

Introduzione

La storia di questo preamplificatore ha lunghe radici. La mia avventura di atocostruttore comincia intorno al 1980. Circa dieci anni dopo, decisi di tentare con le valvole. Prima comperai qualche libro ed altra documentazione cartacea, poi parlai con anziani colleghi i quali avevano iniziato la loro attività professionale quando le valvole erano di uso corrente: si parla di prima del 1970. Essi mi consigliarono l'uso di dispositivi a basso guadagno, perché ricordavano il pericolo della microfonicità, correlato a griglie di controllo poste molto vicine al catodo, per realizzare appunto l'alto guadagno. Uno sguardo al mio portafoglio mi spinse ad escludere la costruzione di un amplificatore finale, per via del costo dei trasformatori di uscita. Messi insieme tutti questi elementi, la scelta conseguente fu di realizzare un preamplificatore con ingressi ad alto livello (linea) utilizzando doppi triodi ECC82. Negli stessi anni, mi occupavo professionalmente di modelli matematici non lineari di transistori ad effetto di campo per iperfrequenze (fino a 40 GHz). Così mi venne fatto di estendere le necessarie tecniche matematiche al campo dei dispositivi audio a vuoto. Il preamplificatore venne completato – test inclusi – il 27 novembre 1993. Lo utilizzai nel mio impianto per circa un anno, poi lo tolsi per ragioni poco interessanti e di difficile spiegazione ad un tempo. Prima che io terminassi, nel settembre 1993, apparve su AR un articolo che descriveva un circuito molto simile a quello che stavo per finire (PF2). Sempre intorno a quel periodo, un'altra rivista, il cui nome non è scritto sulle poche pagine che conservo, pubblicò una recensione del preamplificatore Conrad Johnson PV10A. L'articolo non conteneva alcuno schema, ma ho capito dal testo che l'oggetto in questione utilizzava anch'esso ECC82 (12AU7) in una configurazione simile alla mia. AR, n.345, luglio-agosto 2013, pagine 132-136, pubblicava un altro preamplificatore di linea la cui struttura somiglia al mio e agli altri detti. Di recente ho trovato su Internet lo schema del PV10A.

Mi sono dunque deciso a riprendere il mio vecchio circuito, rivederlo e correggerlo sulla base di quello che ho imparato nei venti anni passati dal suo primo progetto. Questa prima puntata descriverà la struttura generale ed i requisiti ad essa associati. Seguiranno il progetto dello stadio di amplificazione vero e proprio, quello dell'alimentatore insieme al calcolo dei suoi requisiti, la costruzione ed il collaudo: una puntata per ciascun argomento.

Scrivo questo lavoro nella speranza di essere utile a molti tipi di lettore: che voglia realizzare il progetto esattamente come descritto, abbia in animo di costruire qualcosa di vagamente analogo e voglia qualche spunto e, non interessato all'autocostruzione, cerchi dei punti di vista non usuali dai quali guardare ciò che acquista.

Schema di principio

La figura 1 mostra tre possibili architetture per un preamplificatore audio (un solo canale). Tutte assumono di avere tre ingressi principali e una uscita ma si potrebbe generalizzare ad un qualsiasi numero di ingressi.

La prima, figura 1a, è probabilmente la più classica e tuttora molto in uso. Ha raggiunto il culmine della sua evoluzione intorno al 1980. C'è un doppio commutatore tra ciascun ingresso e l'uscita (SW_1 , SW_2) per permettere la funzione di "tape monitor". SW_1 seleziona tra i possibili ingressi principali, SW_2 quello selezionato tramite SW_1 e il registratore, il quale registrerebbe la sorgente selezionata da SW_1 . Allo scopo di evitare che l'ingresso del registratore carichi quello principale selezionato, è talvolta presente un buffer. Al potenziometro di volume segue uno stadio di linea isola tutti gli ingressi dall'uscita, incrementando però al contempo distorsione e rumore. L'ampiezza del segnale all'ingresso del potenziometro di volume (stadi di linea) per avere l'ampiezza di uscita nominale (tipicamente 1 V RMS) decresce con il guadagno dello stadio di linea (tipicamente da 2 a 10 V/V, pari a 6.02 – 20 dB). Minore è tale ampiezza, minori sono le difficoltà nel progettare uno stadio RIAA con dinamica adeguata ma anche peggiore il rapporto segnale/rumore per gli ingressi di linea e la corsa utile del potenziometro del volume quando le sorgenti di linea presentino elevata ampiezza di uscita (ad esempio il lettore CD ha tipicamente 2 V RMS). La presenza dello stadio di linea e il suo guadagno dipendono dal compromesso che si sceglie tra i due fattori detti.

Un caso estremo, quando si privilegiano gli ingressi di linea, assumendo che siano ad alto livello è quello di figura 1b, in cui lo stadio di linea è del tutto assente. Inoltre, allo scopo di semplificare ulteriormente, anche le connessioni al registratore sono eliminate, risparmiando al segnale audio il passaggio per un contatto mobile. Il preamplificatore oggetto di questa descrizione presenta la struttura di figura 1c. Tutti gli ingressi sono di linea (l'unità RIAA si suppone esterna) e c'è uno stadio di linea, il cui guadagno è un compromesso tra la dinamica RIAA da un lato e rumore, distorsione, corsa utile del potenziometro di volume con il lettore CD dall'altro.

Il guadagno è appunto la media geometrica tra il valore ottimo per il giradischi (10) e per il CD (1), ossia circa tre (10 dB). Lo stadio di linea utilizza un doppio triodo ECC82 per canale nel circuito che verrà descritto in dettaglio nella prossima puntata. Per ora, occorre notare la particolare struttura del commutatore di ingresso. C'è un commutatore rotante a due sezioni monocomandate. Ciascuna di queste ha un numero di posizioni doppio di quello degli ingressi. Ciò permette di realizzare la funzione "tape monitor" senza aggiungere un contatto strisciante sul percorso del segnale. Una versione ridotta potrebbe utilizzare un commutatore a singola sezione con tante posizioni quanti sono gli ingressi, qualora non si preveda

l'uso del registratore. Nelle posizioni 1, 2, 3 di SW1, sono selezionati gli ingressi di linea da 1, 2, 3 e l'ingresso del registratore è sconnesso, eliminando la necessità del buffer. Con le successive posizioni 4, 5, 6 si seleziona l'uscita del registratore il cui ingresso è connesso con quelli di linea 1, 2, 3 rispettivamente. Così le prime tre posizioni di SW1 corrispondono al funzionamento normale, le successive tre al "tape monitor". Coerentemente alla filosofia di minimizzare il numero di contatti mobili, non è previsto un controllo di bilanciamento.

Filosofia

Si legge talora nella stampa audio che un tale apparecchio è progettato senza compromessi, intendendo con ciò di dare un apprezzamento positivo. Questo contiene un grave errore di valutazione. Nessun compromesso vuole dire ottimizzare alcuni criteri a scapito di altri che, pur ignorati, possono addirittura rivelarsi cruciali. Chi vi scrive ha oltre 26 anni di esperienza professionale di nella progettazione di circuiti ad alta frequenza e oltre 30 di audio, sia pure come passatempo. La buona progettazione è cercare un ottimo compromesso tra le varie esigenze: idealmente il migliore. Se per assenza di compromesso si intende invece che non si è badato a spese, questo è altra faccenda ma anche in questo caso, non badare a spese è una scelta quantomeno incauta.

Il progetto presentato segue alcune linee guida. Prima di tutto l'affidabilità. Nessun componente deve lavorare vicino ai suoi limiti, in particolare le valvole. Il resto è un compromesso tra versatilità, prevedibilità del risultato, prestazioni, ripetibilità e costanza delle stesse, costo dei materiali, difficoltà di costruzione. Non discuterò né in questa né in future puntate sulla qualità del suono. Tuttavia, il circuito presentato è progettato cercando di limitare tanto la controeazione quanto la presenza di armoniche dispari, pur senza pretendere di eliminarle. La controeazione serve. Altrimenti le prestazioni varierebbero da valvola a valvola e, anche selezionandole, nel tempo. Le armoniche dispari o pari che siano non sono eliminabili in nessun circuito elettronico. La banda passante deve essere estesa, ma non molto oltre i fatidici 20Hz-20KHz, per non incorrere in problemi di difficile identificazione ma che tipicamente conducono alla cosiddetta fatica di ascolto. Inoltre dalla progettazione alla misura finale, passando per la costruzione, devono bastare: carta e penna, un PC con programmi freeware o di basso costo e una scheda sonora, trapano, cacciavite, tronchesi, saldatore e un multimetro (meglio se digitale).

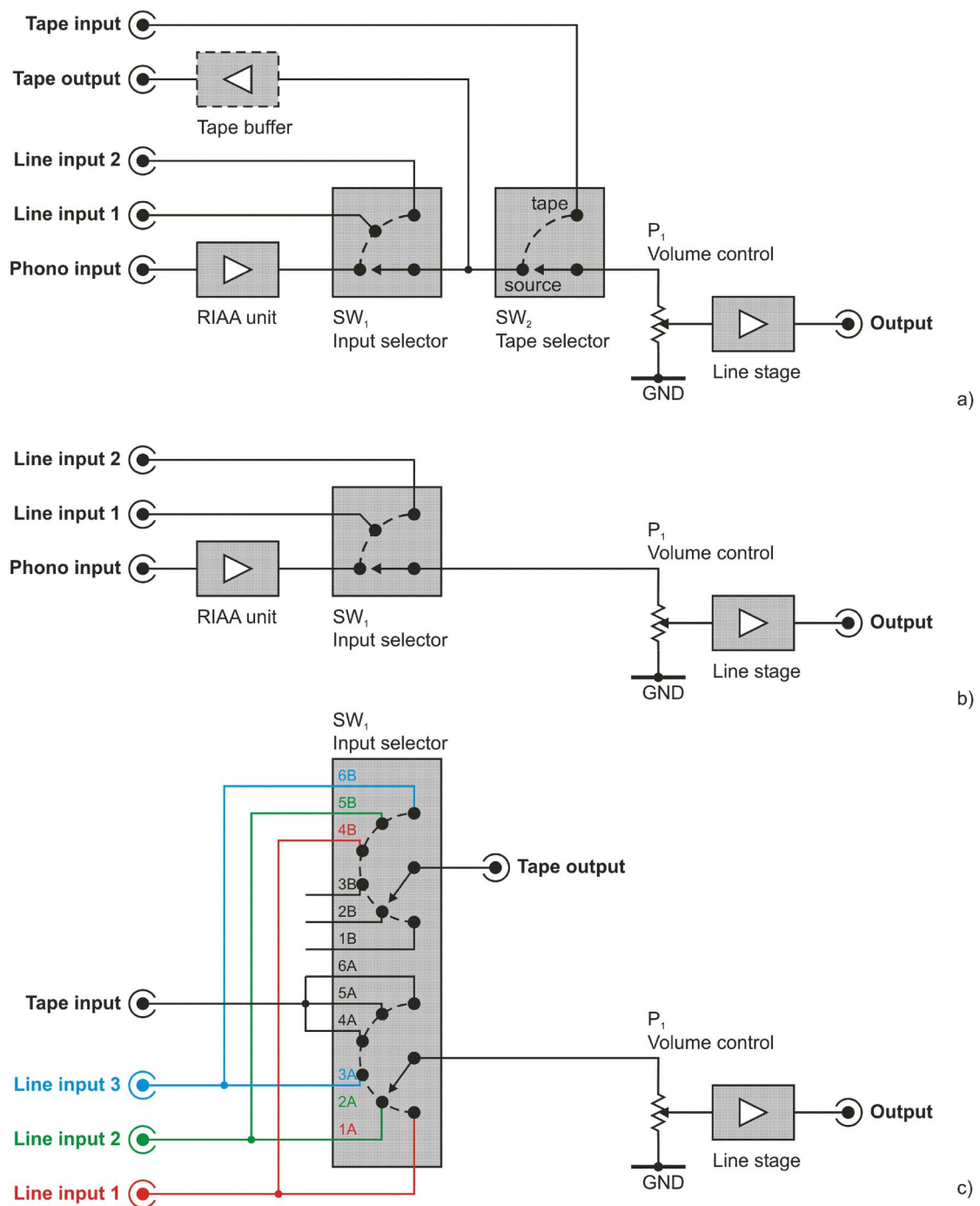


Figura 1. Schemi a blocchi di preamplificatori. a) tradizionale, b) passivo con ingresso phono, c) soluzione presentata.

Struttura dettagliata

La figura 2 mostra lo schema elettrico completo del preamplificatore, senza tuttavia dettagliare la parte attiva e alimentatore, i quali verranno forniti in prossime puntate. Rispetto allo schema concettuale di figura 1c, si notano 4 differenze:

1. Sei ingressi + registratore invece di tre. Il selettore degli ingressi è dunque un commutatore rotante a due sezioni (per canale) monocomandate di 12 posizioni ciascuna.
2. I cavi schermati di collegamento tra le varie parti (W1,..., W11) sono esplicitamente indicati, compresa la connessione delle calze di massa. Tutti gli altri fili presenti nello schema si intendono di lunghezza trascurabile, indipendentemente dalla grandezza con cui sono disegnati nello schema.
3. Il potenziometro di volume è sostituito da un commutatore rotante a 24 posizioni, con 23 resistori (RP1,..., RP23) connessi tra ogni coppia di posizioni adiacenti.
4. Un resistore in serie ad ogni ingresso e un condensatore in parallelo con l'ingresso del regolatore di volume. Questi componenti implementano un semplice filtro passa-basso, destinato a proteggere il circuito e quello che segue da segnali non voluti.

Il controllo di volume con commutatore promette maggiore immunità agli scrosci rispetto al convenzionale potenziometro, che come molti lettori hanno sperimentato, prima o poi presenta falsi contatti in una o più posizioni. Ne risultano rumori e scoppiettii vari che nei casi più gravi possono arrivare a danneggiare gli altoparlanti. Il regolatore a commutatore risulta poi intrinsecamente più preciso e con minore differenza tra i due canali, specialmente alle alte attenuazioni. Per contro, il potenziometro convenzionale offre una regolazione più fine.

La limitazione di banda si rende necessaria per molteplici ragioni. In primo luogo perchè in linea di principio è bene che un amplificatore (qualunque esso sia) abbia a che fare con la minima energia possibile ai limiti della sua banda passante "naturale". Questo in quanto di solito alle frequenze vicine al limite superiore, è associato un calo di linearità che si potrebbe ripercuotere – come riduzione di dinamica – anche sui segnali in banda. Occorre poi proteggere la catena audio, dal preamplificatore stesso in poi fino agli altoparlanti da segnali (eventualmente spuri) ad elevata ripidità (slew-rate). Se tali segnali siano realisticamente possibili e quanto pericolosi è una vexata quaestio. D'altra parte è ovvio che limitazione di banda implica sfasamento: se sia udibile o no, anche questo si dibatte, a mia conoscenza, almeno dai tempi di Helmholtz (1821-1894). Su nessuno di questi due ultimi temi aggiungerò una sola riga, perchè non ho niente di nuovo da dire. Ciò invece di cui si legge poco e che diventa ogni giorno più importante è la presenza

di energia elettromagnetica ad alta frequenza nell'ambiente. Abbiamo radio, TV, cellulari, reti wireless, alimentatori a commutazione,... Nel mia attività professionale, mi imbatto quotidianamente in segnali spuri che si infilano nei posti e nei modi più impensati. Quanti segnali RF siano presenti in un appartamento pochi possono controllarlo. Quanto dannoso sia che si infiltrino in un sistema audio è un'altra difficile domanda.

Il risultato di tutte queste considerazioni, combinate con la mia propensione ad evitare le complicazioni è che il mio circuito ha un semplice filtro passa-basso del primo ordine (realizzato con un resistore in serie e un condensatore in parallelo) con frequenza di taglio di circa 71 KHz. Maggiore pendenza di attenuazione (ordine più elevato) sarebbe possibile complicando il circuito e peggiorando la risposta di fase. Garantirebbe migliore immunità dall'interferenza RF, ma la complicazione necessaria (aggiunta di induttori o stadi attivi) brucerebbe facilmente questo miglioramento, introducendo di certo altri problemi.

Regolatore di volume e limitazione intenzionale della banda passante sono l'oggetto dei prossimi due paragrafi.

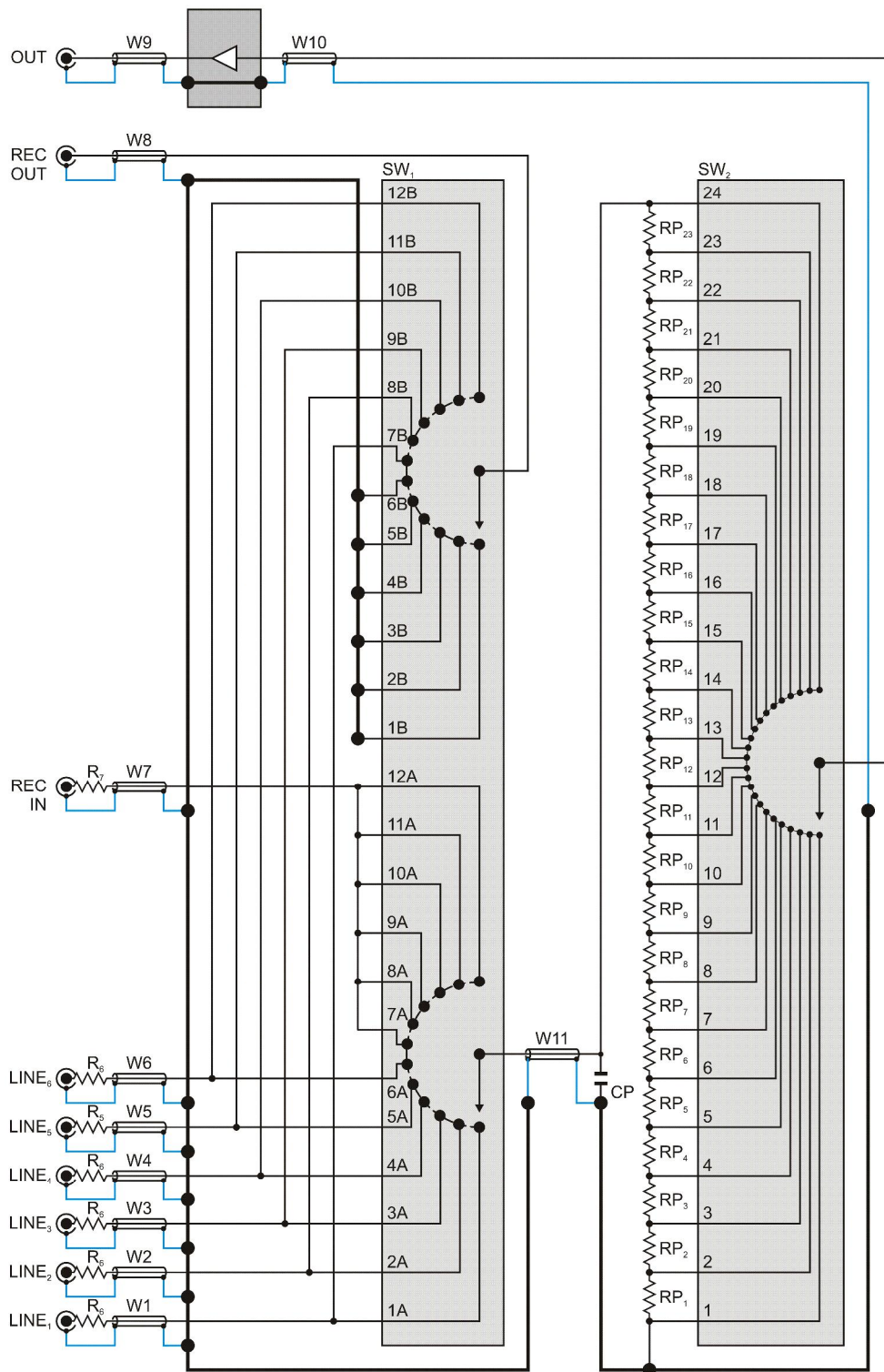


Figura 2. Struttura dettagliata del preamplificatore proposto.

Potenzimetro

Il classico elemento utilizzato per il controllo del volume è il cosiddetto potenziometro logaritmico. Esso deve idealmente realizzare una attenuazione in dB proporzionale all'angolo di rotazione. Più precisamente, l'attenuazione in dB deve essere proporzionale all'angolo normalizzato α , dato dal rapporto tra l'angolo (misurato a partire dal massimo) alla posizione data e quello alla minima rotazione. Se il potenziometro è lineare, α sarà il rapporto tra la distanza cursore–fine e inizio–fine. In questa definizione si annida una prima difficoltà, in base ad essa e chiamando $1/\alpha_0$ la costante di proporzionalità, dovrebbe essere

$$-20 \cdot \log_{10} \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) = \frac{\alpha}{\alpha_0} \quad (1)$$

Ora, col potenziometro a “zero” ($\alpha=0$) verrebbe una attenuazione (in dB) finita, pari ad un rapporto finito e non nullo tra tensione di uscita ed ingresso. Invece non è così. Infatti il potenziometro cosiddetto logaritmico [che in base alla (1) è in realtà esponenziale], presenta una caratteristica lineare nel suo tratto iniziale. La specifica del potenziometro “logaritmico” o di tipo “B” dice che la resistenza cursore – inizio, normalizzata a quella totale fine – inizio è proporzionale ad α per un primo tratto, poi esponenziale. La specifica aggiunge che per $\alpha=0.5$, la resistenza cursore – inizio deve essere il 10% di quella totale. Nel realizzare la mia versione discreta di questo potenziometro, ho aggiunto l'ulteriore condizione che il passaggio tra zona lineare ed esponenziale sia non solo continuo, ma che la continuità si estenda anche alla pendenza, la resistenza parziale¹ deve essere allora

$$R_{P0}(\alpha) = R_{P_{MAX}} \cdot \begin{cases} \frac{e}{50 \cdot \log_{10}(e)} \cdot \alpha & \alpha < \frac{\log_{10}(e)}{2} \\ 100^{(\alpha-1)} & \alpha \geq \frac{\log_{10}(e)}{2} \end{cases} \quad (2)$$

essendo, l'ascissa del punto di transizione lineare - esponenziale $\log_{10}(e)/2 \cong 0.217147$ ed il valore della resistenza parziale in quel punto

$$R_{P0}[\alpha = \log_{10}(e)/2] = R_{P_{MAX}} \cdot e/100 \cong R_{P_{MAX}} \cdot 0.027183.$$

La figura 3 mostra il grafico della funzione (2).

¹ Matematicamente ciò significa che la funzione (2) deve essere continua insieme alla sua derivata, in tutto il suo campo di definizione, incluso il punto di passaggio da lineare ad esponenziale.

Per calcolare le resistenze RP_1, \dots, RP_{23} , basta fissare R_{PMAX} , suddividere l'intervallo $0 \leq \alpha \leq 1$ in 23 parti uguali, prendere il centro di ciascuna di esse e calcolare il corrispondente valore della (2). Scegliendo $R_{PMAX}=100 \text{ k}\Omega$, otteniamo per le resistenze cercate, i valori (in Ω): 544.3, 544.3, 544.3, 544.3, 544.3, 603.3, 737.0, 900.4, 1100.0, 1343.8, 1641.7, 2005.6, 2450.2, 2993.3, 3656.9, 4467.5, 5457.9, 6667.8, 8145.9, 9951.7, 12157.7, 14852.8, 18145.3. Passando ai valori standard (E12), abbiamo 560, 560, 560, 560, 560, 560, 680, 820, 1200, 1500, 1500, 2200, 2700, 3300, 3900, 4700, 5600, 6800, 8200, 8200, 12000, 15000, 18000.

Qualche riga merita di essere spesa per il valore di R_{PMAX} . Elevati valori significano elevato rumore. Il problema è più grave per amplificatori ad ingresso bipolare (BJT) che presentano tendenzialmente alte correnti di rumore, le quali scorrendo in alte resistenze producono rilevanti tensioni di rumore. Le valvole presentano trascurabili correnti di rumore, anche se molto più alte tensioni di rumore. Resta tuttavia il fatto che una resistenza R produce una densità di tensione di rumore ($V/\sqrt{\text{Hz}}$) pari a $2 \cdot \sqrt{k_B \cdot T \cdot R}$ essendo k_B la costante di Boltzmann e T la temperatura assoluta in kelvin. Il valore più alto di resistenza che il potenziometro presenta all'ingresso dello stadio di preamplificazione è un quarto di R_{PMAX} . Con $R_{PMAX}=100 \times 10^3$, alla temperatura ambiente ($T=273.15+20^\circ=293.15 \text{ k}$) e su una banda di 20 KHz, abbiamo una tensione di rumore di $2 \cdot \sqrt{k_B \cdot 293.15 \cdot 25 \times 10^3 \cdot 20 \times 10^3} \cong 90 \times 10^{-9} \text{ V}$. Con il guadagno nominale deciso per lo stadio attivo pari a $\sqrt{10}$, tale tensione di rumore diventa in uscita 284.5 nV. Essendo la tensione nominale di uscita 1 V, abbiamo un rapporto segnale/rumore dovuto al solo potenziometro (nel caso peggiore) di $20 \cdot \log_{10} [1/(284.5 \times 10^{-9})] \cong 131 \text{ dB}$. Detto valore è ampiamente migliore di quello dovuto alle valvole. Dunque $R_{PMAX}=100 \text{ k}\Omega$ è una buona scelta da questo punto di vista. Un ulteriore inconveniente per elevati valori di R_{PMAX} è la dipendenza della risposta in frequenza dalla regolazione del volume. Come verrà spiegato nel prossimo paragrafo, la capacità tra cursore e massa dovuta al cavetto di collegamento con lo stadio attivo (W10) è di 15 pF. Con la resistenza equivalente serie del potenziometro che va da zero a $R_{PMAX}/2$ abbiamo una frequenza di taglio passa-basso variabile tra infinito e $1/(2 \cdot \pi \cdot 25 \times 10^3 \cdot 15 \times 10^{-12}) \cong 424.413 \text{ KHz}$. L'attenuazione aggiuntiva massima (a 20 KHz) va da zero a $10 \cdot \log_{10} \left\{ 1 + \left[20 \times 10^3 / (2 \cdot \pi \cdot 25 \times 10^3 \cdot 15 \times 10^{-12}) \right]^2 \right\} \cong 0.02 \text{ dB}$, valore del tutto trascurabile. Dunque il valore scelto per R_{PMAX} ha superato anche questa prova. Regolatore di volume ad elevata resistenza implica infine basso caricamento della sorgente, ergo possibilità per essa di funzionare al meglio: 100 K Ω sono una impedenza di tutto riposo per qualunque sorgente, anche di qualità appena accettabile.

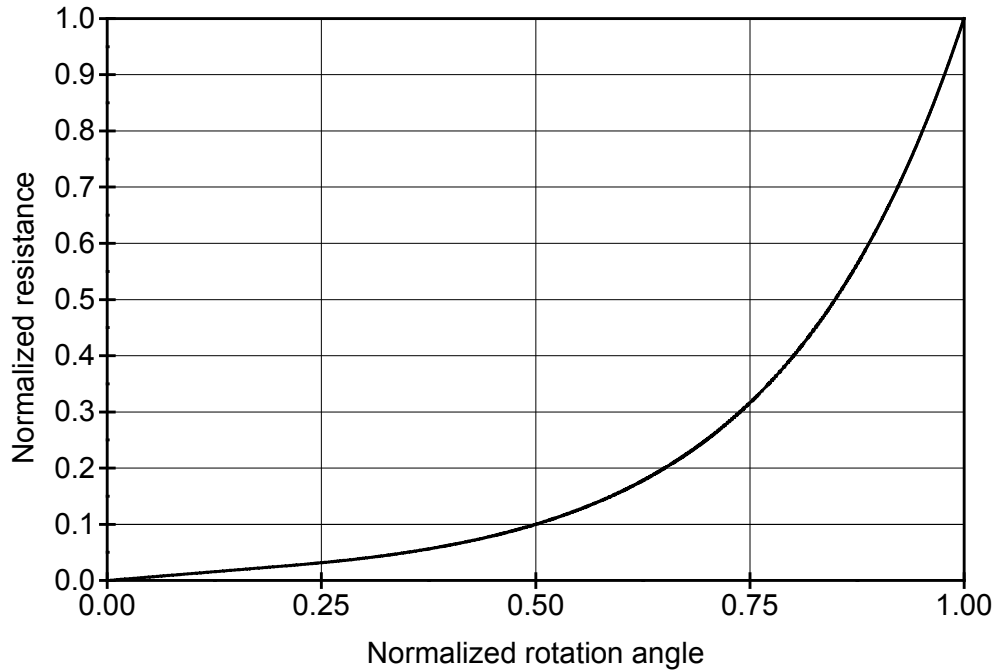


Figura 3. Curva di resistenza del potenziometro “logaritmico”.

Limitazione della banda passante

Lo schema di figura 2 presenta resistori immediatamente in serie ad ogni ingresso e un condensatore in parallelo al potenziometro. Tali elementi formano un filtro passa-basso del primo ordine (pendenza asintotica 6.02 dB/ottava), il cui effetto verrà analizzato tra breve. Non va trascurato il contributo dei cavetti interni di connessione, per il cui calcolo servono delle premesse non universalmente note. L’impedenza Z_0 e la velocità di propagazione v entro una linea di trasmissione sono rispettivamente date da

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \tag{3}$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_l \cdot C_l}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

dove L_l (C_l) è la induttanza (capacità) per unità di lunghezza, $c=3 \times 10^8$ m/s è la velocità della luce nel vuoto, e ϵ_r la costante dielettrica relativa dell'isolante. Moltiplicando membro a membro le due equazioni (3), otteniamo la capacità per unità di lunghezza

$$\frac{1}{\sqrt{L_l \cdot C_l}} \cdot \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Z_0 = \frac{1}{C_l} \Rightarrow C_l = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c \cdot Z_0} \quad (4)$$

Nel mio caso, l'isolante è Teflon ($\epsilon_r=2.2$), l'impedenza caratteristica è 50Ω , dunque, la capacità per una lunghezza di un metro è

$$C_l = \frac{\sqrt{2.2}}{3 \times 10^8 \cdot 50} \cong 100 \text{ pF/m}$$

Si può dimostrare che un tratto di linea di trasmissione molto corto² rispetto alla lunghezza d'onda equivale ad un condensatore in parallelo con capacità pari a quella per unità di lunghezza, moltiplicato per la lunghezza stessa del segmento. Nel mio caso, la lunghezza dei cavi W_1, \dots, W_7 è circa 40 cm, vuol dire che il condensatore CP in parallelo al potenziometro di volume ha una capacità apparente maggiorata di 40 pF. La risposta in frequenza da uno dei connettori $LINE_1, \dots, LINE_6$, REC IN all'ingresso dello stadio di preamplificazione si potrebbe calcolarla analizzando matematicamente il circuito di figura 4a, in cui c_3 rappresenta le capacità di CP e uno tra W_1, \dots, W_7 in parallelo e c_4 la capacità di W_{10} . L'operazione sarebbe possibile ma lo sforzo necessario tanto per trovare l'espressione quanto per leggerla non sarebbe giustificato dalle necessità di questo lavoro. Comunque, la funzione di trasferimento risultante sarebbe un passa-basso del secondo ordine sovrasmorzato ($Q < 0.5$) con risposta dipendente dalla regolazione del volume α . Per gli scopi di questo articolo, basta il grafico di figura 5, ottenuto analizzando il circuito con un simulatore circuitale lineare nel dominio della frequenza. Inoltre, il cavo W_{10} è lungo appena 15 cm, con una capacità di 15 pF, ossia molto minore di C_p . Allora, per ricavare qualche indicazione di progetto, il circuito di figura 4a viene semplificato in quello di figura 4b, dove c_4 viene eliminato. La funzione di trasferimento cercata è quella della rete in figura 4b qualora r_1 assuma il valore di

² La lunghezza d'onda è data dalla velocità di propagazione diviso la frequenza, ossia è lo spazio percorso da un'onda nel tempo di un ciclo. La massima frequenza audio è 20×10^3 Hz, cui corrisponde una lunghezza d'onda di $(3 \times 10^8 / \epsilon_r^{0.5}) / 20 \times 10^3 \approx 10$ Km. Si può bene affermare che un cavetto lungo poche decine di centimetri sia molto più corto della lunghezza d'onda.

una delle R_1, \dots, R_7 (tutte pari a $2.2\text{k}\Omega$ nel mio caso), r_3 divenga uguale alla resistenza del potenziometro R_P e $c_3 = C_P' = C_P + 40 \text{ pF}$.

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \alpha \cdot \frac{R_P}{R_1 + R_P} \cdot \frac{1}{\frac{R_1 \cdot R_P}{R_1 + R_P} \cdot C_P' \cdot s + 1} = \alpha \cdot A_{V0} \cdot \frac{1}{\frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_T} + 1} \quad (5)$$

essendo α l'angolo normalizzato del cursore del potenziometro del volume con $0 \leq \alpha \leq 1$, $A_{V0} < 1$ il fattore di attenuazione dovuto al resistore in serie e $f_T = [2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot R_P / (R_1 + R_P) \cdot C_P']^{-1} \cong 71 \text{ KHz}$ la frequenza di taglio a -3.01 dB . Con tale frequenza di taglio, l'attenuazione aggiuntiva a 20 KHz vale $10 \cdot \log_{10} \left[\left(20 \times 10^3 / f_T \right)^2 + 1 \right] \cong 0.33 \text{ dB}$, valore che ritengo del tutto accettabile. A 1 MHz l'attenuazione diventa $10 \cdot \log_{10} \left[\left(1 \times 10^6 / f_T \right)^2 + 1 \right] \cong 23 \text{ dB}$.

Il lettori che non ritengano necessaria la limitazione di banda possono semplicemente eliminare il condensatore CP. Volendo invece ridurre la limitazione di banda solo su alcuni ingressi, basta sostituire in questi la resistenza in serie con il bipolo RC indicato con Z_A in figura 4c, la cui impedenza vale

$$Z_A = r_1 \parallel \left(r_2 + \frac{1}{c_2 \cdot s} \right) = \frac{r_1 \cdot \left(r_2 + \frac{1}{c_2 \cdot s} \right)}{r_1 + r_2 + \frac{1}{c_2 \cdot s}} = r_1 \cdot \frac{r_2 \cdot c_2 \cdot s + 1}{(r_1 + r_2) \cdot c_2 \cdot s + 1} \quad (6)$$

Partendo dalla (5), sostituendo R_1 con l'impedenza (6) e semplificando, si ottiene

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \alpha \cdot \frac{R_P}{r_1 + R_P} \cdot \frac{(r_1 + r_2) \cdot c_2 \cdot s + 1}{\frac{r_1 \cdot r_2 \cdot R_P}{r_1 + R_P} \cdot c_2 \cdot C_P' \cdot s^2 + \frac{r_1 \cdot R_P \cdot C_P' + r_1 \cdot r_2 \cdot c_2 + (r_1 + r_2) \cdot R_P \cdot c_2}{r_1 + R_P} \cdot s + 1} \quad (7)$$

Per essere onesti, la (7) è difficile da digerire. Si tratta comunque di una funzione passa-basso del secondo ordine sottomorzata ($Q < 0.5$, essendo la rete RC passiva) e con uno zero reale: ne risulta una pendenza di attenuazione asintotica di 20 dB/decade . Tuttavia, una notevole semplificazione si ottiene scegliendo

$$c_2 = \frac{R_P}{r_1 + r_2} \cdot C_P' \quad (8)$$

Sostituendo la (7) nella (8) si ottiene

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \alpha \cdot \frac{r_3}{r_1 + r_3} \cdot \frac{r_3}{\tau_4 \cdot s + 1} \quad (9)$$

dove

$$\tau_4 = \frac{r_1}{r_1 + R_p} \cdot \frac{r_2 \cdot R_p}{r_1 + r_2} \cdot C_p' \quad (10)$$

L'espressione (10) suggerisce una prima possibilità, $r_2=0$, costante di tempo nulla nella (9), ossia frequenza di taglio infinita, cioè ancora, nessuna limitazione di banda. Sostituendo $r_2=0$ nella (8) si ottiene $c_2 = R_p/r_1 \cdot C_p'$ (con i valori $r_1=R_1=2.2 \times 10^3$, $R_p=100 \times 10^3$, $C_p'=1.04 \times 10^{-9}$, si ottiene $c_2 \approx 47$ nF), ossia la classica formula del partitore compensato, usato nelle sonde degli oscilloscopi. Giocando con r_2 da infinito (circuito aperto³) a zero (cortocircuito), passando per i valori intermedi, si ottiene qualunque costante di tempo: dal valore originario (corrispondente alla frequenza di taglio di 71 KHz) a infinito (nessun filtraggio passa-basso).

³ In tal caso anche la presenza di c_2 non ha senso e si ritorna alla configurazione originale di figura 4b.

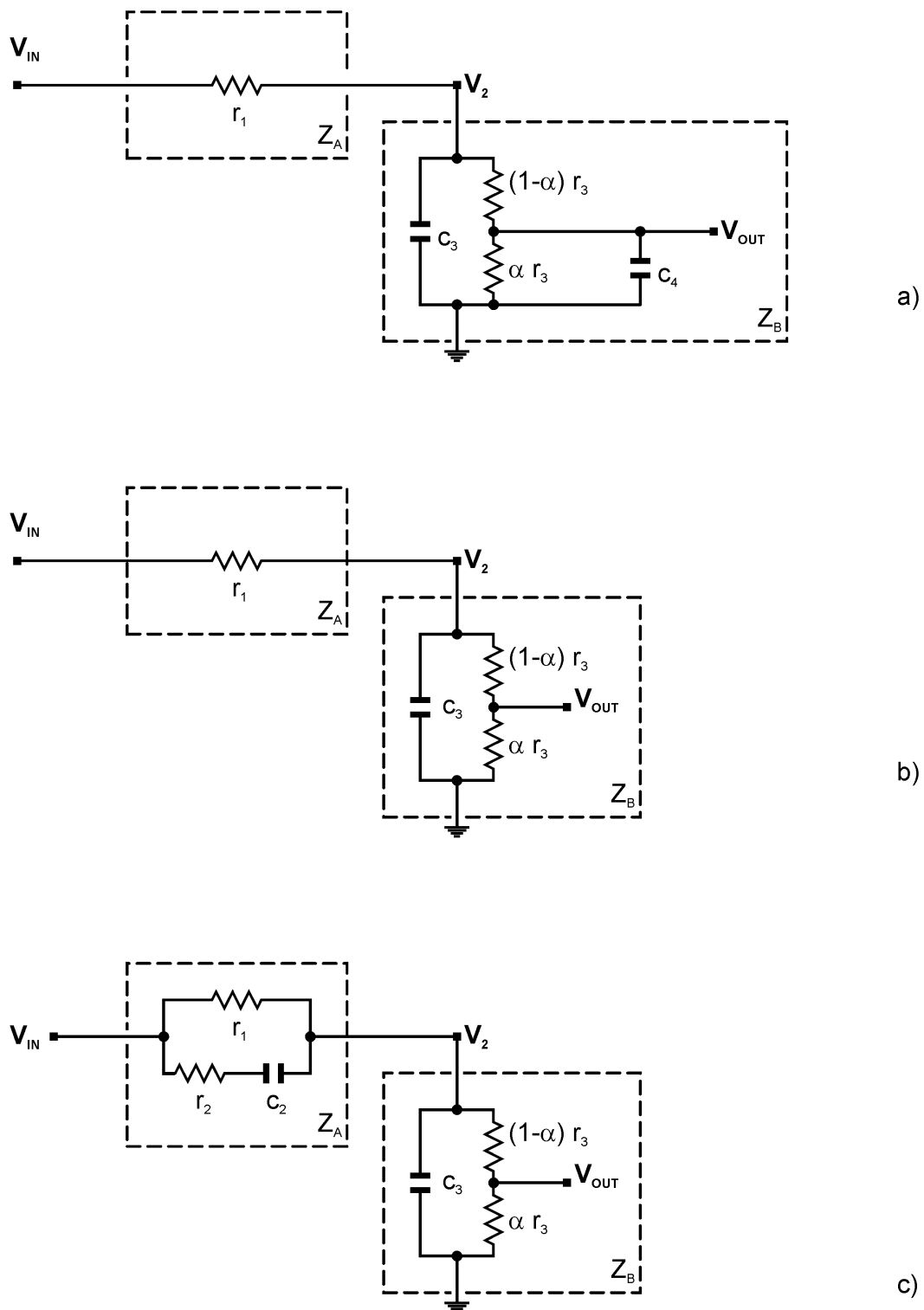


Figura 4. Generalizzazione del partitore compensato. a) circuito equivalente dell'ingresso del preamplificatore, b) versione semplificata di a), c) con compensazione.

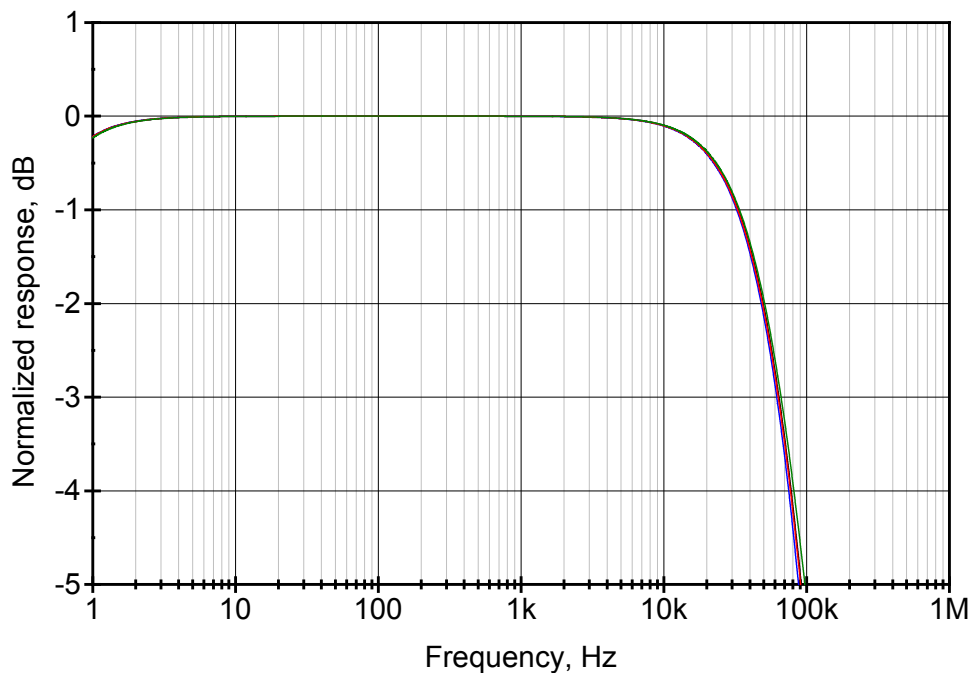


Figura 5. Risposta in frequenza al variare della posizione del controllo di volume: 25%, 50%, 75% e 100% del massimo.

Postilla

In questo articolo si è fatto uso delle funzioni di trasferimento nella frequenza complessa (o variabile di Laplace) s . Senza entrare nei dettagli matematici, basta sapere che

1. In tale dominio l'impedenza di un condensatore, induttore, resistore è $1/(C \cdot s)$, $L \cdot s$, R , rispettivamente.
2. Nei circuiti RLC, impedenze serie e parallelo e partitori di tensione si calcolano come se fossero costituiti da resistenze, ma sostituendo la resistenza con l'impedenza corrispondente data da 1.
3. Calcolata l'impedenza o il fattore di partizione, si ottengono funzioni razionali in s , ossia rapporti di polinomi in detta variabile. Si parla di funzioni impedenza, ammettenza o di trasferimento a seconda dei casi. L'ordine della funzione è il grado maggiore tra polinomio a numeratore o denominatore.
4. Dalla funzione di trasferimento si passa alla risposta in frequenza, sostituendo s con $j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f$, essendo f la frequenza e $j = \sqrt{-1}$, l'unità immaginaria.

5. La risposta in frequenza è un numero complesso (rapporto tra numeri complessi data la natura razionale della funzione di trasferimento)

$$\frac{a + j \cdot b}{c + j \cdot d} = \frac{(a + j \cdot b) \cdot (c - j \cdot d)}{(c + j \cdot d) \cdot (c - j \cdot d)} = \frac{a \cdot c + b \cdot d}{c^2 + d^2} + j \cdot \frac{b \cdot c - a \cdot d}{c^2 + d^2}$$

il suo modulo – di solito la caratteristica più importante, spesso calcolata o misurata in dB – è la radice quadrata della somma dei quadrati della parte reale e del coefficiente immaginario

$$\left(\frac{a \cdot c + b \cdot d}{c^2 + d^2} \right)^2 + \left(\frac{b \cdot c - a \cdot d}{c^2 + d^2} \right)^2$$

l'argomento del numero complesso (arcotangente a quattro quadranti del rapporto tra coefficiente immaginario e parte reale) , da invece la fase

$$\tan_4^{-1} \left(\frac{\frac{b \cdot c - a \cdot d}{c^2 + d^2}}{\frac{a \cdot c + b \cdot d}{c^2 + d^2}} \right) = \tan_4^{-1} \left(\frac{b \cdot c - a \cdot d}{a \cdot c + b \cdot d} \right)$$