

amplificatori di alte prestazioni

quali transistor?

III parte

di Bartolomeo Aloia

Prosegue la serie di articoli che Bartolomeo Aloia dedica al progetto degli amplificatori finali. Dopo essersi occupato nella prima parte dei criteri di scelta di una coppia di transistor, e nella seconda del funzionamento su carico resistivo, l'Autore affronta un altro tema di notevole interesse: la determinazione delle curve di funzionamento del finale su carico reattivo ed il loro confronto con l'area di funzionamento di sicurezza (SOAR) fornita dal costruttore.



Problema.

Sono assegnati:

- a) - Un transistor con i suoi dati caratteristici.
- b) - Un carico la cui impedenza ha un modulo di 8 ohm.
- c) - Un determinato valore di tensione che si desidera applicare al suddetto carico.

Si deve determinare:

Se il transistor assegnato è effettivamente in grado di fornire al detto carico la tensione desiderata, in un regime di ragionevole affidabilità.

E, viceversa:

Dati carico e tensione, stabilire quale transistor sia adatto.

Soluzione.

La soluzione consiste nel tradurre in una forma oggettivamente determinata le esigenze del carico e la capacità del transistor di soddisfare queste esigenze, e quindi nel porre a confronto l'una con l'altra. Le esigenze del carico si traducono in una «linea di carico».

Le capacità del transistor si traducono in una «Area di funzionamento di sicurezza» o SOAR (Safety Operating Area).

La forma oggettivamente determinata più utile agli scopi pratici è quella grafica.

Costruzione della linea di carico reattivo

Cominciamo con l'esempio di una linea di carico capacitivo. Il comportamento di un simile carico è ben noto. Applicando ad esso una tensione esso lascia scorrere una corrente che è sfasata rispetto alla tensione stessa. L'angolo di anticipo, cioè la fase, dipende dalle combinazioni di valori di resistenza e capacità.

Con riferimento alla figura 1, ricordiamo brevemente quale è la sistemazione degli assi coordinati. Se osserviamo la parte inferiore della figura, vi troviamo due assi dei tempi, uno su cui è disegnata la funzione della tensione ed uno su cui è disegnata la funzione della corrente. Essi sono disegnati in maniera simile a quelli della figura 4 della precedente puntata che presumo conosciute a memoria verticalmente anziché orizzontalmente. Noteremo che

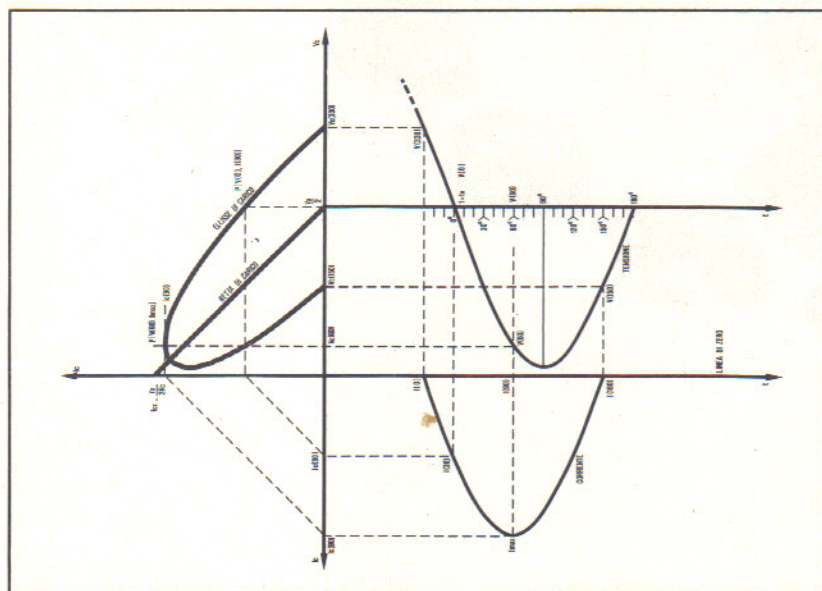


Figura 1 - Costruzione grafica della linea di carico di un transistor per corrente in anticipo di 30° rispetto alla tensione (carico capacitivo).

il segmento di tempo occupato dalla semisinusoide è stato diviso in 18 intervalli. Dato che la intera sinusoide comprende uno sviluppo di 360° , ciascun intervallo è di 10° . Ciò che è variato rispetto alla figura 4 della puntata precedente è che le due semisinusoidi non hanno più lo stesso punto di inizio e di fine, in pratica esse sono tra loro sfasate graficamente, ciò che elettricamente equivale a dire sfasate.

Nel contempo notiamo che il tempo scorre dall'alto verso il basso. L'istante di inizio della sinusoide della tensione è quindi quello indicato $t = T_0$ cui corrisponde il valore angolare di 0° , ed il valore di tensione di $V(0)$. Orbene, tracciando la normale all'asse dei tempi fino ad incontrare la funzione della corrente, osserviamo che nell'istante in cui la tensione è ancora zero, la corrente ha già il valore $I(30)$, cioè è in anticipo di 30° . Questo ci fa capire che stiamo lavorando con un carico la cui fase dell'impedenza è proprio di 30° e che il segno di questa impedenza è capacitivo in quanto se già scorre corrente con tensione zero la corrente stessa sta anticipando la tensione.

Invito a riflettere su questa figura, poiché non è difficile che essa possa trarre in inganno. Infatti, osservando le frecce del tempo orientate verso il basso e la sinusoide della tensione essere inferiore a quella della corrente, si potrebbe avere la sensazione che la tensione «arrivi» prima della corrente e che sia quindi essa in anticipo. In realtà, dato che in un circuito elettrico il concetto di spazio non esiste, occorre lasciarsi guidare solo dal fatto che quando la tensione è zero la corrente ha già un valore abbastanza elevato. Dal momento che nel transistor finale non può esistere una corrente negativa, se il carico fosse di tipo induttivo la corrente potrebbe cominciare ad aumentare solo con un certo ritardo dopo che la tensione ha cominciato a salire.

Ripeto, e non mi stanco, che se uso il termine «salire» sto parlando di tensione sul carico. Ai capi del transistor perché possa circolare corrente la tensione deve scendere. Ciò appare evidente da tutto quanto è stato detto nella puntata precedente e dalla osservazione del grafico complesso dove la linea di zero è stata chiaramente indicata. Osserviamo ora la parte della figura che contiene il quadrante racchiuso dagli assi della tensione di collettore e della corrente di collettore. Su tutti i manuali delle caratteristiche dei transistor gli assi della corrente e della tensione sono riportati rispettivamente verticalmente ed orizzontalmente.

L'asse della corrente I_c è stato semplicemente ruotato di 90° in senso orario mantenendo invariata la propria scala ed è diventato l'asse di corrente di collettore I_c . L'asse della tensione di collettore resta invariato sia come posizione che come scala.

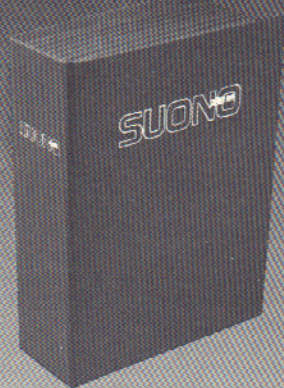
Un'ultima nota prima di cominciare l'esame operativo della figura: in un transistor finale può scorrere solo mezza sinusoide di corrente (funzionamento in classe B) mentre al transistor stesso, nel corso di un ciclo, viene applicata la intera sinusoide di tensione.

Il modo di costruire la linea di carico resta invariato rispetto a quello descritto precedentemente. L'unica differenza è che le due sinusoidi sono tra loro sfasate. Mettendo in pratica il metodo grafico costruttivo visto, apparirà non una retta ma una mezza ellisse, che è proprio la linea di carico reattivo da noi cercata. Sul piano (I_c , V_c) andiamo a fissare alcuni punti base e precisamente i due punti in cui la corrente vale zero ed il punto in cui la corrente è al massimo.

I due punti in cui la corrente vale zero sono $I(0)$ ed $I(180)$. Tracciando le normali all'asse dei tempi a partire dai punti $I(180)$ ed $I(0)$ queste incontrano la sinusoide della tensione nei punti $V(150)$ e $V(330)$. Partendo da questi due punti tracciamo le parallele agli assi dei tempi e queste incontrano l'asse V_c della tensione di collettore nei punti $V_c(150)$ e $V_c(330)$. Il punto di corrente massima si trova identi-

ti piace suono?

Lo leggi tutto di un
fiato o lo «studi» a
poco a poco? E' vero
che non ne getti
neppure un numero e
che hai tutta la
raccolta in prima fila
su uno scaffale,
pronta per qualsiasi
consultazione?



Se la risposta alla terza
domanda è SI', allora
sarai felice di riunire
ciascuna annata di
SUONO in due «LIBRI
BIANCHI».

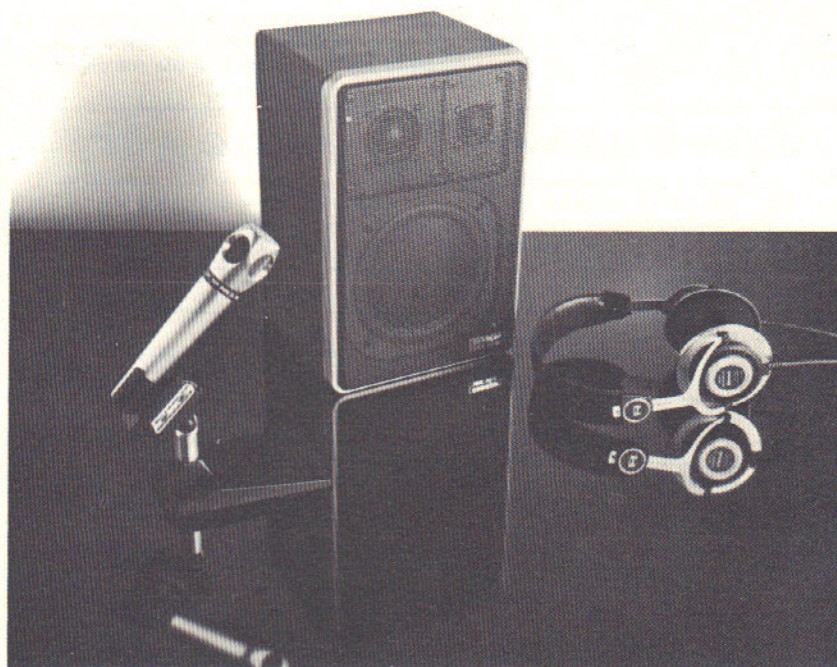
● Se hai già la raccolta di
alcuni numeri di **SUONO**
puoi richiedere uno o più
raccoltitori al prezzo di L.
6.000 ciascuno.

● Se sei interessato ad
acquistare anche le
riviste arretrate
considera questa
combinazione a prezzo
speciale:

per ciascuna raccolta
semestrale (solo
dall'annata 1976 in poi)
completa di raccoglitore
L. 15.000

Richiedeteli a: GRUPPO
EDITORIALE SUONO - Via
del Casaleto, 380 - Roma -
C/c postale n. 774015

audiojar



**MICROFONI
CUFFIE STEREO
MINI SPEAKER
MIXER
TESTINE
ACCESSORI**

AUDIOJAP S.r.l.
Via Montanari 71 - Tel. (0544) 39.283
48100 RAVENNA

camente partendo da I_{max} sulla semisinusoide della corrente con la parallela all'asse dei tempi, incontrando il primo asse della corrente nel punto I_c (90), ribaltando questo punto sull'asse della corrente di collettore (quello verticale) ed ottenendo così la prima coordinata. Abbassando successivamente la normale all'asse dei tempi si incontra la sinusoide della tensione nel punto V_c (60). Da qui partendo con la parallela all'asse dei tempi incontriamo l'asse della tensione di collettore nel punto V_c (60) ed abbiamo così la seconda coordinata cercata. Le due coordinate trovate ci forniscono il punto P [V (60), I_{max}].

Nella figura è ancora rappresentata la costruzione grafica del punto P V (0), I (30). Per ottenere la intera ellisse di carico reattivo sarà ora sufficiente

che ripetiate la costruzione per ogni 10° , ed otterrete così un numero più che bastevole di punti.

In realtà la costruzione delle ellisse di carico non è così laboriosa come potrebbe sembrare dalla mia descrizione. Il lavoro viene semplificato dall'uso della tabella 1, che fornisce immediatamente tutte le coppie di coordinate necessarie sul piano I_c , V_c in funzione dell'angolo di sfasamento del carico e della scala prescelta sugli assi coordinati. Usando questa tabella non è più necessario costruirsi i punti per via grafica. Sulla costruzione e sull'uso della tabella stessa non mi soffermerò, ritenendo che le notizie fin qui esposte siano sufficienti a chi è interessato, a procedere con i propri mezzi.

Considerazioni sulle linee di carico reattivo

Una prima serie di considerazioni possono nascere osservando la figura 2, con dei confronti fra linea di carico resistivo (cioè retta) e linee di carico reattivo con diversi valori di sfasamento.

Per ciò che riguarda la corrente vi sono ben poche differenze. La linea di carico resistiva indica una

corrente massima pari a $\frac{V_a}{2R_c}$ e superiore,

anche se di pochissimo, a quella indicata dalle linee reattive. In realtà non vi è discordanza tra le due indicazioni in quanto la corrente massima I_{cc} non può essere mai raggiunta proprio per la presenza della tensione di saturazione del transistor finale e di qualche altra piccola caduta. Su queste figure ciò è rappresentato dal fatto che le linee di carico reattivo non arrivano mai a toccare l'asse della corrente.

In relazione alla tensione vi sono invece notevoli differenze. In funzionamento resistivo la tensione ai capi del transistor finale non supera mai il valore di $V_a/2$. Nella figura è stato fatto l'esempio di un $V_a/2$ di 40 volt. Si vede invece come per argomenti dell'impedenza successivamente uguali a 30° , 40° , 50° , 60° le tensioni applicate raggiungono ragguardevoli valori. Nel caso di un carico di 90° di fase (carico capacitivo puro o induttivo puro) la tensione applicata diventa esattamente doppia di quella presente in condizioni di sfasamento zero. Questo spiega il perché, dato un circuito in cui sia prevista una tensione a riposo di 40 volt ai capi di ogni transistor, occorre scegliere un dispositivo che abbia una tensione di breakdown V_{ceo} di almeno, diciamo almeno, 80 volt.

Le considerazioni relative alle potenze istantanee sono ancora più sorprendenti. In condizioni di carico resistivo con $V_c = V_a/2$, la potenza dissipata è nulla, se si lavora in classe B pura, in quanto la corrente è zero. Se si lavora in classe AB, ipotizzando una corrente di riposo di 0,1 A, la potenza dissipata sarebbe di 4 watt. Orbene, con le scale di tensione e di corrente scelte nella figura 2, si vede come per uno sfasamento di 30° la potenza istantanea che il transistor deve dissipare è di ben 100 watt e sale fino a 171 watt con uno sfasamento di 60° . Dal momento che sfasamenti fino a 30° nell'impedenza di ingresso di un diffusore acustico sono del tutto comuni, comincerete ben a comprendere il perché ho sempre considerato poco significativo valutare le prestazioni degli amplificatori su carichi puramente resistivi!

Esame di un ciclo sinusoidale completo

Le figure esaminate finora si riferiscono ad un semiciclo cioè a quella parte di ciclo sinusoidale affidata ad uno solo dei due transistor finali. Però dal momento che sul carico dobbiamo vedere erogata una sinusoide completa è bene che cerchiamo di capire in qual modo si arrivi a ciò in un regime di funzionamento reattivo. Dobbiamo ricorrere alla

ANGOLO DI SFASAMENTO DEL CARICO $\phi = 30^\circ$

$i = I_{max} \cdot \sin 0^\circ$	$I_c = 0$	$v = V_{max} \cdot \sin (0 + 30)^\circ$	$V_c = 67,5$
$i = I_{max} \cdot \sin 20^\circ$	$I_c = 41$	$v = V_{max} \cdot \sin (20 + 30)^\circ$	$V_c = 103$
$i = I_{max} \cdot \sin 40^\circ$	$I_c = 77$	$v = V_{max} \cdot \sin 70^\circ$	$V_c = 127$
$i = I_{max} \cdot \sin 60^\circ$	$I_c = 104$	$v = V_{max} \cdot \sin 90^\circ$	$V_c = 135$
$i = I_{max} \cdot \sin 80^\circ$	$I_c = 118$	$v = V_{max} \cdot \sin 110^\circ$	$V_c = 127$
$i = I_{max} \cdot \sin 100^\circ$	$I_c = 118$	$v = V_{max} \cdot \sin 130^\circ$	$V_c = 103$
$i = I_{max} \cdot \sin 120^\circ$	$I_c = 104$	$v = V_{max} \cdot \sin 150^\circ$	$V_c = 67,5$
$i = I_{max} \cdot \sin 140^\circ$	$I_c = 77$	$v = V_{max} \cdot \sin 170^\circ$	$V_c = 23$
$i = I_{max} \cdot \sin 160^\circ$	$I_c = 41$	$v = V_{max} \cdot \sin 190^\circ$	$V_c = 23$
$i = I_{max} \cdot \sin 180^\circ$	$I_c = 0$	$v = V_{max} \cdot \sin 210^\circ$	$V_c = 67,5$

La tabella fornisce le coppie di coordinate necessarie per il tracciamento della ellisse di carico con angolo di fase tra tensione e corrente di 30° . Nella determinazione dei valori si è supposto che I_{max} sia uguale a 120 e che V_{max} sia uguale a 135. Questa particolare scelta è stata dettata dalle esigenze dell'Autore che lavorava, per i disegni originali, su carta di dimensioni di 380x280 mm ed assumeva quindi per le costruzioni grafiche, I_{max} pari a 120 mm e V_{max} pari a 135 mm.

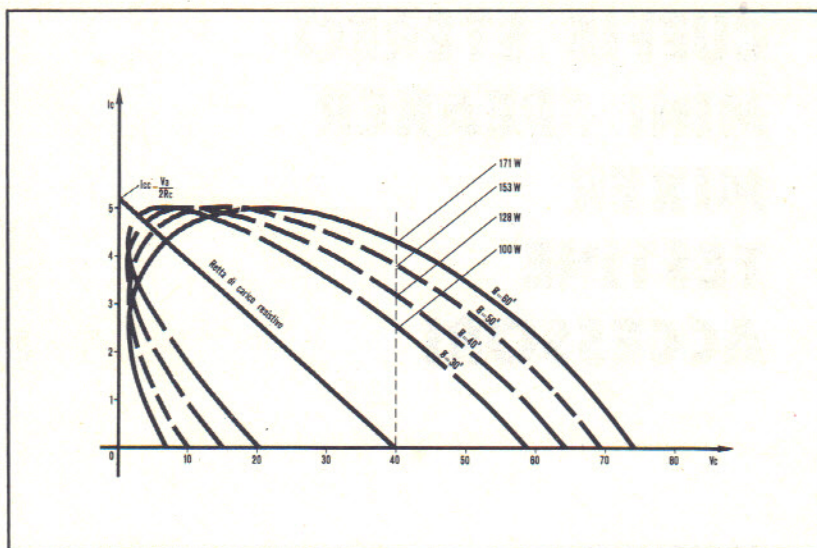


Figura 2 - Confronto tra la linea di carico resistivo e le linee di carico reattivo per diversi valori dello sfasamento. Come si può notare, mentre non si osservano significative differenze nei valori della corrente, il fatto di lavorare su carico reattivo comporta notevoli cambiamenti per quanto riguarda la massima tensione e la potenza istantanea dissipata nel transistor.

osservazione delle figure 3 e 4. Nella figura 3, precisamente nella metà superiore, è riportato il quadrante V_c, I_c delle caratteristiche di collettore del transistor superiore del circuito finale (transistor T_1 , figura 1, parte seconda). In questo quadrante ho alloggiato la curva di carico reattivo per uno sfasamento di 60° , relativa ovviamente a questo transistor. Nella metà in basso della figura ho riportato il quadrante delle caratteristiche di collettore del transistor inferiore del circuito finale (transistor T_2 , figura 1, parte seconda). Per potersi accoppiare gli assi devono avere sensi opposti. Su questo quadrante ho nuovamente riportato la ellisse di carico reattivo a 60° relativa a questo secondo transistor. E' naturale che le due linee di carico vadano perfettamente a combaciare e compongano una ellisse completa. In pratica, partendo da una certa posizione, il punto di lavoro deve percorrere la intera ellisse e tornare al punto di partenza. Verificandosi ciò avremo un ciclo di sinusoide completo erogato sul carico ed ogni transistor avrà contribuito con il suo proprio semiciclo.

La figura 3, rappresenta il funzionamento del circuito nel dominio della tensione e della corrente. La figura 4a, rappresenta invece lo stesso funzionamento nel dominio del tempo. Le due figure possono essere correlate nel modo che ora vedremo.

La figura 4a, rappresenta come si è detto la tensione sul carico, V_z , in funzione del tempo. Orbene, siamo in condizioni di riposo, la tensione sul carico è zero, quella ai capi di ogni transistor è $V_a/2$. La semisinusoide da A fino a C è quella di competenza del transistor superiore T_1 , mentre quella di C fino a E è di competenza del transistor inferiore T_2 . La zona tratteggiata orizzontalmente rappresenta l'intervallo di tempo nel quale scorre corrente nel transistor T_1 , la zona tratteggiata verticalmente rappresenta l'intervallo di tempo nel quale scorre corrente nel transistor T_2 . La zona di sinistra è stata lasciata non tratteggiata per significare che in quel periodo di tempo nel transistor superiore T_1 non scorre corrente. All'istante iniziale ci troviamo nel punto A della figura 4a, con V_c pari a $V_a/2$. Ma nella figura 3, in corrispondenza del punto a tensione pari a $V_a/2$ troviamo due valori di corrente, dicasi A e C, uno per ciascun transistor. Ci domandiamo in sostanza: al punto A della figura 4 quale punto corrisponde nella figura 3? Ragioniamo come segue. Figura 4, punto A, transistor superiore T_1 . La tensione sul carico comincia a salire. La tensione ai capi di T_1 diminuisce. Siamo quindi proprio nel semiciclo di competenza di T_1 . Ma esso non sta conducendo. A questo punto non vi è alcun dubbio che siamo in presenza di un carico induttivo dal momento che la conduzione di corrente è in ritardo rispetto alla tensione applicata. Dalla constatazione che T_1 non sta conducendo e che comunque la tensione sul carico sta cominciando a salire e dal postulato che qualcuno la corrente dovrà pur erogarla, siamo costretti ad ammettere che in questo momento è il transistor inferiore T_2 che sta erogando corrente. Ne concludiamo che al punto A della figura 4 corrisponde il punto A della figura 3.

In un regime di carico induttivo il ciclo sulla ellisse di carico comincia nel punto A. Il punto di lavoro si sposta, in funzione del tempo, da A verso B. Quando è in B sul carico vi è già un ragguardevole valore di tensione. A questo punto il transistor inferiore T_2 cessa di condurre ed inizia finalmente a condurre il transistor superiore T_1 . Questo conduce per tutto il tratto da B fino a C. Questo tratto è il più normale del ciclo perché il transistor superiore T_1 sta conducendo corrente in un tratto che è di sua competenza in quanto la tensione ai suoi capi è minore di $V_a/2$. Giunto al punto C, che possiamo tenere d'occhio sia in figura 3 che in 4, la tensione ai capi del transistor è di nuovo $V_a/2$ ed il dispositivo dovrebbe quindi cessare di condurre, se fossimo in regime resistivo.

Nel nostro caso invece T_1 continua a condurre corrente anche se la tensione ai suoi capi ha superato

il valore di $V_a/2$ e siamo entrati nel semiciclo di competenza del transistor inferiore T_2 . Come è possibile ciò? E' possibile in quanto questa corrente, che non potrebbe essere erogata sul carico dal transistor in quanto la sua tensione non glielo consentirebbe, è in realtà corrente che il carico eroga sul transistor. Detto in termini elettrotecnici, diremo che questa corrente fa parte di quella potenza reattiva che il carico «riflette» sul generatore. Richiamerò brevemente che quando un carico è reattivo, esistono due valori di potenza. Una potenza attiva pari a $V \cdot I \cdot \cos \Phi$ che è quella che dal generatore viene trasferita sul carico e da questo dissipata, ed una potenza reattiva di modulo pari a $V \cdot I \cdot \sin \Phi$ che viene «rimbalzata», alternativamente tra il carico ed il generatore e che non comporta una dissipa-

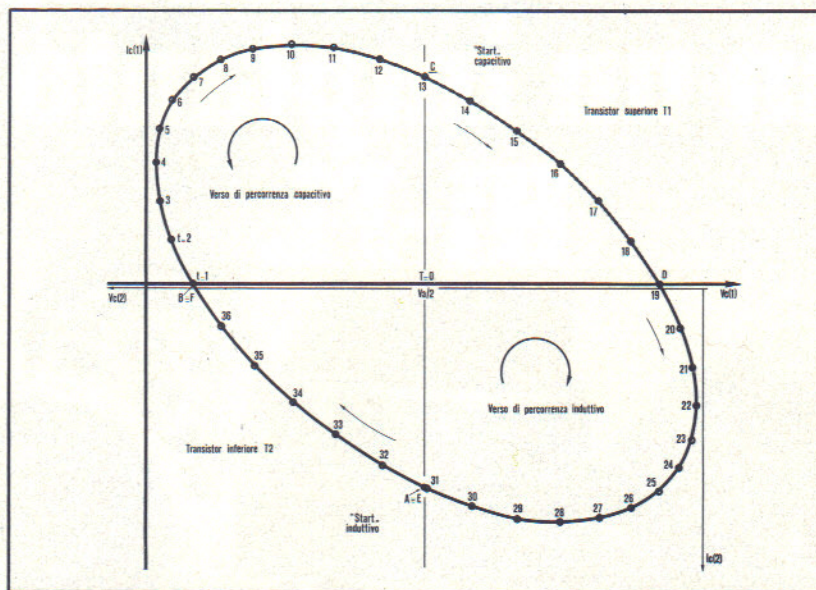


Figura 3 - Linea di carico con sfasamento di 60° per un ciclo sinusoidale completo applicato ad un semplice stadio finale. La figura fa riferimento al circuito mostrato in figura 1 della parte seconda (SUONO n. 93 pag. 150).

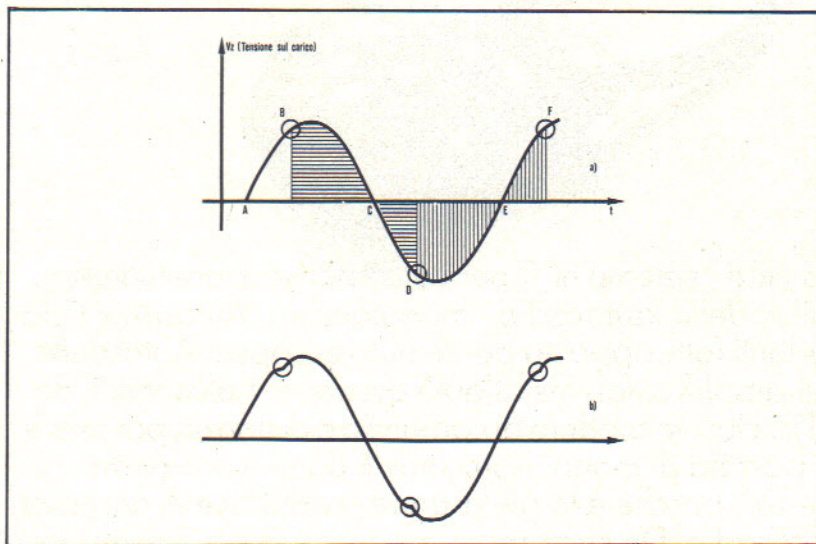
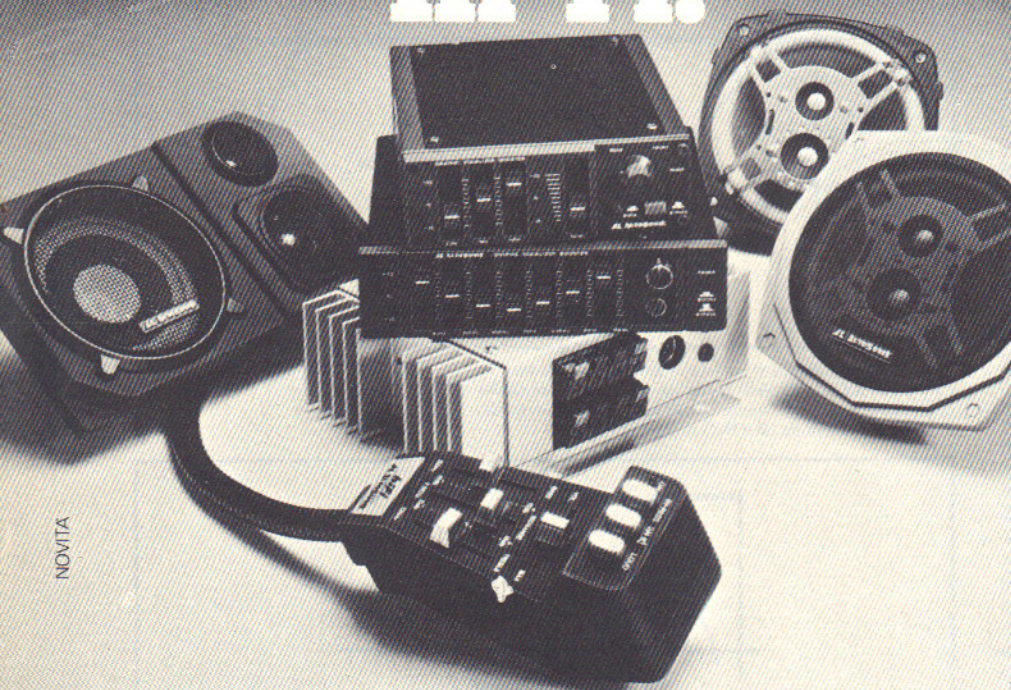


Figura 4a - Andamento della tensione V_z ai capi del carico in funzione del tempo. Il campo tratteggiato orizzontalmente indica il periodo in cui scorre corrente nel transistor T_1 , mentre quello tratteggiato verticalmente indica il periodo di tempo in cui scorre corrente nel transistor T_2 .
Figura 4b - Nel caso di funzionamento di uno stadio finale in classe B pura su carico induttivo, la commutazione non avviene più in corrispondenza del passaggio per lo zero della tensione, ma per valori considerevoli. Le irregolarità dovute alla commutazione appaiono, sullo schermo di un oscilloscopio, come in figura.

Autosonik trasforma la tua autoradio in un impianto Hi-Fi.



NOVITA

Autosonik. Il "sistema hi-fi per auto" per sfruttare tutte le possibilità della autoradio - mangianastri. Autosonik ti dà altoparlanti fatti apposta per le auto europee. Autosonik ti dà gli amplificatori installabili ovunque. Autosonik ti dà in più l'esclusivo modulo di comando a distanza, per avere tutto a portata di mano. Autosonik ti dà una profonda esperienza, perché è la più grande produttrice di accessori per autoradio. Da sempre.

AUTOSONIK

HI-FI STEREO SYSTEM

AUTOSONIK S.p.A. - 42100 REGGIO EMILIA (Italy) - Via F. LLI CERVI, 79 - TEL. (0522) 71746 - 4 LINEE
TELEX 530667 ASK I

RICHIEDETELI PRESSO I MIGLIORI INSTALLATORI E RICAMBISTI SPECIALIZZATI PER AUTORADIO

zione sul carico ma bensì sul generatore stesso, in questo caso sui transistori finali. Chiuderemo questo breve richiamo elettrotecnico dicendo che la cosa non è poi così strana se si pensa che nel nostro caso, trattandosi di un carico induttivo, nella prima parte del ciclo si ha immagazzinamento di energia magnetica e nella seconda parte del ciclo questa energia deve essere restituita indietro.

Or dunque da C è iniziato il ciclo del transistor inferiore T_2 ma fino a D è T_1 che continua a condurre. In D finalmente inizia a condurre T_2 che funziona in regime di potenza attiva fino al punto E che corrisponde al punto A iniziale. Dal punto E al punto F esso continua a condurre corrente in regime di potenza reattiva operando però in una regione di tensione di competenza del transistor T_1 . Abbiamo quindi completato l'esame dell'intero ciclo. Il ciclo di tensione è cominciato in A ed è finito in E mentre il ciclo di corrente è cominciato in ritardo, precisamente in B ed è finito in F, come era da aspettarsi per l'induttività del carico.

Vediamo ora una curiosa conseguenza di quanto abbiamo esaminato finora. Noi ricordiamo che quando abbiamo in passato parlato di distorsione di incrocio, e trattavamo i carichi resistivi, il transistor che si trovasse in condizioni di polarizzazione di base zero, cioè in condizione di distorsione di incrocio di primo tipo, aveva una discontinuità di non conduzione al momento del passaggio della tensione per lo zero. Si formava il ben noto «scalino» dovuto al fatto che il transistor non poteva condurre fino a quando la tensione sulla sua base non superava il valore di 0,6 volt. Che cosa succede ora, in condizioni di carico reattivo? Succede che il passaggio dalla situazione di non conduzione alla situazione di conduzione, cioè la commutazione, non avviene più al momento del passaggio per lo zero della tensione, ma avviene nei punti B e D, cioè con valori ragguardevoli di tensione.

Il fatto appare sullo schermo di un oscilloscopio come in figura 4b. Ora, abbiamo fatto tutti questi ragionamenti per la descrizione del ciclo completo sfruttando l'esempio del carico induttivo. Per esercizio potete ripetere tutto il ragionamento nel caso di un carico capacitivo. Sempre per esercizio potete fare le vostre osservazioni sulla figura 5, dove ho disegnato due semisinusoidi di corrente l'una prodotta da un carico capacitivo, l'altra prodotta da un carico induttivo, ed ho costruito la ellisse di carico per ambedue dimostrando che sono coincidenti e si ha quindi una sola linea di carico reattivo dipendente esclusivamente dall'angolo di fase.

Ed infine, una ultima osservazione sui tempi di percorrenza della linea di carico. Questa viene percorsa per intero dal punto di lavoro in un tempo pari al periodo della tensione a cui si sta lavorando. Ad esempio, se all'amplificatore è stato applicato un segnale di ingresso di 1.000 hertz, la linea di carico viene percorsa per intero in un millisecondo. E' ovvio che un transistor viene interessato solo dalla metà di questo tempo, cioè 500 microsecondi. Le ellissi delle figure sono state suddivise in 36 intervalli, essendo state tracciate per punti ogni 10° . Nell'esempio fatto prima di una frequenza di lavoro di 1.000 hertz, ognuno di questi intervalli dura 27,777 microsecondi. Queste suddivisioni ci torneranno utili quando dovremo valutare la durata dei periodi nei quali il punto di lavoro esce dalla area di funzionamento di sicurezza.

SUONO - N. 97 - Ottobre 1980

Finora ci siamo occupati del problema di vedere quali valori di tensione e di corrente vengono richiesti ad un transistor finale per poter pilotare un certo carico. Dobbiamo ora occuparci dell'altro aspetto del problema, vedere cioè se questi valori richiesti sono compatibili con quanto effettivamente un certo transistor può dare. Rammento che in questo momento stiamo parlando del transistor come di un generatore di potenza elettrica, indipendentemente dalle caratteristiche timbriche che il circuito con esso equipaggiato può fornire.

Le prestazioni di un transistor vengono valutate attraverso l'esame dei dati caratteristici che vengono forniti dai costruttori. Sotto l'aspetto della capacità di fornire potenza senza distruggersi, due sono i dati che saltano in primo piano, la tensione massima di collettore e la corrente massima di collettore. Seppur indispensabili, questi due dati sono molto meno importanti, da soli, di quanto si potrebbe pensare. E' ovvio che non si può pensare di usare un transistor con una tensione di collettore di 20 volt in un circuito alimentato ad 80 volt, oppure richiedere 4 ampere ad un transistor che può sopportare una corrente di collettore di 0,3 A. Ma, al di là di questa osservazione che possiamo senza sforzo mettere in bocca a monsieur de Lapalisse, ancora oggi è comune sentire studenti di istituti tecnici, o tecnici riparatori affermare che secondo loro il ben noto 2N 3055 «tiene» 15 ampere a 60 volt, oppure tiene 15 ampere «e» 60 volt. Non vi è alcunché di più errato, e per capirlo basta fare il prodotto di 15 per 60 e notare che viene 900 watt, mentre il costruttore dichiara una potenza massima dissipabile di soli (!) 117 watt. In realtà, se da un lato è vero che esso può sopportare «anche» 60 volt, ed «anche» 15 ampere, d'altro canto è anche vero che non li può sopportare contemporaneamente. O gli si applica molta tensione ed allora si fa circolare poca corrente, o si fa circolare molta corrente, ma si fa in modo che la tensione sia molto bassa.

Il dilemma che in tal modo ci si presenta viene sciolto da quello che, sotto l'aspetto della capacità di erogare potenza, è il più importante documento che un costruttore di transistor fornisce per il proprio prodotto, la SOAR. La parola SOAR significa «Safety Operating ARea», e definisce in modo inequivocabile quali sono i valori di tensione e di corrente che possono essere applicati ad un transistor in funzione della temperatura di esercizio e del tempo.

Tale documento si presenta, figura 6, come un grafico ricavato sul quadrante delle caratteristiche di collettore, $V_c - I_c$, del transistor. Intanto, dalla osservazione della figura notiamo subito che tale grafico è ricavato in coordinate logaritmiche sia sull'asse della tensione che sull'asse della corrente.

Sulla SOAR possiamo subito vedere chiaramente rappresentati i quattro limiti che ha un finale al suo funzionamento. Questi sono:

- La massima corrente di collettore.
- La massima tensione di collettore.
- La massima potenza istantanea dissipabile, in regime di limitazione per temperatura.
- La massima potenza istantanea dissipabile in regime di limitazione per secondo breakdown.

In figura 6 ognuno di questi limiti è chiaramente rappresentato da un segmento. Il segmento AB rappresenta il massimo valore di corrente ammissibile con continuità. Non faccio distinzioni tra valori continui e valori di picco, in quanto come apparirà man mano che procederemo nel lavoro, di corrente i transistor ne hanno sempre in abbondanza, alle basse tensioni. Scegliendo il valore « I_c max continuo» ci mettiamo dalla parte della ragione. Questa prima limitazione è dovuta alla capacità fisica, intesa nel puro significato elettrotecnico, di trasporto della corrente da parte degli elementi interni del

dispositivo, in particolare il chip di silicio ed i fili di collegamento di questo col mondo esterno.

Il segmento DE rappresenta il massimo valore di tensione di collettore, e non può essere superato in quanto la giunzione verrebbe «perforata» dal campo elettrico che, nonostante la relativa esiguità delle tensioni in gioco, può raggiungere nei pressi della barriera di giunzione valori elevatissimi a causa delle distanze estremamente ridotte. Anche in questo caso mi limito a considerare la sola V_{ce0} rassicurando il lettore fiducioso sul fatto che ciò è ampiamente sufficiente ai nostri scopi di audiotecnofili lasciando agli elettronici puri il compito di cimentarsi con le varie V_{ce1} , V_{ce2} , V_{ce3} .

Il segmento BC rappresenta un limite di potenza.

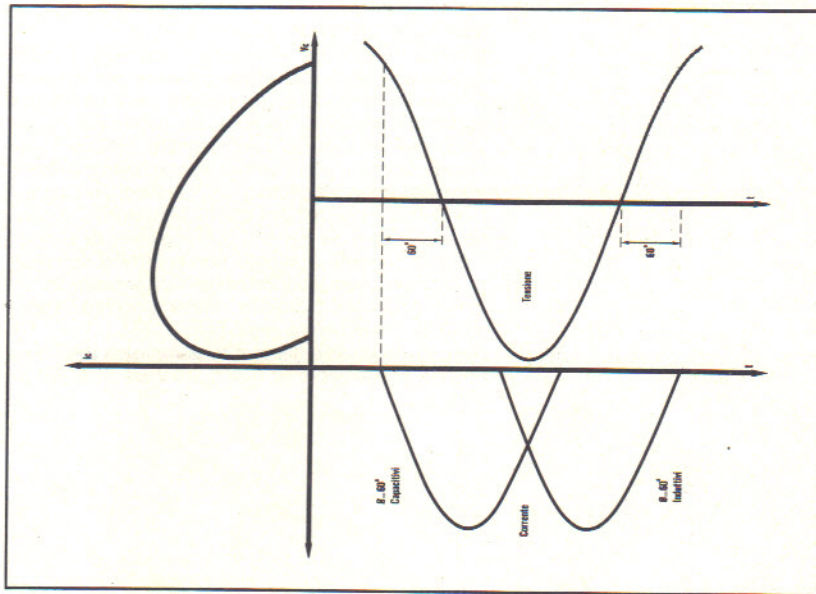


Figura 5 - La ellisse di carico dipende esclusivamente dall'angolo di fase tra tensione e corrente e non dal fatto che l'una sia in anticipo sull'altra o viceversa. La ellisse di carico è identica sia per carico induttivo che capacitivo. Il caso in esame si riferisce ad uno sfasamento di 60°.

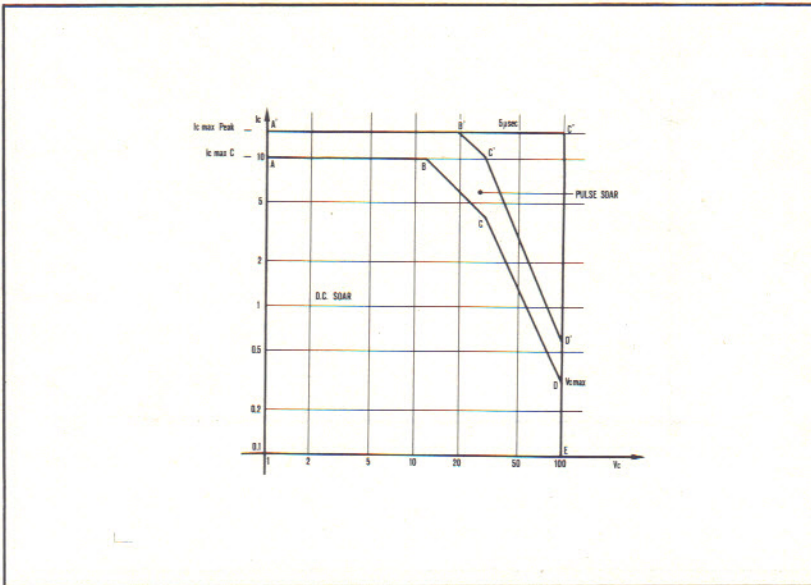


Figura 6 - Area di funzionamento di sicurezza (SOAR) di un transistor tipo. Nella caratteristica sono riportati i limiti di funzionamento di un transistor in regime continuo (DC SOAR) ed in regime impulsivo con «permanenze» al di fuori dell'area di sicurezza in regime continuo, rispettivamente di 5 millisecondi e di 5 microsecondi.

Per ogni punto che si trovi su questo segmento, il prodotto della tensione per la corrente dà un valore fisso e pari al valore di dissipazione massima fornito dal costruttore. Nel caso dell'esempio presentato in figura si tratta di un transistor da 120 watt. Su qualunque punto del segmento BC il prodotto di tensione per corrente fornisce sempre 120. Se si supera questo segmento, è ovvio che la potenza istantanea supera quella dichiarata dal costruttore e il dispositivo si distrugge. Precisamente, si distrugge per fusione, fusione che avviene per semplice trasformazione della potenza elettrica in calore. Trattandosi di un tratto in cui per ogni punto si ha il prodotto delle due coordinate uguale ad una costante, il tratto stesso è un segmento di iperbole, la iperbole di massima potenza. In figura tuttavia appare come un segmento di retta semplicemente perché la figura è tracciata in coordinate logaritmiche.

Il segmento CD è un altro tratto di iperbole, e quindi anche in esso il prodotto tensione per corrente rimane costante. Questo prodotto però non è più uguale alla massima potenza dissipabile dal dispositivo, ma bensì ad un valore minore. Questa capacità di dissipare una potenza sensibilmente minore in questo tratto è dovuto al più catastrofico e temuto fenomeno che affligga i semiconduttori, il secondo breakdown. Si tratta di un fenomeno di conduzione di corrente a valanga non controllabile capace di distruggere qualsiasi finale di potenza in un tempo nel quale il classico «batter d'occhio» appare lungo come un'era geologica.

Non voglio entrare nel merito della fisica dei semiconduttori ma vedrò se riesco a battere il record di

concisione cavandomela in 67 parole.

Quando la tensione è superiore ad un certo valore la corrente anziché scorrere distribuita uniformemente sulla superficie del collettore tende a concentrarsi in punti determinati. In queste zone puntiformi si ha un aumento della densità di corrente e quindi un riscaldamento. Il riscaldamento significa aumento di conduttività e quindi nuovo aumento di corrente che a sua volta significa nuovo aumento di calore ecc. ecc.

La fusione è repentina. Ed io me la sono cavata in 66 parole. Ed è inutile che il discotecaro di Canicattì, alloggi all'interno del suo amplificatore una mangusta con il compito di azionare un interruttore al primo segnale di allarme. L'unico modo di salvarsi è quello di togliere tensione in tempo. Ma non conosco nessuno che a tutt'oggi vi sia riuscito.

E' possibile affermare che la enorme maggioranza dei decessi nella popolazione dei finali di potenza avviene per collasso da secondo breakdown.

Il tratto della SOAR racchiuso tra gli assi coordinati e la linea spezzata A, B, C, D, E, è chiamata SOAR in DC cioè in corrente continua. Ciò significa che il punto di lavoro può muoversi all'interno di questa area in qualsiasi modo voglia, e per qualsiasi durata di tempo, senza che vi sia decesso. Si badi bene però che ciò è vero solo se si mantiene il dispositivo nei limiti di temperatura prescritti dal fabbricante. Possiamo quindi dire che all'interno della SOAR in DC gli elementi da prendere in considerazione sono solo la potenza e la temperatura.

Se usciamo al di fuori della linea spezzata che racchiude la SOAR in DC, allora diventa importante anche il tempo. Ciò vuol dire che il punto di lavoro può uscire dalla SOAR in DC, ma può «sostare» fuori di essa solo in intervalli di tempo rigorosamente determinati. Più il punto di lavoro si allontana, meno può restare fuori. Nella figura sono state tracciate per esempio la linea dei 5 millisecondi, e quella dei 5 microsecondi. Se il punto di lavoro esce dalla SOAR in DC ed arriva sulla linea più interna non può restare in tale posizione per più di 5 millisecondi. Trascorso tale tempo deve rientrare entro l'area nera, altrimenti muore. E questo solo se la temperatura è stata mantenuta entro certi limiti. Il punto di lavoro può anche arrivare fino alla linea più esterna. Ma in tal caso la sua libera uscita può durare solo 5 microsecondi e dopo tale tempo deve essere di nuovo a casa.

In sostanza, al di fuori della SOAR in DC, il transistor deve essere pilotato ad impulsi che abbiano una determinata durata, seguita da un opportuno tempo di riposo, il tutto rigorosamente stabilito dal costruttore. L'area esterna si chiama per questo motivo SOAR in regime di funzionamento impulsivo. Con l'aumentare della temperatura, i valori di potenza dissipabile dal transistor diminuiscono. Ed è questa una cosa che purtroppo molti tecnici dimenticano con eccessiva facilità. Tutti i segmenti che costituiscono la linea di chiusura della SOAR, ad eccezione evidentemente degli assi coordinati, si spostano verso il basso all'aumentare della temperatura.

La curva che ci consente di tenere conto della temperatura è la PRC (Power Rating Chart) che si vede in figura 7. In essa si può stimare di quanto diminuisce la potenza istantanea dissipabile dal transistor all'aumentare della temperatura. La interpretazione della figura è molto semplice. Potremo infatti facilmente comprendere come un transistor che a 25° di temperatura di Case dissipa il 100% della P_{Dmax} ad una temperatura di 55° dissipa solo più l'80% di quella potenza, cioè solo 100 watt se è un transistor da 125 watt di P_{Dmax} .

Preso quindi come riferimento il punto B della SOAR in DC, un modo possibile di operare è quello di abbassarlo in verticale in modo da portarlo sul nuovo e minore valore di potenza spostando con esso parallelamente a se stessa tutta la linea spezzata A, B, C, D. (continua).

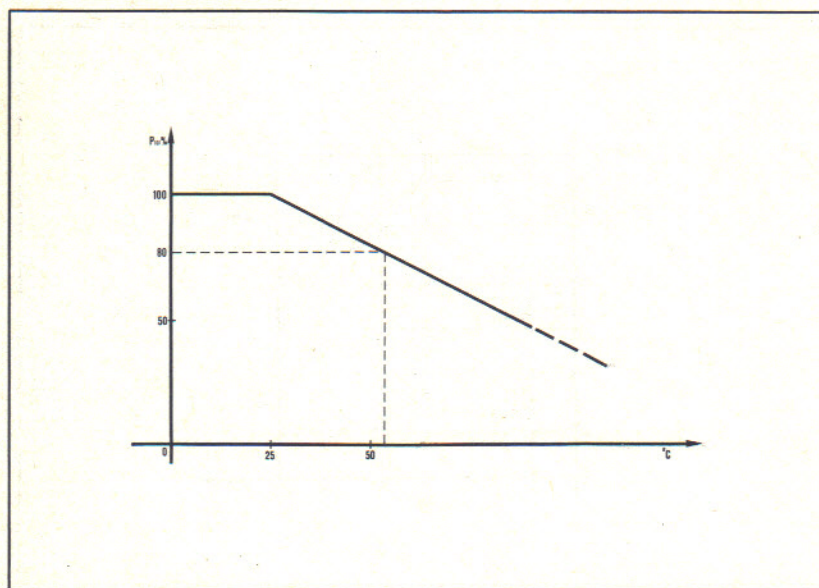


Figura 7 - Power Rating Chart (PRC). La curva fornita, al pari della SOAR, dal costruttore del transistor, permette di tenere conto dell'influenza della temperatura sui limiti di funzionamento del dispositivo finale. Con essa si può infatti facilmente stimare la diminuzione della potenza istantanea dissipabile dal transistor all'aumentare della temperatura dell'involucro (T_{case}).