

AUDIO 138
R E V I E W

RIVISTA DI ELETTROACUSTICA
MUSICA ED ALTA FEDELTA'

HOME THEATER
SISTEMA DI ALTOPARLANTI
NHT VT-1
nato per
l'Home Theater

COMPACT DISC
43 PAGINE DI MUSICA
175 RECENSIONI!!

AUDIOGUIDA MESE

10.200 PREZZI
32 PAGINE
CON AGGIORNAMENTI
IN EVIDENZA!

teoria dell'interazione debole

1994, L'AUDIO SI SCATENA

conoscere ed abbattere
i segnali indesiderati
che offuscano
l'immagine sonora

AUDIO IN AUTO



TECNICA: TEORIA E PRATICA DEI CONDIZIONATORI DI RETE

FAI DA TE: UN TRE VIE TRANSMISSION LINE

technimedia AUDIOREVIEW ANNO XIV - MAGGIO - N. 5/1994 - SPED. ABB. POST. 50% ROMA - MENSILE L. 8.000

Teoria dell'interazione debole

Un'ipotesi di lavoro finalizzata a valorizzare un patrimonio di osservazioni empiriche e a favorire la scoperta di nuovi risultati.

di Paolo Nuti

Dal 1983, in apertura della rubrica AUDIOCLUB, scriviamo: «L'esperienza di ascolto e le osservazioni empiriche sono spesso di prezioso ausilio nel risalire all'origine di fenomeni o aspetti della riproduzione del suono prima trascurati. In quest'ottica, le filosofie, le tendenze, e

gli apparecchi dell'Hi-End interessano, con il dovuto senso critico, tutti gli appassionati di alta fedeltà». La «teoria dell'interazione debole» ha l'ambizione di porsi come anello di congiunzione tra queste osservazioni e la loro traduzione in regole pratiche di scelta, coordinamento ed interconnessione dell'impianto.

Un primissimo accenno pubblico all'interazione debole è comparso su AUDIOREVIEW nel settembre 1993. A febbraio di quest'anno abbiamo scritto senza mezzi termini che alla base della teoria dell'interazione debole vi è l'ipotesi che «alterazioni anche deboli del segnale stereofonico possono essere interpretate all'ascolto in termini di alterazione dell'immagine sonora a condizione che siano correlate con il segnale musicale».

Un'affermazione banale, se vogliamo, ma che ha consentito di dare inizio ad un lavoro di riordino e graduale sistemizzazione di quel colossale e discusso patrimonio di osservazioni empiriche che ci viene dell'audio Hi-End. La teoria dell'Interazione debole nasce infatti con l'obiettivo di trasformare oltre dieci anni di ascolti in osservazioni, suggerimenti, procedure pratiche che completino la semplice valutazione delle caratteristiche sonore di questo o quel componente.

I retroscena

Il fatto che uno o due metri di cavo di rete «audiophile», posti a valle di centinaia e centinaia di metri linea elettrica connessa ad un trasformatore di distribuzione, a sua volta collegato con decine di chilometri di linea alla più vicina stazione di trasformazione, collegata con centinaia di chilometri di linea alla rete nazionale ed internazionale, potesse in qualche modo influenzare il suono di un impianto mi ha lasciato a lungo perplesso. Per non dire incredulo. Fino al giorno in cui, nel corso di

una visita ad una piccola e poco affollata mostra locale, Francesco Dente, direttore tecnico della MTD, mi ha garbatamente costretto a sedermi ed ascoltare.

Non era un ascolto in doppio ceco, non c'era programma normalizzato, né questionario, né analisi statistica dei risultati, ma la sottile, differenza di intelligibilità del tessuto musicale era tale da lasciare interdetto anche un laureato in ingegneria elettrotecnica, indirizzo impianti elettrici.

Più o meno nello stesso periodo a Salisburgo, fu possibile ascoltare per la prima volta il suono del MiniDisc. Gli stessi progettisti della Sony, occorre riconoscerlo, sono stati i primi a sottolineare che il MiniDisc è un sistema non audiophile che non punta ad uguagliare le prestazioni qualitative offerte dall'audio digitale a codifica lineare a 16 bit ma è piuttosto orientato ai sistemi portatili. Cionondimeno, molti dei presenti rimasero perplessi di fronte alla straordinaria «abilità» del MiniDisc nell'appiattire la scena sonora.

Come abbiamo sottolineato in varie occasioni, se si ascolta una incisione su CD caratterizzata da buona profondità dell'immagine e la sua copia su MiniDisc, per prima cosa si osserva che la codifica Atrac offre una elevata conformità timbrica della copia. Si percepisce però una sottile differenza che in tempi più o meno brevi si può descrivere come «appiattimento dell'immagine» ed in qualche circostanza «riduzione del riverbero».

«Alterazioni anche deboli del segnale stereofonico possono essere interpretate all'ascolto in termini di alterazione dell'immagine sonora a condizione che siano correlate con il segnale musicale»

Poiché la codifica Atrac (così come altri sistemi di codifica percettiva non lineare) interviene su segnali deboli e mascherati (25-40 dB al di sotto dell'informazione principale), dobbiamo in primo luogo dedurre che manipolazioni di livello e/o di tempo di segnali considerati inaudibili possono viceversa condurre ad alterazioni dell'informazione musicale percepibili in termini di alterazioni prospettiche della scena sonora, della stabilità delle sorgenti virtuali, della capacità dell'impianto di ricreare la sensazione di fisicità e concretezza degli strumenti, etc.

Se manipolando i segnali deboli a -25, -30 dB si altera addirittura il riverbero, è plausibile l'ipotesi che il livello dei segnali che definiscono le più sottili sfumature della scena sonora sia sostanzialmente minore. Pensiamo ai 40, ai 50, ai 60 dB al di sotto del segnale musicale. Un'ipotesi che merita certamente ulteriori verifiche teoriche e sperimentali, ma che è innanzitutto congrua con la classica definizione di tempo di riverbero secondo la quale (sia pure in assenza di altri segnali), l'inudibilità della coda sonora viene posta a -60 dB.

La seconda ipotesi alla base della teoria dell'interazione debole è che un segnale possa in qualche modo influire sulla percezione spaziale della scena sonora solo se è in qualche modo correlato al segnale acustico originale, che non è necessariamente solo quello musicale, ma comprende anche i colpi di tosse o altri eventi (p.e. passaggio di mezzi di trasporto). Qualunque altro segnale, scorrelato dall'evento originale e generato dalla catena di registrazione e riproduzione non ha rilevanza ai fini della ricostruzione percettuale della scena sonora e viene percepito in termini di rumore o disturbo.

In sintesi, la teoria dell'interazione debole consiste nell'ipotesizzare che «alterazioni anche deboli del segnale stereofonico possono essere interpretate all'ascolto in termini di alterazione dell'immagine sonora a condizione che siano correlate con il segnale musicale».

Perché una teoria

Cosa facciamo con questa teoria? Semplice andiamo alla ricerca di conferme e di

smentite. Esattamente come si fa in qualunque settore della moderna ricerca scientifica. Esclusa ormai da tempo la possibilità che un singolo ricercatore o gruppo di ricerca possa venire a capo di fenomeni particolarmente articolati e complessi, si formulano una serie di ipotesi di lavoro, dette teorie che devono giustificare la serie di osservazioni sino ad allora note. La teoria è utilissima perché consente di orientare la ricerca in una o più direzioni precise. I risultati delle ricerche vengono inquadrati nell'ambito della teoria e, se la contraddicono parzialmente, la teoria viene perfezionata quanto basta per accogliere le nuove evidenze sperimentali.

E se per caso si trovano dei fenomeni che contraddicono in pieno una certa teoria, la si butta alle ortiche e se ne propone una totalmente nuova.

Nel caso specifico abbiamo ritenuto che la sperimentazione involontariamente condotta con il MiniDisc fosse sufficiente a giustificare l'assunto che la cancellazione o l'arbitraria creazione di segnali deboli ma correlati a quello originale possono essere interpretate all'ascolto in termini di alterazione dell'immagine sonora ed abbiamo puntato l'attenzione su due immensi territori di indagine: la ricerca di segnali deboli alterati o cancellati (asimmetricamente per i due canali) dalle caratteristiche elettroacustiche del singolo componente e di segnali deboli in forma di «combinazione lineare del segnale dei due canali» generati dalle interazioni tra i numerosi componenti che compongono la catena di riproduzione del suono.

Alterazione dei segnali deboli

Per la verità, in questo momento siamo concentrati particolarmente sul secondo punto, anche se sono numerosi i casi di componenti che, a prescindere dal rumore, possono cancellare o modificare i segnali più deboli.

Quello più ovvio, nell'ambito analogico è la distorsione di incrocio. Nel caso del digitale le interazioni deboli sono poi all'ordine del giorno: come è noto, per evitare di toccare il tetto invalicabile dello 0 dB, le registrazioni digitali vengono fatte ad un livello dei forti posto tra -14 e -20. Per molti generi musicali anche moderni, il segnale non è sempre forte: un volume medio può essere 20 dB al di sotto dei forti e quindi a -35, -40 dB rispetto allo zero teorico. Se, per le considerazioni che abbiamo appena svolto, riteniamo importante prendere in

considerazione una corretta e bilanciata riproduzione di segnali deboli (40-60 dB al di sotto di quello principale) siamo quanto meno in piena zona di non linearità dei convertitori se non addirittura al di sotto della dinamica teorica di un sistema digitale a 16 bit.

Niente di più ragionevole quindi che la linearità di conversione ai bassi livelli abbia un ruolo fondamentale (ma non esclusivo) anche ai fini dell'immagine sonora percepita. E se la linearità dei due canali non è esattamente identica, niente di più facile che, oltre ad indurimenti o perdite di dettaglio, si producano anche alterazioni di immagine.

Sempre in ambito digitale ricordiamo la sperimentazione pratica svolta da Roberto Lucchesi a proposito del jitter (vedi AUDIOREVIEW n.131 che ha consentito di evidenziare tanto la correlazione delle componenti spettrali del jitter col segnale utile quanto la loro variabilità in funzione del tipo di connessione adottato tra meccanica e convertitore. Si dà il caso che il collegamento elettrico, preferito dalla maggioranza degli ascoltatori qualificati, sia anche quello che riduce il jitter. Quando si parla di jitter in un convertitore D/A, ci si riferisce a quello dell'«word clock», unico per i due canali e quindi soggetto a iniettare in ambedue i canali un disturbo debole funzione del segnale presente in ambedue i canali con, in più, la paradossale capacità di creare alterazione del segnale molto al di sotto della risoluzione teorica del sistema.

Generazione di segnali deboli

Come abbiamo premesso, in questo momento la nostra attenzione è concentrata soprattutto sulla generazione (indesiderata) di segnali deboli nell'ambito della catena nel suo insieme. La ricerca pratica, è infatti iniziata coll'obiettivo di individuare fenomeni che potessero in qualche modo offrire una spiegazione fisicamente plausibile alla apparentemente misteriosa influenza del cavo di rete.

Esclusa la magia, l'ipotesi di lavoro è stata quella di concentrare l'attenzione sulle interazioni a livello locale mediate dai cavi di rete. In altre parole che l'effetto del cavo non fosse quello di migliorare taumaturgicamente il segnale a 50 Hz proveniente dalla rete, ma di impedire che i vari apparecchi si disturbassero l'un l'altro. Un'ipotesi plausibile visto che da alcuni anni audiofili di varie parti del mondo hanno iniziato a vantare i benefici effetti dei condizionatori di rete, la cui funzione è, tra l'altro, anche questa.

Entrati in quest'ottica ci siamo posti il problema di come misurare eventuali disturbi inviati alla «ciabatta» attraverso il cavo di rete dai singoli apparecchi e la sensibilità di questi ai disturbi presenti sulla rete.

L'operazione è più complessa di quanto possa apparire, sia per il divario fra il segnale utile (i 220 volt di alimentazione) ed il disturbo che si vuole ricercare, sia perché, in assenza di una normativa procedurale, bisogna inventarne una che abbia un senso. L'idea di base è stata: partiamo dal



finale; ipotizziamo che a causa della inevitabile modulazione della corrente sulle barre di alimentazione il finale inietti sulla rete, attraverso le capacità parassite del trasformatore di alimentazione una certa dose di segnale audio; questo, attraverso il cavo ed il trasformatore di alimentazione si accoppia con il pre e gli altri componenti della catena; il pre è presumibilmente sensibile a tensioni di modo comune iniettate sull'alimentazione e quindi ci attendiamo un po' di segnale in uscita. Visto che gli ingressi del finale sono comunque connessi alle uscite del pre, stabiliamo di prendere come riferimento la massa di ingresso del finale e quella di uscita del pre, che per definizione sono interconnesse.

Detto fatto abbiamo steso la nostra rete... e ci siamo ritrovati in mano una serie di risultati molto più abbondante del previsto. Elenco i principali:

- sul cavo di alimentazione del finale è presente un segnale audio che può variare tra qualche unità e qualche centinaio di millivolt
- il pre è poco sensibile al segnale iniettato attraverso il cavo di rete
- in compenso, la sorgente sembra notevolmente più sensibile del pre ai segnali provenienti dalla rete
- in realtà la sorgente non è particolarmente sensibile di per sé, ma il segnale captato dal cavo di rete «cade» sull'impedenza di modo comune degli ingressi del pre sommandosi al segnale utile
- il fenomeno appena descritto è fortemente influenzato dalle caratteristiche di contatto dei connettori, in particolare della massa, nonché da quelle della connessione di schermo del cavo (cavo semibilanciato o bilanciato, caratteristiche della calza per il cavo sbilanciato)
- i fenomeni che generano un apprezzabile segnale audio tra la massa di ingresso del finale e la rete sono per lo meno quattro:
- accoppiamento del «ripple di segnale» presente sulle barre di alimentazione mediato dai diodi e dalla capacità del trasformatore di alimentazione
- caduta di corrente nel ritorno di massa dell'alimentazione
- campo magnetico generato all'interno ed all'esterno del finale dai cavi di connessione con gli altoparlanti
- irradiazione elettromagnetica dei cavi degli altoparlanti
- gli ultimi due fenomeni sono particolarmente rilevanti e sensibili alle caratteristiche elettriche e di posizione geometrica del cavo degli altoparlanti rispetto a quelli di rete e di segnale
- data la presenza di campi elettromagnetici e magnetici, il segnale viene captato da qualunque conduttore e spira presente
- i cavi di segnale che connettono due uscite con massa in comune a due ingressi con massa in comune (p.e. sorgente-pre e pre-finale) captano i campi magnetici in proporzione all'area della spira da essi de-

«L'esperienza di ascolto e le osservazioni empiriche sono spesso di prezioso ausilio nel risalire all'origine di fenomeni o aspetti della riproduzione del suono prima trascurati. In quest'ottica, le filosofie, le tendenze, e gli apparecchi dell'Hi-End interessano, con il dovuto senso critico, tutti gli appassionati di alta fedeltà»

**AUDIOCLUB, dicembre 1983
e mesi successivi**

scritta e producono una tensione di modo comune proporzionale all'impedenza di modo comune, quindi tornano in gioco le resistenze di contatto delle masse dei connettori dei cavi di segnale

- le tensioni di modo comune che si concatenano con i cavi di segnale diventano influenti se uscite ed ingressi sono bilanciati e interconnessi con cavi bilanciati
- se il cavo bilanciato ha il contatto di schermo del connettore connesso allo schermo (calza) del cavo, c'è il rischio che funzioni da sbilanciato (dipende da come sono realizzate le uscite e gli ingressi) e quindi il tutto torni ad essere sensibile ai campi magnetici dispersi
- i cavi degli altoparlanti devono passare il più lontano possibile da quelli di segnale e quelli di alimentazione
- ad ogni buon conto è opportuno che i cavi di interconnessione descrivano l'area più ridotta possibile per limitare al massimo la captazione di campi magnetici (non ci sono problemi di accoppiamento capacitivo perché le differenze di potenziale tra le masse sono minime)
- i cavi coassiali per gli altoparlanti non funzionano meglio come cavi, ma possono dare un beneficio incommensurabile in quegli impianti che, per altri difetti di mancata ottimizzazione del cablaggio di segnale, sono sensibili ai campi elettromagnetici.

Ciascuno dei punti elencati richiede e merita un'accurata analisi, perché quel che serve per un'accurata scelta dei componenti e messa a punto dell'impianto è prima di tutto capire quali sono i fenomeni in gioco. Altrimenti si rischia di intervenire per ottimizzare un aspetto delle interazioni deboli cui i diversi componenti dell'impianto sono soggetti, senza ottenere alcun beneficio solo perché altri difetti o pregi prevalgono su quello affrontato.

A titolo di esempio, se ci si ferma al rilevamento del disturbo di modo comune iniettato sulla rete dal finale, il piccolo finale Micromega che abbiamo impiegato (tra gli altri) nella sperimentazione pratica, appare particolarmente soggetto a questo problema; ma se si studia il suo inserimento nella catena, si scopre che, grazie all'ali-

mentazione duale ed alle masse completamente separate, è un componente particolarmente «furbo» sia sotto il profilo della insensibilità ai campi magnetici captati dai cavi di interconnessione (poiché le masse sono separate non c'è spira!) sia sotto quello dell'iniezione di segnale nella sorgente: la massa di rete è collegata esclusivamente al telaio che funge da schermo elettrostatico e quindi, se lo si utilizza con un pre con terra connessa a terra si minimizzano spontaneamente le interazioni con gli altri componenti.

Nell'articolo che segue, iniziamo la presentazione dei primi risultati. Nei mesi successivi pubblicheremo una serie di articoli tesi a chiarire sia i concetti di base, sia ulteriori risultati sperimentali.

Da aprile è entrato a far parte del nostro gruppo di lavoro Fabrizio Montanucci, un personaggio certamente noto alla maggioranza dei nostri lettori per l'eccellente lavoro svolto come direttore tecnico di Suono, una testata della quale mi onoro di essere a mia volta stato direttore tecnico fino all'aprile 1981. A Fabrizio Montanucci debbo esprimere tutto il mio apprezzamento per la rapidità con la quale ha saputo inserirsi nel lavoro in corso sulla interazione debole, svolgendo con tutto il necessario senso critico una parte sperimentale che si è dimostrata più concreta di qualsiasi ottimistica previsione.

Conclusioni

Alla prima verifica pratica, la teoria dell'interazione debole si è dimostrata incredibilmente feconda di risultati.

Sono in perfetto accordo con la teoria dell'interazione debole osservazioni storiche quali il fatto che i sistemi ad elevata separazione (per esempio totalmente doppio mono) siano caratterizzati da una superiore stabilità dell'immagine, o l'importanza, sempre sotto questo profilo, dei cavi o dei condizionatori di rete o delle connessioni bilanciate. Di fatto, la teoria dell'interazione debole offre giustificazioni più che plausibili a numerose altre osservazioni empiriche raccolte negli anni dagli audiofili e tra le quali citiamo: alta qualità dei finali doppio mono (massa di alimentazione separata per i due canali), dei pre e dei finali alimentati a batteria; elevate prestazioni di sistemi con uscite, ingressi ed interconnessioni bilanciate; rilevanza dei cavi di segnale ed in particolare della qualità dei connettori; potenziale utilità dei cavi di segnale semibilanciati; utilità dei condizionatori di rete, possibile rilevanza dei cavi di alimentazione.

Alcuni riti misterici precedentemente riservati a maghi e fattucchiere possono ora trovare una ragionevole interpretazione e divenire utili strumenti di scelta, perfezionamento e messa a punto dell'impianto alla portata di un numero notevolmente superiore di appassionati.

Interazioni deboli: esperienze sul campo

Diciamoci la verità: in fondo noi tecnoaudiofili non siamo abituati a pensare alla catena di riproduzione se non in termini di compartimenti stagni, in cui ogni componente è intrinsecamente caratterizzato da prestazioni sostanzialmente invariabili rispetto agli altri cui è collegato, a meno, tutt'al più, di eventuali alterazioni lineari legate alle impedenze affacciate e di altrettanto «banali» alterazioni non lineari prodotte, ad esempio, dal superamento dei limiti di corrente di un finale. È un difetto di approccio alla conoscenza connotato con la mentalità ingegneristica, che porta ad eliminare in prima istanza i fenomeni collaterali per poter disporre di un modello comportamentale maneggevole, e quindi semplice. Ma se entriamo nel campo dei «segnali deboli», operazione obbligata allo stato attuale della tecnologia e di grande interesse alla luce delle osservazioni più volte riportate in questa testata negli ultimi tempi, allora le prospettive cambiano radicalmente e ci si può accorgere (ma sarebbe forse meglio dire «ricordare») che ad esempio lo stesso sistema di collegamento tra i vari componenti presenta difetti strutturali, e che l'effetto di questi può essere anche preponderante rispetto alle altre cause di deterioramento del segnale presenti in tutti gli apparecchi. Quando poi si scopre che anche sull'alimentazione di rete possono essere iniettati, trasmessi e rivelati segnali, pur minimi, correlati direttamente (e per di più in modi talvolta né lineari né invariabili) con quello da riprodurre, allora l'orizzonte delle «interazioni deboli» si schiude ad una serie di considerazioni del tutto nuove in merito alle tecniche di ottimizzazione dell'impianto. Almeno per l'indagine quantitativa

di Fabrizio Montanucci

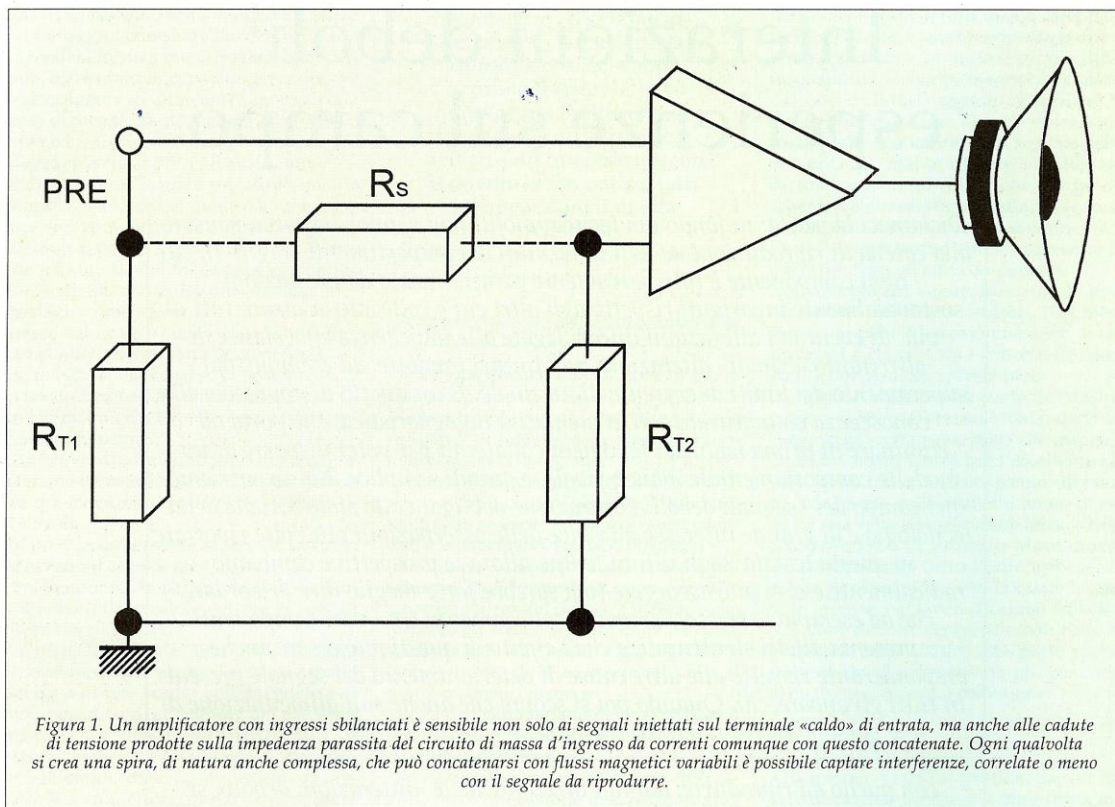
Scopo di questo articolo e di quelli che seguiranno è mettere in evidenza fenomeni di interazione debole tra i vari anelli della catena audio, fenomeni generati in primo luogo dalle elevate che circolano nel finale di potenza e nei componenti ad esso associati. Come accennato nel capitolo di apertura, l'ordine di grandezza relativo delle interferenze osservate è sempre piccolo ma, a prescindere dalla possibilità di percepire realmente singole modificazioni minime del segnale audio, occorre anche notare che la somma dei vari fenomeni presi in esame, in concomitanza magari ad apparecchiature particolarmente interferenti e/o interferibili, nonché l'attuazione inconsapevole di condizioni operative molto sfavorevoli (legate ad esempio alla posizione relativa dei cavi di potenza e di segnale), può produrre degradazioni non di poco conto (sempre in senso relativo, s'intende) delle prestazioni finali. La separazione

complessiva della catena può ad esempio ridursi di svariate decine di deciBel.

In questa prima fase prenderemo in esame alcune forme di interferenza che risultano assai perniciose soprattutto con componenti collegati in modo sbilanciato (a tutt'oggi i più comuni, anche in ambito Hi End), riservandoci di ampliare in seguito il discorso a quelli bilanciati ed alle eventuali distinzioni tra bilanciamenti elettronici e bilanciamenti con trasformatore (trasformatore).

Anticipando parte delle conclusioni, si può in generale affermare che volendo salvaguardare al massimo le prestazioni potenziali dei singoli apparecchi non è più lecito trascurare nulla, non la presenza di campi di induzione magnetica correlati alla corrente del segnale riprodotto, non i campi elettromagnetici, e nemmeno la geometria costruttiva dei cavi di connessione.

Un'ultima premessa: il lavoro qui presentato ha valore prevalentemente euristico,



ossia "teso a favorire la scoperta di nuovi risultati", pertanto i risultati sono stati ottenuti in condizioni che non pretendono di essere ripetibili in termini quantitativi (non foss'altro perché la disposizione relativa degli elementi in gioco assumeva un ruolo assolutamente critico). L'intento è infatti soprattutto quello di mostrare l'effettiva esistenza dei fenomeni.

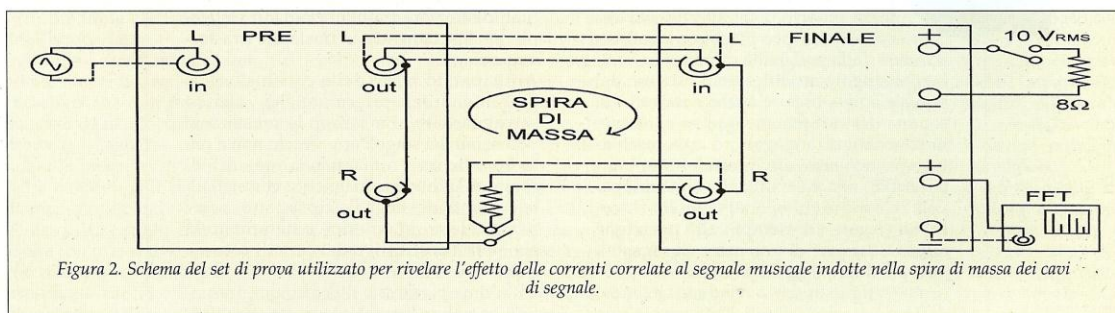
Segnali iniettati sui percorsi di massa

Prima di andare avanti è bene avere

chiaro il concetto di segnali applicati non ai terminali «natural» (o «caldi») dei circuiti di ingresso, ma bensì sui percorsi di massa, anche se l'argomento è stato puntualmente trattato più volte su questa rivista (es.: AR 44, pag. 87). In pratica, con riferimento allo schema di figura 1, quando disegniamo lo schema di un amplificatore con ingresso sbilanciato commettiamo sempre un errore concettuale importante: quello di supporre che il potenziale di massa sia costantemente ed ovunque nullo, ovvero che i conduttori utilizzati per distribuire

tale riferimento ai vari punti del circuito che lo utilizzano siano caratterizzati da un'impedenza perfettamente pari a zero. Il che, finché non saranno disponibili i superconduttori a temperatura ambiente, non può ovviamente essere!

Di conseguenza, ogni qualvolta una corrente attraversa quelle piste di massa che determinano il potenziale di riferimento dei due lati del circuito d'ingresso di un qualunque amplificatore, una tensione si presenta ai capi di questa resistenza e viene quindi amplificata come qualunque altro segnale «vero». Tali cor-



renti possono avere due origini principali: provenire direttamente dallo stadio di uscita, in ragione di layout non impeccabili (non per nulla i circuiti di massa normalmente considerati sono almeno due: quella d'ingresso e quella di potenza), oppure essere indotte in spire chiuse da flussi magnetici variabili concatenati con esse. Ed in un impianto hi-fi di spire di area più o meno ampia e di impedenza più o meno ampia possono esservene più d'una.

Spire di massa con i cavi di segnale

Uno dei motivi per cui una (giustamente) celeberrima rivista italiana di elettronica è stata spesso criticata dai puristi dell'audio, consisteva nell'abitudine dei suoi progettisti di riempire le parti esterne dei circuiti stampati con aree ininterrotte di massa; una pratica attuata un po' forse per migliorare la schermatura elettrostatica e/o forse anche perché in tal modo i bagni corrosivi durano più a lungo. «Ma non sanno che in questo modo creano un anello in grado di rivelare ron-

zio?», era più o meno l'obiezione. In pochi tuttavia sembrano essersi mai accorti che la stessa natura dei collegamenti sbilanciati produce anelli di massa, ogni qual volta due componenti, dotati di masse elettriche comuni per i due canali (quasi la totalità di quelli in giro) vengono connessi: e le spire che ne conseguono descrivono ben altra superficie ed hanno ben superiore resistenza rispetto a quelle assai basse di un piccolo circuito stampato. Per evidenziare cosa succede quando questo anello viene chiuso abbiamo approntato il set schematizzato in figura 2, in cui vengono utilizzati un pre (Parasound P/LD 1500) ed un finale (Threshold T-100) entrambi dotati di terra di rete connessa al telaio ed alla massa elettrica (nel pre non direttamente ma attraverso 300 μ F), ma alimentati tramite cordoni a due soli fili (onde interrompere quel loop). Il test consiste nel verificare cosa esce dal canale destro del finale eccitando il canale sinistro dal pre, in modo da erogare 10 Vrms a circa 19 kHz su un carico di 8 ohm resistivo connesso al finale con due spezzoni da 80 cm circa di cavo da 2,5 mmq intrecciati in modo

“rustico”. L'ingresso del canale interferito è connesso ad un cavo di segnale (Signet SK402) identico a quello del canale eccitato e terminato dal lato pre con una resistenza da 90 ohm, la stessa impedenza di uscita del pre, inserita in un pin femmina blindato e la spira viene creata o distrutta congiungendo o separando tale pin dalla massa del pin dell'uscita destra del pre.

Il tutto allo scopo di disporre di una misura indipendente dalla separazione dei canali del pre, che in questo caso è assai inferiore a quella propria del finale e quindi limita la dinamica osservabile. In figura 3a compare il segnale residuo a spira aperta, pari a -83.9 dBV (-86.9 dB-Vrms, ovvero 45 microvolt). In figura 3b la spira dei cavi di segnale è stata chiusa, intrecciata e posta a pochi cm dai cavi di potenza, cercando di simulare una situazione tipo di un impianto non «tirato via» in fase di installazione, fatta salva la (favorevole) brevità e singolarità del cavo di potenza: l'interferenza sale di 12 dB ed aumenta sensibilmente anche il rumore a bassa frequenza, facilmente spiegabile per l'immane presenza di

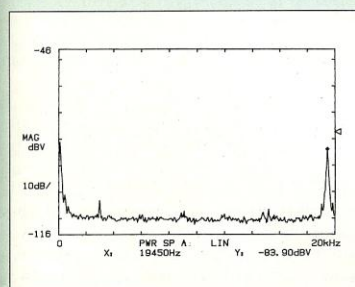


Figura 3a. Finale Threshold T-100, segnale uscente dal canale destro quando il sinistro eroga 10 Vrms su 8 ohm. Ingresso canale destro chiuso su 600 ohm, spira di massa dei cavi di segnale aperta.

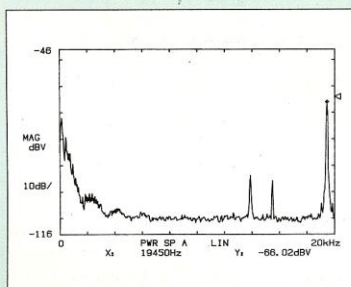


Figura 3c. Threshold T-100, come figura 3b ma con spira di massa dei cavi di segnale allargata. L'interferenza sale di altri 6 dB.

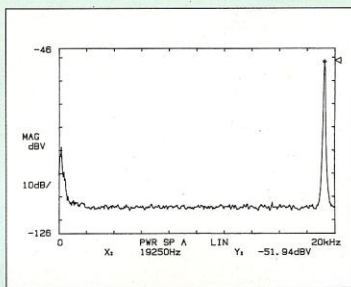


Figura 3e. Segnale uscente dal canale destro del pre Parasound P/LD 1500 nelle condizioni di figura 3d.

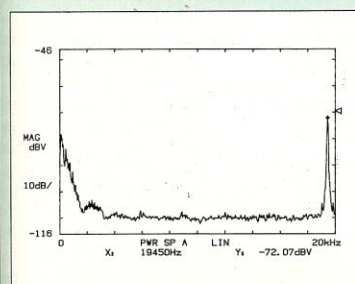


Figura 3b. Threshold T-100, come figura 3a ma con spira di massa dei cavi di segnale chiusa ed intrecciata e con carico d'ingresso del canale destro pari a 90 ohm. L'interferenza sale di 12 dB.

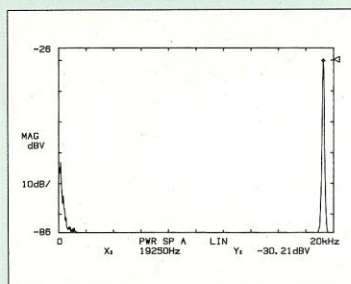


Figura 3d. Threshold T-100, come figura 3b ma con spira di massa dei cavi di segnale concatenata e prossima a quella di potenza ed ingresso destro finale collegato interamente (ambo i terminali) all'uscita destra del pre Parasound P/LD 1500. La separazione totale scende a 50 dB.

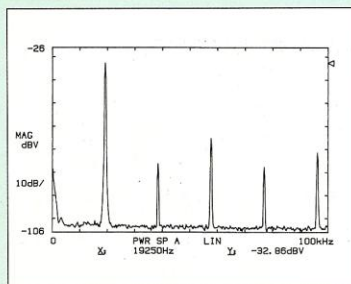
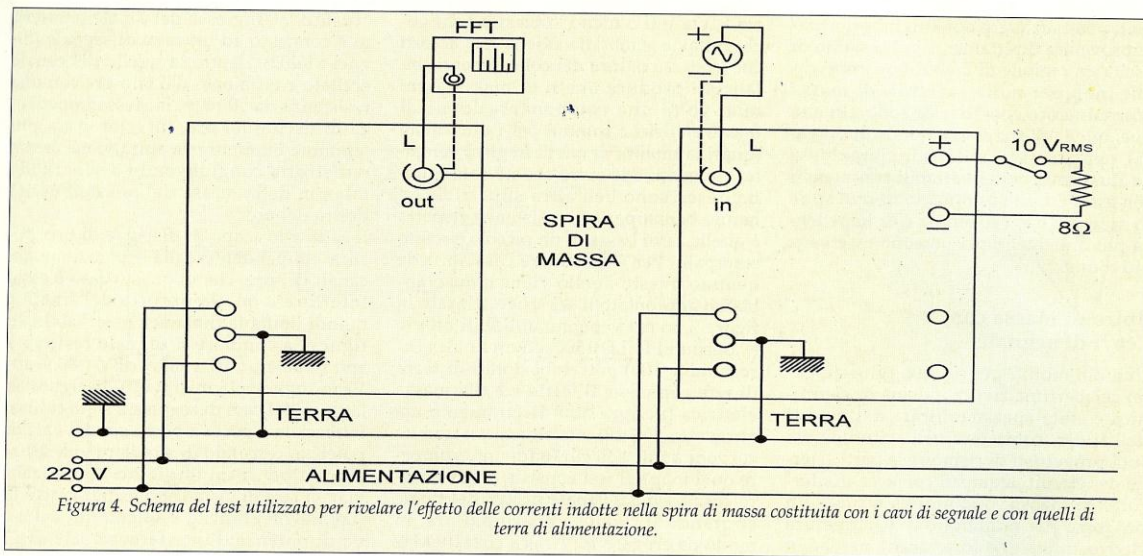


Figura 3f. Come figura 3d ma con carico del canale sinistro del finale reso non lineare dalla serializzazione di due diodi in antiparallelo. Notare le armoniche proposte dalla corrente non lineare.



flussi dispersi a frequenza di rete e sue armoniche. In figura 3c i cavi sono stati separati ed allargati, e ciò ha prodotto una ulteriore crescita di 6 dB del segnale indesiderato associata ad una anche su-

periore salita del rumore alle basse; inoltre sono comparse due righe spurie, dovute ai relativi campi elettrici e/o magnetici generati dalle apparecchiature di misura. In figura 3d osserviamo invece

qualcosa di assai prossimo all'apice dell'abiezione audiofila, o forse no, visto che comunque abbiamo utilizzato cavi di qualità e con bassa impedenza di calza: spira dei cavi di segnale concatenata con quella di potenza, cavi di segnale e di potenza vicini e paralleli per alcuni cm.

In quest'ultima disposizione, che fa scendere la separazione da oltre 100 a poco più di 50 dB, l'uscita destra del pre è interamente collegata normalmente (massa+segnale) all'ingresso destro del finale e ciò, poiché la corrente indotta produce nel pre un segnale di modo comune in parziale opposizione di fase con quello equivalente prodotto nel finale, porta ad un'attenuazione di circa 3 dB rispetto a quello che sarebbe stato il segnale di uscita dal finale nelle condizioni di prova precedenti. Quel che esce dal pre in tale circostanza è visibile in figura 3e: la separazione locale (visto che quella complessiva dipende poi dall'accoppiamento con l'interferenza rivelata dal finale) peggiora di oltre 30 deciBel.

Da notare che abbiamo fatto riferimento solo al parametro separazione tra i canali, in quanto più facilmente identificabile e rappresentabile, ma poiché l'impedenza di un altoparlante (specie se dinamico) è non lineare e non costante rispetto alla frequenza, ne consegue che l'interferenza presenterà in genere sia distorsioni non lineari (armoniche ed intermodulazione) che lineari (ampiezza rispetto alla frequenza). Lo spettro di figura 3f, di banda estesa fino a 100 kHz per poter osservare le armoniche, mostra lo stesso situazione di figura 3d, salvo che il carico di uscita è stato reso non lineare mettendogli in serie due diodi in antiparalelo.

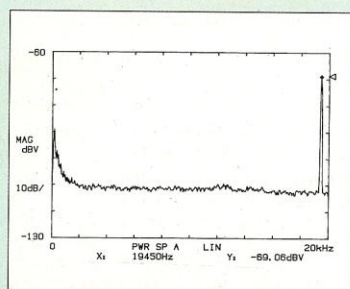


Figura 5a. Pre Parasound P/LD 1500, segnale uscente dal canale sinistro nell'assetto di prova di figura 4 quando il carico del finale è connesso e la spira con le terre di rete è chiusa.

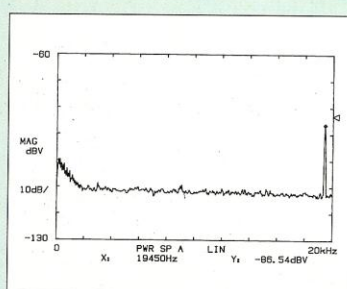


Figura 5b. Come figura 5a, ma con la spira delle terre di rete aperta. L'interferenza scende di oltre 16 dB.

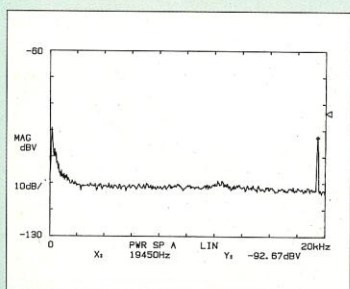


Figura 5c. Come figura 5a, ma con carico sconnesso.

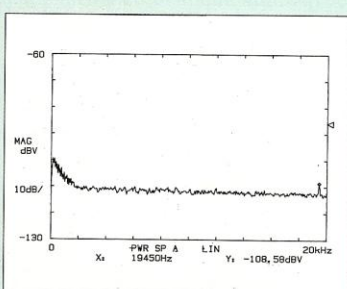


Figura 5d. Come figura 5b, ma con carico sconnesso.

Spire di massa con i cavi di alimentazione

Se nell'assetto di prova del paragrafo precedente sostituiamo i cavi di rete con altri dotati di collegamento di terra creiamo, data la solidarietà elettrica delle masse elettriche e di terra di alimentazione di quegli apparecchi, un'ulteriore spira a bassa impedenza (pur non così bassa quanto prima) e di vasta superficie. Poiché l'entità dei fenomeni è in questo caso minore, bisogna ricorrere ad una configurazione maggiormente sensibile rispetto a prima (figura 4), ovvero

1) Canale sinistro del finale erogante 10 Vrms a 19450 Hz, eccitato direttamente da un generatore e non tramite il pre.

2) Massa del pin di uscita del pre connessa con un breve tratto di filo alla massa del pin di ingresso del finale, onde chiudere la spira.

3) Segnale prelevato dall'uscita del pre, ponendo il controllo di volume al massimo.

In figura 5a compare lo spettro del segnale di uscita quando il carico del finale (8 ohm) è collegato. L'interferenza raggiunge il valore massimo (250 μ V) e si colloca circa 64 dB (0.063%) al di sotto del segnale utile (il guadagno del finale è infatti 27 dB). Il volume ruotato al massimo enfatizza naturalmente il fenomeno e tuttavia, poiché la corrente di disturbo non interessa solo i percorsi di massa degli stadi precedenti quello di volume ma pure quelli successivi, l'attenuazione del segnale spurio è sempre minore di quella introdotta dal volume. Aprendo la spira (ovvero cambiando un cavo di rete con uno privo di terra) il segnale si attenua di oltre 17 dB (figura 5b). In figura 5c (spira chiusa) e figura 5d (spira aperta) compaiono spettri equivalenti a quelli precedenti, ma rilevati dopo il distacco del carico esterno: l'interferenza non si annulla del tutto come di primo acchito ci si poteva attendere. Il probabile motivo risiede da un lato nella persistenza di una certa corrente legata alla rete stabilizzatrice di uscita presente in quasi tutti i finali (rete di Zobel), dall'altro in fenomeni secondari di emissione elettromagnetica.

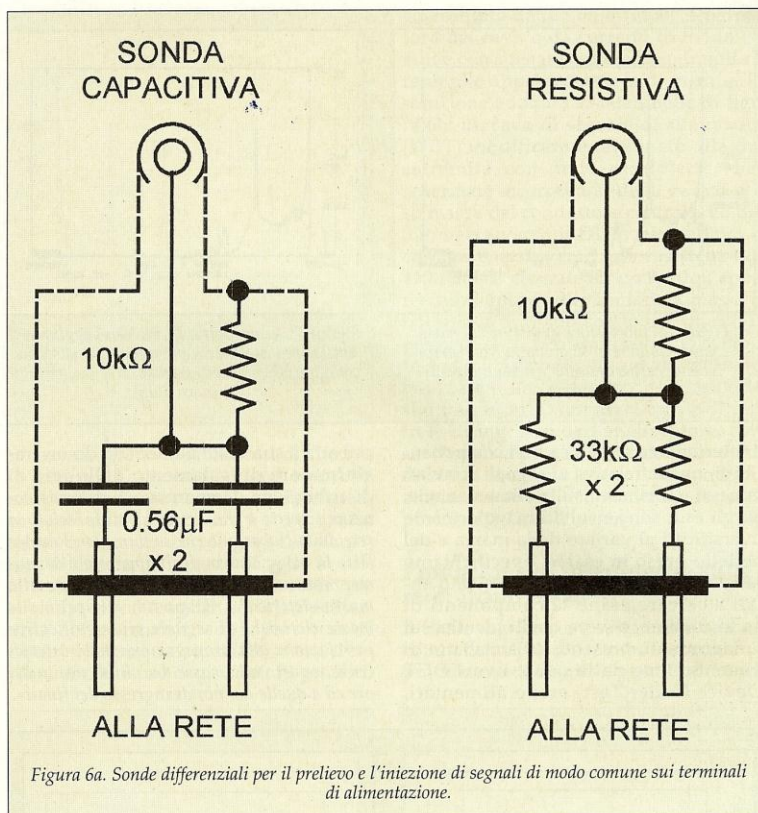


Figura 6a. Sonde differenziali per il prelievo e l'iniezione di segnali di modo comune sui terminali di alimentazione.

La geometria dei cavi

«E già, stai a vedere adesso che i cavi suonano in una certa maniera anche perché hanno una forma anziché un'altra...». Beh, le cose non stanno proprio in questo modo, ma di fatto la vecchia regola di intrecciare i cavi di potenza per minimizzare il flusso magnetico disperso (i contrapposti campi che vengono generati tendono ad essere coassiali e complanari, e quindi ad annullarsi) non rappresenta una soluzione globale per i problemi pratici. Ad esempio il cavo effettivamente coassiale, il quale, come vedremo tra poco, presenta anche il vantaggio di essere dotato di

schermo e di poter quindi abbattere le emissioni elettromagnetiche. In tutte le esperienze da noi condotte, il cavo coassiale è stato l'unico a garantire interferenze magnetiche ridottissime ed indipendenti dalla posizione relativa rispetto ai cavi di segnale, sebbene il confronto sia stato fatto solo con un cavo bifilare attorcigliato artigianalmente.

Immissione di disturbi sulla rete: l'obiettivo della ricerca

E veniamo alla casistica più interessante, perché nuova, raccolta in questa sessione di esperienze centrata sui meccanismi

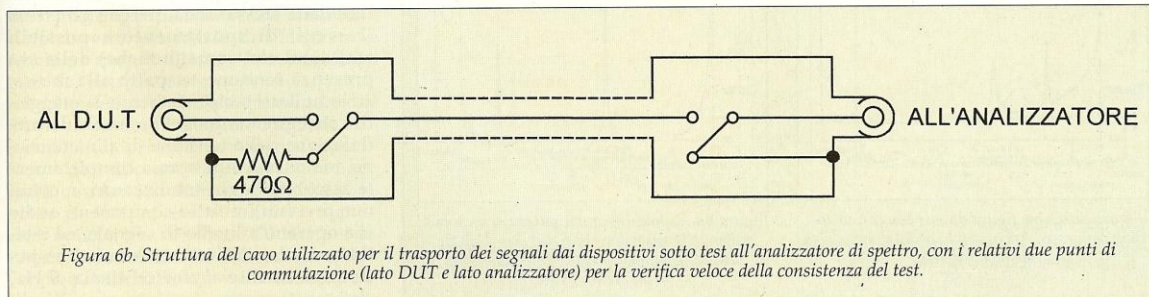


Figura 6b. Struttura del cavo utilizzato per il trasporto dei segnali dai dispositivi sotto test all'analizzatore di spettro, con i relativi due punti di commutazione (lato DUT e lato analizzatore) per la verifica veloce della consistenza del test.

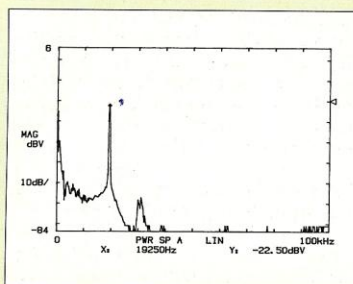


Figura 7a. Immissione di disturbi di modo comune sulla rete: Micromega Microamp. Nessun carico di uscita e nessun cavo di potenza.

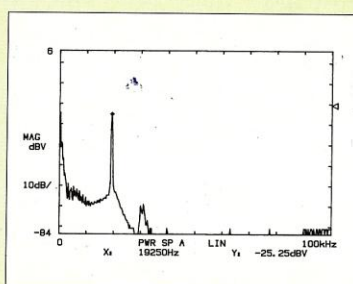


Figura 7b. Come figura 7a, ma con l'aggiunta di due lastre metalliche sopra e sotto l'apparecchio collegate alla massa di segnale. Il segnale scende di quasi 3 dB.

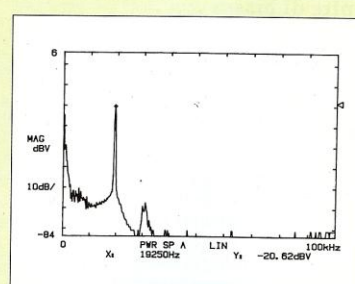


Figura 7c. Come figura 7a, ma con l'aggiunta di meno d'un metro di cavo non schermato sull'uscita del canale eccitato. L'interferenza sale di 2 dB.

di interferenza reciproca tra i componenti hi-fi, quella relativa ai segnali correlati immessi e trasmessi sulla alimentazione; qui gli esiti sono risultati maggiormente diversificati al variare della marca e del modello preso in esame. Specifichiamo innanzitutto che i segnali che siamo andati a cercare erano le componenti di modo comune, ovvero quelli identici sui due terminali, presenti sulla ciabatta di alimentazione dalla quale i vari DUT (Device Under Test) erano alimentati,

ciabatta a sua volta alimentata da un trasformatore di isolamento dalla rete di distribuzione. Domanda: «E di modo comune rispetto a che, visto che avete isolato la rete dalla ciabatta, e che se pure non l'aveste fatto la maggioranza degli apparecchi consumer non usa collegare la terra di rete alla massa elettrica?». Risposta: «Rispetto alle masse elettriche di segnale più significative in relazione alla propagazione delle interferenze, ovvero alle masse dei pin di uscita dei pre ed a quelle dei pin di ingresso dei finali».

Controdomanda: «Ma nelle condizioni che avete attuato le masse elettriche degli amplificatori non sono galvanicamente isolate dai terminali di rete? Come è possibile definire dei segnali di modo comune e dei segnali differenziali tra i due terminali di alimentazione e tali masse?».

Controrisposta: «Certo che c'è l'isolamento galvanico, ma i segnali che siamo andati a cercare non erano naturalmente in DC, pertanto le piccole capacità distribuite parassite del trasformatore di alimentazione rispetto al telaio e/o alla massa elettrica producevano un effetto di bilanciamento dei terminali di alimentazione». In realtà però raggiungere una piena e stabile (rispetto alla frequenza) simmetria comportamentale con siffatte cause scatenanti è quasi utopia, per cui i segnali «comuni» osservati negli spettri che riportiamo potevano in realtà essere almeno parzialmente bilanciati (così è ad esempio per i «click» prodotti dalla carica dei condensatori nei finali). Altra e giustificatissima domanda che il lettore potrebbe porci riguarda poi il perché siamo andati a cercare sulla rete i segnali di modo comune e non quelli differenziali, che sono ovviamente i più «grossi» (un picco di assorbimento di un finale può provocare cali istantanei di tensione di svariate unità percentuali) e quindi apparentemente influenti. In realtà un segnale realmente bilanciato iniettato sulla rete difficilmente può influenzare altre apparecchiature alimentate dalla stessa linea, perché gli effetti (correnti di spostamento e possibili emissioni elettromagnetiche) della sua presenza tendono, rispetto alla massa, ad annullarsi reciprocamente; la maggiore conseguenza parrebbe essere la modulazione della tensione di alimentazione, ma questa è di norma completamente assorbita dagli stabilizzatori in continua presenti in tutti i componenti audio che operano a livello di segnale, ed inoltre la modestissima estensione di risposta (tipicamente alcune centinaia di Hz) che caratterizza i trasformatori di ali-

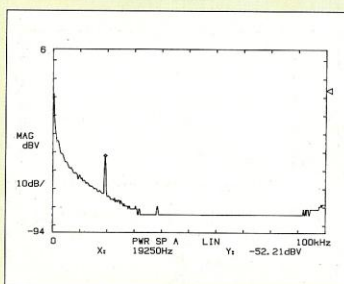


Figura 8a. Immissione di disturbi di modo comune sulla rete: Threshold T-100. Nessun carico di uscita e nessun cavo di potenza.

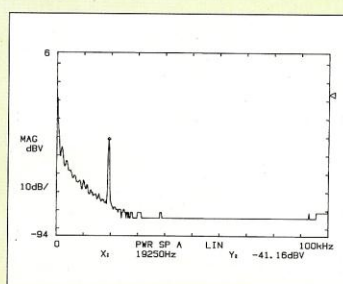


Figura 8b. Come figura 8a, ma con l'aggiunta di meno d'un metro di cavo non schermato sull'uscita del canale eccitato. L'interferenza sale di 11 dB.

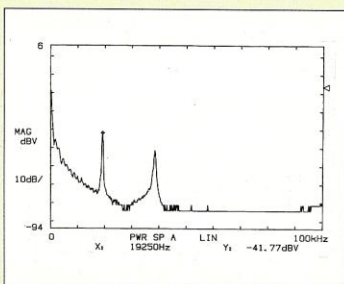


Figura 8c. Come figura 8b, ma con carico da 4 ohm connesso. Anche qui la distorsione pari fa la sua comparsa.

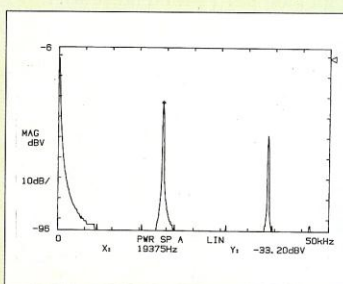


Figura 8d. Ripple di segnale sui condensatori di filtro nella situazione di figura 8c. Il livello della II armonica è molto simile a quello osservato in 8c.

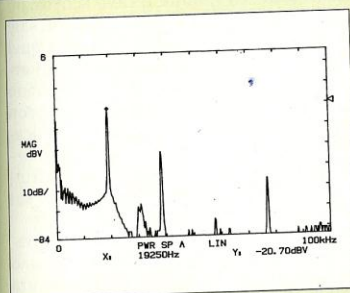


Figura 7d. Come figura 7c, ma con carico da 8 ohm connesso. Notare la immissione di forti armoniche pari.

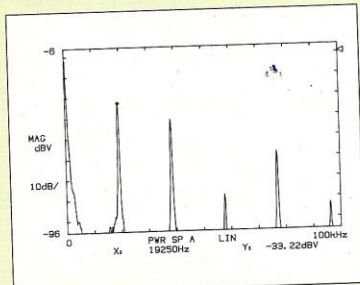


Figura 7e. Ripple di segnale sui condensatori di filtro nella situazione di figura 7d. Il livello delle armoniche è quasi lo stesso osservato in 7d.

mentazione limita ulteriormente la trasmissibilità degli effetti.

I segnali di modo comune possono invece «bucare» le capacità parassite e creare, ad alta frequenza, delle spire non trascurabili ove la corrente passa e produce cadute di tensione che si sommano vettorialmente al segnale utile; inoltre possono anche irradiarsi tramite cavi non schermati.

Il problema della sonda

Andare a cercare sulla rete segnali di modo comune correlati con quello audio significa dover discriminare tensioni che vanno dal millivolt ad alcune frazioni di volt (almeno per la casistica raccolta finora) all'interno di un segnale differenziale di 220 volt efficaci, il che imporrebbe una dinamica di misura di oltre 100 dB (!), e se poi ci divertiamo a calcolare le potenze associate ai generatori equivalenti troviamo che la distanza tra i segnali da trascurare e quelli da misurare è superiore a 120 dB (!!). Siccome ancora non esiste un analizzatore di tali prestazioni, che equivarrebbe ad un ecoscandaglio capace di discriminare una pallina da ping pong nella fossa delle Marianne, appare evidente che per poter «vedere» qualcosa occorre reiettare la tensione di rete, aiutati in questo dalla bassa frequenza di questa e soprattutto dal fatto che per i nostri scopi si tratta di un segnale approssimativamente bilanciato rispetto alla massa di riferimento. Abbiamo quindi allestito le sonde di figura 6a, entrambe simmetriche rispetto ad un ipotetico centrale e quindi teoricamente in grado di abbattere i segnali differenziali: la prima è puramente capacitiva, e quindi consente di prelevare i segnali con la loro reale impedenza sorgente (se di frequenza sufficientemente alta) nonché di attenuare i 50 Hz (per la presenza del carico da 10 kohm), ma dovendo parallelizzarla a delle induttanze (i trasformatori) si ottiene un circuito ri-

sonante in grado in taluni casi di alterare le letture, la seconda è meno sensibile ma perfettamente neutrale. L'altro grosso problema da risolvere è stato quello relativo al modo di collegare l'analizzatore di misura all'oggetto di volta in volta testato, perché andando ad osservare sugli apparecchi segnali correlati dell'ordine dei microvolt, ed in presenza di campi comunque correlati, c'era il rischio di osservare degli artefatti prodotti

ad esempio dalla non ottimale schermatura dei cavi, o da correnti di modo comune concatenate (ad esempio tramite la rete) alle apparecchiature di misura. La soluzione adottata è stata quella di figura 6b: un cavo di segnale di alta qualità (WBT) modificato e terminato alle due estremità con delle «scatolette» ben schermate incorporanti degli switch verso massa del conduttore centrale. La prima, usata verso il DUT, permetteva di collegare, attraverso una resistenza da 470 ohm, il centrale all'uscita dell'apparecchio oppure alla vicinissima massa di riferimento; il suo scopo era quello di permettere di verificare con una semplice commutazione se il segnale osservato era reale o un «artefatto». La seconda, shuntando brutalmente a massa il centrale di ingresso dell'analizzatore, consentiva di capire se l'eventuale segnale artefatto si creava lungo il cavo oppure all'interno stesso dell'analizzatore, onde poterne risalire all'origine.

Produzione di interferenze sulla rete: alcuni finali

Il finale di potenza è certamente uno dei componenti più sospettabile in quanto a produzione di disturbi, perché opera con

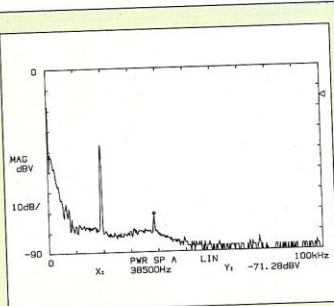


Figura 9a. Immissione di disturbi di modo comune sulla rete: Proton AA-2080. Carico 8 ohm, sonda resistiva, ultimi 4 millisecondi del ciclo di carica (diodi di raddrizzamento polarizzati inversamente).

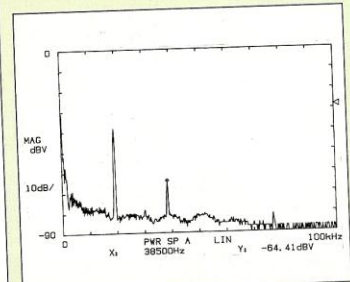


Figura 9b. Come figura 9a, ma primi 4 millisecondi del ciclo di carica (diodi di raddrizzamento in conduzione).

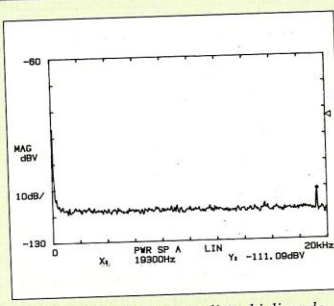


Figura 10a. Captazione disturbi di modo comune dalla rete: pre Harman Kardon AP-2500, con volume al massimo ed ingresso CD chiuso su 600 ohm. F.E.M. iniettata sulla rete 3.5 Vrms.

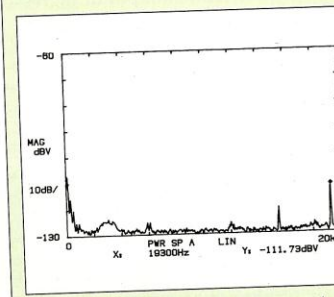


Figura 10b. Come figura 10a, ma con volume a zero. L'interferenza permane, quasi inalterata.

correnti elevate, e quindi produce campi magnetici ed elettromagnetici associati al segnale, con tensioni elevate, e può pertanto fungere da "trasmettitore" dei segnali, ed infine perché i suoi grossi trasformatori di alimentazione presentano necessariamente le capacità parassite maggiori. Dai nostri test risulta che mai sospetti avrebbero potuto essere più fondati.

Gli spettrogrammi di figura 7 sono relativi al più «pestifero» (tutto è relativo, naturalmente) dei finali esaminati, l'originalissimo Micromega Microamp, un apparecchio che a dispetto delle dimensioni incorpora soluzioni tecniche tutt'altro che «striminzite» ed è uno dei pochi ad essere dotato non solo di alimentazione separata per i due canali, ma anche di separazione galvanica delle masse (caratteristica che, alla luce delle

la che competerebbe ai 620 pF di capacità misurata tra l'alimentazione e la massa di segnale). In figura 7b sono state aggiunte sopra e sotto l'apparecchio, che non usa coperchi di chiusura metallici ma lastre di plexiglass, due superfici metalliche collegate alla massa di segnale: l'interferenza si attenua di 3 dB, indicando che essa è almeno in parte irradiata elettromagneticamente all'esterno dell'apparecchio.

L'ipotesi pare ulteriormente confermata dalla figura 7c, ove le lastre sono state tolte ed è stato aggiunto meno di un metro di cavo di potenza coassiale, con lo schermo collegato al terminale «caldo» di uscita: rispetto a 7a il livello sale di 2 dB, mentre rimane inalterato se il cavo di potenza viene invertito (ovvero se la calza metallica può effettivamente operare da schermo). Se il carico viene inse-

rito (figura 7d) tramite il cavo schermato correttamente connesso, il segnale sale sin quasi al livello del caso 7b, ma quel che più conta è che compaiono forti armoniche pari del segnale, che non sono certo correlate né con la tensione né con la corrente di uscita (entrambe praticamente indistorte), ma lo sono molto bene, anche in valore assoluto, con la struttura del ripple di segnale rilevabile sui condensatori di filtro (figura 7e).

Risultati qualitativamente simili, ma traslati di circa 20 dB più in basso, vengono dal Threshold T-100, la cui schermatura elettrostatica interna era tuttavia molto migliore visto che privandolo (figura 8a) o dotandolo (figura 8b) del semplice cavo di potenza (sempre il coassiale, ma con schermo sul lato caldo dell'uscita) il segnale di modo comune sulla rete aumentava di ben 11 dB.

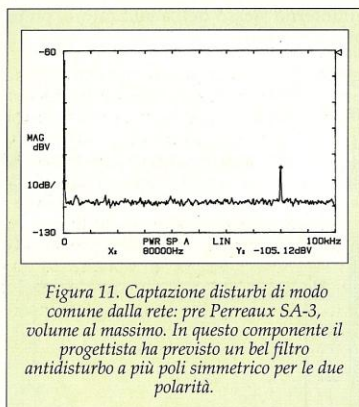
Anche in questo caso l'applicazione di un carico (figura 8c) determinava la comparsa di armoniche perfettamente congrue con il ripple di segnale rilevabile sui condensatori di livellamento (figura 8d).

Il caso più interessante ha comunque riguardato il Proton AA-2080, un componente dotato di alimentazioni completamente separate per i due canali ma anche di trasformatori dalla resistenza interna piuttosto elevata, tale da portare il duty cycle di carica (rapporto tra il tempo di chiusura dei diodi di raddrizzamento ed i 10 mS del ciclo di carica) sopra i 3 millisecondi (sempre facendo erogare i soliti 10 Vrms su 8 ohm). Quando i diodi di raddrizzamento si chiudono, l'alimentazione fornita agli stadi di potenza «vede» direttamente il secondario del trasformatore ed è quindi lecito attendersi che i disturbi trasmessi sulla rete si modifichino quantitativamente e qualitativamente.

Il che è esattamente quanto risulta dagli spettri di figure 9a e 9b, relativi rispettivamente al periodo in cui i diodi sono aperti e chiusi: oltre alla piccola differenza di livello sulla fondamentale, quel che sale nettamente (oltre 7 dB) con i diodi in conduzione è la seconda armonica del segnale di prova, anche qui associabile solo al ripple di segnale sui condensatori di filtro; con il Proton è stato necessario utilizzare la sonda resistiva, per problemi di risonanze.

Captazione di interferenze dalla rete: alcuni pre

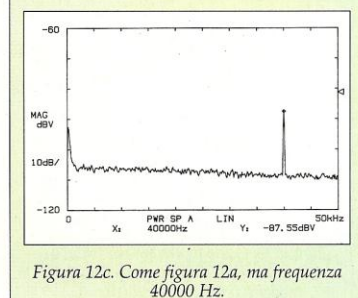
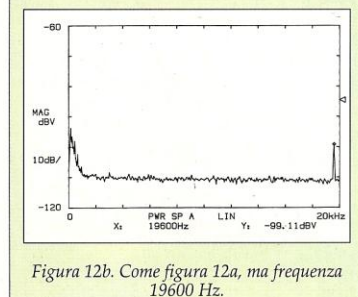
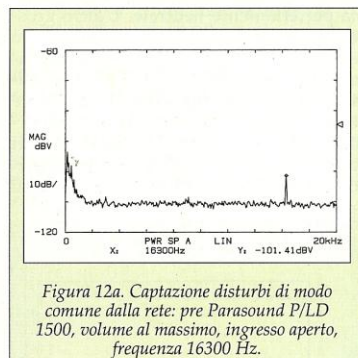
Rimandando ad un prossimo articolo una disamina più estesa del complesso fenomeno delle interferenze multiple che possono instaurarsi in un impianto completo, accenniamo qui almeno alla sensibilità ai segnali iniettati sulla rete osservata in alcuni preamplificatori. Per il solito problema della risoluzione della

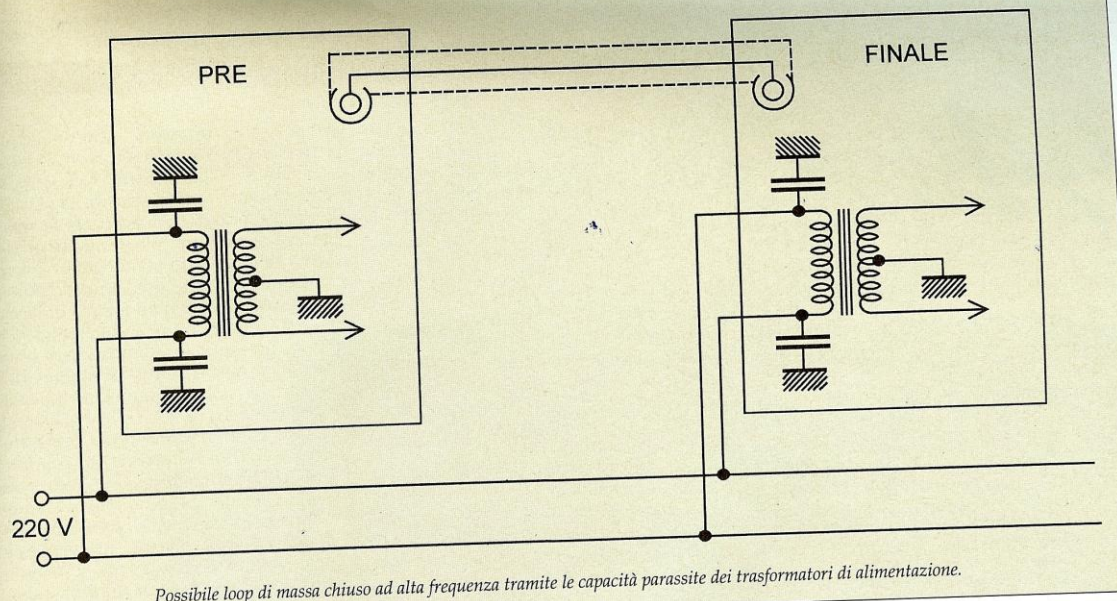


risultanze del primo paragrafo, tutti i componenti audio dovrebbero possedere). Le condizioni dei test, comuni agli altri finali riportati, sono le seguenti:

- 1) Tensione di uscita: 10 Vrms a poco più di 19 kHz.
- 2) Canali alimentati: solo sinistro.
- 3) Sonda di prelievo: capacitiva (salvo eccezioni specificate).
- 4) Massa di riferimento: pin di ingresso del finale.
- 5) Cavo di rete: 1.5 metri non schermato.
- 6) Ciabatta di rete: autocostruita a 5 prese, non schermata e collegata mediante 50 cm di cavo al trasformatore di isolamento.
- 7) Trasformatore di isolamento: da 200 VA, rapporto di trasformazione unitario, capacità tra gli avvolgimenti 190 pF circa.

Lo spettro di figura 7a è relativo non solo all'assenza del carico, ma anche a quella del cavo di potenza, e rivela un segnale residuo di 53 millivolt che equivale, nelle condizioni di misura, ad una F.E.M. di circa 70 mV per un'impedenza interna di 3.5 kohm (ben minore di quel-





Possibile loop di massa chiuso ad alta frequenza tramite le capacità parassite dei trasformatori di alimentazione.

strumentazione rispetto alla entità davvero minima dei fenomeni, abbiamo dovuto «amplificare» di molto le interferenze, iniettandole direttamente con un generatore collegato tra il pin di massa di uscita del pre (la massa più elettricamente vicina a quella usata come riferimento per rivelare le interferenze generate dai finali) e la rete, tramite la sonda capacitiva.

Le condizioni di misura sono in questo caso le seguenti:

- 1) Tensione iniettata sulla rete: 3.5 Vrms, impedenza sorgente 600 ohm.
- 2) Ingresso selezionato: CD, chiuso su 600 ohm salvo diversa specificazione.
- 3) Volume pre: al massimo, salvo diversa specificazione.

Le altre condizioni del test sono le stesse adoperate con i finali. In figura 10a è visibile quanto esce dal pre Harman Kardon AP-2500 iniettando i soliti 19000 Hz: il segnale emerge per meno di 10 dB dal rumore e ciò, tenendo presenti i segnali massimi effettivamente riscontrati sui finali e la posizione «esagerata» del volume, condurrebbe a livelli di interazione collocati circa 168 dB (!) sotto il segnale utile (ipotizzando le condizioni più comuni in relazione alla tensione uscente da un CDP ed alla posizione del volume). In figura 10b si vede però che anche con il volume a zero il segnale rimane quasi inalterato, ovvero l'interferenza si ripercuote sui soli stadi di uscita, e già questo spostato in alto la soglia di oltre 20 dB.

Centoquarantacinque deciBel (1/18.000.000) di attenuazione sono sempre tanti? Beh,

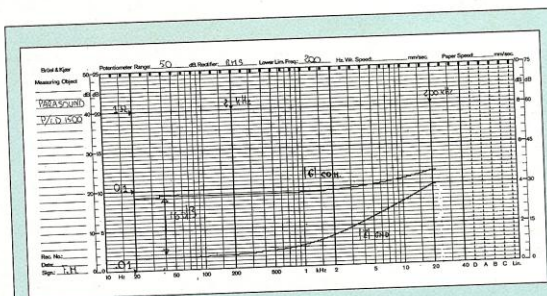
nell'ambito delle frequenze audio è più o meno questo l'ordine di grandezza relativo dei fenomeni, sebbene vari anche consistentemente a seconda del tipo di precauzioni previste dal costruttore riguardo l'alta frequenza presente sull'alimentazione. In figura 11 è riportato ad esempio il massimo segnale che siamo riusciti ad «forzare» nel Perreaux SA-3, un apparecchio incorporante un bel filtro di rete simmetrico a più poli: per vedere qualcosa siamo dovuti salire ad 80 kHz...

Il caso del Parasound P/LD 1500 (figure 12a/b/c) è invece interessante sotto un altro profilo, perché lasciando l'ingresso aperto il livello di interferenza è assai prossimo a quello calcolabile in termini di caduta di potenziale sui percorsi di massa a partire dai dati di amplificazione (20 dB), di capacità parassita alimentazione-massa (90 pF) e di impedenza del circuito di massa vista tra il pin di

uscita e quello di entrata, riportata in figura 13. Tutto sembrerebbe andare «come se» la corrente costante fissata dall'impedenza parassita dominante che chiude l'anello alimentazione-massa elettrica (i 90 pF di capacità parassita del trasformatore) si concatenasse completamente con l'impedenza parassita di figura 13, di natura resistivo-induttiva, e venisse quindi amplificata dal preamplificatore con un effetto passa-alto ad alta frequenza di 12 dB/ottava (i 6 dB del condensatore più gli altri 6 dell'induttanza).

Prime conclusioni

In alta fedeltà 1+1 fa talvolta 1.9, 1.95, 1.99 e forse anche più, ma mai 2 spaccato. «Bella tautologia», esclameranno alcuni, ed a ragione perché la certezza qualitativa dell'esistenza di cause di degrado (es.: la resistenza non nulla dei cavi di segnale) portava sul mero piano deduttivo alla stessa conclusione. D'accordo, ma un conto è il supporre, od anche l'essere certi, che i fenomeni esistono, un altro è verificarne l'esistenza e la consistenza con delle misure. In ogni caso siamo solo agli inizi, anche perché quando nel novero dei fenomeni di interesse entra la propagazione elettromagnetica si può star certi da un lato che nessuno ha davvero previsto contro-misure di prevenzione totalmente efficaci, dall'altro che lo sviluppo di un modello comportamentale esaustivo è quasi utopia.



Pre Parasound P/LD 1500. Curva inferiore: impedenza del circuito di massa vista tra l'ingresso CD e l'uscita sbilanciata di linea. Curva superiore: risposta di modo comune dell'ingresso CD (ingresso in corto) misurata prendendo come riferimento la massa di uscita e pilotando l'ingresso in corrente. La differenza tra le due curve fornisce l'amplificazione di modo comune rispetto al riferimento preso. Asse verticale a scala logaritmica da 50 dB, gamma di frequenze da 200 Hz a 200 kHz.

AUDIO 139

R E V I E W

RIVISTA DI ELETTROACUSTICA
MUSICA ED ALTA FEDELTA'

HOME THEATER

**L'ABC del Surround
il THX più completo**

**UN SUPPLEMENTO GRATUITO
DA NON PERDERE!**

COMPACT DISC
42 PAGINE DI MUSICA
174 RECENSIONI!!

AUDIOGUIDA MESE

10.200 PREZZI
32 PAGINE
CON AGGIORNAMENTI
IN EVIDENZA!

**TEORIA DELL'INTERAZIONE DEBOLE:
LE RESPONSABILITÀ DELL'ALIMENTAZIONE**

**AUDIOCLUB, PRIMA MONDIALE:
SISTEMA DI ALTOPARLANTI THIEL 1.5**

L. 8.000

technimedia AUDIOREVIEW ANNO XIV - GIUGNO - N. 6/1994 - SPED. ABB. POST. 50% ROMA - MENSILE

Classic 30: AR torna alla grande

AUDIO IN AUTO



FAI DA TE: THE AUDIO CONTROL UNIT, SEZIONE LINEA A VALVOLE!



Interazioni deboli: nuove considerazioni

Nella puntata del mese scorso abbiamo messo in evidenza l'esistenza di fenomeni latenti di interferenza tra i componenti dell'impianto hi-fi, limitandoci a quelli scatenati dal finale e captati, in vario modo, dal preamplificatore (e/o dalla sorgente). In questa occasione vogliamo estendere le osservazioni relative alla sorgente ed all'accoppiamento tra questa ed il pre, nonché approfondire l'analisi dei motivi della trasmissione dei disturbi sulla rete. Il tutto conduce all'individuazione di contromisure specifiche, talune addirittura sorprendenti, in vario modo efficaci

di Fabrizio Montanucci

GIOVA ripetere

Diventere-
mo pure
noiosi, ma il pur semplice so-
spetto che almeno parte delle osservazioni
empiriche degli «ascoltoni», e talvolta an-
che di chi provocatoriamente si definisce
«sordo» per elezione, possa trovare argo-
mentazioni differenti dall'intercessione di
entità soprannaturali, ovvero che quanto
appare assurdo in prima battuta all'analisi
razionale possa invece trovare razionali
spiegazioni, è talmente promettente e sti-
molante da impedirci di non bruciare le
tappe e non continuare con il bombarda-
mento a tappeto di osservazioni iniziato
nella scorsa puntata. L'ipotesi di fondo è
sempre la stessa: il supporre che alterazio-
ni anche molto piccole dei segnali musicali
da riprodurre, alterazioni però correlate al
segnale stesso e non necessariamente a
questo «sommate» (ad esempio per feno-
meni di interferenza incrociata tra i canali),
possano essere percepite come modifica-
zioni non del timbro (ovvero dell'equili-
brio delle varie gamme di frequenza), ma
della collocazione spaziale delle compo-
nenti del programma sonoro. Il catalizza-
tore che nella redazione di AUDIOREVIEW
ha scatenato l'attuale ridda di interrogativi
è stato come noto il MiniDisc Sony e la sua
«pianificazione», nel senso di riduzione ad
uno spazio virtuale a due dimensioni, di
segnali anche molto ricchi di (pur comun-
que apparente, per le limitazioni innate
della stereofonia) spazialità. Ci si è chiesti
quindi se l'informazione reiettata
dall'ATRAC, informazione in ogni caso le-
gata al segnale principale da relazioni ar-
moniche e/o dinamiche e collocata in me-
dia a livelli di decine di dB inferiori, non
fosse proprio quella utile a fornire al siste-
ma percettivo umano spunti utili per una
ricostruzione prospettica del messaggio

musicale. Per cercare interferenze correlate
(e, si badi bene, non necessariamente di-
storte) di bassa intensità siamo quindi stati
costretti a ripensare al modo di condurre
le indagini. Se un componente interferisce
con se stesso nel corso del normale funzio-
namento, tale interferenza verrà eviden-
ziata dalle misure, celandosi magari come
aumenti secondari della THD, come dimi-
nuzione della separazione, come anomalie
dell'impedenza interna e via discorrendo.
Se un componente interferisce con altri
una volta montato nell'impianto, non c'è
modo di evidenziarlo al banco di misura
se non montando l'intero impianto nello
stesso assetto (posizioni relative delle con-
nessioni comprese) in cui verrà utilizzato.
«Urrah, avevamo ragione noi, adesso lo am-
mettono anche loro. Ascoltoni battono misuro-
ni 4 a 0: per espiare tutte le sere vi rieducherete
le orecchie con l'opera omnia per pianoforte di
Schoenberg, per la durata di mesi 6, salvo ridu-
zioni di pena ottenibili rivelando i nomi di al-
meno altri 3 tecnici impenitenti...». E no, le
cose non stanno ancora in modo da farci
meritare supplizi di tal fatta, primo perché
l'esistenza (magari sottovalutata) di taluni
meccanismi di interferenza era nota da
tempo (vedi ad esempio i problemi di spi-
re di massa con i collegamenti sbilanciati e
la conseguente desiderabilità di quelli dif-
ferenziali), secondo perché un tecnico, per
pronunciarsi come tale, deve disporre di
riscontri percettivi oggettivi che ancora
nessuno, al momento, ha saputo o voluto
produrre. Diverse osservazioni empiriche
(quali ad esempio quelle che rilevano dei
giovamenti dalla frapposizione di trasfor-
matori di isolamento su ogni singolo com-
ponente di segnale, oppure la favorevole
disposizione di molti audiofili rispetto ai
cavi di segnale a bassa resistenza ed alta
schermatura) sembrano tuttavia svilup-

SI

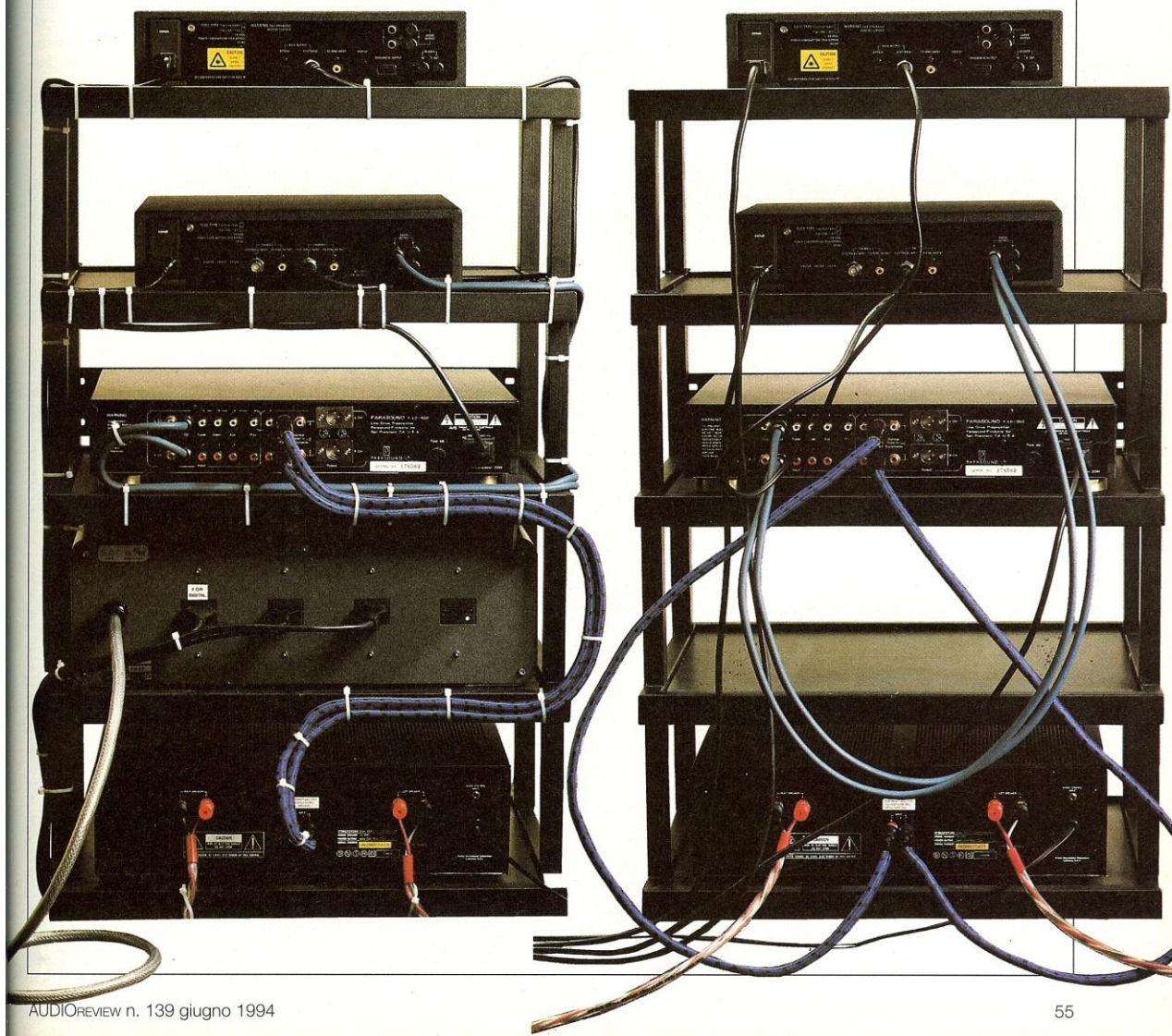
Senza aver nulla cambiato in termini di componentistica, e senza essere ricorsi a soluzioni estremistiche, abbiamo in questo caso un impianto molto meglio sistemato e non solo sul piano estetico (salvo il colore delle fascette, scelto proprio per evidenziare la presenza delle medesime). Le aree delle spire sono state ridotte al minimo, i cavi degli altoparlanti viaggiano alla massima distanza da quelli di rete e da quelli di segnale. Inoltre è stato aggiunto

un condizionatore/separatore sui componenti a basso livello, mentre il finale è stato mantenuto allacciato direttamente alla rete. Si può fare ancora di più, comunque, e senza necessariamente spendere molto.

NO

Forse abbiamo calcolato un po' la mano, ma talvolta negli impianti degli audiofili si vede anche di ben di peggio... Gli errori più grossolani connessi nella disposizione di questo impianto riguardano essenzialmente l'ampiezza dell'area descritta dalle spire di massa associate ai cavi di segnale, la

concatenazione dei cavi di potenza con la spira dei cavi di collegamento tra pre e finale, la confluenza dei vari cordoni di alimentazione in un'unica presa di rete, senza alcun dispositivo di separazione.



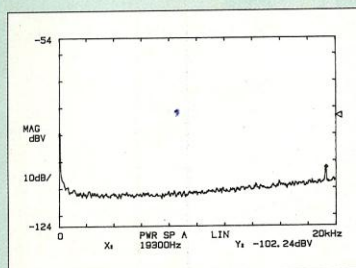


Figura 1 - Sensibilità ai disturbi di modo comune iniettati sulla rete del CD player Meridian 508. F.E.M. iniettata 3.5 volt efficaci, impedenza sorgente 600 ohm, frequenza 19300 Hz.

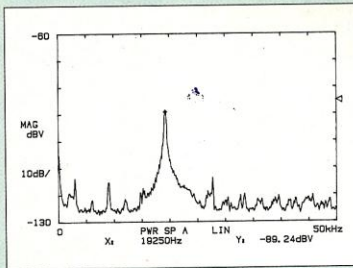


Figura 2 - Stesso test di figura 1, ma sul lettore audio-video Pioneer CLD 2850.

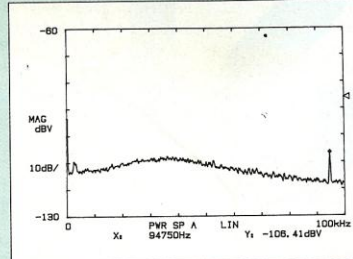


Figura 3 - Stesso test di figura 1, ma sul CD player Harman Kardon HK7625 e ad una frequenza di 95 kHz.

parsi parallelamente ad alcuni test da noi condotti, e tanto ci basta per approfondire ulteriormente la ricerca.

Arriveremo alla mitica *audiophile collision* tra tecnici ed ascoltanti? Davvero difficile dirlo ed ottimistico sperarlo, perché in queste due categorie di appassionati di hi-fi gli approcci alla conoscenza rimangono spesso ortogonali o quasi, sebbene - ed è un elemento interessante a tutt'oggi poco sottolineato - di norma anche i più oltranzisti tra gli ascoltanti sono notevolmente interessati alle possibili spiegazioni fisiche delle loro percezioni. Però, male che vada, potremo come minimo suggerire alcune sane regole di progettazione dei componenti e di messa a punto dell'impianto che oggi vengono poco o punto prese in considerazione e che, nella peggiore delle ipotesi, dannose non sono.

Gli argomenti della ricerca

Nel corso della prima puntata dedicata all'illustrazione dei risultati sperimentali emersi nell'ambito della ricerca sulle interazioni deboli, abbiamo esaminato fondamentalmente due tipi di fenomeni:

- 1) Interferenze di origine magnetica trasmesse dai cavi di potenza (e/o dai cablaggi interni) del finale alle spire create, sui percorsi di massa, e dai collegamenti di rete (terra di rete connessa alla massa elettrica degli apparecchi), e dalla comunanza delle masse di segnale dei canali di due apparecchi collegati in modo sbilanciato. Tali spire possono concatenarsi con il flusso associato alle elevate correnti circolanti nei cavi di potenza, soprattutto se i conduttori sono svincolati e distanziati, e rivelare quindi tensioni di modo comune legate alla resistenza non nulla della spira stessa.
- 2) Interferenze condotte direttamente dall'apparecchio interferente (es.: finale) a quello interferito (es.: preamplificatore) tramite i cavi di alimentazione. Ci siamo in particolare interessati dei segnali di modo comune (quelli a somma

non nulla rispetto alla massa di riferimento, ovvero quella di uscita del pre o quella d'ingresso del finale) presenti nelle condizioni di misura (ciabatta di alimentazione separata dalla rete tramite un trasformatore di isolamento) sui due capi di rete, con particolare riferimento al loro effetto sul loop di massa chiuso capacitivamente tramite le impedenze parassite tra gli avvolgimenti (e tra questi ed il nucleo) dei tra-

sformatori di alimentazione. Questa classe di interferenze, che è pure quella più trascurata in letteratura, sembra essere quella dall'origine più composita, essendo prodotta quantomeno da:

- 2a) Accoppiamenti magnetici con i campi prodotti dalle correnti di alimentazione e di uscita.
- 2b) Accoppiamenti a trasformatore con i segnali correlati presenti sui lati di alimen-

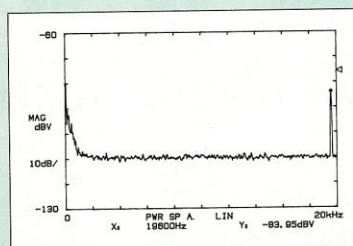


Figura 4a - Sensibilità ai disturbi di modo comune iniettati sulla rete dell'accoppiata sorgente-preamplificatore costituita da Meridian 508 e Parasound P-LD 1500. Entrambi gli apparecchi connessi sulla ciabatta interferita, connessa alla rete mediante un trasformatore di isolamento. La sensibilità delle catene di componenti è sensibilmente superiore a quella dei singoli.

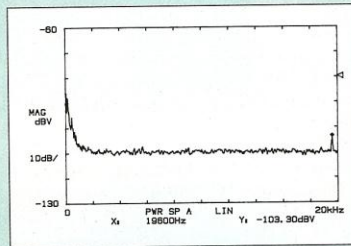


Figura 4c - Come figura 4a, ma con il CD player alimentato direttamente dalla rete. In questo modo l'attenuazione del segnale iniettato aumenta di 19 dB.

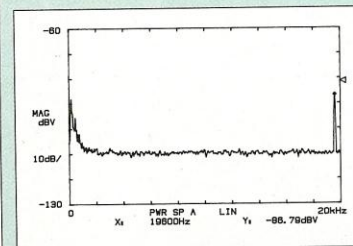


Figura 4b - Come figura 4a, ma con il CD player alimentato tramite un ulteriore trasformatore di isolamento, che abbassa l'interferenza di 3 dB.

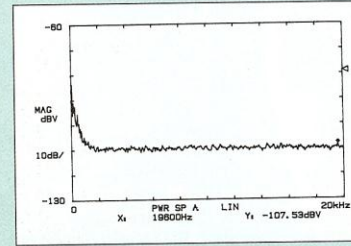


Figura 4d - Come figura 4c, ma con il preamplificatore alimentato tramite un ulteriore trasformatore di isolamento. In questo modo l'attenuazione del segnale iniettato aumenta di altri 4 dB.

tazione in continua.

2c) Accoppiamenti elettromagnetici, massimi se il finale non dispone di telaio forzatamente collegato alla massa elettrica (il che crea la schermatura elettrostatica). È il caso ad esempio del (per lo stesso motivo encomiabile, sapendolo collegare) Micromega Microamp.

2d) Conduzione capacitiva diretta (attraverso le suddette impedenze parassite) dei segnali correlati presenti sui lati di alimentazione in continua.

In questa puntata approfondiamo l'analisi dei segnali correlati trasmissibili attraverso l'alimentazione, con particolare riferimento a:

- 1) Sensibilità rispetto ai segnali di modo comune di rete di alcune sorgenti di livello linea (CD player) e dell'accoppiata sorgente-preamplificatore.
- 2) Individuazione dei principali meccanismi di produzione dei segnali di modo comune sulla rete, e relative contromisure.

Captazione di interferenze dalla rete: alcuni lettori CD

Nella scorsa puntata abbiamo esaminato la sensibilità di alcuni preamplificatori ai segnali di modo comune presenti sulla rete (scelti casualmente, ovvero non previa selezione di quelli massimamente esposti al problema), concludendo che nei casi considerati il massimo livello relativo dei disturbi era assai basso, inferiore di oltre 130/140 dB al segnale utile.

Nell'impianto però non esiste solo il preamplificatore, che per varie ragioni è poi anche quello ove in genere i progettisti cercano di contenere ai termini minimi l'impedenza dei percorsi di massa, ma quantomeno anche la sorgente (talvolta poi sdoppiata in due o più parti alimenta-

te autonomamente) ed anche la sensibilità di questa va quindi valutata.

Lo spettrogramma di fig. 1, rilevato nelle stesse condizioni considerate per i pre (tensione comune iniettata sulla rete 3.5 Vrms, impedenza sorgente 600 ohm), si riferisce ad un lettore di alta qualità, il Meridian 508: i 19300 Hz iniettati sulla rete giungono in uscita ad un livello di circa -105 dBVrms (5.6 μ V), che sono già più di quanto trovato in media nei pre.

Se poi prendiamo in considerazione CD player di rango non audiofilo le cose possono cambiare anche notevolmente.

In fig. 2 osserviamo uno spettro analogo a quello di fig. 1 (salvo che ora l'estensione

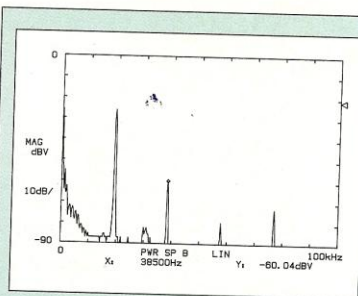


Figura 5a - Immissione di disturbi di modo comune sulla rete: Micromega Microamp. Tensione erogata 10 volt a 19250 Hz, cavo di potenza da 1 metro, carico 8 ohm, sonda passiva (attenuazione minima 8,5 dB), finestra temporale di misura collocata sopra l'intervallo di carica dei condensatori di filtro. Nessuna schermatura né dell'apparecchio (terra di rete e di telaio lasciata sconnessa dalla massa elettrica) né dei cavi di rete.

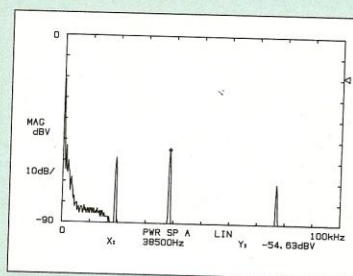


Figura 5b - Come figura 5a, ma dopo aver schermato i cavi di rete, il trasformatore di isolamento ed aver connesso alla massa elettrica le parti metalliche del telaio. La fondamentale, radioemessa, si attenua di oltre 30 decibel. Le armoniche, trasmesse differenzialmente dal trasformatore e legate al ripple di segnale sui condensatori di filtro, aumentano invece di livello, in ragione dell'asimmetria delle impedenze parassite viste dai terminali di alimentazione rispetto allo schermo elettrostatico del trasformatore di isolamento.

in frequenza arriva a 50 kHz contro i 20 precedenti) misurato su una macchina non specifica per l'audio, il lettore audio-video Pioneer CLD 2850: qui si sale a -92 dB Vrms (25 μ V, tra l'altro non costanti nel tempo, come indica la presenza di spread laterale). In compenso alcuni lettori sembrano quasi del tutto tetragoni al problema, come ad esempio l'Harman Kardon HK7625, per «piegare» il quale a mostrarci qualcosa abbiamo dovuto salire in prossimità dei 100 kHz (fig. 3), visto che in banda audio l'apparecchio si rifiutava categoricamente di far emergere alcunché dal tappeto di rumore.

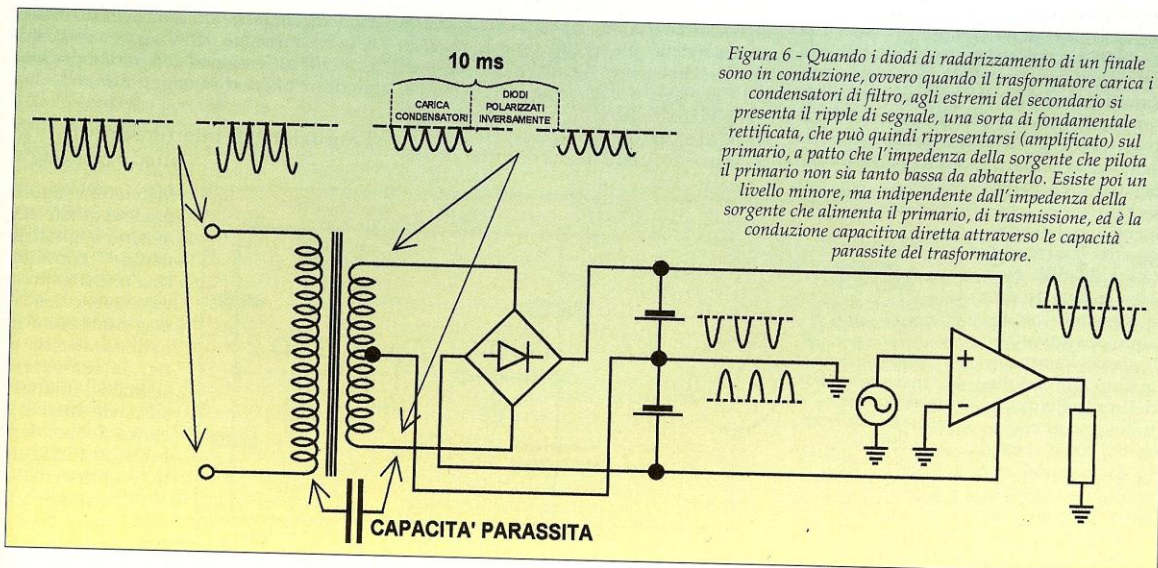


Figura 6 - Quando i diodi di raddrizzamento di un finale sono in conduzione, ovvero quando il trasformatore carica i condensatori di filtro, agli estremi del secondario si presenta il ripple di segnale, una sorta di fondamentale rettificata, che può quindi ripresentarsi (amplificata) sul primario, a patto che l'impedenza della sorgente che pilota il primario non sia tanto bassa da abbatterlo. Esiste poi un livello minore, ma indipendente dall'impedenza della sorgente che alimenta il primario, di trasmissione, ed è la conduzione capacitiva diretta attraverso le capacità parassite del trasformatore.

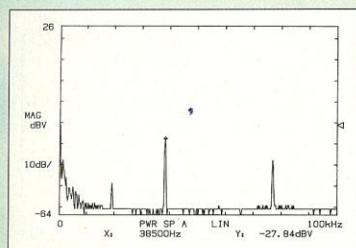


Figura 7a - Segnale differenziale sul primario del Micromega Microamp durante la carica dei condensatori. Apparecchio alimentato tramite un trasformatore di isolamento dalla rete.

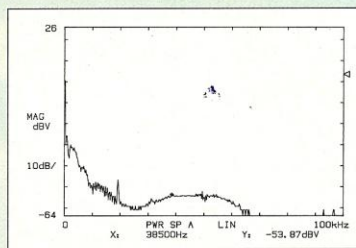


Figura 7b - Segnale differenziale sul primario del Micromega Microamp quando i diodi raddrizzatori non conducono, ovvero fuori dell'intervallo di carica. Le armoniche legate al ripple di segnale sono scomparse.

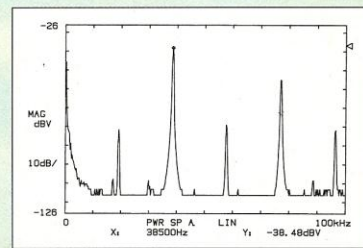


Figura 7c - Segnale differenziale tra gli estremi del secondario del Micromega Microamp quando i diodi raddrizzatori conducono.

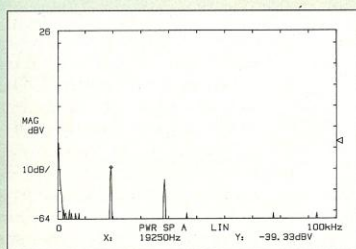


Figura 8a - Come figura 7a, ma finale Threshold T-100.

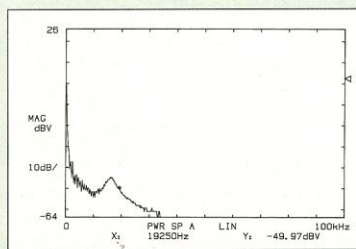


Figura 8b - Come figura 7b, ma finale Threshold T-100.

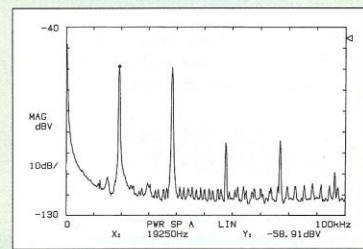


Figura 8c - Come figura 7c, ma finale Threshold T-100.

Captazione di interferenze dalla rete: la catena sorgente-pre

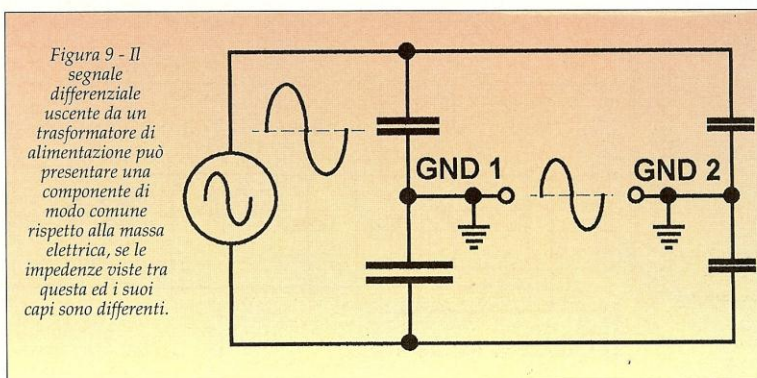
Se il pre presenta qualche sensibilità ai disturbi di modo comune di rete, talvolta in modo indipendente dalla posizione della manopola di volume (il che ne innalza l'incidenza relativa), se il lettore CD è pure almeno altrettanto sensibile, appare plausibile che la catena lettore-pre presenti una sensibilità complessiva maggiore di quella dei singoli componenti. Il che è vero, come dimostra lo spettro di fig. 4a relativo all'accoppiata Meridian 508/Parasound P-LD 1500 (con volume al massimo): il livello dell'interferenza è in pratica quello calcolabile dal segnale osservato in fig. 1 aumentato del guadagno del Parasound (circa 20 dB). Nel caso in questione, ipotizzando condizioni operative abbastanza «normali» quanto a posizione del controllo di volume (e con riferimento come al solito ai massimi segnali iniettati sulla rete riscontrati finora nei finali), il livello dell'interfe-

renza sale a -125/-120 dB dal segnale utile, che però vanno presi non certo come valore massimo, visto che sono comunque stati ottenuti con apparecchiature di alta qualità dotate di alimentazioni tutt'altro che raffazzonate. A questo punto possiamo iniziare a parlare di contromisure. Lo spettro di fig. 4a è stato misurato iniettando il segnale di modo comune sulla ciabatta di alimentazione comune ai due componenti, ciabatta separata dalla rete tramite un trasformatore di isolamento. In fig. 4b l'alimentazione del CD player è stata a sua volta separata dalla ciabatta tramite un trasformatore identico all'altro, con il risultato di un'attenuazione di quasi 3 dB del disturbo. Ben 19

dB di miglioramento li otteniamo invece alimentando il CD direttamente dalla rete (fig. 4c), ed almeno (siamo in prossimità della base di rumore) altri 4 isolando il pre dalla ciabatta interferita con il solito trasformatore supplementare. Appare quindi evidente che l'interposizione di impedenze (quantomeno le capacità parassite dei trasformatori) sul percorso delle interferenze di modo comune limita anche notevolmente la trasmissione delle stesse, e che collegamenti differenziati con la rete possono produrre ulteriori vantaggi.

Produzione di interferenze di modo comune

Ma come vengono prodotti questi strariscanti segnali di modo comune? Una prima risposta viene subito dall'ormai citatissimo finalino francese. In fig. 5a compare il segnale iniettato sulla rete durante la carica dei condensatori di filtraggio in condizioni molto simili a quelle già viste nella scorsa puntata, ovvero:



- 1) Tensione di uscita: 10 Vrms su 8 ohm a poco più di 19 kHz.
- 2) Canali alimentati: solo sinistro.
- 3) Sonda di prelievo: resistiva (attenuazione minima 8,5 dB)
- 4) Massa di riferimento: pin di ingresso del finale.
- 5) Cavo di potenza: 1 metro.
- 6) Ciabatta di rete: autocostituita a 5 posizioni, non schermata e collegata mediante 50 cm di cavo al trasformatore di isolamento.
- 7) Trasformatore di isolamento: da 200 VA, rapporto di trasformazione unitario, capacità tra gli avvolgimenti 190 pF circa.

Poiché in questo apparecchio le masse elettriche dei due canali sono separate ed altrettanto vale tra queste e le parti metalliche del telaio (connesse ovviamente alla terra di rete, mancante però nel collegamento considerato), ne consegue che, approntando il set in tal modo, manca del tutto la schermatura elettrostatica. In tali condizioni il livello della fondamentale tocca quasi i -17 dBV (-20 dBVrms, ovvero 100 mV). In fig. 5b è osservabile l'effetto dell'applicazione di una schermatura totale, ottenuta connettendo la massa di segnale al telaio, usando un cavo di alimentazione schermato e convogliato all'interno di una scatola metallica ospitante il trasformatore e la ciabatta di alimentazione; il trasformatore è a sua volta dotato di schermo elettrostatico tra primario e secondario, come pure schermato è il cavo condotto dal trasformatore alla rete (cavo connesso pertanto alla tensione alternata fornita agli apparecchi solo per la piccola capacità parassita del trasformatore stesso): il livello delle armoniche pari sale di alcuni dB (per motivi che comprenderemo presto), ma quello della fondamentale, che in mancanza di schermatura domina nettamente tutti gli altri, cade di oltre 32 deciBel (si riduce a $1/42$ mo)!

È quindi dimostrato che i cavi di potenza e/o i cablaggi interni dei finali, se non schermati, possono fungere da antenne trasmettenti e che gli elementi dell'alimentazione (cavi di rete, ciabatte, condizionatori, etc.), se non schermati (come

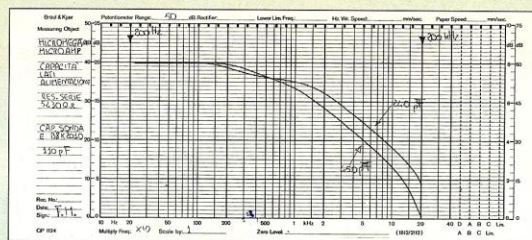


Figura 10a - Risposta ottenuta sui due terminali di alimentazione del finale Micromega applicando il segnale di prova tra la massa elettrica ed i terminali stessi, tramite un generatore ad alta impedenza (52300 ohm). Gamma di frequenze tra 200 e 200000 Hz. Notare la diversità delle risposte e quindi delle impedenze.

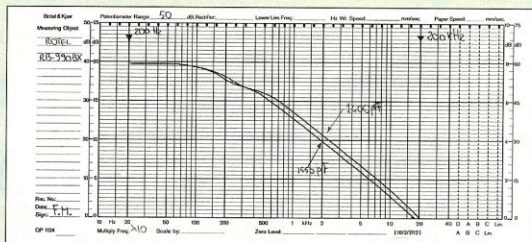


Figura 10b - Come figura 10a, ma su Rotel RB-990BX.

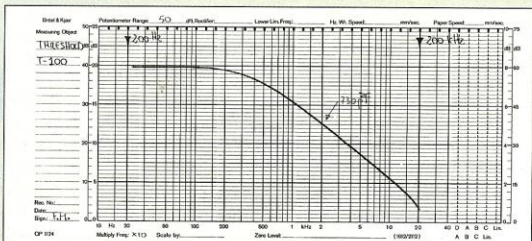


Figura 10c - Come figura 10a, ma su Threshold T-100.

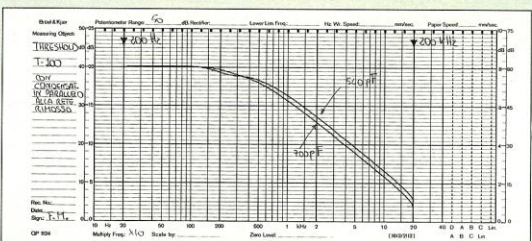
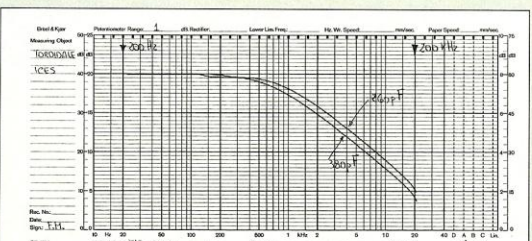


Figura 10d - Come figura 10c, ma dopo aver rimosso il condensatore da 10000 pF posto dal costruttore in parallelo ai terminali di rete.

Figura 10e - Come figura 10a, ma su di un piccolo toroidale della ICES-EBM.



di norma NON sono), possono ricevere e condurre tali emissioni. Appare anche evidente che le forti armoniche osservate in ambo i casi, e che nella prima puntata abbiamo visto essere almeno qualitativamente ben correlate con il ripple di segnale sull'alimentazione, hanno origine diversa dalla fondamentale. Per avere una prima idea della provenienza della seconda e quarta armonica possiamo osservare gli spettrogrammi delle figg. 7, che mostrano il segnale differenziale (prelevato con un filtro passa alto RC tagliante a 16 kHz) presente sulla ciabatta di distribuzione (ovvero sul primario del trasformatore del DUT) DURANTE (fig. 7a) la carica dei condensatori e DOPO (fig. 7b) l'intervallo di carica (che durava poco meno di 4 millisecondi, ovvero quasi quanto la finestra di acquisizione dell'analizzatore Ono Sokki in banda 100 kHz): a parte una piccolissima, e sostanzialmente invariante, presenza di fondamentale, le armoniche sono presenti solo quando i diodi di raddrizzamento conducono, ovvero quando il secondario del DUT è direttamente connesso all'amplificatore ed ai suoi capi si presenta quindi il ripple di segnale legato alle forti correnti richieste dagli stadi di uscita. Nella fig. 7c compare lo spettro di tale ripple prelevato pure differenzialmente tra gli estremi dei condensatori di filtraggio, che NON è esattamente il segnale modulante visto dal secondario (occorre tenere presente che il potenziale del centrale non cambia in proporzione alla tensione presente agli estremi), ma gli somiglia molto. Ed una forte somiglianza sussiste infatti tra i segnali di fig. 7c e quelli di fig. 7a, che sono comunque sensibilmente più elevati (attenzione a non lasciarsi ingannare dalle differenti scale verticali). Valutazioni identiche scaturiscono dagli spettri delle figg. 8, relative al Threshold T-100.

A questo punto «la domanda nasce spontanea»:

«Alla luce di quanto argomentato e cercato finora, cosa ci importa dei segnali differenziali?» ed ancora

«Ma la risposta in frequenza dei

trasformatori di alimentazione non era limitata al massimo a qualche centinaio di Hz? Come fa un pur buon toroidale a funzionare ancora in elevazione (considerando ovviamente il segnale applicato al secondario e prelevato sul primario), e di parecchie volte, a quasi 40 kHz?».

La risposta al primo quesito è stata data sul piano qualitativo già nella prima puntata: quelle che tendono a rendere differenziali i segnali di rete rispetto al centrale preso come riferimento (nel caso in questione, la massa del pin d'ingresso del finale) sono le impedenze parassite «viste» tra i due lati dell'alimentazione ed il riferimento stesso, ovvero, nella maggioranza dei casi, le capacità parassite dei trasformatori di alimentazione, quelle dei cablaggi ed eventualmente quelle associate all'eventuale schermatura dei cavi di rete (e di quant'altro usato per alimentare l'impianto). Ogni differenza tra tali impedenze (non unicamente nel modulo, ma anche solo nella fase) crea uno sbilanciamento (fig. 9) rispetto al riferimento, ovvero produce una componente di modo comune che in quanto tale può interferire nei modi già esaminati.

Sono sempre simmetriche tali impedenze? No, tutt'altro. Nel set delle figg. 10 sono riportate le risposte ottenute collegando un generatore di tensione dall'impedenza molto elevata (52300 ohm) tra la massa di riferimento (il solito pin d'ingresso del finale) ed i due terminali di alimentazione di vari amplificatori di potenza (con l'interruttore principale chiuso, ovviamente!), in modo da ottenere dei filtri passa-basso di caratteristiche correlate alle impedenze che vogliamo misurare (e che supponiamo essere eminentemente capacitive). Come si vede chiaramente possono sussistere asimmetrie anche consistenti (nel Micromega, laddove la principale componente capacitiva domina, le due capacità differiscono di 5 dB), e soprattutto emerge che le impedenze parassite dei trasformatori non sono puramente capacitive (come del resto era logico attendersi, derivando da capacità

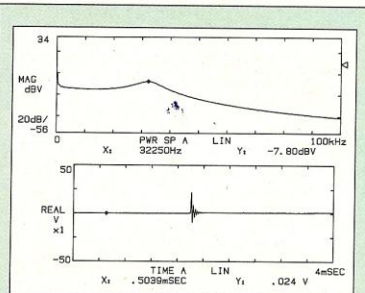


Figura 11a - Spettrogramma ed oscillogramma dello spike di fine carica del Threshold T-100 alimentato tramite un trasformatore di isolamento, previa rimozione del condensatore da 10000 pF collocato dal costruttore in parallelo all'alimentazione.

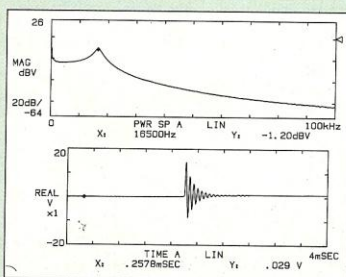


Figura 11b - Come figura 11a, ma dopo aver rimesso il condensatore.

distribuite su avvolgimenti di induttanze), altrimenti avremmo dei roll-off perfettamente monotoni ed asintoticamente allineati a 6 dB per ottava. In qualche caso il costruttore ha previsto una capacità in parallelo alla rete (es.: Threshold T-100, con 10000 pF), che da un lato sembra rendere simmetriche le impedenze (mentre in realtà lo sbilanciamento permane) e dall'altro mette effettivamente in corto i segnali a frequenza più elevata, impeden-

done comunque la trasmissione. Una soluzione del genere, però, in caso di induttanza non nulla della sorgente di alimentazione (come sempre avviene, specie nel caso considerato di isolamento dalla rete luce con un trasformatore) enfatizza il transitorio conseguente alla fine della carica dei condensatori (l'improvvisa diminuzione dell'assorbimento determina per reazione la comparsa sul primario di un picco di tensione, con conseguente risonanza sul circuito LC parallelo), aumentandone il picco ed abbassandone la frequenza (figg. 11a/11b); anche tale segnale è in genere correlato a quello riprodotto, sia pure solo sul piano dinamico, e non va quindi trascurato.

In fig. 12 compare lo stesso spettro di fig. 5b, ma dopo aver bilanciato (con un compensatore rotativo) al massimo i due terminali rispetto alla rete: il livello della fondamentale (che abbiamo visto non essere trasmessa differenzialmente dal trasformatore) rimane in pratica lo stesso, ma le armoniche vengono nettamente attenuate (la seconda di 22 dB).

Esiste poi un livello secondario, ma questo ineliminabile con il semplice bilanciamento, di trasmissione dei disturbi correlati presenti sull'alimentazione, ed è ovviamente la conduzione capacitiva diretta. In fig. 13 compare il ripple di segnale presente tra i due estremi dei condensatori di filtraggio, prelevato però non in modo differenziale come in fig. 7c ma nel modo in cui viene trasmesso, che è modo comune, con una coppia di condensatori da 56 nF convergenti nel nodo inviato all'analizzatore di spettro: in questo modo le contrapposte cadute di tensione che si verificano sui singoli condensatori di filtraggio tendono a comporsi ricostruendo il segnale originale (pur distorto, soprattutto per ragioni di simmetria), e tale segnale si presenta alle capacità distribuite degli apparecchi interferiti con una impedenza interna (le capacità distribuite del finale) ben maggiore di quelle, ovvero con bassa attenuazione. Inoltre la conduzione capacitiva diretta avviene non solo quando i condensatori sono sotto carica, ma in parte anche nel tempo rimanente, perché i diodi rettificatori di potenza presentano sempre capacità interelettrodiche non lineari (capacità di transizione o di carica spaziale) dell'ordine anche di centinaia di picofarad (per basse tensioni inverse).

La risposta al secondo quesito, relativo alla risposta in frequenza dei trasformatori di potenza, richiede un discorso a parte.

La risposta dei trasformatori

Un banale trasformatore di potenza a lamierini, alias quanto di più lento possa esistere nell'immaginario tecnico di un audiofilo, può rispondere pienamente, e pure risonare, fino a frequenze dell'ordine di 50 e più kHz. Tutto dipende dall'impeden-

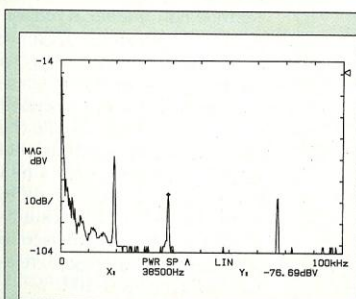


Figura 12 - Come figura 5b, ma dopo aver cercato di bilanciare al meglio (con un condensatore variabile) le capacità parassite dei due lati di alimentazione. Le armoniche, trasmesse differenzialmente, vengono quasi del tutto abbattute.

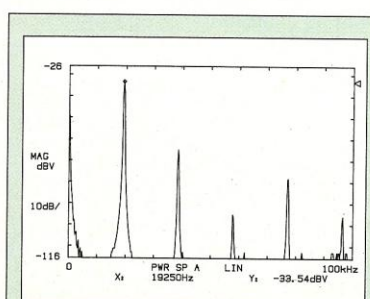


Figura 13 - Ripple di segnale di modo comune del finale Micromega, prelevato con una coppia di condensatori convergenti in un nodo comune. È questo il segnale che può essere condotto direttamente dalle capacità parassite dell'alimentazione.

za con cui è caricato. Nelle figg. 14a/14b è riportata la risposta di due trasformatori di alimentazione da una cinquantina di watt, uno toroidale ed uno a lamierini, applicando il segnale di pilotaggio sul secondario (guadagno teorico circa 17 dB) e prelevandolo sul primario, chiuso con resistenze variabili tra 1 MΩ e 100 Ω. Al diminuire della resistenza la risposta arretra, coerentemente con l'alta induttanza serie, ma con un migliaio di ohm (molto meno del modulo proprio delle capacità parassite di componenti interferibili come i pre od i CD) l'estensione di banda raggiunge ancora i 10 kHz con il trasformatore a lamierini e supera i 30 con il toroidale. «Già, ma in questo modo il trasformatore è chiamato ad operare con potenze dell'ordine dei millesimi di watt, mentre quando carica i condensatori di un finale funziona in corto o quasi», potrebbe obiettare qualcuno. D'accordo, vediamo allora di approssimare le condizioni operative disaccoppiando generatore e sonda di prelievo con dei condensatori, offrendo 16 ohm di carico al secondario e collegando il primario alla rete, previa interposizione di un trasformatore di isolamento (e naturalmente ricorrendo ad una catena di misura selettiva, avente nello specifico ampiezza di banda di 10 Hz). In fig. 15a sono riportate le curve ottenute a rete sconsnessa (la curva inferiore si riferisce al segnale applicato al secondario del toroidale utilizzato per il test, l'altra al primario), in fig. 15b la rete è stata invece collegata (potenza erogata sul carico pari a circa 50 watt), tanto che alle più basse frequenze di prova si osserva la presenza di cospicue armoniche di rete: il rapporto di trasformazione (espresso dalla distanza tra le due curve) tende ad annullarsi alle basse, ma ad alta frequenza rimane sostanzialmente elevato (circa 13 dB a 20 kHz, contro i 19 precedenti). Il motivo di tale comportamento risiede naturalmente nell'elevata induttanza associata al trasformatore di isolamento, che verso l'estremo basso consente il progressivo cortocircuito sulla bassissima impedenza della rete luce del segnale applicato sul secondario (con conseguente azzeramento tendenziale del rapporto di trasformazione), e parallelamente lascia poco alterati i livelli delle alte frequenze. Ed eccoci quindi ad una nuova contromisura: gli apparecchi maggiormente sospettati di essere interferenti (come appunto i finali) dovrebbero essere alimentati direttamente dalla rete luce, o mediante dispositivi che oltre a filtrare le spurie esogene (provenienti cioè dall'esterno, e quindi in generale scorrelate

dal segnale) garantiscano anche una impedenza di alimentazione la più bassa e la più costante possibile rispetto alla frequenza. Se nel caso di fig. 15b alimentiamo il primario direttamente dalla rete, anziché attraverso il solito trasformatore di isolamento, otteniamo il pratico annullamento del rapporto di trasformazione di fig. 15c, con conseguente cancellazione pressoché totale di qualunque segnale differenziale. Il favorevole esito del test effettuato a tal proposito nel laboratorio della Technimedia è però poco estensibile, date le eccezionali caratteristiche della rete disponibile (impedenza interna di pochi decimi di ohm a bassa frequenza e di pochi ohm anche a 20 kHz, presenza di numerose utenze in parallelo, verosimilmente dotate di componenti capacitive). Nel caso di allacciamento diretto del finale alla rete occorre infatti considerare che l'impedenza interna della medesima deve rispondere a determinati requisiti di valori minimi (molto... orientative, come sa ad esempio chi abita in campagna) solo a bassa frequenza, e che in generale la distribuzione di bassa tensione ha natura induttiva.

Conclusioni

Interferenze correlate di debole e debolissima intensità possono essere prodotte in numerosi modi già compresi, e probabilmente in altri da comprendere, che saranno oggetto di indagini prossime venture.

Riassumiamo comunque quanto abbiamo visto finora, fornendo anche le contromisure del caso:

- 1) Segnali di origine magnetica, captati da spire di massa create da collegamenti sbilanciati tra apparecchi dotati di masse elettriche comuni per i due canali e/o con i conduttori di terra di rete.
- 2) Segnali di origine elettromagnetica, trasmessi dai punti non schermati a maggiore variazione di potenziale e ricevuti dai cavi di rete e/o da connessioni di segnale non efficacemente schermate.
- 3) Segnali di modo comune condotti dai cavi di alimentazione attraverso le impedenze parassite (evidentemente capacitive) dei trasformatori di alimentazione e dei diodi raddrizzatori.
- 4) Segnali bilanciati, ma dotati di componenti di modo comune rispetto alle masse elettriche in ragione della asimmetria delle impedenze parassite dei due terminali di alimentazione, accoppiati con i cavi di rete tramite i trasformatori di alimentazione. Le contromisure vanno distinte in due classi: quelle disponibili a livello dell'utente e quelle da tenere presenti in fase di progettazione dei componenti, entrambe a volte influenti su più fenomeni. Quanto alle prime:

1a) Eliminare, laddove previste, tutte le connessioni di terra di rete, fuorché una (la più adatta dovrebbe essere quella del finale), poiché in pratica in nessun componente le masse elettriche (di norma solidali a

quelle di rete) vengono distaccate quando l'apparecchio viene eventualmente scollegato dagli altri. Se la terra di rete (ovvero di telaio) del finale è scollegata dalle masse elettriche, un altro componente può essere collegato a terra (accettando comunque la creazione di una spira capacitiva, pur molto blanda).

1b) Utilizzare collegamenti bilanciati, laddove disponibili in alternativa, al posto di quelli sbilanciati.

1c) Nell'impossibilità di attuare (1b), utilizzare cavi di segnale a bassissima resistenza di calza e perfetta schermatura elettrostatica (che potrebbe difettare, ad esempio, alle estremità), intrecciarli al massimo per ridurre l'area di spira, serrarli con fascette plastiche e collocarli alla maggiore distanza possibile dai cavi di potenza e di rete.

1d) Potendo scegliere le terminazioni, utilizzare quelle che garantiscono la più bassa e stabile resistenza di contatto (come quelli a serraggio post-inserzione) ed il più lungo corpo metallico (che scherma la giuntura).

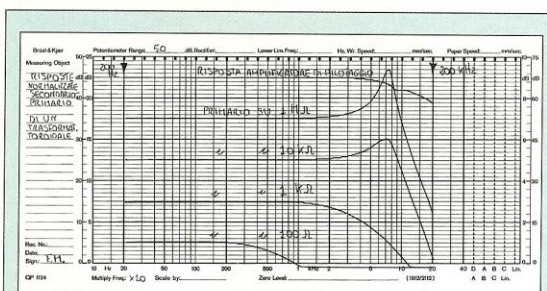


Figura 14a - Risposte normalizzate secondario-primario di un trasformatore di alimentazione toroidale da una cinquantina di watt al variare dell'impedenza di carico collocata sul primario.

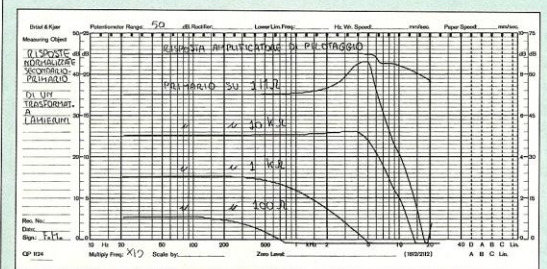


Figura 14b - Come figura 14a, ma con un trasformatore a lamierini.

1e) Se i cavi di potenza sono a capi separati, intrecciarli accuratamente. Se possibile, utilizzare cavi coassiali con schermo connesso al terminale «freddo» (in caso di finali con uscita bilanciata, occorrerebbe usare cavi bifilari schermati). Tenere presente che il modesto gradimento audiofilo rispetto ai cavi di potenza coassiali potrebbe derivare dalla mancata disponibilità di modelli di caratteristiche adeguate (es.: bassa capacità).

2a) Schermare i cavi di rete quanto quelli di segnale, e qualunque altro componente utilizzato per filtrare o comunque trattare l'alimentazione di rete.

3a) Utilizzare su ogni apparecchio filtri di rete a più poli che, pur se nati in genere per abbattere i segnali differenziali, ostacolano comunque anche la trasmissione di quelli comuni ed inoltre tendono a mantenere bassa alle frequenze più alte l'impedenza vista dai cordoni di alimentazione.

3b) Ricorrere a trasformatori di isolamento, surdimensionati il meno possibile, su ogni singolo componente di segnale, facendoli possibilmente seguire dai filtri. Occorre infatti considerare che un componente può anche interferire con se stesso, ad esempio se usa più trasformatori.

La soluzione del trasformatore unico a più secondari appare del tutto sconsigliabile, anche se i secondari sono separati da schermi elettrostatici, perché in genere questi tendono a dis-simmetrizzare le capacità parassite rispetto ai due terminali di uscita.

4a) Oltre a tutte le precauzioni del gruppo (3), collegare il finale direttamente alla rete e non tramite un trasformatore, eventualmente previa interposizione dei filtri.

4b) Tentare di massimizzare il bilanciamento, da attuare con un adeguato condensatore variabile ed un voltmetro ad alta impedenza, dei 220 volt di rete, misurando la DDP presente tra il centrale di una sonda come quella passiva presentata lo scorso mese e la massa elettrica del finale (attenzione a non prendere la scossa!).

Le precauzioni da prendere in fase di progettazione sono invece le seguenti:

1f) Volendo realizzare uscite bilanciate, ricorrere possibilmente a traslatori a trasformatore adeguati. In alternativa ricorrere a circuiti che nascono già simmetrici, e non

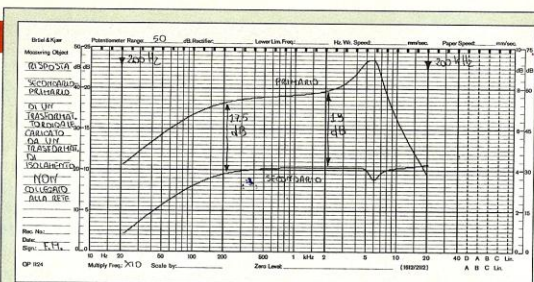


Figura 15a - Risposta del trasformatore toroidale caricato sul secondario con 16 ohm e sul primario con il trasformatore di isolamento, NON collegato ancora alla rete. Misura effettuata in modalità selettiva, applicando sul secondario e prelevando sul primario i segnali di interesse con condensatori di disaccoppiamento da 5.6 μ F. La differenza tra le curve fornisce il guadagno in tensione del componente. Gamma di frequenza da 200 a 200000 Hz.

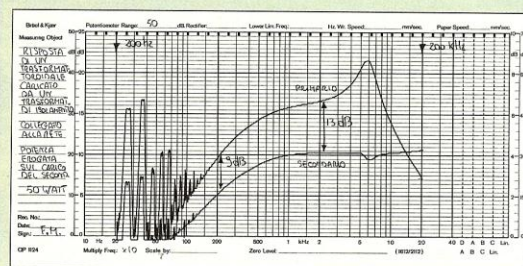


Figura 15b - Come figura 15a ma con toroidale alimentato ed erogante 50 watt sulla resistenza da 16 ohm. La «sporcizia» a bassa frequenza è costituita da armoniche dei 50 Hz di rete.

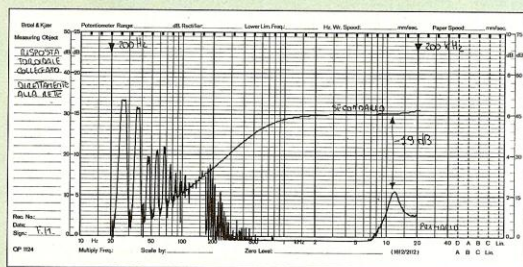


Figura 15c - Come figura 15b, ma con primario connesso direttamente ad una rete luce a bassissima resistenza ed induttanza. I segnali differenziali inviati dal primario vengono quasi totalmente abbattuti.

lo diventano con delle forzature (es.: aggiunta di stadi invertenti a guadagno unitario). Stesso discorso per gli ingressi, salvo che qui il traslatore non è necessario.

1g) Abbassare ai termini minimi l'impedenza dei percorsi di massa vista tra i pin di ingresso e quelli di uscita, e/o cercare di impedire che le cadute relative si offrano all'amplificazione dei circuiti.

1h) Non realizzare coppie di componenti che producono intrinsecamente spire con le terre di rete, separare le masse elettriche dei canali e possibilmente queste dal telaio, onde rendere più flessibili i collegamenti.

1i) Non produrre finali instabili su carichi di alcune migliaia di picofarad, perché

tanto i cavi coassiali quanto soprattutto quelli multifilari intrecciati tendono ad essere fortemente capacitivi.

2b) Dotare i componenti di cavi di rete già schermati o predisposti per esserlo, curare la schermatura elettrostatica e minimizzare la distanza tra i morsetti di uscita, onde ridurre l'area minima di spira ed agevolare l'uso di cavi di potenza coassiali. Intrecciare i cablaggi di potenza interni.

3c) Usare trasformatori a bassa capacità parassita. L'ideale sarebbe poter ricorrere sempre ad alimentazioni a batteria, ed in subordine ad alimentazioni switching, a patto di risolvere i conseguenti problemi di irradiazione di disturbi.

3d) Usare elettrolitici di filtraggio a bassissima ESR anche ad alta frequenza.

3e) Filtrare anche induttivamente le correnti condotte dai circuiti di raddrizzamento-filtraggio principali agli stadi di potenza.

4c) Realizzare trasformatori ad impedenze parassite simmetriche (ad esempio sdoppiandoli, onde averne uno per polarità).

4d) Oltre a (3d) ed a (3e), cercare di rallentare le istantanee variazioni di assorbimento conseguenti soprattutto alla fine della carica dei condensatori di filtraggio (v. ad esempio Onkyo). Alcuni campi di indagine di cui non ci siamo fino ad ora interessati, ma che alla luce di quanto già noto e di quanto velocemente sperimentato possono essere forieri di risultati interessanti, sono ad esempio i seguenti:

5) Microfonicità varie di tutti i componenti, e massime di quelli operanti a livello di segnale.

6) Iniezione di segnali ad alta frequenza da parte dei CD player.

7) Non linearità («non ohmicità» è davvero brutto, anche se usato da taluni autori!) delle impedenze di ingresso delle elettroniche, prodotte ad esempio dal legame tra queste e le impedenze di uscita (che possono anche essere non lineari) e conseguente dipendenza delle distorsioni totali dall'impedenza di uscita delle sorgenti.

8) Interazioni tra l'offset (eventualmente dinamico, ad esempio perché legato all'assorbimento) in DC dei finali e quello parallelo dei woofer, con conseguente alterazione delle distorsioni e della dinamica in gamma bassa.

audioplay