

Leopoldo Rossetto

Un progetto di
elettronica analogica:
L'amplificatore audio
AnyLoad

Appunti per il corso di
Progettazione di elettronica analogica

Errata corrige
Ulteriori approfondimenti

Padova, giugno 2019

Indice

1	Errata Corrige	7
2	Approfondimenti	9
2.1	Considerazioni sulla distorsione dello stadio di amplificazione . . .	9
2.2	Ulteriori considerazioni sul controllo <i>feedback error correction</i> . . .	12
2.3	Valutazione della potenza dissipata da uno stadio in classe B con segnali ad elevato fattore di cresta	15

Errata corrige

12 aprile 2019

Pagina 87 (centro pagina) e pagina 175 (fondo pagina):

ERRATA:

.... una capacità termica $C_{\theta_{-h}} = 2160 J/W$.

CORRIGE:

.... una capacità termica $C_{\theta_{-h}} = 2160 J/K$.

Pagina 107, didascalia figura 3.46:

ERRATA:

Simulazione del sistema di alimentazione con $I_{DC} = 16A$, $C_F = 37mF$, $V_p = 65V$, $Z_T = 113m\Omega$, $I_{ac_rms}/I_{DC} = 1.6$. Sono visualizzati V_{ac} , I_{radd} e V_{out} .

CORRIGE:

Simulazione del sistema di alimentazione con $I_{DC} = 16A$, $C_F = 23.5mF$, $V_{trasf_rms_vuoto} = 48V$, tensione di cortocircuito= 4% ($Z_T = 200m\Omega$), $I_{ac_rms}/I_{DC} = 1.45$. Sono visualizzati V_{ac} , I_{radd} e V_{out} .

Pagina 139 (ultime righe):

ERRATA:

In bassa frequenza è anche visibile l'effetto dell'integratore per il controllo dell'offset in uscita che annulla il guadagno in continua dell'intero amplificatore.

CORRIGE:

In bassa frequenza è stato significativamente limitato il contributo dell'integratore per il controllo dell'offset in uscita che annulla il guadagno in continua dell'intero amplificatore.

2

Approfondimenti

versione: 21 giugno 2019

2.1 Considerazioni sulla distorsione dello stadio di amplificazione

Dalle figure 4.25 e 4.26 si osserva la presenza di una distorsione (inferiore a 0.036 %) in uscita all'amplificatore che inizia ad essere evidente a frequenze superiori a circa $7kHz$. Analizzando le due figure si possono trarre le seguenti considerazioni:

- A frequenze inferiori a $7kHz$ la distorsione rimane bassa indipendentemente dal livello di potenza. Essa cresce proporzionalmente all'ampiezza del segnale di uscita in accordo con l'andamento atteso per l'aumento della variazione relativa della corrente nei transistor dello stadio di ingresso e dello stadio di uscita;
- Al crescere della frequenza del segnale la distorsione aumenta come messo in evidenza anche da una simulazione (vedi figure 4.16, 4.17 e 4.18) ma non valutata durante il progetto;
- A frequenze superiori a $10kHz$ il livello di distorsione maggiore si ha per un livello di potenza/tensione di uscita più basso. Un risultato non coerente con le precedenti considerazioni.

Le prime due considerazioni inducono a pensare ad un effetto associato alle capacità parassite dei transistor che hanno un comportamento non lineare al variare della tensione V_{CE} dei BJT, effetto che aumenta con l'aumentare della frequenza e che diventa dominante sulla distorsione dello stadio di ingresso al di sopra di una data frequenza. Queste considerazioni sembrano anche confermare che la distorsione di crossover dello stadio di potenza non è la principale causa di non linearità dell'amplificatore in quanto questa dovrebbe essere più evidente con segnali di basso livello.

La terza considerazione potrebbe portare a sospettare una distorsione legata al crossover dello stadio di potenza, maggiormente evidente a bassi livelli di segnale, associata ad una limitata capacità di correzione dello stadio driver per limiti di banda o di slew rate, ma potrebbe anche essere attribuibile nuovamente

alla non linearità associata alle capacità parassite dei transistor in quanto l'ampiezza delle singole armoniche è certamente funzione dell'ampiezza del segnale di uscita e la THD potrebbe non crescere monotonicamente con la tensione di uscita.

Seguendo le considerazioni effettuate nel commento della figura 4.16, lo stadio di amplificazione potrebbe avere una componente di distorsione della tensione di uscita superiore al previsto e in grado di giustificare la distorsione mostrata nelle figure 4.25 e 4.26.

Nella descrizione dello schema dello stadio di amplificazione forse non è stato messo bene in evidenza un aspetto che ne ha guidato la definizione del circuito. La struttura dello stadio di amplificazione, come già fatto osservare, sfrutta una ovvia simmetria circuitale utilizzando dispositivi complementari. Relativamente alle capacità parassite dei transistor la simmetria è garantita anche senza richiedere l'ipotesi di forte simmetria dei dispositivi complementari, infatti, come mostrato in figura 2.1, sia nel semicircuito superiore (collegato alla linea di alimentazione positiva) sia nel semicircuito inferiore (collegato alla linea di alimentazione negativa), la totale capacità parassita che carica lo stadio a specchio di corrente è data dalla somma delle capacità parassite degli stessi due BJT complementari. Di conseguenza il carico capacitivo degli specchi di corrente dei due semicircuiti è praticamente identico avendo eliminato la possibile asimmetria che può derivare dall'utilizzare solo dispositivi NPN in un semicircuito e PNP nell'altro, e che porta a capacità parassite differenti nei due semicircuiti.

Va anche osservato che, al variare della tensione di uscita, le tensioni V_{CE} dei transistor dei due semicircuiti presentano variazioni opposte (la somma è pressoché costante) e di conseguenza, a causa dell'andamento della non linearità delle capacità parassite al variare della V_{CE} , pur rimanendo un certo grado di non linearità della capacità totale data dalla somma di tutte le capacità sia del semicircuito superiore sia di quello inferiore, il circuito non dovrebbe generare armoniche pari di ampiezza significativa.

Analizzando la figura 4.26 la distorsione massima, pari a $THD = 0.036\%$ ($P_{out} = 50W$, $R_{load} = 8\Omega$, $f_{out} = 15kHz$), corrisponde ad una componente non lineare della tensione di uscita pari a circa $10.2mV$. Seguendo la descrizione riportata nello schema di figura 4.18 e qui ripresa e ampliata in figura 2.1, la corrente di compensazione (I_N) prodotta dal secondo stadio cascode (transistor Q_{2a} di figura 4.8) risulta pari a circa $3.8\mu A$. Un tale valore di corrente, nell'ipotesi semplificativa che la distorsione sia attribuibile prioritariamente alla terza armonica (quella dispari a frequenza più bassa), corrisponde ad una variazione della capacità dei transistor di uscita pari a circa $0.27pF$, valore assolutamente compatibile con una non linearità derivante dalle tipiche variazioni delle capacità c_μ dei BJT.

In figura 2.2 sono riportati i valori tipici delle capacità c_μ dei BJT KSA1381 e KSC3503, utilizzati nello stadio di amplificazione. Si può osservare la prevista dipendenza dalla tensione $V_{CE} \approx V_{CB}$.

In figura 2.3 è riportato il valore della capacità totale pari alla somma delle c_μ degli stessi BJT, al variare della tensione V_{out} , che costituisce il carico capacitivo dello specchio di corrente di ciascun semicircuito (con l'esclusione della capacità

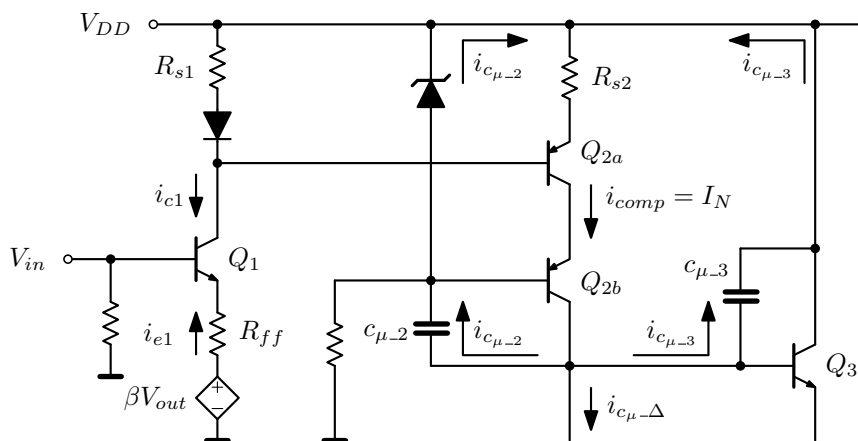


Figura 2.1: Percorsi di corrente attraverso le capacità parassite dei due BJT di uscita e corrente prodotta dalla retroazione. La corrente $i_{c_{\mu-\Delta}}$ rappresenta la corrente scambiata tra i due semicircuiti e dovuta alla differenza di valore tra le capacità c_{μ} di diversi valori della tensione di uscita. La corrente I_N risulta pari alla somma dei tre termini di corrente uscenti dal collettore di Q_{2b} .

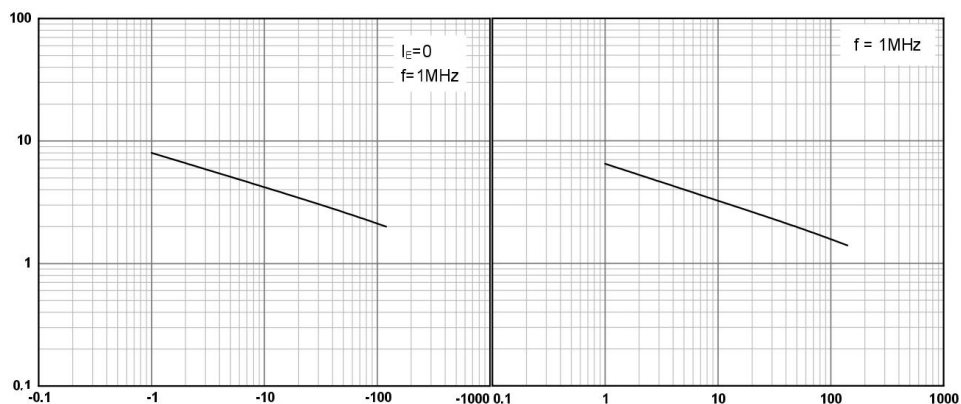


Figura 2.2: Valori delle capacità c_{μ} dei BJT KSA1381 e KSC3503, utilizzati nello stadio di amplificazione, al variare della tensione V_{CB} (Datasheet Fairchild).

di compensazione in frequenza). Il valore della capacità varia nell'intervallo $4.2 \div 5 pF$ mostrando una variazione di $0.8 pF$ compatibile con i calcoli qui effettuati.

Rimane ora da definire come procedere per ridurre la distorsione mostrata nelle figure 4.25 e 4.26 del testo. E' evidente come non sia semplice ridurre la non linearità residua associata alla capacità parassita totale ricorrendo a qualche modifica circuitale che potrebbe inserire ulteriori capacità parassite non lineari.

Partendo dall'ipotesi che la corrente di compensazione della distorsione (I_N) deve comunque rimanere, per ridurre la distorsione presente sulla tensione di

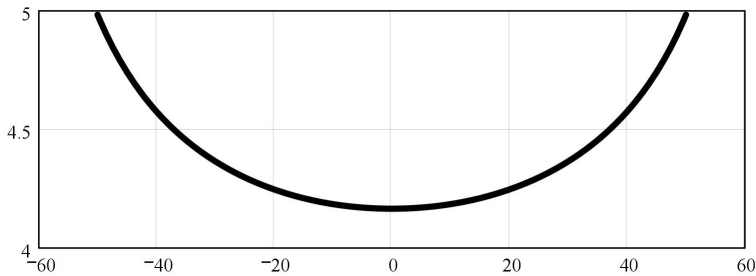


Figura 2.3: Valutazione della capacità totale somma delle c_μ dei BJT KSA1381 e KSC3503, utilizzati nello stadio di amplificazione, al variare della tensione V_{out} .

uscita diventa necessario aumentare il guadagno tra la tensione di uscita e la corrente I_N , almeno nell'intervallo di frequenze dove la corrente I_N tende a produrre una distorsione elevata. Il guadagno è dato da:

$$\frac{I_N}{V_{out}} \approx \left(\frac{1}{R_{f2}} + \frac{1}{\omega C_{cmp}} \right) A_i \quad (2.1)$$

Il valore di R_{f2} non può essere ridotto molto per non aumentare eccessivamente la variazione di corrente nei transistor Q_3 e per non ridurre la linearità dello stadio di ingresso per ampi segnali. Il valore di C_{cmp} è legato alla stabilità e alla banda dell'amplificatore e non può essere aumentato. Quindi non rimane che valutare un aumento di A_i .

Ricordando lo schema di figura 4.5 e l'equazione (4.8) che fornisce il valore di A_i è evidente che la strada più semplice è di ridurre il valore di R_{s2} (alle frequenze di interesse) ad esempio mettendo in parallelo alla resistenza R_{s2} un opportuno condensatore (C_{s2}). In questo modo il suo valore passerebbe da $A_i = 9.85$ (vedi eq. (4.25)) a circa

$$A_i = \beta_o \frac{R_{s1} + r_d}{r_\pi + R_{s1} + r_d} \approx 130 \quad (2.2)$$

con un guadagno di circa 22dB.

E' bene osservare che la variazione non altera significativamente la banda dell'amplificatore grazie alla compensazione di Miller che definisce il guadagno dello stadio intermedio indipendentemente dal valore di R_{s2} .

Se il prototipo sarà in grado di confermare questo risultato, si potrà accettare questa variante quale soluzione definitiva.

(Pubblicazione delle misure appena possibile.)

2.2 Ulteriori considerazioni sul controllo *feedback error correction*

In figura 2.4 è riportata una differente rappresentazione del loop che rappresenta la tecnica di controllo *feedback error correction*. Rispetto allo schema riportato

in figura 3.10 del testo, è stato inserito un blocco a guadagno unitario a valle del primo sommatore e il guadagno dello stadio amplificatore è riportato mettendo in evidenza il termine di errore costituito dallo scostamento dal valore nominale supposto unitario $A = 1 + \delta_A$.

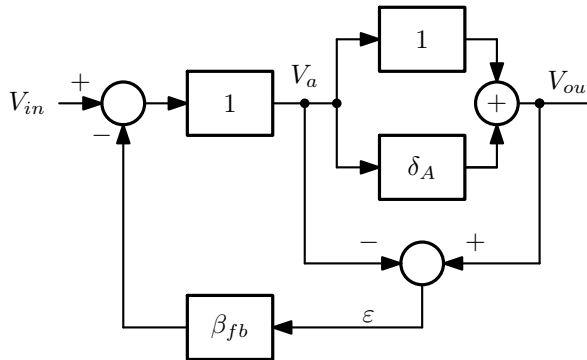


Figura 2.4: Schema a blocchi di un controllo *feedback error correction*. In evidenza l'errore sul guadagno dell'amplificatore.

Con una semplice trasformazione si ottiene il risultato di figura 2.5 dove si può osservare che il guadagno del percorso di retroazione è pari all'errore dell'amplificatore (scostamento dal valore unitario).

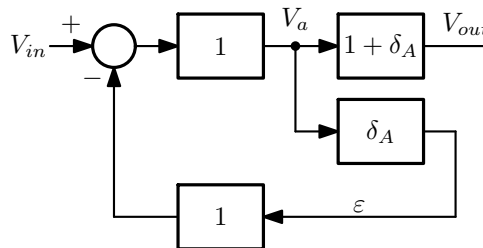


Figura 2.5: Schema a blocchi di un controllo *feedback error correction* che evidenzia la presenza di una retroazione con guadagno definito dall'errore dello stadio amplificatore.

Diversamente da uno schema a retroazione classico, dove il guadagno del percorso di retroazione ha un guadagno costante e al sommatore di ingresso viene sempre riportato l'intero segnale di uscita (opportunamente scalato), con la tecnica di controllo *feedback error correction* al sommatore di ingresso viene riportato un segnale più limitato (il segnale di errore) e la retroazione si annulla se l'amplificatore presenta il guadagno nominale.

Generalmente, considerando i guadagni statici, si ha $\delta_A \leq 0$ e, di conseguenza la retroazione risulta positiva anche se con un guadagno limitato assumendo $|\delta_A| < 1$.

La presenza di una retroazione positiva fa aumentare il guadagno del blocco che segue il sommatore portandolo ad un guadagno pari a

$$\frac{V_a}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \delta_A} \quad (2.3)$$

valore che compensa il guadagno dello stadio amplificatore come evidenziato dallo schema a blocchi riportato in figura 2.6.

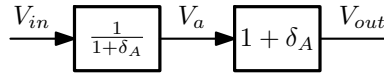


Figura 2.6: Schema a blocchi di un controllo *feedback error correction*. La retroazione positiva aumenta il guadagno del primo blocco per compensare l'errore di guadagno del secondo blocco.

Se l'errore δ_A dello stadio amplificatore è limitato, anche l'incremento di guadagno necessario alla sua compensazione ed ottenuto tramite una retroazione positiva rimane limitato. Di conseguenza il circuito che realizza la funzione di *correzione* (il driver in questo progetto) non deve avere un guadagno elevato e può presentare ottime caratteristiche di linearità e banda passante.

Tuttavia se si vuole limitare o eliminare del tutto la retroazione positiva, si può ricorrere ad uno schema simile a quello di figura 3.11 che ora è riportato in figura 2.7 in una forma leggermente modificata.

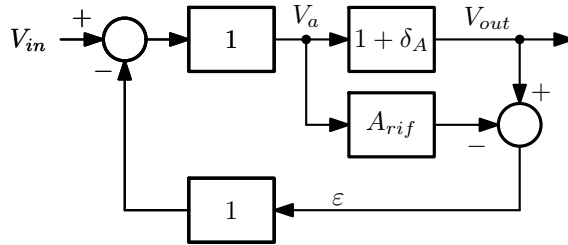


Figura 2.7: Schema a blocchi di un controllo *feedback error correction* con guadagno di riferimento.

Si può vedere che il guadagno d'anello risulta:

$$T = 1 + \delta_A - A_{rif} \quad (2.4)$$

che può portare ad una retroazione negativa, ancora limitando l'analisi ai guadagni statici, se A_{rif} è inferiore a $1 + \delta_A$ ricordando che generalmente $\delta_A < 0$. Questo significa che, per avere una retroazione negativa, il valore di riferimento per il guadagno dell'amplificatore deve essere inferiore al guadagno reale dell'amplificatore stesso in assenza di controllo. L'effetto della retroazione, infatti, deve essere di una riduzione di guadagno rispetto al guadagno a catena aperta.

Una differente rappresentazione dello schema a blocchi di figura 2.7 è riportata in figura 2.8 che consente di scrivere il guadagno dell'amplificatore nella seguente forma:

$$A = \frac{\frac{A}{1-A_{rif}}}{1 + \frac{A}{1-A_{rif}}} = \frac{A}{1 + (A - A_{rif})} \quad (2.5)$$

che evidenzia ancora una volta la presenza di una retroazione negativa fintanto che $|1 + (A - A_{rif})| > 1$.

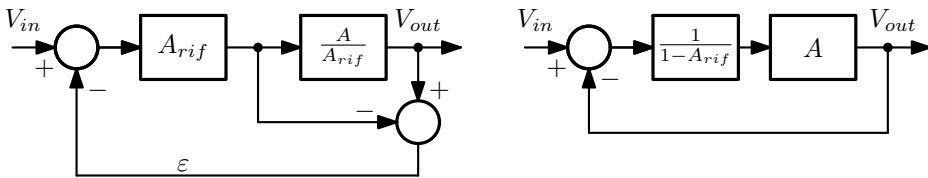


Figura 2.8: Schema a blocchi di un controllo *feedback error correction* con guadagno di riferimento.

Tuttavia è bene ricordare che una retroazione negativa non è una condizione sufficiente a garantire la stabilità dell'amplificatore (vedi [24]).

2.3 Valutazione della potenza dissipata da uno stadio in classe B con segnali ad elevato fattore di cresta

Nell'appendice 1 è stata valutata la dissipazione di potenza di uno stadio in classe B nel caso di segnale di uscita sinusoidale. Nel paragrafo 2.5.2 è stato osservato che un segnale audio ha un fattore di cresta (CF) superiore a quello di un segnale sinusoidale e, di conseguenza, nell'amplificazione di un segnale audio la dissipazione di uno stadio di potenza risulta inferiore. Diventa quindi utile effettuare una valutazione quantitativa della dissipazione di uno stadio in classe B nel caso di segnali con fattore di cresta superiore a quello del segnale sinusoidale.

La potenza dissipata dallo stadio, nell'ipotesi di carico resistivo, si può valutare con la seguente espressione:

$$P_D = V_{CC} \frac{V_{out_dc}}{R_{load}} - \frac{V_{out_rms}^2}{R_{load}} = V_{CC} \frac{V_{out_dc}}{R_{load}} - \frac{V_{out_dc}^2}{R_{load}} - \frac{V_{out_ac}^2}{R_{load}} \quad (2.6)$$

dove $V_{out_dc} = \overline{(|V_{out}|)}$ rappresenta il valore medio (valutato sul valore assoluto del segnale) e V_{out_ac} rappresenta il valore efficace della sola componente variabile della tensione sul carico (nuovamente si considera il valore assoluto del segnale).

E' ovvio che il valore massimo di P_D si ottiene minimizzando (annullando) l'ultimo addendo della precedente equazione ($V_{out_ac} = 0$) il che corrisponde ad avere un segnale a modulo costante cioè un'onda quadra. Tuttavia l'onda quadra presenta un fattore di cresta unitario e quindi non è un segnale di interesse per

questa analisi. Si può quindi considerare segnale di uscita del tipo mostrato in figura 2.9 cioè un segnale a due livelli di tensione nel semiperiodo e nel quale risulti $\delta \ll 1$.

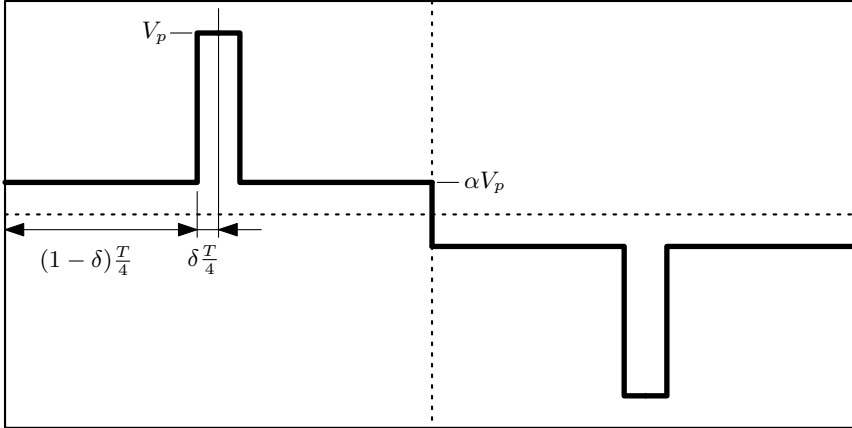


Figura 2.9: Segnale a due livelli con fattore di cresta pari a $CF \approx 1/\alpha$. Ipotizzando $\delta \ll 1$ il segnale assomiglia ad un'onda quadra di ampiezza αV_p con uno breve tratto alla tensione V_p .

Per un segnale di questo tipo risulta:

$$CF = \frac{V_p}{V_{rms}} = \frac{V_p}{V_p \sqrt{\delta + \alpha^2(1-\delta)}} = \frac{1}{\sqrt{\delta + \alpha^2(1-\delta)}} \quad (2.7)$$

e, ricordando che $\delta \ll 1$, si può assumere:

$$\begin{aligned} CF &\approx \frac{1}{\alpha} \\ V_{out_dc} &\approx \alpha V_p \\ V_{out_ac} &= \delta(1 - \alpha^2) \approx 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

Ora si può valutare la potenza dissipata dallo stadio:

$$P_D \approx V_{CC} \frac{\alpha V_p}{R_{load}} - \frac{(\alpha V_p)^2}{R_{load}} \approx V_{CC} \frac{V_p}{CF R_{load}} - \frac{V_p^2}{CF^2 R_{load}} \quad (2.9)$$

il cui valore massimo, al variare di V_p , si ottiene derivandone l'espressione e ponendo a zero la derivata:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_D}{\partial V_p} &= \frac{V_{CC}}{CF R_{load}} - \frac{2V_p}{CF^2 R_{load}} = 0 \\ V_p \Big|_{\max P_D} &= V_{CC} \frac{CF}{2} \end{aligned} \quad (2.10)$$

dalla quale si vede che per $CF > 2$, cioè nella situazione in esame, il valore di V_p che massimizza P_D risulta essere superiore a V_{CC} , valore non consentito.

Quindi, per $CF > 2$, il valore massimo di P_D , potenza dissipata da uno stadio in classe B che produce sul carico R_{load} il segnale riportato in figura 2.9, si ha per $V_p = V_{CC}$ e risulta:

$$\widehat{P}_D \approx \frac{V_{CC}^2}{R_{load}} \left(\frac{1}{CF} - \frac{1}{CF^2} \right) = \frac{V_{CC}^2}{R_{load}} \frac{CF - 1}{CF^2} \quad \text{per } CF \geq 2 \quad (2.11)$$

A titolo di esempio un segnale con fattore di cresta $CF = 5$ produce una dissipazione non superiore al 40% del valore massimo della potenza dissipata in regime sinusoidale. Tuttavia è ovvio che in un segnale musicale la componente V_{out_ac} non sia nulla e quindi il valore qui ottenuto rappresenta un valore limite superiore per la potenza dissipata. Applicando la formula 2.11 al caso descritto alla fine del paragrafo 2.5.2 ($CF = 6.585$, $P_D = 322W$, valore ricalcolato per $V_p = 60V$), si ottiene $\widehat{P}_D = 448W$ (per un segnale sinusoidale è stato calcolato $\widehat{P}_D = 730W$) quindi un risultato decisamente più vicino al valore ottenuto dall'analisi del segnale costituito dalla traccia audio.

Per migliorare la stima della potenza dissipata con un tipico segnale audio, potrebbe essere interessante valutare la distribuzione delle ampiezze del segnale. Partendo dal segnale audio ottenuto da una traccia CD e volendo calcolare il valore medio della potenza dissipata per l'intera durata del brano musicale, è facile constatare che non ha particolare importanza la posizione temporale di ogni singolo campione del segnale. Risulta quindi particolarmente interessante disporre i campioni del segnale in modo ordinato dal valore più piccolo a quello più grande. Ad esempio mettendo in ordine crescente i campioni del segnale di figura 2.1, che è stato utilizzato per il calcolo della potenza P_D alla fine del paragrafo 2.5.2, si ottiene l'andamento riportato in figura 2.10¹. La curva così ottenuta rappresenta un segnale che ha lo stesso valore efficace, e quindi lo stesso fattore di cresta, la stessa potenza sul carico, e la stessa potenza dissipata sullo stadio di uscita dell'amplificatore prodotte dal segnale audio originale di figura 2.1.

E' ora possibile approssimare la curva appena ottenuta con un segnale alternato (e periodico, per essere maggiormente realistico) realizzato con una caratteristica a rampa e con un picco di breve durata di valore V_p del tipo riportato in figura 2.11.

Analogamente a quanto fatto in precedenza, anche per questo segnale, nell'ipotesi semplificativa $\delta \ll 1$, è possibile calcolare il fattore di cresta CF e la potenza P_D dissipata dallo stadio di uscita:

$$CF \approx \frac{\sqrt{3}}{\alpha}$$

$$P_D \approx V_{CC} \frac{\alpha V_p}{2R_{load}} - \frac{(\alpha V_p)^2}{3R_{load}} \approx V_{CC} \frac{\sqrt{3} V_p}{2CF R_{load}} - \frac{V_p^2}{CF^2 R_{load}} \quad (2.12)$$

¹ Sono state analizzate varie tracce audio con differenti valori di CF. Tutte presentano un andamento simile a quello di figura 2.10.

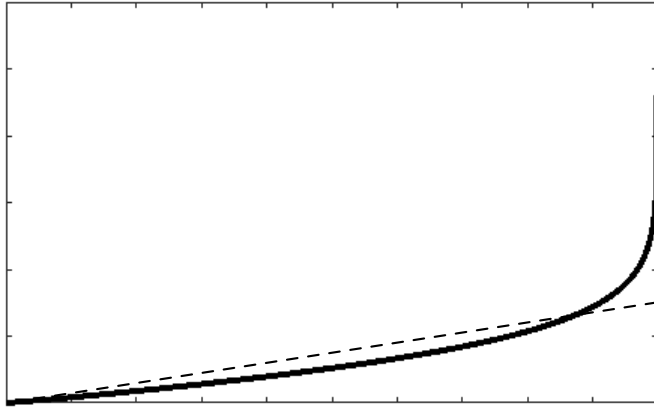


Figura 2.10: Segnale audio di figura 2.1 (fattore di cresta $CF=6.858$) con i campioni ordinati per valore crescente. La linea tratteggiata rappresenta l'approssimazione proposta nel testo cioè un segnale a rampa di pari valore di CF .

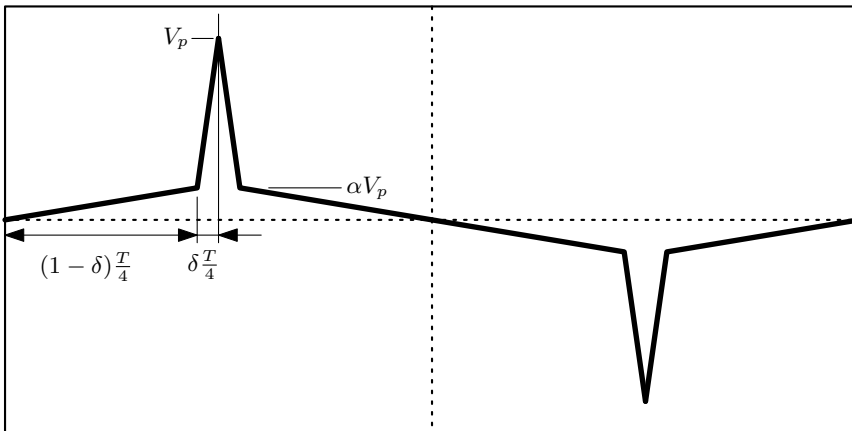


Figura 2.11: Segnale a rampa con fattore di cresta pari a CF .

Il valore massimo della potenza dissipata è dato da:

$$\widehat{P}_D \approx \frac{V_{CC}^2}{R_{load}} \frac{CF\sqrt{3}-2}{2CF^2} \quad \text{per } CF \geq \frac{4}{\sqrt{3}} \approx 2.31 \quad (2.13)$$

e, utilizzando i dati dell'esempio già considerato, si ottiene una dissipazione massima pari a $378W$, valore che può essere considerato una buona approssimazione di quello ottenuto utilizzando l'effettivo segnale audio ($P_D = 322W$). Ulteriori verifiche hanno mostrato che il risultato fornito da questa procedura fornisce sempre una stima in eccesso della potenza dissipata (il che è ragionevole vista la minore componente V_{out_ac} presente nel segnale triangolare rispetto al segnale

audio) con uno scostamento maggiore all'aumentare del fattore di cresta del segnale. Tuttavia questi casi risultano meno critici in quanto si tratta di situazioni a minore dissipazione.

Si può quindi ipotizzare che un segnale ad andamento triangolare di ampiezza pari a $V_{CC}\sqrt{3}/CF$ possa essere un ragionevole riferimento per il calcolo della potenza dissipata dallo stadio di uscita di un amplificatore in classe B nella riproduzione di un segnale audio con fattore di cresta CF . Ipotizzando quindi che il segnale audio abbia un fattore di cresta $CF \geq 5$ si ottiene:

$$\begin{aligned}\widehat{P}_D &\leq \frac{V_{CC}^2}{R_{load}} 0.133 \\ \widehat{P}_D^N &\leq 0.266\end{aligned}\tag{2.14}$$

dove \widehat{P}_D^N rappresenta la potenza dissipata massima normalizzata al valore di dissipazione massima corrispondente alla condizione di segnale sinusoidale già calcolata in appendice 1.

In conclusione è comunque opportuno ricordare che nella riproduzione di un segnale audio ad elevato fattore di cresta è molto frequente tollerare alcuni momenti di clipping del segnale nei brevi e radi istanti di massima ampiezza, in particolare per segnali ad alto fattore di cresta. Questo comportamento ha l'effetto di ridurre il fattore di cresta effettivo del segnale all'uscita dell'amplificatore e quindi aumentare la dissipazione di potenza dello stadio finale.