



MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO
DIREZIONE GENERALE PER LA TUTELA DELLA PROPRIETÀ INDUSTRIALE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

UTBM

DOMANDA NUMERO	101983900003326
Data Deposito	19/04/1983
Data Pubblicazione	19/10/1984

Priorità	370498
Nazione Priorità	US
Data Deposito Priorità	21-APR-82

Titolo

CIRCUITO PER UNA SORGENTE DI SEGNALI DI ALTA IMPEDENZA

UTILITA' REGOLARE
Formulario PTO-436
(Rev. 8/78)

08352

SERIE NUMERO (Serie del 1979) 370498		DATA DEL BREVETTO		BREVETTO NUMERO	
SERIE NUMERO 06/370.498	DATA DI DEP. 21/04/82	CLASSE 179	SOTTOCLASSE	GRUPPO N. 235	ESAMINATORE
Richiedenti SCOTT H. EARLY, INDIANAPOLIS, IN; ROGER L. MINEAR, WYOMISSING, PA. ++ DATI DI CONTINUAZIONE ++++++ VERIFICATI ++DOMANDE ESTERE/PCT ++++++ VERIFICATE					
Priorità estera rivendicata ☐ si ☐ no Rientra nelle condizioni specificate nel punto 35 USC 119 ☐ si ☐ no Verificate e riconosciute			COME DEPOSITATA → Iniziali dell'Esaminatore	STATO O PAESE IN	FOGLI DI DISEGNO 4
RIVENDICAZIONI TOTALI 23	RIVENDICAZIONI INDIPENDENTI 10	TASSA DI DEPOSITO RICEVUTA \$ 183		CASO DEL MANDATARIO N. 2-2	

Indirizzo
S. E. HOLLANDER
BELL TELEPHONE LABORATORIES, INC.
600 MOUNTAIN AVENUE
MURRAY HILL, NJ 07974

Titolo
"AMPLIFICATORE A CIRCUITO INTEGRATO PER UN MICROFONO DEL TIPO A CAPACITANZA AD ALTA IMPEDENZA"

Col presente si certifica che l'allegato è una copia fedele dagli archivi dell'Ufficio Brevetti e Marchi degli Stati Uniti della domanda come originariamente depositata la quale è qui sopra identificata.

Per autorizzazione del
DIRETTORE DELL'UFFICIO BREVETTI E MARCHI
F.to H.L. Jackson
Ufficiale Rogante

Data 1 Febbraio 1983

AMPLIFICATORE A CIRCUITO INTEGRATO PER UN MICROFONO
DEL TIPO A CAPACITANZA AD ALTA IMPEDENZA

Cammo tecnico

Questa invenzione riguarda generalmente amplificatori a circuito integrato e più particolarmente, un amplificatore a circuito integrato per amplificare l'uscita di un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza.

Sfondo dell'invenzione

A Gerhard M. Sessler e James E. West si attribuisce generalmente la scoperta nel 1962 che certi materiali plastici dielettrici possono essere impiegati con vantaggio in microfoni ad elettreti. La loro carica elettrostatica di elettreti ritenuta permanentemente provvede impedenza di uscita sufficientemente bassa da operare con amplificatori a transistori convenzionali allora.

Molti fabbricanti sin dal 1962 hanno reso commercialmente disponibili pacchetti compatti in cui un amplificatore a semi-conduttori ed un microfono ad elettreti, in combinazione, provvedono un segnale elettrico nella gamma di frequenza audio.

Nel movimento verso ulteriore miniaturizzazione del microfono ad elettreti e combinazione di amplificatore, tuttavia, fabbricanti sono stati impediti nei loro sforzi di impiegare la tecnologia del circuito integrato. Il problema che essi hanno affrontato è quello di applicare la

tecnologia del circuito integrato all'impedenza generalmente alta (bassa capacitanza) di piccoli microfoni ad elettretti. Inoltre è specialmente utile di un amplificatore a circuito integrato che fornisce un guadagno complessivo alla uscita dell'elettrete e che fornisce un'impedenza di uscita di parecchi ordini di grandezza inferiore all'impedenza dell'elettrete.

Un amplificatore a circuito integrato noto commercialmente come l'amplificatore di microfono a capacitanza SL793 fabbricato con semi-conduttori Plessey è in grado di funzionare con certi microfoni ad elettretti. In particolare, l'amplificatore SL793 impiega tecniche di serieodi reazione di voltaggio per fornire un'impedenza d'ingresso di, sei megohm un guadagno nominale di tensione di 20 dB ed un'impedenza massima d'uscita di 25 ohm. Il problema con l'amplificatore di Plessey è che esso può essere impiegato solamente con microfoni ad elettretti a capacitanza relativamente alta se deve essere mantenuta buona risposta a bassa frequenza. Per esempio, per ottenere un taglio di bassa frequenza di 100 hertz, deve essere usato un microfono di almeno due cento picofarad.

Nel disegno dell'apparecchio di stazione telefonica, tuttavia, la capacitanza presentata da piccoli microfoni

ad elettreti può essere dell'ordine da uno a dieci picofarad. Allo scopo di fornire un'attenuazione equivalente di bassa frequenza dal microfono ad elettreta la resistenza d'ingresso di un amplificatore appropriato deve variare in modo inversamente proporzionale alla capacità del microfono. Così le tecniche di serie di reazione di voltaggio consigliate da Plessy si sono dimostrate insufficienti. Si raccomanda che una massima limitazione di quella tecnologia sia una impedenza d'ingresso di cinquanta megohm nella banda vocale di frequenza di interesse.

Inoltre, il rumore elettrico nell'ambiente di stazione telefonica diventa un problema notevole all'uscita dell'amplificatore. Così un amplificatore a circuito integrato per applicazione con microfoni in miniatura deve avere un'impedenza d'uscita sufficientemente bassa e provvedere guadagno sufficiente per permettere trasmissione di segnali in un ambiente elettricamente rumoroso per distanze notevoli.

Sommario dell'invenzione

Questi problemi e relativi problemi di miniaturizzazione di combinazioni di elettreti/amplificatore, sono superati con il nuovo modello di amplificatore a circuito integrato della presente invenzione. La presente invenzione supera le limitazioni della tecnica antecedente impiegando un circuito di accoppiamento d'ingresso comprendente uno o

più diodi polarizzati in avanti azionati da una sorgente bassa di valore costante, la combinazione fornente una resistenza d'ingresso di segnale piccolo molto alta. La combinazione simula strettamente un resistore la cui resistenza è più grande di quella della tecnica anteriore che ha realizzato su una piastrina di circuito integrato di silicio. Per di più non sono necessari resistori di polarizzazione o condensatori di accoppiamento. La presente invenzione permette così l'ulteriore miniaturizzazione di una combinazione di elettretti-amplificatore.

La bassa sorgente di corrente di valore costante comprende un elemento di un circuito d'ingresso di polarizzazione avente un circuito di diodo proporzionato per controllare la tensione di porta di un transistor unipolare. In una realizzazione preferita i primi e secondi diodi polarizzati in avanti sono posti simmetricamente attorno agli ingressi ai mezzi di accoppiamento. Una tale disposizione simmetrica fornisce ulteriore protezione e rapido recupero dal sovraccarico microfonico. La disposizione provvede compressione progressiva di segnale e limitazione alle oscillazioni di tensione d'ingresso di ogni polarità in eccesso di livelli normali di segnali (per esempio, quando si intercetta sul microfono o lo si sovraccarica altrimenti).

Il circuito di accoppiamento d'ingresso comprende inoltre transistori unipolari e bipolari per conversione di impedenza.

Un transistor bipolare in una configurazione di emettitore
inseguitore che segue un transistor unipolare in una con-
figurazione di sorgente inseguitore fornisce due stadi di
riduzione d'impedenza. Il circuito di accoppiamento di in-
gresso è interamente duplicato. Nel circuito di accoppiamen-
to duplicato, un condensatore di valore fisso sostituisce
il microfono ad elettreta. Questo condensatore è scelto per
avvicinarsi alla capacità microfonica, il condensatore
aiutante a respingere l'alimentazione d'energia ed altri
rumori. Il circuito di accoppiamento duplicato fornisce una
uscita di tensione di riferimento di c.c. che si accoppia
strettamente a quella del primo circuito di accoppiamento.
La differenza in tensioni di uscita del primo e del secondo
dei circuiti di accoppiamento è essenzialmente la tensione
di c.c. prodotta dal microfono; ad elettreta. Questa diffe-
renza di tensione è amplificata da un circuito di amplifi-
catore provvedente guadagno provvede guadagno maggiore del-
l'unità ad un segnale elettrico dal microfono.

Una sorgente di riferimento di tensione di c.c. inaccessi-
bile ad oscillazioni di alimentazione di tensione è prov-
vista nel presente circuito. La tensione di riferimento po-
larizza i diodi dei circuiti di accoppiamento e fornisce
una sorgente di riferimento di tensione di c.c. al circuito
di amplificatore provvedente guadagno.

Il presente amplificatore a circuito integrato comprende inoltre un circuito di precisione ripetitore di corrente in grado di operare a tensioni molto basse. Noti ripetitori di corrente comprendono primo e secondo transistori bipolari in una struttura speculare. Un terzo transistor bipolare è usato talvolta a ridurre errori di rapporto di trasferimento di corrente dovuti alle correnti di base dei primi due. L'applicazione di primo e secondo transistori unipolari nel presente circuito ripetitore di corrente permette un rapporto di trasferimento di corrente controllato più precisamente, insensibile a guadagni di transistori bipolari. Il presente circuito ripetitore di corrente provvede corrente per azionare i transistori unipolari del mezzo di accoppiamento. Simili disposizioni di circuiti ripetitori di corrente sono impiegate per azionare altri elementi del presente amplificatore a circuito integrato.

Breve descrizione dei disegni

La fig. 1 è uno schema a blocchi del presente amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza;

La fig. 2 è un disegno schematico semplificato di una realizzazione del presente amplificatore a circuito integrato mostrando particolarmente i circuiti duplicati di accoppiamento;

La fig. 3 è un disegno schematico dettagliato che mostra particolarmente il circuito di polarizzazione d'ingresso dei circuiti di accoppiamento;

La fig. 4 è un'illustrazione grafica della piccola resistenza di segnale fornita da elementi del circuito di polarizzazione d'ingresso di fig. 3 come una funzione di livello di tensione di segnale istantaneo fornita da un microfono del tipo a capacitanza;

La fig. 5 è un disegno schematico dettagliato di un ripetitore di corrente della tecnica antecedente;

La fig. 6 è un disegno schematico dettagliato di un secondo ripetitore di corrente della tecnica antecedente;

La fig. 7 è un disegno schematico dettagliato di una prima realizzazione di un ripetitore di corrente secondo la presente invenzione;

La fig. 8 è un disegno schematico dettagliato di una realizzazione preferita di un ripetitore di corrente secondo la presente invenzione, il ripetitore di corrente azionante i circuiti di accoppiamento ed altri elementi del presente amplificatore a circuito integrato; e

Fig. 9 è un disegno schematico dettagliato di una realizzazione del presente amplificatore a circuito integrato.

Descrizione particolareggiata

~~ma di realizzazione del presente circuito amplificatore integrato.~~

Facendo ora riferimento alla figura 1, in essa è illustrato uno schema a blocchi del presente amplificatore a circuito integrato per un microfono 100 di alta impedenza, del tipo capacitivo. Per microfono ad alta impedenza del tipo capacitivo, nella descrizione e nelle rivendicazioni si intende l'impiego della presente invenzione con quelli che nella tecnica sono generalmente noti come microfoni a elettreti e con microfoni capacitivi, questi ultimi differendo dai precedenti per il fatto che il loro dielettrico non è permanentemente caricato. Il presente amplificatore a circuito integrato comprende mezzi di accoppiamento comprendenti circuiti di accoppiamento duplici 101a e 101b per l'accoppiamento con ^{il microfono ad} alta impedenza, ~~come ad esempio il microfono~~ 100 di tipo capacitivo. Il microfono 100 è principalmente un microfono a elettreta tipo miniatura alloggiato nel medesimo contenitore dell'amplificatore a circuito integrato secondo la presente invenzione. Il presente amplificatore a circuito integrato comprende pure un circuito amplificatore fornente guadagno 102 collegato alle uscite del circuito di accoppiamento. Una sorgente di riferimento 103 di tensione continua polarizza i circuiti a diodo dei duplici circuiti di accoppiamento 101a e 101b e fornisce una tensione continua di riferimento al circuito amplificatore fornente guadagno 102.

Il circuito di accoppiamento d'ingresso 101a assolve principalmente ad una funzione di conversione di impedenza. Il circuito di accoppiamento 101a, che è descritto più particolarmente nella discussione di fig. 2, è in grado di simulare strettamente un resistore dell'ordine di centinaia di megaohm. Poichè l'impedenza di un microfono capacitivo 100 varia con

la frequenza, è ben noto nella tecnica che un circuito di accoppiamento, per avere prestazioni ottimali, deve avere una impedenza maggiore della più grande impedenza fornita dal microfono capacitivo nella banda di frequenze di interesse.

Con materiali esistenti, vi è un limite inferiore pratico sullo spazio che può essere realizzato fra elementi carichi di un elettrete. Ad esempio, è ben noto nella fabbricazione di microfonia elettretici che quando l'area della cella dell'elettrete diminuisce, altrettanto fa la capacità presentata. Perciò, un elettrete notevolmente più piccolo di elettreti ~~esistenti~~ attualmente disponibili deve presentare una capacità molto minore. Conseguentemente, l'impedenza d'ingresso ottimale per un amplificatore adattante tale elettrete sarà molto maggiore. Il presente circuito di accoppiamento 101a fornisce una resistenza d'ingresso dell'ordine di centinaia di megaohm, ed una resistenza di uscita dell'ordine da 1 a 10 kilohm, fornendo al tempo stesso un guadagno di tensione di segnale all'incirca unitario.

Il circuito di accoppiamento 101a è completamente duplicato tramite il circuito di accoppiamento 101b. Al fine di equilibrare perfettamente la cella 100 dell'elettrete, il circuito di accoppiamento 101b comprende un valore di capacità equivalente alla capacità equivalente C_{eq} della cella dell'elettrete, e alla capacità parassita C_s del collegamento. Il circuito perfettamente equilibrato riduce il rumore dell'alimentatore e altro rumore.

I circuiti di accoppiamento 101a e 101b secondo la presente invenzione sono collegati al circuito 102 amplificatore fornente guadagno. In combinazione con i circuiti di accoppiamento, l'amplificatore 102 for-

6/10

nisce un guadagno complessivo all'uscita del microfono capacitivo 100, riducendo al tempo stesso l'impedenza di sorgente ad un valore notevolmente inferiore.

Facendo ora riferimento a figura 2, in essa è illustrato un disegno schematico semplificato dei circuiti di accoppiamento 101a e 101b di fig. 1. In tutte le figure, ogniqualevolta possibile, sono impiegati caratteri di riferimento simili per identificare elementi simili. Inoltre, il valore della prima cifra di un carattere di riferimento per un elemento identifica in quale figura tale elemento compare per la prima volta. Le polarità dell'alimentatore e degli elementi possono essere invertite in tale figura e nelle figure successive, ossia possono essere analogamente impiegati transistor NPN al posto di transistor PNP, e similmente possono essere impiegati transistor a effetto di campo a canale P al posto di quelli a canale N mostrati.

Il circuito di accoppiamento 101a comprende terminali d'ingresso IN1 e IN2, per il collegamento al microfono capacitivo 100. Sui terminali IN1 e IN2, è presentata una resistenza d'ingresso estremamente elevata per il circuito microfonico capacitivo 100. In particolare, è mostrata una sorgente o generatore di corrente costante di basso valore 221 che costituisce un elemento di un circuito di polarizzazione d'ingresso descritto più particolarmente relativamente alla discussione di figura 3. Il generatore di corrente 221 è previsto per pilotare diodi Q_1 e Q_2 , disposti simmetricamente attorno al terminale d'ingresso IN1. La sorgente di tensione di riferimento 103 fornisce una tensione di riferimento continua V_r sul nodo 206 per polarizzare i diodi Q_1 e Q_2 . La disposizione dei diodi Q_1 e Q_2 , del generatore

11

di corrente 221 e della tensione di riferimento sul nodo 206 simula approssimativamente un resistore avente un valore dell'ordine di centinaia di megohm.

Il terminale d'ingresso IN1 è pure collegato alla porta di un transistor unipolare J1. Il transistor unipolare J1 è pilotato tramite un generatore di corrente 201. Il transistor J1 fornisce un primo stadio di riduzione di impedenza ~~avente la sua sorgente~~ ^{e comprende una} ~~che è~~ collegata alla base di un transistor bipolare Q4. Il transistor bipolare Q4 è collegato come un inseguitore di emettitore per fornire un secondo stadio di riduzione di impedenza, se richiesto. Esso è polarizzato tramite il generatore di corrente 204. Fra il transistor Q4 e il generatore di corrente 204 vi è il nodo 208 che collega il circuito di accoppiamento al circuito amplificatore fornente guadagno 102.

La tensione a riposo in corrispondenza del nodo 208 è controllata mediante la sorgente di tensione di riferimento continua 103 (fig. 1). La tensione di riferimento Vr sul nodo 206 è innalzata ad una tensione più alta tramite la caduta fra anodo e catodo sul diodo Q2. Tale tensione più alta compare similmente sul nodo 212 ed è fatta cadere in valore tramite la tensione emettitore-base del transistor Q4. Di conseguenza la tensione continua a riposo VI sul nodo 208 pedina direttamente la tensione di riferimento fornita sul nodo 206 dalla sorgente 103.

In conseguenza dell'impedenza estremamente elevata sul terminale IN1, il segnale elettrico d'uscita del microfono 100 è fortemente suscettibile di rumore e, in particolare, di contenere rumore d'alimentazione in corrispondenza di 213. Per ridurre il rumore e annullarne gli effetti, è

previsto il circuito di accoppiamento duplice o duplicato 101b. In particolare, al fine di duplicare il microfono 100, un condensatore C2 è collegato a diodi simmetrici Q17 e Q18 in modo simile a quello con cui il microfono 100 è collegato a diodi Q1 e Q2. Il valore del condensatore C2 dovrà essere scelto in modo da simulare la capacità equivalente C_{eq} e la capacità parasita C_s del microfono 100. In effetti, la combinazione duplicata dei diodi Q17 e Q18, del transistor unipolare J3 e del transistor bipolare Q14 equilibra perfettamente il circuito di conversione di impedenza comprendenti diodi Q1 e Q2, il transistor unipolare J1 ed il transistor bipolare Q4.

Il circuito 103 a sorgente di tensione di riferimento (fig. 1) fornisce la tensione di riferimento V_r sul nodo 206 del circuito di accoppiamento 101b, il medesimo nodo che è rappresentato nel circuito di accoppiamento 101a (fig. 2). In conseguenza della tensione V_r comparsa sul nodo 206, il nodo 209 del circuito di accoppiamento duplicato 101b fornisce una tensione di polarizzazione continua al circuito amplificatore fornente il guadagno 102 approssimativamente uguale a quella fornita dal nodo 208 del circuito di accoppiamento 101a. La differenza di tensione fra i nodi 208 e 209 è essenzialmente la tensione del segnale alternato di uscita del microfono 100. In tal modo, il rumore entrante nel nodo 213, o deriva di tensione continua comparsa in entrambi i circuiti di accoppiamento 101a o 101b compare parimenti sui nodi 208 e 209 sotto forma di segnali di ingresso di modo comune per l'amplificatore 102. Questi segnali non sono perciò amplificati dal funzionamento del circuito fornente guadagno 102.

Il circuito fornente guadagno 102 comprende, in forma semplificata, un amplificatore operazionale 210 a Circuito Integrato Bipolare Complemen-

tare (CBIC). Esso è collegato al nodo 208 mediante il resistore R22 e al nodo 209 mediante il resistore R23. Il rapporto fra il resistore R24 ed il resistore R23 controlla il guadagno ad anello chiuso del circuito amplificatore 102 fornente guadagno. Il segnale di uscita amplificato del microfono 100 è fornito sul terminale OT1 con riferimento al terminale di massa OT2. Benchè sia suggerito un amplificatore operazionale del tipo CBIC, al suo posto possono essere impiegati altri amplificatori a circuiti integrati noti nella tecnica, a patto che al circuito di accoppiamento 101a e 101b siano apportati tutti quei cambiamenti di progettazione necessari.

Facendo riferimento alla fig. 3, in essa è illustrato uno schema dettagliato di un circuito di polarizzazione d'ingresso per i circuiti di accoppiamento 101a e 101b. In particolare, il circuito di polarizzazione di ingresso comprende un generatore di corrente costante 302 ed un circuito a diodi 301. Il generatore di corrente 302 ed il circuito di diodi 301 sono rappresentati in combinazione in fig. 2 dal generatore di corrente 221 e 222. Il circuito a diodi 301 comprende diodi Q20 e Q21 collegati in serie le cui aree di giunzione d'emettitore sono un multiplo M_x delle aree di giunzione d'emettitore dei diodi Q1, Q2, Q17, o Q18.

Il generatore di corrente 302 comprende un primo e un secondo transistor bipolari Q23 e Q19, l'area di giunzione d'emettitore del transistor Q23 essendo un multiplo di quella del transistor Q19. Il collettore del transistor Q19 pilota i diodi summensionati. Il transistor Q23 è collegato a resistori R10 e R11, che a loro volta sono collegati al transistor unipolare J7. La sorgente e la porta del transistor J7 sono collegate in modo da formare un generatore di corrente a due terminali. Il resistore R10,

il rapporto delle aree di emettitore dei transistor Q23 e Q19, e la corrente di saturazione di pozzo nominale I_{dss} del transistor J7, forniscono una corrente di collettore fortemente controllata nel transistor Q19, il cui valore è costante e insensibile a piccole variazioni della corrente attraverso il transistor J7.

Il presente circuito di polarizzazione d'ingresso fornisce protezione dal sovraccarico del microfono. Diodi Q20 e Q21, come diodi Q1 e Q2, sono collegati fra la tensione di riferimento V_r in corrispondenza del nodo 206 e il generatore di corrente costante 302, che polarizza direttamente tutti i diodi.

La corrente I in un diodo a circuito integrato è data da :

$$I = J_0 A_j \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right)$$

in cui J_0 è una costante dipendente dal processo; A_j è l'area della giunzione, q è la carica dell'elettrone, V è la tensione sul diodo, k è la costante di Boltzman; e T è la temperatura assoluta (si deve notare che $\frac{kT}{q}$ a temperatura ambiente è di approssimativamente 25 millivolt). Quindi, la resistenza per piccoli segnali del diodo con polarizzazione diretta è data da

$$R = \frac{dV}{dI} = \frac{kT}{qI}$$

Perciò, diodi fabbricati col medesimo processo, con la medesima tensione applicata e aventi aree di giunzione diverse presentano resistenza per i piccoli segnali che variano in modo inversamente proporzionale alle loro aree di giunzione.

Se le correnti di porta dei FET sono trascurabili, se Q20 ha un'area

di giunzione d'emettitore corrispondente a 50 volte quella del diodo Q1 similmente fabbricata e se i diodi Q21 e Q2 sono fabbricati in modo simile e con rapporti d'area simili, allora ne consegue che Q1 e Q2 manifesteranno ciascuno una resistenza per piccoli segnali che è 50 volte quella di Q20 e Q21.

Uno scopo particolare dei diodi Q1 e Q2 è quello di minimizzare la capacità d'ingresso presentata al microfono 100 in corrispondenza del terminale IN1. Tuttavia, la disposizione simmetrica del primo e secondo diodi Q1 e Q2 attorno all'ingresso IN1, assieme alla polarizzazione dei diodi Q20 e Q21, fornisce un ulteriore vantaggio. Tale disposizione simmetrica dei diodi, fornisce una progressiva compressione dei segnali, e limita l'oscillazioni di tensione dal microfono di entrambe la polarità che sono in accesso rispetto ai normali livelli del segnale. Ciò potrebbe verificarsi, ad esempio, quando al microfono vengono dati piccoli colpetti, oppure si soffia in esso o lo si sovraccarica in altro modo.

Impiegando le precedenti equazioni per il flusso di corrente in un diodo, è possibile calcolare la resistenza d'ingresso per piccoli segnali fra l'ingresso IN1 e massa in funzione della tensione d'ingresso del segnale alternato istantanea dal microfono 100. Per piccole tensioni di segnale alternate ($< \pm kT/q$), la resistenza d'ingresso per i piccoli segnali è relativamente costante. Tuttavia, se la tensione istantanea del segnale diviene grande ($> \pm 2 kT/q$), allora la resistenza per i piccoli segnali diminuisce esponenzialmente con il valore istantaneo della tensione di segnale. In tal modo, qualsiasi carica indesiderata sul nodo d'ingresso IN1 (figg. 1, 2 e 3), dovuta ai segnali transitori di grande ampiezza dal microfono 100 è rapidamente dispersa, ripristinando rapidamente le condizioni di polarizzazione

di riposo. In tal modo, questo circuito fornisce una grande resistenza d'ingresso (e quindi una buona risposta alle basse frequenze) per piccoli segnali, fornendo al tempo stesso una piccola resistenza d'ingresso, una limitazione progressiva dei segnali e un veloce recupero dei sovraccarichi per grandi segnali.

Facendo ora riferimento alla fig. 5, in essa è illustrato uno schema dettagliato di una forma di realizzazione del presente amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta impedenza del tipo capacitivo. In particolare, sono ovunque impiegati una pluralità di ripetitori di corrente 901, 902 e 903 per pilotare vari elementi del circuito. I transistor Q3, Q7, Q12, e Q24, forniscono ulteriori punti di derivazione di corrente dai circuiti 901, 902 e 903. Inoltre, il circuito amplificatore fornente guadagno 102 precedentemente descritto è rappresentato dettagliatamente e comprende transistor Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q13, resistori R22, R23, R24 ed il condensatore C1.

Il circuito di tensione di riferimento 103 comprende il transistor bipolare Q32 e resistori divisori di tensione R12, R13 e R21. Il transistor Q22 del generatore di corrente 902, con la sua giunzione collettore-base polarizzata inversamente, fornisce una corrente di collettore costante che scorre attraverso il resistore R21 e fornisce una tensione di riferimento sul nodo 206 la quale è indipendente dalle tensioni di alimentazione sul nodo 213. Per basse tensioni di alimentazione, tuttavia, il transistor Q22 va in saturazione ed il transistor Q32, assieme ai resistori R12, R13 e R21 fornisce una tensione di riferimento continua che è sufficientemente al di sotto della tensione di alimentazione V_s da mantenere passaggio di cor-

Riferendoci adesso alla fig. 5 è noto nella tecnica antecedente costruire ripetitori di corrente da primi e secondi transistori bipolari Q501 e Q502 trattati similmente, come mostrato in fig. 5. Il rapporto di trasferimento di corrente I_{fuori}/I_{dentro} è posto nominalmente dal rapporto di aree di emettitore giunzione di Q502 e Q501. I transistori hanno i loro emettitori connessi, le loro basi connesse, il primo transistor Q501 avente inoltre il suo collettore e la base connessi alla corrente d'ingresso I_{in} , con corrente di uscita I_{uscita} essendo presa dal collettore del secondo transistor. Questo circuito richiede per funzionare una caduta di diodo di base-emettitore, o circa 0.7 volt. Tuttavia, se correnti di uscita molto più grandi delle correnti d'ingresso richieste, il rapporto di trasferimento di corrente $I_{uscita}/I_{entrata}$ di questo circuito diventa indesiderabilmente sensibile al parametro di guadagno della corrente del transistor bipolare noto nella tecnica come H_{fe} .

E' inoltre nella tecnica antecedente noto di costruire ripetitori di corrente da tre transistori bipolari, come mostrato in fig. 6. L'emettitore del transistor Q503 fornisce corrente di base ai primi due, con la sua base

connessa, al collettore del primo transistor Q501 ed alla sorgente di corrente d'ingresso I-ing. Il rapporto di trasferimento di corrente $I_{uscita}/I_{ingresso}$ di questo circuito è ragionevolmente insensibile alla durata di parametro di guadagno di corrente del transistor bipolare. Tuttavia il circuito richiede due cadute di diodo base-emettitore, o circa 1.4 volt per funzionare. Questo può essere un notevole svantaggio in circuiti a basso voltaggio.

Sostituendo il terzo transistor bipolare con un transistor unipolare J5, come mostrato in fig. 7, si può ridurre il voltaggio di funzionamento richiesto tanto basso quanto una caduta di diodo (0.7 volt). La sorgente di transistor unipolare J5 è connessa alle basi dei transistori bipolari Q701 e Q702, e la sua porta è connessa al collettore del primo transistor bipolare Q701 ed alla corrente d'ingresso I-ing. Un resistore R701 od altra sorgente di corrente possono essere connessi tra gli emettitori e le basi dei due transistori bipolari Q701 e Q702 per controllare la polarizzazione del transistor J5. Il rapporto di trasferimento di corrente di questo circuito può essere reso molto insensibile al parametro H_{fe} di guadagno di corrente del transistor bipolare.

In una realizzazione preferita mostrata in Fig. 8, un secondo transistor unipolare J4 è connesso al posto del

resistore R701 descritto precedentemente. La porta e la sorgente del transistor J4 sono legate agli emettitori dei transistori bipolari Q801 e Q802; Il pozzetto del transistor J4 è collegato alla sorgente del transistor unipolare J5 ed alle basi dei transistori bipolari Q801 e Q802.

Il circuito delle figure 7 ed 8 si possono capire analizzando il circuito di fig. 8. Supponiamo che la corrente di saturazione del pozzetto I_{dss} del transistor J4 sia una frazione nota (per esempio, 0.4) della corrente di saturazione I_{dss} del transistor J5. Questo può essere realizzato rapportando appropriatamente i rapporti dei transistori J4 ed J5 del canale lunghezza/larghezza L_x ed W_x , rispettivamente, su una piastrina a circuito integrato. Supponiamo inoltre, per semplicità di analisi, che le correnti di base combinate di transistori bipolari Q801 e Q802 siano molto minori della corrente di saturazione del pozzetto del transistor J4. Per semplicità di analisi, supponiamo che i transistori J4 ed J5 siano entrambi funzionanti nel modo o quasi della loro saturazione, con correnti di pozzetto non dipendenti fortemente dalle loro tensioni di pozzetto-sorgente. Poi la corrente di pozzetto I_d dell'uno o l'altro transistor J4 o J5 è data da

$$I_d = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2$$

dove V_{gs} è la porta alla tensione della sorgente e V_p la tensione di serraggio. Poi, per il transistor J5:

$$V_{gs} = V_p \left[1 - \sqrt{\frac{I_d(J5)}{I_{dss}(J5)}} \right]$$

Ma, i transistori J4 ed J5 sono stati connessi in modo che

$$I_d (J5) \cong I_{dss} (J4) = .4 I_{dss} (J5).$$

Quindi

$$V_{gs} \cong .37 V_p.$$

Di conseguenza se supponiamo che i transistori bipolari Q801 e Q802 presentino una base alla caduta di tensione dell'emettitore di .7 volt ed una tensione nominale ai morsetti per il transistor unipolare J4 od J5 sia 0.5, allora la caduta di tensione da collettore ad emettitore attraverso il transistor Q801 è ridotta a circa 0.5 volt, o minore di una caduta di tensione del diodo. Così il presente ripetitore di corrente funziona a tensioni basse di .7 volt.

Nello stesso tempo, il rapporto di trasferimento di corrente è indipendente dal valore dei guadagni dei transistori bipolari dei transistori Q801 e Q802.

~~Q801~~

di riposo. In tal modo, questo circuito fornisce una grande resistenza d'ingresso (e quindi una buona risposta alle basse frequenze) per piccoli segnali, fornendo al tempo stesso una piccola resistenza d'ingresso, una limitazione progressiva dei segnali e un veloce recupero dai sovraccarichi per grandi segnali.

Facendo ora riferimento alla fig. ⁹/₉, in essa è illustrato uno schema

dettagliato di una forma di realizzazione del presente amplificatore a circuito. *Vengono mostrati elementi identificati precedentemente.* In parti-

dividendo il modello del ripetitore di corrente 801 delle Fig. 8 colare, sono ovunque impiegati una pluralità di ripetitori di corrente 901, 902 e 903 per pilotare vari elementi del circuito. I transistor Q3, Q7, Q12, e Q24, forniscono ulteriori punti di derivazione di corrente dai circuiti

901, 902 e 903. Inoltre, il circuito amplificatore fornente guadagno 102 precedentemente descritto è rappresentato dettagliatamente e comprende transistor Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q13, resistori R22, R23, R24 ed il condensatore C1.

Introdotta per la prima volta in particolare *esso* *Ad alte tensioni di alimentazione,* *il transistor* *Q22* *del generatore di corrente 902, con la sua giunzione collettore-base po-* *larizzata inversamente, fornisce una corrente di collettore costante, che* *scorre attraverso il resistore R21, fornisce una tensione di riferimento* *sul nodo 206 la quale è indipendente dalle tensioni di alimentazione sul no-* *do 213. Per basse tensioni di alimentazione, tuttavia, il transistor Q22 va* *in saturazione ed il transistor Q32, assieme ai resistori R12, R13 e R21* *fornisce una tensione di riferimento continua che è sufficientemente al* *di sotto della tensione di alimentazione Vs da mantenere passaggio di cor-*

Q22 *del generatore di corrente 902, con la sua giunzione collettore-base po-* *larizzata inversamente, fornisce una corrente di collettore costante, che* *scorre attraverso il resistore R21, fornisce una tensione di riferimento* *sul nodo 206 la quale è indipendente dalle tensioni di alimentazione sul no-* *do 213. Per basse tensioni di alimentazione, tuttavia, il transistor Q22 va* *in saturazione ed il transistor Q32, assieme ai resistori R12, R13 e R21* *fornisce una tensione di riferimento continua che è sufficientemente al* *di sotto della tensione di alimentazione Vs da mantenere passaggio di cor-*

Q22 *del generatore di corrente 902, con la sua giunzione collettore-base po-* *larizzata inversamente, fornisce una corrente di collettore costante, che* *scorre attraverso il resistore R21, fornisce una tensione di riferimento* *sul nodo 206 la quale è indipendente dalle tensioni di alimentazione sul no-* *do 213. Per basse tensioni di alimentazione, tuttavia, il transistor Q22 va* *in saturazione ed il transistor Q32, assieme ai resistori R12, R13 e R21* *fornisce una tensione di riferimento continua che è sufficientemente al* *di sotto della tensione di alimentazione Vs da mantenere passaggio di cor-*

rente di polarizzazione nei diodi Q1 e Q2 (impedendo la saturazione del transistor Q19). In tal modo il circuito 103 dalla tensione di riferimento funzionerà con una tensione di alimentazione Vs sul nodo 213 che è più bassa di quella che è possibile avere con una polarizzazione di riferimento fissa.

RIVENDICAZIONI

1 - Circuito avente un amplificatore per operare con una sorgente di segnale di alta impedenza, caratterizzato dal fatto che l'amplificatore è dotato di due circuiti di accoppiamento :

un circuito di accoppiamento d'ingresso 101a collegante la sorgente di segnale di alta impedenza all'amplificatore 102; e

un circuito di accoppiamento duplicato 101b collegato al circuito di accoppiamento d'ingresso per fornire una tensione di riferimento continua che devia una tensione continua corrispondente nel circuito di accoppiamento d'ingresso; la combinazione dei due circuiti di accoppiamento fornendo un ingresso di alta impedenza per la sorgente di segnale ed un'uscita di bassa impedenza per l'amplificatore per cui il segnale dell'amplificatore è esclusivamente quello della sorgente di segnale.

2 - Circuito secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il circuito di accoppiamento d'ingresso e il circuito di accoppiamento duplicato e l'amplificatore comprendono :

un circuito di polarizzazione d'ingresso (302 e 301) ed un circuito (103) per fornire una sorgente di tensione continua di riferimento.

3 - Circuito secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il circuito di accoppiamento d'ingresso e il circuito di accoppiamento duplicato (101a e 101b) comprendono :

Ciò che si rivendica è!

1. Un amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta imedenza del tipo a capacitanza.

CARATTERIZZATO DA

un circuito (101a e 101b) per produrre efficace accoppiamento elettrico con un microfono (100), il circuito avente un'alta resistenza d'ingresso di piccolo segnale a frequenze di banda vocale e

un circuito (102), rispondente all'uscita del circuito di accoppiamento, per fornire guadagno maggiore dell'unità ad un'uscita di segnale elettrico del microfono.

2. Un amplificatore a circuito integrato come esposto nella rivendicazione 1

CARATTERIZZATO INOLTRE DAL FATTO CHE

i circuiti provvedenti l'accoppiamento e il guadagno hanno un circuito associato di polarizzazione d'ingresso (302 e 301) per mantenere il segnale elettrico dal microfono entro limiti particolari.

4. Un amplificatore a circuito integrato come esposto nella rivendicazione 3

CARATTERIZZATO DAL FATTO CHE

il circuito di polarizzazione d'ingresso (302, 301) comprende almeno un diodo (Q20 o Q21) connesso in parallelo con almeno un diodo (Q2) del circuito di accoppiamento, il diodo di polarizzazione d'ingresso (Q20 o Q21) avente un'area di giunzione molto più grande dell'area di giunzione del

diode di accoppiamento (Q2).

5. Un amplificatore a circuito integrato come esposto nella rivendicazione 1

CARATTERIZZATO DAL FATTO CHE

il circuito che provvede il guadagno (102) ha una bassa impedenza d'uscita adatta per applicazione in apparecchio di stazione telefonica.

6. Un amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza

CARATTERIZZATO DA

circuiti di accoppiamento duplicati (101a e 101b), almeno uno dei quali provvede l'accoppiamento elettrico con il microfono ad alta impedenza,

un circuito (302 e 301), associato con i circuiti di accoppiamento, per polarizzare i circuiti di accoppiamento, ed

un circuito (102) per fornire guadagno maggiore dell'unità ad un'uscita di segnale elettrico differenziale dai circuiti di accoppiamento.

7. Un amplificatore a circuito integrato come esposto nella rivendicazione 6

CARATTERIZZATO INOLTRE DAL FATTO CHE

IL CIRCUITO di polarizzazione (302, 301) associato con i circuiti di accoppiamento duplicati (101a e 101b) mantiene il segnale elettrico dal microfono entro limiti particolari.

8. Un amplificatore per microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza

CARATTERIZZATO DA

circuiti di accoppiamento duplicati (101a e 101b) per fornire accoppiamento elettrico con microfono ad alta impedenza, i circuiti di accoppiamento duplicati aventi prima e seconda uscite, un circuito provvedente guadagno (102) connesso alle uscite dei circuiti di accoppiamento; e

una sorgente di riferimento (103) di tensione di corrente continua, l'uscita della quale è provvista ai circuiti di accoppiamento ed attraverso i circuiti d'accoppiamento al circuito che fornisce il guadagno.

9. Un circuito integrato

CARATTERIZZATO DA

un primo diodo polarizzato in avanti (Q2) ed una sorgente di corrente di valore costante basso (221) per azionare il primo polarizzato in avanti (Q2), la combinazione simultanea un resistore di alto valore per variazioni di piccoli segnali presentati attraverso il diodo (Q2).

10. Un circuito integrato come esposto nella rivendicazione 9

CARATTERIZZATO INOLTRE DA

UN TRANSISTORE UNIPOLARE (J1), dalla porta del transistor unipolare polarizzato dalla combinazione del diodo (Q2) polarizzato in avanti e dalla sorgente di basso

valore di corrente (221).

11. Un circuito integrato come esposto nella rivendicazione 9 o 10

CARATTERIZZATO INOLTRE DA

un secondo diodo polarizzato in avanti (Q20), polarizzato dalla stessa sorgente di corrente (302) che polarizza il primo diodo polarizzato in avanti (Q2), dall'area di giunzione del secondo diodo polarizzato in avanti (Q20) che è molto più grande dell'area di giunzione del primo diodo (Q2) polarizzato in avanti.

12. Un circuito integrato

CARATTERIZZATO DA

un circuito a specchio di corrente a bassa tensione (801) comprendente primo e secondo transistori unipolari (J4 ed J5) e primo e secondo transistori bipolari (Q801 e Q802).

13. Un ripetitore di corrente comprendente primo e secondo transistori bipolari connessi ad una sorgente di tensione di corrente continua,

CARATTERIZZATO DA

un primo transistor unipolare (J5), dalla porta del primo transistor unipolare che è connessa al collettore di un primo transistor bipolare (Q701) e dalla sorgente del primo transistor unipolare che è connessa alle basi del primo transistor bipolare e di un secondo transistor bipolare (Q702), il primo transistor unipolare (J5)

provvedente un percorso di corrente per le correnti di base dei transistori bipolari.

14. Un ripetitore di corrente come esposto nella rivendicazione 13.

CARATTERIZZATO INOLTRE DA

un secondo transistor unipolare (J4), dalla porta e dalla sorgente del secondo transistor unipolare connesse alla sorgente di tensione di corrente continua (V_s).

15. Un ripetitore di corrente come esposto nella rivendicazione 14

CARATTERIZZATO INOLTRE DAL FATTO CHE

le aree di giunzione del primo e del secondo transistori unipolari (J4 ed J5) sono proporzionali.

16. Un amplificatore per un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza

CARATTERIZZATO DA

un circuito di sorgente di tensione di riferimento a corrente continua (103) per alleviare fluttuazioni nella tensione di alimentazione (V_s) e per controllare il livello di tensione di riferimento di corrente continua (V_r) dell'amplificatore.

17. Un amplificatore come esposto nella rivendicazione 16

CARATTERIZZATO INOLTRE DAL FATTO CHE

il circuito di sorgente di tensione di riferimento a corrente continua (103) comprende un transistor bipolare

Q32

(Q32) ed una molteplicità di resistori di divisione di tensione (R12, R13 ed R21), almeno un resistore connesso tra il collettore e la base del transistor di commutazione (Q32) ed almeno un resistore (R21) connesso tra il collettore del transistor di commutazione (Q32) e la terra, una tensione di riferimento (Vr) provvista all'uscita del collettore del transistor di commutazione (Q32) essendo inaccessibile ad oscillazioni nella tensione di alimentazione (Vs) dell'amplificatore.

18. Un amplificatore per un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza

CARATTERIZZATO DA

primo e secondo diodi polarizzati in avanti (Q1 e Q2) posti simmetricamente attorno alla porta di un transistor unipolare (J1) la porta essendo connessa ad un terminale (IN1) del microfono ad alta impedenza (100) del tipo a capacitanza.

19. Un amplificatore come esposto nella rivendicazione 18

CARATTERIZZATO INOLTRE DA

terzo e quarto diodi polarizzati in avanti (Q17 e Q18) posti simmetricamente intorno ad un secondo transistor unipolare (J3) e ad un condensatore (C2) simulante la capacità (Ceq e Cs) del microfono ad alta impedenza (100).

20. Un amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza

CARATTERIZZATO DA

circuiti di accoppiamento duplicati (101a e 101b) includenti un condensatore (C2) per simulare la capacità (C_{eq} e C_s) del microfono (100) del tipo a capacitanza.

21. Un amplificatore a circuito integrato come esposto nella rivendicazione 20

CARATTERIZZATO DA

un circuito di tensione di riferimento a corrente continua (103) per provvedere una tensione di riferimento (V_r) ai primi e secondi nodi (208 e 209) per collegare i circuiti di accoppiamento duplicati (101a e 101b) ad un circuito fornente guadagno (102) dell'amplificatore a circuito integrato.

22. Un amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza

CARATTERIZZATO DA

circuiti di accoppiamento duplicati (101a e 101b), per accoppiamento con il microfono (100), i circuiti di accoppiamento duplicati provvedenti prime e seconde uscite, e

un amplificatore operazionale (210) rispondente alle prima e seconda uscite dei circuiti di accoppiamento duplicati

l'amplificatore operazionale provvedente guadagno maggiore dell'unità ad un'uscita di segnale elettrico del microfono (100).

23. Un amplificatore a circuito integrato come esposto nella rivendicazione 22

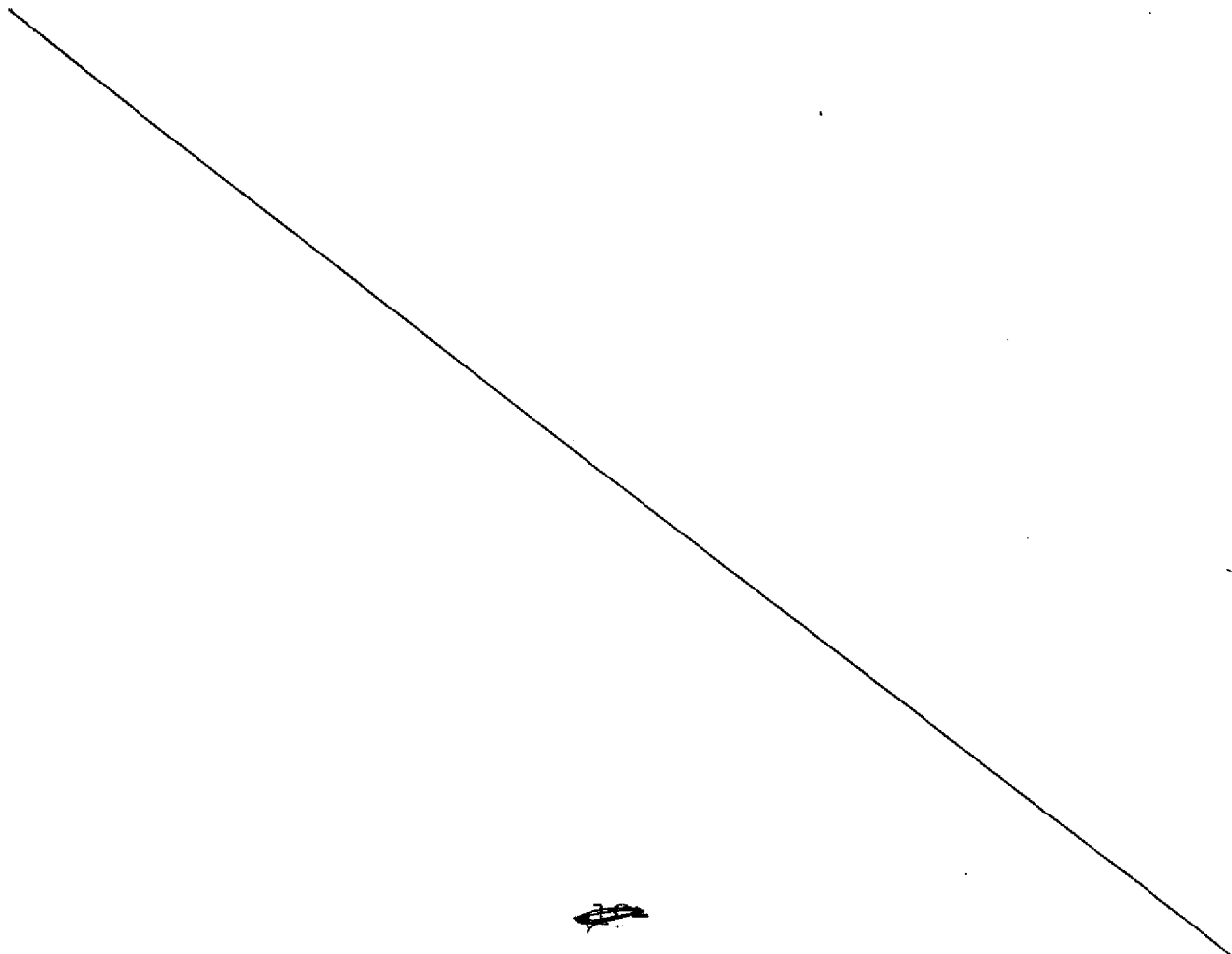
CARATTERIZZATO INOLTRE DA

un circuito di polarizzazione d'ingresso (302, 301) per mantenere il segnale elettrico dal microfono entro limiti particolari.

Riassunto della descrizione

Un amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta impedenza del tipo a capacitanza è così rivelato. Il circuito di amplificatore in oggetto permette l'ulteriore miniaturizzazione di un microfono ad elettreta essendo in grado di provvedere un'impedenza d'ingresso simulante un valore di resistore di centinaia di megohm. Il circuito comprende particolarmente circuiti duplicati di accoppiamento (101a e 101b), una sorgente di tensione di corrente continua di riferimento (103), ed un circuito (102) che fornisce guadagno. I circuiti di accoppiamento (101a e 101b) comprendono una prima coppia di diodi (Q1 e Q2) posti simmetricamente intorno ad un terminale d'ingresso (IM1) del microfono (100). Sono provviste uscite della sorgente di tensione di riferimento (103) ai circuiti di

accoppiamento (101a e 101b) ed attraverso i circuiti di accoppiamento al circuito 102 provvedente guadagno. Una tale disposizione facilita il rigetto del rumore di alimentazione di energia e la cancellazione automatica delle spinte di tensione di corrente continua. Un circuito ripetitore di corrente (Fig. 9) è generalmente impiegato attraverso l'amplificatore a circuito integrato per azionare vari elementi. Il ripetitore di corrente comprende almeno un transistor unipolare per permettere il funzionamento a basse tensioni di corrente continua, mentre provvede un rapporto di trasferimento di corrente accuratamente controllato.



"CIRCUITO PER UNA SORGENTE DI SEGNALI DI ALTA IMPEDENZA"

WESTERN ELECTRIC COMPANY, INCORPORATED,

a New York, N.Y. (U.S.A.)

Inventori designati: Scott Harrison EARLY, Roger Leon MINEAR

Depositata il

19 APR. 1983

al No. 20 680A/83



=°°°°°°°°°°=

RIASSUNTO

Amplificatore avente un'elevata impedenza d'ingresso e una bassa impedenza di uscita nella banda vocale. Il circuito comprende circuiti di accoppiamento duplici (101a e 101b), una sorgente di tensione continua di riferimento (103) ed un circuito fornente guadagno (102). I circuiti di accoppiamento (101a e 101b) comprendono una prima coppia di diodi (Q_1 e Q_2) disposti simmetricamente attorno ad un terminale d'ingresso (IN1). Uscite della sorgente di tensione di riferimento (103) sono fornite a circuiti di accoppiamento (101a e 101b) e, attraverso i circuiti di accoppiamento, ad un circuito (102) fornente guadagno. Tale disposizione facilita la reiezione del rumore dell'alimentatore e l'annullamento automatico di derive di tensione continua.

=°°°°°°°°°°=

DESCRIZIONE

La presente invenzione riguarda un circuito avente un amplificatore previsto per operare con una sorgente di segnale di alta impedenza.

Sono stati per un certo tempo disponibili microfoni a elettretti impieganti materie plastiche dielettriche ritenenti permanentemente una carica elettrostatica e presentanti impedenza di uscita sufficiente-

mente bassa da operare con amplificatori a transistor a componenti discreti.

La miniaturizzazione del complesso a microfono a elettreto e amplificatore sostituendo l'amplificatore a transistor a componenti discreti con un amplificatore tipo LSI non è stata in precedenza possibile a causa del fatto che quando le dimensioni del microfono a elettreto vengono ridotte, la sua capacità diminuisce e, perciò, i microfoni a elettreti di piccole dimensioni presentano una impedenza troppo grande per pilotare un amplificatore convenzionale. Ad esempio, per ottenere un taglio a bassa frequenza di 100 Hz, deve essere impiegato un microfono avente una capacità di almeno 200 picofarad, ma microfoni a elettreti di piccole dimensioni possono presentare una capacità compresa fra solo 1 e 10 picofarad. Al fine di fornire una attenuazione di bassa frequenza equivalente dal microfono a elettreto, la resistenza d'ingresso di un amplificatore appropriato deve variare in modo inversamente proporzionale alla capacità del microfono.

La presente invenzione risolve il problema della tecnica nota, prevedendo un circuito amplificatore assieme a due circuiti di accoppiamento. Ciascun circuito di accoppiamento prevede due stadi di trasformazione di impedenza, includenti un transistor bipolare disposto in una configurazione a inseguitore di emettitore, seguente un transistor unipolare disposto come un inseguitore di sorgente. Uno dei circuiti di accoppiamento si collega al microfono a elettreto come uno stadio d'ingresso. L'altro circuito di accoppiamento è un duplicato dello stadio di ingresso, ma contiene un condensatore fisso, la cui capacità è approssimativamente uguale alla capacità del microfono a elettreto e che, vantaggiosamente, è suf-

ficientemente piccolo da essere completamente integrato con gli altri elementi dei circuiti amplificatori e di accoppiamento. Il circuito di accoppiamento duplicato fornisce una tensione continua di riferimento che si adatta strettamente a quella dello stadio di accoppiamento di ingresso, per cui la differenza di uscite fra lo stadio d'ingresso e il circuito di accoppiamento duplicato è essenzialmente la tensione alternata del microfono a elettreta.

Il circuito amplificatore include un circuito ripetitore di corrente di precisione atto a funzionare con bassissime tensioni, avente un primo e un secondo transistor unipolare che forniscono un rapporto di trasferimento di corrente precisamente controllato insensibile alla variazione del guadagno del transistor bipolare. Il circuito ripetitore di corrente pilota i transistor unipolari degli stadi di accoppiamento.

Nei disegni :

la fig. 1 è uno schema a blocchi della presente invenzione;

la fig. 2 è un disegno schematico semplificato di una forma di realizzazione della presente invenzione;

la fig. 3 è una illustrazione schematica dettagliata illustrante in particolare il circuito di polarizzazione d'ingresso dei circuiti di accoppiamento;

la fig. 4 rappresenta la piccola resistenza di segnale fornita da elementi del circuito di polarizzazione d'ingresso di fig. 3 in funzione del livello di tensione di segnale istantaneo fornito da un microfono del tipo capacitivo;

la fig. 5 è una illustrazione schematica dettagliata di una for-

ma di realizzazione del presente circuito amplificatore integrato.

Facendo ora riferimento alla figura 1, in essa è illustrato uno schema a blocchi del presente amplificatore a circuito integrato per un microfono 100 di alta impedenza, del tipo capacitivo. Per microfono ad alta impedenza del tipo capacitivo, nella descrizione e nelle rivendicazioni si intende l'impiego della presente invenzione con quelli che nella tecnica sono generalmente noti come microfoni a elettretti e con microfoni capacitivi, questi ultimi differendo dai precedenti per il fatto che il loro dielettrico non è permanentemente caricato. Il presente amplificatore a circuito integrato comprende mezzi di accoppiamento comprendenti circuiti di accoppiamento duplici 101a e 101b per l'accoppiamento con un'alta impedenza, come ad esempio il microfono 100 di tipo capacitivo. Il microfono 100 è principalmente un microfono a elettretta tipo miniatura alloggiato nel medesimo contenitore dell'amplificatore a circuito integrato secondo la presente invenzione. Il presente amplificatore a circuito integrato comprende pure un circuito amplificatore fornente guadagno 102 collegato alle uscite del circuito di accoppiamento. Una sorgente di riferimento 103 di tensione continua polarizza i circuiti a diodo dei duplici circuiti di accoppiamento 101a e 101b e fornisce una tensione continua di riferimento al circuito amplificatore fornente guadagno 102.

Il circuito di accoppiamento d'ingresso 101a assolve principalmente ad una funzione di conversione di impedenza. Il circuito di accoppiamento 101a, che è descritto più particolarmente nella discussione di fig. 2, è in grado di simulare strettamente un resistore dell'ordine di centinaia di megaohm. Poichè l'impedenza di un microfono capacitivo 100 varia con

la frequenza, è ben noto nella tecnica che un circuito di accoppiamento, per avere prestazioni ottimali, deve avere una impedenza maggiore della più grande impedenza fornita dal microfono capacitivo nella banda di frequenze di interesse.

Con materiali esistenti, vi è un limite inferiore pratico sullo spazio che può essere realizzato fra elementi carichi di un elettrete. Ad esempio, è ben noto nella fabbricazione di microfonia elettreti che quando l'area della cella dell'elettrete diminuisce, altrettanto fa la capacità presentata. Perciò, un elettrete notevolmente più piccolo di elettreti attualmente disponibili deve presentare una capacità molto minore. Conseguentemente, l'impedenza d'ingresso ottimale per un amplificatore adattante tale elettrete sarà molto maggiore. Il presente circuito di accoppiamento 101a fornisce una resistenza d'ingresso dell'ordine di centinaia di megohm, ed una resistenza di uscita dell'ordine da 1 a 10 kilohm, fornendo al tempo stesso un guadagno di tensione di segnale all'incirca unitario.

Il circuito di accoppiamento 101a è completamente duplicato tramite il circuito di accoppiamento 101b. Al fine di equilibrare perfettamente la cella 100 dell'elettrete, il circuito di accoppiamento 101b comprende un valore di capacità equivalente alla capacità equivalente C_{eq} della cella dell'elettrete, e alla capacità parassita C_s del collegamento. Il circuito perfettamente equilibrato riduce il rumore dell'alimentatore e altro rumore.

I circuiti di accoppiamento 101a e 101b secondo la presente invenzione sono collegati al circuito 102 amplificatore fornente guadagno. In combinazione con i circuiti di accoppiamento, l'amplificatore 102 for-

nisce un guadagno complessivo all'uscita del microfono capacitivo 100, riducendo al tempo stesso l'impedenza di sorgente ad un valore notevolmente inferiore.

Facendo ora riferimento a figura 2, in essa è illustrato un disegno schematico semplificato dei circuiti di accoppiamento 101a e 101b di fig. 1. In tutte le figure, ogniqualevolta possibile, sono impiegati caratteri di riferimento simili per identificare elementi simili. Inoltre, il valore della prima cifra di un carattere di riferimento per un elemento identifica in quale figura tale elemento compare per la prima volta. Le polarità dell'alimentatore e degli elementi possono essere invertite in tale figura e nelle figure successive, ossia possono essere analogamente impiegati transistor NPN al posto di transistor PNP, e similmente possono essere impiegati transistor a effetto di campo a canale P al posto di quelli a canale N mostrati.

Il circuito di accoppiamento 101a comprende terminali d'ingresso IN1 e IN2, per il collegamento al microfono capacitivo 100. Sui terminali IN1 e IN2, è presentata una resistenza d'ingresso estremamente elevata per il circuito microfonico capacitivo 100. In particolare, è mostrata una sorgente o generatore di corrente costante di basso valore 221 che costituisce un elemento di un circuito di polarizzazione d'ingresso descritto più particolarmente relativamente alla discussione di figura 3. Il generatore di corrente 221 è previsto per pilotare diodi Q_1 e Q_2 , disposti simmetricamente attorno al terminale d'ingresso IN1. La sorgente di tensione di riferimento 103 fornisce una tensione di riferimento continua V_r sul nodo 206 per polarizzare i diodi Q_1 e Q_2 . La disposizione dei diodi Q_1 e Q_2 , del generatore

di corrente 221 e della tensione di riferimento sul nodo 206 simula approssimativamente un resistore avente un valore dell'ordine di centinaia di megohm.

Il terminale d'ingresso IN1 è pure collegato alla porta di un transistor unipolare J1. Il transistor unipolare J1 è pilotato tramite un generatore di corrente 201. Il transistor J1 fornisce un primo stadio di riduzione di impedenza avente la sua sorgente collegata alla base di un transistor bipolare Q4. Il transistor bipolare Q4 è collegato come un inseguitore di emettitore per fornire un secondo stadio di riduzione di impedenza, se richiesto. Esso è polarizzato tramite il generatore di corrente 204. Fra il transistor Q4 e il generatore di corrente 204 vi è il nodo 208 che collega il circuito di accoppiamento al circuito amplificatore fornente guadagno 102.

La tensione a riposo in corrispondenza del nodo 208 è controllata mediante la sorgente di tensione di riferimento continua 103 (fig. 1). La tensione di riferimento Vr sul nodo 206 è innalzata ad una tensione più alta tramite la caduta fra anodo e catodo sul diodo Q2. Tale tensione più alta compare similmente sul nodo 212 ed è fatta cadere in valore tramite la tensione emettitore-base del transistor Q4. Di conseguenza la tensione continua a riposo VI sul nodo 208 pedina direttamente la tensione di riferimento fornita sul nodo 206 dalla sorgente 103.

In conseguenza dell'impedenza estremamente elevata sul terminale IN1, il segnale elettrico d'uscita del microfono 100 è fortemente suscettibile di rumore e, in particolare, di contenere rumore d'alimentazione in corrispondenza di 213. Per ridurre il rumore e annullarne gli effetti, è

previsto il circuito di accoppiamento duplice o duplicato 101b. In particolare, al fine di duplicare il microfono 100, un condensatore C2 è collegato a diodi simmetrici Q17 e Q18 in modo simile a quello con cui il microfono 100 è collegato a diodi Q1 e Q2. Il valore del condensatore C2 dovrà essere scelto in modo da simulare la capacità equivalente C_{eq} e la capacità parasita C_s del microfono 100. In effetti, la combinazione duplicata dei diodi Q17 e Q18, del transistor unipolare J3 e del transistor bipolare Q14 equilibra perfettamente il circuito di conversione di impedenza comprendenti diodi Q1 e Q2, il transistor unipolare J1 ed il transistor bipolare Q4.

Il circuito 103 a sorgente di tensione di riferimento (fig. 1) fornisce la tensione di riferimento V_r sul nodo 206 del circuito di accoppiamento 101b, il medesimo nodo che è rappresentato nel circuito di accoppiamento 101a (fig. 2). In conseguenza della tensione V_r comparante sul nodo 206, il nodo 209 del circuito di accoppiamento duplicato 101b fornisce una tensione di polarizzazione continua al circuito amplificatore fornente il guadagno 102 approssimativamente uguale a quella fornita dal nodo 208 del circuito di accoppiamento 101a. La differenza di tensione fra i nodi 208 e 209 è essenzialmente la tensione del segnale alternato di uscita del microfono 100. In tal modo, il rumore entrante nel nodo 213, o deriva di tensione continua comparante in entrambi i circuiti di accoppiamento 101a o 101b compare parimenti sui nodi 208 e 209 sotto forma di segnali di ingresso di modo comune per l'amplificatore 102. Questi segnali non sono perciò amplificati dal funzionamento del circuito fornente guadagno 102.

Il circuito fornente guadagno 102 comprende, in forma semplificata, un amplificatore operazionale 210 a Circuito Integrato Bipolare Complemen-

tare (CBIC). Esso è collegato al nodo 208 mediante il resistore R22 e al nodo 209 mediante il resistore R23. Il rapporto fra il resistore R24 ed il resistore R23 controlla il guadagno ad anello chiuso del circuito amplificatore 102 fornente guadagno. Il segnale di uscita amplificato del microfono 100 è fornito sul terminale OT1 con riferimento al terminale di massa OT2. Benchè sia suggerito un amplificatore operazionale del tipo CBIC, al suo posto possono essere impiegati altri amplificatori a circuiti integrati noti nella tecnica, a patto che al circuito di accoppiamento 101a e 101b siano apportati tutti quei cambiamenti di progettazione necessari.

Facendo riferimento alla fig. 3, in essa è illustrato uno schema dettagliato di un circuito di polarizzazione d'ingresso per i circuiti di accoppiamento 101a e 101b. In particolare, il circuito di polarizzazione di ingresso comprende un generatore di corrente costante 302 ed un circuito a diodi 301. Il generatore di corrente 302 ed il circuito di diodi 301 sono rappresentati in combinazione in fig. 2 dal generatore di corrente 221 e 222. Il circuito a diodi 301 comprende diodi Q20 e Q21 collegati in serie le cui aree di giunzione d'emettitore sono un multiplo M_x delle aree di giunzione d'emettitore dei diodi Q1, Q2, Q17, o Q18.

Il generatore di corrente 302 comprende un primo e un secondo transistor bipolari Q23 e Q19, l'area di giunzione d'emettitore del transistor Q23 essendo un multiplo di quella del transistor Q19. Il collettore del transistor Q19 pilota i diodi summensionati. Il transistor Q23 è collegato a resistori R10 e R11, che a loro volta sono collegati al transistor unipolare J7. La sorgente e la porta del transistor J7 sono collegate in modo da formare un generatore di corrente a due terminali. Il resistore R10,

il rapporto delle aree di emettitore dei transistor Q23 e Q19, e la corrente di saturazione di pozzo nominale I_{dss} del transistor J7, forniscono una corrente di collettore fortemente controllata nel transistor Q19, il cui valore è costante e insensibile a piccole variazioni della corrente attraverso il transistor J7.

Il presente circuito di polarizzazione d'ingresso fornisce protezione dal sovraccarico del microfono. Diodi Q20 e Q21, come diodi Q1 e Q2, sono collegati fra la tensione di riferimento V_r in corrispondenza del nodo 206 e il generatore di corrente costante 302, che polarizza direttamente tutti i diodi.

La corrente I in un diodo a circuito integrato è data da :

$$I = J_0 A_j \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1 \right)$$

in cui J_0 è una costante dipendente dal processo; A_j è l'area della giunzione, q è la carica dell'elettrone, V è la tensione sul diodo, k è la costante di Boltzman; e T è la temperatura assoluta (si deve notare che $\frac{kT}{q}$ a temperatura ambiente è di approssimativamente 25 millivolt). Quindi, la resistenza per piccoli segnali del diodo con polarizzazione diretta è data da

$$R = \frac{dV}{dI} = \frac{kT}{qI}$$

Perciò, diodi fabbricati col medesimo processo, con la medesima tensione applicata e aventi aree di giunzione diverse presentano resistenze per i piccoli segnali che variano in modo inversamente proporzionale alle loro aree di giunzione.

Se le correnti di porta dei FET sono trascurabili, se Q20 ha un'area

di giunzione d'emettitore corrispondente a 50 volte quella del diodo Q1 similmente fabbricata e se i diodi Q21 e Q2 sono fabbricati in modo simile e con rapporti d'area simili, allora ne consegue che Q1 e Q2 manifesteranno ciascuno una resistenza per piccoli segnali che è 50 volte quella di Q20 e Q21.

Uno scopo particolare dei diodi Q1 e Q2 è quello di minimizzare la capacità d'ingresso presentata al microfono 100 in corrispondenza del terminale IN1. Tuttavia, la disposizione simmetrica del primo e secondo diodi Q1 e Q2 attorno all'ingresso IN1, assieme alla polarizzazione dei diodi Q20 e Q21, fornisce un ulteriore vantaggio. Tale disposizione simmetrica dei diodi, fornisce una progressiva compressione dei segnali, e limita l'oscillazioni di tensione dal microfono di entrambe la polarità che sono in accesso rispetto ai normali livelli del segnale. Ciò potrebbe verificarsi, ad esempio, quando al microfono vengono dati piccoli colpetti, oppure si soffia in esso o lo si sovraccarica in altro modo.

Impiegando le precedenti equazioni per il flusso di corrente in un diodo, è possibile calcolare la resistenza d'ingresso per piccoli segnali fra l'ingresso IN1 e massa in funzione della tensione d'ingresso del segnale alternato istantanea dal microfono 100. Per piccole tensioni di segnale alternate ($< \pm kT/q$), la resistenza d'ingresso per i piccoli segnali è relativamente costante. Tuttavia, se la tensione istantanea del segnale diviene grande ($> \pm 2 kT/q$), allora la resistenza per i piccoli segnali diminuisce esponenzialmente con il valore istantaneo della tensione di segnale. In tal modo, qualsiasi carica indesiderata sul nodo d'ingresso IN1 (figg. 1, 2 e 3), dovuta ai segnali transitori di grande ampiezza dal microfono 100 è rapidamente dispersa, ripristinando rapidamente le condizioni di polarizzazione

di riposo. In tal modo, questo circuito fornisce una grande resistenza d'ingresso (e quindi una buona risposta alle basse frequenze) per piccoli segnali, fornendo al tempo stesso una piccola resistenza d'ingresso, una limitazione progressiva dei segnali e un veloce recupero dei sovraccarichi per grandi segnali.

Facendo ora riferimento alla fig. 5, in essa è illustrato uno schema dettagliato di una forma di realizzazione del presente amplificatore a circuito integrato per un microfono ad alta impedenza del tipo capacitivo. In particolare, sono ovunque impiegati una pluralità di ripetitori di corrente 901, 902 e 903 per pilotare vari elementi del circuito. I transistor Q3, Q7, Q12, e Q24, forniscono ulteriori punti di derivazione di corrente dai circuiti 901, 902 e 903. Inoltre, il circuito amplificatore fornente guadagno 102 precedentemente descritto è rappresentato dettagliatamente e comprende transistor Q7, Q8, Q9, Q10, Q11, Q12, Q13, resistori R22, R23, R24 ed il condensatore C1.

Il circuito di tensione di riferimento 103 comprende il transistor bipolare Q32 e resistori divisori di tensione R12, R13 e R21. Il transistor Q22 del generatore di corrente 902, con la sua giunzione collettore-base polarizzata inversamente, fornisce una corrente di collettore costante che scorre attraverso il resistore R21 e fornisce una tensione di riferimento sul nodo 206 la quale è indipendente dalle tensioni di alimentazione sul nodo 213. Per basse tensioni di alimentazione, tuttavia, il transistor Q22 va in saturazione ed il transistor Q32, assieme ai resistori R12, R13 e R21 fornisce una tensione di riferimento continua che è sufficientemente al di sotto della tensione di alimentazione V_s da mantenere passaggio di cor-

rente di polarizzazione nei diodi Q1 e Q2 (impedendo la saturazione del transistor Q19). In tal modo il circuito 103 della tensione di riferimento funzionerà con una tensione di alimentazione Vs sul nodo 213 che è più bassa di quella che è possibile avere con una polarizzazione di riferimento fissa.

RIVENDICAZIONI

1 - Circuito avente un amplificatore per operare con una sorgente di segnale di alta impedenza, caratterizzato dal fatto che l'amplificatore è dotato di due circuiti di accoppiamento :

un circuito di accoppiamento d'ingresso 101a collegante la sorgente di segnale di alta impedenza all'amplificatore 102; e

un circuito di accoppiamento duplicato 101b collegato al circuito di accoppiamento d'ingresso per fornire una tensione di riferimento continua che devia una tensione continua corrispondente nel circuito di accoppiamento d'ingresso; la combinazione dei due circuiti di accoppiamento fornendo un ingresso di alta impedenza per la sorgente di segnale ed un'uscita di bassa impedenza per l'amplificatore per cui il segnale dell'amplificatore è esclusivamente quello della sorgente di segnale.

2 - Circuito secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il circuito di accoppiamento d'ingresso e il circuito di accoppiamento duplicato e l'amplificatore comprendono :

un circuito di polarizzazione d'ingresso (302 e 301) ed un circuito (103) per fornire una sorgente di tensione continua di riferimento.

3 - Circuito secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che il circuito di accoppiamento d'ingresso e il circuito di accoppiamento duplicato (101a e 101b) comprendono :

un circuito di polarizzazione d'ingresso (302 e 301) per mantenere entro limiti particolari il segnale elettrico dal microfono.

4 - Circuito secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che il circuito di polarizzazione d'ingresso (302, 301) comprende :

almeno un diodo (Q20 o Q21) collegato in parallelo con almeno un diodo (Q2) del circuito di accoppiamento, il diodo di polarizzazione di ingresso (Q20 o Q21) avendo un'area di giunzione molto più grande dell'area di giunzione del diodo di accoppiamento (Q2).

Il Mandatario;

~~Dr. Ing. G. MODIANO~~ -



DOCUMENTAZIONE RILEGATA

DOCUMENTAZIONE RILEGATA

FIG. 1

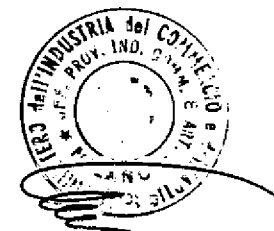
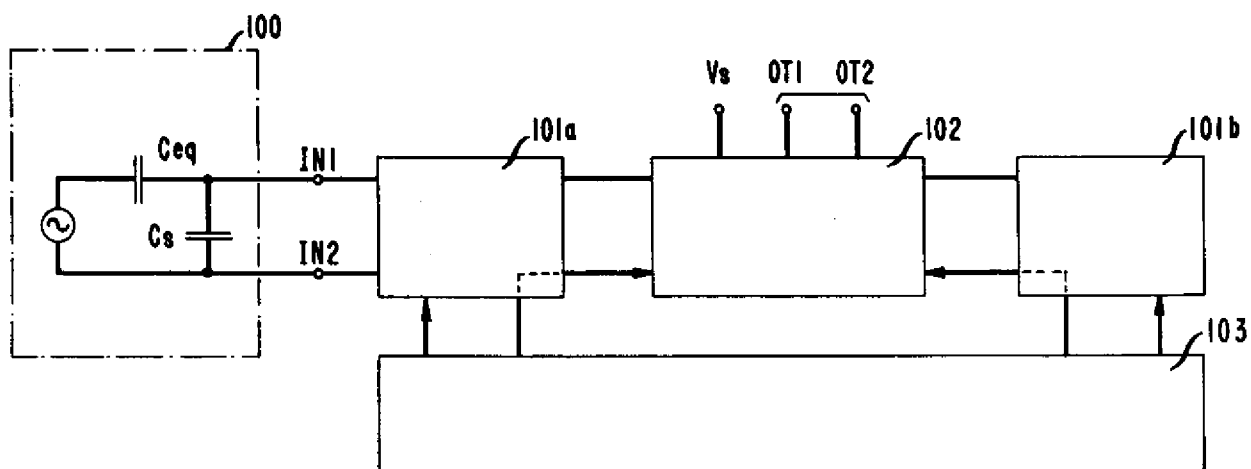
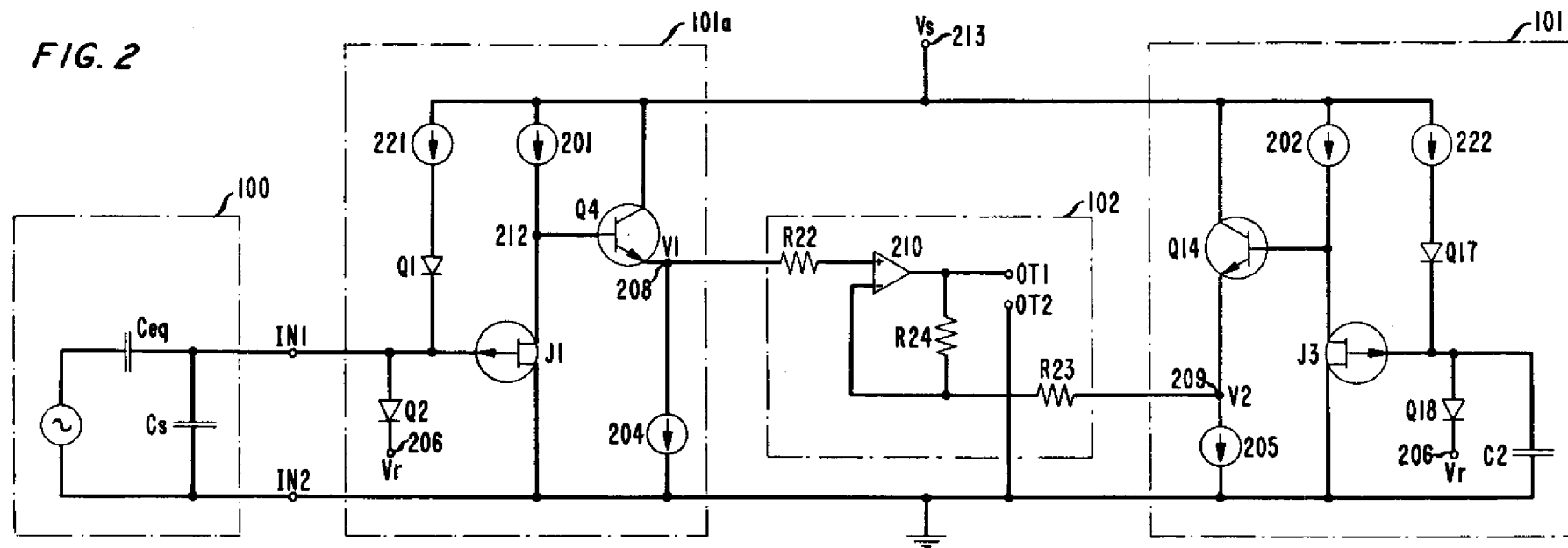
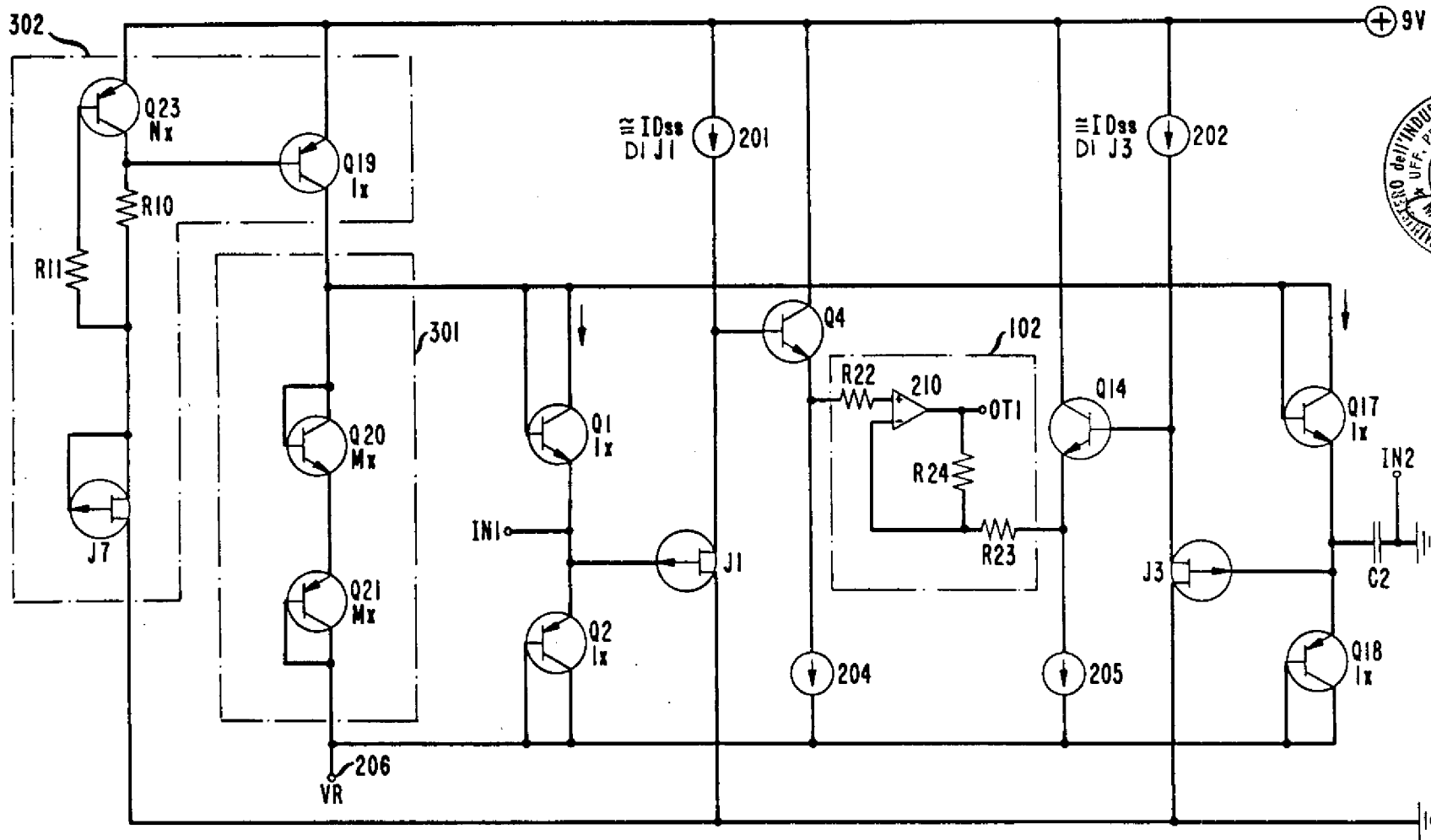


FIG. 2



1/4

FIG. 3



2/4

20680A/83

20680A/3



3/4

FIG. 4

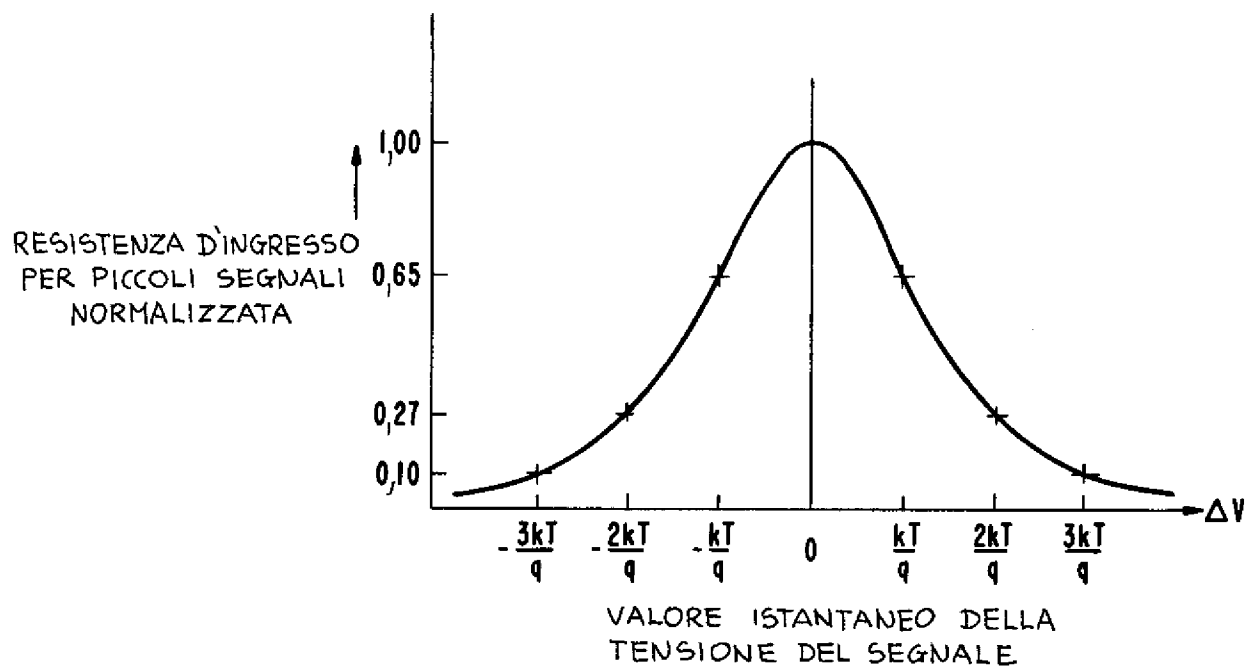
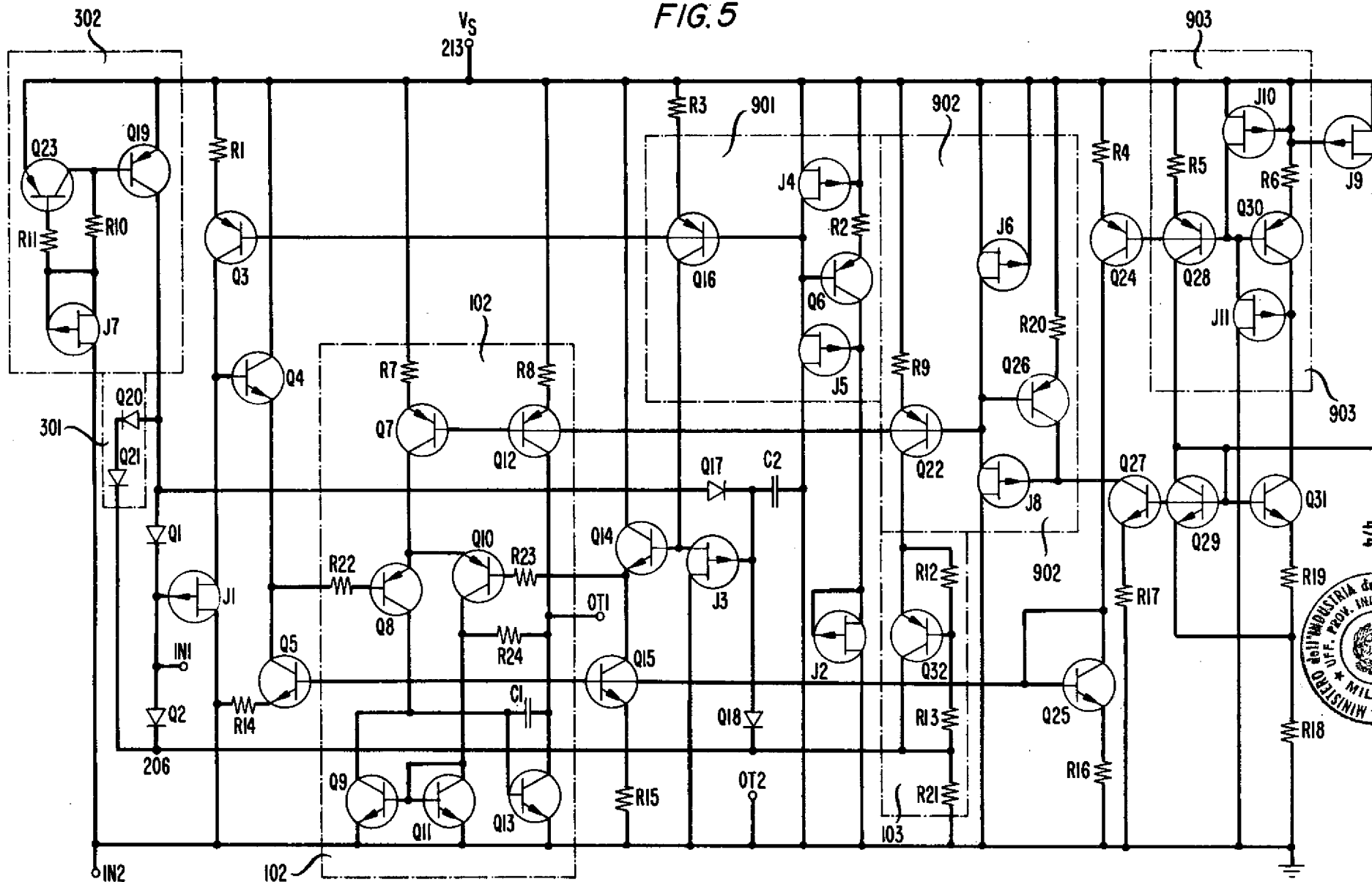


FIG. 5



20680A/38

NAV. IT