

Eccoci di nuovo seduti attorno ad un tavolo di forma rotonda, a discutere sui nostri amplificatori. A partire da questa puntata mettiamo in atto la divisione dell'articolo in tre parti, allo scopo di rendere meno pesante la trattazione. La prima parte sarà prevalentemente descrittiva dei vari fenomeni che avvengono e all'interno dello stadio finale considerato isolatamente, e nello stadio finale considerato con i suoi interfacciamenti. Ricordiamo che l'amplificatore finale va ad interfacciarsi col suo preamplificatore, col suo alimentatore, col suo carico, e dal modo con cui avviene questo interfacciamento deriva un certo tipo di funzionamento dello stadio stesso. Nella seconda parte ci occuperemo di topologie circuitali. Vedremo cioè in che modo i transistori finali, e tutti quelli che compongono uno stadio finale, possono essere collegati tra loro per conseguire il loro scopo. Esamineremo buona parte dei circuiti classici, ed un certo numero di quelli meno classici, fino a quelli cosiddetti «esoterici», senza assolutamente avere la pretesa di esaminare «tutte» le circuitazioni possibili, primo perché credo che ciò sia impossibile a livello di quantità, secondo perché sono convinto di non conoscere tutte le circuitazioni possibili, terzo perché sono convinto che non esista alcuno che conosca tutte le circuitazioni possibili. Nella terza parte infine ci occuperemo di calcoli. Impareremo

Amplificatori di alte prestazioni

di Bartolomeo Aloia

**QUALI
TRANSISTOR?**



ciò a fare, dei piccoli calcoli, poi più complessi, ma senza mai uscire da cose che tutti con un po' di buona volontà possano fare, atti a darci un dimensionamento razionale dei vari componenti. Quando poi ci occuperemo di costruzione di uno stadio finale, la prima parte da descrittiva del funzionamento, diverrà descrittiva di modalità costruttive.

A gran richiesta, come si dice nel mondo dello spettacolo, riprendiamo gli articoli tecnici sull'amplificatore. L'autore è, ovviamente, lo stesso della fortunata serie precedente conclusasi col n. 99 (Gennaio 1981) di SUONO. Ci si avvia ora all'applicazione delle teorie precedentemente illustrate.

Alte frequenze o basse frequenze: quali sono più pericolose?

Finora nel problema del dimensionamento del finale, abbiamo parlato di correnti, di tensioni, di tempi, di temperatura, ma non abbiamo mai parlato di frequenza. Vuol dire forse che il problema del dimensionamento del finale è indipendente dalla frequenza? No! Ed ora ci renderemo conto del perché.

Osservando la curva di SOAR di un transistor di potenza, che riporto in fig. 1 noi abbiamo modo di osservare come la potenza istantanea che può sopportare il dispositivo aumenta a mano a mano che diminuisce il tempo in cui tale potenza resta applicata. Faccio ora un esempio con un segnale ad onda quadra di frequenza pari a 2,5 kHz, ipotizzando poco realisticamente ma allo scopo di metterci nelle peggiori condizioni possibili, che la situazione di potenza istantanea massima permanga per tutta la durata del periodo, e quindi, riferendoci ad un solo transistor, per tutta la durata del mezzo periodo.

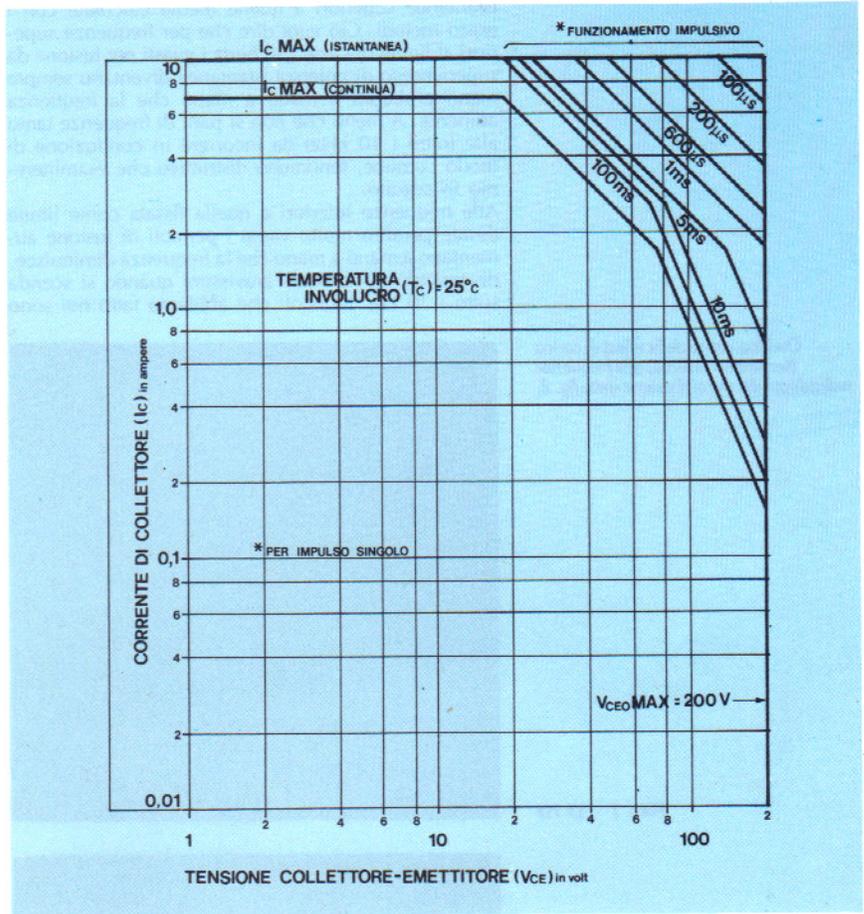
Ora una frequenza di 2,5 kHz ha un corrispondente periodo di 400 microsecondi. Ma il semiciclo che interessa un gruppo di finali, o quelli destinati alla amplificazione della semionda positiva o gli altri, dura solo 200 microsecondi.

Orbene, la potenza istantanea che il transistor può fornire per una durata di soli 200 microsecondi è molto più alta di quella che può fornire in DC. Ad esempio a 100 volt può fornire 700 watt istantanei anziché gli 80 watt istantanei che può fornire in DC. Il primo fatto su cui possiamo riflettere è che avendo un finale una costante di tempo termica di qualche decina di millisecondi, in un tempo del genere, 200 microsec., la giunzione non fa in tempo a salire molto in temperatura ed a portarsi in zona pericolosa. Dopo questo semiciclo essa gode di 200 microsecondi di riposo perché è l'altro transistor che lavora, e durante questo tempo si ha una certa diminuzione di temperatura.

Quando si fanno calcoli molto precisi, si tiene conto del fatto che quando ricomincia un nuovo ciclo, la temperatura non è proprio quella iniziale ma vi è un piccolo incremento dovuto al precedente semiciclo e che ciò porta ad un successivo innalzamento della temperatura da un semiciclo all'altro. A questo controbatte in senso opposto il fatto che in realtà non è molto probabile che la potenza istantanea richiesta si mantenga sul valore massimo per tutta la durata del semiciclo, ma è molto più realistico considerare che parta da zero, salga con una certa legge fino al massimo e si riporti poi a zero, adducendo ad un valore medio all'interno del semiciclo, decisamente inferiore a quello massimo. Questa precisazione non invalida il concetto che a frequenze che possono essere considerate medie, al transistor si può richiedere una potenza istantanea superiore a quella che gli si può richiedere con continuità. Al di sopra dei 2 kHz, come ben noto, il contenuto di potenza nello spettro di qualsiasi tipo di musica diminuisce notevolmente, e, per queste frequenze, non esiste questo tipo di problema.

Facciamo ora un esempio a frequenza molto più bassa, 20 hertz. Il periodo corrispondente è 50 millisecondi ed il semiperiodo che interessa ciascun finale è 25 millisecondi. Qui le cose cambiano, perché la durata è ormai superiore alla costante di tempo della giunzione, e quindi questa fa tranquillamente in tempo a raggiungere la temperatura che gli viene imposta dal valore massimo della corrente circolante. È d'uopo ancora una precisazione. La SOAR è valida solo se durante il funzionamento si mantiene rigidamente costante la temperatura al valore specificato, normalmente 25°C. Chiaramente questo non si verifica con una frequenza come quella di 20 Hz o con frequenze inferiori.

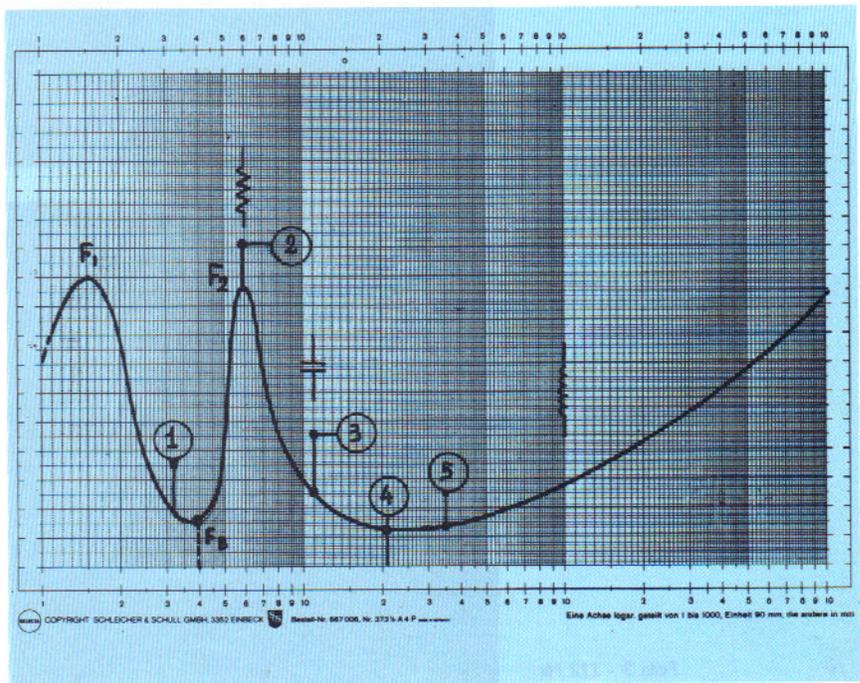
Di questo bisogna tener conto e nei nostri calcoli della puntata precedente noi ne tenemmo conto. Tutto questo ci porta a fare le seguenti considerazioni, che nascono dal tenere conto della costante di tempo termica del finale.



È stabilito che tale costante di tempo è dell'ordine di grandezza della decina di millisecondi, il quale tempo corrisponde ad un periodo doppio e quindi ad una frequenza di 50 Hz. Per frequenze che siano sufficientemente alte rispetto a questa, per esempio cinque volte superiori o più, dicasi quindi da 250 Hz in su, la giunzione non raggiunge durante un semiciclo la temperatura massima ed il successivo semiperiodo di riposo ci metta in condizioni di utilizzare potenze

Fig. 1 - Curva di SOAR di un transistor di potenza.

Fig. 2 - Andamento dell'impedenza in funzione della frequenza. Identificazione dei punti di esame (vedi testo).



istantanee superiori a quelle medie calcolate con i nostri metodi. Ciò vuol dire che per frequenze superiori al limite di circa 250 hertz i guasti per fusione da superamento di potenza istantanea diventano sempre meno probabili a mano a mano che la frequenza aumenta. A meno che non si parli di frequenze tanto alte (oltre i 10 kHz) da incorrere in conduzione di modo comune, fenomeno distruttivo che esamineremo in seguito.

Alle frequenze inferiori a quella fissata come limite (limite peraltro molto vago) i pericoli di fusione aumentano a mano a mano che la frequenza diminuisce, diventando ovviamente gravissimi quando si scenda sotto i 20 Hz. I calcoli che abbiamo fatto noi sono

Oscillogrammi delle ellissi di carico (tensione-corrente) alle frequenze individuate dai punti d'esame della fig. 2.

Foto 1 - 33 Hz

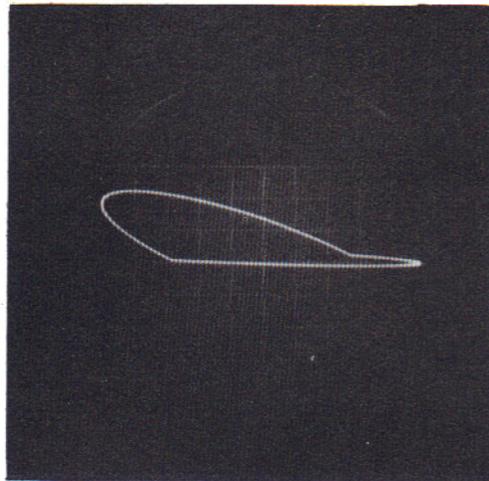


Foto 2 - 58 Hz

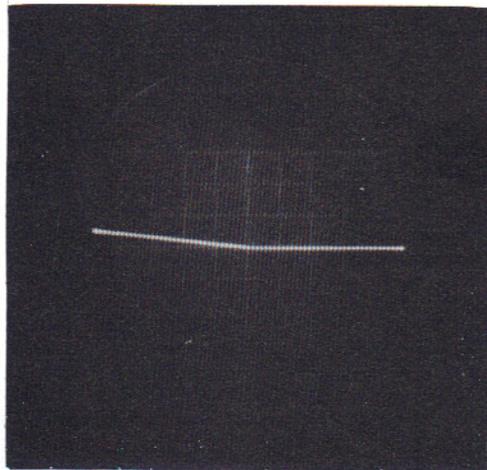
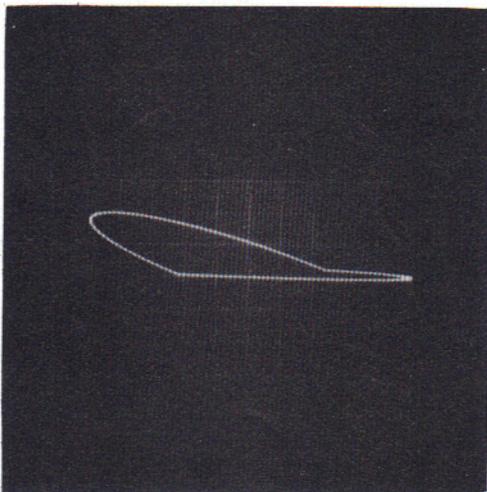


Foto 3 - 112 Hz



validi purché la frequenza non scenda con ampiezze rilevanti sotto i 20 Hz, e le potenze istantanee specificate non possono assolutamente essere superate, come invece è possibile nel campo delle frequenze medie ed alte.

Qualche volta si è sentito dire che il crossover, con le sue rotazioni di fase può essere un elemento di pericolo per lo stadio finale. L'esperienza mi dice invece che ciò è vero solo in minima parte. Escludendo il caso di filtri con buchi di impedenza paurosi costruiti dal discotecaro di chissà dove, normalmente le rotazioni di fase dei filtri crossover si fanno sentire maggiormente in prossimità delle frequenze di taglio e queste raramente cadono sotto i 400 Hz. Avvallamenti e rotazioni di fase «ragionevoli» prodotte dai filtri non costituiscono quindi un serio pericolo, nella maggioranza dei casi. Chi invece costituisce un pericolo mortale, per il fatto che produce forti rotazioni di fase proprio a frequenze molto basse, è il woofer, come tra poco vedremo.

Woofer contro stadio finale: un duello mortale

Se proviamo ad immaginare il funzionamento di un complesso di amplificazione-diffusione in un regime di operazione professionale e pensiamo come in una fiaba di dare un volto umano alle cose, si può ben intravedere questo duello che ahimé, nella realtà quotidiana lascia morti sul campo in quantità. Il finale eroga rabbiosamente la sua potenza sul woofer cercando di distruggerlo, di bruciargli la bobina, di smembrargli le sospensioni. Il woofer dal canto suo cerca di prendere in contropiede lo stadio finale cercando di sfasargli il più possibile corrente e tensione. Non è neanche raro il caso in cui i due contendenti muoiono ambedue, con grave rischio di infarto per il proprietario dell'impianto.

In termini tecnici questo confronto tra stadio finale e woofer può essere completamente descritto seguendo la linea di carico al variare della frequenza. Dopo tutti i disegni ed i grafici delle puntate precedenti penso che vi farà piacere vedere finalmente queste linee di carico dal vivo. Per fare questo ho preso l'unica cassa che avevo in questo momento in laboratorio, un enorme bass-reflex da 300 watt di potenza, ed ho cominciato col misurare i punti più significativi della curva frequenza-impedenza.

Questo andamento è visibile in figura 2 ed i più riconosceranno immediatamente il tipico andamento dei bass-reflex con due picchi di risonanza pressappoco della stessa altezza. Poi ho collegato l'asse orizzontale dell'oscilloscopio con la tensione e l'asse verticale con la corrente di uscita di un mezzo stadio. Per avere il comodo riferimento dell'asse delle tensioni in queste foto io preferisco far comparire solo la metà ellisse che si riferisce ad una metà dello stadio finale, indifferentemente quella positiva o quella negativa. A puro titolo di esempio ho riportato una ellisse intera di carico nella foto 5 bis che è una replica della n° 5 con l'asse verticale erroneamente un po' più amplificata. Andiamo con ordine e, richiamando alla mente quanto abbiamo letto nelle puntate precedenti, cerchiamo di identificare bene gli assi ed i valori che sono rappresentati. La linea orizzontale centrale del reticolo rappresenta l'asse delle tensioni. Su questa linea il punto centrale rappresenta la tensione di collettore pari a metà tensione di alimentazione, cioè tensione di uscita zero. Sempre su questa linea il punto estremo sinistro, all'incrocio con l'ultima linea verticale del reticolo, rappresenta il punto a tensione di collettore zero, tensione di uscita pari a metà tensione di alimentazione, corrente ad un valore alto ma non al massimo.

Sempre su questa linea, il punto estremo a destra rappresenta l'intera tensione di alimentazione, che è applicata al collettore del transistor in oggetto. Questo però è interdetto quindi la corrente è zero e la tensione di uscita è pari a metà tensione di alimentazione. La corrente al carico la fornisce ora l'altro transistor la cui curva è la simmetrica di questa. Sull'asse verticale è invece riportata la corrente. La scala delle correnti è

presto fatta. Si ispeziona la curva di impedenza fino a trovare la minima impedenza ed in questo punto si calcola la corrente che sarà ovviamente la massima possibile nella zona di spettro che si è esplorata. Nel nostro caso abbiamo trovato la minima impedenza e la massima corrente a circa 200 Hz, come era logico aspettarsi, cioè il punto di estrema sinistra della curva raggiunge la massima distanza dalla linea orizzontale centrale del reticolo. Questa distanza è, a 200 Hz, di 2,2 quadretti. Conoscendo la tensione di uscita, dividendola per l'impedenza in modulo trovata a 200 Hz, si ottiene la corrente massima e mettendola in relazione ai 2,2 quadretti del reticolo, la scala è stabilita. Notiamo che a 200 Hz la ellisse è totalmente schiacciata ed è diventata una retta di carico resistivo. Ciò è giusto in quanto questo punto è un punto di fase zero per il woofer. Oltrepassato questo punto, salendo cioè in frequenza il woofer si comporterà come un gruppo resistenza induttanza in cui il valore della induttanza andrà sempre salendo al crescere della frequenza. Questo punto (200 Hz) è di tutto riposo per lo stadio finale: anche se l'impedenza è minima e quindi la corrente massima, il fatto che la fase è zero comporta una dissipazione di potenza sui finali molto piccola ed un funzionamento lontanissimo dai limiti della SOAR. Vi sono altri tre punti a fase zero. Uno è alla frequenza F_b , frequenza di accordo della cassa. Lo stadio finale considera questo punto molto simile a quello relativo al minimo di 200 Hz. Gli altri due punti sono quelli relativi ai due picchi di risonanza F_1 ED F_2 . In corrispondenza di questi non solo la fase è zero ma il modulo dell'impedenza molto alto, e quindi la corrente molto piccola. Corrente piccolissima, sfasamento nullo, non vi è alcunché di meglio, lo stadio finale si augura che tutti i punti della curva siano uguali a questo. Ma purtroppo non è così. Negli intervalli di frequenza tra un punto a fase zero ed un altro, si verificano notevoli rotazioni di fase.

A 33 Hz, per esempio, la corrente ha una ampiezza quasi pari alla massima (sembrerebbe uguale alla massima, ma è una non buona calibrazione dell'asse verticale). La fase però è di 36° , e comincia ad essere un valore da dare seri grattacapi al nostro stadio finale. Grattacapi molto seri vengono anche dalla fase a 20 Hz e sotto fino a meno di 10 hertz. Nel nostro caso a 20 Hz si hanno circa 30° e se rammentiamo il discorso sulla costante di tempo termica dei finali, sentiamo odor di bruciato. Vero è che nei programmi musicali tranne poche eccezioni in moderni dischi di effetto, a queste frequenze vi è un contenuto di potenza relativamente limitato. Ma non è dei programmi musicali che mi preoccupa, è delle vibrazioni infrasoniche generate da qualsiasi natura. Pensate ad una installazione di discoteca in cui i giradischi sono montati su un banco che è soggetto ad ogni genere di sollecitazioni prodotte dagli urti degli scalmanati che si aggirano come indemoniati nei dintorni del disc-jockey minacciandolo di linciare se non mette su il disco che vogliono loro. Queste sollecitazioni, tradotte dalla testina in tensioni infrasoniche attraversano tutta la catena ed incontrano nel woofer angoli di fase tutt'altro che trascurabili. Non mi stancherò mai di consigliare che occorre impedire che frequenze subsoniche attraversino la catena di riproduzione. In impianti professionali il meglio che si possa fare è tagliare sotto i 50 Hz con quanta più rapidità è possibile. Risparmierete molte interruzioni del servizio.

Un altro punto critico è quello a 112 hertz (Foto 3). Qui troviamo un angolo di fase di 33° con una corrente vicina a quella massima. In questa zona però esiste la massima concentrazione di potenza, per quanto riguarda gli impianti per discoteche e gli impianti domestici che riproducono disco-music, concentrazione di potenza dovuta ai forsennati che battono ritmicamente colpi di estrema violenza contro la grancassa che ha avuto il torto di parargli davanti. Verso i 250 hertz ed oltre si riscontrano ancora angoli di fase rilevanti, ma il modulo dell'impedenza va crescendo e quindi la diminuzione della corrente rende sempre meno dannosa la presenza dello sfasamento.

Si tenga infine presente che la cassa acustica che abbiamo esaminato è una di quelle con minori sfasamenti che mi siano capitate sotto mano. In altre casse, equipaggiate con grossi e potenti woofer da 380 mm. ho spesso misurato angoli di fase anche doppi di quelli riscontrati su questo esemplare.

Studio di un circuito

Come promesso eccoci qui a studiare l'architettura di uno stadio finale inteso non come gruppo di finali ma come amplificatore finale di potenza completo. Ho preferito non partire da considerazioni teoriche accompagnate da schemi a blocchi, ma affrontare decisamente l'esame di uno schema reale allo scopo di

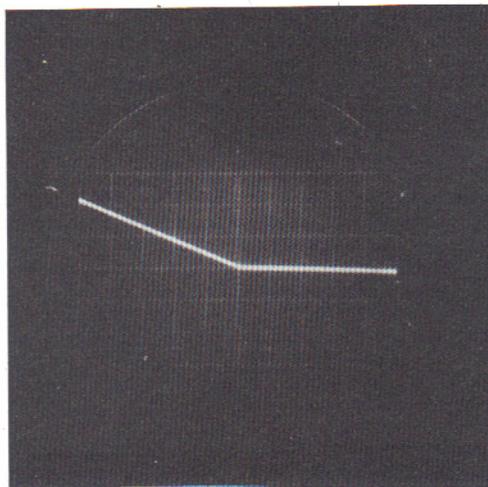


Foto 4 - 200 Hz

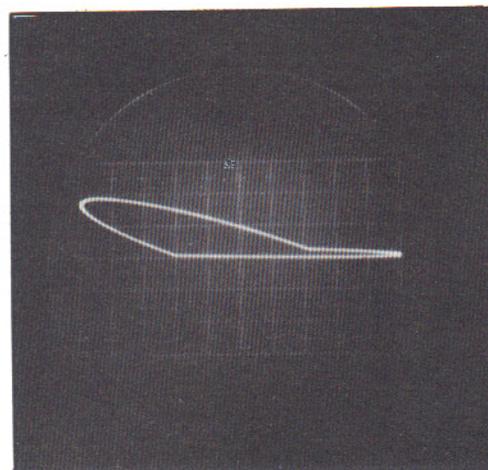


Foto 5 - 350 Hz

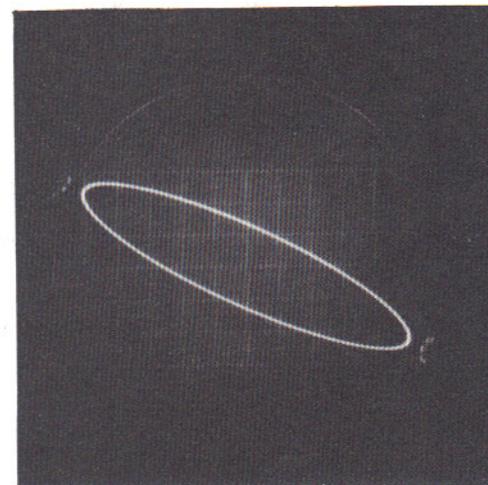


Foto 5bis - 350 Hz (ellisse intera)

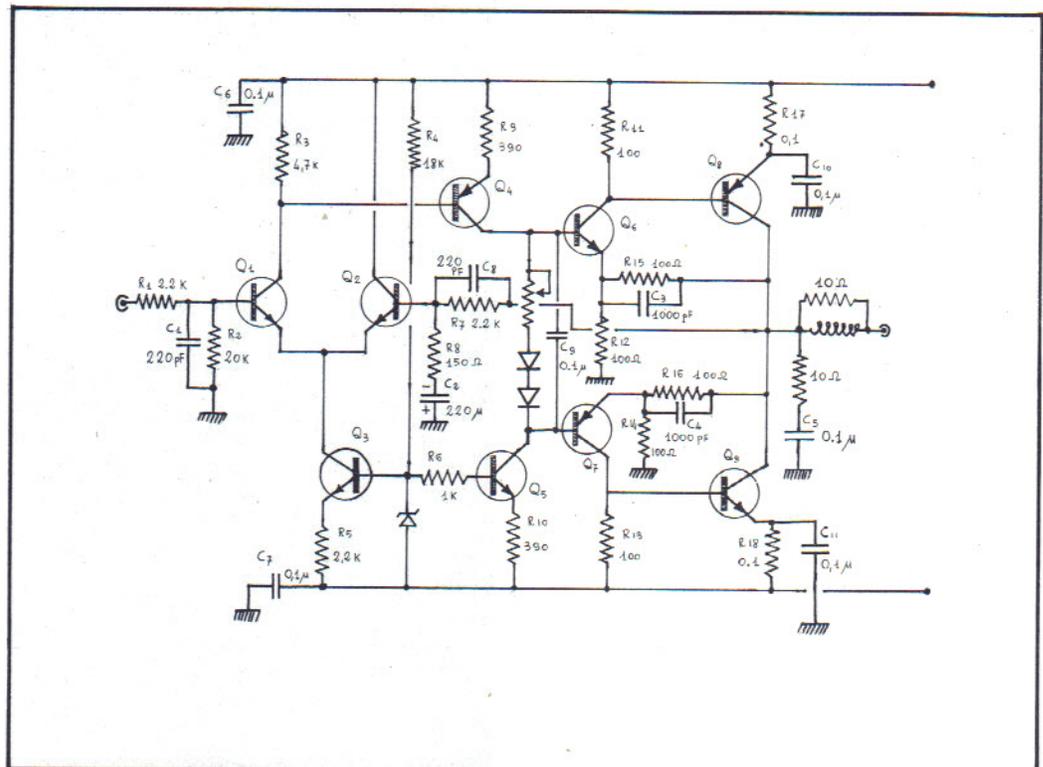
rendere questo approccio più interessante e entrare subito nel vivo degli argomenti. Essendo la prima volta che prendiamo in esame uno schema completo, non ci soffermeremo ovviamente sui dettagli e su considerazioni di calcolo specifiche, ma cercheremo di trarre da esso tutti quegli insegnamenti che ci possano far capire come si ragiona quando si ha davanti lo schema di un finale.

Anzitutto, di che cosa si tratta. Lo schema è tratto dal progetto di un finale di potenza, comparso sulla stampa tecnica americana nell'anno 1969 per la prima volta, e ricomparso l'anno successivo nella forma definitiva che è quella che presento. A questo finale fu affibbiato il nome di «Super Tiger», nome che appare molto appropriato se si pensa che veniva dato per 80 watt su 8 ohm e 125 watt su 4 ohm, potenze che per quei tempi erano molto, molto rilevanti. Il progetto era diretto agli autocostruttori, ed in parte era stato generato dall'entusiasmo creatosi a quell'epoca per le coppie complementari di alta potenza della Motorola che erano appena uscite.

A quei tempi gli autocostruttori americani (anche se può apparire strano a qualche lettore rincitrullito dalla pubblicità, nei paesi dove l'hobbismo elettronico è altamente sviluppato, gli autocostruttori mettono in pratica le novità molto prima dei costruttori industriali. Ai bei tempi quando circolava meno denaro ma molta più voglia di darsi da fare questo era vero anche nel nostro paese. Ne fa prova il fatto che, ad esempio, i primi che misero in pratica le comunicazioni radio ad onde corte non furono né gli enti radiofonici né gli industriali ma proprio i radioamatori) erano appena venuti a conoscenza dei vantaggi di cui si poteva beneficiare usando la configurazione di uscita «full complementary»: lo storico numero di W.W. su cui era comparso il famoso articolo di A. Bailey Radford «30 watt high fidelity audio amplifier» era del maggio 1968. In quel clima di entusiasmo è comprensibile come molti, non paghi delle migliori prestazioni in termini di distorsione che i nuovi dispositivi fornivano, furono portati ad «estrarre» dagli stessi potenze eccessive, anche perché si conoscevano molto nebulosamente le relazioni tra la SOAR e le linee di carico presentate dai diffusori. Tra coloro che peccarono di eccessivo ottimismo vi fu l'autore di questo progetto. In realtà, in tutto il mondo, quando si presenta un

progetto agli autocostruttori si «tira» da un finale una potenza sensibilmente superiore a quella prevista da un costruttore industriale, il quale deve stare attento a che i ritorni per guasti non superino alcune unità per cento. Vi sono poi altre considerazioni che in questo momento non desidero fare in quanto non voglio tirarla troppo per le lunghe e intendo lanciarmi nella descrizione dello stadio finale in oggetto. Dirò molto semplicemente che io discordo con tutto il resto del mondo e se da una coppia di finali a livello di costruzione industriale si può tirare una certa potenza, tale potenza è quella che deve utilizzare anche il costruttore dilettante. La coppia di finali utilizzata in questo progetto è la MJ 802/ MJ 4502. Nello studio fatto la volta scorsa sulle curve di SOAR confrontate con le linee di carico abbiamo visto che tale coppia non era ammessa, anche se per poco, a lavorare erogando 50 watt su un carico avente un modulo di 8 ohm ed un argomento di 30°. Se proprio vogliamo fare uno strappo alla regola facciamogli pure erogare 50 watt, ma non di più. Io non ammetto che questa coppia possa erogare 80 watt, se non su un carico puramente resistivo. Eliminando questo come caso pratico, i costruttori dilettanti che volessero realizzare questo schema, dovranno provvedere alla sostituzione dei finali originali con una coppia più moderna ed avente una caratteristica di SOAR decisamente più robusta nella zona di secondo Breakdown. Ciò è cosa perfettamente realizzabile. Questo schema è, sotto l'aspetto dei finali, estremamente versatile. Non lo è affatto, invece, come vedremo, per gli altri transistor. Lasciatemi ora tessere gli elogi di questo schema. Esso ha il primo vantaggio, sotto l'aspetto didattico, di avere una architettura semplice, lineare, bella a guardarsi. Essa ha quel tanto di classico che fa piacere al principiante, e quel pizzico di innovativo che fa piacere a chi è sempre alla ricerca della novità. È uno schema da cui sortisce un amplificatore robusto, affidabile (con la nota di prima), soprattutto facile da far funzionare, cosa importantissima per un dilettante. Se ben realizzato funziona al primo colpo senza dar grane, è di funzionamento sicuro, ha buone prestazioni. Certo i cultori dei molti zeri storceranno un pochino il naso vedendo le caratteristiche dichiarate, contro la T.I.D. non vi sono eccessive precauzioni, ma ciononostante io lo consiglio caldamente a chi vuole

Fig. 3 - Schema di amplificatore finale di potenza «Super Tiger».



costruirsi un onesto e robusto amplificatore per pilotare altoparlanti per strumenti musicali di ogni tipo, woofer e sub-woofer, impianti per piccole discoteche e tavernette etc.

Lo stadio di ingresso è equipaggiato con i transistori Q_1 , Q_2 , Q_3 ed ha diverse funzioni che sono principalmente:

- provvedere all'adattamento di impedenza tra il preamplificatore e gli stadi successivi;
- provvedere ad un certo ammontare di amplificazione di tensione;
- funzionare da stadio amplificatore di errore per la controeazione. In quest'ultima funzione è compresa anche quella di mantenere a livello di massa il potenziale del terminale di uscita, in assenza di segnale ovviamente, che, non essendo provvisto di condensatore di accoppiamento, è connesso direttamente all'altoparlante.

Cominciamo dall'ingresso. Il primo componente che si incontra è una resistenza da 2,2 kohm che, unitamente al condensatore verso la massa C_1 da 220 pF, costituisce un filtro passo basso che ha lo scopo di produrre forte attenuazione per frequenze troppo alte al di fuori della banda audio, che sono oltre che inutili anche dannose. La resistenza R_2 da 20 kohm «fissa» il potenziale della base a quello di massa. Senza questo fissaggio a massa del potenziale di base si renderebbe inoperante il successivo stadio, ed anche il transistor Q_1 , per la natura fluttuante del suo collegamento di base sarebbe impossibilitato a funzionare correttamente. Il primo stadio è un amplificatore differenziale. Esso è costituito da due ingressi ed una uscita ed amplifica le differenze di tensioni presenti sui due ingressi. Il primo terminale di ingresso è la base di Q_1 , il secondo terminale di ingresso è la base di Q_2 . Il terminale di uscita, da cui si preleva la tensione da inviare allo stadio successivo, è il collettore di Q_1 . Sull'ingresso di sinistra arriva il segnale di entrata. Sull'ingresso di destra arriva il segnale di uscita convenientemente attenuato dalla rete di controeazione. Supposto che sussista alcuna distorsione tra questi due segnali resta una differenza, creata ad arte con il dimensionamento delle reti, che viene amplificata di un prestabilito ammontare ed inviata sulla base di Q_4 che è il primo transistor che segue. Se invece, come accade in realtà, sulla base di Q_2 arriva anche un segnale che non è presente sulla base di Q_1 , cioè una distorsione, il circuito differenziale provvede a creare un segnale opposto in fase che, inviato verso l'uscita provvede a cancellare, in una certa misura il segnale indesiderato, secondo il classico canone del principio della controeazione.

Un circuito differenziale funziona tanto meglio quanto più alta è la resistenza che si pone tra il collegamento comune degli emittitori e la massa, o meglio il terminale negativo della tensione di alimentazione (che per le correnti alternate è massa). Una resistenza molto alta costringerebbe però a far circolare una corrente troppo piccola nei transistori che compongono il differenziale. Per evitare questo inconveniente si utilizza un interessante circuito chiamato «pozzo di corrente» che si comporta come una altissima resistenza, lasciando però circolare la corrente ottimale per il funzionamento dello stadio. Il pozzo di corrente è costituito dal transistor Q_3 la cui topologia circuitale è così definita: sull'emittore una resistenza non disaccoppiata R_5 da 2,2 kohm, il collettore collegato direttamente agli emittitori del differenziale, il potenziale di base rigidamente fissato ad un prestabilito potenziale che viene ottenuto, in questo caso, con un diodo zener alimentato dalla resistenza R_4 da 18 kohm.

Lo stadio di ingresso differenziale provvede in questo caso ad un certo ammontare, non piccolo, di amplificazione di tensione in quanto il collettore di Q_1 è caricato con una resistenza relativamente alta. Questa resistenza è costituita dal parallelo tra la resistenza di carico di collettore R_3 da 4,7 kohm e la resistenza di ingresso dinamica del Q_4 che è sufficientemente elevata per la presenza, in serie al suo emittore, di una R_7 da 390 ohm, che producendo una controeazione

locale, alza la resistenza di ingresso che appare tra il terminale di base e la linea di riferimento che in questo caso è la tensione di alimentazione positiva.

Il secondo stadio, amplificatore di tensione in classe A, è equipaggiato con i transistori Q_4 e Q_5 dove però solo Q_4 svolge funzioni di amplificazione e Q_5 svolge la funzione di carico dinamico, cioè resistenza di carico elevatissima con possibilità però di far passare la corrente che si vuole. Q_5 è collegato per comodità alla stessa tensione di riferimento di Q_3 . A questo stadio è devoluto il compito principale di produrre un elevatissimo ammontare di amplificazione di tensione ed il compito secondario di produrre una differenza di tensione tra le basi dei due piloti atta ad eliminare la distorsione di incrocio di primo tipo da alcun altro, il modello RCA 40410. Questo transistor ha un «suono» assolutamente eccezionale ed è uno dei prodotti più indovinati mai usciti dalle linee di montaggio del prestigioso costruttore americano (RCA per l'appunto). Naturalmente qualcuno sorriderà se non addirittura riderà perché io parlo di suono di un transistor. Rida pure costui, rida cche mamma taffat'ignocchi dice il vecchio ritornello romanesco, ma si ricordi che ride bene chi ride ultimo. Il «sound» di questo transistor, peraltro facilmente avvertibile, deriva in gran parte dal ridotto ammontare di effetto Early che esso possiede.

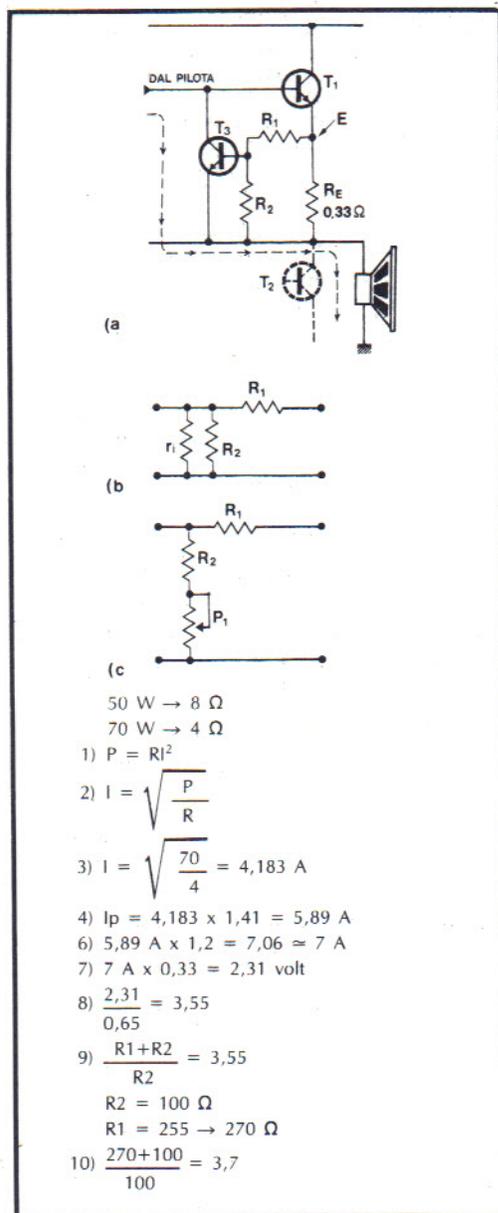


Fig. 4 - Schema di funzionamento del circuito di protezione in corrente.

Si tratta di una intermodulazione introdotta sul segnale che deriva da una modulazione dello spessore di base prodotta dallo stesso segnale di uscita. In qualche giorno del futuro avremo modo di parlare più diffusamente del suono dei singoli transistor.

Il valore di amplificazione che potrebbe fornire Q_4 sarebbe estremamente elevato, pari in pratica a tutta l'amplificazione a loop aperto richiesta dallo stadio finale completo. Tuttavia il coefficiente di amplificazione è limitato dalla presenza della resistenza R_9 da 390 ohm che induce una controreazione che diminuisce la amplificazione stessa e realizza il criterio adottato dal progettista di suddividere il guadagno di tensione tra primo e secondo stadio.

Per quanto riguarda la funzione di amplificazione il collettore di Q_4 potrebbe tranquillamente essere collegato al collettore di Q_5 . Tuttavia questo stadio in classe A deve fornire al successivo stadio che è quello di pilotaggio un eguale segnale alternato per ciascun pilota ma un diverso valore di polarizzazione in continua per ogni pilota. Per poter fare in modo che nei due piloti, e quindi nei due finali, scorra una corrente di riposo che elimini la distorsione di incrocio di primo tipo, occorre che tra le due basi dei piloti esista una tensione leggermente superiore al doppio (sono due giunzioni) della tensione di soglia della giunzione base emettitore. Stabilita approssimativamente questa tensione di soglia in 0,65 volt, trattandosi di dispositivi al silicio, tra le due basi ne devono essere approssimativamente 1,4 - 1,45 volt di differenza di potenziale continua e questa tensione deve poter essere aggiustabile dal momento che i finali hanno delle V_{be} leggermente diverse da esemplare ad esemplare. Questa differenza di potenziale viene ottenuta in un modo molto semplice facendo attraversare alla corrente di collettore di Q_4 due diodi al silicio, quindi due giunzioni, più una resistenza variabile per ottenere quel tanto in più che ci vuole con possibilità di variazione. I due diodi al silicio vengono montati a contatto termico stretto con il dissipatore di calore allo scopo di evitare la distruzione dei finali per effetto di valanga termica. Infatti nei finali, se la V_{be} resta costante, scorre una corrente sempre maggiore con l'aumentare della temperatura, la quale continua ad aumentare per effetto della maggior corrente. Si forma così un fenomeno di reazione termica che porterebbe a distruzione i finali. Ciò in pratica non avviene perché contemporaneamente all'aumentare della temperatura diminuisce la tensione ai capi dei diodi i quali fanno diminuire la tensione sulle basi dei piloti e quindi dei finali, e la V_{be} di questi ultimi diminuisce all'aumentare della temperatura, mantenendo costante la corrente di riposo.

Continueremo il nostro esame alla prossima puntata. Nel frattempo se qualcuno vuole costruirsi questo consigliabilissimo finale, lo faccia sapere subito, che provvederò immediatamente a comunicare i finali da usare ed a fornire le altre modalità costruttive.

Calcolo di una semplice protezione

Come promesso, eccoci giunti alla sezione calcolo. Eseguiamo qui di seguito un primo semplice calcolo di una protezione in corrente. Non ci preoccupiamo assolutamente dei presupposti teorici e dei principi di funzionamento, che tratteremo in altre parti di questi articoli, ma ci occuperemo solo e soltanto di giungere ad un numero. Riferimento alla fig. 4.

T_1 è il transistor finale da proteggere da corto circuiti o da impedenze troppo basse. Si vede infatti che se vengono cortocircuitati i morsetti dell'altoparlante tenderebbe a scorrere nel finale una corrente teoricamente superiore al centinaio di ampères. Escludendo la possibilità di usare fusibili a causa della loro lentezza, occorre impiegare un metodo caratterizzato da una elevatissima velocità di «esecuzione». Tale metodo non può essere che elettronico ed impiegare un altro transistor. Il transistor che viene destinato a questo scopo è il T_3 . In situazione di pericolo esso deve «chiudersi» cioè deve diventare come un corto circuito; in tal modo esso assorbirà pressoché interamente la

corrente proveniente dal pilota, con conseguente blocco del finale, che non potendo più erogare corrente, si salverà. Perché il transistor addetto alla protezione entri in conduzione e quindi inizi la sua opera di salvataggio, occorre che la tensione sulla sua base raggiunga, e poi ovviamente superi, il valore di 0,65 V, normalmente considerato il valore di soglia. Per ottenere una indicazione precisa sul valore della corrente istantanea che sta attraversando il carico ci si serve della resistenza R_E che è posta in serie all'emettitore del finale, e sulle cui funzioni ampiamente discuteremo. È chiaro che la tensione ai suoi capi è direttamente proporzionale alla corrente che scorre sul carico, dal momento che la corrente non ha alcuna altra via da seguire, essendo il transistor inferiore interdetto se quello superiore conduce. Prendiamo l'esempio di un amplificatore che eroghi una potenza di 50 watt su un carico di 8 ohm e di 70 watt su un carico di 4 ohm. Utilizzando la formula 1), in 3) vediamo che la corrente efficace che viene richiesta per poter erogare la potenza nominale su 4 ohm è di 4,183 ampères. Ma questa è la corrente efficace. La corrispondente corrente di picco la troviamo con la 4) ed è di 5,89 A. Noi dobbiamo lasciare che questa corrente scorra nel carico senza produrre innesco della protezione se vogliamo che l'amplificatore funzioni correttamente sul carico di 4 ohm. Decidiamo di far intervenire la protezione ad una corrente del venti per cento superiore. Dalla 6) vediamo che tale corrente è di 7 A. Dalla 7) accertiamo che questa corrente produce sul punto E una tensione pari a 2,31 volt, troppo alta, e che quindi porterebbe all'intervento troppo anticipato della protezione.

Invece noi vogliamo che quando vi sono 2,31 volt sul punto E ci devono essere 0,65 volt sulla base di T_3 . Per ottenere ciò abbiamo bisogno di un fattore di riduzione della tensione di 3,55 volte. Otteniamo questo fattore di riduzione con il partitore $R_1 - R_2$, ed imponendo a detto partitore la condizione 9). In questa è conveniente fissare uno dei due valori. Per fare ciò operiamo la seguente considerazione. Fino a che non si raggiungano i 0,65 volt il transistor T_3 è come se non esistesse ed il partitore opera indisturbato. Quando T_3 inizia a condurre si determina la situazione che vediamo in b), cioè in parallelo ad R_2 viene a trovarsi la resistenza di ingresso dinamica della giunzione base-emettitore di T_3 . Questa resistenza r_i modificherebbe non linearmente il coefficiente di partizione da noi stabilito. Per ovviare a questo inconveniente si sceglie R_2 con un valore molto più piccolo, almeno di un ordine di grandezza, rispetto ad r_i . Un valore comodo è 100 ohm. Si ottiene così per R_1 il valore di 255 ohm che viene arrotondato al valore commerciale di 270 ohm. Con un tal valore il coefficiente di partizione ottenuto è di 3,7 volte anziché di 3,55. In molti casi pratici ci si accontenta di questa approssimazione, ma se vogliamo far le cose proprio per bene allora aggiungiamo in serie ad R_2 un trimmer dimensionato in modo che quando è disposto a metà corsa la resistenza ($R_2 + P_1$) sia pari a 255 ohm.

La regolazione di questo trimmer verrà eseguita ponendo in uscita un carico di 4 Ω ed in ingresso una tensione corrispondente da far scorrere una corrente di pochissimo eccedente i 7 A. Si regolerà quindi il trimmer di ciascuna semionda in modo da vedere l'inizio del clippaggio sulla cresta. Questo metodo presenta il vantaggio di avere una regolazione oltre che precisa, anche simmetrica sulle due semionde, cosa che normalmente non avviene per la inevitabile dispersione di caratteristiche dei dispositivi a semiconduttore.

Il nostro amplificatore è al momento protetto contro i corto circuiti e contro moduli di impedenza troppo bassi. Non è protetto contro gli effetti nocivi del secondo breakdown. Se però il costruttore ha realizzato il suo amplificatore in questo modo vuol dire che si è cautelato contro questi effetti utilizzando un transistor finale con una SOAR particolarmente robusta. Nella realtà operare in tal modo è possibile solo per potenze molto modeste, non superiori ai 50 watt su 8 ohm presi ad esempio. ■