

Introduzione

Nella precedente puntata, ho descritto la struttura generale del preamplificatore. Questa, come anticipato, tratterà del progetto dettagliato dello stadio di amplificazione vero e proprio. Come già detto nella prima puntata, il guadagno in tensione dello stadio attivo ha come obiettivo di progetto il valore di 10 dB in unità logaritmiche, corrispondente a circa 3.16 V/V in unità lineari.

Requisiti di progetto

Lo stadio attivo deve fornire le seguenti prestazioni e rispettare i seguenti requisiti:

- a) Guadagno in tensione del valore voluto, il più possibile costante entro la banda di frequenze audio: diciamo i classici 20 Hz ÷ 20 KHz.
- b) Stabilità assoluta per qualunque impedenza posta sia all'ingresso che all'uscita. Questo requisito è raramente menzionato. Tuttavia, ogni amplificatore può trasformarsi in un oscillatore quando ingresso e uscita siano terminati su impedenze – per così dire – sfortunate. Questo a meno che, l'amplificatore in questione sia specificamente progettato per essere stabile. Si badi che – sia pure per circostanze accidentali – tanto l'impedenza posta all'ingresso che all'uscita può variare dal cortocircuito (volume al minimo, connettore o cavo in cortocircuito) al circuito aperto (cavo staccato o interrotto). In nessun caso devono prodursi oscillazioni, che potrebbero danneggiare amplificatore di potenza, altoparlanti e orecchie dell'ascoltatore.
- c) Bassa distorsione non-lineare per qualunque frequenza di ingresso entro la banda audio e per qualunque ampiezza della tensione di uscita sino ad almeno il doppio di quella nominale (tipicamente 1 V RMS). Questo requisito è richiesto per avere margine sulla saturazione, che non deve avvenire.
- d) Ogni buon amplificatore a valvole, la gran parte della distorsione armonica prodotta è costituita dalla seconda armonica. In questo fatto risiede una delle ragioni del buon suono¹.
- e) Alta impedenza di ingresso, dell'ordine del centinaio di migliaia di Ohm. Ciò è richiesto affinché la regolazione del volume sia quella voluta. Se l'impedenza di ingresso dello stadio attivo è paragonabile, o peggio ancora inferiore, alla resistenza del potenziometro di volume, la regolazione del volume non ha la regolarità che ci si aspetta dalla caratteristica lineare-logaritmica del potenziometro, illustrata nella precedente puntata. Nel nostro caso, la resistenza del potenziometro vale 100 kΩ. L'impedenza di ingresso

¹Il vecchio buon argomento è che data una qualsiasi nota musicale riprodotta, la seconda armonica è ancora la stessa nota - una ottava più alta - ed è dunque meno avvertibile dall'orecchio umano.

dello stadio attivo è valutabile intorno² a 1 MΩ: 10 volte maggiore della resistenza del potenziometro di volume. Questa è probabilmente la prestazione più facilmente ottenibile da un circuito a valvole.

- f) Bassa impedenza di uscita³, in modo che il carico capacitivo costituito dal cavo di collegamento al finale non produca rilevante calo del guadagno alle alte frequenze. Come spiegato nella prima puntata, la capacità di un cavo coassiale è dell'ordine di 100 pF/m. Per fissare le idee, una impedenza di uscita puramente resistiva di 1 kΩ, con un cavo di collegamento al finale lungo un metro, forma un filtro passa basso del primo ordine con frequenza di taglio $f_T = (2 \cdot \pi \cdot R_{OUT} \cdot C_{CAVO})^{-1} = (2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 100 \times 10^{-12})^{-1} \cong 1.592 \text{ MHz}$. La risposta in frequenza del filtro che ne risulta è $G(f) = (1 + j \cdot f / f_T)^{-1}$. Alle frequenze di 10 kHz, 100 kHz e 1 MHz abbiamo una attenuazione di 0.0002, 0.02 e 1.4 dB con uno sfasamento di -0.4°, -3.6° e -32.1° rispettivamente. Se la lunghezza del cavo o la resistenza di uscita raddoppiasse, gli stesse attenuazioni e stessi sfasamenti si avrebbero a frequenze metà di quelle dette. Più in generale, le frequenze a cui si ottengono attenuazione e sfasamento detto si riducono di un fattore dato dalla lunghezza del cavo in metri per la resistenza di uscita in kΩ. Inoltre, la capacità di ingresso dell'amplificatore di potenza, peggiora la situazione, riducendo la frequenza di taglio del fattore $C_{CAVO} / (C_{AMPLIFICATORE_DI_POTENZA} + C_{CAVO})$. Il caso $C_{AMPLIFICATORE_DI_POTENZA} = C_{CAVO}$ è equivalente al raddoppio della lunghezza (o più esattamente, della capacità) del cavo. Chiaramente, né l'impedenza di uscita, né la lunghezza del cavo, né la capacità di ingresso dell'amplificatore di potenza può essere nulla. Così, il calo di guadagno effettivo alle alte frequenze, dipendente dalla capacità che il preamplificatore deve pilotare è inevitabile: può essere reso accettabile, riducendo convenientemente l'impedenza di uscita. Questa prestazione non è facilmente ottenibile con circuiti a valvole, lo sarebbe usando invece transistori.
- g) Anche se l'oggetto non è destinato a una produzione industriale, sarebbe opportuno che le prestazioni siano il meno possibile dipendenti dalle specifiche valvole e/o resto dei componenti utilizzati. Ciò ottenuto, è ragionevole aspettarsi che le prestazioni restino abbastanza costanti nel tempo, in quanto poco dipendenti dalle esatte prestazioni dei componenti (che invecchiano)
- h) Il circuito deve essere affidabile, in particolare le valvole non devono essere stressate, ma utilizzate ben entro i loro limiti di sicurezza.

²L'impedenza di ingresso dipende dalla frequenza, come quella di uscita e il guadagno. La simulazione del circuito proposto fornisce un modulo di circa 2 MΩ, da 20 Hz sino a circa 10 KHz, per poi calare gradualmente arrivando a 800 kΩ a 20 KHz.

³La simulazione del circuito proposto fornisce un modulo di circa 1.2 MΩ, da 20 Hz sino a circa 10 KHz, per poi calare gradualmente arrivando a 770 kΩ a 20 KHz.

- i) Il circuito deve essere semplice da realizzare, con un limitato numero di componenti, nessuno dei quali troppo costoso o difficile da reperire.

Possibili configurazioni

È esperienza comune di quelli che hanno ascoltato apparecchi a valvole, che il suono di questi sia più bello di quello (eufonico) prodotto da circuiti a transistori. Non è certamente sempre così, ma la tendenza sussiste. Si può tentare di negare questa asserzione, non tenterò neppure di ribattere, limitandomi ad invitare gli scettici ad una prova. Accettando invece la superiorità del suono valvolare, a dispetto delle prestazioni elettriche (piattezza della risposta in frequenza e distorsione armonica) inferiori, si possono dare molteplici spiegazioni. Una di queste, forse la più ricorrente, è menzionata in d): la distorsione prodotta è principalmente di seconda armonica, molto meno avvertibile dall'orecchio umano, talvolta e in piccole dosi è addirittura piacevole. Un'altra ragione edotta è la cosiddetta saturazione graduale (soft clipping). Se l'ampiezza della tensione prodotta tenta di superare il massimo ottenibile, in un amplificatore a transistori si ha un taglio brutale dell'eccesso, mentre in uno a valvole si produce una forma d'onda che passa gradualmente al valore massimo, vedi figura 1. L'importanza di questo argomento risulta sminuita dal fatto che - in ambito alta fedeltà almeno - la saturazione non dovrebbe mai avere luogo. Per come la vedo io, un circuito a valvole è un po' come una persona in buona salute, sia pure con i valori delle analisi non ottimi (ma sufficienti) e che faccia un uso men che minimo di farmaci. Restando nel paragone, i circuiti a transistori sono come persone con le analisi mandate perfettamente a posto a viva forza di farmaci. Le prestazioni dei circuiti valvolari sono ottenute con soluzioni circuitali semplici e sono dunque - per così dire - più "sane". Per questa ragione, il circuito proposto utilizza solo due valvole (i due triodi contenuti entro lo stesso involucro di vetro di una ECC82) per canale. Si potrebbero considerare soluzioni a tre o più valvole, ma sarebbero inutilmente - anzi, dannosamente - complicate. D'altra parte, circuiti a una sola valvola non avrebbero le prestazioni richieste, per dirla con uno dei miei Maestri (Albert Einstein): *“Man muß die Dinge so einfach wie möglich machen. Aber nicht einfacher.”* Albert Einstein (Le cose si devono più facili possibili. Ma non oltre)

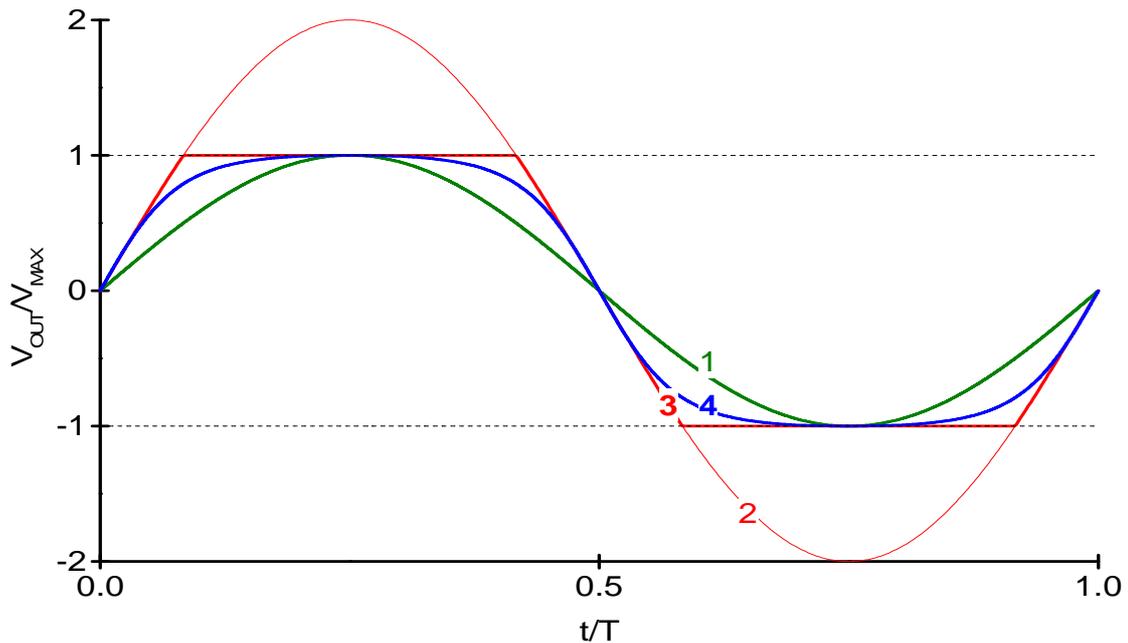


Figura 1. Sinusoide con saturazione brusca e graduale. Linee tratteggiate (nere), limiti di escursione della tensione di uscita in condizione di linearità, curva 1 (verde), ampiezza massima in condizione di linearità, curva 2 (rossa, sottile) come dovrebbe essere la sinusoide prodotta in assenza di saturazione, curva 3 (rossa, spessa) saturazione brusca, curva 4 (blu) saturazione graduale.

La figura 2 mostra dunque tre possibili architetture per uno stadio attivo a due triodi (un solo canale). Tutte e tre fanno uso di controreazione locale o globale. Cominciamo dalla figura 2a, o meglio da una sua versione semplificata, ottenuta cortocircuitando R_{F2A} ed eliminando R_{F2B} . Si hanno due stadi identici in cascata, ciascuno costituito da un triodo (T_{1A} , T_{2A}). Ci sono poi tre resistori per stadio: tra griglia e massa (R_{1A} , R_{4A}), catodo e massa (R_{2A} , R_{4A}), anodo⁴ (R_{3A} , R_{6A}) e tensione positiva di alimentazione⁵ (V_{P1A} , V_{P2A}). Completano il circuito cinque condensatori, che servono a trasmettere il segnale audio isolando contemporaneamente dal punto di vista della tensione continua. La reattanza di ciascun condensatore deve essere trascurabile rispetto alla resistenza con cui – per così dire – si confronta, deve essere allora

$$\frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \ll R \Rightarrow C \gg \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R} \quad (1)$$

⁴ talvolta denominato *placca*.

⁵ detta appunto *tensione anodica*, più semplicemente *anodica*, talvolta *tensione di placca*: essendo le tre denominazioni del tutto equivalenti.

Ora, il secondo membro della seconda disuguaglianza aumenta al diminuire della frequenza f : risulta dunque massimo quando la frequenza è minima, ossia 20 Hz. Perciò esprimendo la capacità in Farad o micro-Farad deve essere

$$C_{FARAD} \gg \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot R_{OHM}} \Rightarrow C_{\mu F} = C_{FARAD} \times 10^6 \gg \frac{79577}{R_{OHM}} \quad (2)$$

Nel caso in esame, la relazione (2) deve sussistere tra le coppie $(C_{1A}; R_{1A})$, $(C_{F2A}; R_{2A})$, $(C_{3A}; R_{4A})$, $(C_{5A}; R_{5A})$, $(C_{6A}; R_{7A})$, dove R_{7A} è il parallelo tra la resistenza fisicamente presente sul circuito e quella di ingresso dell'amplificatore di potenza.

Il guadagno in tensione di uno stadio a catodo comune vale

$$A_V = -g_m \cdot (R_i // R_L) = -g_m \cdot \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} = -g_m \cdot R_i \cdot \frac{R_L}{R_i + R_L} = \mu \cdot \frac{R_L}{R_i + R_L} \quad (3)$$

dove g_m , R_i e μ sono la cosiddetta transconduttanza, resistenza interna (o di uscita), guadagno in tensione (su circuito aperto in uscita) della valvola, mentre R_L è il parallelo di tutte le resistenze di carico (resistenza anodo-alimentazione, resistenza di ingresso dello stadio successivo). Il segno “-” indica che la fase del segnale di uscita è invertita di 180° rispetto all'ingresso. L'ultima espressione (3) mette in evidenza che il guadagno di un triodo (ma vale anche per tetrodi e pentodi) a catodo comune ha un guadagno effettivo inferiore a μ , avvicinandosi ad esso quando $R_L \gg R_i$. I parametri g_m , R_i e μ dipendono dal tipo di valvola usato e dal punto di lavoro prescelto (tensione e corrente anodica). La resistenza di ingresso di ciascun stadio è leggermente inferiore alla resistenza griglia-massa, per via della corrente di griglia, per via della quale è consigliabile che la resistenza griglia-massa non superi il valore di 1 M Ω . La resistenza di uscita coincide con $R_i // R_p = (R_i \cdot R_p) / (R_i + R_p)$ essendo R_p la resistenza anodo-placca. Alle alte frequenze, l'effetto delle cosiddette capacità interelettrodiche (griglia-catodo C_{GK} , griglia-anodo C_{GA} , anodo-catodo C_{AK}) producono calo di guadagno, rendendo tanto l'impedenza di ingresso quanto quella di uscita dipendenti dalla frequenza; di solito con modulo decrescente con essa. Si potrebbero scrivere formule al riguardo, che sarebbero di non immediata leggibilità e giocoforza di accuratezza limitata. Per calcolare gli effetti detti, la via della simulazione al computer risulta, nel nostro tempo, molto più agevole. Una prossima puntata tratterà dell'argomento.

Della resistenza griglia-catodo (R_{1A} , R_{4A}) si è detto che deve essere inferiore a 1 M Ω e tanto può bastare. Quanto a quelle catodo-massa (R_{2A} , R_{4A}) e anodiche (R_{3A} , R_{6A}) va considerato come entrambe contribuiscano a stabilire tensione e corrente anodica. Senza inoltrarsi in difficili calcoli, si può innanzitutto

osservare che la massima dissipazione nella valvola si ha quando il rapporto tra tensione anodica e corrente anodica è uguale alla resistenza di placca e vale, sviluppando i calcoli

$$\begin{cases} P_{MAX} = V_A \cdot I_A \\ \frac{V_A}{I_A} = R_P \\ V_A = V_P - R_P \cdot I_A \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{MAX} = (V_P - R_P \cdot I_A) \cdot I_A \\ \frac{V_P - R_P \cdot I_A}{I_A} = R_P \Rightarrow I_A = \frac{V_P}{2 \cdot R_P} \\ V_A = V_P - R_P \cdot I_A \end{cases}$$

$$\begin{cases} P_{MAX} = \frac{V_P^2}{4 \cdot R_P} \\ \frac{V_P - R_P \cdot I_A}{I_A} = R_P \Rightarrow I_A = \frac{V_P}{2 \cdot R_P} \\ V_A = \frac{V_P}{2} \end{cases}$$

$$P_{MAX} = \frac{V_P^2}{4 \cdot R_P} \quad (4)$$

Ne consegue che, data la massima potenza che si vuole la valvola dissipare P_{MAX} e la tensione di placca V_P , la resistenza di placca R_P deve essere non inferiore a $R_P = V_P^2 / (4 \cdot P_{MAX})$. Nel circuito proposto, come vedremo, $V_P = 250V$, la potenza dissipata da non superare⁶ per la valvola scelta (ECC82) è di poco superiore a 2.5W. Ne conseguirebbe $R_P \geq 250^2 / (4 \cdot 2.5) = 6250 \Omega$. Per via del requisito h), sarebbe bene aumentare il valore trovato di un fattore almeno quattro, il che porterebbe a 25 k Ω (27 k Ω sarebbe il valore standard più vicino). Scelto il valore per la resistenza anodica $R_P > 25 \text{ k}\Omega$ (R_{3A} , R_{6A} in figura 2a) la resistenza di catodo R_K (R_{2A} , R_{5A} in figura 2a) necessaria si trova in modo abbastanza semplice. Assumendo $R_K \ll R_P$, e la corrente di griglia trascurabile⁷, ne segue che tensione anodica V_P (V_{P1A} , V_{P2A} in figura 2a), corrente anodica I_A e tensione anodo-catodo V_{AK} sono in relazione come

$$V_P - V_{AK} = R_P \cdot I_A \quad (5)$$

⁶ "Limiting value" o "absolute maximum rating"

⁷ Ne segue che la corrente su R_P è la stessa che su R_K .

Si tratta della ben nota equazione della retta di carico, rappresentata in figura 3 con una linea blu ($V_P = 250V$, $R_P = 100k\Omega$). In figura 3 sono anche visibili (nere) le curve caratteristiche⁸ del triodo prescelto (ECC82), insieme alla iperbole (rossa) corrispondente ad una dissipazione di 2.5 W sulla valvola. I punti di incrocio tra la retta di carico e ciascuna curva caratteristica relativa ad una certa tensione griglia-catodo V_{GK} , danno i valori di tensione e corrente anodica per quella certa V_{GK} . In assenza di segnale, è ragionevole che la tensione di placca sia all'incirca a metà tra i due estremi possibili (punti P_1 , P_3). Il punto di lavoro corrispondente (punto P_2) corrisponde a 131 V con 1.2 mA, ottenuto con una tensione griglia-catodo di -8V. Detta tensione negativa della griglia rispetto al catodo è generata appunto dalla corrente che scorre anche sulla resistenza di catodo. La legge di Ohm fornisce $1.2 \times 10^{-3} \cdot R_K = 8 \Rightarrow R_K \cong 6667 \Omega$. A questo punto, rimanendo nella assunzione iniziale (R_{F2A} in cortocircuito e R_{F2B} eliminata), l'amplificatore è completamente definito. I vari condensatori presenti devono avere impedenza molto minore delle resistenze con cui – per così dire – si confrontano. Ne risulta che i catodi di ciascun triodo risultano a massa dal punto di vista del segnale audio. In queste condizioni⁹, per ciascuno dei due stadi in cascata:

1. la resistenza di ingresso coincide con quella di griglia, (R_{1A} , R_{5A} in figura 2a)
2. la resistenza di uscita coincide con il parallelo tra la resistenza di placca e quella di uscita della valvola R_i ($R_{3A} // R_i$, $R_{6A} // R_i$ in figura 2a)
3. il guadagno è dato dalla (3)

Con i valori sinora usati e ponendone di ragionevoli per quelli non ancora definiti ($R_{1A}=R_{5A}=470k\Omega$, $R_L=R_{3A}=R_{6A}=100k\Omega$, ECC82¹⁰ con $\mu=17$, $g_m=S=2.2mA/V$) abbiamo per l'amplificatore completo

4. Resistenza di ingresso, coincidente con quella dello stadio di ingresso, $R_{INPUT}=470k\Omega$
5. Guadagno, pari al prodotto dei guadagni dei due stadi per il fattore di partizione tra la resistenza di uscita del primo stadio e quella di ingresso

$$\text{del secondo } A_{VOL} = \left(-g_m \cdot \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} \right)^2 \cdot \frac{R_{4A}}{R_{4A} + R_i // R_L} \cong 245.3$$

⁸ Curve prese dal foglio tecnico Philips, versione 1968.

⁹ Le affermazioni in merito a questo punto si riferiscono al caso semplificato, ottenuto trascurando la corrente di griglia e le capacità interelettrode della valvola. Il problema generale richiede, per essere trattato, molto più spazio. Inoltre le formule che si ottengono sono di difficile lettura e difficile controllo. Per ottenere informazioni di dettaglio risulta molto più conveniente l'impiego della simulazione circuitale al computer.

¹⁰ Fattore di amplificazione $\mu=17$ e transconduttanza $g_m=S=2.2 mA/V$ presi dal foglio tecnico Philips, versione 1968. I valori esatti dipendono dal punto di lavoro prescelto, andrebbero dunque calcolati dalle curve caratteristiche. Meglio ancora sarebbe effettuare una misura.

6. Resistenza di uscita, pari a quella del secondo stadio

$$R_{OUT} = R_i // R_L = \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} = \frac{\frac{\mu}{g_m} \cdot R_L}{\frac{\mu}{g_m} + R_L} \cong 7.2 \text{ k}\Omega$$

Il circuito ottenuto ha un guadagno molto superiore alle necessità. Utilizzando un solo stadio, il guadagno sarebbe ancora eccessivo: $g_m \cdot (R_i \cdot R_L) / (R_i + R_L) \cong 15.8$. In ogni caso, la resistenza di uscita è maggiore di quanto servirebbe. Per risolvere entrambi questi problemi, si utilizza la *controreazione*, operata dai resistori R_{F1A} e R_{F2A} (quest'ultima in combinazione con R_{2A}) che abbiamo sinora trascurato e che è tempo di considerare. Detti componenti¹¹ formano un partitore di tensione con rapporto tra tensione uscita (catodo di T_{1A}) e ingresso (placca di T_{2A})

$$\beta = \frac{R_{F2A} // R_{2A}}{R_{F2A} // R_{2A} + R_{F1A}} = \frac{\frac{R_{F2A} \cdot R_{2A}}{R_{F2A} + R_{2A}}}{\frac{R_{F2A} \cdot R_{2A}}{R_{F2A} + R_{2A}} + R_{F1A}} = \frac{R_{F2A} \cdot R_{2A}}{R_{F2A} \cdot R_{2A} + R_{F1A} \cdot R_{F2A} + R_{F1A} \cdot R_{2A}}$$

La tensione di uscita, viene dunque moltiplicata per il fattore $\beta < 1$ e applicata al catodo di T_{1A} . La corrente di placca di T_{1A} dipende dalla differenza di potenziale tra griglia e catodo: dunque una tensione β volte quella di uscita è sottratta a quella di ingresso in T_{1A} . Il guadagno dello stadio controreazionato è

$$A_{VFB} = \frac{A_{VOL}}{1 + \beta \cdot A_{VOL}} \quad (6)$$

Scegliendo opportunamente R_{F2A} , R_{F1A} (R_{2A} è fissata dal calcolo del punto di lavoro) si può fare in modo che il guadagno controreazionato A_{VFB} sia qualsiasi valore compreso tra un minimo di $A_{VOL} / (1 + A_{VOL})$ ($\beta = 1$) e un massimo di A_{VOL} ($\beta = 0$). Nel nostro caso vogliamo $A_{VFB} = \sqrt{10}$, ossia

$$\beta = \frac{R_{F2A} // R_{2A}}{R_{F2A} // R_{2A} + R_{F1A}} = \frac{1}{A_{VFB}} - \frac{1}{A_{VOL}} \cong 0.312$$

Senza scrivere ulteriori formule, va detto che l'applicazione della controreazione:

- I. riduce il guadagno, come detto,
- II. riduce l'impedenza di uscita (nel nostro caso al valore di 92.5Ω),
- III. allarga la banda passante,

¹¹ Come detto, il condensatore C_{F1A} ha una impedenza trascurabile rispetto a R_{F1A}

- IV. aumenta l'impedenza di ingresso (questo effetto è mascherato nel circuito di figura 2a dalla presenza di R_{1A}),
- V. riduce la distorsione armonica, pur tendendo a degradarne il contenuto spettrale, introducendo armoniche di ordine più elevato.

Tutti gli aumenti/diminuzioni I-V avvengono secondo lo stesso *fattore di controreazione* $A_{VOL}/A_{VFB} = 1 + \beta \cdot A_{VOL}$

- VI. Riduce la dipendenza del guadagno dello stadio da quello delle valvole. Con i nostri valori, la (6) fornisce la variazione percentuale nel guadagno dello stadio in funzione di quella della transconduttanza di ciascuno dei due triodi, come risulta nella tabella 1. Si osservi come, se il guadagno di ciascun triodo varia di +/-100%, il guadagno dello stadio rimane entro +0.65/-1.27% del valore nominale.

Riguardo a II e IV va aggiunto che questo dipende dal tipo di controreazione usata: più precisamente da quale grandezza (tensione o corrente) è prelevata dall'uscita e come è riportata all'ingresso. Applicando varie configurazioni¹², si può sia aumentare che diminuire tanto l'impedenza di ingresso che quella di uscita, sempre tuttavia dello stesso fattore di controreazione che si applica a I, III, V e VI.

variazione percentuale di g_m	10	20	50	100
$g_m >$ del nominale	+0.12	+0.22	+0.43	+0.65
$g_m <$ del nominale	-0.13	-0.26	-0.64	-1.27

Tabella 1. Variazione percentuale del guadagno dello stadio di figura 2a per una variazione percentuale della transconduttanza di ciascun triodo. Transconduttanza maggiore (minore) del nominale seconda (terza) riga.

¹² Utilizzate ad esempio nelle figure 2b e 2c.

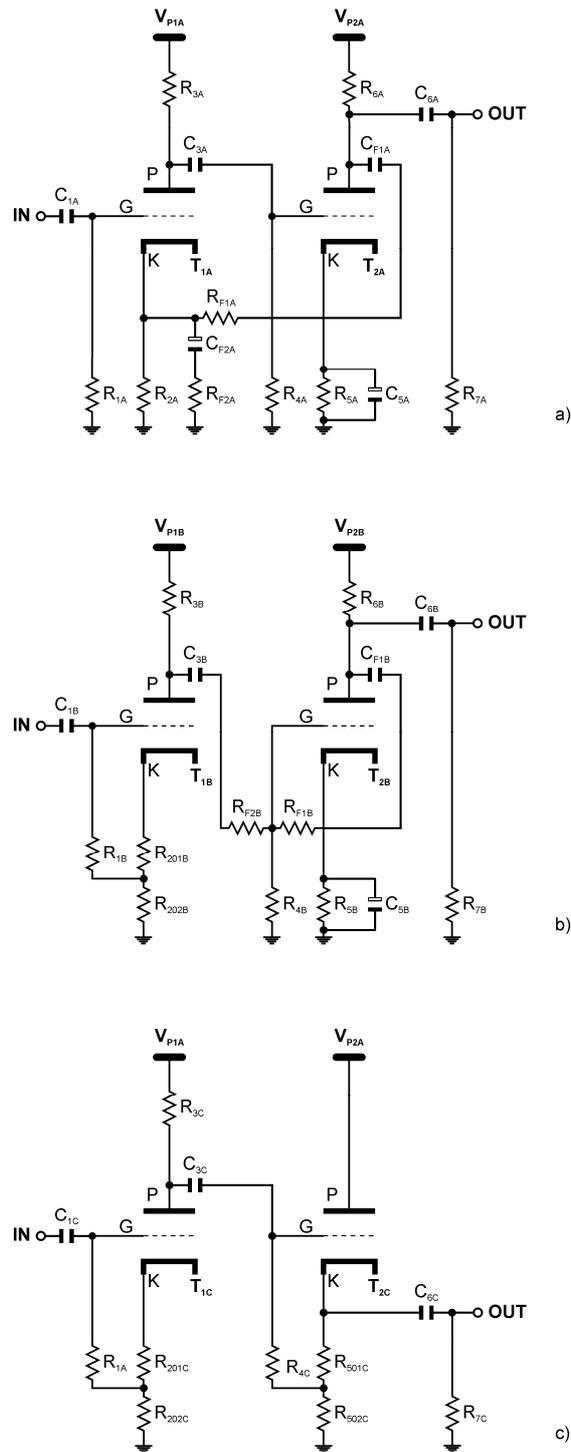


Figura 2. Schemi di circuiti di preamplificazione a due triodi. a) due stadi a catodo comune in cascata con controreazione globale, b) due stadi a catodo comune in cascata con controreazione locale su ciascuno stadio, c) soluzione adottata: primo stadio a catodo comune con controreazione locale seguito da un inseguitore catodico (anodo comune).

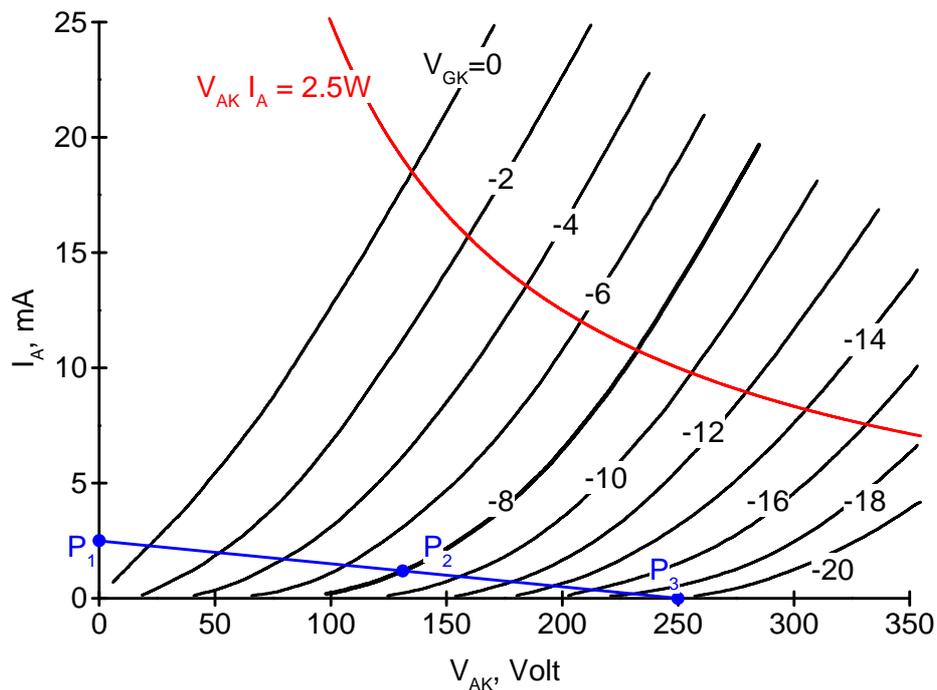


Figura 3. Determinazione del punto di lavoro a riposo di uno stadio con triodo a catodo comune. Curve caratteristiche del triodo (nere), retta di carico (blu), iperbole a potenza dissipata costante (rossa)

La controeazione non è priva di inconvenienti. Il principale di essi è che per avere l'efficacia, il segnale prelevato all'uscita deve essere esattamente sottratto a quello di ingresso. Qualsiasi stadio amplificatore basato su componenti attivi realmente esistenti (tubi o transistor, non importa) presenta guadagno calante al crescere della frequenza. A questo si accompagna necessariamente uno sfasamento tra il segnale di uscita e quello di ingresso crescente con la frequenza. A frequenze sufficientemente elevate, la controeazione può trasformarsi in reazione positiva, invertendo letteralmente tutti gli effetti elencati in I-VI, producendo, in casi estremi, oscillazioni. Ora, lo sfasamento ingresso-uscita di N stadi in cascata è approssimativamente uguale alla somma degli N sfasamenti prodotti da ogni singolo stadio. Ne consegue che uno singolo stadio produca tendenzialmente meno sfasamento di più stadi in cascata. Allora, un vantaggioso utilizzo della controeazione è facilitato se questa è applicata su ogni singolo stadio: si parla di *controeazione locale*, in contrapposizione alla *controeazione globale*.

I circuiti di figura 2b) e 2c) seguono appunto codesto concetto.

La soluzione di figura 2b) utilizza come primo stadio un circuito a catodo comune con controeazione locale di catodo, tramite i resistori R_{201B} , R_{202B} . Dal

punto di vista del punto di lavoro, si ragiona come visto a proposito del circuito di figura 2a: R_{201B} gioca lo stesso ruolo di R_{2A} , mentre $R_{202B}+R_{3B}$ (come se i due resistori fossero in serie) è l'esatto corrispettivo di R_{3A} . Dal punto di vista del segnale audio, la serie $R_{201B}+R_{202B}$ preleva la corrente di uscita dello stadio, una tensione proporzionale a detta corrente è sottratta alla tensione di ingresso. Ne consegue un aumento – in luogo di una riduzione – dell'impedenza di uscita, come anticipato nei commenti I-VI. Il guadagno in tensione vale

$$\frac{V_{P,T1B}}{V_{G,T1B}} = - \frac{1}{1 + \frac{R_i + R_{201B} + R_{202B} + R_{3B}}{g_m \cdot R_i \cdot R_K}} \cdot \frac{R_{3B}}{R_{201B} + R_{202B}} \quad (7)$$

Esso tende al rapporto $R_{3B}/(R_{201B} + R_{202B})$ per grandi valori della transconduttanza, ossia per g_m tendente ad infinito.

Il secondo stadio del circuito di figura 2b è, dal punto di vista della polarizzazione in continua esattamente identico a quelli di figura 2a. La controreazione è qui applicata dalla combinazione dei resistori R_{F1B} , R_{F2B} : un segnale proporzionale alla tensione di uscita viene sottratto alla corrente di ingresso. Sia l'impedenza di ingresso che quella di uscita ne risultano ridotte. Il guadagno in tensione vale

$$\frac{V_{P,T2B}}{V_{P,T1B}} = - \frac{1 + \frac{R_i}{g_m \cdot R_i \cdot R_{F1B}}}{1 + \frac{R_{F1B} + R_{F2B} + R_i}{g_m \cdot R_i \cdot R_{F2B}}} \cdot \frac{R_{F1B}}{R_{F2B}} \quad (8)$$

Tende al rapporto R_{F1B}/R_{F2B} per elevati g_m .

Per quanto riguarda il dimensionamento dei vari componenti, possono valere le seguenti regole

- Resistenze di griglia $100k\Omega < R_{1B}$, $R_{4B} < 1M\Omega$, valore consigliabile: $470k\Omega$
- Resistenze R_{201B} , $R_{202B}+R_{3B}$ e R_{5B} , R_{6B} , come visto per R_{2A} , R_{3A} , rispettivamente, per la polarizzazione in continua del circuito di figura 2a
- Rapporti $R_{3B}/(R_{201B} + R_{202B})$ e R_{F1B}/R_{F2B} in modo che il prodotto dei guadagni (7) e (8) moltiplicato per il fattore di partizione tra resistenza di uscita del primo stadio e di ingresso del secondo¹³
- Il guadagno da realizzare va ripartito tra due stadi. Ci sono infinite combinazioni che danno lo stesso risultato. Non esiste una regola generale. Vari compromessi sono possibili. È probabilmente opportuno che i due guadagni parziali abbiano valori simili.

¹³ Il calcolo esatto di queste impedenze risulta complicato. Il fattore di partizione ricercato è in ogni caso compreso tra $R_{F2B}/(R_{F2B} + R_{3B})$ e 1, estremi esclusi.

- La resistenza R_{F2B} è consigliabile che sia circa dieci volte superiore a R_{6B} , affinché non carichi troppo l'uscita.

La soluzione di figura 2c, utilizza come primo stadio, lo stesso circuito del circuito 2b. Il secondo stadio ha invece la configurazione ad anodo comune (detto anche inseguitore catodico). Per la polarizzazione in continua, si comporta come un caso semplificato del primo stadio di figura 2b, in cui la resistenza di placca è nulla. La controreazione del secondo stadio è totale: l'intera tensione di uscita viene sottratta a quella di ingresso. Questo equivale a porre $\beta=1$ nella formula (6). L'impedenza di ingresso ne risulta molto elevata e quella di uscita molto ridotta. Il guadagno dell'inseguitore catodico è inferiore – ma di solito prossimo – a uno, in formula

$$\frac{V_{P,T2C}}{V_{G,T2C}} = \frac{1}{1 + \frac{R_i + (R_{501C} + R_{502C})}{g_m \cdot R_i \cdot (R_{501C} + R_{502C})}} \quad (9)$$

Per le polarizzazioni vale quanto detto in precedenza. Il guadagno di tensione complessivo deve essere fornito tutto dal primo stadio, che anzi deve essere abbondante, considerati il il fattore di partizione tra resistenza di uscita del primo stadio e di ingresso del secondo, ed il fatto che il guadagno del secondo stadio (9) è inferiore a uno.

Soluzione scelta

Ognuno dei circuiti di figura 2 ha vantaggi e svantaggi. Quello principale del caso 2a è l'utilizzo della controreazione globale, che tendenzialmente nuoce al cosiddetto suono valvolare: data la filosofia adottata, il circuito 2a deve essere scartato. Rimangono quelli delle figure 2b e 2c. In linea di principio, le prestazioni dei due possono essere rese abbastanza equivalenti, giocando opportunamente con i parametri di progetto. Il vantaggio principale del circuito 2b deriva dal fatto che la tensione applicata ai filamenti deve essere riferita a massa, per evitare la generazione di ronzio. Nel circuito 2b, i due catodi hanno tensioni continue rispetto alla massa piuttosto basse simili tra loro. In tal modo, la tensione tra filamento e catodo resta anch'essa bassa ed abbondantemente entro i limiti di sicurezza della valvola¹⁴. Lo svantaggio principale del circuito 2b è il transitorio all'accensione. Appena acceso, i filamenti sono freddi. Non c'è emissione elettronica nella valvola, dunque nessuna corrente scorre tra catodo e anodo. Così, la tensione sulla placca di T_{2B} coincide con quella anodica V_{P2B} , ossia centinaia di volt (250V nel nostro caso). Questo produrrebbe un "botto" spaventoso sull'altoparlante, a meno di

- progettare l'alimentatore in modo che la tensione anodica salga lentamente
- accendere l'amplificatore finale qualche secondo dopo il preamplificatore, quando il transitorio detto si è esaurito
- attivare la connessione verso l'uscita – per esempio tramite relè – dopo un ritardo sufficiente all'esaurimento del transitorio
- mantenere i filamenti sempre caldi

Per contro, il circuito 2c, non presenta transitorio all'accensione verso l'uscita, poiché, a filamento freddo, l'uscita stessa è isolata dalla tensione anodica, per la stessa ragione addotta per il circuito 2b. D'altra parte, i catodi di T_{1C} , T_{2C} presentano una tensione¹⁵ rispetto a massa di circa 22.75V e 94.4V rispettivamente. Siamo troppo vicini al limite di sicurezza, considerando che la tensione sul catodo sale ulteriormente sulla semionda positiva del segnale audio. La soluzione di questo problema si presenta più agevole di quella del transitorio, il che fa propendere la scelta per il circuito di figura 2c. Basta riferire la tensione dei filamenti non a massa, ma a una tensione continua intermedia tra quella dei due catodi $(22.75 + 94.4)/2 \cong 59$. L'alimentatore – che sarà oggetto di una prossima puntata – utilizza un diodo Zener dal valore

¹⁴ Nel foglio tecnico della ECC82, Philips 1969, si legge: LIMITING VALUES Cathode to heater voltage V_{KF} : max 180V. Tuttavia [requisito h)], per non accorciare la vita del tubo è opportuno che la tensione catodo-filamento sia molto inferiore al limite detto.

¹⁵ Una media tra le misure effettuate sui due canali, vedi figura 4.

standard di 56V per generare questa tensione di riferimento. In tal modo, il valore assoluto della tensione filamento-catodo resta inferiore a 40V.

La figura 4 mostra lo schema completo del circuito, per una versione stereo. Le tensioni continue nei punti critici, misurate sul prototipo sono riportate in blu. Il circuito consiste in due parti uguali, costruite ciascuna intorno a un doppio triodo ECC82: T_{1A} o T_{1B} . Considerando solo la prima (l'alta essendo identica) abbiamo, rispetto al circuito di figura 2c solo pochi componenti aggiunti:

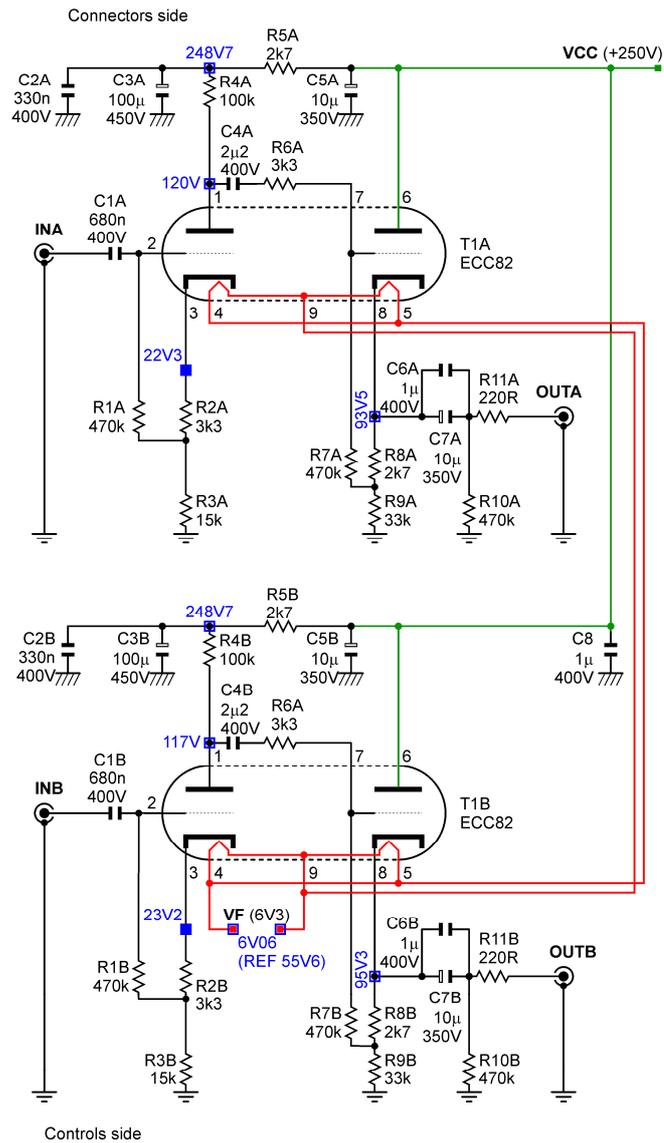
- C_{2A} , C_{3A} , R_{5A} formano una cella RC passa-basso che pulisce ulteriormente la tensione anodica del primo stadio. Detta rete isola inoltre gli anodi dei due stadi dello stesso canale, prevenendo l'insorgenza di inneschi¹⁶
- C_{5A} riduce l'impedenza verso massa dell'alimentatore anodico, mitigando l'effetto nocivo del cavo di collegamento
- R_{6A} , R_{11A} servono per stabilizzare l'inseguitore catodico. Come scritto in ogni buon testo di Elettronica, l'inseguitore catodico risulta instabile in presenza di carichi capacitivi. In effetti, ponendo tra ingresso e massa un opportuno circuito LC serie e tra uscita e massa un opportuno circuito RC parallelo, quello che si ottiene è proprio un oscillatore¹⁷. I resistori detti fanno in modo che, qualunque sia il carico applicato, la valvola non veda mai quello pericoloso, impedendo l'oscillazione.
- R_{10A} forza a zero la tensione continua di uscita, che sarebbe invece indeterminata, essendo a priori ignoto lo stato di carica di $C_{6A} // C_{7A}$

Va infine notato che

- Un solo condensatore elettrolitico si trova sul percorso (C_{7A}) del segnale, ed è bypassato da un componente in policarbonato (C_{6A}).
- I ritorni di massa – verso l'alimentatore – di segnale sono separati da quelli relativi al filtraggio locale delle alimentazioni. L'ondulazione residua sulla tensione di alimentazione, produce infatti una corrispondente ondulazione di corrente nel cavo di collegamento verso massa. Tale cavo ha impedenza non nulla e genera una conseguente tensione ondolata che, in assenza dell'accorgimento detto, si sovrapporrebbe a quella del segnale, generando in uscita ronzio alla frequenza di rete (50Hz e armoniche).

¹⁶ Talvolta menzionati col nome di “motor boating”, dal fastidioso suono che producono.

¹⁷ Lo stesso problema si presenta anche nel caso dell'inseguitore di emettitore (o emitter follower) utilizzando transistori bipolari o dell'inseguitore di sorgente (o source follower) utilizzando transistori ad effetto di campo (JFET, MOSFET,...)




 GB P5 MK III. Amplifier stages
 Ehningen, 23 August 2014
 Giovanni Bianchi

Figura 4. Schema completo dello stadio attivo (entrambi i canali).