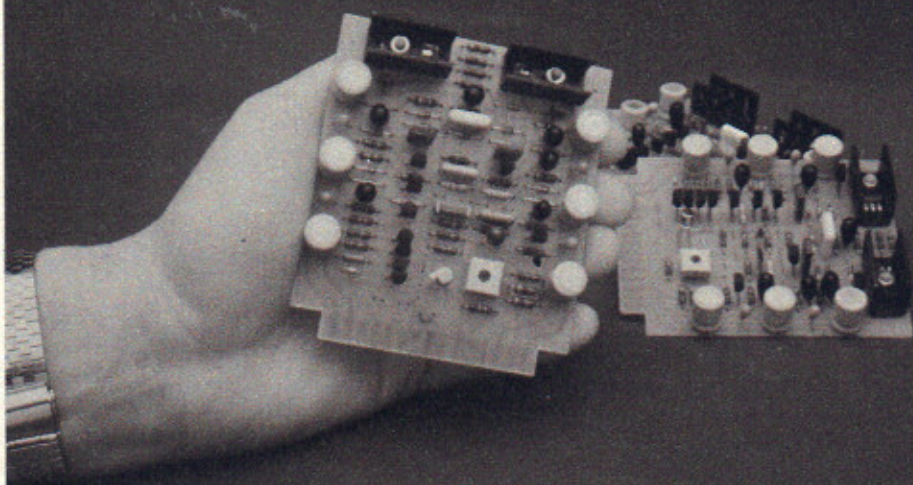


Dinamica eccezionalmente elevata e distorsioni di qualsiasi tipo non misurabili. A maggio la presentazione ufficiale.



MODULO PREAMPLIFICATORE UNIVERSALE

Se SUONO 89 sarà a lungo ricordato tra gli autocostruttori di casse acustiche (i tre diversi sistemi di diffusori progettati a partire da una stessa terna woofer, midrange, tweeter hanno suscitato un interesse incredibile), i prossimi numeri diverranno sicuramente un classico per gli autocostruttori di elettronica: sul 93 e il 94 pubblicheremo la descrizione dettagliata dei moduli fono, linea e buffer per la costruzione di preamplificatori di alte prestazioni progettati a partire dalle considerazioni teoriche esposte su IAF 6 (supplemento a SUONO 91).

I prototipi definitivi sono pronti ormai dall'inizio Dicembre, ma, prima della pubblicazione, abbiamo preferito maturare una certa esperienza sulle difficoltà che possono sorgere in fase di costruzione e di impiego.

Perché un modulo preamplificatore. Il primo progetto audio nel quale si cimenta l'autocostruttore è in genere un amplificatore finale e questa regola non scritta è stata a lungo rispettata anche in campo industriale: forse la costruzione del finale appare più stimolante, forse si tende a dare più peso commerciale agli stadi di potenza anziché a quelli di segnale, fatto si è che, a parte poche eccezioni, fino a non molti anni fa i costruttori hanno curato più le sezioni finali che quelle di segnale. Poi, piano piano, anche i pre sono divenuti oggetto di discussione, si è scoperto che in molti casi le prestazioni della catena erano limitate più da un pessimo equalizzatore RIAA che da un mediocre stadio finale, che spesso la distorsione saliva alle stelle in particolari condizioni di funzionamento, è iniziata la battaglia per la riduzione del rumore di ingresso, sono arrivati gli ormai classici pre ad altissime prestazioni. Tutto questo «movimento di pensiero» ha solo sfiorato l'autocostruttore che ha per lo più continuato a costruire finali e a scrivere a Problemi Audio chiedendo lumi sulla «conversione europea» dei migliori pre provati sulla rivista.

Come logica conseguenza, nell'ambito del programma «Kit non banali di elevate prestazioni» portato avanti da SUONO, il pre avrebbe avuto la precedenza sul finale. Per la verità dopo il progetto del riduttore di rumore abx era nostra intenzione presentare un oscillatore ed un distorsiometro, ma in sede di esame preliminare del progetto è apparso subito evidente, in entrambi i casi, che alla base di entrambi sarebbe stato comunque un amplificatore operativo a componenti discreti di elevate prestazioni, lo stesso che da tempo avevamo in programma di realizzare per alcune necessità interne dell'ufficio tecnico. A questo punto, osservato che i famosi preamplificatori da europeizzare impiegavano un «modulo operativo» di caratteristiche del tutto simili, la strada da percorrere era ormai chiara.

Obiettivi di progetto. Un amplificatore operativo a componenti discreti di prestazioni prossime allo «stato dell'arte» o comunque limitate solo dalla disponibilità sul mercato italiano di componenti chiave da adattare, con modifiche minori, a 3 diverse applicazioni: equalizzatore RIAA, amplificatore di linea (invertente o non invertente), buffer (amplificatore a guadagno unitario). Un unico circuito stampato da specializzare in fase di montaggio mediante l'applicazione, la sostituzione o l'omissione di alcuni componenti. Una topologia libera dai famigerati problemi degli anelli di massa che semplificasse il successivo assemblaggio dell'apparecchio. Componenti facilmente reperibili anche nel negozio sotto casa. Costo contenuto in rapporto alle prestazioni.

Obiettivi ambiziosi raggiunti, se non completamente, in massima parte: il problema più grosso è rimasto quello della reperibilità di un particolare irrinunciabile componente, il FET duale di ingresso. Se quello impiegato per la scheda RIAA e l'amplificatore di linea, può essere reperito, sia pure con qual-

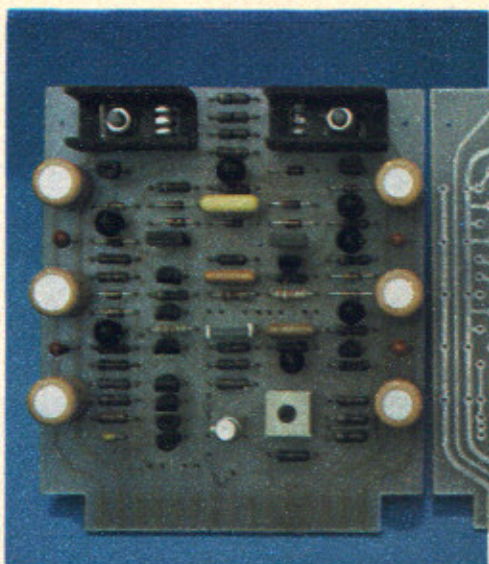
che difficoltà, presso alcuni negozi molto forniti, quello del buffer (costo tre volte superiore) deve essere ordinato alla Siliconix o alla National Semiconductors con tempi di consegna di 4 mesi. Per prevenire le richieste (e le proteste) dei molti lettori interessati, questa volta pensiamo di mettere in vendita non solo gli stampati ma anche, per quanti lo desiderino, i FET duali. Dal nostro punto di vista sarà un esperimento e dal gradimento dei lettori stabiliremo se estenderlo o meno.

Prestazioni. Saremo sintetici, rinviando per un esame dettagliato agli articoli pubblicati su prossimi due numeri. Gli obiettivi di progetto elettrico erano: distorsione di qualsiasi tipo e specie non misurabile o prossima ai limiti strumentali, slew rate superiore a 100 (cento) V/ μ s, tensione di uscita dei singoli moduli superiore a 12 volt efficaci, tensione di rumore pesata riportata all'ingresso fono minore di 0,3 μ V. Quest'ultimo obiettivo non è stato raggiunto: il rumore pesato riportato all'ingresso fono è dell'ordine di 0,36 μ V, leggermente migliore di quello calcolato a partire dalla caratteristica del dual FET impiegato che purtroppo non è la stessa dei FET a bassissimo rumore che i giapponesi hanno sviluppato proprio per questa applicazione. Attualmente non abbiamo una soluzione migliore di quella che proporremo, ma non disperiamo che prima o poi questi fantomatici FET a basso rumore (a noi serve anche che siano ad alta corrente) saltino fuori o che si possa proporre una soluzione alternativa funzionante (qualcosa in mente abbiamo, ma per il momento non è presentabile). Lo slew rate raggiunge i 150 V/ μ s nelle schede RIAA e linea e i 70 V/ μ s nella scheda buffer che è decisamente la più critica. La distorsione per differenza di frequenze del preamplificatore RIAA a 400 mV resta immisurabile fino a 20 kHz. La DIM 20 è assente, la massima tensione di uscita supera i 20 volt, vale a dire che la massima tensione di ingresso fono supera i 400 mV. A proposito di dinamica c'è da fare un'osservazione interessante: la massima tensione di uscita e quindi di ingresso è limitata dalla tensione di alimentazione: i dati appena citati si riferiscono ad una alimentazione di 70 volt (± 35), ma le polarizzazioni sono state studiate in modo tale che le schede possano funzionare tranquillamente e senza alcuna modifica anche a tensione minore semplificando, se lo si desidera, la costruzione dell'alimentatore: per esempio esistono degli stabilizzatori integrati a ± 24 volt e a questa tensione la massima uscita resta ancora superiore ai 10 volt.

Programmi e costi. Sul numero 93 pubblicheremo lo schema elettrico della versione preamplificatore fono, sul numero 94 quello delle versioni linea e buffer. A settembre sul numero 96 uscirà invece, come esempio di applicazione, un preamplificatore completo costruito a partire dai nostri moduli. Una domanda che si rivolgeranno molti lettori è senz'altro «Quanto costa?».

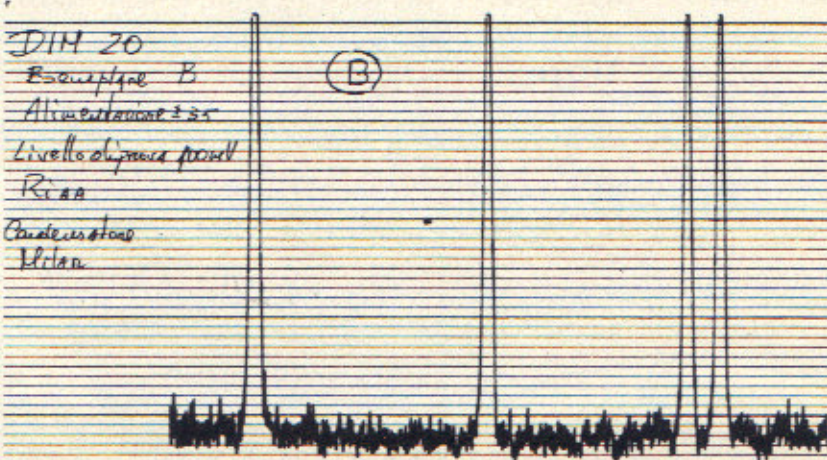
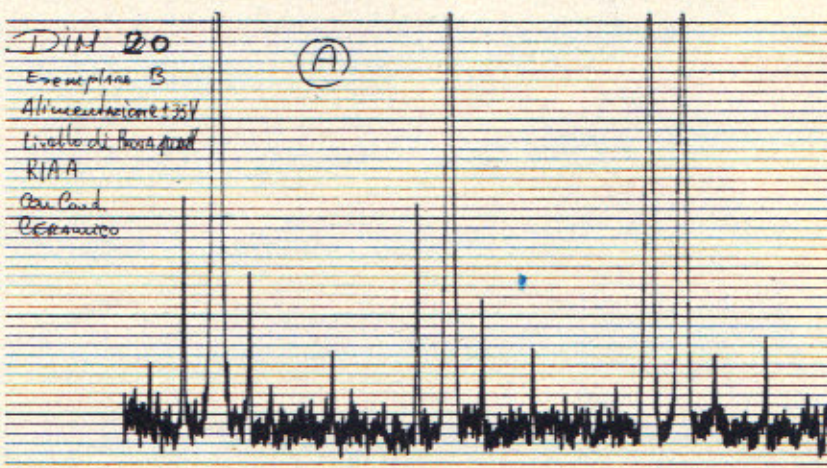
I componenti per una singola scheda dovrebbero venire a costare complessivamente tra le 15 e le 20 mila lire. Per un preamplificatore senza controlli di tono occorre un minimo di 6 schede. Aggiungendo il costo di una bella scatola, dell'alimentatore, dei connettori, dei commutatori dei potenziometri e delle manopole si dovrebbe restare sotto le 200.000 lire: 1/3 del più economico apparecchio commerciale di caratteristiche paragonabili. Crediamo con questo modulo preamplificatore universale di soddisfare le attese di un vastissimo numero lettori, appassionati, autocostruttori e, perché no, costruttori artigianali di impianti per amplificazione musicale e stazioni radiotelevisive private. Ho dimenticato gli appassionati di registrazione che vorranno autocostruire un mixer di alte prestazioni. Arriverci al prossimo numero.

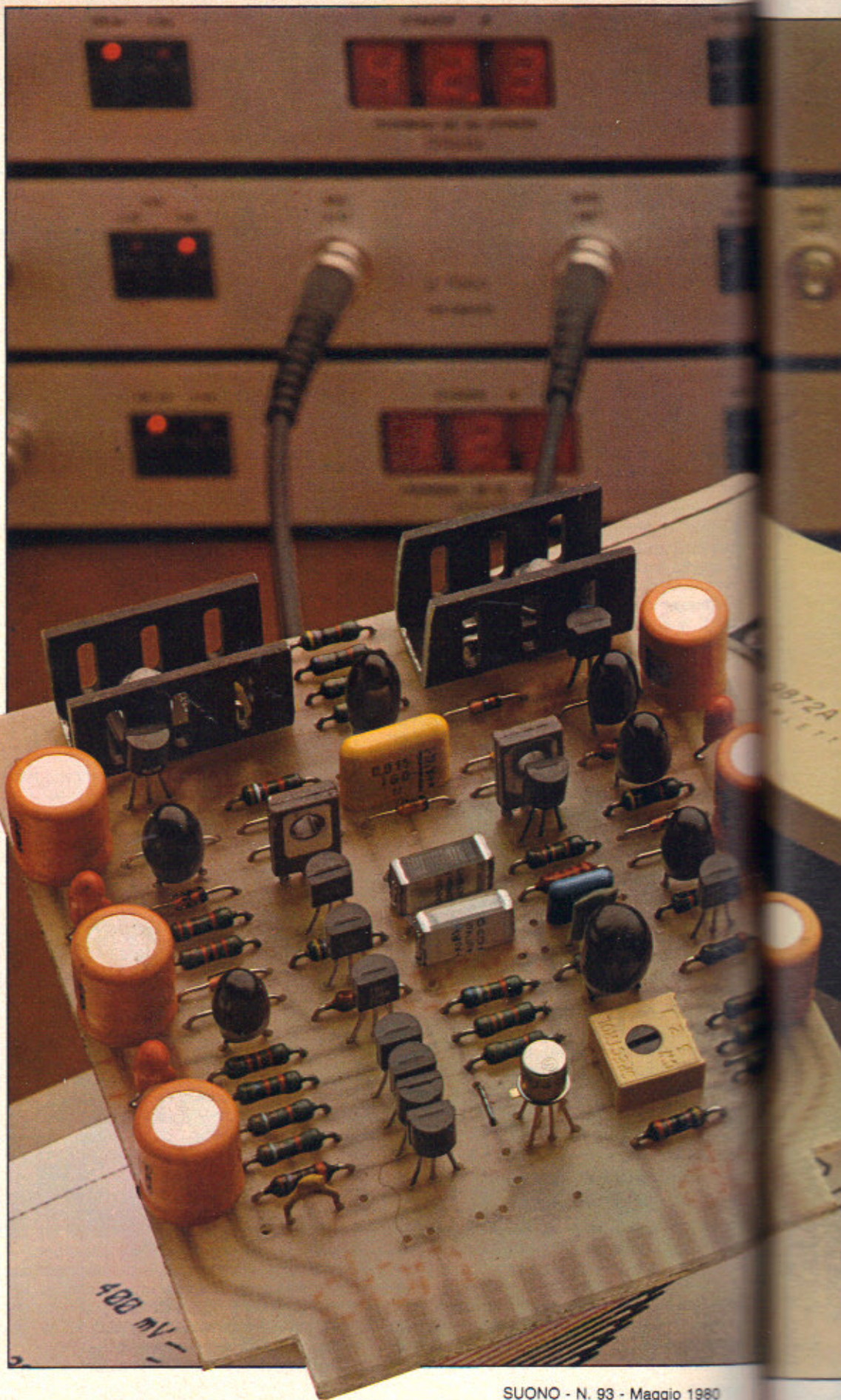
Paolo Nuti

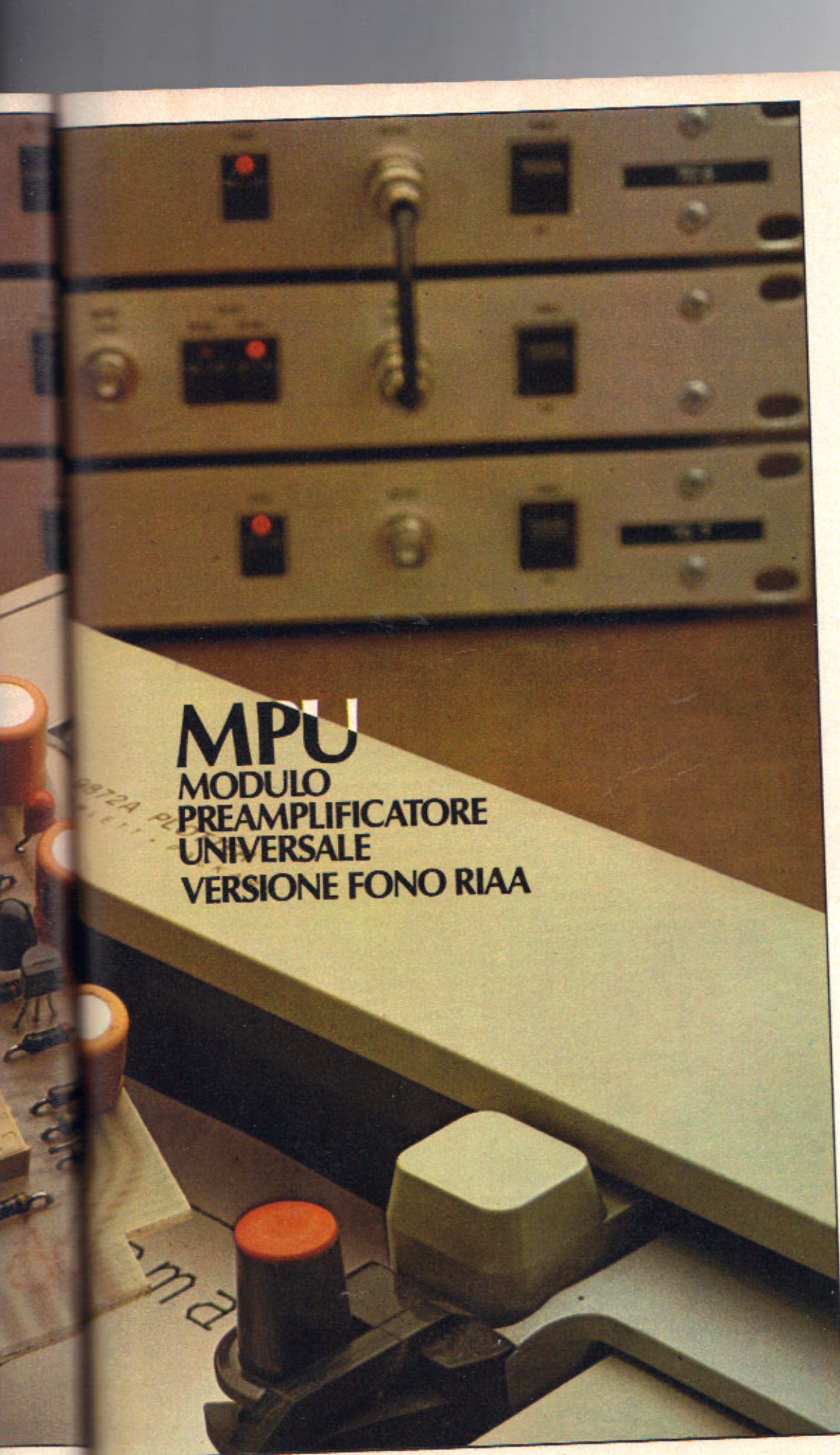


Vista lato componenti e lato stampato della scheda preamplificatore RIAA.

Un esempio delle difficoltà cui si può andare incontro. Durante le prove l'esemplare B (e anche l'esemplare D) del gruppo di 5 preamplificatori RIAA appartenenti all'ultima serie di prototipi definitivi ha esibito una distorsione di intermodulazione statica che si manifestava anche nella prova DIM 20 (grafico A). Tutti i prototipi delle serie precedenti ne erano assolutamente esenti. Dopo varie ipotesi e controlli si scoprì che sui due esemplari incriminati era stato montato un condensatore ceramico da 3,9 nF al posto di uno da 3,9 nF in milar. Sostituito il componente la distorsione è scomparsa (grafico B).







MPU

**MODULO
PREAMPLIFICATORE
UNIVERSALE
VERSIONE FONO RIAA**

Dopo gli annunci che hanno suscitato entusiasmo ed interesse non solo tra i lettori di *SUONO* appassionati di autocostruzione, ma anche tra alcuni costruttori (!), dopo l'articolo di Stefano Sgandurra sugli aspetti teorici del progetto (IAF 6, supplemento a *SUONO* 91), dopo la presentazione in anteprima su *Suono* 92 (ricordate il maledetto condensatorino generatore di TIM?), ecco finalmente svelato ogni segreto del primo MPU, quello versione RIAA. Forse qualche lettore occasionale si domanderà cos'è questo MPU. E' presto detto: un modulo preamplificatore operativo a componenti discreti progettato senza badare a compromessi sui costi finali, ma solo alla (relativa) reperibilità dei componenti, specializzabile nelle varie funzioni necessarie per costruire preamplificatori ad alta fedeltà di altissime prestazioni, mixer, strumenti di misura, impianti voce etc. etc... Il modulo si presenta fisicamente come una scheda a circuito stampato con connettore a pettine dorato (!) il cui layout è stato studiato con particolare cura al fine di eliminare instabilità ed anelli di massa. Sul prossimo numero gli MPU linea e buffer e a settembre un preamplificatore costruito con gli MPU. Squilli di tromba e parola al progettista.

In un preamplificatore la sezione phono rappresenta senza dubbio il cuore di tutto l'apparecchio; normalmente è sufficiente un'indagine preliminare su questo circuito per risalire al livello qualitativo dell'intero pre. La maggior parte dei problemi nasce dal fatto che il circuito, oltre ad amplificare il segnale fornito dalla testina magnetica, deve equalizzarlo secondo la curva di deenfasi comunemente chiamata RIAA.

Il circuito RIAA deve possedere, oltre alla corretta curva di equalizzazione, caratteristiche statiche e dinamiche di tutto rilievo insieme ad un rumore di fondo il più basso possibile. Quest'ultima specifica, purtroppo, mal si concilia con la necessità di avere elevate prestazioni dinamiche, dal momento che un alto rapporto S/N si ottiene con correnti di polarizzazione basse rispetto a quelle necessarie per avere prestazioni dinamiche eccellenti.

L'idea base del nostro preamplificatore si fonda sul progetto di un modulo amplificatore operazionale a componenti discreti, ottimizzato per l'alta fedeltà e di uso universale, con il quale si può realizzare praticamente l'intero preamplificatore. Per ogni modulo è previsto un circuito stampato a scheda con un connettore a 15 poli a contatti dorati.

In questa prima parte tratteremo, oltre alla descrizione del circuito, l'applicazione come phono equalizzato RIAA; in una successiva puntata parleremo dell'utilizzazione del modulo come amplificatore di linea o come buffer.

Descrizione del circuito phono

Come si vede dallo schema, la complessità del circuito potrebbe sembrare in un primo momento esorbitante; in realtà la funzione di ogni singolo componente è ben precisa: vediamo di analizzarla più in dettaglio.

Lo stadio d'ingresso è costituito dal differenziale a FET integrato T1, T2; tale scelta è dettata dagli innumerevoli vantaggi che il transistor ad effetto di campo presenta rispetto ad un tradizionale differenziale a transistori bipolari. L'impedenza d'ingresso del phono dipende unicamente dalla resistenza R1 che va scelta intorno ai 47 kohm per un corretto smorzamento della testina; il FET, inoltre, ha una distorsione essenzialmente di 2ª armonica, che è indipendente dall'impedenza della sorgente al contrario di quanto accade per i normali transistori ed infine, le sue prestazioni dinamiche sono nettamente superiori, vedi per esempio lo slew-rate. L'unico inconveniente del FET è che il rumore di tensione è leggermente più alto, per cui nelle misure si ottiene un rumore equivalente all'ingresso più elevato. In realtà, poi, una volta collegata la testina, è quest'ultima a generare un rumore termico più alto, ma su questo punto torneremo in seguito con un discorso a parte. I transistori T3 e T4, posti in serie ai drain di T1 e T2, costituiscono un amplificatore cascode; il tutto serve ad aumentare la banda passante dello stadio d'ingresso ed a mantenere basse le tensioni V_{DS} del differenziale. Completa lo stadio d'ingresso lo specchio di corrente, costituito da T5 e T6, mentre le resistenze R8 ed R9 contribuiscono all'accoppiamento dei due transistori. Il differenziale d'ingresso è alimentato dal

generatore di corrente (5,5 mA) realizzato da T15, mentre l'altro generatore di corrente (0,5 mA), costituito da T17, polarizza, tramite R12, la base del cascode T3 e T4. In tal modo le basi di T3 e T4 sono libere di seguire dinamicamente il segnale d'ingresso mantenendo costanti le tensioni V_{GS} del differenziale T1, T2; la corrente in ogni ramo del differenziale è la metà della differenza fra i due generatori ed è dell'ordine di 2,5 mA. Il segnale di corrente presente nel punto A alimenta l'amplificatore a transistori realizzato da T7 e T8 il cui carico è costituito dal generatore di corrente T16 (7 mA). In serie al segnale è presente il transistor a base comune T9, con il compito di allargare la banda passante di T7 e T8 e di limitare la loro tensione V_{CE} . I diodi D5, D6, D7 e D8 costituiscono la polarizzazione di T11, T12, T13 e T14, montati a push-pull a simmetria totalmente complementare in classe A. La resistenza R23 limita la corrente in T11 e T12, mentre R24 ed R25 la limitano in T13 e T14; la resistenza R26, di valore pressoché trascurabile, 47 ohm, evita che eventuali corti accidentali in uscita possano danneggiare qualche componente del circuito; i diodi D9 e D10 migliorano i tempi di recupero di T9 e T10 quando l'uscita è in saturazione.

La rete che realizza l'equalizzazione RIAA è posta fra l'uscita ed il terminale di gate di T2 (ingresso invertente) ed è realizzata da R6, R27, R28, C2 e C3; per ottimizzare al meglio il valore di quest'ultimi componenti, non sempre presenti nello standard, sono previsti sul circuito stampato ulteriori spazi per poter accoppiare in parallelo resistenze o condensatori in modo da ottenere il valore richiesto. Particolare attenzione si è posta nella realizzazione dei circuiti di massa; l'ingresso ha una propria massa separata che deve essere collegata soltanto alla presa cinch dell'ingresso phono e, ovviamente, il connettore d'ingresso del preamplificatore deve avere la massa separata da quella del telaio. Sono previste altre tre masse che debbono tornare alla alimentazione separatamente, di cui due riguardano i ritorni dei condensatori di filtro delle alimentazioni, positiva e negativa, posti sulla scheda, l'altra quella del segnale. L'intero modulo è alimentabile con una tensione duale variabile tra ± 15 V e ± 35 V; ovviamente alcune prestazioni dipendono dalla tensione di alimentazione, $\pm V_{CC}$, in particolare la massima tensione di picco d'uscita è pari a $(V_{CC} - 6,5)$ volt.

Questa precisazione è doverosa in quanto la massima tensione di accettazione phono dipende unicamente da V_{CC} e dal guadagno ad 1 kHz; nella tabella 1 sono indicate le massime tensioni di accettazione in funzione della tensione di alimentazione e del guadagno. Come si vede, con una V_{CC} di ± 35 V, la massima accettazione (guadagno = 50) raggiunge i 400 mV, valore che può essere considerato eccellente anche perché è garantito su tutta la banda fino a 20 kHz. Qualora si vogliano utilizzare, per l'alimentazione, i comodissimi circuiti regolatori integrati da ± 24 V, la massima accettazione scende a 240 mV, valore considerato, tutto sommato, più che sufficiente per tutti gli impieghi possibili di questo modulo.

CARATTERISTICHE DICHIARATE DAL PROGETTISTA

Sensibilità: 2,0 mV per 100 mV d'uscita
Risposta in frequenza: $\pm 0,2$ dB da 40 Hz a 20 kHz
Massima tensione d'ingresso (accettazione): 400 mV con ± 35 V di alimentazione
Distorsione armonica (THD): minore di 0,01% da 20 Hz a 20 kHz per segnali compressi fra 20 mV e 400 mV
Distorsioni dinamiche: non è presente alcun tipo di distorsione dinamica fino alla saturazione

Slew-rate: maggiore di 100 V/ μ s
Rumori di fondo: tipicamente 455 nV equivalenti all'ingresso in misura pesata A con un rapporto S/N migliore di 72,8 dB
Tensione di alimentazione: compresa fra ± 15 V e ± 35 V. Costruzione modulare a scheda con connettore a pettine dorato a 15 poli.

Criteri di scelta della rete di equalizzazione.

La curva RIAA può essere realizzata con un numero pressoché illimitato di reti diverse, che forniscono, praticamente tutte, le stesse prestazioni. La rete da noi prescelta è quella ormai classica composta da due resistenze e da due condensatori posti in parallelo (fig. 1). La costante di tempo C 2-R 27 deve essere di 75 μ s e la costante C 3-R 28 deve valere 3180 μ s; la resistenza R 6 regola il guadagno ad un 1 kHz, mentre il condensatore C 4 rende unitario il guadagno in continua dell'intero modulo, minimizzando in questo modo la tensione di off-set dello stadio d'ingresso. Se si vuole accoppiare in continua tutto l'amplificatore phono, occorre cortocircuitare C 4 sostituendolo con un ponticello. In questo caso bisogna prestare attenzione nel regolare, tramite P 1, l'off-set, in quanto il guadagno in continua della rete, molto elevato, circa 500, può comportare in uscita una tensione molto diversa da 0 V; del resto la stabilità termica è sufficientemente elevata, per cui, per variazioni di $\pm 5^\circ$ C di temperatura ambiente, la tensione d'uscita non varia tipicamente più di ± 100 mV. D'altra parte la rete R 6-C 4 si comporta come un filtro subsonico a 6 dB/ott con frequenza di taglio pari a: $f = 1/2 \cdot \pi \cdot R 6 \cdot C 4$, per cui scegliendo opportunamente il valore di C 4, si può spostare a piacere il punto d'intervento del filtro. In tabella 2 sono indicati i valori dei componenti della rete RIAA per cinque diverse sensibilità; nel caso in cui il valore del componente non esista, viene indicata la possibile combinazione per ottenerlo. E' consigliabile utilizzare resistenze e condensatori selezionati o almeno montare condensatori al 5% e resistenze al 2%; in questo modo la precisione della rete è più che sufficiente; con i valori forniti in tabella 2 la precisione della curva RIAA è migliore di $\pm 0,1$ dB. Per C 4 è consigliabile montare un condensatore al tantalio di almeno 6,3 V lavoro; con 100 μ F la

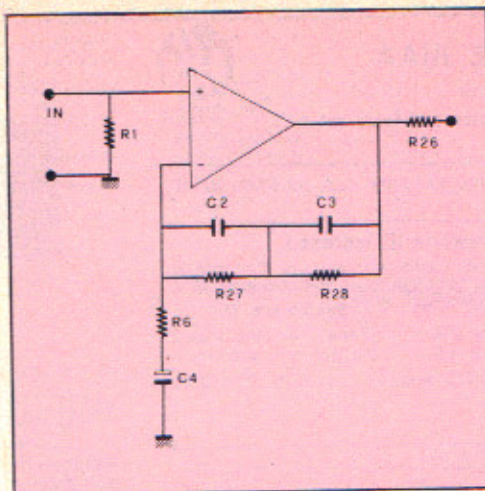


Figura 1 - Rete di controreazione e componenti che definiscono impedenza di ingresso e di uscita.

frequenza di taglio inferiore, -3 dB, cade al disotto dei 10 Hz. A 20 Hz l'attenuazione è, di conseguenza, inferiore a 1 dB mentre a 40 Hz non raggiunge i 0,3 dB; in pratica è consigliabile montare sempre C 4.

Qualora si desiderino sensibilità diverse da quelle indicative in tabella 2, occorre utilizzare le formule pubblicate nell'inserto IAF 6. Il parametro di partenza è il guadagno desiderato a 1 kHz; se ad esempio si vuole una sensibilità di 2,0 mV per 150 mV in uscita, il guadagno è pari a 75 (37,5 dB); la procedura di calcolo è la seguente: 1) calcolare tramite la formula (22) il guadagno K in continua. Es.: $K = 75 \times 9,89808 - 1 = 741,356-2$ calcolare la costante di tempo τ tramite la (28). Es.: per il valore

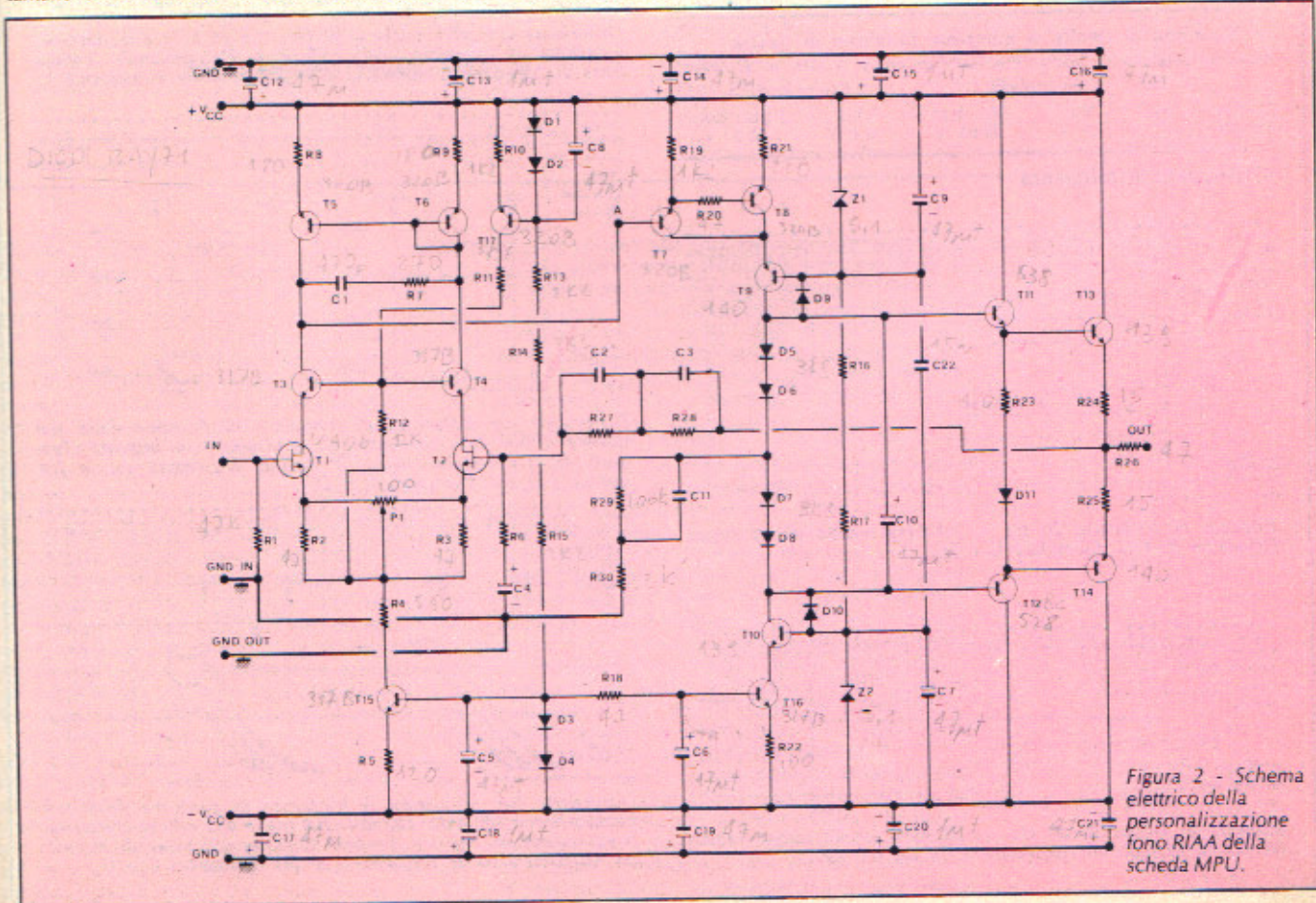


Figura 2 - Schema elettrico della personalizzazione fono RIAA della scheda MPU.

PREAMPLIFICATORE RIAA

Numero di matricola: nessuno

Risultati delle misure eseguite nei laboratori dell'Istituto Alta Fedeltà



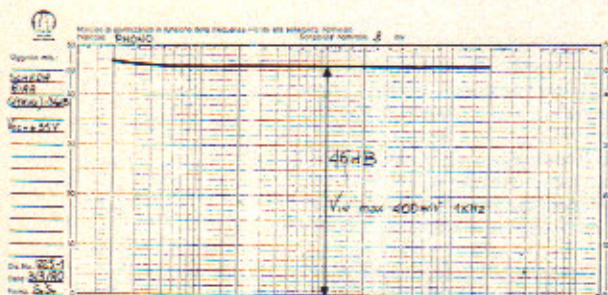
Nota: Tutte le misure sono state eseguite con tensione di alimentazione di ± 35 volt.

1) Sensibilità e massima tensione di ingresso.

Sensibilità riferita alla tensione di uscita nominale di 0,1 volt su 47 kohm. Frequenza di prova 1 kHz. Tensione di alimentazione ± 35 V.

	Esemplare C		Esemplare D	
Ingresso Phono	Sens.	Vin max	Sens.	Vin max
	2,0 mV	419 mV	2,0 mV	410 mV

Massima tensione di ingresso a 5 kHz.
Ingresso phono: 90 mV.



Margine di sovraccarico in funzione della frequenza. Riferito alla sensibilità nominale.

2) Impedenza di ingresso

Ingresso phono 2,0 mV.

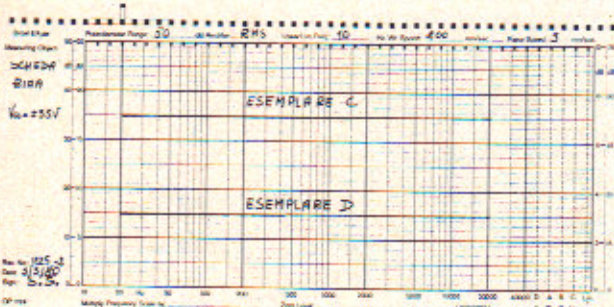
	Impedenza nominale		Impedenza effettiva	
Esemplare C	47 kohm		47 kohm; 5 pF	
Esemplare D	47 kohm		47 kohm; 5 pF	

3) Tensione di uscita e massima tensione di uscita

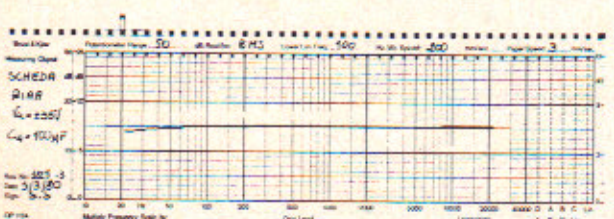
Massima tensione di uscita. Frequenza di prova: 1 kHz su 47 kohm.

	Esemplare C		Esemplare D	
Uscita Phono	Vu	Vu max	Vu	Vu max
	0,1 V	20,95 V	0,1 V	20,5 V

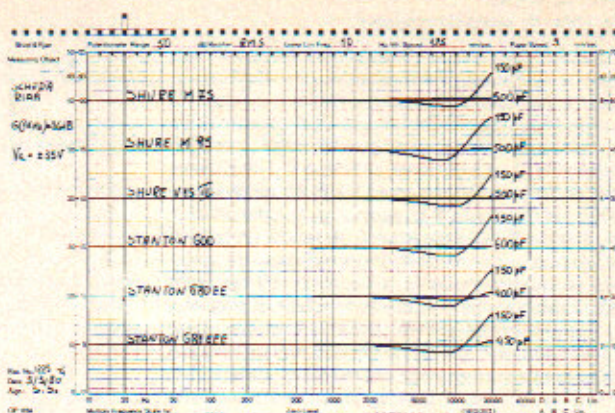
4) Risposta in frequenza



Risposta in frequenza 20 Hz ÷ 20 kHz scheda phono (equalizzazione RIAA). Esemplari C e D.



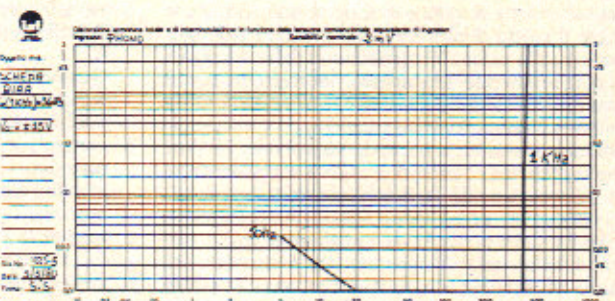
Risposta in frequenza 20 Hz ÷ 20 kHz scheda phono (equalizzazione RIAA) con condensatore C4 da 100 µF.



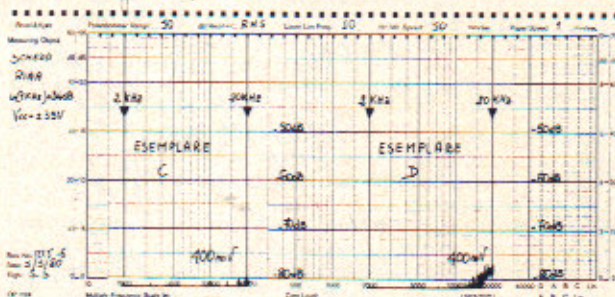
Risposta in frequenza di interfaccia ingresso fonomagnetico con sei diversi fonorivelatori. Capacità dei cavi del giradischi 150 pF e ottimale.

5) Distorsione

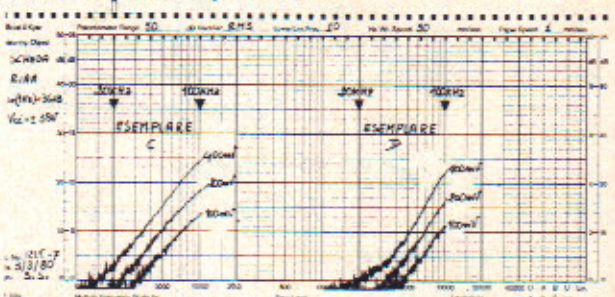
Scheda phono sensibilità 2,0 mV.



Distorsione armonica totale a 50 Hz, 1 e 15 kHz e di intermodulazione in funzione della tensione convenzionale equivalente di ingresso. Esemplari C e D praticamente coincidenti.

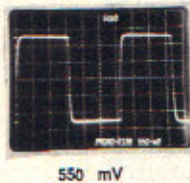
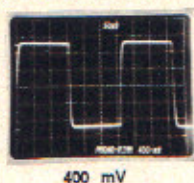


Distorsione per differenza di frequenza in funzione della frequenza a 400 mV convenzionali equivalenti in ingresso. Prodotti di intermodulazione di 2° ordine. Differenza tra le frequenze 120 Hz. Esemplari C e D.

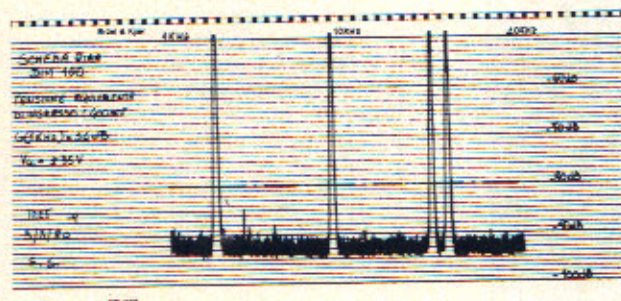


Distorsione per differenza di frequenza in funzione della frequenza fino a 100 kHz: 100 mV, 200 mV e 400 mV convenzionali equivalenti in ingresso. Prodotti d'intermodulazione di 2° ordine. Differenza tra le frequenze 120 Hz. Esemplari C e D.

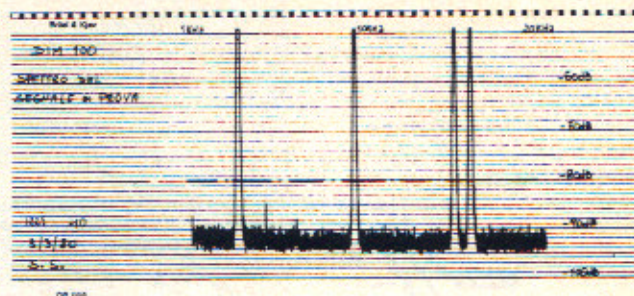
Risposta all'onda quadra (preenfasia RIAA) filtrata a -6 dB/ott. a 100 kHz.
Frequenza di prova 3,18 kHz. Tensioni equivalenti in ingresso.



Q 100. 2ª armonica della fondamentale del segnale di prova in funzione della tensione equivalente in ingresso. Attenuazioni in dB riferite al livello della fondamentale. Esempari C e D praticamente coincidenti.



DIM 100. Spettro 20 Hz ÷ 20 kHz del segnale di uscita. Tensione equivalente di ingresso 400 mV.



DIM 100. Spettro 20 Hz ÷ 20 kHz del segnale di prova.

6) Rapporto segnale/rumore

Secondo IEC 268.

Riferito ad una tensione di uscita di 0,1 volt su 47 kohm.

Ingresso phono	S/N lin.	S/N «A»
Esemplare A	66,4 dB	75,1 dB
Esemplare B	60,9 dB	73,6 dB
Esemplare C	61,9 dB	73,6 dB
Esemplare D	62,5 dB	74,0 dB

7) Tensione di rumore riportata all'ingresso

Ingresso phono	Vr	Vr «A»
Esemplare A	0,96 μ V	0,35 μ V
Esemplare B	1,8 μ V	0,42 μ V
Esemplare C	1,6 μ V	0,42 μ V
Esemplare D	1,5 μ V	0,40 μ V

Tensione pesata di rumore tipica ingresso phono: 0,40 μ V.

di K in considerazione $\tau = 315,36 \mu$ s. A questo punto abbiamo tutti gli elementi atti a calcolare i valori di cinque componenti della rete. Poiché la scelta di uno di essi è libera, si può fissare a priori una resistenza o un condensatore; normalmente è molto più comodo prefissare un condensatore in quanto la possibilità di scelta rispetto alle resistenze è assai più limitata. Se, tuttavia, vogliamo utilizzare per R 27 una resistenza da 10 kohm, la capacità C 2 si trova immediatamente tramite la (26): $C 2 = 7500$ pF. Tale valore esiste nella serie di capacità al 2% oppure si ottiene ponendo in parallelo un condensatore da 6800 pF e uno da 680 pF; la precisione che si ha, 0,27%, supera abbondantemente quella dei componenti. Utilizzando la formula (23) ci ricaviamo il valore di R 6: $R 6 = 174,25$ ohm; anche qui il problema si risolve con un parallelo: 180 ohm e 5600 ohm. Il valore così ottenuto, ovvero 174,39 ohm, presenta una differenza da quello richiesto minore dello 0,1%, praticamente trascurabile. Per calcolare R 28 utilizziamo la (25): $R 28 = 119,18$ kohm; in questo caso è sufficiente una resistenza da 120 kohm. C 3, infine, si ottiene direttamente dalla (27): $C 3 = 26,68$ nF (22 nF // 4,7 nF). Nella scelta dei componenti occorre prestare attenzione nell'evitare d'impiegare per R 6 valori al di sotto dei 150 ohm, altrimenti si è costretti ad usare per C 4 condensatori con capacità superiori a 100 μ F, non facilmente reperibili. Ad 1 kHz variazioni del guadagno di ± 6 dB dal valore usuale, circa 34

dB, non comportano grossi problemi per la rete C 1 R 7 che determina la stabilità dell'intero amplificatore; al massimo sarà necessario un leggero ritocco al valore di R 7. Per mantenere costante il tasso di controreazione ad anello chiuso al di sotto dei 500 Hz è necessario far sì che la risposta in frequenza ad anello aperto segua la curva RIAA; a tale scopo è stata quindi inserita la rete R 29, R 30, C 11.

Costruzione e taratura

La costruzione del modulo phono, ne occorrono ovviamente due per un preamplificatore stereo, non presenta particolari difficoltà: il circuito stampato ha una foratura a passi di decimo di pollice per cui si possono facilmente montare condensatori con passi di 2,3 e 4 decimi e resistenze da 1/4 W con distanza fra i terminali di 4 decimi pari a 10,16 mm. Nel caso in cui si utilizzino resistenze al 5%, è necessario accertarsi che la loro qualità sia buona e si consiglia di acquistare componenti a strato di carbone o metallico; il problema si semplifica utilizzando resistenze al 2%, sempre a strato, in quanto la loro qualità è nettamente superiore a quella delle resistenze al 5% comunemente reperibili. Per i condensatori si possono utilizzare componenti con dielettrico in mylar o in policarbonato; l'uso di condensatori ceramici è sconsigliabile soprattutto nella rete RIAA, poiché a causa delle forti escursioni di tensione questi comportano elevate componenti d'intermodulazione dovute essenzialmente all'effet-

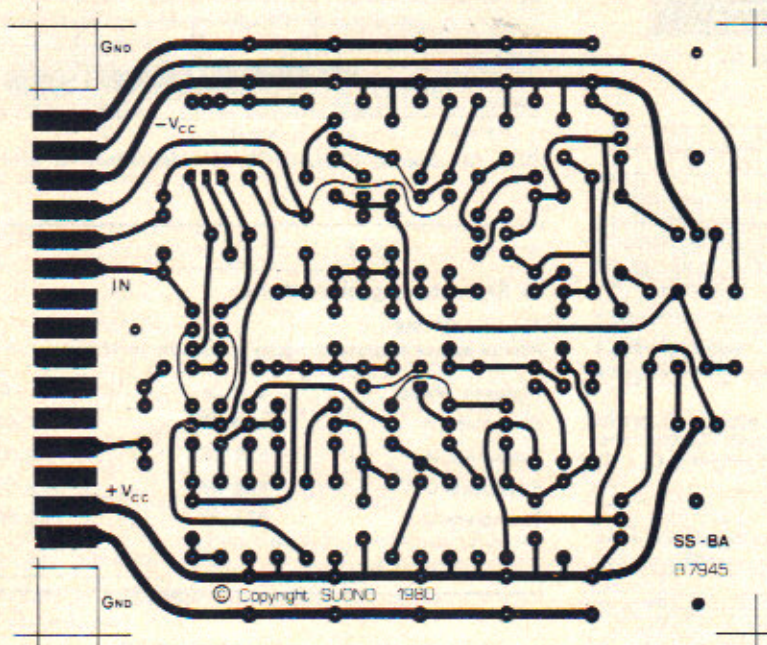


Figura 3 -
Circuito
stampato lato
rame della scheda
MPU. Scala 1/1.

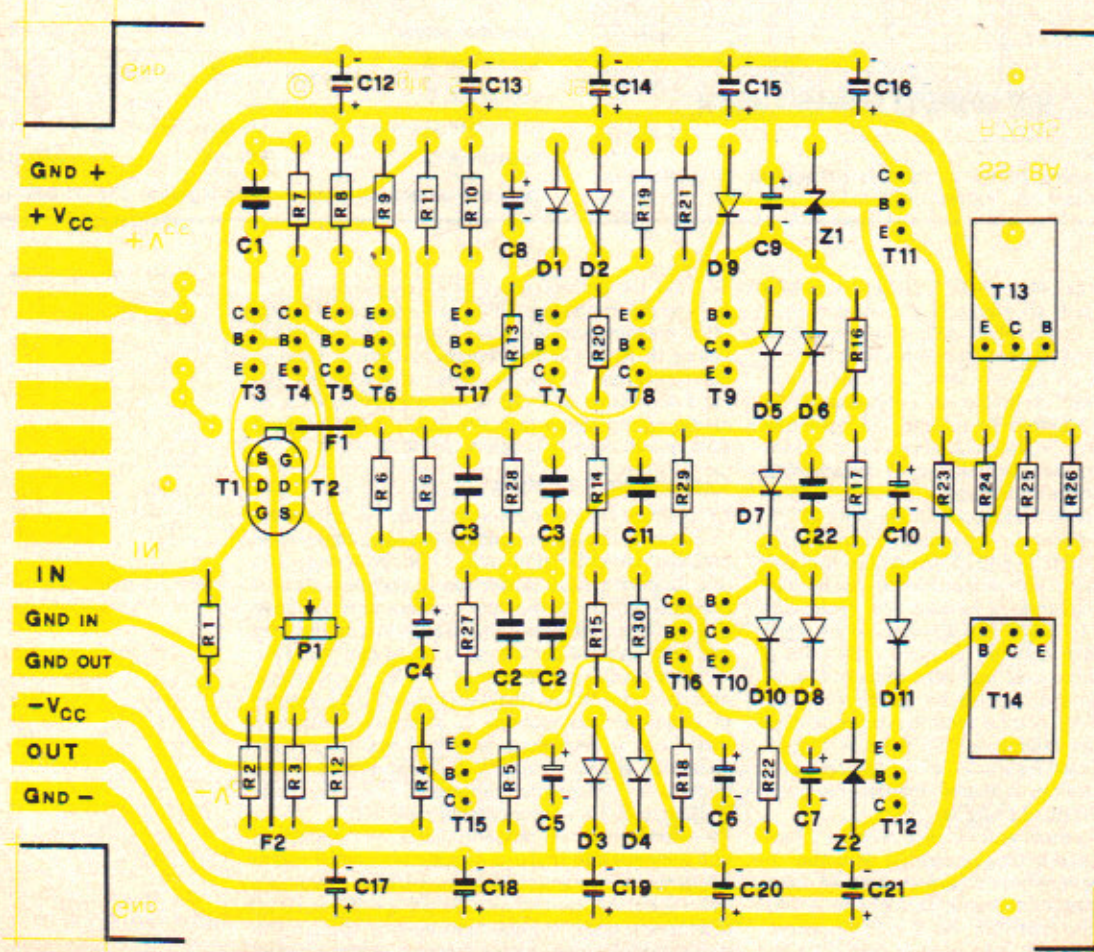


Figura 4 - Piano
di montaggio dei
componenti della
scheda MPU,
personalizzazione
fono RIAA. Lato
componenti, scala
1.5:1.

to pie
elettrol
siano a
elevato
si abbi
qualità
taratura
qualità
Neohm
transist
su due
miche;
mantie
raccom
silicio
sconsig
indicate
con un
vale a
caratter
per l'al
Inizian
re i pos
inserire
Una ra
è quel
utilizza
evitare
saldar
può pr
transist
i cond
finali T
Una vo
ad un l
saldatu
aiutand
da un c
spiacer
sopratt
elettrol
scheda
regolar
circuit
pontico
all'usc
modo
per la
una se
quindi
non si
sufficie
in tal
rarsi su
circost
per rid

Risult
In labo
questo
nient
utilizza
Sostitu
de RIA
tutti i
sono si
ne di 3
compo
basse.
2,0 m
pienan
margin
anche
risultat
di clas
fattore
massim
90 mV
segnal
ondulo

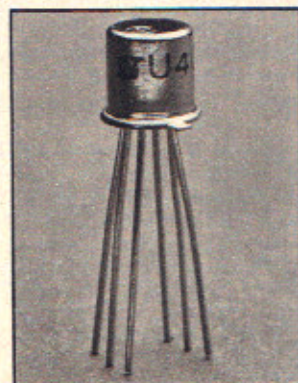
SUON

to piezoelettrico che subiscono. I condensatori elettrolitici all'interno dell'operazionale è bene che siano al tantalio; il loro costo è decisamente più elevato dei normali elettrolitici, ma in questo modo si abbassa la probabilità di avere sorprese sulle qualità finali del modulo phono. Il trimmer di taratura dell'off-set deve essere anch'esso di buona qualità (marche consigliate: Spectrol, Bourns, Neohm, etc.) per evitare spiacevoli falsi contatti. I transistori T 13 e T 14 è opportuno che siano montati su due piccoli radiatori e isolati da essi tramite miche; in questo modo la loro temperatura si mantiene su valori di piena sicurezza; come ultima raccomandazione non dimenticate l'uso di grasso ai siliconi per migliorare il contatto termico. Si sconsiglia di utilizzare componenti diversi da quelli indicati se, soprattutto, la sostituzione non avviene con una sicura cognizione di causa; questo discorso vale a maggior ragione per T 9 e T 10 le cui caratteristiche debbono essere ben regolari e adatte per l'alta fedeltà.

Iniziando la costruzione conviene dapprima montare i ponticelli di filo F 1 ed F 2 dopodiché si possono inserire le resistenze e contemporaneamente i diodi. Una raccomandazione che può sembrare superflua, è quella di fare saldature a regola d'arte e di utilizzare stagno a basso contenuto di piombo ed evitare il più possibile l'uso di disossidante o pasta salda. Dopo aver montato le resistenze e i diodi si può procedere al montaggio dei condensatori e dei transistori; come ultimi componenti verranno saldati i condensatori di alimentazione e i due transistori finali T 13 e T 14 con le alette di raffreddamento. Una volta ultimata la costruzione è bene procedere ad un lavaggio e pulizia dello stampato dai residui di saldatura con un po' di alcool o di altro solvente aiutandosi con uno spazzolino. Infine si raccomanda un controllo accurato del montaggio onde evitare spiacevoli guasti all'atto del collaudo, ciò vale soprattutto per la polarità dei diodi, dei condensatori elettrolitici e dei transistori. La taratura da fare sulla scheda è una sola e semplicissima; si tratta di regolare l'off-set dell'operazionale. Dopo aver cortocircuitato la resistenza R 1 da 47 kohm con un ponticello, si deve porre un voltmetro in continua all'uscita del modulo e regolare il trimmer P 1 in modo da avere una tensione nulla. Si può utilizzare per la taratura anche un oscilloscopio purché abbia una sensibilità di almeno 5 mV/div; ricordatevi, quindi, di rimuovere il ponticello di corto su R 1. Se non si possiede alcun strumento per la taratura, è sufficiente porre il trimmer P 1 a metà corsa, perché in tal modo la regolazione dell'off-set può considerarsi sufficientemente precisa; ovviamente in questa circostanza, è d'obbligo l'uso del condensatore C 4 per ridurre il guadagno in continua.

Risultati delle misure e commento

In laboratorio sono stati montati diversi esemplari di questo modulo phono; non si sono avuti inconvenienti di sorta, tranne la volta in cui abbiamo utilizzato alcuni condensatori ceramici a piastrina. Sostituiti quest'ultimi, il comportamento delle schede RIAA si è dimostrato praticamente identico per tutti i prototipi costruiti e provati. Tutte le misure sono state eseguite con una tensione di alimentazione di ± 35 V; comunque è stato controllato anche il comportamento con tensioni di alimentazione più basse. La sensibilità scelta per i prototipi è stata di 2,0 mV per 100 mV in uscita, specifica questa, pienamente confermata in fase di misura, con un margine di sovraccarico superiore a 46 dB e costante anche al di sopra dei 20 kHz. Notare che un tale risultato è ben raro anche in apparecchi commerciali di classe elevata. Il condensatore C4 ha aumentato il fattore di controeccitazione sotto i 10 Hz, portando la massima tensione d'ingresso a 5 Hz, mediamente a 90 mV dai 40 mV teorici. In questo modo eventuali segnali subsonici, per esempio provenienti da dischi ondulati o dalla risonanza braccio testina, non



Il pettine dorato della scheda MPU si adatta ad un connettore 15 poli passo 3,96 mm.

Tutti i componenti impiegati sulla scheda sono facilmente reperibili ad eccezione del fet duale U 406 che può creare delle difficoltà. Per venire in aiuto ai lettori interessati, oltre al circuito stampato distribuiremo anche i fet duali.

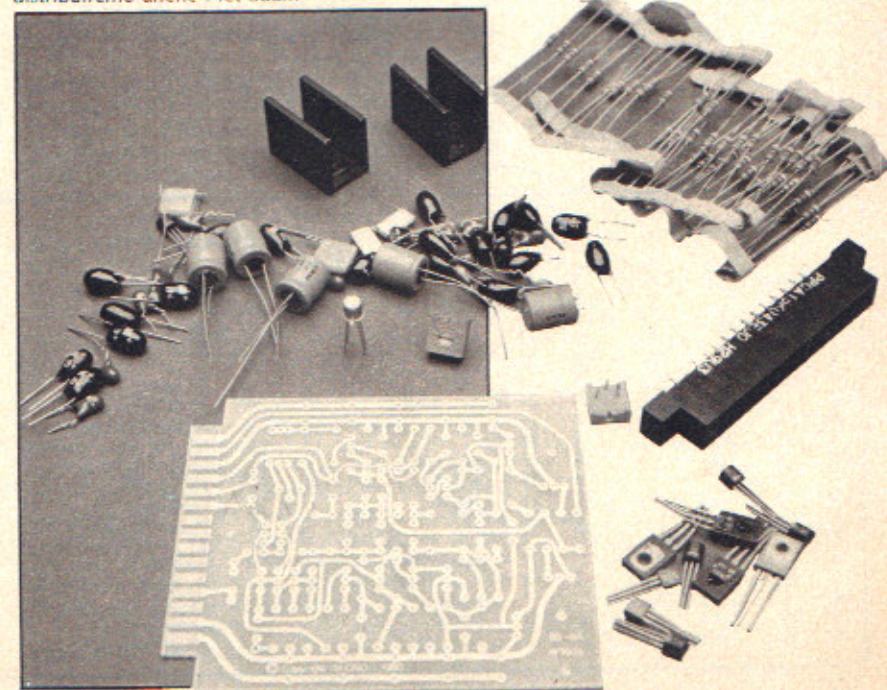


Tabella 1. La tabella fornisce la massima tensione di accettazione phono a 1 kHz in funzione della tensione di alimentazione e del guadagno.

Guadagno a 1 kHz		100	66.7	50	40	33.3
Sensibilità in mV per 100 mV d'uscita		1.0	1.5	2.0	2.5	3.0
Tensione di alimentazione	± 35 V	200 mV	300 mV	400 mV	500 mV	600 mV
	± 30 V	165 mV	250 mV	330 mV	415 mV	500 mV
	± 24 V	120 mV	185 mV	240 mV	310 mV	375 mV
	± 18 V	80 mV	120 mV	160 mV	200 mV	250 mV
	± 15 V	60 mV	90 mV	120 mV	150 mV	180 mV

Tabella 2. La tabella fornisce i valori esatti dei componenti della rete RIAA per cinque differenti valori del guadagno a 1 kHz e i possibili paralleli per ottenere i valori non compresi negli standard.

Guadagno a 1 kHz e sensibilità in mV per 100 mV d'uscita		R 6	R 27	R 28	C 2	C 3
G = 100	1.0 mV	196.54	15.09 k	179.09 k	4.97 nF	17.74 nF
		200/1.8 k	15 k	180 k	4.7 nF/270 nF	15 nF/2.7 nF
G = 66.7	1.5 mV	195.91	9.98 k	119.10 k	7.52 nF	26.7 nF
		220/1.8 k	10 k	120 k	6.8 nF/680 nF	22 nF/4.7 nF
G = 50	2.0 mV	148.41	5.64 k	67.66 k	13.3 nF	47 nF
		150/1.5 k	5.6 k	82 k/390 k	10 nF/3.3 nF	47 nF
G = 40	2.5 mV	185.53	5.61 k	67.66 k	13.37 nF	47 nF
		220/1.2 k	5.6 k	82 k/390 k	10 nF/3.3 nF	47 nF
G = 33.3	3.0 mV	222.66	5.58 k	67.66 k	13.43 nF	47 nF
		330/680	5.6 k	82 k/390 k	10 nF/3.3 nF	47 nF

possono causare la momentanea saturazione dell'amplificatore phono. Dalle misure è risultato che l'impedenza d'ingresso è puramente resistiva (R1), mentre il valore della capacità d'ingresso è inferiore a 5 pF e coincide con lo stesso ordine di grandezza della sensibilità di misura. Praticamente, poi, ogni lettore è libero di porre in parallelo ad R1 la capacità che preferisce per un corretto interfacciamento con la testina magnetica utilizzata; nulla vieta, ovviamente, anche di variare R1.

La massima tensione d'uscita ha superato in tutti gli esemplari costruiti i 20 V_{eff} con distorsioni praticamente coincidenti con quelle degli strumenti; la distorsione sotto i 20 mV a 50 Hz non è altro che il rumore di fondo di bassa frequenza. Seguendo l'ordine cronologico di esecuzione siamo arrivati alle misure più interessanti: quelle in regime cosiddetto dinamico.

La distorsione per differenza di frequenze condotta a 100, 200 e 400 mV, fino a 20 kHz si è mantenuta sempre al disotto degli 80 dB (0,01%). Entusiasti da questo, a dir poco, eccezionale comportamento, abbiamo rifatto i grafici fino a 100 kHz dove

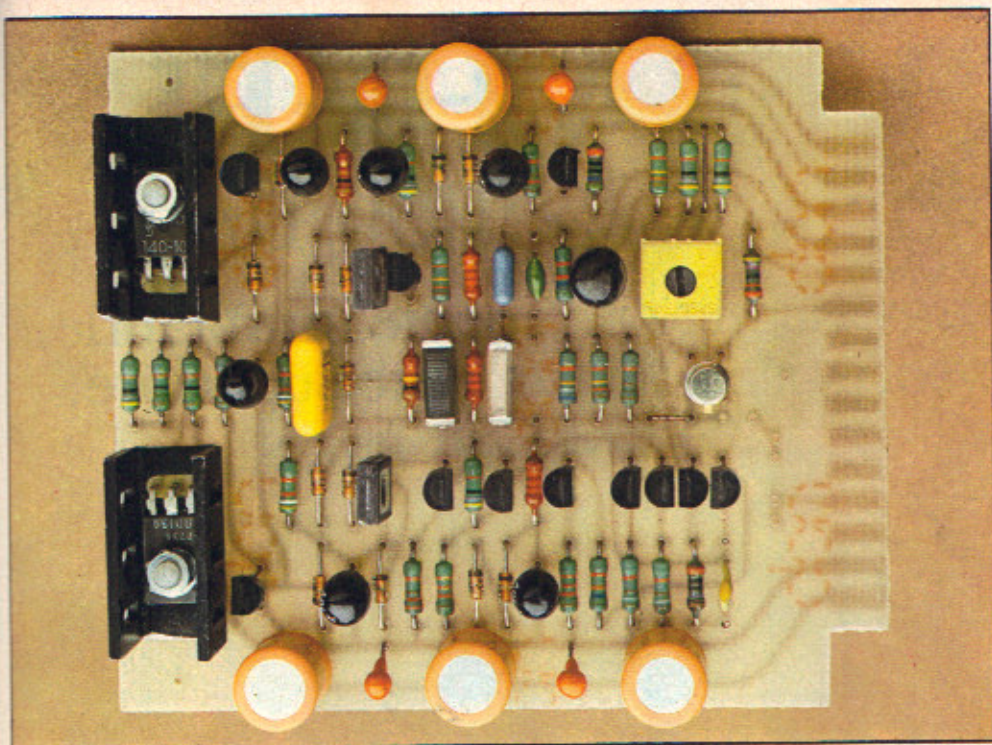
finalmente si è visto qualcosa. Fino a 50 kHz nella maggior parte degli esemplari la distorsione si è mantenuta sotto lo 0,03%, -70 dB, anche a 400 mV con un comportamento più che soddisfacente anche in virtù del fatto che per la prima volta questo tipo di misura viene spinto fino a 100 kHz. A tale frequenza la distorsione a 400 mV non supera mai lo 0,5% mentre a 100 mV si mantiene sotto lo 0,04%. Il comportamento all'onda quadra codificata RIAA è eccellente, come si può vedere dalle foto. Una di esse è stata scattata a 550 mV; a prima vista sembra strano, ma in realtà è possibile per il fatto che il fattore di cresta dell'onda quadra è 3 dB inferiore a quello di una sinusoide, per cui teoricamente lavorando con onde quadre è possibile inviare al circuito segnali con tensione efficace di valore più elevato.

Facendo i debiti conti vediamo che per 400 mV sinusoidali, possiamo inviare un'onda quadra la cui tensione è addirittura pari a 565 mV.

La distorsione di seconda armonica, Q 20, ottenuta dalla dissimmetrizzazione del segnale di prova (onda quadra a 3180 Hz) praticamente non esiste. In

Elenco dei componenti

Resistenze al 5% 1/4 W		R 18	47	C 3	vedi tab. 2	T1 e T2		fet duale
R 1	47 k	R 19	1.2 k	C 4	100 µF/6.3V tant.	C 18	verticale	U 406
R 2	47	R 20	47	C 5	47 µF/6.3V tant.	C 19	47 µF/35V elett.	BC 317 B
R 3	47	R 21	220	C 6	47 µF/6.3V tant.	C 20	verticale	BC 317 B
R 4	560	R 22	100	C 7	47 µF/6.3V tant.	C 21	1 µF/35V tant.	BC 320 B
R 5	120	R 23	120	C 8	47 µF/6.3V tant.	C 22	47 µF/35V elett.	BC 320 B
R 6	vedi tab. 2	R 24	15	C 9	47 µF/6.3V tant.	D 1	verticale	BC 320 B
R 7	270	R 25	15	C 10	47 µF/6.3V tant.	D 2	15 nF 100 V	BD 140
R 8	180	R 26	47	C 11	33 µF/50V 10%	D 3	BAY 71	BD 139
R 9	180	R 27	vedi tab. 2	C 12	47 µF/35V elett.	D 4	BAY 71	BC 538
R 10	1.2 k	R 28	vedi tab. 2	C 13	verticale	D 5	BAY 71	BC 528
R 11	5.6 k	R 29	100 k	C 14	1 µF/35V tant.	D 6	BAY 71	BD 139
R 12	12 k	R 30	12 k	C 15	47 µF/35V elett.	D 7	BAY 71	BD 140
R 13	2.2 k	Z 1	5.1 V 1/4 W	C 16	verticale	D 8	BAY 71	BC 317 B
R 14	2.2 k	Z 2	5.1 V 1/4 W	C 17	47 µF/35V elett.	D 9	BAY 71	BC 317 B
R 15	2.2 k	C 1	470 pF		verticale	D 10	BAY 71	BC 320 B
R 16	3.9 k	C 2	vedi tab. 2		47 µF/35V elett.	D 11	BAY 71	trimmer 100 ohm



Reperibilità dei componenti

Tutti i componenti ad eccezione dei fet duali e dei circuiti stampati sono normalmente reperibili presso i più forniti rivenditori. I fet duali U406 sono attualmente reperibili con difficoltà presso alcuni distributori particolarmente forniti; tra circa 90 giorni e comunque in concomitanza con la presentazione del preamplificatore completo, saranno reperibili attraverso il nostro Ufficio Diffusione.

I circuiti stampati (mm 95x80), forati, stagnati a freddo e con connettore a pettine dorato possono essere richiesti anche subito mediante vaglia postale o assegno di c/c all'Ufficio Diffusione del Gruppo Editoriale Suono, Via Giovanna Gazzoni, 42 - 00133 Roma al prezzo di lire 3.500 cadauno + lire 600 per imballo e spese postali (da 1 a 10 pezzi) oppure mediante versamento su conto corrente postale n. 774018 intestato a: Gruppo Editoriale Suono - Via del Casaleto 380 - 00151 Roma, specificando chiaramente il numero di pezzi ed il numero dello stampato (B 7945) nello spazio riservato alla causale del versamento.

realità dovremmo parlare di Q 100 in quanto le misure sono state effettuate con onda quadra filtrata a 100 kHz. Anche in saturazione, cioè oltre i 565 mV, il segnale ha mantenuto una simmetria esemplare non superando i -70 dB di seconda armonica. Ma la «prova del nove» è stata la DIM 100 a 400 mV e cioè ad un livello di segnale nettamente più impegnativo di quello normalmente utilizzato per le prove su apparecchi commerciali; l'analisi spettrale ha evidenziato la stessa purezza armonica del generatore.

Ed ora veniamo all'unico parametro che può dar luogo a qualche critica e cioè al rumore di fondo. Tutti i prototipi hanno mostrato valori del rumore pesato A entro i dati di progetto che prevedevano, inserto IAF 6, un rumore equivalente d'ingresso di circa 455 nV pari ad un rapporto S/N, per 2,0 mV d'ingresso, di circa 73 dB. La specifica non rispettata, cioè quella che prevedeva un S/N di circa 70 dB in lineare, è dovuta essenzialmente al rumore a bassa frequenza di tipo «pop-corn» non facilmente eliminabile se non agendo sul tipo di semiconduttore impiegato. A questo punto due sono le strade possibili visto che il Gruppo Editoriale Suono non è ancora in grado di progettare e costruire i semiconduttori come i Giapponesi: si possono utilizzare dei FET con rumore più basso, ma il loro costo è proibitivo per la maggior parte degli autocostruttori, circa 25.000 lire l'uno, oppure si possono mettere in parallelo più FET ottenendo un miglioramento di circa 3 dB per ogni raddoppio del numero delle coppie di FET in parallelo; con quattro coppie si ottiene un miglioramento teorico di 6 dB. D'altra

parte non dimentichiamo due fatti importanti: 1) questi valori di rapporto S/N fino a poco tempo fa erano considerati piuttosto buoni ed il loro miglioramento ha richiesto studi sofisticati ed impiego di tecniche particolarissime nella progettazione dei semiconduttori come la costruzione integrata di più dispositivi in parallelo, la passivizzazione particolare del substrato, particolari configurazioni del canale, ecc; 2) il rumore termico delle attuali testine MM è nella maggior parte dei casi superiore o perlomeno equivalente a quello riscontrato nel nostro preamplificatore per cui non abbiamo ritenuto opportuno migliorare un valore che è, a nostro giudizio, accettabile. A tutti coloro che hanno la stretta necessità di avere un rumore di fondo più basso, rimane comunque la possibilità di adottare la tecnica dei FET in parallelo o di acquistare quelli a rumore estremamente basso.

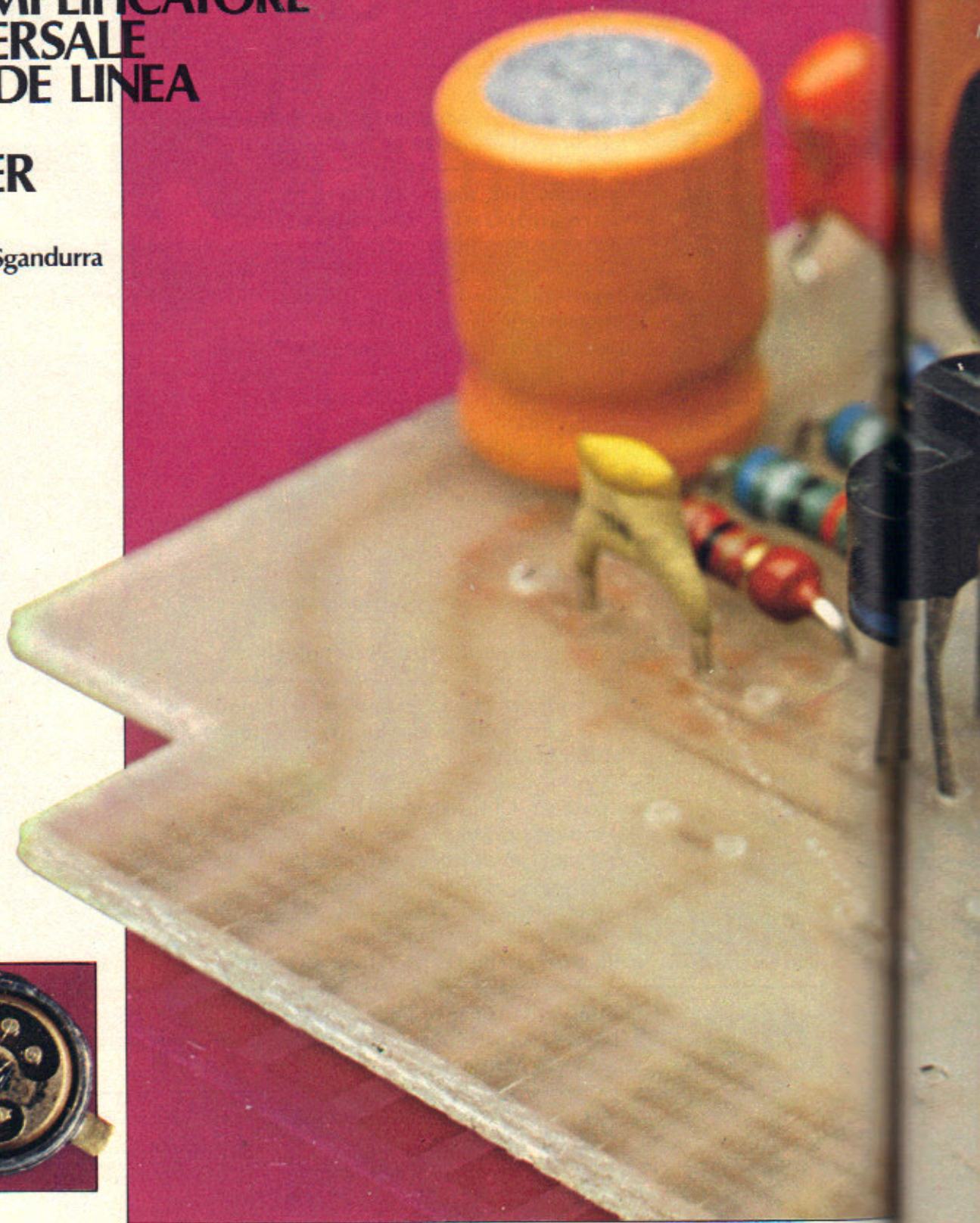
Conclusioni

Le prestazioni di questa scheda phono sono senz'altro ragguardevoli; le misure statiche e dinamiche sono confrontabili, se non migliori, con quelle di quotati apparecchi commerciali di elevate prestazioni e prezzo. Il valore del rumore di fondo si mantiene su un buon livello in misura pesata A e accettabile in lineare. Siamo convinti che questa sezione phono darà ampie soddisfazioni agli autocostruttori e agli amanti dell'alta fedeltà che non vogliono o non possono spendere le esorbitanti cifre a cui siamo ormai abituati. La prossima puntata sarà dedicata alla costruzione del modulo linea e del buffer; a tutti buon lavoro e buon divertimento.

Stefano Sgandorra

MPU MODULO PREAMPLIFICATORE UNIVERSALE SCHEDE LINEA E BUFFER

di Stefano Sgandurra





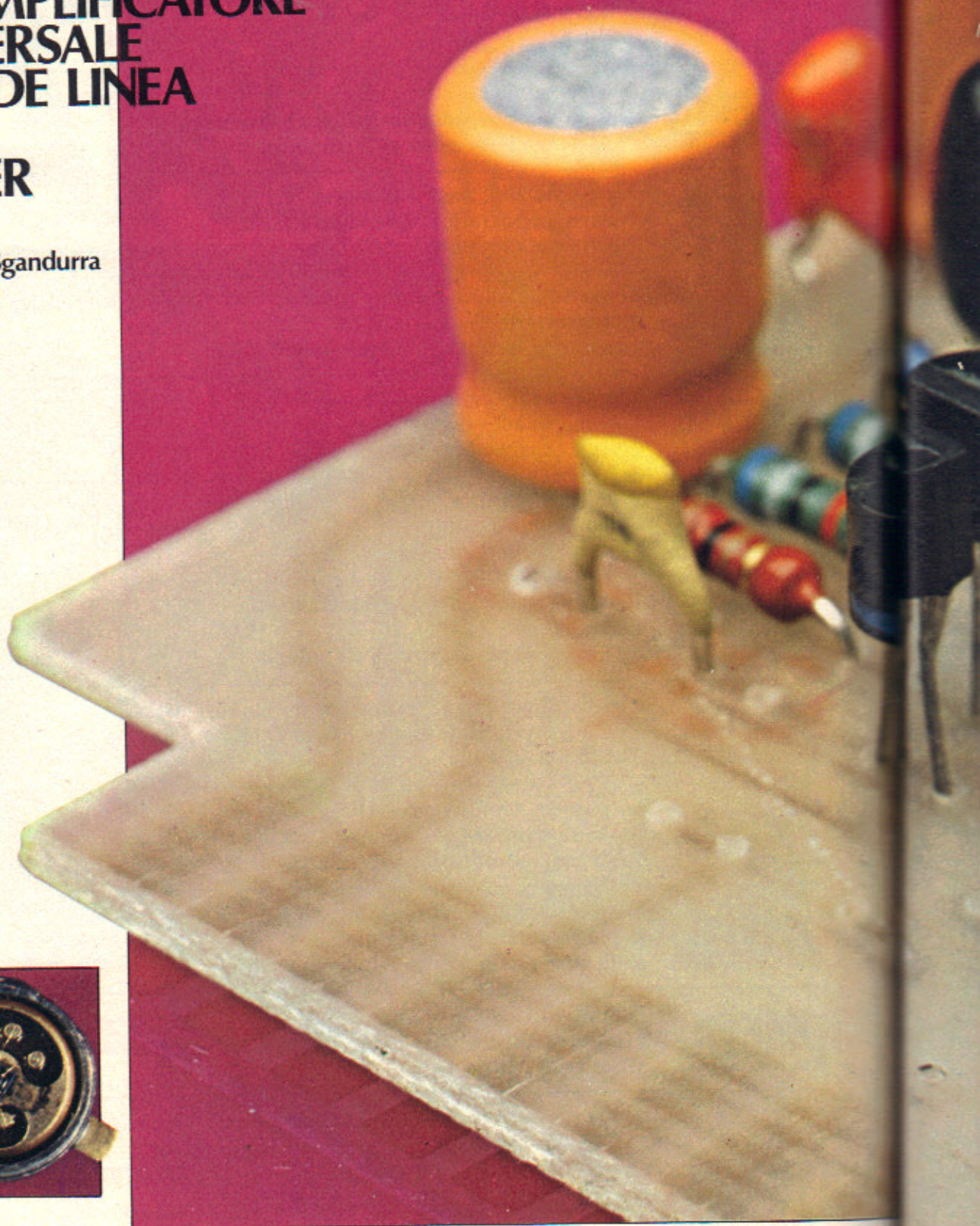
Come promesso, dopo la versione RIAA (vedi SUONO 93 pagg.

154 ÷ 163), completiamo con l'amplificatore di linea e il buffer la presentazione della terna di Moduli Preamplificatori Universali MPU.

Bo Arnklit ha impiegato queste tre versioni per la costruzione del preamplificatore di alte prestazioni che presenteremo sul numero 96 (in edicola ai primi di settembre). Nulla vieta però di utilizzare gli MPU per tutt'altre applicazioni, molte delle quali sono elencate nell'articolo che segue, e, soprattutto, nulla vieta di realizzare altre versioni di MPU per applicazioni specifiche: sostituendo il fet duale con un paio di transistor si può realizzare un eccellente preamplificatore microfonico ad alta dinamica, sostituendo il fet, la coppia T5-T6 con un transistor duale ed eliminando un paio di diodi, si può migliorare ulteriormente la stabilità termica (utile per applicazioni in strumentazione) e chi più ne ha più ne metta. Naturalmente nei prossimi mesi non mancheremo di illustrare le nuove versioni che via via stiamo mettendo a punto per particolari applicazioni... per chi non l'avesse capito, il preamplificatore è solo la punta dell'iceberg. Per il momento leggetevi, studiatevi e godetevi l'articolo che segue.

MPU MODULO PREAMPLIFICATORE UNIVERSALE SCHEDE LINEA E BUFFER

di Stefano Sgandurra



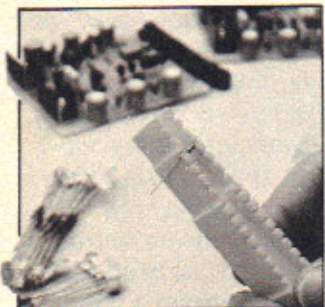
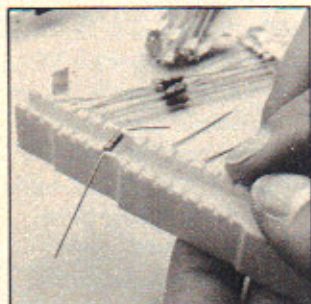


Come promesso, dopo la versione RIAA (vedi SUONO 93 pagg. 154 ÷ 163), completiamo con l'amplificatore di linea e il buffer la presentazione della terna di Moduli Preamplificatori Universali MPU.

Bo Arnklit ha impiegato queste tre versioni per la costruzione del preamplificatore di alte prestazioni che presenteremo sul numero 96 (in edicola ai primi di settembre). Nulla vieta però di utilizzare gli MPU per tutt'altre applicazioni, molte delle quali sono elencate nell'articolo che segue, e, soprattutto, nulla vieta di realizzare altre versioni di MPU per applicazioni specifiche: sostituendo il fet duale con un paio di transistor si può realizzare un eccellente preamplificatore microfonico ad alta dinamica, sostituendo il fet, la coppia T5-T6 con un transistor duale ed eliminando un paio di diodi, si può migliorare ulteriormente la stabilità termica (utile per applicazioni in strumentazione) e chi più ne ha più ne metta. Naturalmente nei prossimi mesi non mancheremo di illustrare le nuove versioni che via via stiamo mettendo a punto per particolari applicazioni... per chi non l'avesse capito, il preamplificatore è solo la punta dell'iceberg. Per il momento leggetevi, studiatevi e godetevi l'articolo che segue.

Per gli autocostruttori più impazienti e smaniosi e per gli hobbisti in generale, si profila la possibilità di un nuovo lavoro, o di un nuovo divertimento, a seconda di come si vuole intendere la cosa, visto che in questo numero torna alla ribalta la scheda universale in versione amplificatore e in versione buffer. Quanti hanno messo a punto la scheda RIAA, si saranno certo resi conto che tutto fila liscio come l'olio purché siano seguite e rispettate alla lettera le norme di montaggio sulle quali abbiamo volutamente insistito, allo scopo di evitare noie tecniche derivanti da una cattiva costruzione delle basette. Per i meno esperti ricordiamo che per amplificatore di linea, necessario insieme al buffer a completare il nostro preamplificatore, s'intende un circuito con guadagno costante in frequenza e con valore pari a circa 20 dB, mentre per buffer un amplificatore con guadagno uguale a 0 dB in cui l'ampiezza del segnale d'uscita è identica a quella del segnale d'ingresso; con queste premesse, la funzione del buffer è quella di trasformare una sorgente da alta a bassa impedenza separando così due stadi tra loro.

Per avere un cablaggio ordinato è necessario piegare i terminali delle resistenze alla distanza giusta con un piega-componenti.



Oltre ai terminali delle resistenze, con il piega-componenti è possibile piegare anche i terminali dei diodi tramite l'uso delle scale ridotte.

Descrizione del circuito linea e del buffer

Sia l'amplificatore di linea che il buffer ricalcano come schema quello del modulo phono. Lo stadio d'ingresso è realizzato con il solito differenziale integrato a FET caricato con un circuito cascode e specchio di corrente. Il secondo stadio, quello a transconduttanza, è, nel modulo linea, perfettamente simile a quello del phono, mentre per il buffer non è stato necessario utilizzare il darlington a componenti discreti in quanto l'elevata impedenza d'ingresso di quest'ultimo avrebbe portato il guadagno del primo stadio ($G_1 \approx g_m \times Z_i$) su valori troppo elevati con i conseguenti problemi per la stabilità in frequenza. Lo stadio d'uscita è lo stesso per tutti e tre i moduli; la polarizzazione in classe A ed il circuito darlington assicurano l'assenza di distorsione di cross-over e una bassa impeden-

za d'uscita; la corrente di polarizzazione di T_{11} e T_{12} è di circa 7 mA mentre quella che scorre nei finali T_{13} e T_{14} , regolata dalle due resistenze di emettitore, è di circa 20 mA. Ovviamente le polarizzazioni principali dei due circuiti sono differenti in quanto tendono ad ottimizzare le prestazioni dinamiche dei due moduli, per cui quelle dell'amplificatore di linea ricalcano praticamente quelle del phono, mentre quelle del buffer sono nettamente diverse. Poiché la scelta del valore delle correnti di polarizzazione del differenziale d'ingresso e del secondo stadio si riflettono in modo determinante sulle prestazioni dinamiche del circuito, prima di discuterle, è interessante una puntualizzazione sulla natura delle distorsioni statiche e dinamiche cui un amplificatore può esser soggetto.

Distorsioni statiche e dinamiche

Le principali forme di distorsione che si manifestano in un amplificatore si possono dividere essenzialmente in due classi: statiche e dinamiche. Alle distorsioni statiche appartengono la distorsione armonica totale, THD, e la distorsione d'intermodulazione; ambedue dipendono principalmente dal livello del segnale, sia d'ingresso che d'uscita, che dalla sua frequenza. Elevati livelli di segnale spostano il punto di lavoro dei transistori in zone dalle caratteristiche assai poco lineari e la diminuzione del fattore di controreazione all'aumentare della frequenza, necessaria per la stabilità, raddoppia la percentuale di THD ad ogni ottava al di sopra della frequenza di taglio ad anello aperto. Appartengono al gruppo delle distorsioni dinamiche quelle comunemente chiamate SID (signal induced distortion) e TIM (transient intermodulation distortion), anche se in realtà quest'ultime possono ricadere, come definizione, nel gruppo di quelle statiche. La distorsione di SID è causata dal fenomeno dello slew-rate (SR) proprio di ogni amplificatore; vediamo di spiegare in termini semplici cosa significa su-

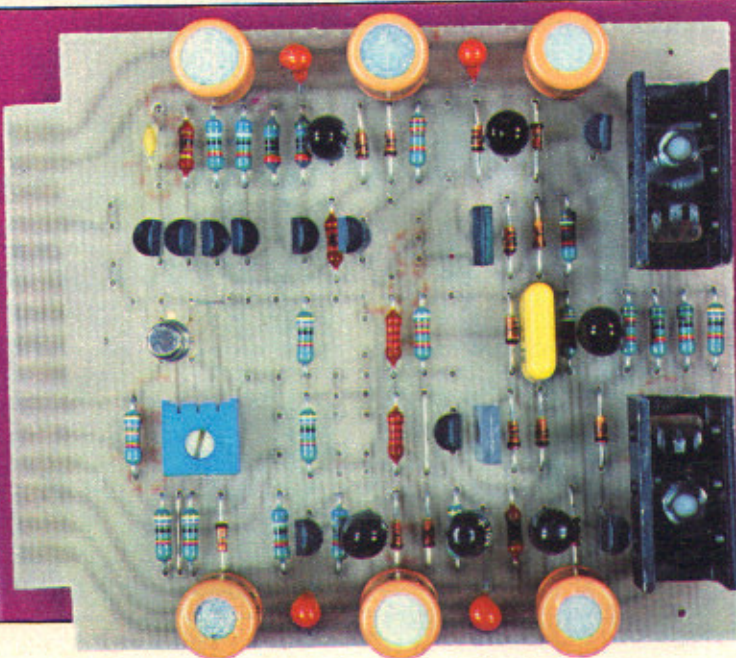
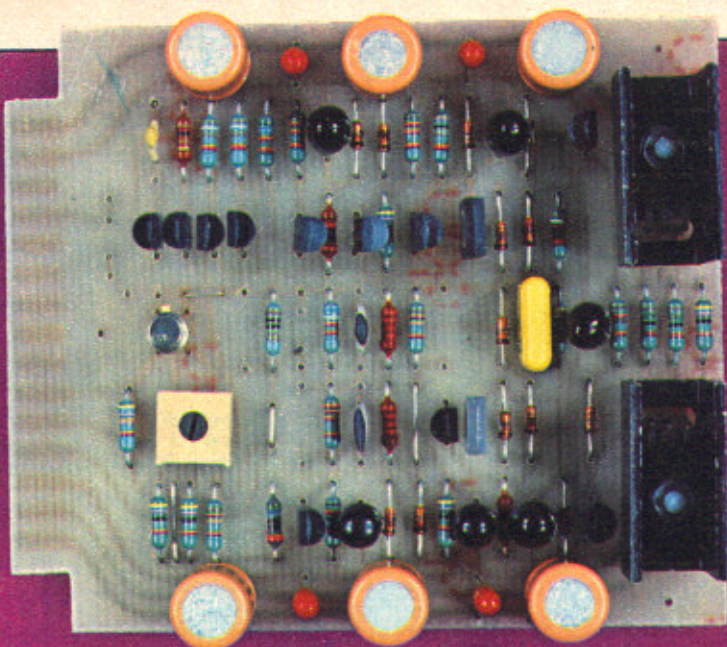
CARATTERISTICHE DICHIARATE DAL PROGETTISTA

Scheda linea (guadagno 20 dB)

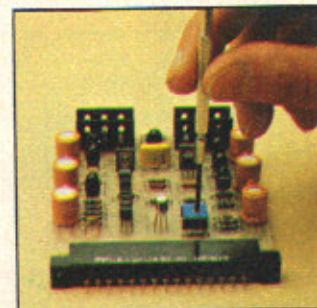
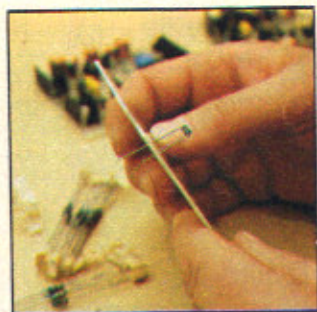
Sensibilità:	100 mV per 1 V d'uscita su 47 kohm
Risposta in frequenza:	0,1 dB da 0 Hz a 200 kHz
Distorsione armonica totale:	minore di 0,01% da 0 Hz a 20 kHz per segnali in uscita compresi fra 1 V e 10 V.
Distorsioni dinamiche:	non è presente alcun tipo di distorsione dinamica fino alla saturazione.
Slew-rate:	maggiore di 150 V/ μ s
Rumore di fondo:	tipicamente 1 μ V equivalente in ingresso in misura lineare con un rapporto S/N di 100 dB.
Tensione di alimentazione:	compresa fra ± 15 V e ± 35 V.
Costruzione:	costruzione modulare a scheda con connettore a pettine dorato a 15 poli.

Scheda buffer (guadagno 0 dB)

Sensibilità:	1 V per 1 V d'uscita su 47 kohm
Risposta in frequenza:	0,1 dB da 0 Hz a 1 MHz
Distorsione armonica totale:	minore di 0,01% da 0 Hz a 50 kHz per segnali in uscita compresi fra 1 V e 10 V.
Distorsioni dinamiche:	non è presente alcun tipo di distorsione dinamica fino alla saturazione per segnali con tempi di salita superiori a 700 ns.
Slew-rate:	maggiore di 80 V/ μ s
Rumore di fondo:	minore di 1 μ V in misura lineare con un rapporto S/N maggiore di 120 dB per 1 V d'uscita.
Tensione di alimentazione:	compresa fra ± 15 V e ± 35 V.
Costruzione:	costruzione modulare a scheda con connettore a pettine dorato a 15 poli.



Per montare rapidamente una scheda, circa un'ora di lavoro, è bene iniziare dalle resistenze e dai diodi per poi passare ai transistori e ai condensatori.



Una volta saldati tutti i componenti, l'unica taratura è quella che riguarda l'off-set effettuabile regolando il trimmer P_1 con un cacciavite.

Ecco come si presentano la scheda linea e il buffer una volta completato il montaggio.

S/R che SID.

Si potrebbe fare un paragone tra la velocità di un'auto e la tensione d'uscita erogata da un amplificatore; ovviamente le grandezze in gioco sono diverse, ma il concetto resta identico. Se per una automobile possiamo parlare di velocità massima, nel caso dell'amplificatore si avrà una tensione massima d'uscita. In ambedue i casi, non abbiamo fatto alcun cenno alla possibilità di variare queste grandezze nel tempo; nelle automobili la variazione massima di velocità nel tempo prende il nome di accelerazione massima e dipende ovviamente dal modello di auto. Negli amplificatori, invece, la massima variazione della tensione d'uscita nel tempo prende il nome di slew-rate (S/R). Come nelle automobili in cui l'accelerazione massima non aumenta anche ponendo a tavoletta l'accelera-

tore, così negli amplificatori la tensione d'uscita non varia più rapidamente del suo S/R anche sovralimentando il circuito d'ingresso. Se, dunque, alimentiamo l'ingresso con un segnale la cui variazione nel tempo è più rapida dello S/R del circuito, è come se «ingolfassimo» l'amplificatore con un segnale che non è in grado di essere «assorbito», provocando la distorsione chiamata SID. La distorsione d'intermodulazione da transiente (TIM) è legata, invece, sia allo S/R, che al margine di sovraccarico interno dell'amplificatore, ed è originata dal fatto che la controreazione a partire dalla frequenza di taglio ad anello aperto aumenta il segnale di errore all'interno del circuito per compensare la diminuzione del guadagno con la frequenza, forzando l'uscita a mantenere costante il livello del segnale. Allora, se non si lascia un

MODULO LINEA E BUFFER

Numero di matricola: nessuno

Risultati delle misure eseguite nei laboratori dell'Istituto Alta Fedeltà



1) Sensibilità e massima tensione di ingresso

Sensibilità riferita alla tensione di uscita nominale di 1 V su 47 kohm. Frequenza di prova 1 kHz. Tensione di alimentazione ± 35 V.

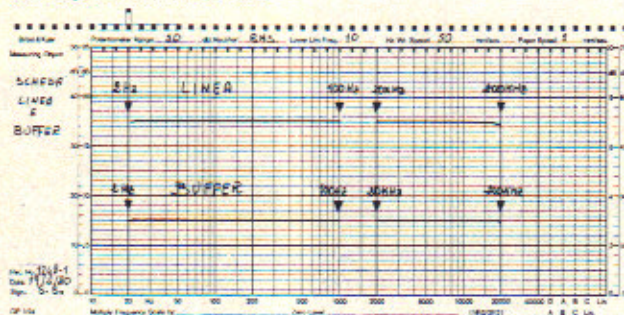
Scheda	Sens.	Vin max
Linea (G = 20 dB)	100 mV	2,0 V
Buffer	1,0 V	20 V

2) Tensione di uscita e massima tensione di uscita

Massima tensione di uscita. Frequenza di prova: 1 kHz su 47 kohm.

Scheda	Vu	Vu max
Linea (G = 20 dB)	1,0 V	20,2 V
Buffer	1,0 V	20,2 V

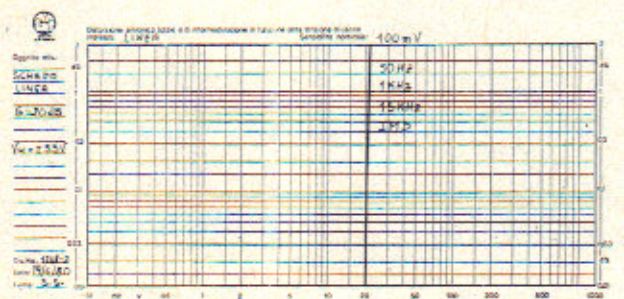
3) Risposta in frequenza



3a - Risposta in frequenza agli estremi della banda.

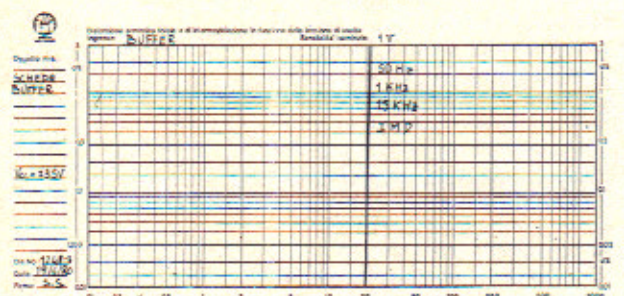
4) Distorsione

Scheda linea sensibilità 100 mV.

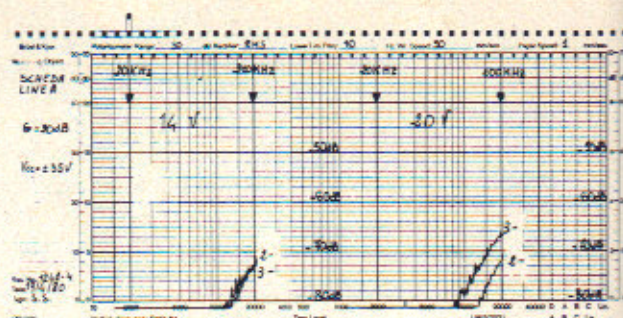


4a - Distorsione armonica totale a 50 Hz, 1 e 15 kHz e di intermodulazione in funzione della tensione convenzionale equivalente d'uscita.

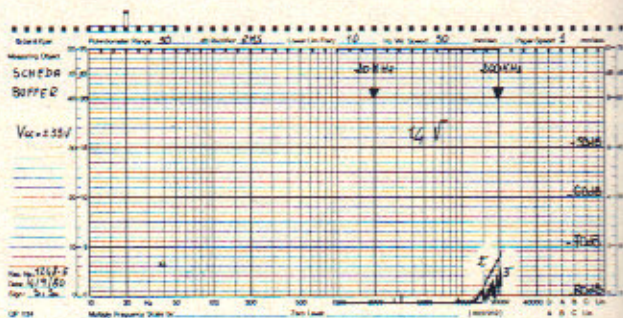
Scheda buffer sensibilità 1 V.



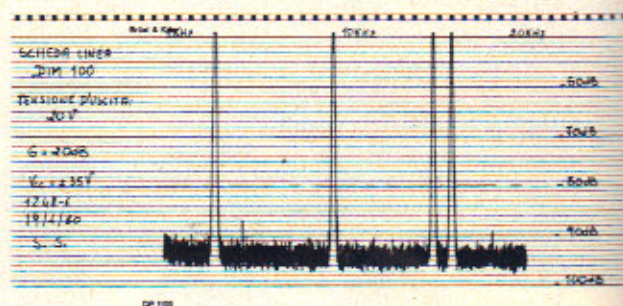
4b - Distorsione armonica totale a 50 Hz, 1 e 15 kHz e di intermodulazione in funzione della tensione convenzionale equivalente d'uscita.



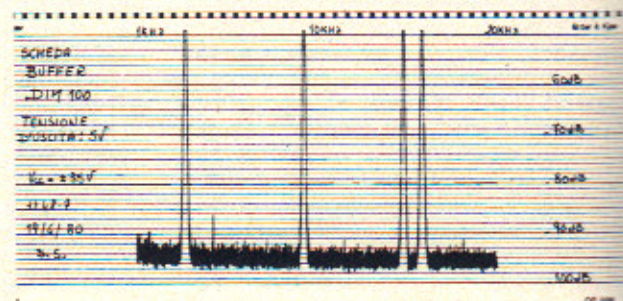
4c - Distorsione per differenza di frequenze in funzione della frequenza fino a 100 kHz a 14 e 20 V convenzionali in uscita. Prodotti di intermodulazione di 2° e 3° ordine. Differenza tra le frequenze 120 Hz.



4d - Distorsione per differenza di frequenze in funzione della frequenza fino a 100 kHz a 14 V convenzionali in uscita. Prodotti di intermodulazione di 2° e 3° ordine. Differenza tra le frequenze 120 Hz.



4e - DIM 100. Spettro 20 Hz ÷ 20 kHz del segnale di uscita. Tensione di uscita 20 V.



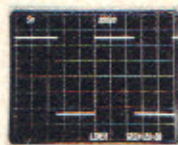
4f - DIM 100. Spettro 20 Hz ÷ 20 kHz del segnale di uscita. Tensione di uscita 5 V.

5) Onda quadra e tempo di salita

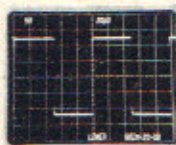
Scheda linea.



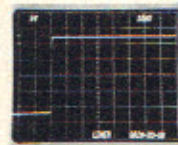
100 Hz



1 kHz



10 kHz

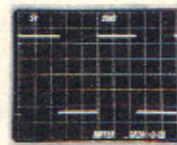


Tempo di salita: 600 ns
1 kHz = 10 μ s/div.

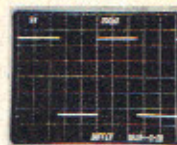
Scheda buffer



100 Hz



10 kHz



1 kHz



Tempo di salita: <50 ns
1 kHz = 10 μ s

6) Slew rate

Pendenza massima del segnale di uscita. Tensione di uscita 56 V.
Secondo IEC 268.

	Linea	Buffer
Fronte di salita	166 $\pm$ 17 V/ μ sec.	117 $\pm$ 12 V/ μ sec.
Fronte di discesa	160 $\pm$ 16 V/ μ sec.	95 $\pm$ 10 V/ μ sec.

7) Rapporto segnale/rumore

Secondo IEC 268

Riferito alla tensione di uscita di 1 V.
Lineare e pesato «A». Ingressi chiusi in corto.

	S/N lin.	S/N «A»
Scheda linea	100 dB	103 dB
Scheda buffer	>114 dB	>116 dB

ufficiente margine di dinamica agli stadi che lavorano in tensione all'interno del circuito, si può avere la saturazione del segnale da parte di questi ultimi prima che ciò avvenga in uscita. In questo caso un elevato S/R è una condizione necessaria ma non sufficiente a garantire un amplificatore esente da TIM; per assurdo si potrebbe arrivare a costruire un amplificatore che, pur con un altissimo S/R, sia affetto da elevati tassi di TIM. Al contrario non è detto che amplificatori con relativamente bassi valori dello S/R siano affetto a priori da TIM. In realtà i compromessi a cui si deve guardare nei criteri di scelta dello S/R e della banda passante di un amplificatore sono diversi. Chiariamo innanzi tutto il concetto di banda passante. Per banda passante s'intende quella misurata per piccoli segnali alla frequenza di taglio (-3 dB), mentre la banda di potenza può essere intesa come banda passante misurata al massimo livello d'uscita, con segnale costante in ingresso; ovviamente secondo questa definizione la banda di potenza sarà sempre inferiore o uguale, al massimo, a quella passante. Più comunemente, però, la banda di potenza viene intesa come la frequenza massima che si può inviare ad un amplificatore, con il livello del segnale d'uscita sempre al massimo, senza che intervengano limitazioni dovute allo S/R; in quest'ultimo caso la banda di potenza può anche superare quella passante.

In realtà, una volta prefissata la banda passante desiderata ad anello chiuso, occorre calcolare lo S/R necessario per garantire la riproduzione di un segnale, sia esso un'onda sinusoidale o quadra, con la stessa banda passante e al massimo livello d'uscita, cioè tale che la banda di potenza eguagli quella passante (caso limite) onde garantire una riproduzione esente da SID. Viceversa un aumento indiscriminato dello S/R (banda di potenza maggiore di quella passante) costringe il progettista ad adottare sia per il primo che per il secondo stadio, valori

delle correnti di polarizzazione particolarmente elevati, con gli inerenti problemi di rumore termico e di dissipazione, e ad usare, negli stadi d'ingresso, differenziali con valori della transconduttanza particolarmente bassi. E' ovvio che in questa situazione il caso ideale per un progettista è quello limite, cioè quello che garantisce prestazioni nella banda di potenza del tutto simili a quelle ottenute nella banda passante senza far ricorso a soluzioni che sono, purtroppo, ottenibili idealmente soltanto sulla carta.

Criteri di scelta delle polarizzazioni e compensazioni in frequenza.

Modulo linea. La struttura del modulo linea ricalca quasi completamente quella dell'amplificatore descritto nello speciale IAF 6 del mese di marzo. Il primo stadio ha un guadagno di circa 50 dB mentre nel secondo il guadagno è stato portato a 34 dB (circa 50); in questo caso tenendo conto che il massimo segnale d'uscita è di circa 28 V di picco abbiamo come segnale di errore nel punto A del circuito una tensione massima di 560 mV. Questo livello rimane costante fino alla frequenza di taglio del secondo stadio, cioè circa 600 kHz, dopodiché si incrementa di 6 dB per ottava fino alla frequenza di taglio ad anello chiuso dell'intero amplificatore. A conferma di ciò è significativa la foto 1 dello speciale IAF 6 in cui si vede il picco di tensione del segnale di errore presente nel punto A. L'ampiezza di tale picco è legata al rapporto fra la banda passante ad anello chiuso (f_1) e quella del secondo stadio (f_2), (3,1 MHz/600 kHz = 5,17), l'ampiezza del fronte di salita (circa 14 V) del segnale d'uscita (prima traccia della foto 1) divisa per il guadagno del secondo stadio (33 dB, circa 45 volte) e moltiplicata per il rapporto fra le due frequenze di taglio (5,17) ci fornisce il valore (1,6 V) del picco di tensione all'interno del loop, che come si vede coincide perfettamente con il valore sperimentale leggi-

Reperibilità dei componenti

Tutti i componenti ad eccezione dei fet duali e dei circuiti stampati sono normalmente reperibili presso i più forniti rivenditori. I fet duali U406 e 2N5566 sono attualmente reperibili con difficoltà presso alcuni distributori particolarmente forniti; tra circa 90 giorni e comunque in concomitanza con la presentazione del preamplificatore completo, saranno reperibili attraverso il nostro Ufficio Diffusione. I circuiti stampati (mm. 95x80), forati, stagnati a freddo e con connettore a pettine dorato possono essere richiesti anche subito mediante vaglia postale o assegno di c/c all'Ufficio Diffusione del Gruppo Editoriale Suono, Via Giovanna Gazzoni, 42 - 00133 Roma al prezzo di lire 3.500 cadauno + lire 600 per imballo e spese postali (da 1 a 10 pezzi) oppure mediante versamento su conto corrente postale n. 774018 intestato a: Gruppo Editoriale Suono - Via del Casaleto 380 - 00151 Roma, specificando chiaramente il numero di pezzi ed il numero dello stampato (B 7945) nello spazio riservato alla causale del versamento.

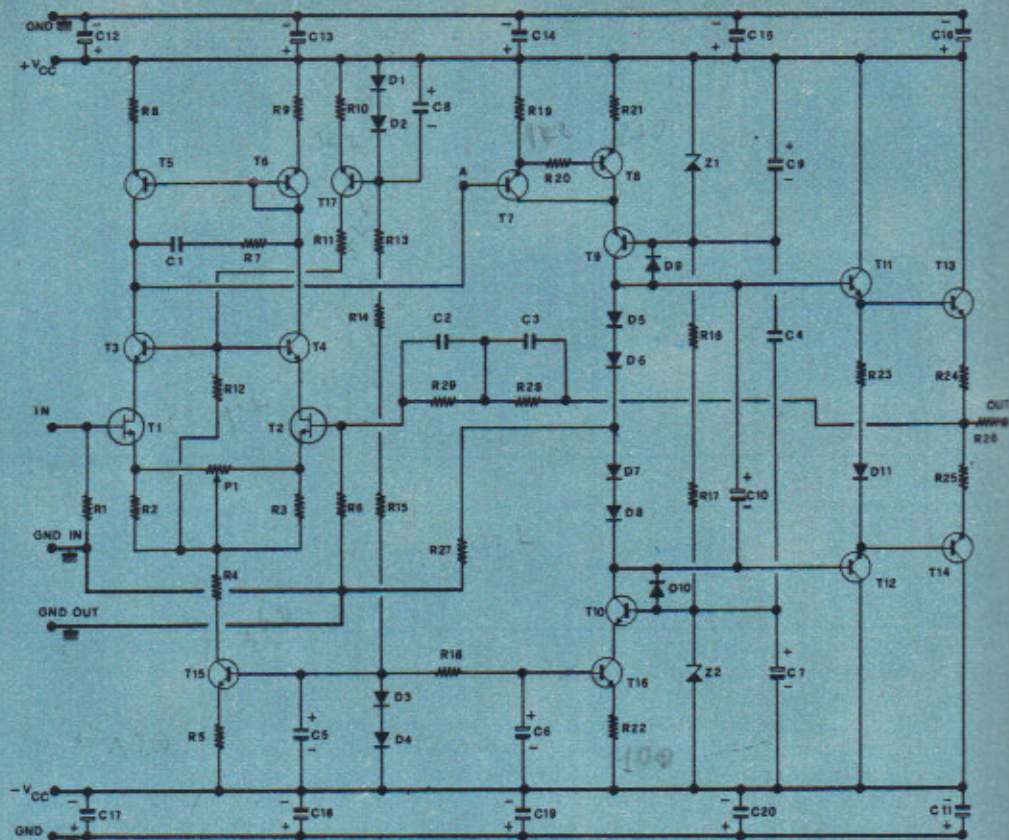


Fig. 1 - Schema elettrico della personalizzazione linea della scheda MPU.

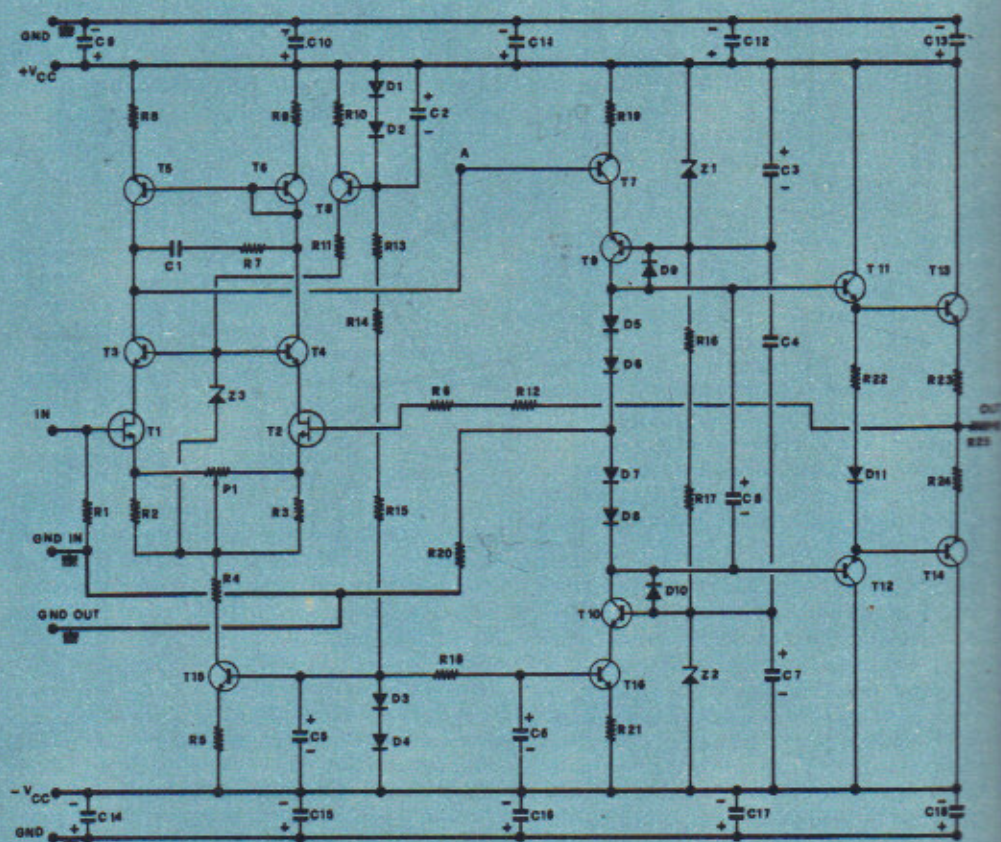


Fig. 2 - Schema elettrico della personalizzazione buffer della scheda MPU.

bile su
deduc
prescel
second
margin
e T_8 pe
margin
conosc
guadag
passant
chiuso
34 dB
si ha:
in que
polariz
nico, de
 $V_{BE} =$
della te
più co
present
la band
restring
modulo
 G_2 . Qu
avviso,
realizza
za di
qualsia
della b
ottiene
di fase
 R_2 . Cos
 V_0 è ne
per gar
qualsia
stadio d
2.1 V/μ
del diffe
no pa
sceglie
due ran
mparo d
stadio v
mA) m
d'ingres
presenta
il guad
regolato
 $(1 + (R_2$
valori d
guadagn
scender
sotto i 1
e meg
buffer p
Qualora
30 e 4
aumenta
valore d
conosc
nonché
guadagn
un pont
mello so
accoppi
non si l
per un g
con una
Modulo
Anche s
tipologi
SUONO

tile sulla seconda traccia. A questo punto si deduce che se la risposta in frequenza prescelta ad anello chiuso supera quella del secondo stadio è necessario lasciare un margine di dinamica sufficiente ai transistori T_7 e T_8 per evitare fenomeni di TIM. Il valore del margine necessario si ottiene rapidamente conoscendo la tensione massima d'uscita V_p , il guadagno del secondo stadio G_2 , la sua banda passante (f_{12}) e la banda passante ad anello chiuso f_1 ; nell'amplificatore di linea con $G_2 = 34$ dB, $f_1 = 3,4$ MHz, $V_p = 28$ V e $f_{12} = 600$ kHz si ha: $V_{max} = (28 \times 3,4)/(50 \times 0,6) \approx 3,2$ V_p. In questo caso lo zener Z_1 , che assicura la polarizzazione di T_9 ed il margine di sovraccarico, deve essere almeno: $V_z = (3,2 \times 2 + 2 \times V_{ce}) = 7,6$ V. In pratica un così elevato livello della tensione di polarizzazione non è il modo più corretto di risolvere il problema che presenta due soluzioni alternative: o si allarga la banda passante del secondo stadio oppure si restringe quella ad anello chiuso dell'intero modulo facendola coincidere con quella di G_2 . Questa seconda soluzione, è a nostro avviso, la più ragionevole e la più facilmente realizzabile; d'altra parte 600 kHz di larghezza di banda sono più che sufficienti per qualsiasi applicazione audio. La limitazione della banda passante ad anello chiuso si ottiene facilmente con un circuito anticipatore di fase nella rete di reazione (R_{28} , R_{29} , C_2 , C_3 e R_6). Con 600 kHz e una tensione d'uscita di 28 V_p è necessario uno S/R superiore a 105 V/μs per garantire un comportamento esente da qualsiasi forma di SID. In questo caso il primo stadio deve avere uno S/R di almeno $105/50 = 2,1$ V/μs, per cui la corrente di polarizzazione del differenziale d'ingresso deve essere almeno pari a: $2,1 \cdot 10^6 \times 470$ pF = 1 mA; scegliendo una corrente totale di 5 mA per i due rami del differenziale d'ingresso si è al riparo dalla SID. Notare che se il secondo stadio viene polarizzato con una corrente (7 mA) maggiore di quella del differenziale d'ingresso, i fronti di salita e di discesa presentano analoghi valori dello S/R.

Il guadagno del modulo linea può essere regolato tramite R_{28} , R_{29} e R_6 ed è dato da: $G = 1 + (R_{28} + R_{29})/R_6$; in tabella 1 sono indicati i valori di questi componenti per regolare il guadagno tra 10 e 40 dB. Nel caso si voglia scendere con il guadagno ad anello chiuso sotto i 10 dB, allora, per problemi di stabilità, è meglio utilizzare lo schema del modulo buffer più adatto per bassi valori del guadagno. Qualora la banda passante per il guadagno di 30 e 40 dB sia insufficiente e si desideri aumentarla, si può diminuire leggermente il valore di C_1 ; in questo caso, però, occorre conoscere molto bene i criteri di stabilità nonché ricalcolare i margini di fase e di guadagno dell'intero modulo. Eliminando con un ponticello di filo la capacità C_4 presente nello schema del phono, l'amplificatore è accoppiato totalmente in continua; in pratica non si hanno inconvenienti di alcun genere per un guadagno compreso tra i 20 e i 30 dB con una stabilità termica più che sufficiente.

Modulo buffer

Anche se il circuito del buffer presenta la stessa topologia del phono e del linea, si sono rese

necessarie alcune differenze nelle polarizzazioni a causa dell'elevato tasso di controreazione. Poiché il guadagno ad anello chiuso è unitario il fattore di controreazione coincide con esso per cui il problema maggiore consiste nell'abbassare il più possibile il guadagno ad anello aperto per ottenere un sufficiente margine di stabilità. A tale scopo eliminando uno dei due transistori del darlington del secondo stadio, si ha che la sua impedenza d'ingresso scende a circa 30 kohm riducendo così il guadagno del primo stadio sui 43 dB. Per diminuire, invece, il guadagno del secondo stadio, si può agire sulla resistenza R_{20} ; con i valori dati risulta: $G_2 = 32$ dB per cui il guadagno totale della catena è di circa 75 dB. Il fatto che l'impedenza d'ingresso del secondo stadio sia diminuita comporta la necessità di aumentare il valore di C_1 per assicurare la stabilità; in questo caso si ha un conseguente peggioramento dello S/R che può essere incrementato solo aumentando la corrente nel differenziale d'ingresso (circa 9 mA). Poiché il FET tipo U 406 non è in grado di portare tali correnti è stato necessario ricorrere ad un altro tipo di FET differenziale: il 2N 5566, il quale oltre a sopportare una corrente maggiore presenta una banda passante più estesa. La frequenza di taglio ad anello aperto è stata spostata a circa 3 kHz in modo da impiegare per C_1 valori non troppo elevati che, altrimenti, avrebbero ridotto troppo lo S/R; in questo caso la banda passante per piccoli segnali è risultata di circa 16 MHz con un S/R intorno ai 100 V/μs. Tale valore può essere considerato eccellente soprattutto se raffrontato con quello dei voltage follower integrati in commercio. Del resto per ottenere buffer con S/R più elevati è necessario ricorrere all'impiego di circuiti che non prevedono l'utilizzazione di un amplificatore operazionale montato a voltage follower ma bensì ad altri tipi di topologie elettroniche più complesse.

Costruzione e taratura.

Come per il modulo phono non vi sono particolari difficoltà nella realizzazione dei moduli linea e buffer. Poiché il circuito stampato è stato disegnato per alloggiare i componenti del phono o del linea o del buffer, in questi ultimi due casi si avranno diversi spazi liberi. Per il montaggio dei componenti è bene iniziare dai ponticelli di filo previsti nei due schemi e indicati con la lettera F e passare, quindi, al montaggio delle resistenze e dei diodi facendo attenzione alle polarità di quest'ultimi; in questa fase è molto utile un semplicissimo attrezzo piega-componenti facilmente reperibile che permette di piegare i reofori alla distanza giusta. Dopo aver sistemato le resistenze e i diodi si possono montare i transistori e i condensatori osservando sempre attentamente le polarità. Si può ultimare il montaggio con il FET, il trimmer P1 di taratura dell'off-set e i transistori T_{13} e T_{14} con i relativi dissipatori. Per il montaggio come raccomandazione principale vogliamo insistere sull'impiego di stagno di buona qualità e sull'uso di un saldatore di circa 15W, massimo 25W; utilizzare saldatori a pistola da 100W può portare soltanto alla distruzione del circuito stampato.

ELENCO DEI COMPONENTI Scheda linea

Resistenze al 5% 1/4 W

R 1	47k
R 2	47
R 3	47
R 4	560
R 5	120
R 6	vedi tab. 1
R 7	vedi tab. 1
R 8	180
R 9	180
R 10	1,2k
R 11	5,6k
R 12	12k
R 13	2,2k
R 14	2,2k
R 15	2,2k
R 16	3,9k
R 17	3,9k
R 18	47
R 19	1,2k
R 20	47
R 21	270
R 22	100
R 23	120
R 24	15
R 25	15
R 26	47
R 27	12k
R 28	6,8k 2%
R 29	2,2k 2%
Z 1	5,1V 1/4 W Zener
Z 2	5,1V 1/4 W Zener
C 1	470 pF
C 2	120 pF
C 3	39 pF
C 4	15 nF 100 V
C 5	47 μF/6,3 V tantalio
C 6	47 μF/6,3 V tantalio
C 7	47 μF/6,3 V tantalio
C 8	47 μF/6,3 V tantalio
C 9	47 μF/6,3 V tantalio
C 10	47 μF/6,3 V tantalio
C 11	47 μF/35 V elett. verticale
C 12	47 μF/35 V elett. verticale
C 13	1 μF/35 V tantalio
C 14	47 μF/35 V elett. verticale
C 15	1 μF/35 V tantalio
C 16	47 μF/35 V elett. verticale
C 17	47 μF/35 V elett. verticale
C 18	1 μF/35 V tantalio
C 19	47 μF/35 V elett. verticale
C 20	1 μF/35 V tantalio
D 1	BAY 71
D 2	BAY 71
D 3	BAY 71
D 4	BAY 71
D 5	BAY 71
D 6	BAY 71
D 7	BAY 71
D 8	BAY 71
D 9	BAY 71
D 10	BAY 71
D 11	BAY 71
T1,T2	differenziale a FET integrato U 406
T 3	BC 317 B
T 4	BC 317 B
T 5	BC 320 B
T 6	BC 320 B
T 7	BC 320 B
T 8	BC 320 B
T 9	BD 140
T 10	BD 139
T 11	BC 538
T 12	BC 528
T 13	BD 139
T 14	BD 140
T 15	BC 317 B
T 16	BC 317 B
T 17	BC 320 B
P 1	trimmer da stampato 100 ohm

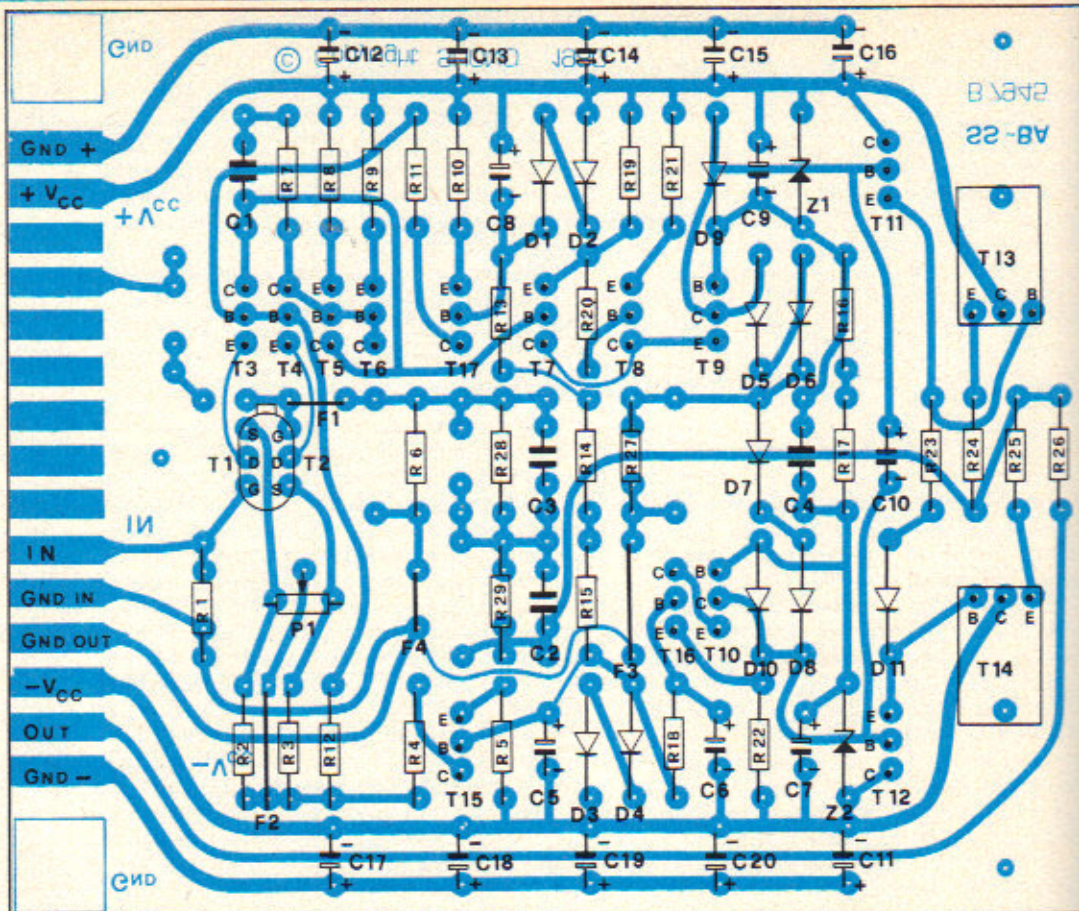


Fig. 3 - Piano di montaggio dei componenti della scheda MPU, personalizzazione linea con guadagno 20 dB. Lato componenti.

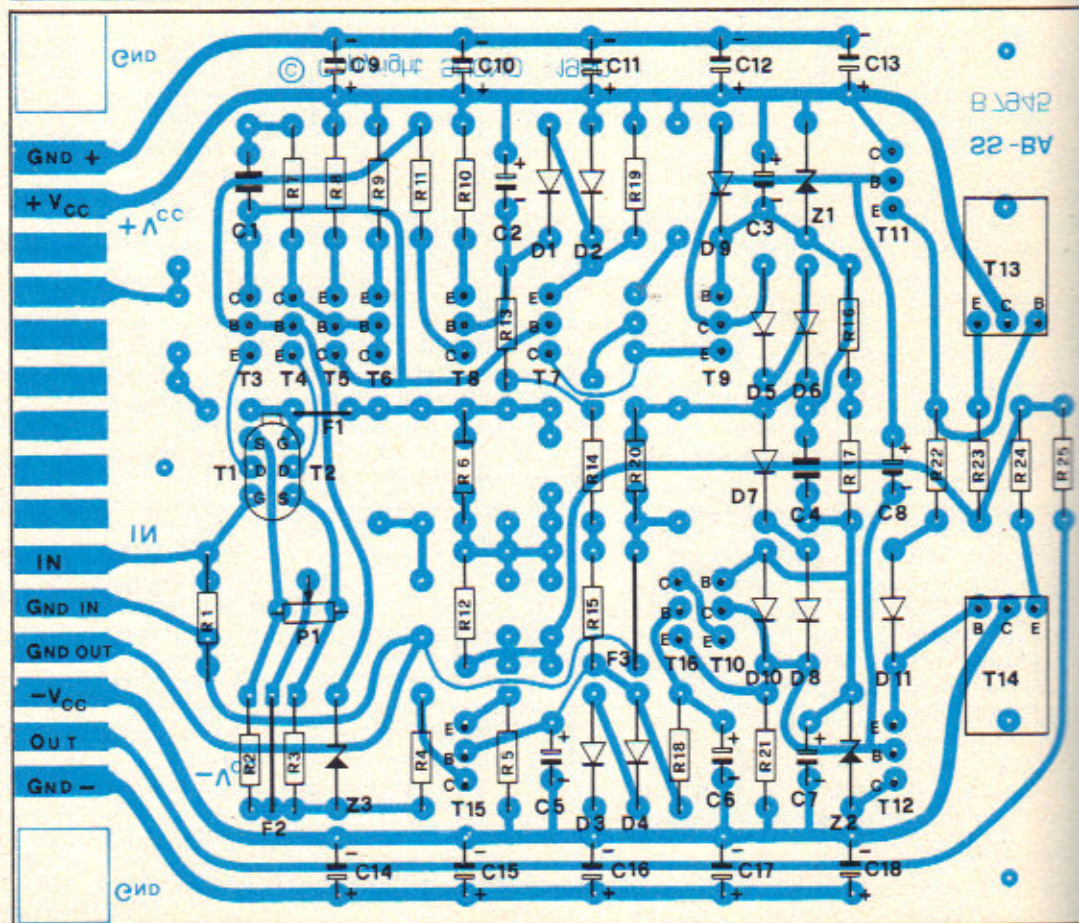


Fig. 4 - Piano di montaggio dei componenti della scheda MPU, personalizzazione buffer. Lato componenti.

L'unica è quella modulare regolabile in tensione da il motore della ventola mentre il W purcil. Per tutte le esigenze valga il seguente:

Risultati
Come si vede dal grafico, i moduli presenti di tipo. Le sono basati su confronti con quelle di numero e di tipo nel caso di volta, visto che in molti addirittura quello di utilizzare il sistema di elevazione DIM per 100 kHz; fra i tempi di risposta inferiore alle prove per la precisione definita gradino valore

sia dalla
ntardo v
nell'attra
una ban
il ritardo
relazioni
nel mo
risultato
alla freq
41 ns so
di grup
ntardo t
ns, di
consider
segnale.
tutti i va
fornito p
con una

Applica.
A. quest

SUONO.

L'unica taratura sia per il linea che per il buffer e quella dell'off-set, effettuabile come per il modulo phono, cortocircuitando l'ingresso e regolando P_1 in modo da avere in uscita una tensione in continua nulla. Per quanto riguarda il modulo linea la precisione delle resistenze della rete di reazione è bene che sia al 2% mentre tutte le altre possono essere al 5% 1/4 W purché di buona qualità. Per tutte le altre raccomandazioni di montaggio valgono i consigli già dati per il phono.

Risultati delle misure e commento

Come si può osservare dalle tabelle sia il modulo linea che il buffer sono praticamente esenti da difetti, anche minimi, di qualsiasi tipo. Le distorsioni sia statiche che dinamiche sono bassissime e nella maggior parte dei casi confrontabili se non addirittura inferiori a quelle degli strumenti di misura. Anche il rumore di fondo, non particolarmente allentante nel caso del phono, ha raggiunto, questa volta, valori superiori ai 100 dB sia in linea che in misura pesata A; il buffer ha presentato, addirittura, un valore del rumore inferiore a quello del voltmetro di misura B & K 2606 utilizzato per la misura.

Lo slew-rate ha mostrato valori particolarmente elevati da prevenire qualsiasi forma di SID e DIM per segnali con banda passante di 100 kHz; fra l'altro non è stato possibile misurare il tempo di salita del buffer in quanto esso è inferiore a quello del generatore utilizzato per le prove (50 ns). Fra le caratteristiche misurate per la prima volta c'è anche il tempo di transito definito come il tempo che un segnale a gradino impiega per raggiungere il 50% del valore di regime. Il tempo di transito dipende

Guadagno a 1 kHz (dB)	R6	R7	f_i
10 dB	4162 5,1k/22 k	33	600 kHz
20 dB	1 k	100	600 kHz
30 dB	293,9 330/2,7 k	100	400 kHz
40 dB	90,9 1k/100	100	200 kHz

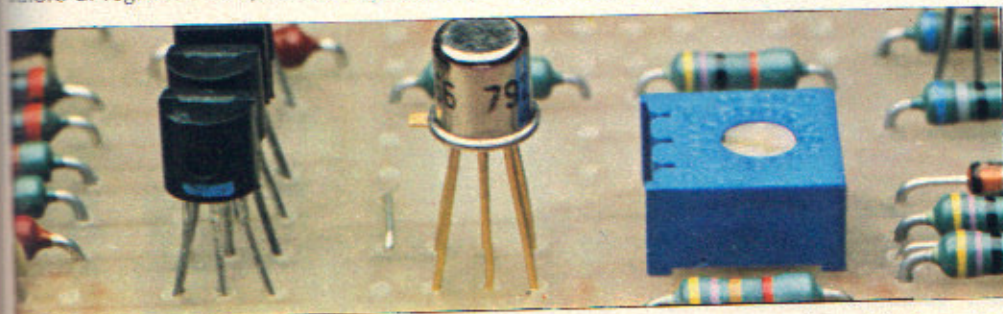
La tabella fornisce i valori dei componenti della scheda linea per 4 differenti valori del guadagno a 1kHz e i possibili paralleli per ottenere i valori non compresi negli standard; nella tabella è data anche la frequenza di taglio superiore variabile con il guadagno.

d'impiego diverse da quelli per cui sono nati e che giustificano anche l'appellativo di MPU (modulo preamplificatore universale) da noi utilizzato. In realtà le possibili utilizzazioni sono pressoché innumerevoli: ad esempio con il modulo linea possiamo costruire un amplificatore di segnale a basso rumore da porre prima del voltmetro autoranging di Arnklit in modo da portare la sua sensibilità fino a 10 μ V fondo scala e realizzare, così un voltmetro misuratore di rumore. Con un modulo da 10 dB è possibile, inoltre, costruire un oscillatore a ponte di Wien a bassa distorsione; utilizzando l'ingresso inverting, previsto sullo stampato, è facilmente realizzabile un modulo sommatore con cui si può costruire un mixer di elevate prestazioni. Sostituendo i FET d'ingresso con una coppia di

ELENCO DEI COMPONENTI Scheda buffer

Resistenze al 5% 1/4 W

R 1	47k
R 2	47
R 3	47
R 4	68
R 5	68
R 6	47
R 7	100
R 8	68
R 9	68
R 10	560
R 11	560
R 12	47
R 13	2,2k
R 14	2,2k
R 15	2,2k
R 16	3,9k
R 17	3,9k
R 18	47
R 19	220
R 20	8,2k
R 21	100
R 22	120
R 23	15
R 24	15
R 25	47
Z 1	5,1 V 1/4 W Zener
Z 2	5,1 V 1/4 W Zener
Z 3	5,1 V 1/4 W Zener
C 1	1,8 nF
C 2	47 μ F/6,3 V tantalio
C 3	47 μ F/6,3 V tantalio
C 4	15 nF 100 V
C 5	47 μ F/6,3 V tantalio
C 6	47 μ F/6,3 V tantalio
C 7	47 μ F/6,3 V tantalio
C 8	47 μ F/6,3 V tantalio
C 9	47 μ F/35 V elett. verticale
C 10	1 μ F/35 V tantalio
C 11	47 μ F/35 V elett. verticale
C 12	1 μ F/35 V tantalio
C 13	47 μ F/35 V elett. verticale
C 14	47 μ F/35 V elett. verticale
C 15	1 μ F/35 V tantalio
C 16	47 μ F/35 V elett. verticale
C 17	1 μ F/35 V tantalio
C 18	47 μ F/35 V elett. verticale
D 1	BAY 71
D 2	BAY 71
D 3	BAY 71
D 4	BAY 71
D 5	BAY 71
D 6	BAY 71
D 7	BAY 71
D 8	BAY 71
D 9	BAY 71
D 10	BAY 71
D 11	BAY 71
T1, T2	differenziale a FET integrato 2N 5566
T 3	BC 317 B
T 4	BC 317 B
T 5	BC 320 B
T 6	BC 320 B
T 7	BC 320 B
T 8	BC 320 B
T 9	BD 140
T 10	BD 139
T 11	BC 538
T 12	BC 528
T 13	BD 139
T 14	BD 140
T 15	BC 317 B
T 16	BC 317 B
P 1	trimmer da stampato 100 ohm



sia dalla banda passante del sistema sia dal ritardo vero e proprio che subisce un segnale nell'attraversare un amplificatore; nel caso di una banda passante con pendenza di 6 dB/ott il ritardo è legato alla frequenza di taglio dalla relazione $t_r = 0,11/f_i$.

Nel modulo linea il tempo di transito è risultato di 230 ns di cui 189 ns sono dovuti alla frequenza di taglio di 583 kHz e i restanti 41 ns sono da imputare al vero e proprio ritardo di gruppo dell'amplificatore. Nel buffer il ritardo totale è stato addirittura inferiore a 18 ns, di cui soltanto 11 ns possono essere considerati come un vero e proprio ritardo del segnale. Un ultimo fatto da sottolineare è che tutti i vari prototipi, sia linea che buffer, hanno fornito prestazioni e misure coincidenti fra loro con una ripetibilità eccellente.

Applicazioni

A questo punto molti, fra i lettori più esperti, avranno intravisto per questi moduli possibilità

transistori a basso rumore il modulo linea, con un guadagno di almeno 30 dB, si presta molto bene ad amplificare un microfono mantenendo un elevato margine di dinamica. In configurazione inverting è possibile realizzare sia un classico controllo di toni di tipo Baxandall, sia un equalizzatore ad ottave e, perché no, a terzi d'ottava. Con la scheda buffer si realizzano, infine, tutti i tipi di filtri Sallen e Key a guadagno unitario.

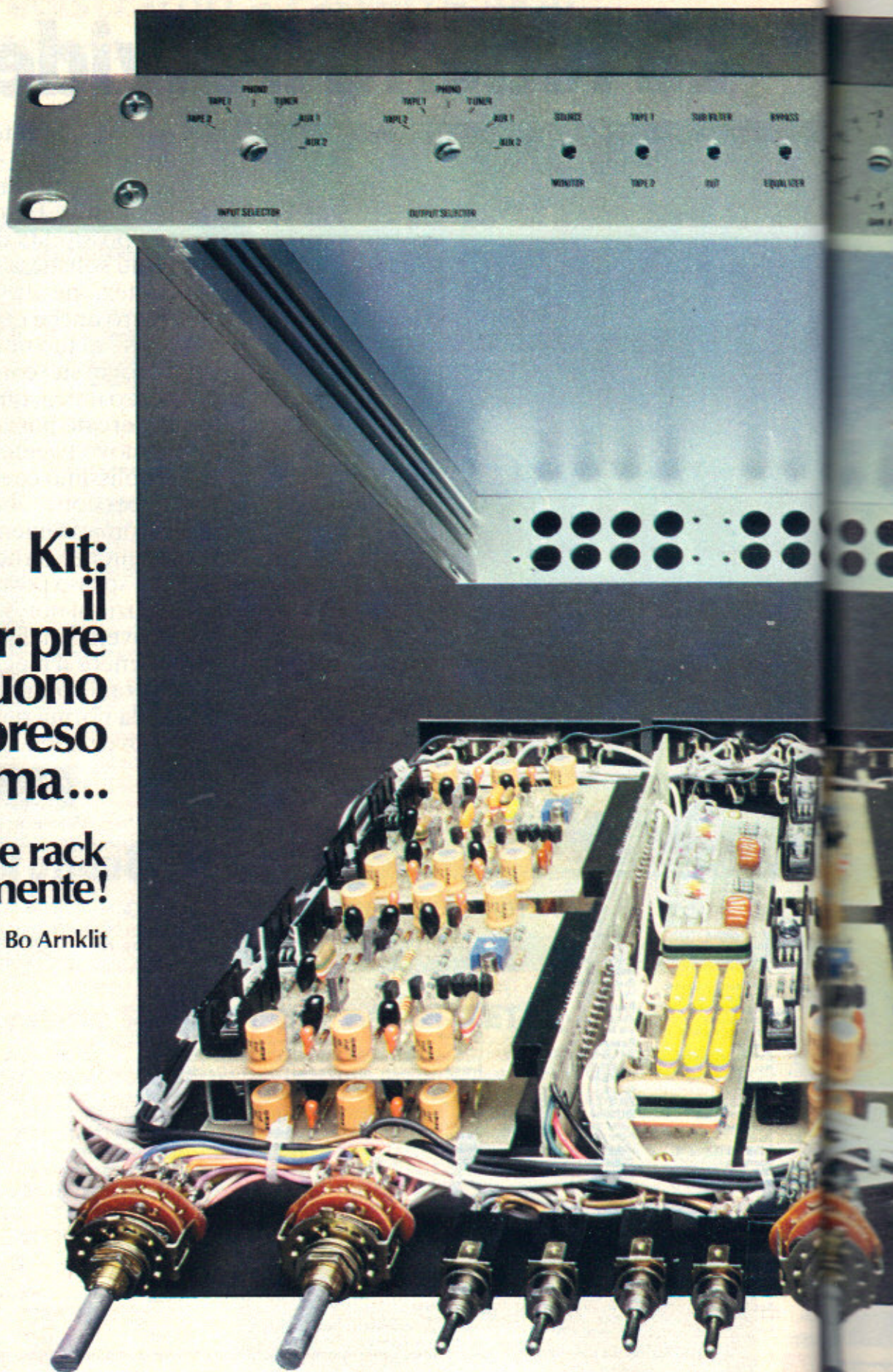
Conclusioni

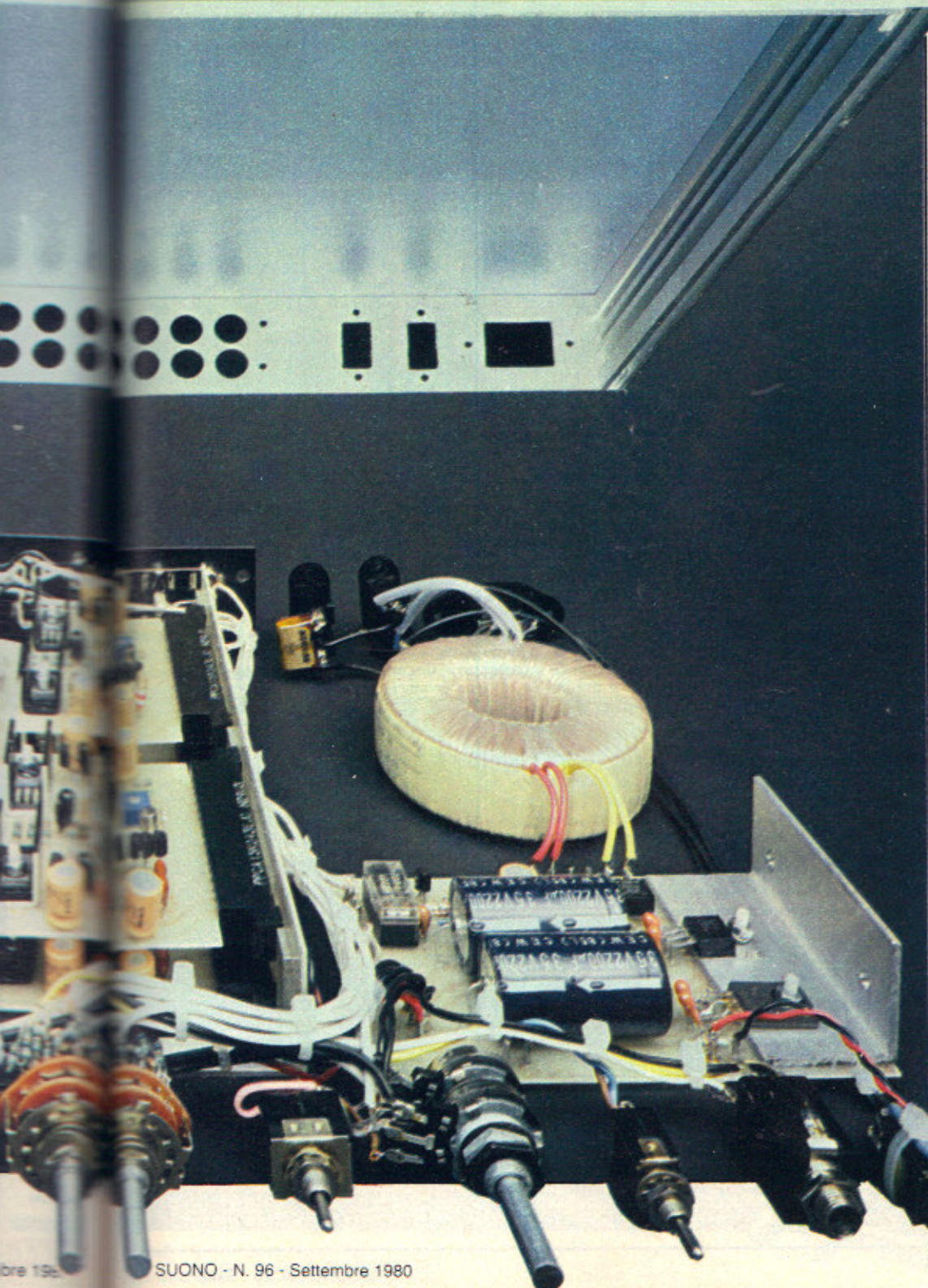
La completa assenza di difetti di qualunque genere sia nella scheda linea che in quella buffer, rendono questi due circuiti paragonabili, se non al disopra, nelle prestazioni, di tante realizzazioni commerciali. Il loro costo abbastanza contenuto e le innumerevoli possibilità d'impiego daranno agli autocostruttori il modo di sbizzarrirsi nelle più svariate e personali realizzazioni. ■

**Kit:
il
super-pre
di suono
ha preso
forma...**

**...slim e rack
naturalmente!**

di Bo Arnklit





Ecco, finalmente, il tanto atteso preamplificatore di alte prestazioni costruito a partire dalle schede MPU (Modulo Preamplificatore Universale) il cui progetto teorico è stato illustrato da Stefano Sgandurra sull'insero IAF 6 (SUONO 91) e la realizzazione pratica pubblicata su SUONO 93 (versione RIAA) e SUONO 94 (versione linea e buffer). Crediamo che questo preamplificatore, sia pure nella sua voluta essenzialità, venga a colmare la lacuna, particolarmente sentita da tutti gli autocostruttori appassionati di alta fedeltà, esistente tra gli innumerevoli kit di preamplificatori di poche pretese e lo stato dell'arte rappresentato da pochi preamplificatori commerciali di assoluta eccellenza. Sfortunatamente, a conti fatti, il costo dei componenti necessari per la costruzione del preamplificatore che presentiamo si aggira sulle 300.000 lire. In assoluto, non è poco, ma siamo certi che gli appassionati sapranno sfruttarne la modularità costruendo, al limite, solo la sezione tono e soprattutto apprezzeranno lo sforzo non indifferente che abbiamo affrontato per rendere reperibili componenti «difficili» come i FET duali, i trasformatori di alimentazione toroidali costruiti ad hoc e persino il contenitore. Buon lavoro a tutti. P. N.

123 CAPACITÀ

000 0 pF
001 50 pF
010 100 pF
011 150 pF
100 200 pF
101 250 pF
110 300 pF
111 350 pF

45678 RESISTENZA

00000 113 K
00001 110 K
00010 107 K
00011 104 K
00100 101 K
00101 98 K
00110 95 K
00111 92 K
01000 89 K
01001 86 K
01010 83 K
01011 80 K
01100 77 K
01101 74 K
01110 71 K
01111 68 K
10000 65 K
10001 62 K
10010 59 K
10011 56 K
10100 53 K
10101 50 K
10110 47 K
10111 44 K
11000 41 K
11001 38 K
11010 35 K
11011 32 K
11100 29 K
11101 26 K
11110 23 K
11111 20 K

Fig. 2. Codice da impostare sul microdeviatore per ottenere la resistenza e la capacità di ingresso desiderata. Ad esempio per interfacciare una testina Shure V15/III, che ha un carico ottimale di 47 K e circa 470 pF da usare con un giradischi con impedenza del cavo di 120 pF, occorre aggiungere circa 270 pF. Impostiamo quindi sui primi tre deviatori la sequenza 101 che corrisponde a 250 pF mentre la capacità residua del cablaggio all'interno dell'amplificatore è da circa 20-30 pF. La resistenza da 47 K viene selezionata impostando sui deviatori da 4 a 8 il codice 10110.

Struttura

Il preamplificatore descritto in queste pagine può essere costruito con un minimo di due schede per ogni canale fino ad un massimo di quattro schede in totale per canale. Seguendo lo schema di Figura 1 (pag. 238), si nota che le due schede fondamentali sono quelle relative alla sezione fono con equalizzazione RIAA, e la sezione di linea con guadagno 20 dB. La terza scheda (un buffer) è impiegata per realizzare un filtro passa alto attivo a tre poli (18 dB/ottava) atto ad eliminare le frequenze subsoniche, mentre la quarta scheda (riservata ai super puristi) viene utilizzata per bufferare l'uscita tape. Per un perfetto accoppiamento testina/pre abbiamo previsto un circuito di adattamento di impedenza per l'ingresso fono. All'uscita di ciascun canale troviamo un attenuatore a scatti di 1 dB con impedenza costante di 600 ohm che sarà impiegato, principalmente per regolare il bilanciamento tra i due canali. Infine notiamo un relé per l'inserimento ritardato del segnale d'uscita destinato alla protezione degli altoparlanti durante il transitorio di accensione.

Sezione fono

Per interfacciare in modo ottimale qualsiasi testina magnetodinamica abbiamo progettato una scheda di adattamento che permette di variare la resistenza di ingresso da 20 K a 113 K a passi di 3 K, con la capacità variabile a passi di 50 pF da 0 pF a 350 pF. Nel caso in cui si adoperi questo circuito occorre cambiare la resistenza R1 della scheda fono (vedi SUONO 93) da 47 K con una da 10 Megaohm in modo che la componente resistiva dell'impedenza di ingresso sia determinata solo dal circuito di adattamento. Naturalmente la capacità di ingresso è determinata non solo dalla capacità del circuito di adattamento ma anche la capacità complessiva del cablaggio tra la presa pin-jack e la scheda fono che varierà a seconda del tipo e della lunghezza del cavetto schermato impiegato. Nel nostro caso è risultato di circa 30 pF. L'impedenza d'ingresso vie-

ne scelta impostando il codice riportato in Fig. 2 su un microdeviatore a 8 poli. Lo schema elettrico dell'adattatore è riportato in figura 3, con il circuito stampato in scala 1:1 ed il relativo piano di montaggio riportati nelle figure 4 e 5. Usando un sistema binario abbiamo a disposizione 32 valori diversi di resistenza con soli 5 resistenze e 5 deviatori. La resistenza meno significativa è da 3 K e determiniamo il « passo ». Le resistenze successive hanno il valore doppio rispetto a quella che la precede. Quindi i valori sono: 3, 6, 12, 24 e 48 K. Poiché 6 K e 48 K non sono dei valori standard sono stati formati nel caso del 6 K da due resistenze da 12 K in parallelo, mentre due resistenze da 24 K in serie equivalgono a 48 K. La scelta della capacità è stata concepita in maniera simile; con 3 valori di capacità (50, 100, 200 pF) sono possibili 7 combinazioni a passi di 50 pF da 0 a 350 pF.

La scheda fono presentata da Stefano Sgandurra sul numero 93 di SUONO è caratterizzata, nella versione con guadagno 36 dB, da una frequenza di taglio a bassa frequenza di 10.7 Hz. Si è ritenuto che fosse un buon compromesso quando non si adoperi un filtro subsonico separato. Ma nell'esempio di realizzazione che vi presentiamo abbiamo voluto includere un filtro subsonico di caratteristiche molto precise: frequenza di taglio 16 Hz (-18 dB), pendenza 60 dB/decade (ovvero 18 dB/ottava con risposta « Butterworth »). A tale fine occorre accoppiare in continua la scheda RIAA sostituendo il condensatore C4 da 100 microfarad con un pannello. Il filtro subsonico riportato in figura 6 è costituito da una scheda Buffer, tre resistenze e tre condensatori. Per la teoria ed il calcolo del valore dei componenti rimandiamo al prossimo inserto IAF. La resistenza R2 è fisicamente costituita da due resistenze in parallelo di cui quella da 220 K si trova al posto di R1 (da 47 K) all'ingresso della scheda buffer. Il disegno del circuito stampato ed il relativo piano di montaggio sono riportati nelle figure 7 e 8. Una conseguenza dell'accoppiamento in continua della scheda RIAA è che l'offset in uscita potrà rap-

FILOSOFIA DI PROGETTO

L'idea di costruire un preamplificatore con delle prestazioni ai livelli di stato dell'arte è nata all'interno del nostro gruppo di lavoro, oltre un anno fa, quando abbiamo deciso di progettare, per nostro uso interno, un modulo amplificatore operazionale a componenti discreti, nel quale fosse assente qualsiasi fenomeno di distorsione conosciuto e misurabile. Questa prima tappa è stata raggiunta da Stefano Sgandurra con la scheda MPU presentata in questi ultimi numeri di SUONO. Avendo a disposizione un amplificatore operazionale resta comunque il problema di adoperarlo in maniera intelligente in un preamplificatore per l'alta fedeltà.

In una prima riunione con Paolo Nuti, Stefano Sgandurra ed il sottoscritto, abbiamo discusso a lungo sui criteri di progetto adottati dai maggiori esponenti dell'alta fedeltà, e sulle nostre preferenze personali, cercando di indovinare quali avrebbero potuto essere quelle dei lettori. E' naturale che tra tutte le soluzioni possibili deve nascere un compromesso nel quale però si cerca di tenere le prestazioni al di sopra di ogni contestazione. In pratica infatti il compromesso sta tra l'amplificatore essenziale, (vedi ad esempio il Mark Levinson) da un lato, ed un amplificatore tutto fare con equalizzazione grafica, display fosforescenti, espansione di dinamica etc. dall'altro lato.

Rispetto al Mark Levinson, a nostro avviso fin troppo essenziale, abbiamo aggiunto alcuni controlli in parte fondamentali in parte meno essenziali.

- 1) Un circuito di adattamento dell'impedenza di ingresso fono che permette, con le sue 256 possibili combinazioni di resistenza/capacità, l'interfacciamento ottimale di qualsiasi testina magnetodinamica.
- 2) Un filtro subsonico con pendenza 18 dB/ottava a 16 Hz escludibile con un deviatore sul pannello frontale.
- 3) Un buffer opzionale per l'uscita tape che garantisca una completa assenza di disturbi che si potrebbero verificare con alcuni registratori aventi un'impedenza d'ingresso bassa e/o fortemente capacitiva.
- 4) Poiché non sono stati inclusi i controlli di tono abbiamo aggiunto un loop di Equalizzazione che permette il collegamento di qualsiasi tipo di equalizzatore: parametrico, grafico, o volendo anche dei circuiti di espansione di dinamica, riduzione di rumore etc.
- 5) Per chi ama l'ascolto in cuffia abbiamo incluso sul pannello frontale una presa cuffia con impedenza di uscita di 600 ohm.
- 6) All'utilizzatore è assolutamente necessario che l'apparecchio non faccia nessun rumore all'atto dell'accensione, quindi è stato incluso un circuito d'inserimento ritardato del segnale di uscita.
- 7) Infine è stato adottato il sistema della doppia barra d'ingresso che permette all'utilizzatore di registrare un programma mentre ne ascolta un altro.

in Fig. 2. Il
 elettrico del
 il circuito
 di modo
 un valo
 aloni diver
 atori, la
 terminati
 il valore
 e. Quindi
 6 K e 400
 formati nel
 in parallelo
 equivalenti
 concepiti in
 (50, 100 e
 passi di 30

anduna nel
 nella ver
 equenza di
 è intensi
 ndo non si
 nell'esem
 abbiamo
 caratteri
 16 Hz in
 dB/ottava
 occorre
 sostituendo
 un posto
 a 6 e così
 e tre com
 alore del
 140. In
 a due res
 si trova
 scheda ha
 il relati
 pure 7 e
 in contin
 potrà rap

l'intern
 osto us
 qualsiasi
 Sietam
 zione an
 te in un

a lungo
 persona
 tutte le
 oni al di
 (vedi al
 i, displa

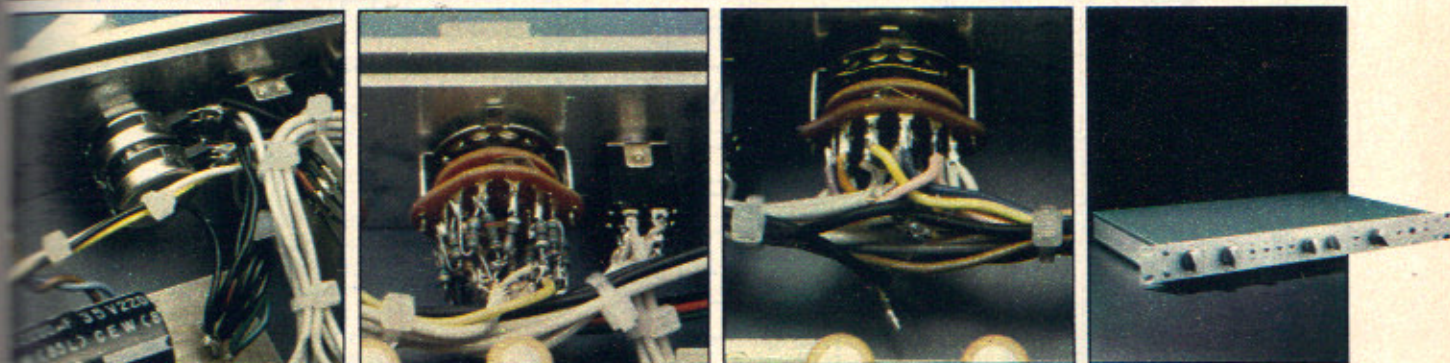
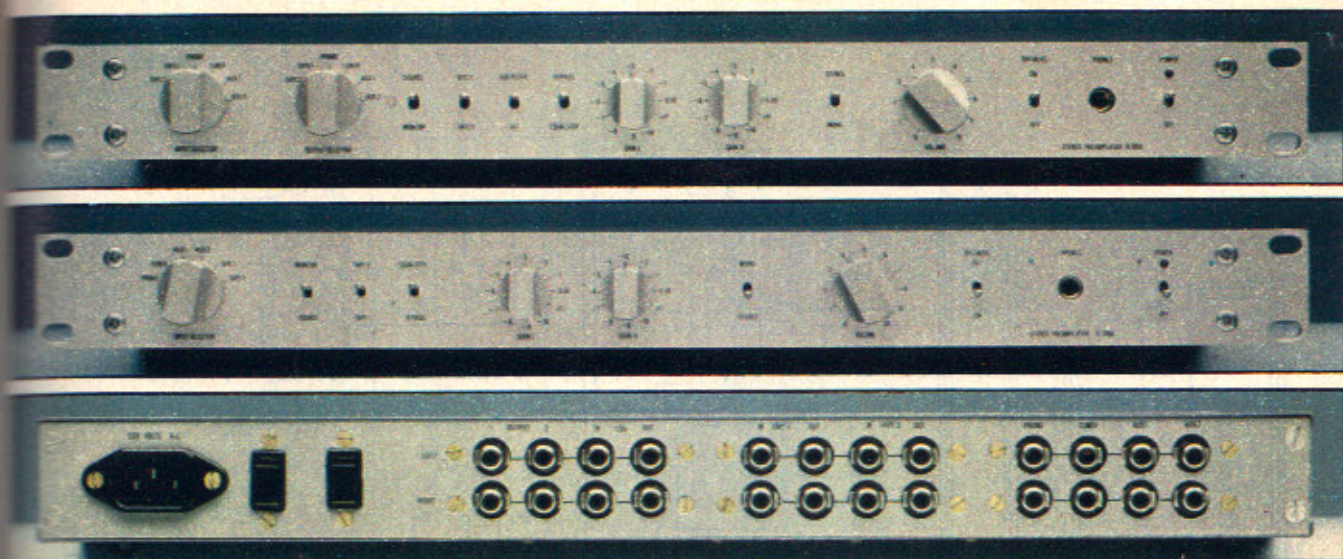
controlli, in

possibi
 matica.
 pannello

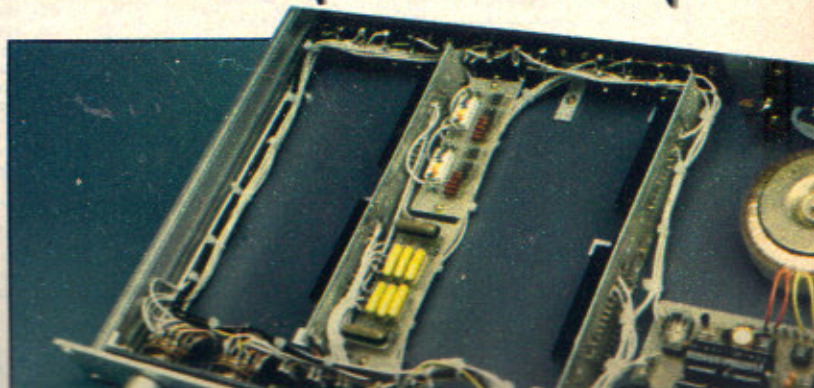
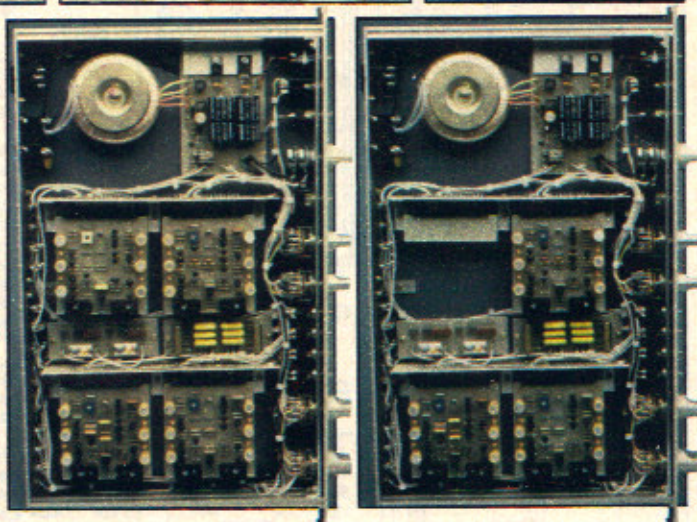
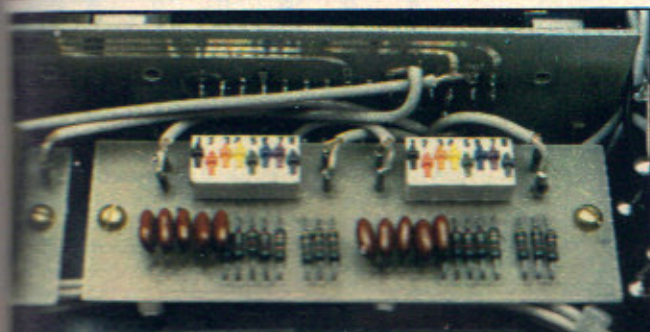
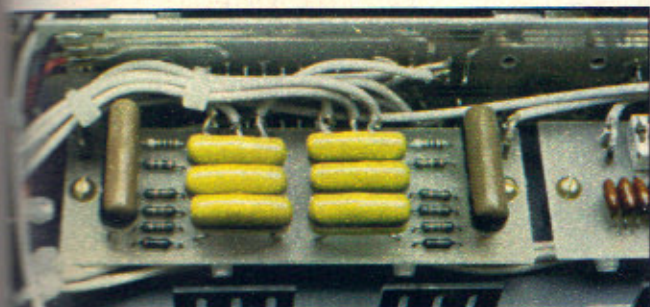
i poteri
 attiva,
 one che
 anche de

pedenz
 e all'at
 regista

S. A.



Nella foto in alto: il pannello frontale della versione definitiva con la doppia barra di ingresso ed il deviatore per il filtro subsonico. Nelle due foto in pianta: la differenza tra la versione completa e la versione nella quale è stata sostituita la scheda buffer dell'uscita tape con una scheda ponticello. Le resistenze dell'attenuatore di uscita, preferibilmente al 2%, vengono montate direttamente sul commutatore a 12 vie. La calza del cavetto schermato va collegata alla massa generale del segnale. La massa del potenziometro di volume viene collegata alla massa generale del segnale. Nelle due foto in basso: le piastre relative all'adattatore di impedenza ed al filtro subsonico.



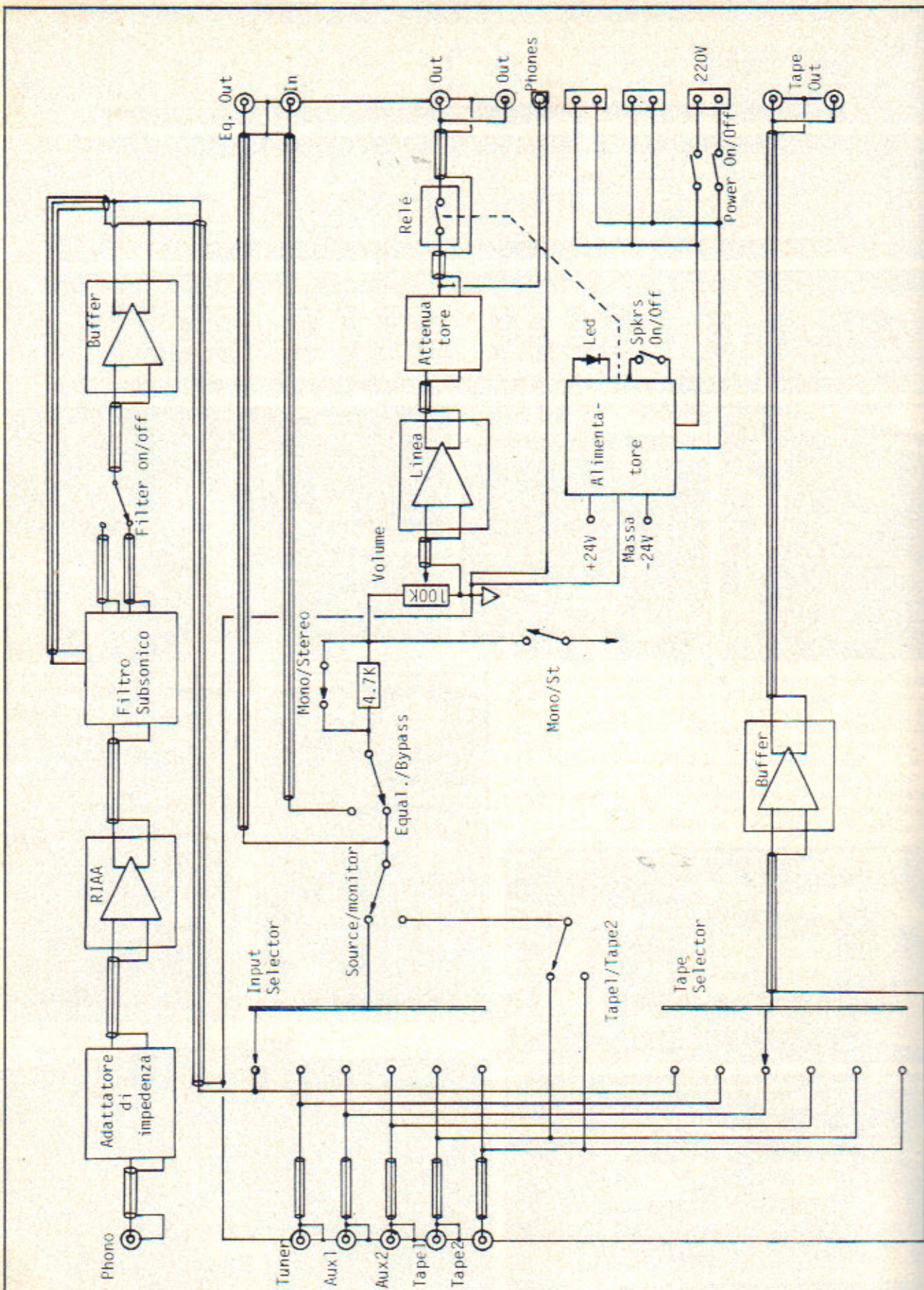


Fig. 1. Schema elettrico generale dell'amplificatore.

giungere
di millivol
ma a par
tensione d
sovraccar
alto; al lin
zione dell
mV a 240
che inser
questo off
gradito a
situazione
C4, R4
frequenz
La rispost
dB a 2 Hz
na un'atte
frequenza
A questo
in frequen
numero d

Sezione li
La scheda
rispetto al
SUONO.
continua
uscita è p
di ingress
mer P1, r
determina
transistor
avrebbero
ma questo
io della
accoppiam
ponte collo
una rispos
usare un
lio. Poich
reperibile
fattore 10
C3 10 v
mangano
R29=22K
te di usare
di 470 m
ta di tagl
quindi è p
ca consist
cello per
pilotare l
questa mo
per l'atte
giare i tra

Attenuato
il controllo
di un pre
problem
metodo
il fattore
della sez
soluzione
ed è una
ne lo per
sezione li
ma e sare
ne il cabl
nonzi cau
l'anello d
lo di usat
la metà d
sono coll
questo è
necessario
buffer per
presso del
rici abbia
senso: abbi
no a scatt

giungere dei livelli dell'ordine di alcune centinaia di millivolt. Questo non crea in teoria alcun problema a parte una leggera riduzione della massima tensione di ingresso dal momento che il margine di sovraccarico dell'ingresso fono, è di base, molto alto; al limite un offset di 1 volt provoca una riduzione dell'accettazione inferiore a 0.5 dB (da 250 mV a 240 mV). Al livello pratico succede invece che inserendo e disinserendo il filtro subsonico questo offset provocherebbe un fastidioso transiente gradito anche agli altoparlanti. Per evitare questa situazione abbiamo introdotto un polo costituito da C4, R4 e la resistenza di ingresso del buffer con frequenza di taglio di 0.7 Hertz (-3 dB).

La risposta in frequenza del RIAA è quindi entro 1 dB a 2 Hz con il filtro escluso mentre con il filtro si ha un'attenuazione di ben 15 dB a 9 Hz, tipica frequenza di risonanza del sistema braccio-testina. A questo proposito si osservino le curve di risposte in frequenza pubblicate nella prova sul prossimo numero di SUONO.

Sezione linea

La scheda linea ha subito delle leggere modifiche rispetto alla versione presentata sul numero 94 di SUONO. La scheda originale era accoppiata in continua e con un guadagno di 20 dB l'offset in uscita è pari a 10 volte l'offset di ingresso. L'offset di ingresso può essere minimizzato agendo sul trimmer P1, ma sfortunatamente la stabilità termica è determinata non solo dal dual FET, ma anche dai transistor T5/T6 ed in misura minore T3/T4 che avrebbero dovuto essere anche essi del tipo duale, ma questo avrebbe aumentato sensibilmente il costo della scheda. Una soluzione più pratica è di accoppiare l'amplificatore in alternata sostituendo il ponticello F4 con un condensatore. Per ottenere una risposta in frequenza piatta fino a 1 Hz occorre usare un condensatore da 470 microfarad al tantalio. Poiché questo è un componente difficilmente reperibile si può aumentare R6, R28 e R29 di un fattore 10 diminuendo contemporaneamente C2 e C3 10 volte in modo che le costanti di tempo rimangano invariate. Quindi R6=10K, R28=68K, R29=22K, C2=12pF e C3=3.9 pF. Questo permette di usare un condensatore da 47 microfarad invece di 470 microfarad. Con questa modifica la frequenza di taglio inferiore è pari a 0.34 Hz (-3 dB) e quindi è praticamente « DC ». Un'ulteriore modifica consiste nella sostituzione di R26 con un ponticello per avere una impedenza di uscita zero per pilotare l'attenuatore di bilanciamento. Si noti che questa modifica deve essere eseguita solo se si adopera l'attenuatore, altrimenti si rischia di danneggiare i transistor finali in caso di corto all'uscita.

Attenuatore di uscita

Il controllo del guadagno individuale dei due canali di un preamplificatore, cioè il bilanciamento, è un problema che spesso porta a dei compromessi. Un metodo frequentemente adottato è quello di variare il fattore di controreazione e quindi il guadagno della sezione di amplificazione linea. Questa è la soluzione adottata per esempio da Mark Levinson, ed è una soluzione elegante quando la circuiteria lo permetta. Nel nostro caso però abbiamo una sezione linea con una larghezza di banda estesissima e sarebbe difficile per un autocostruttore eseguire il cablaggio senza provocare auto-oscillazioni e ronzii causati dai collegamenti di fili all'interno dell'anello di controreazione. Un altro metodo è quello di usare un potenziometro doppio nel quale solo la metà della corsa è resistiva e dove le due sezioni sono collegate in opposizione. A parte il fatto che questo è un componente difficilmente reperibile è necessario, per il suo corretto funzionamento un buffer per non abbassare troppo l'impedenza d'ingresso dell'amplificatore.

Noi abbiamo adottato un metodo radicalmente diverso: abbiamo posto in uscita un attenuatore passivo a scatti di 1 dB ad impedenza d'uscita costante

ELENCO COMPONENTI ADATTATORE DI IMPEDENZA

C1 - C5 = 100pF/2%, mica argentata

R1 = 20K	R5 = 12K
R2 = 24K	R6 = 3K
R3 = 24K	R7 = 3K
R4 = 24K	R8 = 3K

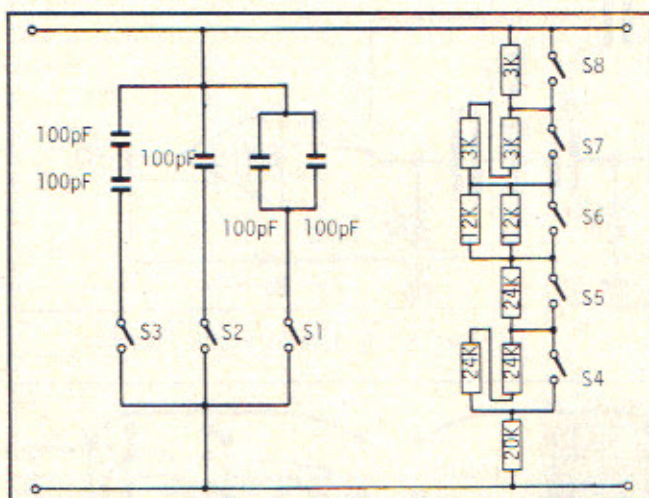


Fig. 3. Schema elettrico dell'adattatore di impedenza di ingresso della sezione fono.

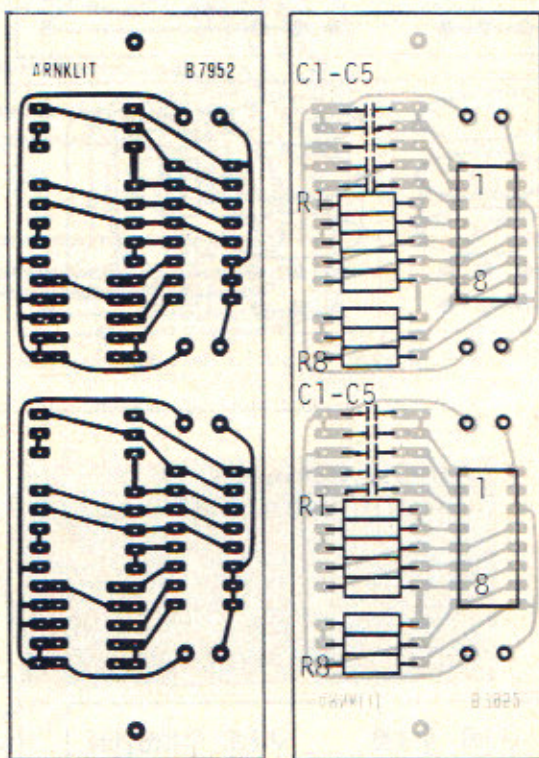


Fig. 4. Circuito stampato in scala 1:1 dell'adattatore di impedenza. Fig. 5. Piano di montaggio dell'adattatore di impedenza.

di 600 ohm. Questa soluzione non influisce minimamente sul comportamento dell'amplificatore, quindi non peggiora il rapporto segnale/rumore né la stabilità e l'impedenza di uscita costante di 600

ELENCO COMPONENTI FILTRO SUBSONICO

C1 - C3 = .47 microfarad/160V - 5%
C4 = 1 microfarad/160V - 10%
R1a = 20K R3a = 11K
R1b = 62K R3b = 13K
R2 = 200K R4 = 1M

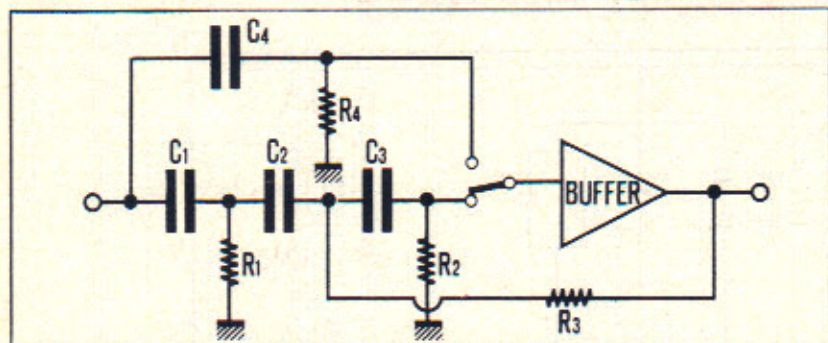


Fig. 6. Schema elettrico del filtro subsonico.

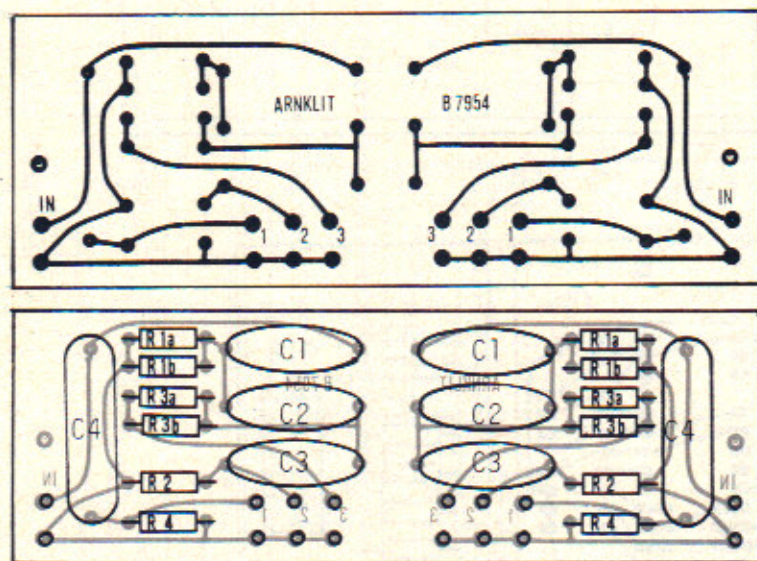
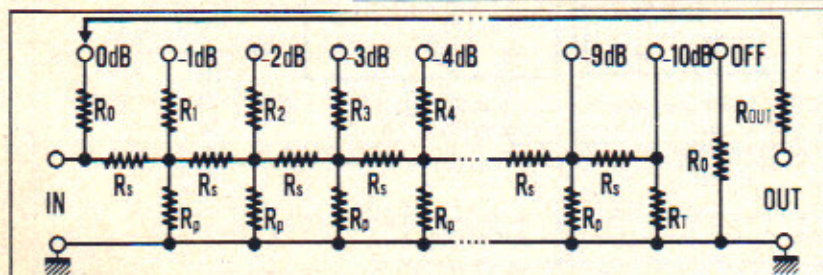


Fig. 7. Disegno in scala 1:1 del circuito stampato della scheda aggiuntiva necessaria per il filtro subsonico. Fig. 8. Piano di montaggio del filtro subsonico.

ELENCO COMPONENTI DELL'ATTENUATORE DI USCITA

R_s = 36 ohm R₂ = 30 ohm
R_p = 2.7K R₃ = 16 ohm
R_t = 300 ohm R₄ = 8.2 ohm
R₀ = 91 ohm R_{out} = 510 ohm
R₁ = 56 ohm

Fig. 9. Schema elettrico dell'attenuatore ad impedenza di uscita costante (passo 1 dB) impiegato principalmente per il bilanciamento dei due canali.



ohm consente di collegare 10 metri di cavo schermato da 250 pF al metro (quindi di pessima qualità mantenendo una larghezza di banda di oltre 100 kHz). Lo schema elettrico dell'attenuatore è riportato in figura 9. Per diminuire al massimo le capacità parassite, le resistenze vengono montate direttamente sul commutatore rotativo come mostrato nella foto 1. Speriamo che questo non comporti delle difficoltà pratiche troppo grosse. Una soluzione più semplice anche se meno elegante, è sostituire l'attenuatore con un potenziometro da 100 ohm con una resistenza da 39 ohm verso massa e con 560 ohm in serie all'uscita come mostrato in figura 11. L'impedenza di uscita non sarebbe più costante ma avrebbe una variazione da 560 ohm a 649 ohm. A livello pratico questo non comporterebbe alcun problema ma il purista sceglierebbe l'attenuatore ad impedenza costante.

Inserimento ritardato del segnale

Il circuito di comando del relé di ritardo è riportato in figura 10 insieme all'alimentatore. Al momento dell'accensione il condensatore C2 è scarico e quindi è interdetto il transistor T1 che a sua volta pilota il driver del relé. C2 viene gradualmente caricato attraverso R2 e quando la tensione alla base di T1 supera la tensione del diodo zener Z1, T1 conduce e scatta il relé. Il tempo che C2 impiega per arrivare a questa tensione è proporzionale al prodotto di R2 per C2. Con i valori indicati il ritardo è circa 5 secondi, ma può essere aumentato aumentando o R2 oppure C2. Quando l'apparecchio è spento C2 viene scaricato attraverso il diodo D1 e R1 che è da 10⁴ K ed è quindi una scarica rapida, necessaria per reiniziare il ciclo di temporizzazione nel caso che l'amplificatore venisse acceso subito dopo lo spegnimento. Il deviatore S2 serve a disattivare il relé e quindi disinserire l'amplificatore finale nel caso in cui si voglia ascoltare solo in cuffia senza dover spegnere il finale.

Alimentatore

Lo schema elettrico dell'alimentatore è riportato in figura 10. Si tratta di un alimentatore semplicissimo che impiega due regolatori monolitici del tipo 7824 a 24 volt. A causa della scelta di costruire il pre in versione ultra slim line alto solo 40 millimetri è stato necessario impiegare un trasformatore toroidale che oltre ad avere delle dimensioni ridotte rispetto ai trasformatori convenzionali, è caratterizzato da un campo magnetico disperso ridottissimo e quindi è stato possibile ottenere degli ottimi risultati per quanto riguarda il rapporto segnale rumore non pesato. Per la reperibilità di questo trasformatore vedi il riquadro alla fine dell'articolo.

Costruzione pratica

Per semplificare il montaggio del preamplificatore e per dare un supporto alle schede MPU abbiamo realizzato delle piastrelle madre alle quali vengono saldati i connettori per le schede e sulle quali sono incise le piste che collegano i connettori alle alimentazioni. Il disegno dello stampato è riportato in figura 12, con il relativo piano di montaggio in figura 13. Occorrono due piastre avvitate con degli angolini di alluminio direttamente sul fondo del contenitore ad una distanza di 12 cm dal lato sinistro per la prima piastra e 27 cm per la seconda.

I prototipi fotografati in queste pagine sono stati realizzati in una scatola per Rack 19" alta una « unità », costruita dalla ditta Peruzzi di Torino. Farà forse piacere a molti lettori sapere che la ditta HI FI 2000 di Bologna si è messa in contatto con noi offrendosi di realizzare un contenitore di analoghe dimensioni completo di contropannello e maniglie con pannelli anteriore e posteriore già forati, verniciati e serigrafati. Ulteriori informazioni per coloro che non vogliono tribolare con trapano, lima e caratteri trasferibili sono riportate nel riquadro «Reperimento dei componenti».

Nel montare le piastrelle dei Pin-Jack bisogna fare

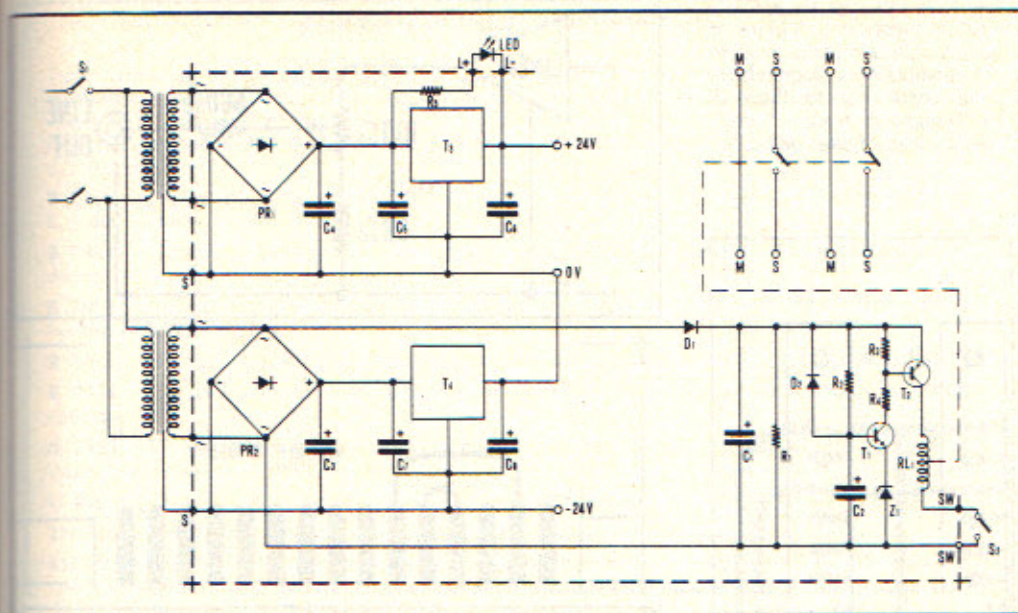
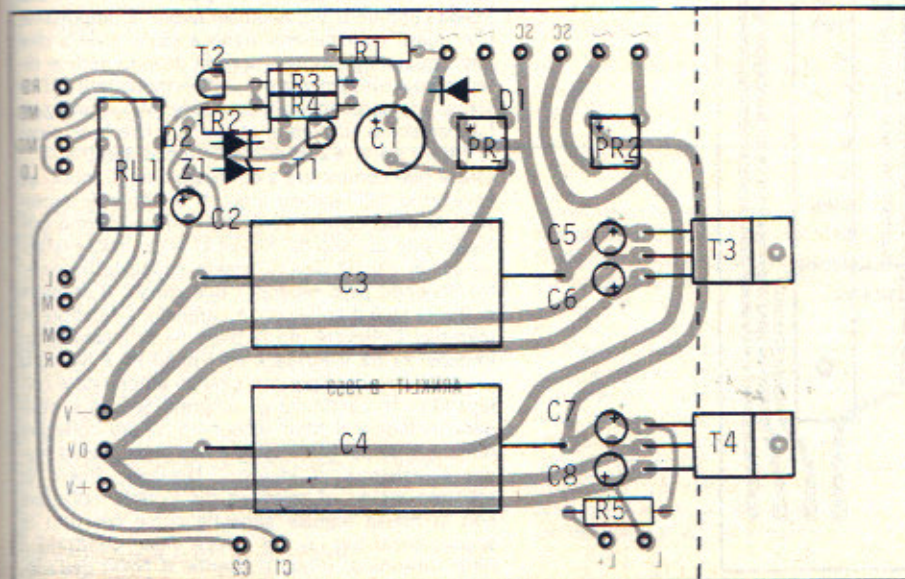
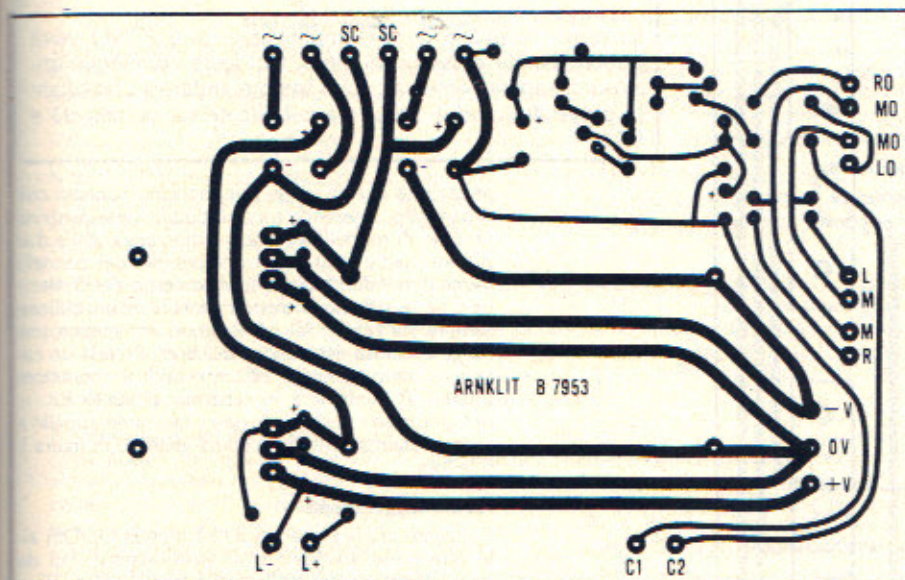


Fig. 10. Schema elettrico dell'alimentatore e del circuito relativo al relé di inserimento ritardato del segnale. Fig. 15. Circuito stampato dell'alimentatore in scala 1:1. Fig. 16. Piano di montaggio dell'alimentatore.



ELENCO COMPONENTI DELL'ALIMENTATORE E DEL CIRCUITO DI RITARDO

R1 = 10K
R2 = 2.7M
R3 = 4.7K
R4 = 4.7K
R5 = 820 ohm

C1 = 47 μ F/40V
C2 = 4.7 μ F/35V tant.
C3 = 2200 μ F/40V elett.
C4 = 2200 μ F/40V elett.
C5 = 1 μ F/35V tant.
C6 = 1 μ F/35V tant.
C7 = 1 μ F/35V tant.
C8 = 1 μ F/35V tant.

T1 = BC 182 o equiv.
T2 = BC 212 o equiv.
T3 = regolatore 7824
T4 = regolatore 7824

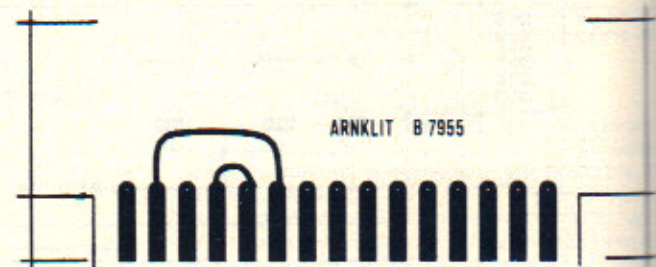
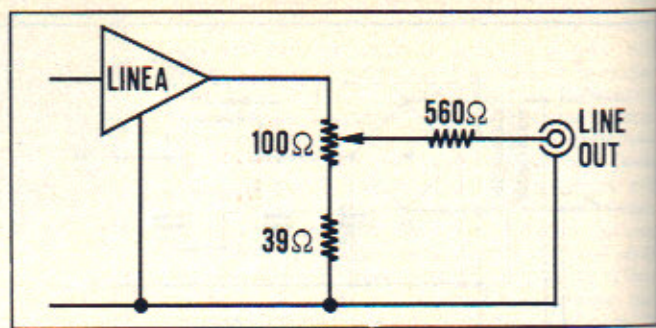
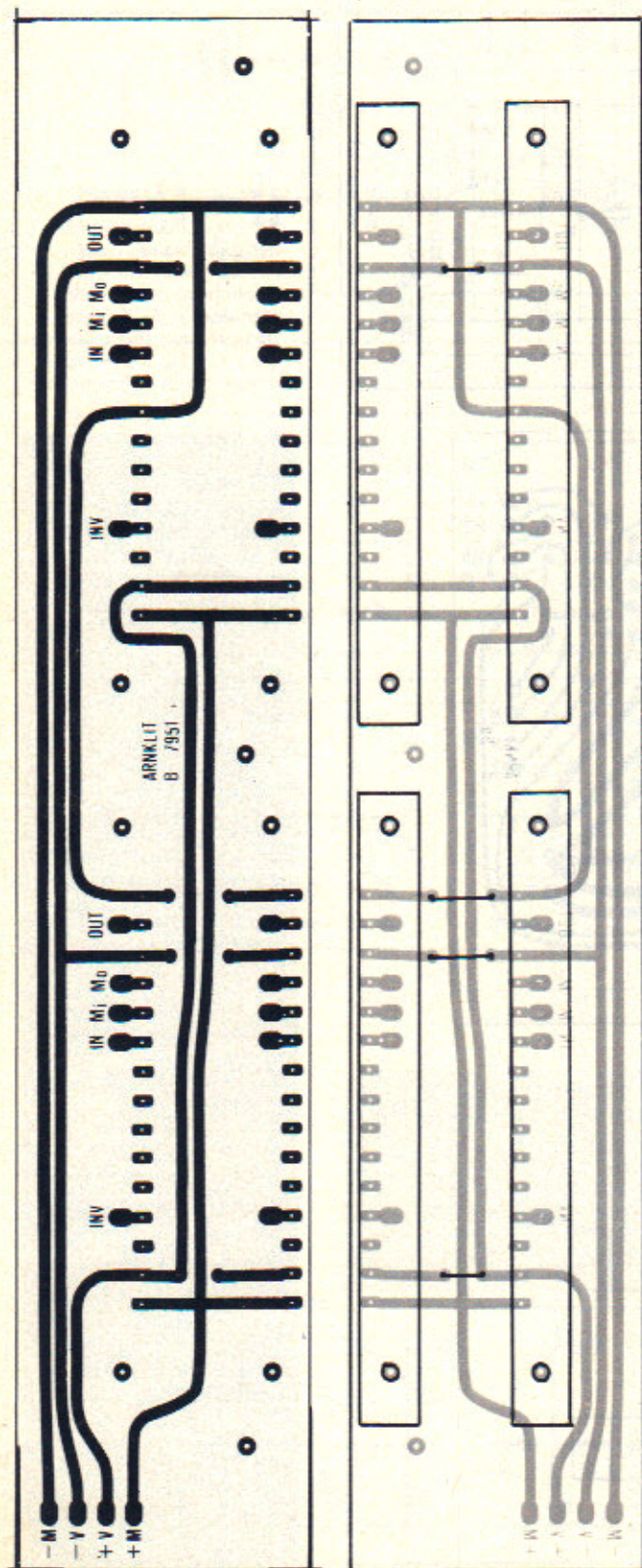
Z1 = zener da 7.5 V/
400 mW

D1 = 1N4001
D2 = BAY 71 o equiv.

PR1 = ponte raddr.
200V/1A
PR2 = ponte raddr.
200V/1A

RL1 = relé a due scambi
24V/DC. FUJITSU Tipo
BR 221 D024, reperibile
da ELCO Roma.

Fig. 11. A chi non vuole costruire l'attenuatore di uscita a scatti di 1 dB, ma preferisce una soluzione più semplice, suggeriamo di usare un potenziometro da 100 ohm di buona qualità collegato come indicato nella figura. Fig. 12. Disegno in scala 1:1 della piastrina madre che fa da supporto per i connettori Burndy delle schede. Fig. 13. Piano di montaggio della piastrina madre. Fig. 14. Disegno in scala 1:1 della scheda ponticello impiegata al posto della scheda buffer dell'uscita Tape.



LA PROVA

La prova completa del preamplificatore di SUONO verrà pubblicata sul prossimo numero. Chi fosse comunque ansioso di sapere come va... può sempre andare a consultare le prove dei moduli MPU già pubblicate sui numeri 93 e 94.

attenzione che le masse non facciano contatto con il pannello, inserendo tra quest'ultimo e la piastrina un paio di rondelline. Dopo il montaggio delle due piastrine madre e di tutti i componenti dei pannelli montiamo l'alimentatore sul lato destro del contenitore ed avviamo il trasformatore con un bullone sempre sul fondo del contenitore. Per evitare una lunga e noiosa descrizione del tipo «Prenda un cavetto schermato lungo 28 cm e saldi il conduttore interno al punto A e lo schermo al punto B...», notiamo solo i punti essenziali e facciamo appello a seguire attentamente lo schema elettrico in figura 1 e le foto.

Alcuni suggerimenti

Collegare prima l'interruttore S1 (Power On/Off) alle due prese ausiliarie e al trasformatore. Poi da ogni piastrina madre collegare i punti +V e -V a quelli dell'alimentatore ed i punti +M e -M alla massa centrale 0 V dell'alimentatore. E' importante che questi collegamenti siano a stella, vale a dire che i quattro fili di ogni scheda devono andare direttamente all'alimentatore. Infine montare il LED e senza montare ancora le schede MPU collegare l'apparecchio alla rete e controllare che le tensioni +V e -V siano +24V e -24V rispetto allo 0 V. Ora si può cominciare a collegare tutti gli input, ad eccezione dell'ingresso fono, al selettore di ingresso. Usare dei cavetti schermati con lo schermo collegato solo dal lato dei Pin-Jack, le cui masse relative ad un canale devono essere collegate insieme, mantenendo però separati i due canali. Il selettore di uscita tape è collegato in parallelo al selettore di ingresso. Collegare ora la piastrina di adattamento impedenza tra il Pin-Jack ed i punti IN e Mi sulla piastrina madre, sempre con cavetto schermato e collegando con continuità gli schermi. Se non si desidera includere il filtro subsonico, allora collegare direttamente dai punti OUT e Mo della piastrina madre al selettore di ingresso, lasciando libero lo schermo vicino al selettore per poterlo collegare con la massa segnale generale come descritto in seguito (vedi foto 3). Se invece viene utilizzato il filtro subsonico, bisogna inserire al posto dell'ulti-

REPERIMENTO DEI COMPONENTI

Tutti i componenti impiegati per questo progetto, ad eccezione dei circuiti stampati, dei FET duali, del trasformatore di alimentazione e del contenitore, sono facilmente reperibili presso i più forniti rivenditori di materiale elettronico.

I circuiti stampati e i FET duali possono essere richiesti al nostro ufficio diffusione ai seguenti prezzi (I.V.A. compresa):

B 7945 - Circuito stampato scheda MPU in vetronite, forato, stagnato a freddo con pettine dorato: **L. 5.000** cadauno.

B 7951 - Circuito stampato scheda madre in vetronite, forato e stagnato a freddo: **L. 4.000** cadauno.

B 7952 - Circuito stampato adattatore di impedenza di ingresso in vetronite, forato e stagnato a freddo: **L. 2.000** cadauno.

B 7953 - Circuito stampato alimentatore in vetronite, forato e stagnato a freddo: **L. 4.000** cadauno.

B 7954 - Circuito stampato filtro subsonico in vetronite, forato e stagnato a freddo: **L. 2.000** cadauno.

B 7955 - Circuito stampato scheda ponticello (sostituisce un buffer di uscita tape) con pettine stagnato a freddo: **L. 1.500** cadauno.

U 406 - FET duale per scheda Linea e RIAA: **L. 3.100** cadauno.

2N 5566 - FET duale per scheda buffer: **L. 7.550** cadauno.

KIT PRE-A - Kit circuiti e FET per la realizzazione del progetto illustrato in questo articolo (versione con 6 schede MPU e 2 ponticelli) comprendente: 6 schede B 7945, 2 schede B 7951, 1 scheda B 7952, 1 scheda B 7953, 1 scheda B 7954, 2 schede B 7955, 4 FET duali U 406, 2 FET duali 2N 5566: **L. 68.500** cadauno (sconto sul KIT rispetto ai componenti sciolti pari a L. 8.000).

Spese di imballo e spedizione: L. 600 per ciascun ordine.

Tutti i componenti sopra elencati possono essere ordinati mediante vaglia postale o assegno di c/c all'Ufficio Diffusione del Gruppo Editoriale Suono, Via Giovanna Gazzoni, 42 - 00133 Roma oppure mediante versamento sul conto corrente postale n. 774018 intestato a: Gruppo Editoriale Suono - Via del Casaleto, 380 - 00151 Roma, specificando chiaramente il numero di pezzi e la sigla di ciascun componente desiderato nello spazio riservato alla causale del versamento.

N.B. Ci scusiamo con i lettori per l'incremento di prezzo del circuito stampato della scheda MPU causato da un proporzionale brusco aumento praticato dal nostro fornitore. Tuttavia tutti gli ordini del B 7945 emessi entro il 31/8/80 (data del timbro o del c/c postale) saranno comunque evasi al vecchio prezzo di L. 3.500.

Il Trasformatore di alimentazione toroidale da 50 VA è stato costruito su nostre specifiche dalla Ditta ICES-EBM di Sacile (Pordenone) che ha accettato di produrlo e venderlo ai nostri lettori. Per il momento può essere acquistato direttamente (per posta) presso la stessa ICES-EBM presso i depositi o punti di vendita che verranno indicati in un secondo tempo. Il costo del trasformatore è di lire 21.600 + I.V.A. + spese di spedizione e l'indirizzo della ICES-EBM è Via L. da Vinci, 15 - 33077 Sacile (Pordenone).

Il contenitore metallico illustrato nell'articolo (della Peruzzi) è stato forato e munito di contropannello a cura dell'autore. Venendo incontro ad una diffusa esigenza già manifestata dai lettori, abbiamo accettato l'offerta della ditta HI FI 2000 di Bologna che si è proposta per realizzare un contenitore rack 19", altezza una unità, adatto ad ospitare il nostro pre, con pannelli anteriore e posteriore già forati e serigrafati, completo di contropannello e squadrette di fissaggio dei circuiti. Il costo di detto contenitore (disponibile verso la metà di ottobre, prototipo visibile al SIM) sarà di L. 47.000 IVA e spese di spedizione comprese e potrà essere ordinato per posta alla Ditta HI FI 2000 - Via Zanardi, 455 - 40138 Bologna-tel. (051) 450106.

La Ditta HI FI 2000 è altresì interessata a mettersi in contatto con qualificati rivenditori di materiale elettronico per la vendita diretta al pubblico nelle altre regioni.

Il connettore a pettine a 15 poli da montare sulle piastre madre è costruito dalla Burndy, numero di catalogo PPCA 15 K 043EJO HZ9U3 ed è stato acquistato, così come la maggior parte degli altri componenti, presso la ditta ELCO di Roma, Via Pigafetta, 8.

no collegamento la piastra del filtro seguendo attentamente lo schema generale di figura 1. Collegare al punto centrale del selettore di uscita tape l'ingresso della scheda tape buffer e poi i due Pin-Jack di uscita Tape 1 e Tape 2. Lasciare libero anche qui lo schermo dalla parte del selettore per collegarlo in seguito alla massa segnale generale.

Collegare ora i tre deviatori di Monitor, Tape 1/2 ed equalizzatore, ed in fine il deviatore Mono/Stereo al potenziometro del volume. Le due resistenze da 4,7 K collegate al deviatore Mono/Stereo sono montati direttamente su quest'ultimo. Collegiamo infine la scheda linea al potenziometro e l'uscita all'ingresso dell'attenuatore, e poi, il relé di ritardo ed infine i Pin-Jack di uscita.

Veniamo ora alla massa segnale generale: collegare

separatamente per ciascun canale lo 0 V dell'alimentatore alla massa del potenziometro di volume (vedi foto 4); collegare a ciascuna massa del volume le calze di schermo libere vicino al selettore di uscita con un filo di sezione relativamente grosso ed infine da quest'ultimo punto alle masse dei Pin-Jack già collegate tra di loro in precedenza. Ripetiamo che tutti i collegamenti di massa dei due canali, a partire dall'alimentatore, devono restare separati (vedi foto 3). Infine bisogna collegare la presa cuffia direttamente all'attenuatore di uscita in modo che il segnale arrivi alle cuffie anche quando il relé è disattivato. La massa di questa presa è collegata meccanicamente al telaio e deve essere collegata anche allo 0 V sull'alimentatore. ■

PROVE

Non si esaurisce qui

La nostra f...ina dai capelli rosso-tiziano, cioè, come i lettori di SUONO ben sanno, l'infaticabile responsabile della redazione, al secolo Paola Pujia, che a pedate nel sedere ci strappa ogni mese dalle mani i nostri preziosi, sofferiti e non ancora perfetti elaborati per trasformarli, seguendoli nelle fasi di impaginazione, composizione, fotolito, stampa, confezione, distribuzione in tanti fascicoli di SUONO, mi ha messo il broncio. Dice che l'ho abbandonata, che l'alta fedeltà è... un direttore tecnico puntuale (cioè diverso da me). Forse ha ragione, ma l'apertura prove di questo mese dovevo assolutamente scriverla dopo il SIM per dedicarla alle prime reazioni e commenti sul pre di SUONO a moduli MPU.

A parte il generale apprezzamento per l'iniziativa, le reazioni possono essere classificate in 5 categorie:

Preoccupazione per il reperimento componenti (comprese critiche per la qualità del potenziometro montato sui prototipi).

Protesta per la mancanza di una sezione controlli di tono.

Richiesta di una grande piastra madre che riduca il cablaggio al minimo.

Richiesta di delucidazioni sul cablaggio e sulla circuitazione.

Richiesta del progetto di un finale.

Per il reperimento componenti la situazione è la seguente: a parte circuiti stampati, FET duali, contenitore e

trasformatore di alimentazione (vedi a tal proposito riquadro a pagina 243 del numero 96 di SUONO), tutti gli altri componenti possono essere trovati con relativa facilità presso i maggiori negozi di materiale elettronico: occorre un po' di pazienza, ma ci si riesce. Non possiamo

fornire kit completi; risulta però che alcuni negozianti si stanno organizzando in tal senso. Vediamo con favore queste iniziative e, senza però assumerci alcuna

responsabilità, saremo lieti di informarne i lettori.

Qualcuno ha criticato la qualità dei componenti elettromeccanici, in particolare del potenziometro di volume: è evidente che chi trova un potenziometro a film plastico lo può, anzi lo deve, montare; noi non lo abbiamo trovato, tutto qui. La difficoltà di reperire componenti elettromeccanici adatti, ha comportato la rinuncia, almeno per il momento, al progetto di una piastra madre unica. Per quanto riguarda la sezione toni, non l'abbiamo montata sostanzialmente per mancanza di accordo tra noi: parametrico a 3 bande, 3 bande con frequenze di taglio selezionabili, 2 bande, a moduli MPU o più economicamente a integrati (per un parametrico a 2 canali e tre bande servirebbero qualcosa come 18 moduli MPU), però l'abbiamo prevista e arriverà. Qualcuno ha domandato perché abbiamo voluto realizzare un buffer così complesso: è vero, è possibile progettare uno di prestazioni altrettanto valide e di costo inferiore, ma non si deve dimenticare che alla base del progetto c'è l'idea di una scheda universale da specializzare di volta in volta per le varie funzioni. Questo non esclude che, a richiesta popolare, si possa progettare un buffer « low cost ». Naturalmente il programma kit di alte prestazioni non si esaurisce qui; a parte il discorso diffusori che procede parallelamente a quello delle elettroniche, sono arrivate svariate richieste per un buon finale. A dire il vero, l'idea era stata accantonata perché di finali è pieno il mondo, mentre si sentiva, o almeno io sentivo, la mancanza di un buon progetto di pre. Certo, se la richiesta per il finale dovesse essere pressante... qualche idea personale in merito l'avrei, chissà se è realizzabile? P.N.

P.S. Il prossimo progetto (novembre o al massimo dicembre) sarà un oscillatore di bassa frequenza a bassa distorsione e di caratteristiche non comuni.

**GRUPPO
EDITORIALE
SUONO**



Il Gruppo Editoriale Suono attesta che i risultati delle misure pubblicate su SUONO e Stereoplay sono trascritti dai certificati di misura dell'Istituto Alta Fedeltà con la massima cura e senza alterazione alcuna. Eventuali errori tipografici verranno segnalati non appena notati.

Tutti i commenti e le valutazioni soggettive di carattere estetico e funzionale, tecnico, sulle qualità sonore e sul rapporto prezzo/qualità, sono espressione della opinione personale e della esperienza del redattore che firma l'articolo.

Le misure eseguite nei laboratori IAF sui dispositivi in prova, sono effettuate secondo metodi e procedure stabilite seguendo in genere in ordine di priorità, le Raccomandazioni IEC e le Norme CEI, DIN, IHF. Le condizioni di misura, il metodo seguito ed i livelli di riferimento sono specificati sul certificato allo scopo di garantire la massima ripetibilità. I dati trascritti sui certificati si riferiscono a misure eseguite sui dispositivi nelle condizioni in cui giungono nei laboratori dell'Istituto, identificati dal numero di matricola, se non diversamente specificato.



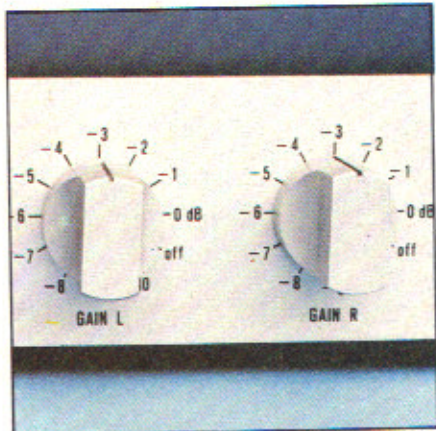
il super pre di suono



B.7950

Assemblato in gran fretta da Bo Arnklit a fine agosto (per poterlo esporre al SIM), l'apparecchio presente oggi sulla vostra scrivania è il terzo esemplare realizzato dell'ormai noto preamplificatore B 7950. Sapete certamente che si tratta della concretizzazione del progetto di autocostruzione a moduli preamplificatori universali (MPU), presentato in più puntate sugli ultimi numeri della rivista. Già conoscete la filosofia di progetto ampiamente illustrata su SUONO 96 e sicuramente già vi hanno entusiasmato le eccellenti caratteristiche rilevate in sede IAF sui moduli MPU, a conferma delle dichiarazioni dell'agguerrito progettista Sgandurra e delle promesse del vulcanico ispiratore Nuti.

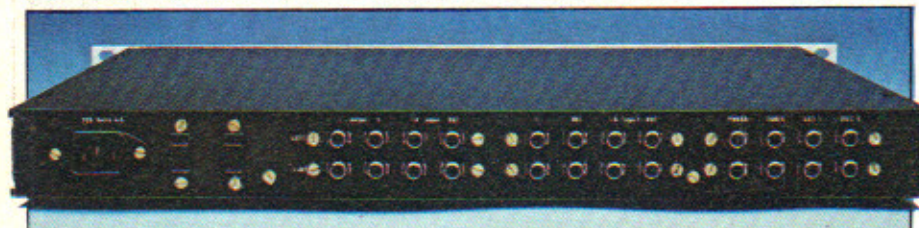
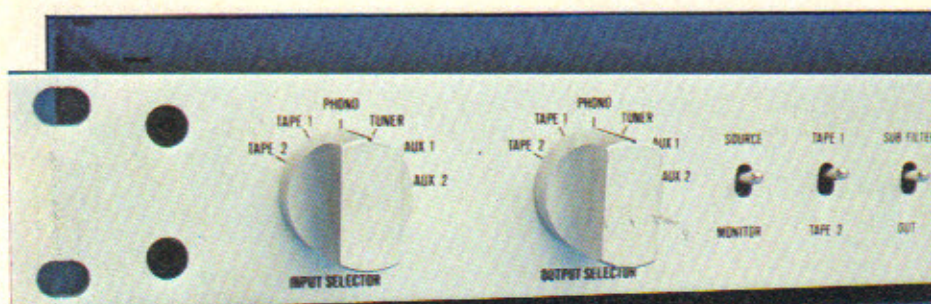
Adesso vi presentiamo una prova, in tutto simile a quella di un qualunque preamplificatore commerciale, dell'apparecchio completamente assemblato. Apprezzabile dimostrazione di «correttezza professionale» da parte degli uomini di SUONO, la disamina dell'oggetto è stata affidata anche ad un critico (particolarmente severo n.d. Nuti) della «cugina» Stereoplay.



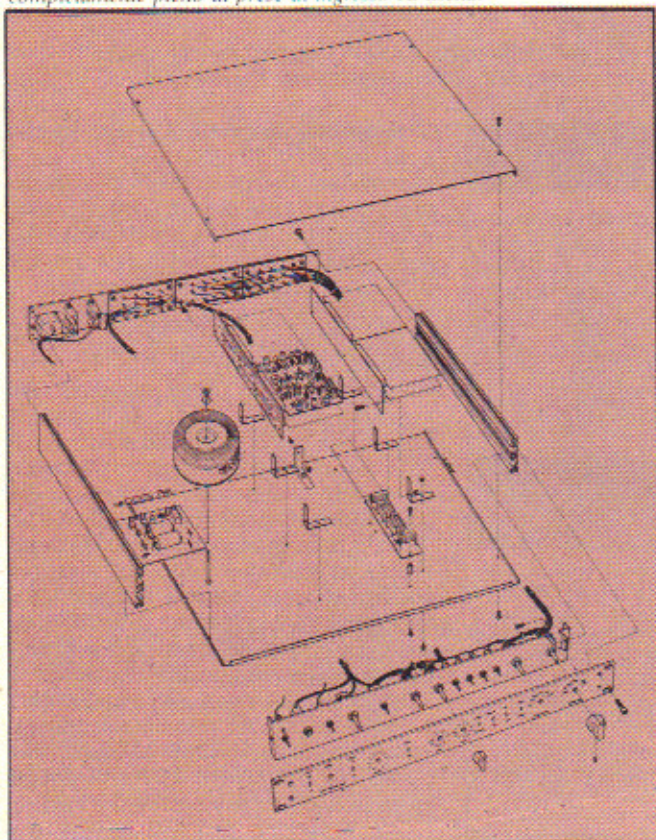
Tra le soluzioni adottate per la realizzazione di questo preamplificatore a moduli MPU, ci sembra interessante sottolineare quella per il controllo di bilanciamento: un attenuatore di precisione a scatti calibrati di 1 dB con comandi separati per i due canali.

Costruttori: Bo Arnklit e Stefano Sgandurra
Prezzo corretto: da L. 300.000 a L. 350.000 a seconda dei materiali utilizzati.

Il progettista ha curato il design. Merito della ditta HI FI 2000 che fornisce il contenitore, l'estetica del 7950 è assolutamente notevole per un «kit»: il pannello frontale, un po' alla Mark Levinson, è in alluminio satinato da 4 mm e le manopole, molto belle, presentano la stessa finitura; le levette dei commutatori sono invece in ferro lucido e non si sposano perfettamente con il resto. Consigliamo agli autocostruttori che vorranno realizzare il pre di trattare le levette con acido cloridrico o con un altro forte ossidante: l'effetto sarà quello di rendere la superficie del metallo grigia e satinata, quasi come quella dell'alluminio delle manopole. Le altre tre pareti «perimetrali» sono in alluminio anodizzato nero, mentre il fondo ed il coperchio sono in lamiera di ferro verniciata. La grafica delle scritte è sufficientemente elegante e si accorda bene con l'aspetto professionale dell'apparecchio. La presenza di due commutatori di sorgente, posti uno accanto all'altro, dice subito che il nostro è dotato di doppia barra di segnale, una facility che consente di registrare qualsiasi programma



Da non dimenticare la possibilità di effettuare riversamenti incrociati o di registrare una sorgente mentre se ne ascolta un'altra. Il pannello posteriore, invece, viste le ridotte dimensioni, appare completamente pieno di prese di ingresso ed uscita.



Un utile complemento alle fotografie dei vari dettagli del B-7950 è costituito da questo disegno « esploso », che mostra la realizzazione delle parti meccaniche e della carrozzeria. Mentre il mobile appare robusto e stabile, non altrettanto si può dire per il fissaggio dei moduli MPU, che sono semplicemente infilati nel connettore. Il disegno è stato realizzato dalla ditta HiFi 2000 di Bologna, che può fornire un contenitore metallico con pannelli forati e serigrafati identico a quello utilizzato per la costruzione del prototipo utilizzato per le foto e le prove. Ulteriori informazioni sul reperimento dei componenti (schede stampate, fet duali, trasformatore toroidale e contenitore) sono riportate a pagina 243 di SUONO n° 96 - Settembre 1980

mentre se ne ascolta un altro e consente, in particolare, il « dubbing » tra i due registratori collegabili. Notiamo che nel progetto è previsto uno stadio buffer (separatore) sull'uscita tape: la sua funzione è quella di evitare eventuali degradazioni del segnale dovute alla presenza del carico (uno o due registratori) all'uscita della sorgente (tipicamente, il tuner o l'altro registratore); nell'esemplare in prova, tuttavia, questo dispositivo (che non è indispensabile) non è stato impiegato e le relative schede sono state sostituite da schede ponticello.

Due commutatori, al centro del pannello frontale, sono adibiti a controllo di bilanciamento: si tratta in pratica di attenuatori a scatti di 1 dB (precisissimi) con i quali è possibile regolare indipendentemente il guadagno dei due canali stereo e, in posizione « off », escludere i canali stessi; realizzati con resistori al 2%, costituiscono gli ultimi stadi del preamplificatore e presentano in uscita una impedenza costante di 600 ohm.

Gli altri controlli sono tutto sommato convenzionali, compreso il filtro subsonico (la cui pendenza è di 18 dB/ottava); relativamente inconsueto è invece il deviatore «equalizer/bypass», il quale, nella prima posizione, inserisce un'eventuale apparecchiatura di correzione collegata agli appositi pin: un equalizzatore, appunto, o un semplice controllo di tono, dispositivi che possono essere facilmente realizzati impiegando sempre i MPU di SUONO, e di cui probabilmente forniremo in futuro il progetto completo.

Il progettista non ascolta in cuffia. L'aspetto dell'apparecchio, appena tolto il coperchio, tradisce appena l'inevitabile carenza di accuratezza determinata dalla fretta dell'assemblaggio: si notano solo delle saldature un po' sbavate, qualche ponticello e dei reofori mal piegati. Imperdonabile, invece, è l'impiego di un filino intrecciato al posto di un cavo a doppio isolamento per il collegamento « di rete ».

I moduli MPU, naturalmente (e nel nostro ce ne sono sei), sono i pezzi più interessanti della realizzazione: accuratissimi e ordinati, su basette di vetronite con connettori dorati, mostrano tuttavia qualche pecca sul lato saldature, dove si notano degli sbavi di pasta salda che avrebbero dovuto essere eliminati con solvente.

Su di un'apposita basetta fissa, accanto al filtro subsonico, trova posto la sezione adattamento di impedenza che, con i suoi microswitch multipli, consente di variare resistenza e capacità dell'ingresso fono rispettivamente da 20 a 113 kohm e da 0 a 350 pF (cui bisogna sommare una trentina di pF del cavetto di collegamento interno). La risoluzione

del varia-resistenza (3 kohm) ci sembra eccessiva in relazione alle pratiche esigenze di interfacciamento testina-pre.

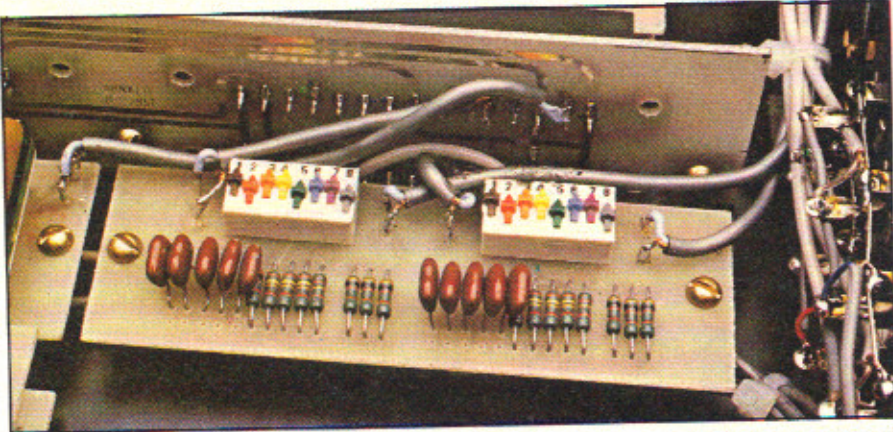
Aggiungiamo comunque che questa opinione non è condivisa in redazione.

L'apparecchio è dotato di un sistema di inserzione ritardata che ha lo scopo di connettere l'uscita all'amplificatore solo dopo l'estinzione del transitorio di accensione: il ritardo (poco più di due secondi) appare insufficiente poiché lascia sentire ancora un leggero « tac » nell'altoparlante; più criticabile ci sembra il fatto che, allo spegnimento dell'apparecchio, il sistema non « resett » istantaneamente e consenta quindi il passaggio di un sostanziale transitorio in caso di riaccensione immediata. Questi problemi sono ancora più « sentiti » nell'uso della cuffia: infatti l'apposita uscita è stranamente collegata a monte del relé di inserzione ritardata e nulla protegge le orecchie dell'ascoltatore dagli antipatici (anche se non forti) disturbi di « switching ». Ci viene il sospetto che il progettista non sia un patito della cuffia. Notiamo, per concludere, il contrasto tra l'accuratezza e l'affidabilità della parte « elettrica » (i circuiti e l'ottimo trasformatore toroidale) e l'economicità dei commutatori e del potenziometro di volume, di aspetto tutt'altro che rassicurante. Consigliamo agli autocostruttori interessati al progetto di investire qualche decina di migliaia di lire in più nell'acquisto di componenti semiprofessionali, più in linea con l'alto livello della realizzazione.

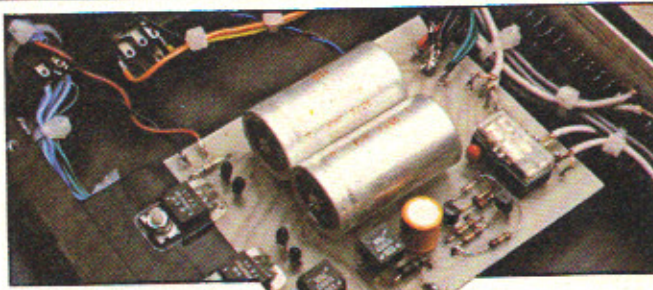
Passiamo la parola a Morando per il commento alle misure.

Commento ai risultati delle misure. Confessiamo di aver atteso con una certa impazienza che Bo Arnklit terminasse la costruzione dei tre prototipi del B 7950 in modo da sottoporli ai consueti test di laboratorio: si trattava infatti di verificare che, come era nelle aspettative dei progettisti, non vi fosse stata alcuna degradazione apprezzabile nelle prestazioni dei singoli moduli MPU una volta assemblati in modo da costituire un preamplificatore completo. I nostri timori sono stati prontamente fugati fin dalle prime misure di sensibilità, risultata perfettamente coincidente con il dichiarato, e di rapporto segnale/rumore che è sempre facile deteriorare con un indesiderato ground loop. Le misure si riferiscono ad uno solo dei due esemplari misurati, ma dobbiamo dire che sono state praticamente coincidenti su entrambi a riprova della buona ripetibilità del progetto: ci sentiamo autorizzati ad affermare che per un autocostruttore di una poco meno che modesta abilità non dovrebbe essere difficile realizzare un B 7950 che soddisfi completamente le specifiche.

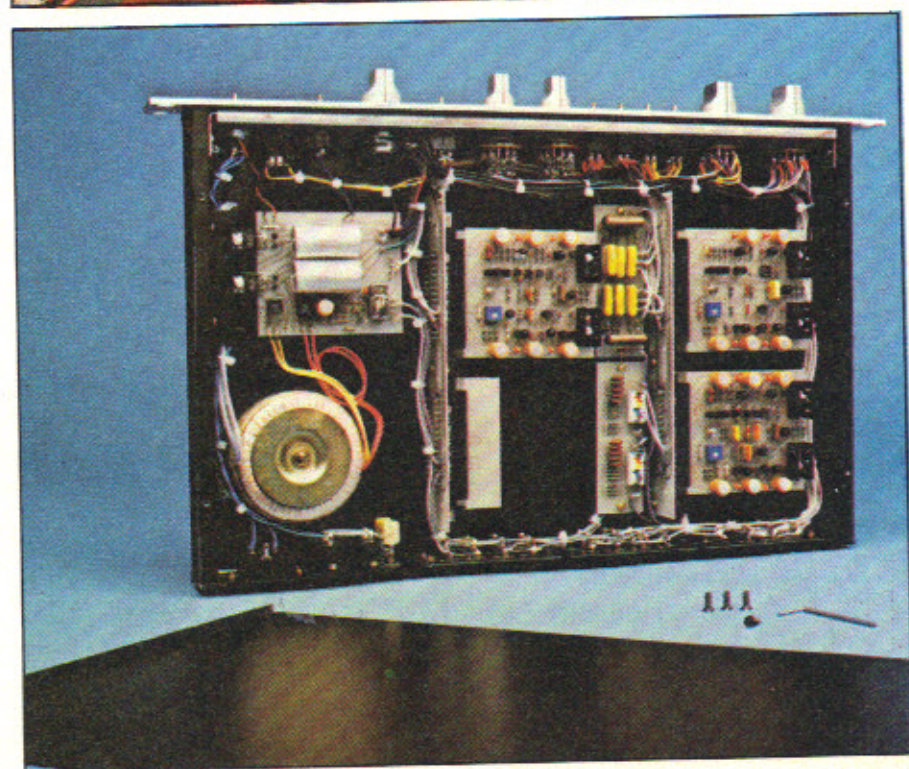
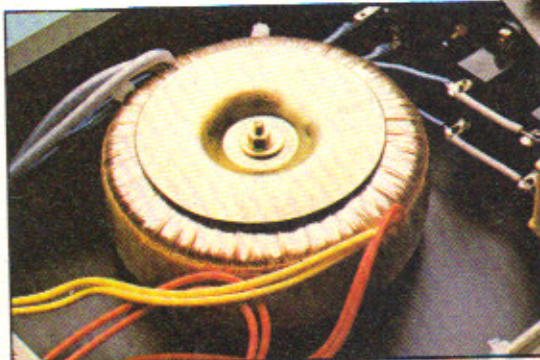
La massima tensione all'ingresso phono è risultata di 250 mV per il canale sinistro e di 235 mV per il destro: in quest'ultimo MPU non era stato perfetta-



I progettisti hanno curato particolarmente l'interfacciamento testina-ingressi phono. Una basetta posta presso l'equalizzatore RIAA alloggia due switch, con i quali è possibile variare in un campo vastissimo resistenza e capacità di ingresso.



La sezione di alimentazione si avvale di un trasformatore toroidale da 50 VA e di due regolatori integrati da 24 volt tipo 7824... Nell'interno dell'apparecchio si notano due « schede ponticello » che sostituiscono un eventuale buffer di uscita verso i registratori, che con la loro impedenza di ingresso, potrebbero, in alcune occasioni, « caricare » l'apparecchio e creare qualche problema.



PREAMPLIFICATORE A MODULO MPU B-7950

Numero di matricola: nessuno

Risultati delle misure eseguite nei laboratori
dell'Istituto Alta Fedeltà

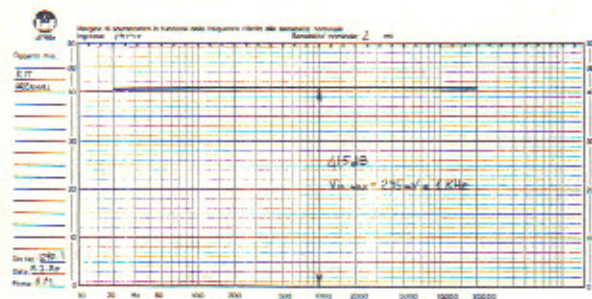
1) Sensibilità e massima tensione di ingresso

Sensibilità riferita alla tensione di uscita nominale di 1 volt su 47 kohm. Frequenza di prova 1 kHz. Controlli di guadagno al massimo.

	Canale sinistro		Canale destro	
Ingresso	Sens.	Vin max	Sens.	Vin max
Phono	2,07 mV	250 mV	2,01 mV	235 mV
Tuner	100 mV	>10 V	100 mV	>10 V
Aux 1, 2	100 mV	>10 V	100 mV	>10 V
Tape 1, 2	100 mV	>10 V	100 mV	>10 V

1a - Massima tensione di ingresso a 5 Hz (filtro subsonico disinserito)

Ingresso phono: 25 mV



1b - Margine di sovraccarico in funzione della frequenza. Riferito alla sensibilità nominale.

2) Impedenza di ingresso

Ingresso phono.

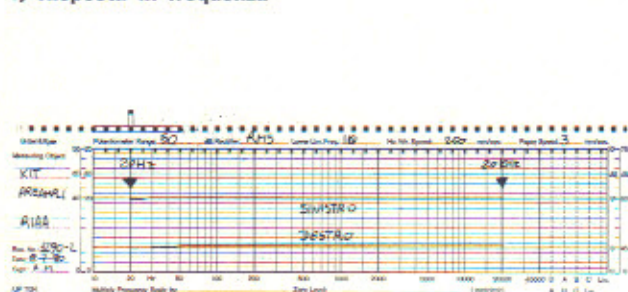
	Valore nominale	Valore effettivo
Resistenza.	20 ± 113 kohm a passi di 3 kohm	errore inferiore a 1 kohm per ciascuna delle 32 posizioni.
Selettore a 32 posizioni		Canali praticamente coincidenti.
Capacità.	30 ± 380 pF a passi di 50 pF	30 ± 380 pF a passi di 50 ± 10 pF
Selettore a 8 posizioni		canale sinistro
		40 ± 390 pF a passi di 50 ± 10 pF
		canale destro

3) Tensione di uscita e massima tensione di uscita

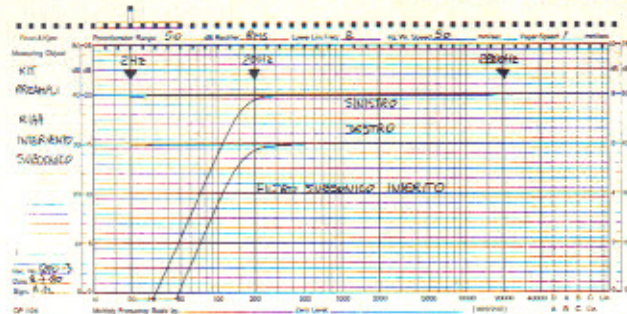
Tensione presente alle varie uscite quando alla uscita principale è presente la tensione di uscita nominale di 1 volt su 47 kohm e massima tensione di uscita. Frequenza di prova: 1 kHz.

	Canale sinistro		Canale destro	
Uscita	Vu	Vu max	Vu	Vu max
Tape 1, 2	100 mV	>10 V	100 mV	>10 V
Cuffia a vuoto	1 V	11,5 V	1 V	11,5 V
Cuffia su 8 ohm	12,2 mV	140 mV	12,2 mV	140 mV
Pre out 1, 2	—	11,5 V	—	11,5 V
Ext proc	1 V	11,5 V	1 V	11,5 V

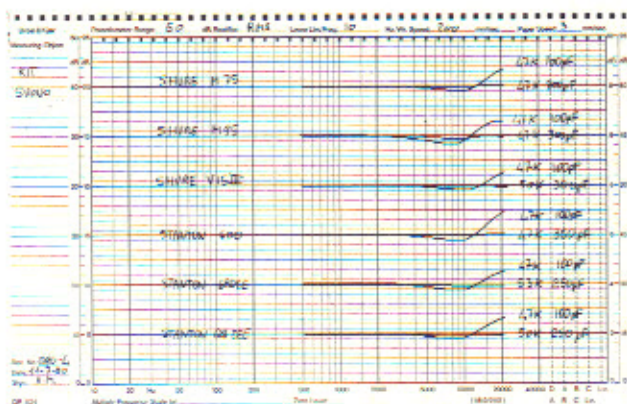
4) Risposta in frequenza



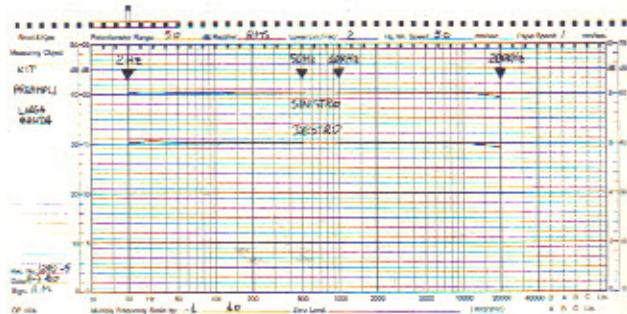
4a - Risposta in frequenza 20 Hz ÷ 20 kHz ingresso phono (equalizzazione RIAA). Canale sinistro e canale destro.



4b - Risposta in frequenza 2 Hz ÷ 2 kHz ingresso phono (equalizzazione RIAA). Intervento filtro subsonico. Canale sinistro e canale destro.



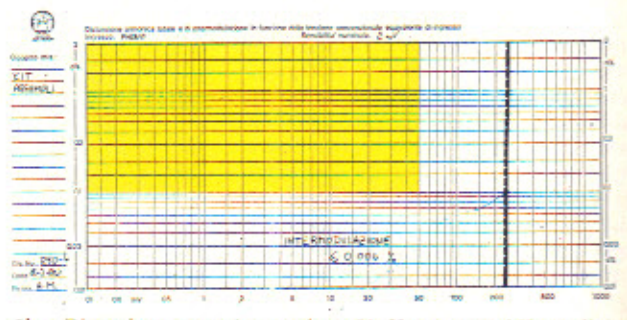
4c - Risposta in frequenza di interfaccia ingresso fonomagnetico con sei diversi fonorivelatori. Capacità dei cavi dei giradischi 150 pF ed ottimale.



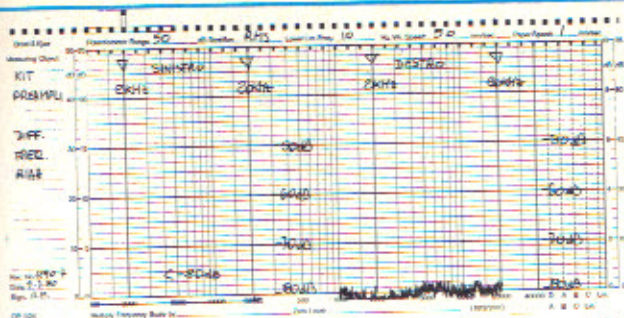
4d - Risposta in frequenza agli estremi della banda. Ingresso tuner. Canale sinistro e canale destro.

5) Distorsione

5a - Ingresso phono. Uscita tape 1 out.

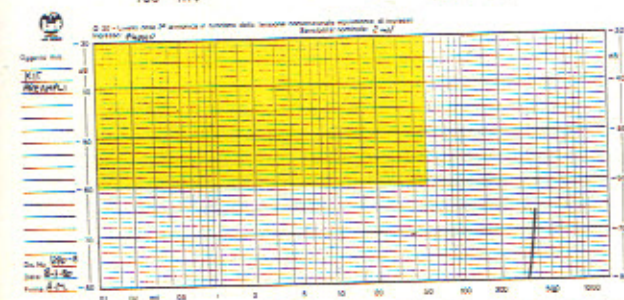


5b - Distorsione armonica totale a 50 Hz, 1 e 15 kHz e di intermodulazione in funzione della tensione convenzionale equivalente di ingresso. Canale sinistro. Canale destro praticamente coincidente.

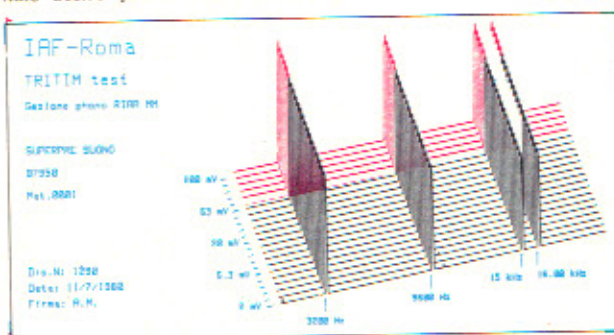


5c - Distorsione per differenza di frequenza in funzione della frequenza a 200 mV, convenzionali equivalenti in ingresso. Prodotti di intermodulazione di 2° ordine. Differenza tra le frequenze 120 Hz. Canale sinistro. Canale destro.

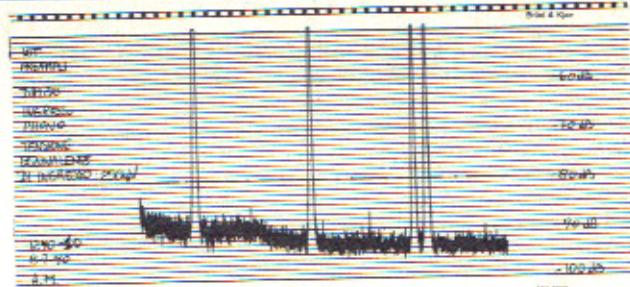
5d - Q 20. Risposta all'onda quadra (preenfasia RIAA) filtrata a -6 dB/ott. a 20 kHz. Frequenza di prova 3,17 kHz. Tensioni equivalenti in ingresso. Canale sinistro.



5e - Q 20. 2° armonica della fondamentale del segnale di prova in funzione della tensione equivalente in ingresso. Attenuazioni in dB riferite al livello della fondamentale. Canale sinistro. Canale destro praticamente coincidente.



5f - DIM 20. Rappresentazione assonometrica di 21 medie spettrali 0 Hz ÷ 20 kHz del segnale di uscita in funzione del livello da 2 a 200 mV equivalenti in ingresso. Canale sinistro.



5g - DIM 20. Spettro 20 Hz ÷ 20 kHz del segnale di uscita. Tensione equivalente di ingresso 250 mV. Canale sinistro.

5h - Ingresso tuner; uscita tape 1 out. Distorsione di intermodulazione in funzione della tensione di uscita inferiore allo 0,0060% per qualunque tensione di uscita compresa tra +20 dB e -15 dB rispetto al valore nominale di 1 volt su 47 kohm. Canali praticamente coincidenti.

6) Rapporto segnale/rumore

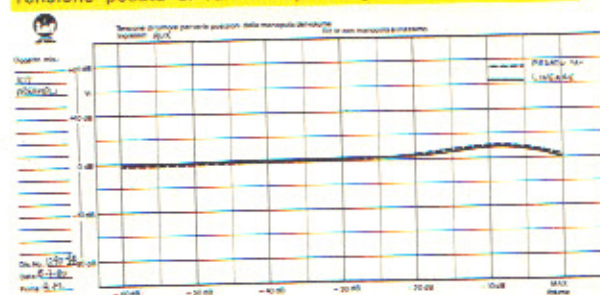
Secondo IEC 268. Riferito ad una tensione di uscita di 1 volt su 47 kohm.

	Sinistro		Destro	
Ingresso	S/N lin.	S/N «A»	S/N lin.	S/N «A»
Phono	65,5 dB	74 dB	63 dB	73,5 dB
Phono (in corto)	66 dB	75 dB	63,5 dB	74 dB
Tuner	92 dB	95,5 dB	93 dB	96,5 dB
Aux 1	93,5 dB	96 dB	93 dB	96 dB
Aux 2	92 dB	96 dB	93 dB	96 dB
Tape 1	91 dB	95 dB	93 dB	96,5 dB
Tape 2	92 dB	95,5 dB	93 dB	96 dB

7) Tensione di rumore riportata all'ingresso

	Sinistro		Destro	
Ingresso	Vr	Vr «A»	Vr	Vr «A»
Phono	1,1 µV	0,4 µV	1,4 µV	0,42 µV
Phono (in corto)	1 µV	0,35 µV	1,3 µV	0,4 µV

Tensione pesata di rumore tipica ingresso phono: 0,4 µV.



7a - Tensione di rumore in uscita per varie posizioni della manopola del volume riferita alla tensione di rumore in uscita con manopola del volume al massimo.

8) Separazione

Fra i canali. Ingresso phono. Sinistro sul destro: > di 65 dB da 20 Hz a 20 kHz. Destro sul sinistro: > di 65 dB da 20 Hz a 20 kHz.

CARATTERISTICHE DICHIARATE DAL PROGETTISTA

Sensibilità:
Massima tensione di uscita:
Margine di sovraccarico (phono):
Massima tensione di ingresso (phono):
Impedenza di ingresso (phono):
phono 2 mV per 1 V in uscita
altri ingressi 100 mV per 1 V in uscita
> 10 V
> 40 dB da 20 Hz a 20 kHz
> 240 mV con alimentazione ± 24 V
resistenza selezionabile separatamente per i due canali da 20 a 113 kohm a passi di 3 kohm capacità selezionabile separatamente per i due canali da 30 a 380 pF a passi di 50 pF

Distorsione armonica:
Distorsioni dinamiche:

Rapporto segnale/rumore:

Tensione di rumore riportata all'ingresso:
Alimentazione:
Dimensioni:
Peso:

minore di 0,01% da 20 Hz a 20 kHz: non è presente alcun tipo di distorsione dinamica fino al limite di saturazione
phono 72 dB (pesato «A»); 63 dB (lineare) altri ingressi 95 dB (pesato «A»); 90 dB (lineare)
phono 0,45 µV pesato «A»
220 V AC 50/60 Hz
482x315x48 cm
4,2 kg

mente annullato, agendo sull'apposito trimmer, l'offset in continua. Per quanto riguarda le distorsioni ci troviamo davanti ad una delle migliori sezioni RIAA: distorsioni statiche e dinamiche completamente assenti, mentre, il grafico tridimensionale della TRIPRE, così abbiamo battezzato l'equivalente della TRITIM eseguita sugli equalizzatori phono, è perfettamente pulito fino al limite superiore dei 200 mV equivalenti in ingresso. Bisogna inoltre segnalare che il margine di sovraccarico è perfettamente costante con la frequenza anche a meno di 20 Hz: l'apparecchio è in grado di « accettare » perfino i dischi più ondulati dato che a 5 Hz, con il filtro subsonico disinserito, la massima tensione in ingresso è ancora di 25 mV. Il B 7950 si è dimostrato abbastanza silenzioso nonostante la presenza di un abbondante cablaggio: il rapporto S/N dell'ingresso phono è, sia in misura lineare che pesata, coincidente con quello misurato a suo tempo sui singoli moduli MPU. Mentre il valore pesato, 73÷74 dB, cui corrisponde una tensione di rumore riportata all'ingresso di 0,4 µV, è attestato su limiti di tutto rispetto anche per apparecchi nipponici di buon livello, quello lineare è affetto da rumore di bassa frequenza, non sincronizzato

con la frequenza di alimentazione, da imputarsi ai fet di ingresso: riteniamo però che non fosse possibile fare di più con i componenti a disposizione. Il rapporto S/N degli altri ingressi si mantiene sempre superiore ad almeno 90 dB, un valore che si trova spesso anche su amplificatori di classe. Aggiungiamo che il rumore all'ingresso phono dipende, negli esemplari provati, anche dalla disposizione dei reofori che dal trasformatore toroidale vanno all'alimentatore: attenzione quindi a trovare quella giusta. Un altro punto di forza dell'apparecchio è costituito dalle quasi infinite combinazioni di resistenza e capacità di ingresso che consentono un interfacciamento perfetto con la quasi totalità dei fonorivelatori a magnetodinamici presenti sul mercato, come dimostrato dal grafico della risposta di interfaccia che abbiamo tracciato, differentemente dal solito, con capacità del cavo dei giradischi costante e pari a 100 pF, ma agendo solo sugli switch interni. In pratica quindi, il B 7950 è un preamplificatore essenziale che, a parte la lieve incertezza per quanto riguarda il rapporto S/N all'ingresso phono non ha nulla da invidiare ai più quotati concorrenti « consumer ».

Conclusioni. Nella versione provata (ricordiamo che non è affatto necessario realizzare il B 7950 esattamente come proposto), questo preamplificatore è un oggetto esteticamente piuttosto valido, meccanicamente abbastanza robusto, caratterizzato da prestazioni elettriche generalmente molto buone. Solo pochi elementi tradiscono la sua origine artigianale: in particolare un cablaggio un po' abbondante, qualche imprecisione nella realizzazione del circuito di muting all'accensione, mentre per quanto riguarda il rapporto S/N all'ingresso phono ci auguriamo che il progettista « scovi » dei componenti più silenziosi e reperibili con una certa facilità. La versatilità, nonostante la mancanza dei controlli di tono, è considerevole: oltre alla doppia barra di registrazione va segnalata la presenza di un efficace filtro subsonico e di una coppia di prese per inserire una unità di equalizzazione esterna. Il B 7950 sarà con tutta probabilità un successo ed un obbligo per tutti gli autocostuttori che si rispettino. Il discorso prezzo si presenta relativamente difficile: infatti alle 300.000 lire circa dei soli materiali va aggiunta la manodopera che varia largamente da esemplare a esemplare...

Franco Gatta
Alberto Morando

IL COMMENTO DEL PROGETTISTA

Riteniamo che il ritardo nell'inserimento del segnale possa essere facilmente aumentato sostituendo la resistenza R2 con una resistenza più grande, mentre il tempo di scarica del condensatore C1 può essere ridotto diminuendo R1, per esempio da 10k a 4.7k. Come spiegato nell'articolo su SUONO n. 96 il segnale per la cuffia è stato prelevato prima del relé di uscita per permettere di usare lo stesso relé per disinserire l'amplificatore quando si ascolta in cuffia; ciò è particolarmente utile per quanti, e non sono pochi,

hanno un amplificatore finale senza interruttore di accensione e per chi adopera sistemi multiamplicati. Per quanto riguarda l'uso di una soluzione acida per « satinare » i deviatori siamo rimasti un po' perplessi e non condividiamo l'opinione del redattore: eliminando una eventuale superficie cromata le levette protrebbero diventare nere.

Bo Arnkhit e Stefano Sgandurra - Roma

In order to help the foreign reader in the reading of the tests, we have translated into English the information on tests and the final comments to each of them.

Serial number: none. Results on the L.A.F. measurements. 1) **Sensitivity and maximum input voltage.** Sensitivity ref. rated output voltage 1 V/47 kohm. Test frequency: 1 kHz. Gain control max. Left channel. Right channel. 1a-Maximum input voltage at 5 Hz. Phono input. 1b-Phono overload vs. frequency. Ref. rated sensitivity. 2) **Input impedance.** Rated and measured impedance. Left. Right. Resistance 20÷113 kohm 3 kohm step. Capacitance 30÷380 pF 30 pF step. 3) **Output voltage and max. output voltage.** Output voltage with rated output voltage (1 V/47 kohm) at main output and max. output voltage. Test frequency 1 kHz. Left. Right. 4) **Frequency response.** 4a- 20Hz ÷ 20 kHz frequency response (RIAA eq.) Phono input Left channel. Right channel. 4b- 2 Hz ÷ 2 kHz frequency response (eq. RIAA). Subsonic filter. Left channel. Right channel. 4c-Phono input interface frequency response with six different pick-ups. Turntable cable capacitance 150 pF. Tape outputs. 4d- Wide band frequency response. Tuner input. Left channel and right channel. 5) **Distortion.** 5a-Phono input. Tape 1 output. 5b- THD (50 Hz, 1 and 15 kHz) and IMD vs. conventional equivalent input voltage. Left channel. Right channel same results. Phono MM input. 5c-Difference frequency distortion vs. frequency 200 mV conventional equivalent input voltage 2nd order IMD products. Frequency difference 120 Hz. Left channel and right channel. Phono MM input. 5d-Q 20. Square wave response (RIAA eq.) -6 dB/oct. 20 kHz roll-off. Test frequency: 3,17 kHz. Equivalent input voltage. Left channel. 5e-Q 20.2nd harmonic of the test signal vs. equivalent input voltage. dB level ref. to the fundamental level. Left channel. Right channel similar.

Phono MM input. 5f DIM 20. Assonometric plot of 21 averaged spectra of the output signal from 2 to 200 equivalent input voltage. Left channel. 5g-DIM 20. 20 Hz ÷ 20 kHz output signal spectrum. Equivalent input voltage. Left channel. 5h-Tuner input. IMD distortion vs. output voltage less than 0,006% any output voltage from +20 dB to -15 dB ref. rated output voltage. 6) **Signal/noise ratio.** According to IEC 268. Ref to a 1 V/47 kohm output voltage. Left. Right. 7) **Input converted noise voltage.** Left. Right. Input. 7a) Output noise voltage vs. volume knob position. 8) **Stereo separation.** Between the channels. Phono input.

The tested unit (we remember that you must not at all build a B-7950 exactly like this) is a stylish, mechanically strong preamplifier; its electric performances are in general very good. A few details only, such as the complex wiring and its slightly inaccurate assembling of the muting circuit, show its self made construction. As regard the phono input signal to noise ratio, we hope that the designer can « discover » less noisy and easy to be found transistors. The B-7950 is in spite of the tone controls lack, considerably versatile: in addition to the separate input and record selectors, we point out an effective subsonic filter and a couple of pin-jacks to connect an external equalizing unit. The B-7950 will certainly be a success and a « must » for all the experienced self builders. It is relatively difficult to write about price because we must add to the 300.000 italian lire required by the materials, a largely variable, from unit to unit, labour.