



Università degli Studi di Padova

---

FACOLTÀ DI INGEGNERIA  
Corso di Laurea Triennale in Ingegneria dell'Informazione

TESINA DI LAUREA TRIENNALE

## La distorsione di memoria negli amplificatori

Limiti dell'approccio tradizionale di valutazione e misura della distorsione

Candidato:

**Roverato Enrico**

Matricola 580740-INF

Relatore:

**Prof. Rossetto Leopoldo**

Noi non sappiamo nemmeno un milionesimo dell'un per cento di qualsiasi cosa.

*Thomas Edison*

# Indice

<b>Introduzione</b>	<b>3</b>
Cos'è la distorsione in un circuito audio? . . . . .	4
<b>1 Le distorsioni “classiche”</b>	<b>6</b>
1.1 Distorsione di non linearità . . . . .	6
1.1.1 Distorsione armonica . . . . .	6
1.1.2 Distorsione di intermodulazione . . . . .	7
1.2 Distorsione di frequenza . . . . .	7
1.3 Distorsione di fase . . . . .	7
1.4 Di quali effetti non tengono conto le distorsioni “classiche”? . . . . .	8
<b>2 La distorsione di memoria</b>	<b>11</b>
2.1 Introduzione . . . . .	11
2.2 Le condizioni DC . . . . .	12
2.3 Cause della distorsione di memoria . . . . .	15
2.3.1 Non-linearità e memoria dei componenti elettronici . . . . .	15
2.3.2 Effetti termici . . . . .	21
2.4 Metodo di misura . . . . .	31
2.5 Possibili soluzioni circuitali . . . . .	34
<b>3 Conclusioni</b>	<b>38</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>40</b>

# Introduzione

L'elaborazione dei segnali audio mediante circuiti elettronici è una tecnica antica quasi quanto l'elettronica stessa. Le prime realizzazioni dell'elettronica sono state i circuiti radio riceventi e trasmettenti; tuttavia, questi non potevano essere considerati più che un'applicazione dell'elettrotecnica ad un problema nuovo. Il salto di qualità ebbe luogo quando, nel 1906, lo scienziato statunitense Lee De Forest mise a punto il primo *triode elettronico* (da lui inizialmente chiamato *audion*). Da quel momento, l'elettronica è letteralmente decollata, conoscendo uno sviluppo mai eguagliato da nessun'altra tecnologia messa a punto dall'uomo nel corso della sua storia.

I primi triodi erano realizzati tramite particolari tubi a vuoto, le *valvole termoioniche*, che sfruttavano l'effetto dell'emissione termoionica di elettroni da parte di metalli portati all'incandescenza. Il triodo era il primo componente elettronico "attivo", cioè in grado di controllare, tramite un segnale elettrico a bassa potenza posto al suo ingresso, un altro segnale elettrico a potenza molto maggiore; in particolare, il triodo riesce a regolare l'intensità della corrente che scorre tra due terminali, *anodo* e *catodo*, in funzione del potenziale di un terzo terminale rispetto al catodo, la *griglia*. Fu quindi l'invenzione del triodo che rese possibile il progetto dei primi amplificatori audio.

La tecnologia fece un enorme passo avanti nel 1947 quando, nei laboratori Bell Labs, tre ricercatori americani realizzarono il primo prototipo funzionante di *transistor*, inizialmente chiamato *triode a stato solido*. Come suggerisce il nome, questo componente elettronico realizzava la stessa funzione del triodo a valvola termoionica, tuttavia era molto più efficiente di quest'ultima poiché non si basava sull'effetto termoionico, ma sfruttava alcune proprietà di materiali semiconduttori quali il germanio e il silicio, materiali che permettevano di costruire componenti molto più piccoli, affidabili ed economici. Ciò ha avuto conseguenze rivoluzionarie in tutti i campi dell'elettronica, in particolare per quanto riguarda l'elettronica digitale, cioè la branca che si occupa dell'elaborazione di segnali digitali (cioè segnali che possono assumere solo due valori, convenzionalmente indicati con "0" e "1") e che è alla base di tutti i sistemi di elaborazione che si trovano nei moderni prodotti dell'elettronica di consumo, come computer e cellulari.

Ovviamente anche l'elettronica audio ha fortemente risentito di questi progressi tecnologici. I primi amplificatori a valvole erano grossi e ingombranti, avevano un rendimento basso perché dissipavano troppa potenza in calore e oltretutto erano poco durevoli, dato che le valvole tendono ad usurarsi dopo pochissimi anni di utilizzo. Inoltre le dimensioni delle valvole non possono essere scalate, perciò si era anche costretti a realizzare topologie circuitali molto semplici per problemi di spazio fisico; il risultato era che gli amplificatori a valvole non riuscivano a riprodurre fedelmente il segnale audio, ma erano caratterizzati da una certa *distorsione*, ossia alteravano la forma d'onda originale da amplificare, modificandone il timbro. L'invenzione del transistor ha permesso di introdurre notevoli miglioramenti sotto tutti i punti di vista: miglior rendimento, durata dei componenti estremamente più lunga, maggior attitudine all'integrazione e quindi a realizzare amplificatori sempre più piccoli, addirittura portatili e alimentati a batteria. Inoltre, la possibilità di realizzare schemi circuitali più complessi in molto meno spazio ha permesso di

ridurre moltissimo la distorsione; un moderno impianto HiFi è caratterizzato da una qualità audio che i primi progettisti di amplificatori a valvole non si sarebbero mai neppure sognati.

Purtroppo, però, per una persona che tenta di ragionare con approccio scientifico l'audio è una delle discipline più misteriose con cui si possa avere a che fare. Nell'audio conta molto la soggettività; non sono ancora state definite in maniera rigorosa le caratteristiche che deve avere la forma d'onda di un suono per farlo risultare più "piacevole" di altri all'orecchio umano. Tutto ciò, inevitabilmente, ha avuto ripercussioni dirette proprio sull'elettronica audio: più la tecnologia e il perfezionamento dei circuiti elettronici andavano avanti, nel corso degli anni, più la ricerca esasperata di una fedeltà di riproduzione audio sempre più elevata mostrava i suoi limiti. Già da alcuni decenni, infatti, ha avuto inizio un fenomeno che con il progresso tecnologico ha ben poco a che fare: la "riscoperta" dei vecchi amplificatori a valvole, i quali, a detta di molti, hanno un suono decisamente più gradevole rispetto ai moderni amplificatori a transistor. Questo fatto è inaccettabile per chi tenta di darne una spiegazione razionale: com'è possibile che un amplificatore progettato oltre cinquant'anni fa, con una tecnologia ormai ampiamente obsoleta, sul banco di prova risulti migliore di molti amplificatori di concezione moderna? Come si può spiegare questo "ritorno al passato"? Esistono diverse teorie in merito, nessuna delle quali è purtroppo in grado, da sola, di dare una risposta a questi interrogativi.

La prima possibile spiegazione riguarda proprio la ricerca esasperata di una distorsione sempre più bassa. È ormai universalmente riconosciuto che un certo grado di distorsione arricchisce il suono, rendendolo più gradevole all'orecchio umano. Tuttavia non è così semplice come sembra: sono solo *alcuni* tipi di distorsione che sembrano rendere effettivamente il suono più orecchiabile; in particolare questo è vero per la distorsione introdotta dalle valvole, la quale tende a rendere il suono più "caldo" e quindi più piacevole da ascoltare.

Esiste tuttavia un'altra teoria che tenta di dare una spiegazione scientifica a questo fenomeno. Secondo alcuni produttori di amplificatori (vedi cit. bibliografiche [2] e [3]), la crescente complessità della topologia dei circuiti audio ha introdotto nuovi problemi, problemi che non sono stati adeguatamente presi in considerazione dai progettisti, oppure sono stati approcciati con un metodo sbagliato. La questione è la seguente: la misura della distorsione di un circuito audio è sufficiente, da sola, a definire le caratteristiche e la qualità del circuito? E, soprattutto, i metodi di misura della distorsione più comunemente utilizzati sono adatti a caratterizzare un circuito audio? Oppure ci sono dei fenomeni di cui questi metodi di misura non tengono conto? Quali sono questi fenomeni che danno problemi e come si può intervenire per risolverli?

Scopo di questo lavoro è tentare di dare una risposta, almeno parziale, a queste domande.

## Cos'è la distorsione in un circuito audio?

Finora si è già citato più volte il termine "distorsione", ma non ne è ancora stata data una definizione rigorosa; è perciò d'obbligo spendere due parole in questo senso, dato che si tratta del concetto chiave di questo lavoro.

In un amplificatore ideale, la relazione che lega l'uscita  $x_u(t)$  e l'ingresso  $x_i(t)$  è esprimibile nella seguente forma:

$$x_u(t) = A \cdot x_i(t - \tau) \quad (1)$$

dove  $A$  è una costante (in modulo maggiore di 1) detta **amplificazione** del circuito, mentre  $\tau$  è il **ritardo** (anch'esso costante) introdotto dall'amplificatore; nel seguito (eccetto nel paragrafo relativo alla distorsione di fase) si prenderà in considerazione solo la versione priva di ritardo, cioè con  $\tau = 0$ . La spiegazione di questa formula è banale: la funzione svolta è proprio quella di *amplificare* il segnale in ingresso di un fattore  $A$ , lasciandone però inalterata la forma.

Negli amplificatori reali, tuttavia, la forma del segnale in uscita può non essere l'esatta copia del segnale in ingresso, a causa di vari fattori che saranno esaminati più in dettaglio nei prossimi capitoli. Si definisce quindi **distorsione** una *qualsiasi alterazione della forma del segnale amplificato, di natura lineare o non lineare, dovuta alle non idealità dell'amplificatore stesso*.

Ci sono diversi tipi di distorsione, ognuno dei quali è imputabile a una precisa causa e si misura in un determinato modo. Per caratterizzare un circuito audio, bisogna tenere conto di *tutti* i tipi di distorsione: trascurandone anche solo uno, in fase di progetto o di collaudo, si commette un errore perché si prescinde da una ben determinata classe di fenomeni che modificano la forma del segnale d'uscita. Nei capitoli seguenti verranno trattati, in maniera più o meno approfondita, i vari tipi di distorsione; ci si focalizzerà in particolare sull'ultimo tipo, la cosiddetta *distorsione di memoria* (o *memory distortion*), che è quella meno conosciuta e quindi più trascurata in fase di progetto e caratterizzazione degli amplificatori audio.

# Capitolo 1

## Le distorsioni “classiche”

In questo capitolo si vuole fornire una breve panoramica sui tipi di distorsione che vengono più frequentemente presi in considerazione in fase di progetto e caratterizzazione di un amplificatore audio. Pur non rientrando nello scopo di questo testo una trattazione approfondita di questi argomenti, si è ritenuto opportuno spendere due parole, in quanto, per capire dove questi metodi falliscono e perché è necessario introdurre la *memory distortion*, non si può prescindere da una conoscenza almeno superficiale degli stessi.

### 1.1 Distorsione di non linearità

La relazione (1) è una relazione di tipo lineare; nessun componente elettronico attivo ha, tuttavia, una caratteristica perfettamente lineare. Questo comporta che nemmeno la caratteristica ingresso-uscita dell'amplificatore, detta anche *transcaratteristica*, sarà perfettamente lineare: la distorsione, quindi, è detta *di non linearità*. Questo effetto può essere valutato in due modi: tramite la distorsione armonica e tramite la distorsione di intermodulazione.

#### 1.1.1 Distorsione armonica

Il risultato della mancanza di linearità della transcaratteristica dell'amplificatore si può mostrare pilotando l'ingresso dello stesso con un segnale di tipo sinusoidale puro e osservando l'andamento temporale dell'uscita a regime: questa non sarà più una sinusoide pura, ma un segnale il cui andamento è solo approssimativamente sinusoidale.

Grazie al Teorema di Fourier, che permette di scomporre un qualsiasi segnale periodico in una serie di sinusoidi, il segnale d'uscita dell'amplificatore reale può essere espresso nella forma seguente:

$$v_u(t) = V_0 + V_1 \sin(\omega t + \phi_1) + V_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + V_3 \sin(3\omega t + \phi_3) + V_4 \sin(4\omega t + \phi_4) + \dots \quad (1.1)$$

la quale mostra che il segnale d'uscita, oltre alla componente fondamentale a frequenza  $f$  (e pulsazione  $\omega = 2\pi f$ ) e a un eventuale offset  $V_0$ , presenta componenti a frequenze multiple della fondamentale, ovvero  $2f$ ,  $3f$ ,  $4f$  e così via. Queste componenti sono dette *armoniche*, da cui il termine *distorsione armonica*; in particolare la componente a frequenza  $2f$  è detta seconda armonica, quella a frequenza  $3f$  è detta terza armonica e così via.

Per valutare quantitativamente la distorsione armonica, si introduce il parametro *Total Harmonic Distortion*, definito come segue:

$$THD = \frac{V_{RMS,2} + V_{RMS,3} + V_{RMS,4} + \dots}{V_{RMS,1}} \quad (1.2)$$

dove i vari  $V_{RMS,i} = \frac{V_i}{\sqrt{2}}$  sono i *valori efficaci* delle componenti che compaiono nella (1.1) e nella pratica vengono misurati con un distorsionometro o un analizzatore di spettro. Vale la pena di osservare subito che il THD **non** distingue l'ordine delle armoniche, che invece nel campo audio è un parametro importante: le prime armoniche, più vicine alla fondamentale, sono “mascherate” dalla fondamentale stessa e l'orecchio ha difficoltà a percepirle (è il principio su cui si basa la compressione MP3); quelle lontane, invece, sono percepite come estranee al segnale e inoltre interferiscono con le componenti ad alta frequenza del segnale audio stesso. Nonostante ciò, il parametro THD è uno dei più usati per caratterizzare un amplificatore audio e spesso viene associato direttamente alla bontà dell'amplificazione: tanto più basso è il THD, tanto migliore è la qualità dell'amplificatore.

### 1.1.2 Distorsione di intermodulazione

Un'altra conseguenza della non linearità della transcaratteristica dell'amplificatore consiste nel fatto che, se all'ingresso dell'amplificatore sono applicate due componenti sinusoidali di frequenze  $f_1$  e  $f_2$ , all'uscita si hanno i cosiddetti *prodotti di intermodulazione*, cioè componenti di frequenze  $f_1 \pm f_2$ ,  $2f_1 \pm f_2$ ,  $f_1 \pm 2f_2$ ,  $\dots$ , oltre alle componenti desiderate alle frequenze  $f_1$  e  $f_2$ .

Esistono due metodi di misura della distorsione di intermodulazione:

- il *metodo SMPTE*, usato per verificare l'influenza di forti componenti a bassa frequenza su componenti sinusoidali ad alta frequenza;
- il *metodo CCITT*, usato per verificare l'influenza che le componenti ad alta frequenza hanno sulla risposta alle basse frequenze.

## 1.2 Distorsione di frequenza

La *distorsione di frequenza* riguarda il diverso comportamento dell'amplificatore a frequenze diverse, dovuto alla presenza di componenti reattivi quali condensatori e induttanze. Se il segnale in ingresso è formato da più componenti sinusoidali aventi frequenze diverse comprese in un determinato intervallo e l'amplificazione non è costante per tutte le frequenze che appartengono a questo intervallo, il segnale d'uscita non ha più la stessa forma del segnale in ingresso e pertanto risulta distorto. In caso di compresenza di distorsione di non linearità, si considera come amplificazione alle diverse frequenze il rapporto tra la fondamentale del segnale di uscita e l'ingresso. La distorsione di frequenza può essere valutata osservando la curva di risposta dell'amplificatore, in cui è riportato il diagramma del modulo dell'amplificazione in funzione della frequenza: è opportuno utilizzare l'amplificatore solo con segnali le cui frequenze siano comprese nell'intervallo detto *banda passante* dell'amplificatore, cioè l'intervallo di frequenze che vengono amplificate grossomodo della stessa misura.

## 1.3 Distorsione di fase

Anche la *distorsione di fase*, come la distorsione di frequenza, è causata dalla presenza di componenti reattivi nell'amplificatore. Se il segnale in ingresso è formato da più componenti sinusoidali a frequenza diversa e queste subiscono ritardi diversi nel passare dall'ingresso all'uscita dell'amplificatore, il segnale di uscita risulta distorto.



Se il segnale in ingresso è  $v_i(t) = V \sin(\omega t)$ , il segnale d'uscita può essere espresso così:

$$v_u(t) = |A|V \sin(\omega t - \theta) = |A|V \sin \left[ \omega \left( t - \frac{\theta}{\omega} \right) \right] \quad (1.3)$$

con:  $|A|$  = modulo dell'amplificazione (supposto costante al variare della frequenza);  $V$  = ampiezza del segnale in ingresso;  $\omega = 2\pi f$  = pulsazione del segnale in ingresso;  $\theta$  = sfasamento introdotto dall'amplificatore al segnale di frequenza  $f$ .

Dalla (1.3) risulta evidente che lo sfasamento  $\theta$  equivale a una traslazione temporale pari a  $\frac{\theta}{\omega}$ . Affinché non si abbia distorsione di fase, quindi, dovrà essere:

$$\frac{\theta}{\omega} = \tau$$

con  $\tau$  = tempo di ritardo costante introdotto dall'amplificatore, indipendente dalla frequenza del segnale in ingresso.

Infine, si può osservare che non c'è distorsione di fase anche nei seguenti casi:

- $\theta = 2k\pi$ ,  $k$  intero, cioè il segnale d'uscita è *in fase* col segnale in ingresso poiché tutte le componenti o non sono ritardate o sono ritardate di multipli interi di un periodo;
- $\theta = \pi + 2k\pi$ ,  $k$  intero, cioè il segnale d'uscita è in *opposizione di fase* col segnale in ingresso (si dice che l'amplificatore è *invertente*).

## 1.4 Di quali effetti non tengono conto le distorsioni “classiche”?

Come forse si sarà già notato, tutti i metodi di valutazione e misura della distorsione presentati finora ragionano con *combinazioni lineari di sinusoidi a regime* come segnali in ingresso; le considerazioni vengono sempre fatte osservando lo *spettro* del segnale d'uscita, oppure il diagramma della *risposta in frequenza* dell'amplificatore. Questo approccio, tuttavia, fallisce quando si tratta di rilevare alcuni fenomeni che non vengono messi in evidenza da analisi spettrali, ma influiscono comunque sul comportamento dell'amplificatore.

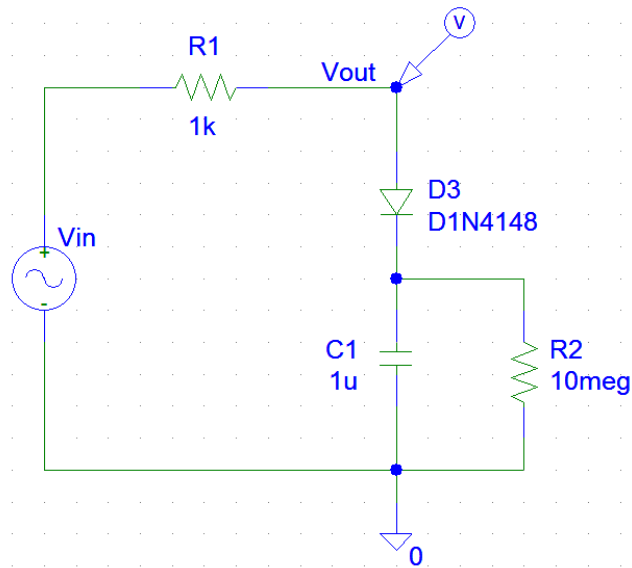
A titolo puramente esemplificativo, si consideri lo schema elettrico di figura 1.1. Si vuole misurare la distorsione armonica di questo circuito in risposta a una sinusoidale stazionaria con frequenza  $1kHz$  e ampiezza  $2V$ . L'andamento temporale a regime dell'uscita (simulato con *Orcad PSpice 9.2*) è nel grafico di figura 1.2; la distorsione armonica vale  $THD \cong 0.078\%$ , quindi praticamente nulla.

Si consideri però ora il grafico di figura 1.3, ove è riportata la risposta del circuito al cosiddetto *tone burst*, cioè un segnale sinusoidale di durata molto breve.

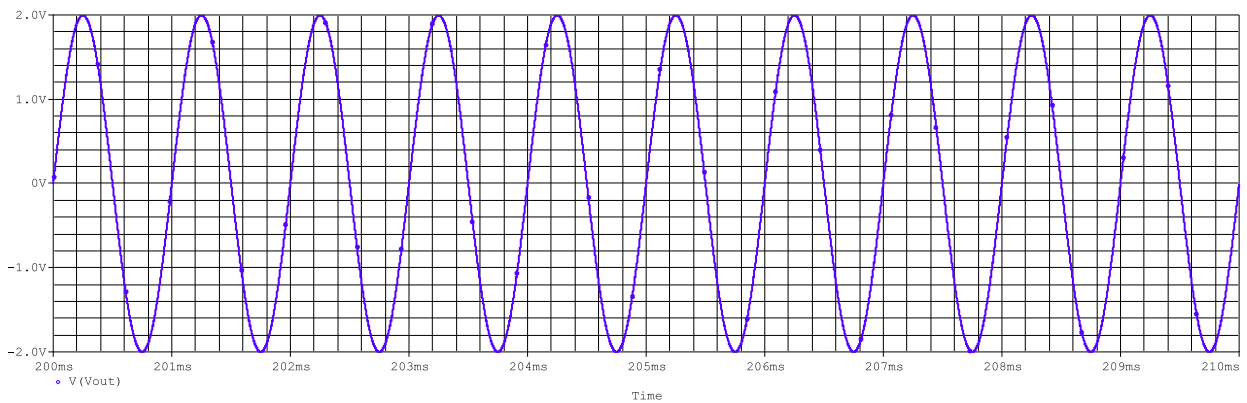
Come si nota immediatamente, il segnale d'uscita ha tutt'altro che la stessa forma del segnale in ingresso, cioè è altamente distorto. Eppure, stando al risultato precedente, questo circuito avrebbe dovuto avere una distorsione estremamente più bassa!

Si immagini ora di usare il medesimo circuito per trasmettere un segnale audio con andamento qualsiasi, come una canzone. Si intuisce che ad esempio, dopo alcuni secondi di suono “debole”, il condensatore si sarà completamente scaricato e pertanto taglierà il segnale audio di intensità crescente che segue.

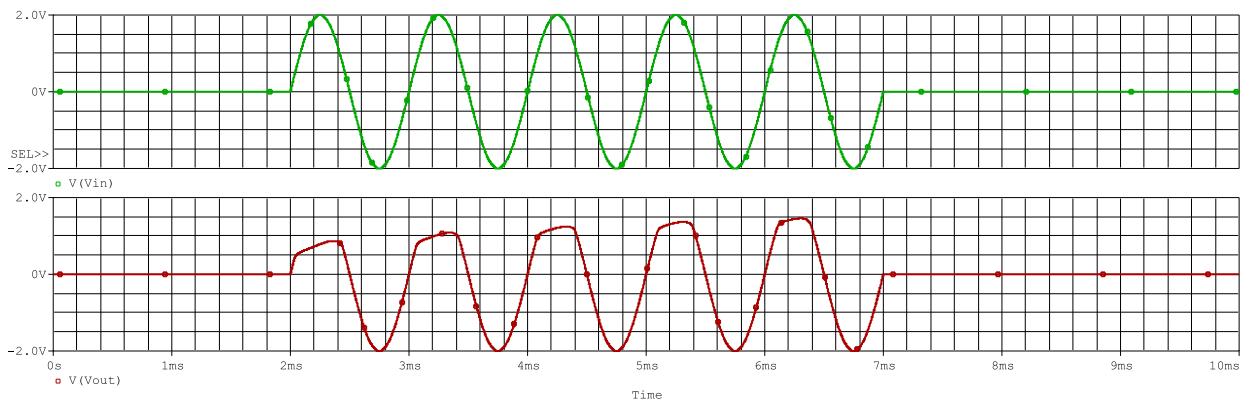
Questo esempio, pur essendo piuttosto estremo e abbastanza lontano dalla realtà, mostra uno degli effetti che, pur influenzando negativamente la qualità di un circuito audio, non vengono evidenziati dall'analisi spettrale e quindi dai metodi di misura che sono stati presentati



**Figura 1.1:** Circuito esemplificativo in cui la misura della distorsione tramite il parametro THD fallisce.



**Figura 1.2:** Risposta del circuito di figura 1.1 a una sinusoide stazionaria.



**Figura 1.3:** Risposta del circuito di figura 1.1 a un *burst sinusoidale*.

nei paragrafi precedenti: la combinazione tra le *non-linearità* di alcuni componenti (in questo caso il diodo) e la *memoria* di altri componenti (in questo caso il condensatore).

Il termine **memoria** sta ad indicare che il valore dell'uscita in un determinato istante  $\bar{t}$  non dipende solo dal valore dell'ingresso all'istante  $\bar{t}$ , ma anche dai valori assunti dall'ingresso *prima* di quell'istante. Ciò non può essere messo in evidenza tramite l'analisi spettrale, che non è effettuata nel dominio del tempo ma nel dominio della frequenza: si prescinde cioè da *qualsiasi cambiamento della funzione di trasferimento dell'amplificatore*. Per citare direttamente G. Perrot: “a frozen world without any change” ([3]).

In conclusione, risulta chiaro che i metodi usuali di misura della distorsione falliscono se l'amplificatore non può più essere considerato un sistema *tempo invariante*, dato che i segnali audio reali non sono mai *sinusoidi a regime* ma, al contrario, hanno una dinamica molto varia; è quindi necessario definire un metodo che permetta di caratterizzare completamente la distorsione di un amplificatore e il suo comportamento con ogni segnale audio.

# Capitolo 2

## La distorsione di memoria

### 2.1 Introduzione

Si è già introdotto alla fine del capitolo precedente il concetto di **memoria**: quando le caratteristiche elettriche di un singolo componente o di un intero circuito dipendono dai valori *passati* dei segnali elettrici che lo hanno attraversato, si dice che quel componente (o circuito) ha memoria.

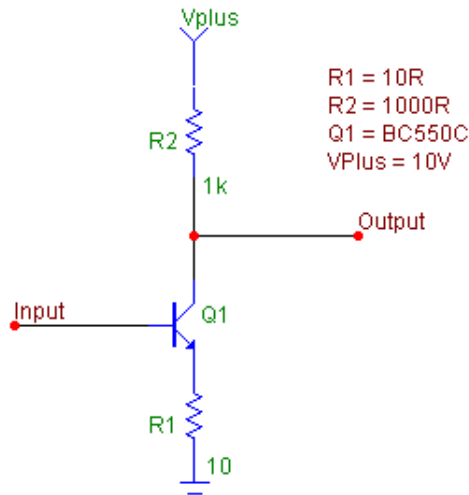
Per chiarire meglio il concetto, ecco alcuni semplici esempi di memoria:

- un condensatore ha memoria, perché la tensione ai suoi capi all'istante  $\bar{t}$  dipende dall'andamento della corrente che lo ha attraversato durante tutto l'intervallo  $] - \infty, \bar{t} ]$ ;
- un'induttanza ha memoria, perché la corrente che vi scorre nell'istante  $\bar{t}$  dipende dall'andamento della tensione ai suoi capi durante tutto l'intervallo  $] - \infty, \bar{t} ]$ ;
- un transistor ha memoria, perché può restare caldo per parecchio tempo dopo un'elevata dissipazione di potenza elettrica, il che ne altera le caratteristiche (in particolare, sia la  $V_{BE}$  che il guadagno di corrente  $\beta$  di un BJT dipendono dalla temperatura).

Per quanto riguarda i componenti elettronici, quindi, la memoria è una caratteristica intrinseca, che non può essere eliminata. Quando si vuole progettare un circuito elettrico che *non* abbia memoria, pertanto, bisogna tenere adeguatamente conto di questo fatto, scegliendo topologie circuitali che eliminino o riducano al minimo gli effetti della memoria dei componenti.

Un amplificatore ideale, ad esempio, è privo di memoria: la relazione (1) è infatti una relazione istantanea, che coinvolge solo i valori presenti delle grandezze in gioco. Un amplificatore reale, tuttavia, è realizzato con molti componenti elettronici che hanno memoria, in particolare condensatori e transistor: se non se ne tiene conto in fase di progettazione, quindi, anche il circuito complessivo avrà memoria. La **distorsione di memoria** non è altro che la distorsione della forma d'onda d'uscita causata dalla memoria dei componenti elettronici che compongono l'amplificatore.

Prima di spiegare dettagliatamente in che modo si manifesta la distorsione di memoria, è opportuno fare una premessa riguardo alle cosiddette *condizioni DC*, ossia la polarizzazione dei singoli stadi di un amplificatore: sono infatti proprio le condizioni DC che, se vengono alterate dalla memoria dei componenti, portano alla distorsione di memoria.



**Figura 2.1:** Amplificatore di tensione semplificato.

## 2.2 Le condizioni DC

Si consideri il circuito di figura 2.1. Si tratta di un amplificatore a singolo transistor; è una semplificazione dello stadio di amplificazione di tensione (in inglese *VAS*: Voltage Amplification Stage).

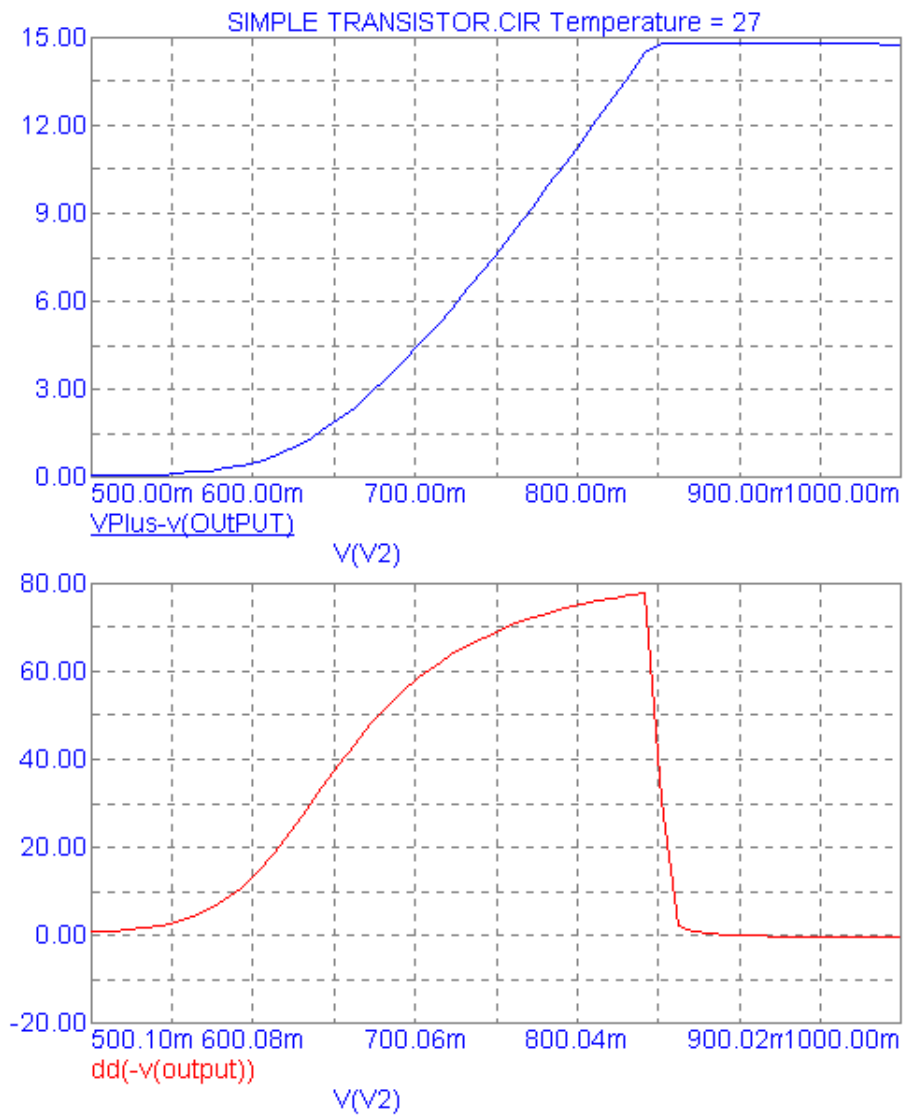
La transcaratteristica di questo circuito (invertita) è riportata nel grafico di figura 2.2. La curva blu rappresenta la transcaratteristica vera e propria dell'amplificatore: un tratto di esponenziale crescente che termina con una linea orizzontale, quando il transistor entra in saturazione. La curva rossa invece rappresenta il guadagno dell'amplificatore. Il circuito non è lineare perché il guadagno non è costante; ovviamente se il transistor entra in saturazione il guadagno è nullo.

Se si vuole utilizzare questo circuito per amplificare un segnale audio, bisogna prima scegliere un *punto di lavoro* (*bias point*) attorno a cui operare. Nel grafico di figura 2.3 sono riportati la transcaratteristica e il guadagno dell'amplificatore per un'escursione piccola ( $\pm 20mV$ ) attorno al punto di lavoro; la simulazione è stata ripetuta per un intervallo di punti di lavoro che va da  $V_{input} = 700mV + AC$  a  $V_{input} = 750mV + AC$ , con uno step di  $5mV$  tra una curva e l'altra.

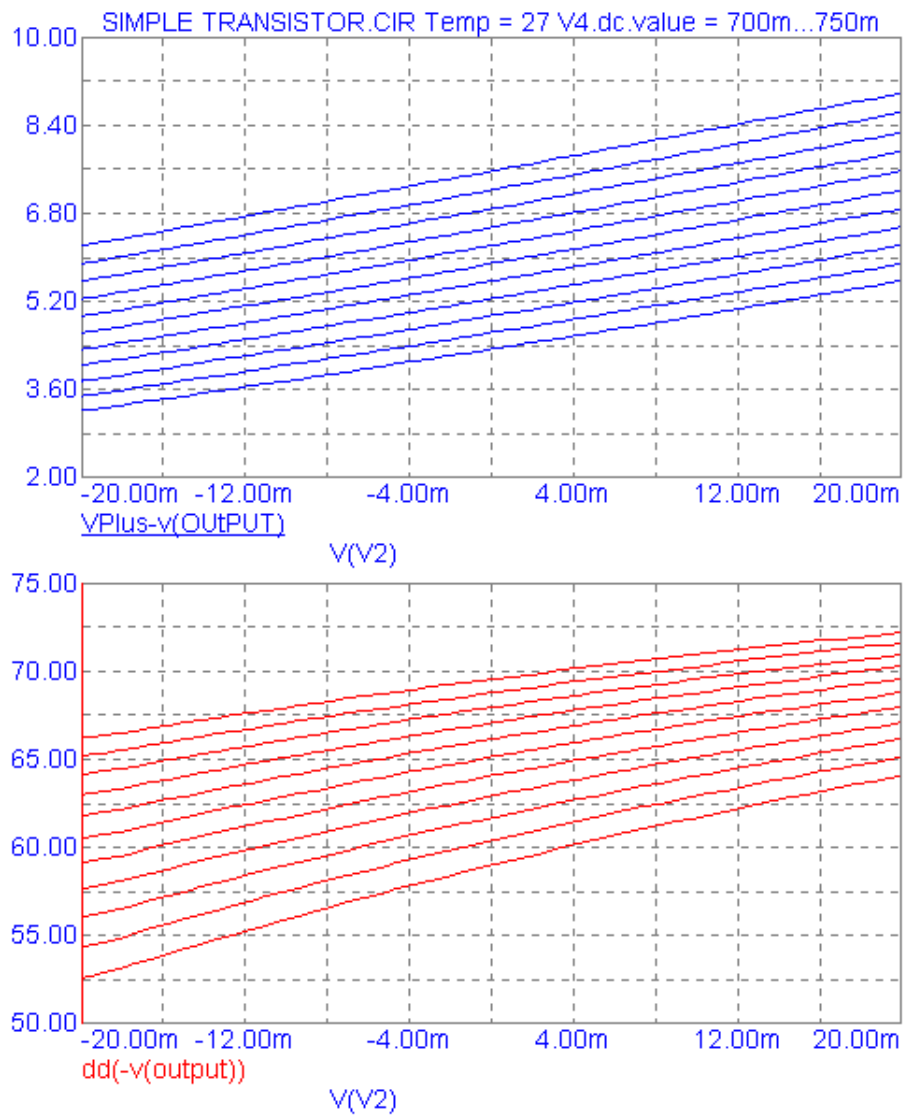
L'effetto della variazione del punto di lavoro dell'amplificatore è quello di *traslare orizzontalmente* l'intera curva: globalmente, quindi, la sua forma non cambia. Tuttavia, la parte di curva utilizzata per amplificare è solo quella al centro, cioè attorno al punto di lavoro: pertanto, la forma *cambia* al variare delle condizioni DC.

Ognuna di queste curve ha le sue specifiche non-linearità, quindi produrrà uno spettro armonico differente, ovvero una diversa *distorsione*: il suono riprodotto avrà cioè un timbro leggermente diverso per ognuno dei punti di lavoro considerati. Inoltre, anche il guadagno dello stadio dipende dal *bias point*.

Se si utilizza uno stadio *VAS* come questo in un amplificatore con retroazione negativa globale (situazione abbastanza tipica), il suo guadagno sarà parte del guadagno totale ad anello aperto (*open-loop gain*); anche quest'ultimo, quindi, sarà funzione del punto di lavoro. Se il fattore di reazione è elevato, tuttavia, le variazioni del guadagno ad anello aperto vengono "mascherate" dalla retroazione e il guadagno totale ad anello chiuso dell'amplificatore (*closed-loop gain*) rimarrà praticamente costante.



**Figura 2.2:** Transcaratteristica e guadagno (invertiti) dell'amplificatore di figura 2.1.



**Figura 2.3:** Effetti delle variazioni del punto di lavoro su transcaratteristica e guadagno.

Durante la fase di progetto di un amplificatore, solitamente, le condizioni DC vengono considerate fisse: la polarizzazione degli stadi (*analisi DC*) viene trattata *separatamente* dal comportamento dell'amplificatore nei confronti del segnale da amplificare (*analisi AC*). L'intero sistema viene cioè considerato *tempo-invariante*: in altre parole la funzione di trasferimento, che è determinata proprio dal punto di lavoro del circuito, non cambia nel tempo.

Come si vedrà nei paragrafi seguenti, purtroppo, le condizioni DC non sempre possono essere considerate fisse, e sia la funzione di trasferimento che la distorsione dipendono in realtà dal segnale che è *già* passato attraverso l'amplificatore.

## 2.3 Cause della distorsione di memoria

In questo paragrafo verranno esaminate le principali fonti di *memory distortion*. La causa primaria è senz'altro la variazione della temperatura di giunzione dei transistor di un amplificatore durante il suo normale funzionamento: dato che si tratta del problema che ha portato alla scoperta stessa della distorsione di memoria, ad esso sarà dedicata buona parte della trattazione. Si è tuttavia ritenuto utile parlare anche della combinazione tra le non-linearità e la memoria dei componenti elettronici: seppur di minor importanza, infatti, questo effetto mostra come le condizioni DC, che determinano la funzione di trasferimento dell'amplificatore, possano variare anche in funzione delle sole caratteristiche elettriche del circuito.

### 2.3.1 Non-linearità e memoria dei componenti elettronici

L'effetto della combinazione tra non-linearità e memoria dei componenti elettronici era già stato introdotto con il circuito esemplificativo di figura 1.1, studiato apposta per esaltare le conseguenze sulla misura della distorsione tramite il parametro THD; si vuole ora mostrare come questo fenomeno, seppur in piccola misura, può causare anche una variazione delle condizioni DC durante il normale funzionamento di un amplificatore.

I circuiti che saranno presi in esame sono molto "classici" e non sono studiati apposta per esagerare gli effetti combinati di non-linearità e memoria; tuttavia, a causa della scarsa entità del fenomeno, sono da considerarsi come puri esercizi accademici.

#### Stadio ad emettitore comune (CE)

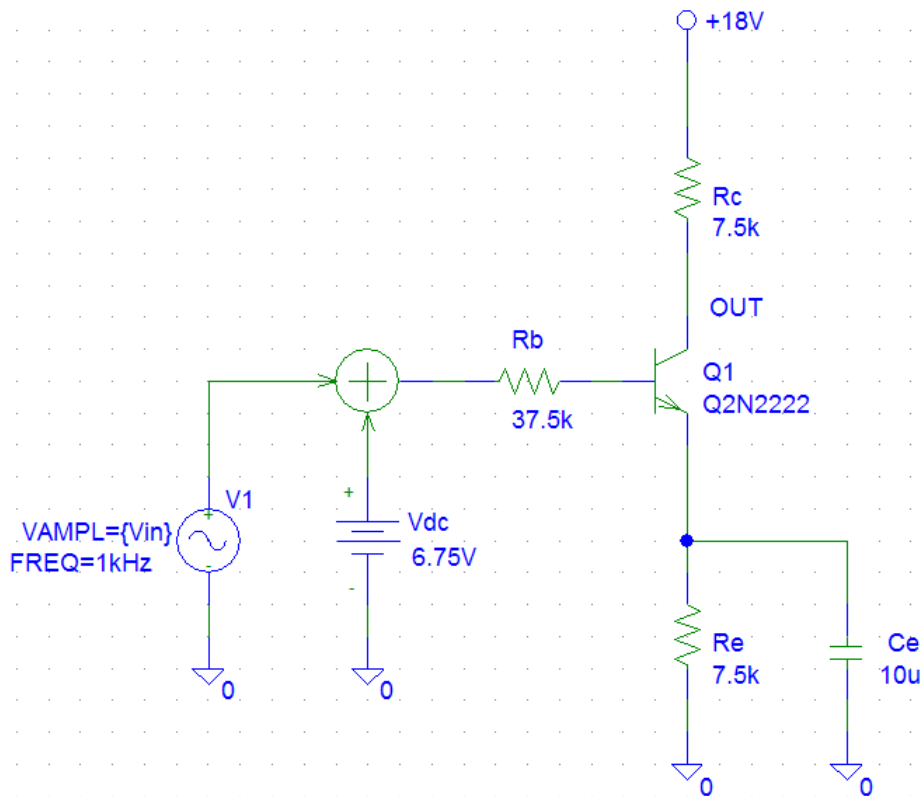
In figura 2.4 è riportato lo schema elettrico semplificato di un amplificatore ad emettitore comune (Common Emitter, *CE*). Per non introdurre eventuali dipendenze dei parametri che si vogliono misurare dai condensatori di ingresso/uscita, si è scelto di:

- non usare il classico circuito di polarizzazione a quattro resistenze, ma una sua rappresentazione equivalente secondo Thévenin tramite il generatore di tensione  $V_{dc}$  e la resistenza di base  $R_b$  (in tal modo si elimina il condensatore di ingresso, ma si aumenta anche l'attenuazione in ingresso, proprio a causa della resistenza  $R_b$  che ora non è più in parallelo a  $V_{in}$  bensì in serie; tuttavia, per compensare questa attenuazione, è sufficiente aumentare l'ampiezza di  $V_{in}$ );
- prendere l'uscita a vuoto dell'amplificatore direttamente sul collettore del transistor  $Q_1$  (in tal modo ci sarà una componente continua, ma si elimina il condensatore d'uscita).

Con i valori dati dei componenti, il punto di lavoro del BJT è  $(I_C, V_{CE}) \cong (784.41\mu A, 6.199V)$ .

Il primo test è stato effettuato con due segnali sinusoidali stazionari entrambi a frequenza  $1kHz$ , ma con ampiezze diverse:





**Figura 2.4:** Amplificatore ad emettitore comune semplificato.

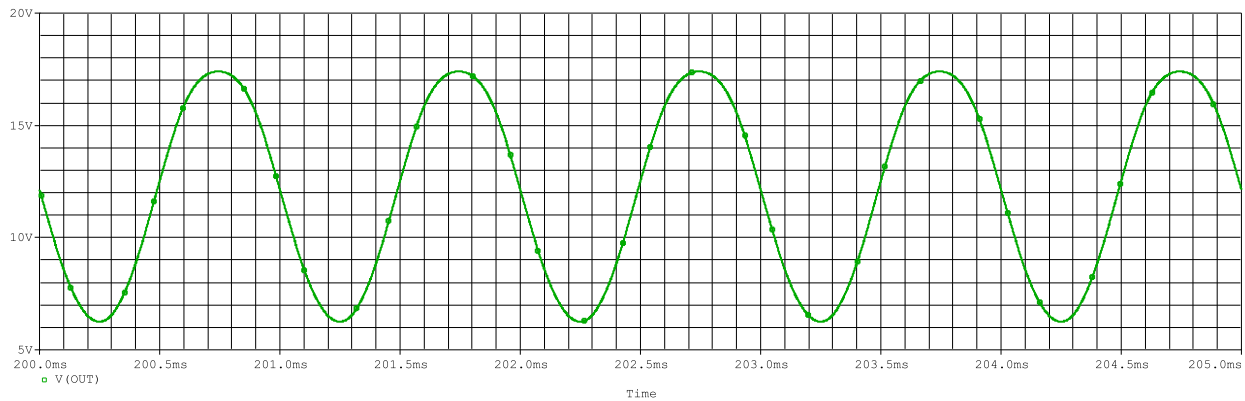
$V_{in}(mV)$	$THD(\%)$	$I_C(\mu A)$	$\Delta I_C(\%)$	$V_{CE}(V)$	$\Delta V_{CE}(\%)$
20	0.24	784.42	$\simeq 0$	6.196	-0.05
220	5.05	785.40	0.13	6.181	-0.30

**Tabella 2.1:** Risultati della simulazione con *sinusoidi stazionarie* sul circuito di figura 2.4.

- il primo  $V_{in} = 20mV$  per far lavorare l'amplificatore in zona lineare, *lontano* dalla saturazione;
- il secondo  $V_{in} = 220mV$  per far lavorare l'amplificatore sempre in zona lineare, ma *vicino* alla saturazione.

I risultati della simulazione sono riassunti in tabella 2.1. Si nota subito che la distorsione armonica dell'uscita è molto più elevata nel secondo caso; dato che la distorsione è apprezzabile anche ad occhio osservando l'andamento temporale di  $V_{OUT}$  di figura 2.5, si conclude che un valore di THD così significativo è senz'altro inaccettabile.

Purtroppo, l'elevata distorsione armonica non è l'unica conseguenza del pilotaggio del  $CE$  con un segnale di ampiezza elevata: dalla tabella 2.1 si nota infatti che c'è stata anche una variazione del punto di lavoro di  $Q_1$ , con la corrente di collettore media del BJT che è aumentata dello 0.13% e la  $V_{CE}$  media che ha subito una diminuzione dello 0.30%. Nel caso del segnale in ingresso di ampiezza piccola, invece, il punto di lavoro è rimasto pressoché costante. La variazione della polarizzazione è stata causata dall'andamento distorto della corrente di collettore: la *non-linearità* della transcaratteristica del BJT (di tipo esponenziale come quella di figura 2.2) produce armoniche che si sommano al segnale ed in particolare anche una com-



**Figura 2.5:** Risposta a regime del  $CE$  di figura 2.4 ad un ingresso sinusoidale di ampiezza  $220mV$  e frequenza  $1kHz$ .

ponente a frequenza zero (DC), fuori dalla banda di amplificazione, che carica il condensatore  $C_e$ , alterando il punto di lavoro.

Questo primo test, pur avendo già messo in luce che il problema esiste, non segue tuttavia un approccio adeguato per valutarne l'effettiva portata. Il metodo seguito è sbagliato: si sta infatti cercando di applicare concetti *vecchi*, ovvero quelli usati per valutare le distorsioni "classiche", ad un problema *nuovo*, ossia la *memory distortion*. È un errore in cui è facile incappare, prima di iniziare a entrare in una nuova mentalità.

In questo caso, il problema sta nell'uso di una sinusoide *stazionaria* come segnale di test. Il circuito di figura 2.4 ha una forte retroazione alle basse frequenze, dovuta alla resistenza  $R_e$ , che tende a stabilizzare la polarizzazione; tuttavia, la stabilità si ha *a regime*, ovvero dopo un certo *transitorio* dovuto al condensatore  $C_e$ , che si deve caricare al nuovo valore della tensione media di emettitore.

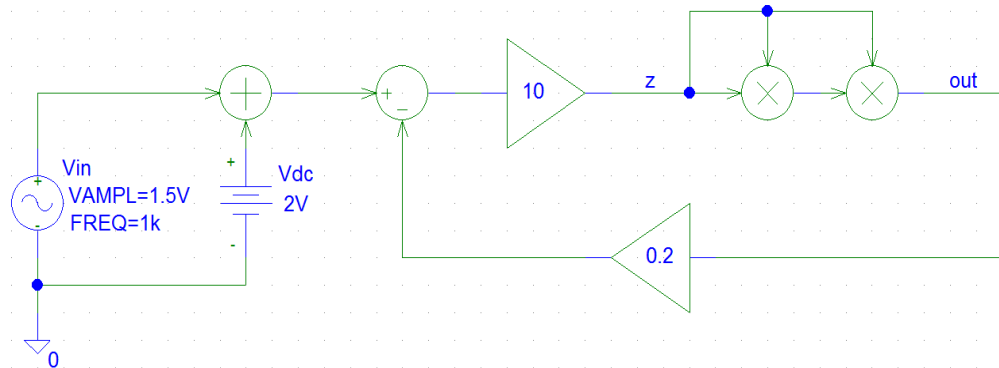
Un esempio chiarirà meglio il concetto. Si supponga che, per qualche motivo, la media della corrente  $i_C$  aumenti. Trascurando la piccola corrente di base, tale variazione interesserà nella stessa misura anche la corrente di emettitore  $i_E$ . Ciò provocherà la carica del condensatore  $C_e$ , effetto che a sua volta causerà un aumento della tensione media su  $R_e$ , cioè proprio quello che si voleva: questo aumento infatti farà diminuire la  $v_{BE}$  e quindi la stessa  $i_C$ , innestando il meccanismo di retroazione. In modo del tutto analogo, una diminuzione della  $i_C$  media innescerà il meccanismo duale: il risultato finale, pertanto, sarà quello di stabilizzare la corrente di collettore. L'effettiva velocità di questo fenomeno, tuttavia, è subordinata al valore della capacità  $C_e$ . Se questa è piccola, infatti, il condensatore si caricherà velocemente e la retroazione entrerà in funzione subito; se  $C_e$  è grande, invece, il condensatore ci metterà molto più tempo a caricarsi, quindi la polarizzazione del circuito resterà a lungo alterata.

Per mostrare questo fenomeno, si è effettuato un secondo test sul  $CE$  di figura 2.4, pilotandolo con due *burst sinusoidali* della stessa ampiezza e frequenza delle due sinusoidi stazionarie della prima simulazione. Per enfatizzare il ruolo di  $C_e$ , si è deciso di sceglierlo esageratamente grande, ossia  $100F$ : tale valore di capacità è completamente irrealistico e serve solo a rendere la carica del condensatore enormemente più lenta dei tempi in gioco. I risultati della simulazione sono in tabella 2.2 e mostrano che stavolta, con  $V_{in} = 220mV$ , le variazioni percentuali delle medie  $I_C$  e  $V_{CE}$ , valutate sui primi periodi del *burst*, sono nell'ordine del 3%, quindi molto più significative rispetto al caso precedente e addirittura comparabili con il parametro THD che caratterizza la distorsione armonica.

Si ricorda che lo spettro armonico e il guadagno dello stadio di amplificazione variano con il punto di lavoro del BJT; in particolare, in un  $CE$  il guadagno è direttamente proporzionale alla

$V_{in}(mV)$	$I_C(\mu A)$	$\Delta I_C(\%)$	$V_{CE}(V)$	$\Delta V_{CE}(\%)$
20	784.54	0.02	6.195	-0.06
220	809.81	3.24	6.005	-3.13

**Tabella 2.2:** Risultati della simulazione con *burst sinusoidali* sul circuito di figura 2.4.



**Figura 2.6:** Schema a blocchi di un amplificatore a retroazione negativa con transcaratteristica ad anello aperto non lineare.

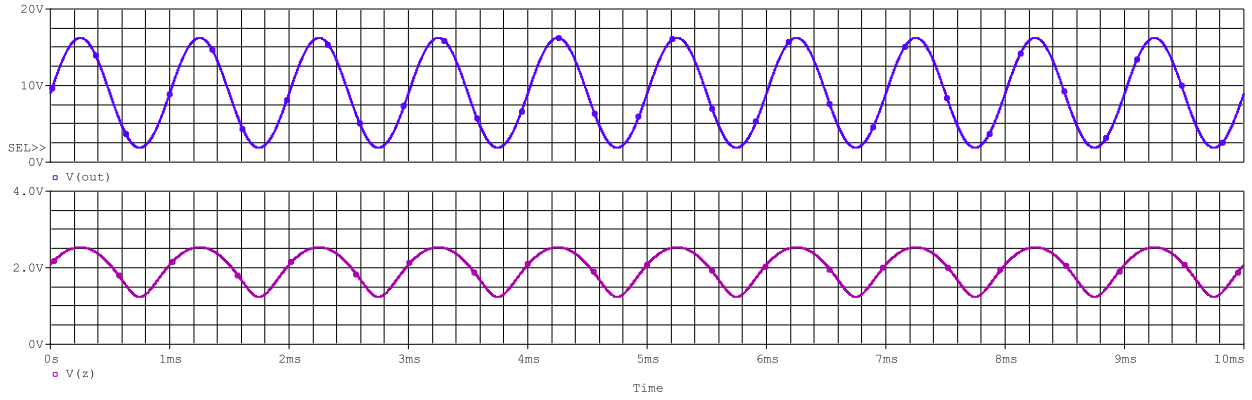
corrente  $I_C$ . Come si è visto, la polarizzazione è legata al valore della tensione media su  $C_e$ , che varia tanto più lentamente quanto più questo condensatore ha una capacità elevata. Dato che ovviamente  $C_e$  non può essere scelto troppo piccolo (altrimenti la frequenza di taglio inferiore dell'amplificatore aumenta troppo), ci si deve accontentare di condensatori da qualche micro-Farad, che causano un assestamento della polarizzazione, a seguito di variazioni di ampiezza del segnale in ingresso, in tempi dell'ordine di poche decine di millisecondi. Il circuito, pertanto, ha **memoria**: l'iterazione che la causa è quella tra la *non-linearità* del BJT e la *memoria* del condensatore di emettitore.

Ovviamente, in un amplificatore altamente non lineare come questo, adatto solo per piccoli segnali, senza alcuna forma di retroazione a parte l'azione di stabilizzazione della polarizzazione dovuta alla resistenza  $R_e$ , non ha molto senso tirare in ballo questi fenomeni; si è però ritenuto significativo mostrare come anche in un circuito estremamente semplice come questo, senza introdurre i modelli termici, ci sia già una certa forma di memoria.

## Amplificatore a retroazione negativa

Gli effetti benefici della retroazione negativa sono molteplici e ben noti, tant'è che in elettronica questa tecnica viene largamente impiegata in circuiti di ogni tipo. Il funzionamento di un circuito elettronico senza alcuna forma di retroazione sarebbe infatti ampiamente dipendente dalle variazioni parametriche delle caratteristiche dei singoli componenti, variazioni che non sono affatto trascurabili, soprattutto per i componenti attivi.

Si vuole ora focalizzare l'attenzione su un particolare effetto benefico della retroazione: quello di aiutare a *linearizzare* sistemi non lineari che hanno un guadagno ad anello aperto molto elevato. Per comprendere il fenomeno, si consideri lo schema a blocchi di figura 2.6: esso rappresenta un amplificatore a retroazione negativa la cui transcaratteristica ad anello aperto, rappresentata dall'equazione  $y = 1000x^3$ , è fortemente non lineare ma con una pendenza molto elevata (a parte vicino al punto  $x = 0$ ). Grazie al sopracitato effetto di linearizzazione, il sistema



**Figura 2.7:** Risposta del circuito di figura 2.6 a un ingresso sinusoidale di ampiezza  $V_{in} = 1.5V$  e frequenza  $1kHz$ .

complessivo (ad anello chiuso) risulta pressoché lineare e il guadagno dell'intero amplificatore vale  $G \simeq \frac{1}{\beta} = 5$ , dove  $\beta = 0.2$  è il guadagno della rete di reazione.

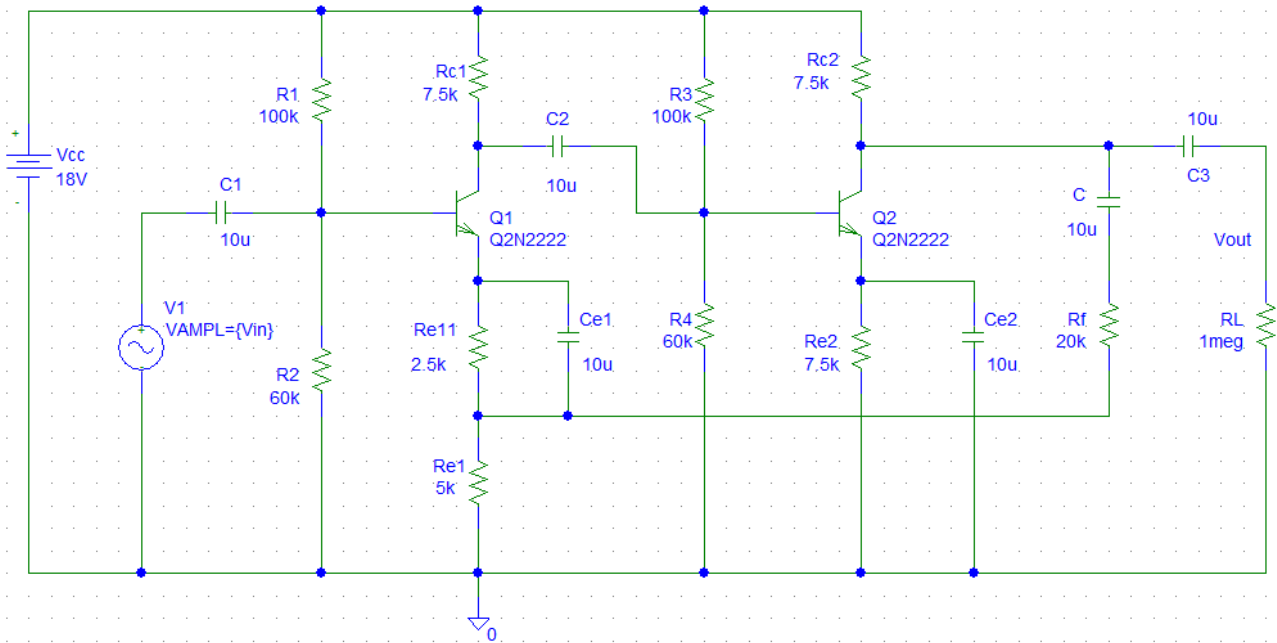
Questi risultati sono ampiamente confermati dal grafico di figura 2.7, che mostra gli andamenti temporali simulati dei potenziali dei due nodi *out* e *z*. La tensione d'uscita  $V_{out}$ , in particolare, ha un'ampiezza di  $7.18V$  e una distorsione armonica  $THD \cong 0.69\%$ , mentre il guadagno dell'amplificatore vale  $G = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cong 4.78$ .

Per evitare la zona della transcaratteristica ad anello aperto attorno al punto 0 (che, come si è già detto, è l'unico punto vicino al quale la pendenza tende ad essere molto piccola), l'ingresso, oltre alla componente alternata  $V_{AMPL} = 1.5V$ , ha anche una componente continua  $V_{dc} = 2V$  che fornisce all'amplificatore una sorta di "polarizzazione"; in particolare, con questo stratagemma, la tensione a riposo al nodo *z* vale  $V_z \cong 2.08V$ .

Nel grafico di figura 2.7, come già evidenziato, è riportato anche l'andamento temporale della tensione  $V_z$ . Non serve sottolineare che la distorsione armonica di questo segnale vale  $THD \cong 16\%$  per rendersi conto di quanto sia distorto. Questa strana forma di  $V_z$  non deve tuttavia sorprendere: infatti la retroazione lavora per fare in modo che il segnale d'uscita *complessivo* sia sinusoidale, ma per fare questo il segnale in ingresso al blocco non lineare dovrà avere una forma *complementare* a quella della transcaratteristica del blocco stesso. Nel caso specifico, assumendo con buona approssimazione che l'espressione della tensione d'uscita sia  $V_{out}(t) = A \sin(\omega t) + C$  (con  $C$  costante dovuta alla "polarizzazione"), la tensione al nodo *z* si ricava invertendo l'equazione della transcaratteristica e vale  $V_z(t) = \sqrt[3]{V_{out}(t)} = \sqrt[3]{A \sin(\omega t) + C}$  e quindi è tutt'altro che una sinusoide.

Se questo andamento fortemente distorto viene comunque nascosto a chi vede l'amplificatore come una "scatola chiusa" (ossia un blocco con un ingresso, un'uscita e guadagno  $G$ ), esso non lo è di certo per gli stadi interni. Il problema di questo segnale non è tanto la sua forma, quanto piuttosto la sua media: è infatti immediato verificare, grazie alle funzioni di *Spice*, che questa si è discostata dal valore di riposo (che era  $2.08V$ ) e ora vale  $1.99V$ , con una diminuzione del  $4.3\%$ . Nel circuito a blocchi di figura 2.6 ciò non ha alcuna conseguenza e tutto continua a funzionare correttamente; in un amplificatore reale, tuttavia, la polarizzazione di uno o più stadi potrebbe dipendere dal potenziale medio di uno dei nodi interni del circuito, quindi una simile variazione altererebbe in maniera significativa il punto di lavoro.

Questo problema è ben evidenziato dal circuito di figura 2.8. Si tratta di un amplificatore con reazione di *tensione-serie*, nel senso che la *tensione* all'uscita dell'amplificatore viene riportata, attraverso la rete di reazione formata da  $C$ ,  $R_f$  e  $R_{e1}$ , *in serie* alla tensione di ingresso  $V_{in}$  (si noti infatti che la resistenza  $R_{e1}$  fa parte della maglia di ingresso). Non interessa



**Figura 2.8:** Amplificatore a due stadi con retroazione negativa globale di *tensione-serie*.

$V_{in}(mV)$	$THD(\%)$	$I_{C_1}(\mu A)$	$\Delta I_{C_1}(\%)$	$V_{CE_1}(V)$	$\Delta V_{CE_1}(\%)$	$I_{C_2}(\mu A)$	$\Delta I_{C_2}(\%)$	$V_{CE_2}(V)$	$\Delta V_{CE_2}(\%)$
100	0.05	784.41	0	6.196	-0.05	784.42	$\simeq 0$	6.196	-0.05
900	1.00	784.46	$\simeq 0$	6.195	-0.06	785.74	0.17	6.177	-0.35

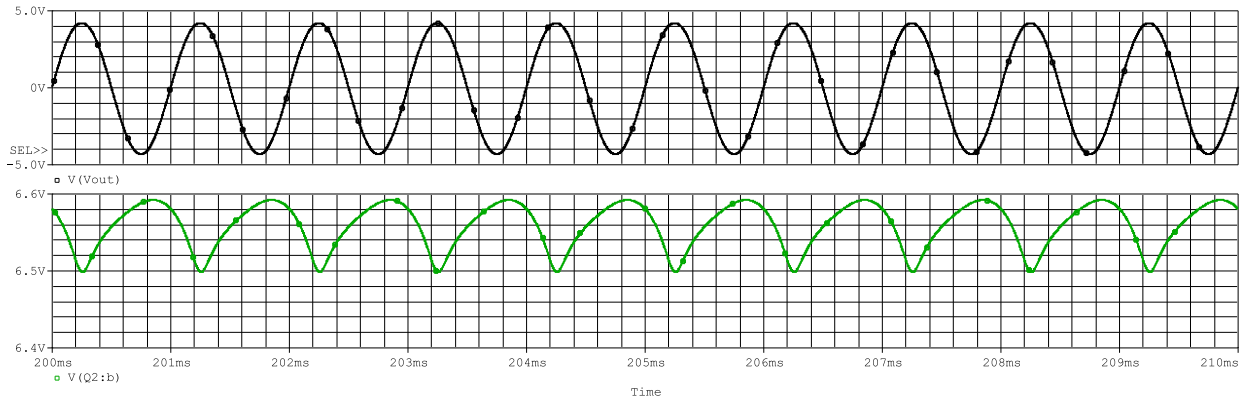
**Tabella 2.3:** Risultati della simulazione con *sinusoidi stazionarie* sul circuito di figura 2.8.

analizzare in dettaglio il funzionamento di questo amplificatore: si sottolinea solo che esso è composto di due stadi accoppiati in alternata, un *CER* e un *CE*, entrambi con la stessa polarizzazione ( $I_C, V_{CE}$ )  $\cong (784.41\mu A, 6.199V)$  fornita dal classico circuito a quattro resistenze; sotto determinate ipotesi (che in questo caso sono tutte verificate) si può dimostrare che il guadagno complessivo dell'amplificatore dipende solo dai valori delle resistenze  $R_f$  e  $R_{e_1}$  e vale  $G \simeq 1 + \frac{R_f}{R_{e_1}} = 5$ .

Anche questo amplificatore è stato oggetto delle medesime simulazioni già operate per il *CE* di figura 2.4: prima lo si è pilotato con due sinusoidi stazionarie a frequenza  $1kHz$  e ampiezze tali da far lavorare il circuito in zona lineare o *vicino* alla saturazione, poi con due *burst sinusoidali* di uguale frequenza e ampiezza (in quest'ultimo caso con  $C_{e_2} = 100F$ ). I risultati delle simulazioni, riportati nelle tabelle 2.3 e 2.4, sono sostanzialmente analoghi a quelli già visti nel caso del *CE*: anche stavolta c'è un lieve spostamento della polarizzazione del secondo stadio, più marcato nel caso del *burst sinusoidale* e  $C_{e_2}$  grande (nonostante la differenza sia meno significativa rispetto al *CE*); inoltre, si noti che nuovamente la variazione relativa di  $I_{C_2}$  è confrontabile con la percentuale di distorsione armonica dell'uscita.

$V_{in}(mV)$	$I_{C_1}(\mu A)$	$\Delta I_{C_1}(\%)$	$V_{CE_1}(V)$	$\Delta V_{CE_1}(\%)$	$I_{C_2}(\mu A)$	$\Delta I_{C_2}(\%)$	$V_{CE_2}(V)$	$\Delta V_{CE_2}(\%)$
100	784.41	$\simeq 0$	6.196	-0.05	784.48	0.01	6.195	-0.06
900	785.94	0.20	6.186	-0.21	790.95	0.83	6.160	-0.63

**Tabella 2.4:** Risultati della simulazione con *burst sinusoidali* sul circuito di figura 2.8.



**Figura 2.9:** Risposta del circuito di figura 2.8 a un ingresso sinusoidale stazionario di ampiezza  $V_{in} = 900mV$  e frequenza  $1kHz$ .

La motivazione di questo spostamento del punto di lavoro sta proprio nelle conseguenze del fenomeno analizzato per lo schema a blocchi di figura 2.6: infatti il secondo stadio, essendo un  $CE$ , è quello che ha il guadagno più elevato e meno lineare, quindi, se si vuole che l'uscita complessiva del circuito sia sinusoidale, il segnale che pilota  $Q_2$  dovrà avere una forma alquanto bizzarra, tale da compensare le non-linearità del BJT stesso. Il grafico di figura 2.9, in cui sono riportati gli andamenti temporali dell'uscita e della tensione che pilota il secondo stadio (cioè il potenziale della base di  $Q_2$ ), conferma appieno queste supposizioni; il curioso andamento di  $V_{b_2}$  ricorda vagamente quello del grafico 2.7. In conclusione, anche stavolta l'iterazione che ha causato lo spostamento della polarizzazione (e quindi, in analogia a quanto già detto nel caso del  $CE$  di figura 2.4, la *memoria* del circuito) è quella tra la *non-linearità* di un BJT e la *memoria* dei condensatori (in particolare i due condensatori di emettitore  $C_{e_1}$  e  $C_{e_2}$ ).

### 2.3.2 Effetti termici

La scoperta della *memory distortion* stessa è dovuta al francese **G erard Perrot** (della societ  produttrice di amplificatori audio *Lavardin*), il quale, nel 1996, pubblic  un articolo nella rivista della Audio Engineering Society ([2]) in cui appunto sosteneva l'esistenza di un collegamento tra la qualit  di un circuito audio e la gestione delle variazioni di temperatura dei transistor al suo interno.

Il fenomeno non   di certo irrilevante e merita un'analisi approfondita.

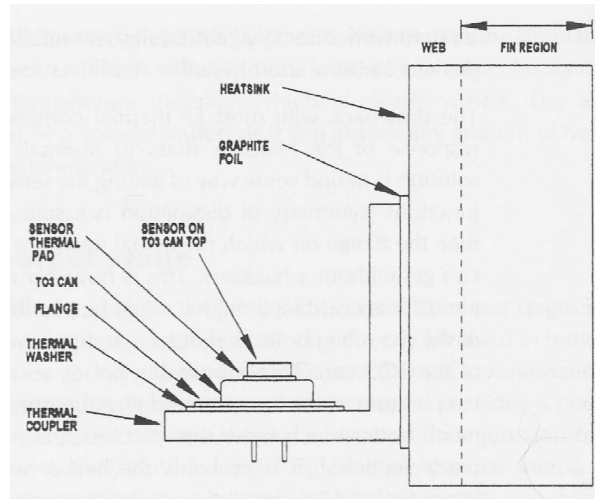
#### Modello termico di un BJT con dissipatore

È ampiamente noto che i parametri caratteristici di un BJT, in particolare la tensione base-emettitore  $V_{BE}$  e il guadagno di corrente  $\beta$ , dipendono dalla temperatura. Purtroppo per  *PSpice* permette di eseguire solo simulazioni a temperatura costante e predeterminata, mentre non tiene conto delle variazioni di temperatura che possono verificarsi (anzi, che quasi sempre si verificano) durante il normale funzionamento di un circuito.

Poich    proprio di queste variazioni che ci si occuper  in questo paragrafo,   necessario introdurre il cosiddetto *modello termico* di un BJT. Il modello si basa su un'analogia tra grandezze termiche e grandezze elettriche: ad esempio, alla resistenza termica del dissipatore di calore corrisponder  una resistenza elettrica di valore opportuno, la capacit  termica diventer  una capacit  elettrica e cos  via. La tabella 2.5 fa l'elenco completo delle grandezze termiche che

Grandezza termica	Grandezza elettrica
Temperatura ( $^{\circ}C$ )	Tensione ( $V$ )
Calore ( $J$ )	Carica elettrica ( $C$ )
Flusso di calore ( $W$ )	Corrente elettrica ( $A$ )
Resistenza termica ( $^{\circ}C/W$ )	Resistenza elettrica ( $\Omega$ )
Capacità termica ( $^{\circ}C/J$ )	Capacità elettrica ( $F$ )
Sorgente di calore	Generatore di corrente
Temperatura ambiente	Generatore di tensione

**Tabella 2.5:** Analogia tra grandezze termiche ed elettriche utilizzata nel modello termico del BJT.



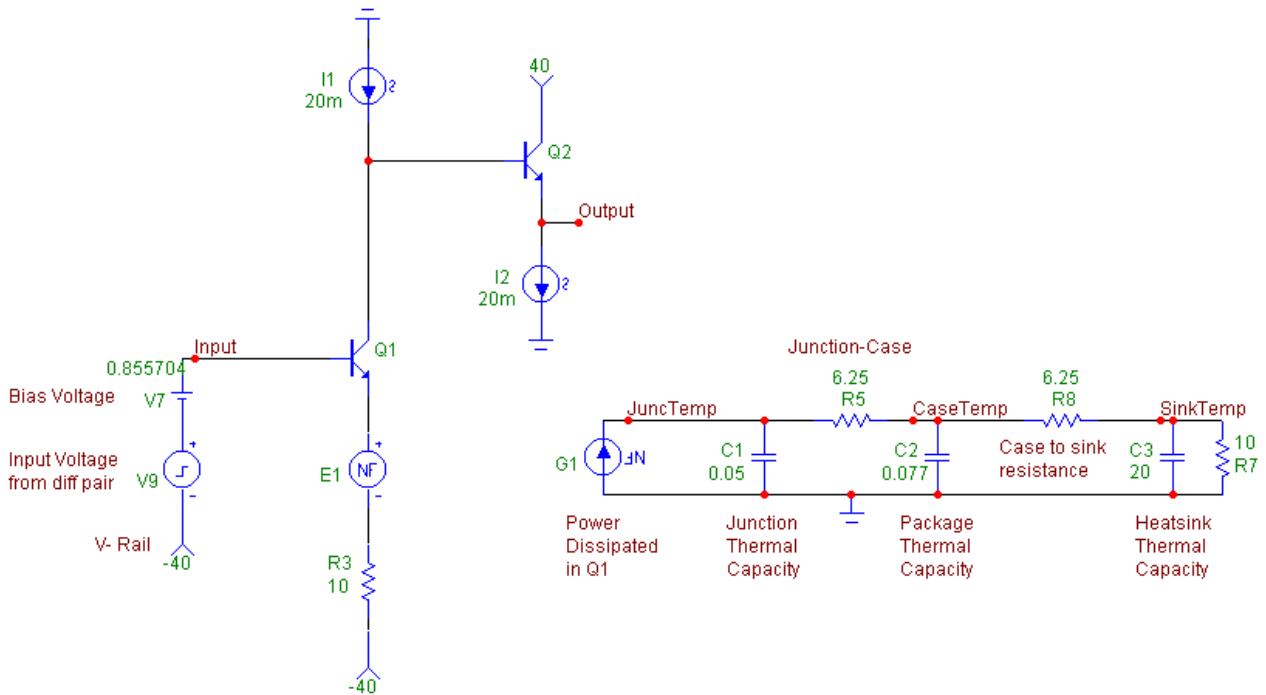
**Figura 2.10:** Tipico dissipatore di calore per un transistor di potenza.

verranno prese in considerazione e le mette in corrispondenza alle relative grandezze elettriche che le rappresentano.

Ora è possibile introdurre il modello termico vero e proprio. Il BJT scelto è il TO126, montato su un dissipatore termico del tipo illustrato in figura 2.10. Lo schema elettrico del modello termico (con configurazione a  $VAS$ ) è invece riportato in figura 2.11.

Di seguito la descrizione dettagliata del funzionamento del modello.

- Il transistor principale è  $Q_1$ . Il generatore di corrente  $I_1$  serve per la polarizzazione, mentre  $Q_2$  e  $I_2$  fanno semplicemente da buffer per l'uscita.
- Il generatore di corrente  $G_1$  ha un valore proporzionale a  $v_{CE} \cdot i_C$  e quindi, in accordo con la tabella 2.5, rappresenta il calore generato dalla dissipazione di potenza in  $Q_1$ .
- I condensatori  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  e le resistenze  $R_5$  e  $R_8$  rappresentano le capacità e le resistenze termiche delle varie parti del dissipatore.
- Le tensioni ai capi dei condensatori rappresentano le differenze di temperatura delle varie zone del dissipatore rispetto alla temperatura ambiente (quest'ultima rappresentata dal riferimento a massa); in particolare, la tensione ai capi di  $C_1$  è relativa alla *temperatura di giunzione* del transistor e sarà quella di maggior interesse.
- La resistenza  $R_7$  rappresenta la capacità di dissipazione del dissipatore.



**Figura 2.11:** Modello termico del BJT TO126 montato su dissipatore di calore.

- Infine, il generatore di tensione  $E_1$  modella le variazioni della  $V_{BE}$  in funzione della temperatura di giunzione, valutate nell'ordine di  $-2mV/^\circ C$ .

Nel modello non si è tenuto conto delle variazioni del guadagno di corrente  $\beta$ , in quanto la loro influenza è molto meno significativa di quella delle variazioni della  $V_{BE}$ .

### Lo stadio di amplificazione di tensione

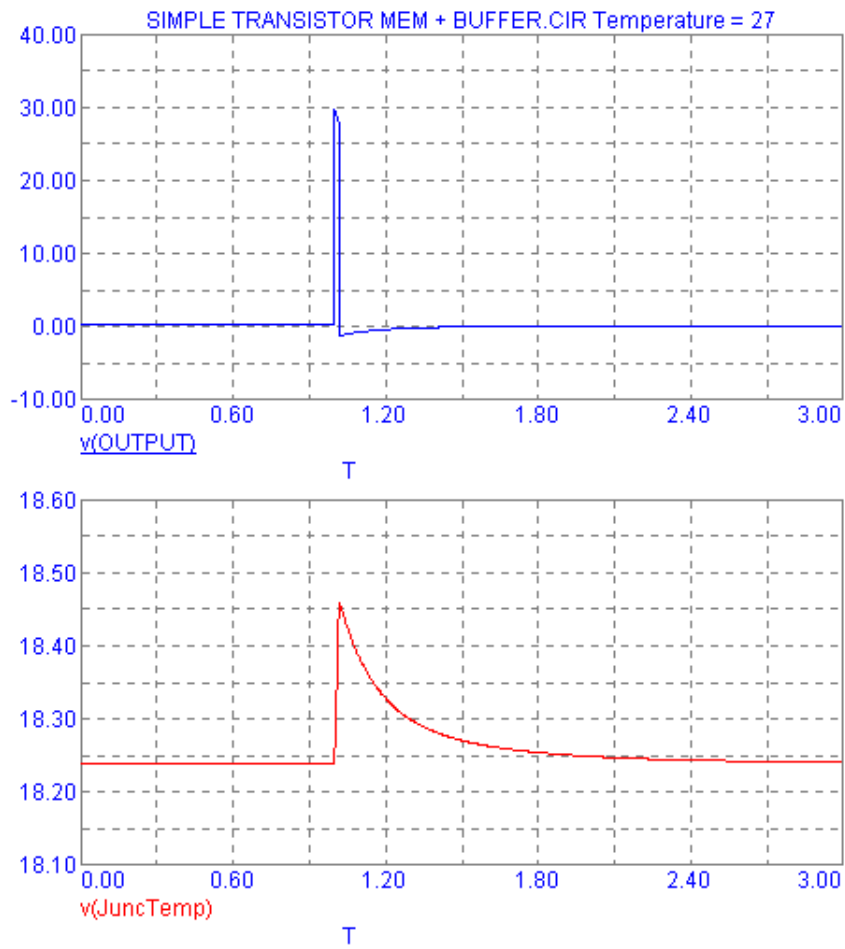
Ora che il modello termico è stato introdotto, si può procedere con le simulazioni.

Nella prima, il circuito di figura 2.11 viene pilotato con un segnale transitorio di durata  $20ms$ , in modo che l'ampiezza dell'uscita sia  $30V$  e il transistor arrivi *vicino* alla saturazione. Nel grafico di figura 2.12 sono illustrati gli andamenti temporali del segnale d'uscita e della temperatura di giunzione. La variazione di quest'ultima è molto piccola, di soli  $0.215^\circ C$ ; tuttavia è sufficiente a creare una variazione della tensione d'uscita (*output drift*) di  $1.37V$ . Questo perché l'alta impedenza d'ingresso del buffer fa sì che le minuscole variazioni della  $V_{BE}$  vengano moltiplicate per il guadagno del *VAS*, che è molto elevato.

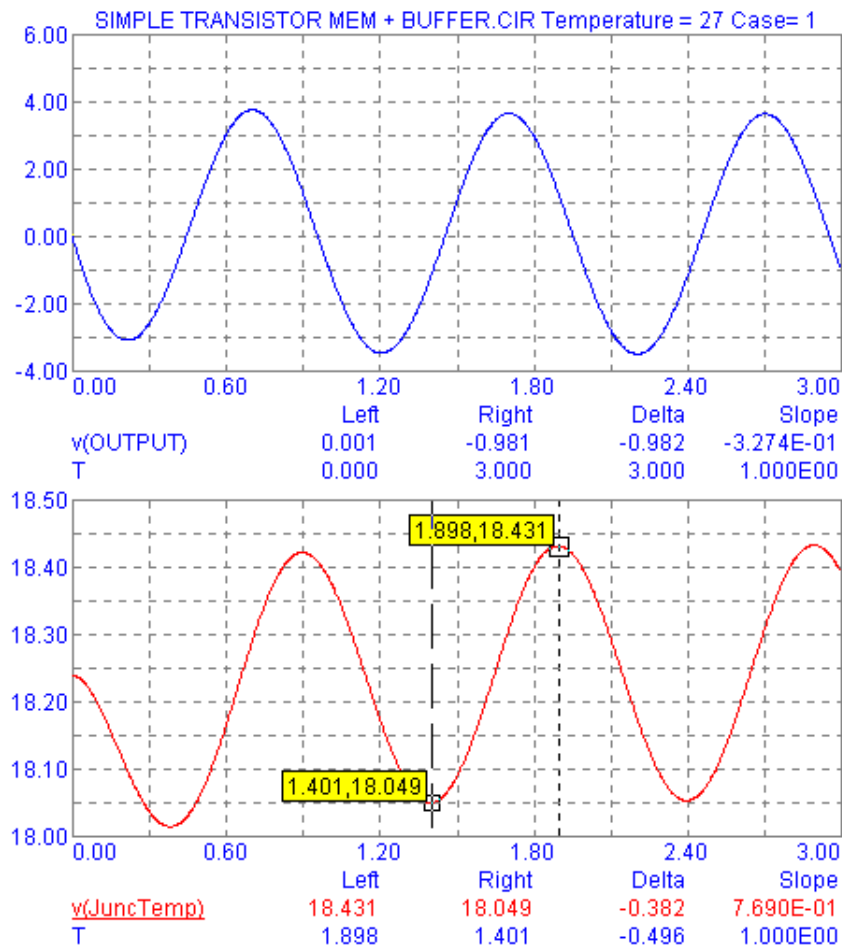
Si può ora ripetere la simulazione per un *burst sinusoidale* di ampiezza  $4V$  e frequenza  $1Hz$ ; ovviamente non si tratta di una frequenza udibile, ma può essere usata per rappresentare le variazioni di ampiezza dell'involuppo di un segnale audio reale. Il risultato della simulazione è nel grafico di figura 2.13 e mostra come anche in questo caso, nonostante le ampiezze in gioco siano molto inferiori rispetto alla simulazione precedente ( $4V$  invece di  $30V$ ), la variazione della temperatura di giunzione tra un picco e l'altro della sinusoide sia comunque di  $0.38^\circ C$ , il che si tradurrebbe in un *output drift* di  $2.42V$ .

In un amplificatore reale, questi *output drift* causati dalle variazioni della temperatura di giunzione vengono corretti dalla retroazione globale, sicché non compariranno all'uscita del circuito; ciò causerà tuttavia uno spostamento del punto di lavoro globale dell'intero amplificatore.

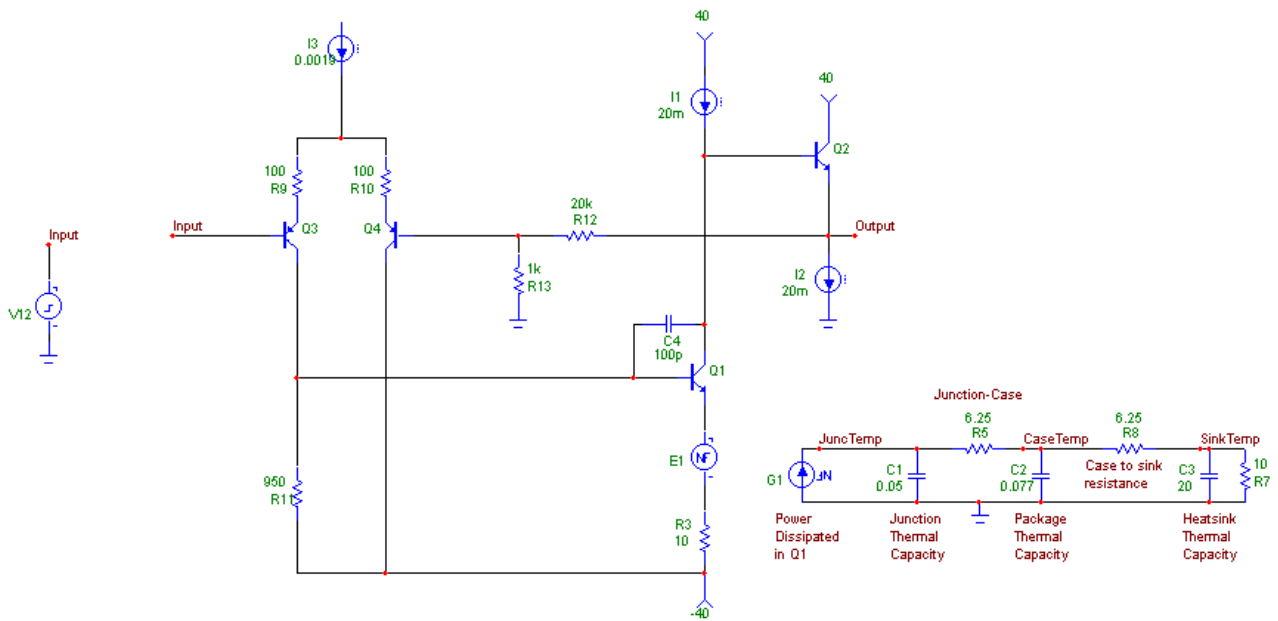




**Figura 2.12:** Variazione di temperatura in risposta a un segnale transitorio di ampiezza elevata.



**Figura 2.13:** Variazione di temperatura in risposta a un *burst sinusoidale* di frequenza 1Hz.



**Figura 2.14:** Semplice modello di amplificatore a retroazione.

Per comprendere meglio il fenomeno, si consideri il circuito di figura 2.14, il quale rappresenta un semplice modello di amplificatore a retroazione, rispecchiandone la struttura tipica: stadio d'ingresso differenziale, stadio VAS e stadio d'uscita (che qui non è presente). Per ora solo il transistor del VAS ha il modello termico.

Pilotando il circuito con lo stesso segnale transitorio utilizzato per la simulazione di figura 2.12, si ottiene l'andamento di figura 2.15.

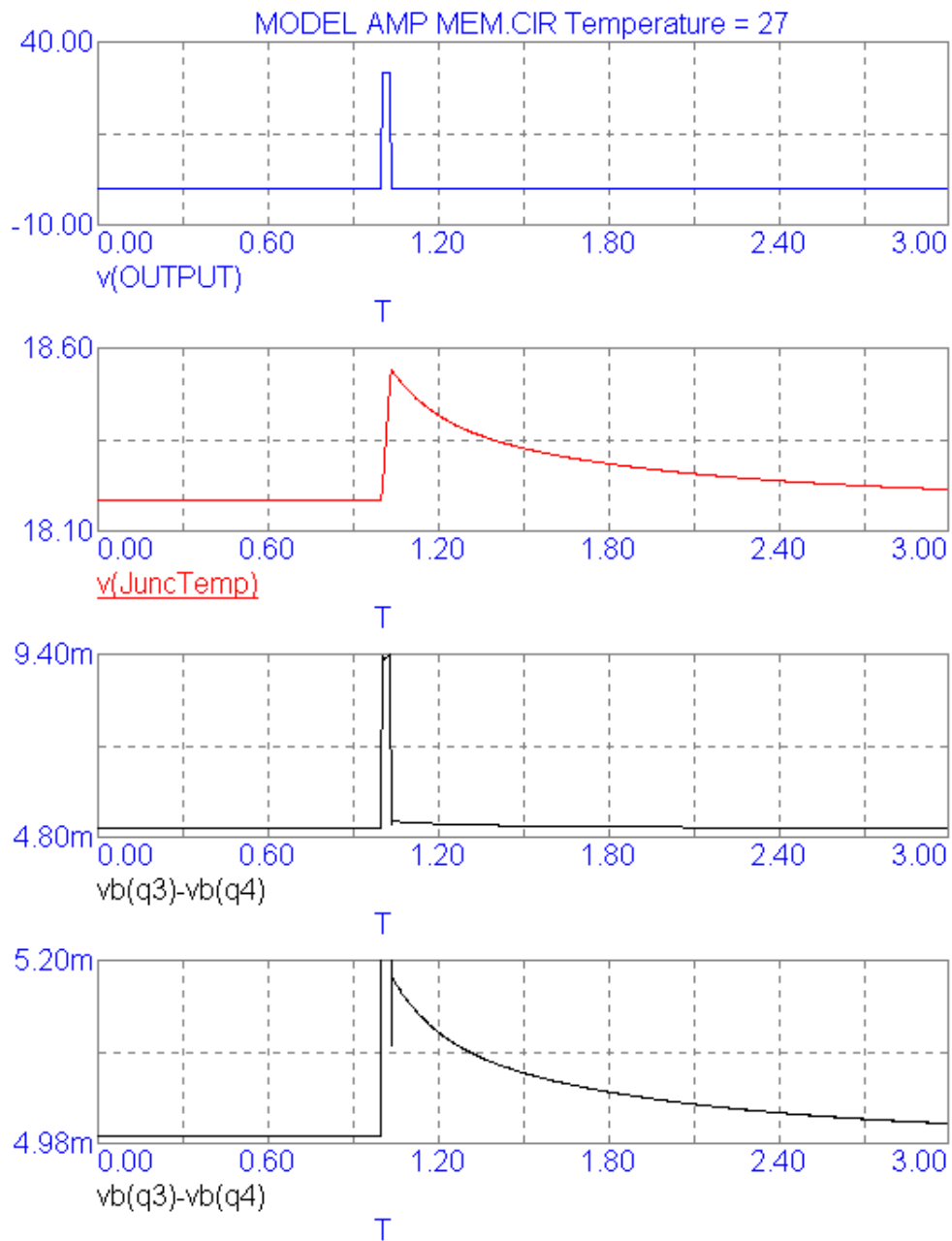
Si noti che anche stavolta l'amplificatore non satura. Nonostante la variazione di temperatura sia ovviamente la stessa del grafico di figura 2.12, stavolta l'*output drift* è di soli  $4mV$ : ciò grazie alla retroazione globale che fa il suo lavoro come si deve, nascondendo efficacemente le variazioni del punto di lavoro.

Le due curve nere del grafico di figura 2.15 rappresentano invece l'andamento della tensione differenziale  $V_b(Q_3) - V_b(Q_4)$ , che è proprio quella che viene amplificata dallo stadio d'ingresso (la curva più in basso è solo un ingrandimento). L'*output drift* causa una variazione di questa tensione d'errore (da subito prima a subito dopo il transitorio) di  $197\mu V$ ; se confrontata con la variazione dovuta al segnale in ingresso (cioè  $4.322mV$ ), si scopre che risulta essere di soli **27dB** più bassa! Inoltre questi **27dB** non dipendono dall'ampiezza del segnale d'ingresso: infatti, dato che la corrente su  $Q_1$  è costante poiché imposta dal generatore di corrente  $I_1$ , la dissipazione di potenza nel transistor varia linearmente con l'ampiezza del segnale in ingresso, e quindi anche l'*output drift*.

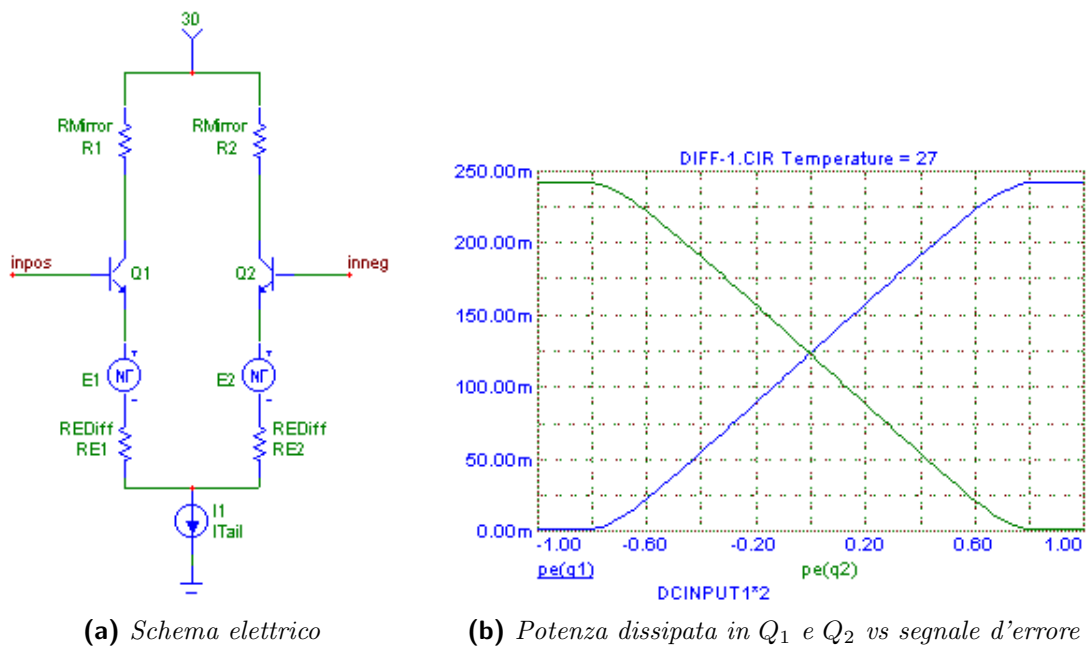
A complicare ulteriormente le cose interviene il fatto che anche i due transistor dello stadio differenziale d'ingresso sono soggetti alle variazioni di temperatura dovute alla potenza dissipata; è quindi opportuno introdurre un modello termico anche per questi due transistor e analizzare in dettaglio come si modifica il comportamento dello stadio.

## Lo stadio d'ingresso

Per studiare separatamente gli effetti dovuti alle variazioni di temperatura del *solo* stadio d'ingresso, nonché semplificare l'analisi, l'amplificatore differenziale non verrà inserito in un circuito a retroazione, ma sarà trattato come amplificatore a sè stante.



**Figura 2.15:** Andamenti di tensioni e temperatura per il circuito di figura 2.14 in risposta a un segnale transitorio di ampiezza elevata.



**Figura 2.16:** Semplice amplificatore differenziale.

Il modello termico scelto per i due BJT dello stadio è quello di un piccolo transistor TO92 (ad esempio BC550), che si scalda più facilmente dei grossi TO126 utilizzati per il VAS.

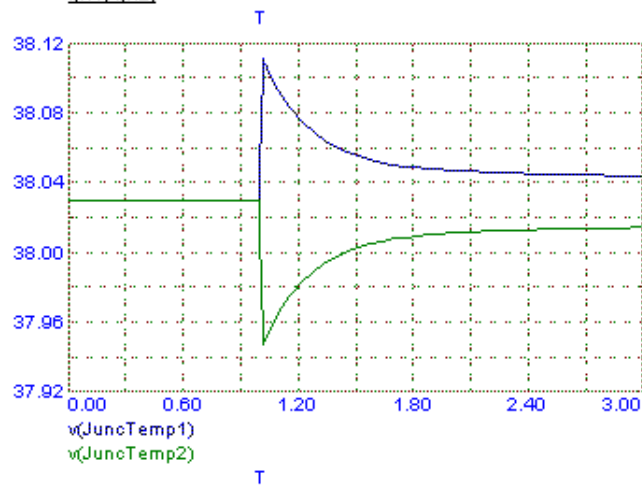
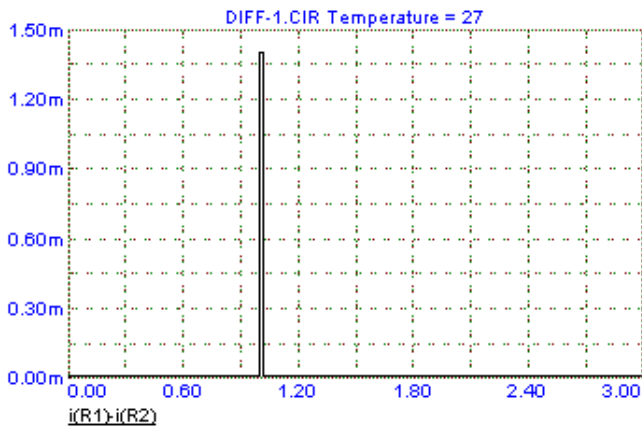
In figura 2.16a è rappresentato lo schema elettrico di un tipico amplificatore differenziale, con  $R_{E_1} = R_{E_2} = 100\Omega$  e  $I_1 = 8mA$ . L'ingresso del circuito è la differenza di tensione tra le basi dei due transistor (detta anche *segnale d'errore*), mentre l'uscita è presa come  $I_{R_1} - I_{R_2}$ ; i due generatori di tensione  $E_1$  e  $E_2$ , anche in questo caso, rappresentano le variazioni della  $V_{BE}$  dovute alla temperatura. Il grafico di figura 2.16b mostra la potenza dissipata nei due BJT in funzione del segnale d'errore.

Si consideri ora un ipotetico amplificatore a retroazione caratterizzato dai seguenti parametri:

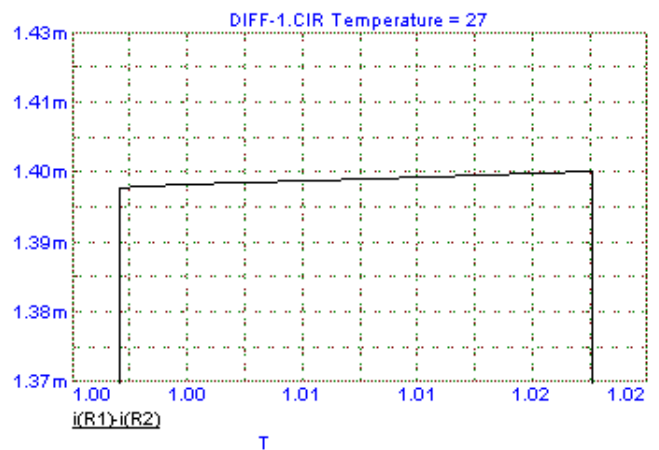
- guadagno ad anello aperto  $A_0 = 200$ ;
- guadagno ad anello chiuso  $G = 10$ ;
- fattore di reazione  $FB = 1 + A_0\beta = \frac{A_0}{G} = 20$ , per semplicità supposto costante al variare della frequenza.

Si supponga ora di pilotare l'amplificatore con un segnale transitorio che lo porti nelle stesse condizioni della simulazione di figura 2.12 (30V per 20ms); l'ampiezza del segnale d'errore sarà pertanto  $\frac{V_{out}}{A_0} = 150mV$ . Nel grafico di figura 2.17 sono riportati gli andamenti temporali dell'uscita dell'amplificatore differenziale e delle temperature di giunzione dei due transistor.

Come si nota dalla simulazione, il transitorio genera una piccola variazione di temperatura di appena  $0.008^\circ C$ , opposta nei due transistor (quindi in totale  $0.016^\circ C$  tra  $Q_1$  e  $Q_2$ ). Questa si traduce in una variazione dell'uscita di  $3\mu A$ , cioè **50dB** più bassa del segnale audio. Anche stavolta bisogna sottolineare come questi 50dB non dipendano dall'ampiezza dell'ingresso, in quanto la potenza dissipata in  $Q_1$  e  $Q_2$ , come mostra il grafico 2.16b, è direttamente proporzionale al segnale d'errore; le variazioni di temperatura dei due transistor dell'amplificatore differenziale, quindi, apparentemente non sembrano incidere un granché sulla qualità dell'amplificazione.

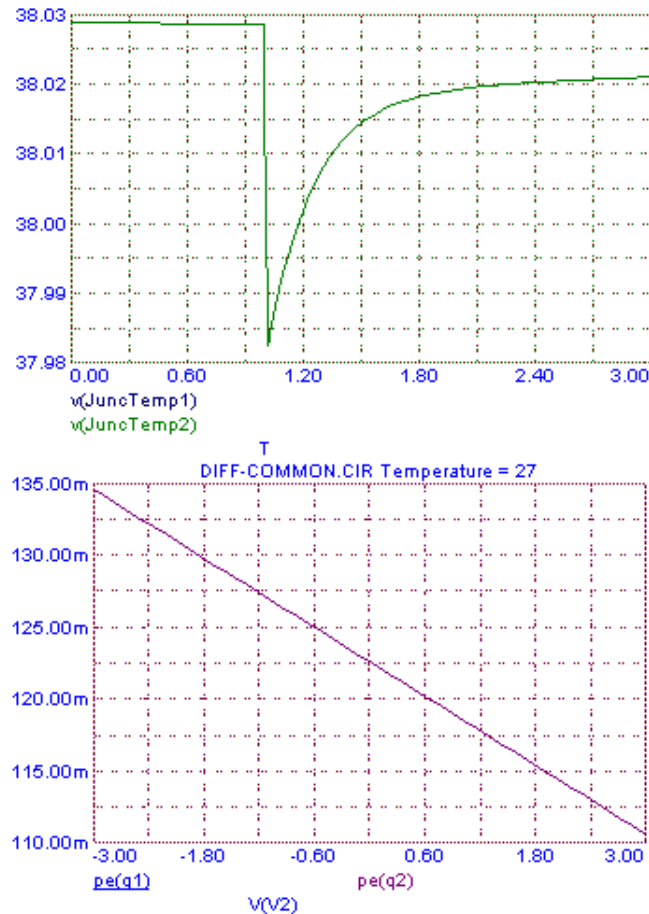


(a) Uscita differenziale e temperature di giunzione di  $Q_1$  e  $Q_2$



(b) Uscita differenziale (ingrandimento)

**Figura 2.17:** Andamenti di uscita e temperatura per il circuito di figura 2.16a in risposta a un segnale d'errore transitorio.



**Figura 2.18:** In alto, andamento della temperatura per il circuito di figura 2.16a in risposta a un segnale di modo comune transitorio; in basso, potenza dissipata nei due transistor vs tensione di modo comune.

Purtroppo, i problemi maggiori non sono causati dal segnale d'errore, che è un segnale *differenziale*, ma dal **segnale audio** vero e proprio, che è un segnale di *modo comune*: se il guadagno ad anello aperto dell'amplificatore retroazionato è elevato, infatti, la retroazione lavora facendo sì che il segnale d'errore sia più piccolo possibile, quindi il segnale audio, che proviene dall'ingresso dell'amplificatore ed ha ampiezza molto maggiore del segnale d'errore, è presente in egual misura su entrambi gli ingressi differenziali.

Questo fatto è ben evidenziato dall'ennesima simulazione (figura 2.18), che mostra il comportamento dello stadio differenziale in risposta ad un segnale di modo comune di ampiezza  $\frac{30V}{G} = 3V$ , tale cioè da far produrre all'ipotetico amplificatore retroazionato il solito transitorio di  $30V$  per  $20ms$ . Come si osserva subito, stavolta la variazione di temperatura delle due giunzioni è di  $0.046^\circ C$ , cioè quasi il *triplo* di quella misurata nel caso del segnale d'errore. In questo caso la variazione è simmetrica, quindi non causa un offset all'uscita dell'amplificatore differenziale; tuttavia, se i due rami del circuito avessero due resistenze di carico diverse, le variazioni non si compenserebbero più, quindi l'errore all'uscita ci sarebbe eccome.

In tutte le simulazioni eseguite in questo paragrafo, si è sempre assunto di far lavorare l'amplificatore in zona lineare, o al massimo vicino alla saturazione, ma mai *in* saturazione. Quando l'amplificatore satura, purtroppo, le cose peggiorano drasticamente: in queste condizioni, infatti, il segnale d'errore non sarà più quasi nullo, ma sarà uguale alla differenza tra la tensione in ingresso e la massima tensione che l'amplificatore riesce a fornire tramite la rete di

reazione. Ripetendo la simulazione di figura 2.17 per un transitorio della stessa durata, ma che faccia saturare lo stadio, si ottiene una differenza di temperatura di  $0.1^\circ C$  tra  $Q_1$  e  $Q_2$ , ossia più di *sei* volte maggiore rispetto al caso senza saturazione. Questa differenza di  $0.1^\circ C$  causa un offset di  $200\mu V$  sul segnale d'errore.

Ora, se l'amplificatore ha una retroazione **debole**, questi  $200\mu V$  possono essere considerati trascurabili: ad esempio, se  $A_0 = 200$ , come nel caso già esaminato, il segnale d'errore per  $V_{out} = 30V$  è di  $150mV$ , quindi  $200\mu V$  non fanno la differenza. Se però l'amplificatore ha una retroazione **forte**, ad esempio con  $A_0 = 50000$ , il segnale d'errore avrà un'ampiezza di  $600\mu V$ , quindi un offset di  $200\mu V$  risulta se non altro *problematico!*

Se a ciò si aggiunge il fatto che lo stadio differenziale, come si è già dimostrato, è sensibile anche ai *drift* generati in altri blocchi dell'amplificatore quali il *VAS*, risulta più che evidente il ruolo critico svolto dallo stadio d'ingresso nel funzionamento dell'amplificatore complessivo. D'altra parte questa non è una novità: se l'uscita del blocco differenziale ha un errore, l'amplificatore complessivo è indistinguibile da un sistema senza errore ma con un ingresso "errato" e quindi è come se si amplificasse un segnale diverso, ossia distorto; la stessa cosa invece non avviene con la distorsione di uno stadio intermedio, che viene ridotta dalla retroazione. Pertanto, progettare "male" lo stadio d'ingresso significa vanificare in partenza ogni speranza di riuscire nell'intento di realizzare un buon amplificatore.

Proprio per questo motivo, una breve parte di questo lavoro sarà dedicata all'analisi di alcuni "trucchi" nella progettazione dello stadio d'ingresso, che permettono di ridurre significativamente la distorsione di memoria causata da questo blocco.

## Lo stadio d'uscita

In tutte le simulazioni prese in considerazione per questo testo, non si tiene mai conto dello stadio d'uscita, che viene sempre omissso. Eppure, dato che qui le potenze in gioco sono decisamente elevate, sono proprio i transistor che lo compongono quelli che risentono maggiormente delle variazioni di temperatura. Questo costituisce tuttavia un problema ben più noto di quelli trattati finora, proprio a causa della sua maggior portata; si rimanda pertanto alla bibliografia (in particolare [5]) per approfondimenti su questo argomento.

## 2.4 Metodo di misura

Come si è già discusso nei paragrafi precedenti, gli *output drift* causati dalle variazioni di temperatura dei transistor dei vari stadi vengono nascosti dalla retroazione globale: quando uno stadio si sbilancia, anche gli altri stadi tendono a sbilanciarsi, ma nel verso opposto, in un "disperato" sforzo di compensare l'errore. Come risultato, gli *output drift* compariranno lo stesso all'uscita dell'amplificatore, ma la loro ampiezza sarà estremamente ridotta: pochi millivolt per un segnale d'uscita di alcuni volt.

Il metodo utilizzato da Perrot per misurare la *memory distortion* da lui scoperta è molto ingegnoso e si basa sull'**integrazione** di questi piccoli offset del segnale d'uscita. Un generatore di *tone burst* viene collegato all'ingresso dell'amplificatore sotto test; l'uscita dell'amplificatore viene invece collegata al circuito di misura (figura 2.19), sincronizzato a sua volta con il generatore di *tone burst*. La funzione svolta dal circuito di misura è proprio quella di integrare il piccolo *drift* della tensione d'uscita dell'amplificatore, a partire esattamente dal termine del *burst*, fornendo quindi in uscita il valore istantaneo della funzione integrale (*memory signal*).

Nell'articolo di Perrot ([2]) sono anche riportati i risultati della misura per due amplificatori a stato solido, uno *con* e uno *senza* distorsione di memoria. Le immagini si commentano da



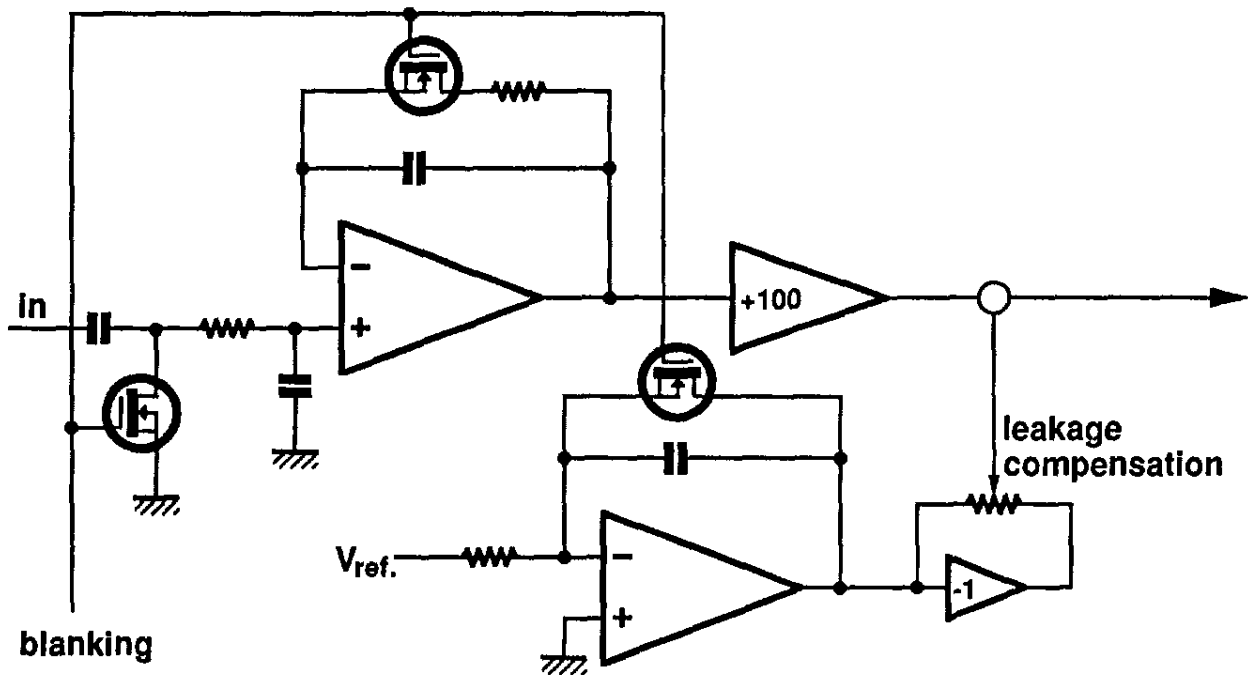


Figura 2.19: Preamplificatore usato da G. Perrot per misurare la *memory distortion*.

sole: il segnale di memoria, che inizia al termine del *burst*, è nullo per l'amplificatore di figura 2.20b, mentre non lo è nell'altro caso (figura 2.20a), segno che ha avuto luogo un *drift* causato da effetti di memoria all'interno dell'amplificatore.

Anche per quanto riguarda il metodo di misura, è possibile fare alcune simulazioni interessanti. Ad esempio, si può cercare di capire *quali* sono i transistor di un amplificatore che influenzano maggiormente la memoria totale del circuito, attivando il modello termico solo per alcuni transistor alla volta. Le simulazioni sono state eseguite sul circuito di figura 2.21, del tutto simile all'amplificatore retroazionato di figura 2.14 di cui si è già parlato in precedenza; tutti gli andamenti simulati del segnale di memoria sono analoghi a quello sperimentale di figura 2.20a, quindi si è preferito riportare solo i risultati numerici, che sono riassunti nella tabella 2.6.

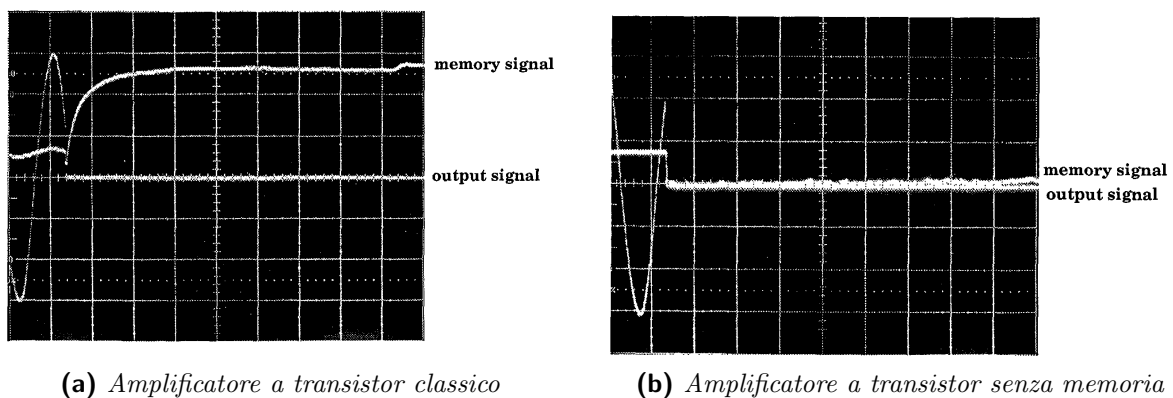
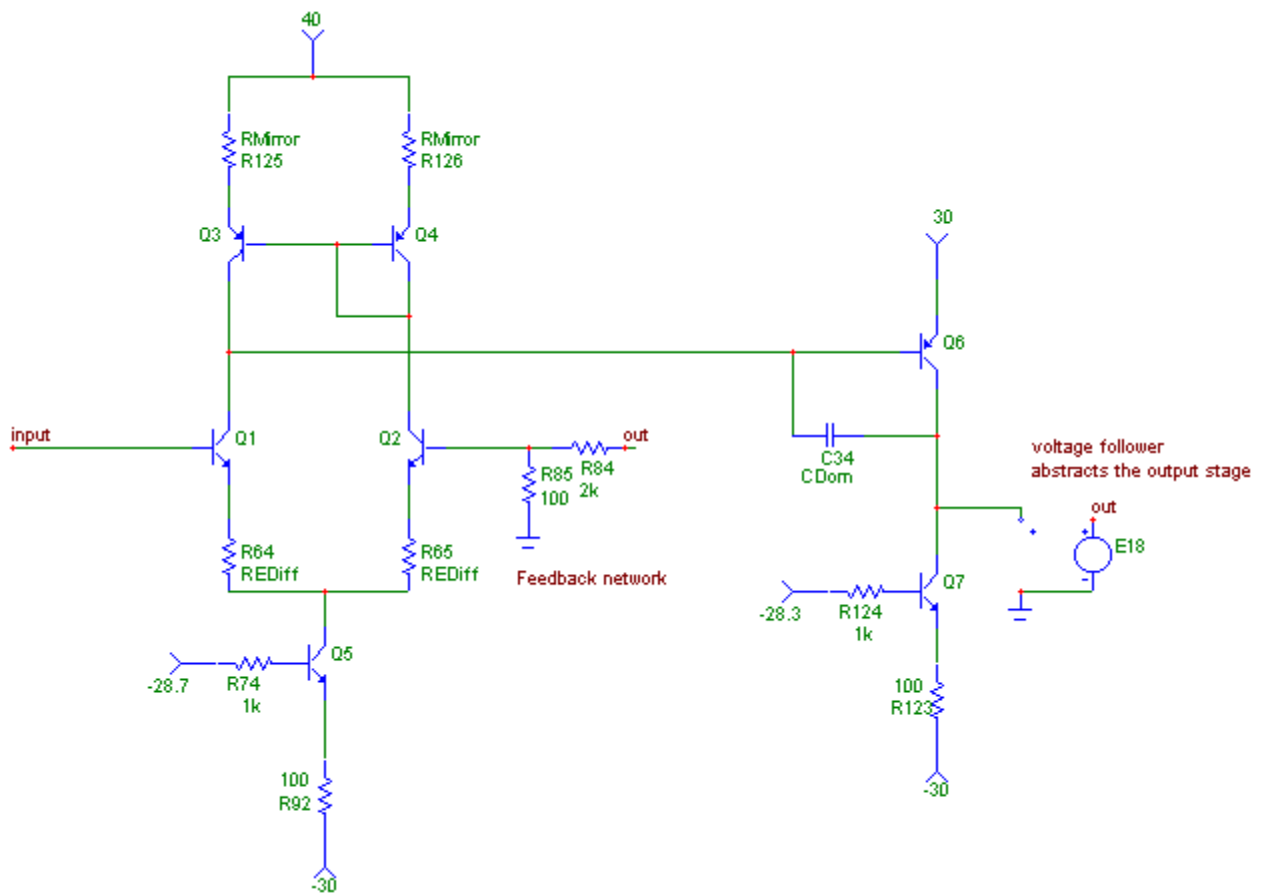


Figura 2.20: Segnale d'uscita e segnale di memoria misurati con il circuito di figura 2.19.



**Figura 2.21:** Semplice modello di amplificatore a retroazione usato per le simulazioni di misura della *memory distortion*. Tutte le resistenze di cui non è specificato il valore sono da 100Ω.

Modello termico attivato in...	Memoria
Nessuno	$\simeq 0$
Stadio d'ingresso ( $Q_1, Q_2$ )	0.77
Specchio di corrente ( $Q_3, Q_4$ )	0.27
Generatore di corrente ( $Q_5$ )	0.3
VAS ( $Q_6$ )	4.76
Generatore di corrente ( $Q_7$ )	2.7
Tutti	4.83

**Tabella 2.6:** Variazioni della memoria totale dell'amplificatore retroazionato di figura 2.21, a seconda di dove viene attivato il modello termico.

L'unità di misura adottata per la *memory distortion* è arbitraria, dato che non si è data una definizione precisa di questa grandezza; di conseguenza, l'unica utilità pratica di questi valori numerici sta nel confrontarli tra loro. Guardando la tabella, si può subito osservare che la fonte di memoria più rilevante è senz'altro il *VAS*; tuttavia, anche lo stadio d'ingresso non è affatto trascurabile, segno che le considerazioni fatte analizzando la simulazione di figura 2.17 erano forse un pò troppo ottimistiche.

## 2.5 Possibili soluzioni circuitali

Da quanto è emerso nei paragrafi precedenti, risulta evidente che, se si vuole ridurre la *memory distortion* causata dai *drift* termici (che è quella più importante), l'unico modo è quello di far lavorare i transistor più critici dell'amplificatore a potenza costante, così da evitare quelle fastidiose variazioni della  $V_{BE}$ . La potenza dissipata in un BJT (se si trascura la sua piccola corrente di base) è  $P = v_{CE} \cdot i_C$ : il metodo più semplice per far sì che  $P$  sia costante è banalmente rendere costanti sia  $v_{CE}$  che  $i_C$ .

In questo paragrafo non si vuole trattare l'argomento in maniera approfondita, ma soltanto mostrare una possibile soluzione per ridurre la distorsione di memoria causata dallo stadio differenziale d'ingresso, soluzione parzialmente ispirata a quella brevettata da Gérard Perrot.

In figura 2.22 sono illustrati circuiti di stadi differenziali via via più complessi, partendo dalla configurazione standard fino ad arrivare a quella a potenza costante. Di seguito la descrizione dettagliata di ciascuna configurazione.

**Configurazione B** Con questa topologia, la corrente di collettore in  $Q_1$ , trascurando le correnti di base, è semplicemente la  $V_{BE}$  del transistor  $Q_{1b}$  divisa per la resistenza  $R_5$ ; dato che questa  $V_{BE}$  è praticamente costante, anche la  $i_{C1}$  sarà costante. Nel ramo relativo a  $Q_2$  è tutto perfettamente analogo. La  $v_{CE}$ , invece, non è costante, ma è semplicemente più bassa di una  $V_{BE}$  rispetto a quella della configurazione standard.

**Configurazione C** Questa non è altro che una configurazione *cascode* con JFET. La tensione  $V_{GS}$  è negativa e tende a stabilizzarsi attorno a  $-2V$  (usando il modello 2SK246), mantenendo quindi  $Q_1$  e  $Q_2$  con  $v_{CE} = |V_{GS}| + V_{BE} \simeq 2.6V$  circa costante. La  $i_C$  di entrambi i BJT, invece, non cambia rispetto alla configurazione standard.

**Configurazione D** Combinando insieme le due configurazioni **B** e **C**, si ottiene infine la configurazione a potenza costante: in essa i transistor  $Q_1$  e  $Q_2$  lavorano con

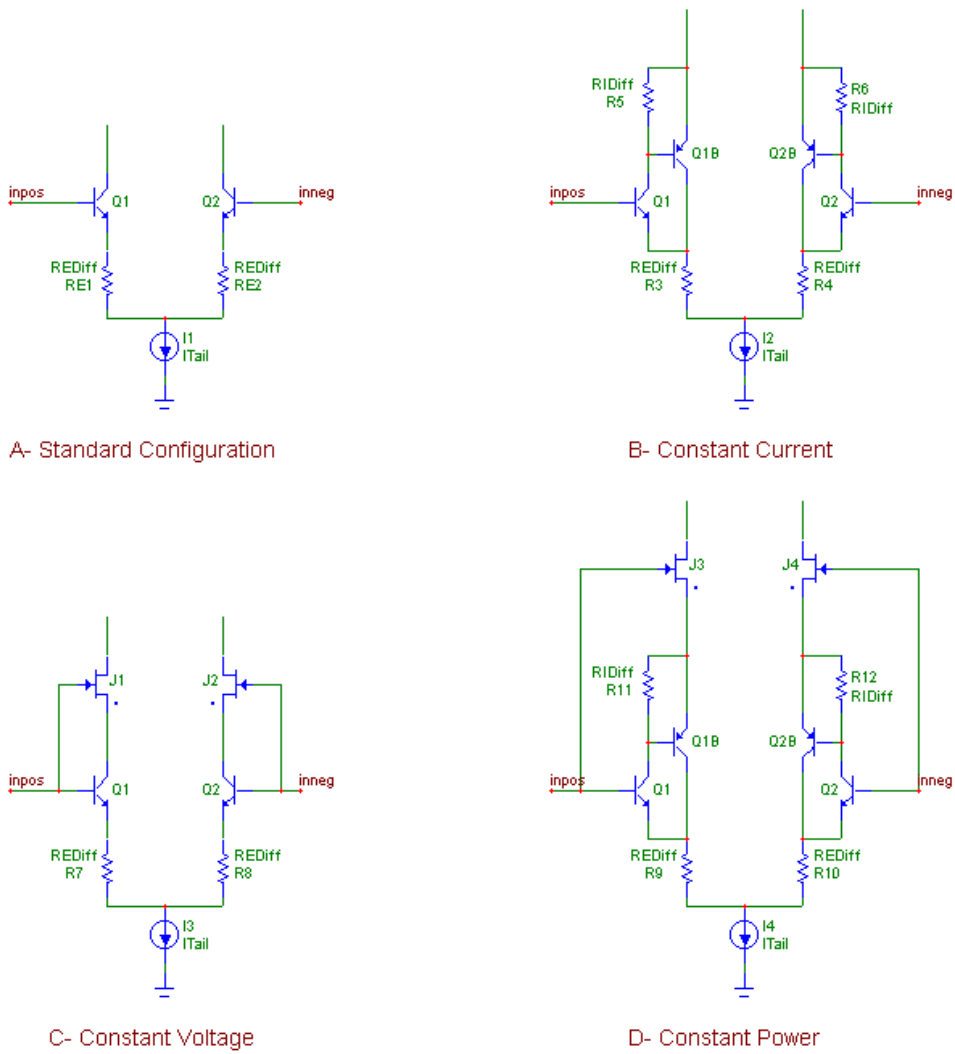
$$v_{CE} = |V_{GS}| + 2V_{BE}$$

e

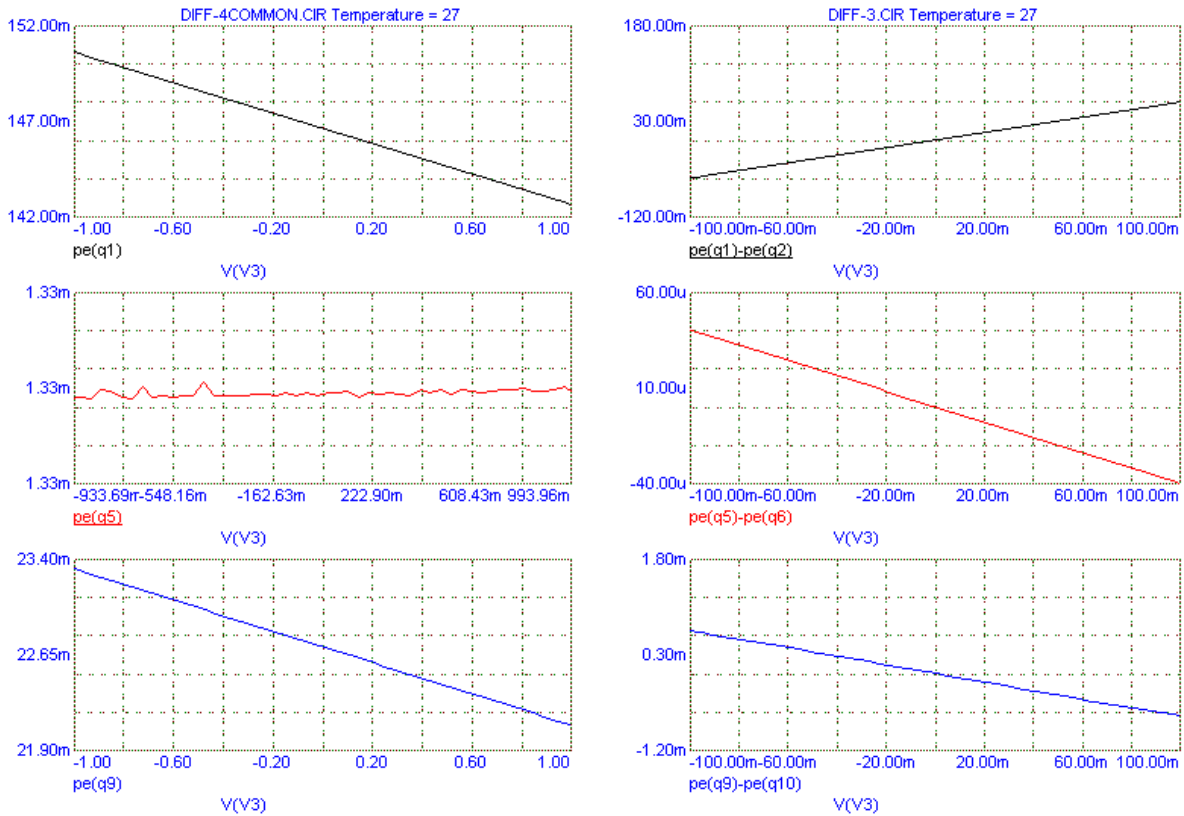
$$i_C \simeq \frac{V_{BE}}{R_{I_{Diff}}}$$

Inoltre, grazie alla retroazione locale del transistor  $Q_{1b}$ , con questa configurazione si ottiene “gratis” anche una maggior linearità rispetto all'amplificatore differenziale standard.

Si dà per scontato che la nuova configurazione svolga correttamente il suo lavoro di amplificatore differenziale; quello che interessa è che riduca effettivamente la *memory distortion*. Il primo passo, però, è quello di verificare che  $Q_1$  e  $Q_2$  lavorino veramente a potenza costante, ipotesi confermata dalla simulazione di figura 2.23 (in cui i vari stadi sono caricati da resistenze di collettore da  $1k\Omega$  e alimentati a  $40V$ ); i risultati della simulazione, per una maggior chiarezza, sono riportati in tabella 2.7, da cui si osserva banalmente che l'unica configurazione che



**Figura 2.22:** Stadi di ingresso differenziali.



(a) Potenza dissipata nei transistor critici vs tensione d'ingresso di modo comune. (b) Potenza dissipata nei transistor critici vs tensione d'ingresso differenziale.

**Figura 2.23:** Dissipazioni di potenza per le configurazioni **A** (nero), **D** (rosso) e **B** (blu) di figura 2.22.

“protegge” i transistor allo stesso tempo da variazioni di tensione differenziale e modo comune è la **D**, ossia la configurazione a potenza costante.

Per assicurarsi che il circuito riduca veramente la memoria totale dell'amplificatore, si può ripetere la simulazione di misura della *memory distortion* sul circuito di figura 2.21, dopo aver sostituito lo stadio differenziale standard con le nuove configurazioni. I risultati numerici sono in tabella 2.8a e confermano che la memoria totale dell'amplificatore diminuisce considerevolmente. Si può anche fare una simulazione per tentare di capire quale parte dell'amplificatore è maggiormente responsabile della memoria rimanente, attivando di volta in volta i modelli termici solo per alcuni transistor: si scopre così (tabella 2.8b) che il maggior colpevole è lo stadio di amplificazione di tensione, il che è piuttosto logico, poiché in un *VAS* i piccoli *drift* termici causati dalle variazioni della temperatura di giunzione sono moltiplicati per il guadagno

Configurazione	Modo comune	Modo differenziale
Classica ( <b>A</b> )	$8mW$	$60mW$
Corrente costante ( <b>B</b> )	$< 0.001mW$	$0.67mW$
Tensione costante ( <b>C</b> )	$4.7mW$	$4.7mW$
Potenza costante ( <b>D</b> )	$< 0.001mW$	$0.04mW$

**Tabella 2.7:** Variazioni della potenza dissipata nei transistor critici per un'escursione di  $2V$  (da  $-1$  a  $+1$ ) della tensione di modo comune e di  $0.2V$  ( $-0.1$  su una base e  $+0.1$  sull'altra) della tensione differenziale.

Configurazione	Stadio d'ingresso	Tutti gli stadi
Classica (A)	1.05	3.23
Corrente costante (B)	0.293	2.7
Tensione costante (C)	0.192	2
Potenza costante (D)	0.009	2

(a) Memoria totale dell'amplificatore, a seconda che i modelli termici siano attivati solo per lo stadio d'ingresso o per tutti gli stadi.

Configurazione	VAS perfetto	Specchio di corrente perfetto
Classica (A)	2.8	8
Corrente costante (B)	0.276	6
Tensione costante (C)	0.356	4.68
Potenza costante (D)	0.127	4.56

(b) Memoria totale dell'amplificatore, a seconda che i modelli termici non siano attivati per il VAS o per lo specchio di corrente ( $Q_3, Q_4$ ). Si noti che c'è una sorta di "compensazione" tra la memoria dello specchio di corrente e del VAS, dato che la *memory distortion* dell'intero amplificatore sembra essere maggiore con uno specchio di corrente "perfetto" piuttosto che "reale" (si faccia il confronto con la seconda colonna della tabella 2.8a).

**Tabella 2.8:** Simulazioni di misura della memoria sul circuito 2.21, utilizzando le quattro configurazioni di stadi d'ingresso di figura 2.22.

dello stadio, che in genere è molto elevato. Per eliminare anche la memoria di questo stadio (e quindi costruire un amplificatore con *memory distortion* pressoché nulla) si possono usare particolari configurazioni *cascode*, modificate inserendo una resistenza di valore opportuno tra i due transistor; per maggiori approfondimenti riguardo a questa tecnica si rimanda a [4].

# Capitolo 3

## Conclusioni

Tutti i risultati ottenuti dalle varie simulazioni del capitolo precedente, presi così da soli, sono di difficile interpretazione. In effetti, questo testo inizia parlando di *distorsione*, il che indica precisamente la ricerca di eventuali alterazioni della forma d'onda del segnale d'uscita, per poi continuare parlando di *polarizzazione* e delle sue variazioni, dovute in modo particolare ai *drift* termici. Un possibile collegamento tra i due fenomeni è stato suggerito commentando il grafico di figura 2.3, che mostra come la variazione della polarizzazione di un VAS abbia effetti anche sulla forma della transcaratteristica, cioè, in fin dei conti, sulla distorsione armonica; tuttavia, questa osservazione non è sufficiente a giustificare perché questi fenomeni sono stati analizzati anche nel caso di amplificatori a retroazione negativa, dove una piccola variazione delle caratteristiche di uno stadio dovrebbe essere corretta proprio dalla retroazione e quindi non dovrebbe comparire all'uscita.

Come ironizza Douglas Self nel suo libro *Audio Power Amplifier Design Handbook*, se due amplificatori, pilotati con il medesimo segnale audio in ingresso, producono suoni differenti, non può essere per “magia”: ci dovrà necessariamente essere qualche differenza tra le due forme d'onda prodotte, e tale differenza non solo deve essere *misurabile*, ma anche in qualche modo *udibile*. Per caratterizzare completamente la *memory distortion*, quindi, non basta parlare delle variazioni di polarizzazione degli stadi: occorrerebbe anche una ricerca molto approfondita riguardo alle conseguenze di tali variazioni sull'intero sistema amplificatore, a partire da segnali audio reali, fino ad arrivare ad analizzare nel dettaglio la forma d'onda del segnale d'uscita e le sue alterazioni. Tale ricerca è assolutamente al di fuori degli intenti di questo testo, in quanto richiederebbe un lavoro estremamente lungo e approfondito e non è detto che porterebbe a dei risultati significativi.

Tuttavia, proprio grazie al fatto che la *memory distortion*, per essere rilevante, deve risultare *udibile*, una prima conferma della validità degli argomenti trattati in questo lavoro può essere ottenuta grazie ai test audio (o *listening test*) sugli amplificatori. Come si è già accennato nell'introduzione, questo non è un modo di procedere molto rigoroso e scientifico: infatti, i risultati dei *listening test* sono sempre affetti da un certo grado di soggettività e non danno una misura precisa della qualità di un amplificatore, ma solo una stima, che quindi deve sempre essere presa un po' con le pinze. Douglas Self, in effetti, proprio per questo motivo non menziona mai i *listening test* nel suo libro. Sia Gérard Perrot che Pierre Frédéric ([4]), invece, danno ambedue molta importanza ai test audio, in quanto, come ironizza Frédéric, lo scopo di un amplificatore non è togliere la polvere dalle casse degli altoparlanti, ma trasmettere emozioni a chi lo usa per ascoltare musica o canzoni.

I risultati dei *listening test*, effettuati separatamente sia da Pérrot che da Frédéric, danno ragione a chi sostiene la rilevanza della *memory distortion*: tutte le prove confermano che gli

amplificatori progettati con tecniche “anti-memoria” (ad esempio utilizzando lo stadio d’ingresso differenziale a potenza costante di figura 2.22) sembrano essere, in termini di qualità di ascolto, addirittura superiori ai rinomati amplificatori a valvole. Proprio quest’ultimo aspetto potrebbe far luce su uno dei motivi che rendono il suono di un amplificatore valvolare più piacevole all’orecchio umano rispetto a quello di un amplificatore a stato solido: è ovvio che le valvole non risentono delle variazioni di temperatura che causano invece tanti problemi ai transistor, quindi hanno meno *memoria* di questi ultimi; la superiorità delle valvole, pertanto, potrebbe non stare tutta nella cosiddetta “distorsione piacevole” che introducono se utilizzate in amplificatori a bassi fattori di reazione.

Un altro tema “caldo” che accende il dibattito tra gli appassionati di audio è quello della retroazione negativa. La retroazione è un fenomeno complesso: è vero che riduce il THD, ma crea anche armoniche nuove, di ordine elevato, che prima non esistevano. Nell’amplificazione di segnali complessi (ad ampio spettro e con distribuzione di ampiezze non uniforme), queste armoniche di ordine elevato, anche se piccole in confronto alla corrispondente componente fondamentale, potrebbero non essere altrettanto piccole se confrontate con le componenti di segnale presenti nella parte alta dello spettro e quindi possono alterare significativamente le sensazioni di ascolto, fortemente legate alle componenti ad alta frequenza (che sono le uniche che producono gli effetti di spazialità del suono stereofonico). A detta di molti, quindi, fattori di reazione elevati sono da evitare, perché non producono un suono piacevole. Tuttavia potrebbe esserci qualcosa di più. Anche in questo caso, infatti, le ragioni di questa “preferenza” per amplificatori a retroazione debole potrebbero essere influenzate dalla *memory distortion*: in particolare, si richiamano le osservazioni fatte commentando la simulazione di figura 2.17, dove si faceva notare che, se il fattore di reazione è elevato, il segnale d’errore che dev’essere rilevato e amplificato dallo stadio differenziale d’ingresso è estremamente piccolo, quindi molto sensibile a *drift* termici di entità anche molto modesta.

A ciò si aggiunge inoltre il problema della saturazione, problema che è stato solo marginalmente accennato in questo testo, ma non per questo è da considerarsi poco rilevante. La saturazione è un fenomeno molto probabile nei normali amplificatori, anche di alta qualità: il segnale audio ha infatti una dinamica molto ampia (anche 20 - 30 volte il valore medio dell’ampiezza), quindi, se si volesse un amplificatore che non satura mai, si dovrebbe avere un’improponibile potenza di picco pari a ben 400 - 900 volte la potenza media di ascolto. Proprio per questo motivo, il comportamento di un amplificatore in saturazione è un fattore molto importante per la sua qualità audio. Gli amplificatori a retroazione forte, a causa della loro banda ad anello aperto molto piccola, vengono spesso definiti “lenti”, nonostante abbiano un ottimo *slew-rate*; la vera ragione della loro lentezza potrebbe in realtà risiedere nel fatto che, quando entrano in saturazione, il minuscolo *drift* termico che si genera è abbastanza significativo da sbilanciare il punto di lavoro dello stadio d’ingresso, e quindi anche degli stadi successivi, di un offset ossevabile, per la durata di alcuni secondi a partire dall’istante iniziale del *clipping*. Ciò potrebbe dare una spiegazione anche alla differenza di comportamento in saturazione tra amplificatori a valvole e a stato solido.

Per concludere, al di là di tutte le ipotesi più o meno azzardate che si possono fare, l’unica cosa certa è che la polarizzazione dei vari stadi di un amplificatore non può essere considerata fissa: essa può variare, a causa soprattutto di fenomeni termici, ma in alcuni casi anche esclusivamente elettrici, a seguito delle variazioni di ampiezza del segnale in ingresso (o, meglio, del suo *inviluppo*); questo fenomeno può essere visto come una sorta di *intermodulazione tra il segnale audio e le condizioni DC* e non è rilevante solo per lo stadio d’uscita (dove sono in gioco le potenze maggiori), ma anche per gli altri stadi di un amplificatore, motivo per cui andrebbe studiato in maniera ben più approfondita di quanto si è fatto finora.



# Bibliografia

- [1] G. Biondo, E. Sacchi, *Manuale di elettronica e telecomunicazioni*, Quinta edizione, Hoepli Milano Editore.
- [2] G. Perrot, *Measurement of a neglected Circuit Characteristic*, 100th AES conv. Copenhagen, 11-14/5/1996.
- [3] G. Perrot, *Quality Audio circuits: The Limitations of the Usual Design Methods*, 108th AES conv. Paris, 19-22/2/2000.
- [4] Pierre Frédéric, *Memory Distortion Philosophies*, <http://peufeu.free.fr/audio/memory/>.
- [5] Douglas Self, *Audio Power Amplifier Design Handbook*, Oxford [etc.] : Newnes, c2002.