basta confrontare l'Osc. D con l'Osc. 2 pubblicato a pag. 104 di Stereoplay 174.



Il filtro numerico Sony CXD1144B montato nel Kenwood L-1000 D, grande protagonista di questo confronto.

Gli altri quattro filtri digitali inclusi per paragone nella nostra analisi delle risposte all'impulso sono i Philips SAA7030 ed SAA7220P, l'N.P.C. SM5813AP (già citati nel precedente paragrafo) e lo Yamaha YM3815; quest'ultimo è a sovracampionamento doppio ed apparentemente è dotato di soli 12 coefficienti. Ci scusiamo con la Yamaha per aver scelto un suo modello di FIR particolarmente semplice ed economico, e pertanto assai poco rappresentativo delle sue possibilità tecnologiche le quali, come abbiamo dianzi riferito, sono tra le più sviluppate in questo campo; anzi, dobbiamo precisare che non ci risulta che la casa nipponica abbia mai utilizzato questo filtro (né l'altro, cui si riferisce l'Osc. H) nei propri giraCD: probabilmente li ha fabbricati solo per conto terzi. Le misure qui pubblicate noi le abbiamo rilevate su un Harman Kardon HD-300 dell'86, ed anche di questo costruttore bisogna dire che ha rinunciato ormai da anni ad operare simili economie nei suoi giraCD, come dimostra ad esempio la recente prova dell'HD-7600 su Stereoplay 189. Entrambe le serie di dati relative ai due filtri Philips sono il frutto di medie tra le misure eseguite su due apparecchi: il Philips CD-150 e il Meridian 207 PRO per l'SAA7030, ed i Philips CD-650 e CD-960 per l'SAA7220P (prima serie); i dati dell'N.P.C. invece sono stati misurati sul Technics SL-P999.

Come risulta dalle Tab. I e II e dalle Fig. II, III e V, l'YM3815 è decisamente troppo breve per poter fornire una sia pur vaga simulazione della risposta ideale, ma i suoi pochi coefficienti sono stati calcolati piuttosto correttamente, e sfruttano fin quasi ai loro limiti le esigue risorse del circuito.

L'SAA7030 invece è senza dubbio il FIR che presenta il comportamento più anomalo, fra tutti quelli che conosciamo, innegabilmente effetto di una progettazione subottimale. In prospettiva storica può venire ampiamente giustificato dal fatto di essere stato il primo in assoluto, e di essere rimasto per quasi quattro anni l'unico ad interpolazione quadrupla: un autentico precorritore. Quel che ci sembra ingiustificabile è invece che svariati

costruttori, specialmente «esoterici», abbiano continuato a servirsene, anche dopo che la stessa Philips lo aveva abbandonato, con il pretesto di una sua mai dimostrata «maggiore musicalità»!

L'SAA7220P ha rappresentato un deciso passo avanti nell'andamento della risposta, come segnalammo a suo tempo (n. 148), e può essere tuttora considerato un ragionevole spartiacque tra filtri «da bocciare» e filtri «da promuovere», rientrando di diritto in quest'ultima categoria, specialmente nella versione B, ulteriormente perfezionata, in prevalente uso dalla metà del 1988.

L'SM5813AP si riconferma uno dei più sofisticati FIR in circolazione, ed è verosimilmente quanto di meglio si possa fare con i 199 coefficienti utilizzati; ma il CXD1144B lo sopravanza inequivocabilmente di un'intera incollatura, con un andamento (si veda la Fig. III, traccia 1) che resta sempre fra quello del 5813 (tr. 2) e quello del passa-basso ideale (tr. 0).

Sia la Tab. I sia la Fig. III possono inoltre rispondere agli interrogativi che ci ponevamo all'inizio di questo articolo, e non in termini opinabilmente qualitativi ma fornendoci grandezze concrete: dei filtri presi in esame, infatti, solo l'SM5813 ha una risposta che dista da quella del CXD1144 meno di quanto la risposta del CXD1144 dista dal modello teorico, e ciò significa che il comportamento del CXD1144 è più vicino a quello del passa-basso ideale che a quello di un tipico FIR di medie prestazioni. Tali maggiori e minori «distanze» sono direttamente quantificate in deciBel nella Fig. III, dove l'andamento del CXD1144 (nei valori mediati pre-post) risulta ad esempio differire da quello ideale e da quello dell'SAA7220 dei seguenti valori (in dB):

ordine semioscillazione	differenza ideale-1144	differenza 1144-7220
6ª	0,2	1,1
8ª	0,7	2,7
10ª	1,2	4,6
12ª	2,0	7,1
14ª	2,9	8,2

Naturalmente, oltre la 14ª semioscillazione la differenza con il 7220 diventa «infinita», poiché la risposta di questo si annulla.

Considerazioni analoghe valgono anche sotto il profilo della risposta in frequenza rilevata su questo L-1000D, che appena superata la frequenza di Nyquist precipita ad oltre 600 dB per ottava (si vedano i Graf. 1 e 2): all'incirca dal doppio al triplo della pendenza raggiunta dalla maggior parte degli altri filtri digitali.

Alla Kenwood spetta dunque un plauso per aver continuato a perseguire, e con successo, l'aderenza a un ideale di perfezione teorica, ben al di là di ogni ipotizzabile necessità pratica. □