



DOMANDA NUMERO	102015000019419
Data Deposito	29/05/2015
Data Pubblicazione	29/11/2016

Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	R		
Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	R		
Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	R		
Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	03	F		
Sezione	Classe	Sottoclasse	Gruppo	Sottogruppo
H	04	R		

Titolo

CIRCUITO AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE PER UN TRASDUTTORE ACUSTICO
CAPACITIVO E CORRISPONDENTE TRASDUTTORE ACUSTICO CAPACITIVO

DESCRIZIONE

del brevetto per invenzione industriale dal titolo: "CIRCUITO AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE PER UN TRASDUTTORE ACUSTICO CAPACITIVO E CORRISPONDENTE TRASDUTTORE ACUSTICO CAPACITIVO"

di STMICROELECTRONICS S.R.L.

di nazionalità italiana

con sede: VIA C. OLIVETTI, 2

AGRATE BRIANZA (MB)

Inventori: NICOLLINI Germano, BARBIERI Andrea

* * *

La presente invenzione è relativa ad un circuito amplificatore differenziale per un trasduttore acustico capacitivo.

Come noto, un trasduttore acustico di tipo capacitivo, comprende generalmente una struttura di rilevamento, atta a trasdurre onde di pressione acustica in una grandezza elettrica (in particolare una variazione capacitiva), ed un'interfaccia elettronica di lettura, atta ad effettuare opportune operazioni di elaborazione (tra cui operazioni di amplificazione) di tale grandezza elettrica per fornire un segnale elettrico di uscita (ad esempio una tensione elettrica).

La struttura di rilevamento comprende in generale un elettrodo mobile, realizzato come diaframma o membrana, disposto affacciato ad un elettrodo fisso, ad una ridotta

distanza di separazione (cosiddetta "air gap"), per realizzare le armature di un condensatore di rilevamento con capacità variabile in funzione delle onde di pressione acustica da rilevare. L'elettrodo mobile è generalmente libero di muoversi, o deformarsi, in risposta alla pressione esercitata dalle onde acustiche incidenti, in tal modo causando la variazione di capacità del condensatore di rilevamento.

Sono ad esempio noti trasduttori acustici capacitivi microelettromeccanici MEMS (Micro Electro Mechanical System), in cui la struttura di rilevamento è di tipo micromeccanico realizzata con le tecniche di microlavorazione integrata dell'industria dei semiconduttori.

A titolo di esempio, la figura 1 mostra una struttura micromeccanica 1 di un trasduttore acustico MEMS, di tipo noto, che comprende uno strato strutturale, o substrato, 2 di materiale semiconduttore, ad esempio silicio, nel quale è realizzata, ad esempio tramite attacco chimico dal retro, una cavità 3. Una membrana, o diaframma, 4 è accoppiata allo strato strutturale 2 e chiude superiormente la cavità 3; la membrana 4 è flessibile e, in uso, si deforma in funzione della pressione delle onde acustiche incidenti.

Un piatto rigido 5 (generalmente noto come "back-plate") è disposto affacciato alla membrana 4, in questo

caso al di sopra di essa, tramite l'interposizione di spaziatori 6 (ad esempio di materiale isolante, quale ossido di silicio). Il piatto rigido 5 costituisce l'elettrodo fisso di un condensatore di rilevamento con capacità variabile, il cui elettrodo mobile è costituito dalla membrana 4, e presenta una pluralità di fori 7, atti a consentire la libera circolazione di aria verso la stessa membrana 4 (rendendo di fatto "acusticamente trasparente" il piatto rigido 5).

La struttura micromeccanica 1 comprende inoltre (in modo non illustrato) contatti elettrici di membrana e di piatto rigido, utilizzati per polarizzare la membrana 4 ed il piatto rigido 5 e prelevare un segnale di rilevamento rappresentativo della variazione capacitiva conseguente alla deformazione della membrana 4 causata dalle onde di pressione acustica incidenti; tipicamente, tali contatti elettrici sono disposti in una porzione superficiale della piastrina ("die") in cui è realizzata la struttura micromeccanica.

In generale, la struttura di rilevamento dei trasduttori acustici capacitivi è polarizzata in carica, solitamente mediante una carica fissa; in particolare, viene applicata una tensione di polarizzazione in continua, di solito proveniente da uno stadio a pompa di carica (maggiore è questa tensione, maggiore è la sensibilità del microfono), e viene inserito un elemento ad alta impedenza

(con impedenza nell'ordine dei Tera Ohm, ad esempio compresa tra 100 GΩ e 10 TΩ) tra lo stadio a pompa di carica e la struttura di rilevamento.

Tale elemento ad alta impedenza può ad esempio essere realizzato da una coppia di diodi in configurazione back-to-back, ovvero collegati tra loro in parallelo, con il terminale di catodo di uno dei due diodi collegato al terminale di anodo dell'altro, e viceversa, o da una serie di coppie di diodi nella configurazione back-to-back. La presenza di questa alta impedenza "isola" la carica in continua immagazzinata nella struttura di rilevamento dallo stadio a pompa di carica, per frequenze superiori a qualche Hertz.

Poiché la quantità di carica è fissa, un segnale acustico (pressione acustica), che investe l'elettrodo mobile della struttura di rilevamento, modula il gap rispetto all'elettrodo rigido, producendo una variazione capacitiva ed una conseguente variazione di tensione.

Questa tensione viene elaborata, nell'interfaccia elettronica, da un circuito elettronico amplificatore, a cui si richiede una elevata impedenza di ingresso (per evitare di perturbare la carica immagazzinata nella struttura micromeccanica), e quindi convertita in un segnale a bassa impedenza (atto a pilotare un carico esterno).

La figura 2a mostra una possibile forma di realizzazione del circuito amplificatore, indicato con 10,

Lorenzo NANNUCCI
(Iscrizione Albo nr. 1214/B)

in questo caso con uscita singola, di tipo cosiddetto "single-ended".

La struttura di rilevamento del trasduttore acustico capacitivo, indicata in generale con 11, è schematizzata con un condensatore di rilevamento 12a con capacità C_{MTC} , variabile in funzione del segnale acustico rilevato, collegato in serie ad un generatore di tensione 12b, che fornisce una tensione di rilevamento V_{SIG} (avente, nell'esempio illustrato in figura 2, un andamento genericamente sinusoidale).

Dato che, tipicamente, l'elettrodo mobile presenta una elevata capacità parassita verso il substrato (confrontabile con la capacità del condensatore di rilevamento della stessa struttura di rilevamento), mentre l'elettrodo rigido presenta una minore capacità parassita, l'elettrodo mobile viene generalmente collegato elettricamente ad un primo terminale di ingresso N1 a bassa impedenza, ad esempio ad una tensione di riferimento di massa del circuito, mentre l'elettrodo rigido viene collegato elettricamente ad un secondo terminale di ingresso N2, su cui viene prelevata la tensione di rilevamento V_{SIG} , indicativa delle variazioni capacitive del condensatore di rilevamento 12a.

Il secondo terminale di ingresso N2 è inoltre collegato elettricamente ad uno stadio di polarizzazione, ad esempio a pompa di carica (qui non illustrato), mediante l'interposizione di un primo elemento di isolamento 13, ad

elevata impedenza, costituito da una coppia di diodi in configurazione back-to-back, per ricevere una tensione di polarizzazione V_{CP} .

Il circuito amplificatore 10 comprende inoltre un condensatore di disaccoppiamento 14, ed un amplificatore 15, in configurazione single-ended di buffer o inseguitore di tensione (ovvero, con l'ingresso invertente collegato alla singola uscita); ad esempio, l'amplificatore 15 è un amplificatore operazionale in classe A, oppure in classe AB.

Il condensatore di disaccoppiamento 14 (avente funzionamento di disaccoppiamento in continua, e di accoppiamento del segnale rilevato) è collegato tra il secondo terminale di ingresso N2 e l'ingresso non invertente dell'amplificatore 15, che riceve inoltre una tensione di lavoro V_{CM} da un opportuno stadio generatore di riferimento (qui non illustrato), tramite l'interposizione di un secondo elemento di isolamento 16, ad elevata impedenza, costituito da una rispettiva coppia di diodi in configurazione back-to-back.

La tensione di lavoro V_{CM} è una tensione di polarizzazione in continua, opportunamente selezionata per fissare il punto di lavoro dell'amplificatore 15; tale tensione di lavoro V_{CM} è scelta, ad esempio, in un intervallo compreso tra una tensione di alimentazione dello stesso amplificatore 15, non illustrata, e la tensione di

riferimento di massa.

Durante il funzionamento del trasduttore acustico capacitivo, la tensione di rilevamento V_{SIG} (in alternata) risulta dunque sovrapposta a tale tensione di lavoro V_{CM} , in continua.

L'amplificatore 15 fornisce sulla singola uscita OUT una tensione di uscita V_{OUT} , in funzione della tensione di rilevamento V_{SIG} rilevata dalla struttura di rilevamento 11 del trasduttore acustico capacitivo. La tensione di uscita V_{OUT} ha, nell'esempio, andamento sinusoidale che corrisponde in ampiezza alla tensione di rilevamento V_{SIG} (come schematizzato nella figura 2a).

La figura 2b mostra una ulteriore forma di realizzazione di tipo noto del circuito amplificatore 10, avente anche in questo caso uscita "single-ended".

Il circuito amplificatore 10 comprende qui un transistor MOS 17 (nell'esempio di tipo PMOS) in configurazione di inseguitore di sorgente (source follower), che presenta terminale di gate collegato al secondo terminale di ingresso N2 tramite il condensatore di disaccoppiamento 14, terminale di source che fornisce sulla singola uscita OUT la tensione di uscita V_{OUT} , e terminale di drain collegato alla tensione di riferimento di massa.

Il terminale di source del transistor MOS 17 riceve inoltre una corrente di polarizzazione I_B da un generatore di corrente 18 collegato ad una linea posta ad una tensione di alimentazione V_{CC} ; il secondo elemento di isolamento 16

accoppia in questo caso il terminale di gate dello stesso transistor MOS 17 al riferimento di massa.

In generale, la configurazione circuitale single-ended presenta alcuni inconvenienti, tra cui una scarsa reiezione nei confronti di una qualsiasi componente di modo comune di disturbo, ad esempio derivante dal rumore di alimentazione o dalla diafonia, cross-talk, da dispositivi vicini che presentino segnali variabili nel tempo.

Per ovviare a tali inconvenienti, è stato proposto di sostituire la soluzione single-ended con una configurazione, definita pseudo-bilanciata o pseudo-differenziale, che è illustrata nelle figure 3a e 3b.

Tale soluzione prevede che il circuito amplificatore 10 comprenda un condensatore fittizio, cosiddetto "dummy", 19, costituito da un condensatore di tipo classico, ad esempio metallo-ossido-metallo MOM o metallo-isolante-metallo MIM, avente capacità C_{DUM} , con valore nominale sostanzialmente uguale alla capacità a riposo (ovvero in assenza di sollecitazioni esterne) C_{MTC} del condensatore di rilevamento 12a.

Il circuito amplificatore 10 presenta in questo caso l'esatta duplicazione degli elementi circuitali precedentemente descritti con riferimento alle figure 2a e 2b (gli elementi duplicati vengono contrassegnati con un apice nelle figure 3a e 3b e non descritti nuovamente), per la generazione su una ulteriore uscita OUT' di una tensione di uscita continua V_{out_DUM} atta a bilanciare la tensione di

uscita V_{out} , consentendo la risultante eliminazione dei disturbi di modo comune; in sostanza, si creano due cammini circuitali del tutto equivalenti.

Anche tale soluzione non è tuttavia esente da inconvenienti.

In particolare, dato che il contributo del segnale di rilevamento è presente solamente su uno dei due cammini circuitali, cioè quello che va dal condensatore di rilevamento 12a verso l'uscita OUT, da qui la natura "pseudo" differenziale del circuito amplificatore 10, è richiesta sulla stessa uscita OUT una maggiore escursione di tensione, in particolare di valore doppio rispetto ad una soluzione completamente differenziale (dove metà escursione verrebbe realizzata sull'uscita OUT e l'altra metà, in opposizione di fase, sull'ulteriore uscita OUT').

È dunque richiesto un valore maggiore della tensione di alimentazione V_{cc} , con un conseguente incremento del consumo di potenza.

Per ovviare a tale problema di escursione sull'uscita dell'amplificatore, un'ulteriore soluzione che è stata proposta, mostrata in figura 4, prevede l'utilizzo di un amplificatore differenziale 25 a quattro ingressi e due uscite, cosiddetto DDA (Differential Difference Amplifier), avente architettura differenziale e con guadagno unitario (la differenza di tensione tra i terminali di uscita differenziali, qui indicati con Out1 e Out2, equivale alla differenza di tensione tra i terminali di ingresso

differenziali, qui indicati con 25a e 25c).

La struttura dell'amplificatore differenziale 25 è descritta in dettaglio ad esempio in:

"A versatile building block: the CMOS differential difference amplifier", E. Sackinger, W. Guggenbuhl, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 22, Aprile 1987; o in

"A CMOS Fully Balanced Differential Difference Amplifier and Its Applications", H. Alzaher, M. Ismail, IEEE TCAS-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 48, No. 6, Giugno 2001.

In particolare, il secondo terminale di ingresso N2 è in tal caso collegato, tramite l'interposizione del condensatore di disaccoppiamento 14, ad un primo ingresso non invertente 25a dell'amplificatore differenziale 25, un cui primo ingresso invertente 25b è direttamente collegato in retroazione ad un primo terminale di uscita differenziale Out₁.

Analogamente, il condensatore fittizio 19 presenta un rispettivo primo terminale, indicato con N1', collegato al terminale di riferimento di massa, ed un secondo terminale N2' collegato, tramite l'interposizione di un rispettivo condensatore di disaccoppiamento 14', ad un secondo ingresso invertente 25c dell'amplificatore differenziale 25, un cui secondo ingresso non invertente 25d è inoltre direttamente collegato in retroazione ad un secondo terminale di uscita differenziale Out₂ (tra il primo ed il secondo terminale di uscita differenziale Out₁, Out₂

essendo presente la tensione di uscita V_{out}).

Il rispettivo secondo terminale di ingresso N2' del condensatore fittizio 19 riceve inoltre la tensione di polarizzazione V_{CP} attraverso un rispettivo primo elemento di isolamento 13', costituito da una coppia di diodi in configurazione back-to-back e ricevente la tensione di polarizzazione V_{CP} . Analogamente, il secondo ingresso invertente 25c riceve la tensione di lavoro V_{CM} , tramite un rispettivo secondo elemento di isolamento 16', di elevata impedenza, nell'esempio anch'esso costituito da una coppia di diodi in configurazione back-to-back (la tensione di lavoro V_{CM} è dunque una tensione di modo comune per il primo ingresso non invertente 25a e per il secondo ingresso invertente 25c dell'amplificatore differenziale 25).

Il condensatore fittizio 19, in questo caso, consente di creare un percorso sostanzialmente bilanciato per gli ingressi di buffer (ovvero gli ingressi non invertente 25a ed invertente 25c) dell'amplificatore differenziale 25, per una migliore reiezione di modo comune del rumore.

Sebbene consenta di migliorare la capacità di reiezione dei disturbi, anche la configurazione differenziale descritta con riferimento alla figura 4 presenta alcuni inconvenienti.

In particolare, tale soluzione richiede due stadi di ingresso differenziali, con un conseguente incremento del rumore e del consumo di corrente; presenta un ampio intervallo di modo comune di ingresso, a causa dei

differenti segnali presenti ai quattro ingressi dell'amplificatore differenziale 25; i transistori di ciascuno stadio di ingresso sono pilotati da un ampio segnale differenziale, ovvero il principio della massa virtuale non si applica (come noto per un tecnico del settore), con una conseguente elevata distorsione per segnali aventi ampiezza elevata; il segnale differenziale è effettivamente presente solo sui terminali di uscita differenziali Out_1 , Out_2 , mentre i terminali di ingresso non sono completamente differenziali.

In generale, è dunque sentita l'esigenza di realizzare un circuito amplificatore per un trasduttore acustico capacitivo, che consenta di superare, almeno in parte, gli svantaggi e le limitazioni associati alle soluzioni note.

La presente invenzione si prefigge lo scopo di soddisfare la suddetta esigenza, ed in particolare di fornire un circuito amplificatore di tipo completamente differenziale per un trasduttore acustico capacitivo.

Secondo la presente invenzione vengono pertanto forniti un circuito amplificatore per un trasduttore acustico capacitivo, ed un relativo trasduttore acustico capacitivo, come definiti nelle rivendicazioni allegate.

Per una migliore comprensione della presente invenzione, ne viene ora descritta una forma di realizzazione preferita, a puro titolo di esempio non limitativo e con riferimento ai disegni allegati, nei quali:

- la figura 1 è una vista in sezione schematica di una struttura micromeccanica di un trasduttore acustico capacitivo, di tipo MEMS, di per sé noto;

- le figure 2a e 2b mostrano schemi circuitali di un circuito amplificatore a singola uscita, di tipo noto, per il trasduttore acustico capacitivo;

- le figure 3a e 3b mostrano schemi circuitali di circuiti amplificatori pseudo-differenziali, di tipo noto, per il trasduttore acustico capacitivo;

- la figura 4 è uno schema circuitale di un circuito amplificatore differenziale, di tipo noto, per il trasduttore acustico capacitivo;

- la figura 5 è uno schema circuitale di un circuito amplificatore, totalmente differenziale, per il trasduttore acustico capacitivo, secondo una forma di realizzazione della presente soluzione; e

- la figura 6 è un diagramma a blocchi di massima di un dispositivo elettronico incorporante il trasduttore acustico capacitivo, secondo un ulteriore aspetto della presente soluzione.

Come mostrato in figura 5, un aspetto della presente soluzione prevede di fornire un circuito amplificatore 30 per un trasduttore acustico capacitivo (realizzato come descritto in precedenza), di tipo completamente differenziale (o completamente bilanciato).

Il circuito amplificatore 30 comprende nuovamente: l'elemento di isolamento 13, ad elevata resistenza, ad esempio costituito da una coppia di diodi in configurazione back-to-back, collegato tra una linea di polarizzazione 31, ricevente la tensione di polarizzazione V_{CP} , ad esempio da uno stadio a pompa di carica (qui non illustrato), e, in questo caso, il primo terminale di ingresso $N1$ atto ad essere accoppiato al condensatore di rilevamento 12a; ed il condensatore fittizio 19, in questo caso avente un primo terminale $N1'$ collegato allo stesso primo terminale di ingresso $N1$, ed un secondo terminale $N2'$.

Il circuito amplificatore 30 comprende inoltre un primo ed un secondo amplificatore 34, 35, in configurazione single-ended di buffer o inseguitore di tensione (ovvero, con singola uscita e con l'ingresso invertente collegato alla stessa singola uscita, nel seguito richiamati come "amplificatori buffer"); ad esempio, il primo ed il secondo amplificatore buffer 34, 35 presentano guadagno unitario e sono in configurazione di source follower.

I terminali di uscita degli amplificatori buffer 34, 35 costituiscono il primo ed il secondo terminale di uscita Out_1 , Out_2 del circuito amplificatore 30, tra cui è presente la tensione di uscita V_{out} , il cui valore è

funzione della tensione di rilevamento V_{SIG} generata dalla struttura di rilevamento 11 del trasduttore acustico capacitivo in risposta alle sollecitazioni acustiche.

In maggiore dettaglio, il secondo terminale di ingresso N2, atto ad essere collegato al condensatore di rilevamento 12a e su cui è destinata ad essere presente la tensione di rilevamento V_{SIG} , è collegato all'ingresso non invertente del primo amplificatore buffer 34; ed il secondo terminale N2' del condensatore fittizio 19 è collegato all'ingresso non invertente del secondo amplificatore buffer 35.

Inoltre, gli ingressi non invertenti del primo e del secondo amplificatore buffer 34, 35 sono collegati ad una rispettiva linea di polarizzazione 32, da cui ricevono la tensione di lavoro V_{CM} fornita da un opportuno stadio generatore di riferimento (qui non illustrato), tramite l'interposizione di un rispettivo elemento di isolamento 16, 16', ad elevata impedenza, costituito da una rispettiva coppia di diodi in configurazione back-to-back. Come discusso in precedenza, la tensione di lavoro V_{CM} è una opportuna tensione di polarizzazione in continua, che fissa il punto di lavoro degli amplificatori buffer 34 e 35 (ovvero la tensione di riferimento all'ingresso degli stessi amplificatori buffer 34, 35).

Il circuito amplificatore 30 comprende inoltre: un

partitore resistivo 38, formato da un primo e da un secondo resistore di partizione 38a, 38b, collegati in serie tra il primo ed il secondo terminale di uscita Out_1 , Out_2 e definenti tra loro un nodo di retroazione N_R ; ed un amplificatore di retroazione 40, ad esempio un amplificatore OTA (Operational Transconductance Amplifier) con elevato guadagno, che presenta ingresso invertente collegato al nodo di retroazione N_R , ingresso non invertente ricevente anch'esso la tensione di lavoro V_{CM} ed inoltre un resistore di retroazione 42 collegato tra l'ingresso invertente ed una relativa uscita; ed un condensatore di retroazione 44, collegato tra l'uscita dell'amplificatore di retroazione 40 ed il primo terminale di ingresso N_1 , ed avente capacità C_B molto maggiore della somma delle capacità C_{MIC} e C_{DUM} del condensatore di rilevamento 12a e del condensatore fittizio 19:

$$C_B \gg C_{MIC} + C_{DUM};$$

ad esempio, le capacità C_{MIC} e C_{DUM} sono dell'ordine di 1 pF, mentre la capacità C_B è dell'ordine di 10-20 pF.

In particolare, per i motivi che saranno discussi in seguito, il valore di resistenza R_1 del primo resistore di partizione 38a soddisfa la seguente relazione con il valore di resistenza R_2 del secondo resistore di partizione 38b e

con il valore di resistenza R_B del resistore di retroazione 42:

$$R_1 = R_2 // R_B .$$

Il circuito amplificatore 30 presenta una configurazione totalmente differenziale, sia in ingresso che in uscita, in quanto fornisce due uscite, in corrispondenza dei terminali di uscita Out_1 , Out_2 , tra loro in opposizione di fase (in contro-fase), in particolare sfasate di 180° , la cui differenza definisce la tensione di uscita V_{out} ; e due ingressi, in corrispondenza degli ingressi non invertenti del primo e del secondo amplificatore buffer 34, 35, anch'essi in opposizione di fase, in particolare sfasati tra loro di 180° .

In uso, il cortocircuito virtuale all'ingresso dell'amplificatore di retroazione 40, e l'azione di retroazione, fanno sì che la tensione al nodo di retroazione N_R sia pari alla tensione di lavoro V_{CM} (su cui è sovrapposta una oscillazione di valore trascurabile, supposto molto grande il guadagno dello stesso amplificatore di retroazione 40).

Ne consegue che il primo ed il secondo terminale di uscita Out_1 , Out_2 si trovano a tensioni di ampiezza uguale ed in opposizione di fase (dato che la tensione al nodo di

retroazione N_R è data dalla semi-somma di tali tensioni); in altre parole, la tensione al nodo di retroazione N_R è la tensione di modo comune tra i terminali di uscita Out_1 , Out_2 .

In particolare, la tensione al primo terminale di uscita Out_1 è pari a $+V_{SIG}/2$, mentre la tensione al secondo terminale di uscita Out_2 è pari a $-V_{SIG}/2$.

Inoltre, è immediato verificare che l'armatura inferiore del condensatore di retroazione 44, collegata all'uscita dell'amplificatore di retroazione 40, è posta ad una tensione di retroazione V_R con valore $-V_{SIG}/2$, e la variazione sinusoidale di tale tensione è riportata, sostanzialmente immutata sul primo terminale di ingresso $N1$, data la relazione tra i valori di capacità del condensatore di retroazione 44, del condensatore di rilevamento 12a e del condensatore fittizio 19.

In altre parole, l'armatura inferiore del condensatore di retroazione 44 si muove sfasata di 180° della metà della tensione di rilevamento V_{SIG} , spostando di conseguenza le tensioni all'ingresso non invertente del primo e del secondo amplificatore buffer 34, 35.

Di conseguenza, al nodo non invertente del primo amplificatore buffer 34 è presente una tensione pari a

$+V_{SIG}/2$ (data dalla differenza tra la tensione di rilevamento V_{SIG} e la tensione imposta in retroazione sul primo terminale di ingresso N1), mentre al nodo non invertente del secondo amplificatore buffer 35 è presente una tensione pari a $-V_{SIG}/2$.

In altre parole, un segnale puramente, o realmente, differenziale è presente sia tra gli ingressi che tra le uscite del circuito amplificatore 30.

Viene ora discussa l'espressione precedentemente indicata per la relazione tra il valore di resistenza R_1 del primo resistore di partizione 38a, il valore di resistenza R_2 del secondo resistore di partizione 38b ed il valore di resistenza R_B del resistore di retroazione 42.

Si indica a tal fine con I_{s1} la corrente che fuoriesce dal nodo di retroazione N_R , e con I_{s2} la corrente che circola nel resistore di retroazione 42. Risultano valide le seguenti espressioni:

$$I_{s1} = V_{SIG}/2R_1 - V_{SIG}/2R_2;$$

$$I_{s2} = V_{SIG}/2R_B.$$

Tuttavia, $I_{s2} = I_{s1}$, da cui:

$$V_{SIG}/2R_1 - V_{SIG}/2R_1 = V_{SIG}/2R_B$$

e pertanto:

$$1/R_1 - 1/R_2 = 1/R_B$$

$$1/R_1 = 1/R_2 + 1/R_B$$

ovvero:

$$R_1 = R_2 // R_B .$$

I vantaggi della soluzione proposta emergono in maniera evidente dalla descrizione precedente.

In ogni caso, si sottolinea nuovamente che il circuito amplificatore 30 per il trasduttore acustico capacitivo fornisce una soluzione totalmente differenziale, con segnali di ingresso e di uscita in opposizione di fase.

Tale soluzione consente dunque di risolvere gli svantaggi delle soluzioni note, grazie al fatto che: il principio del cortocircuito virtuale è rispettato agli ingressi degli amplificatori, in particolare gli amplificatori di retroazione 34, 35; segnali differenziali sono presenti anche all'ingresso del circuito amplificatore 30, non soltanto alle uscite; non è richiesto l'utilizzo di una complessa struttura circuitale (ad esempio del tipo descritto con riferimento alla figura 4, avente due stadi differenziali di ingresso), in tal modo evitando le associate distorsioni armoniche, il trade-off richiesto con il rumore e l'attenuazione del segnale.

La soluzione proposta non prevede alcuna modifica al procedimento di fabbricazione o alla tecnologia impiegati

per la realizzazione del trasduttore acustico, ad esempio di tipo MEMS, rispetto a soluzioni tradizionali.

Tali vantaggi rendono dunque vantaggioso l'utilizzo del trasduttore acustico in un dispositivo elettronico 50, in particolare di tipo portatile, come illustrato schematicamente in figura 6.

In tale figura 6, è indicato con 51 il trasduttore acustico capacitivo, ad esempio di tipo MEMS, che può includere, all'interno di uno stesso package 52, la struttura di rilevamento 11, comprendente ad esempio una opportuna struttura micromeccanica, ed il circuito di interfaccia di lettura includente il circuito amplificatore 30 fornente la tensione di uscita V_{out} (che può essere realizzato nella stessa piastrina - "die" - in cui è realizzata la struttura micromeccanica o in una differente piastrina, che può comunque essere alloggiata nello stesso package 52).

Il dispositivo elettronico 50 è ad esempio un dispositivo portatile di comunicazione mobile, quale un telefono cellulare, un PDA (Personal Digital Assistant), un computer portatile, ma anche un riproduttore di audio digitale con capacità di registrazione vocale, una foto- o video-camera, un controller per videogames, ecc.; il dispositivo elettronico 50 è generalmente in grado di elaborare, memorizzare e/o trasmettere e ricevere segnali

ed informazioni.

Il dispositivo elettronico 50 comprende inoltre un microprocessore 54, che riceve i segnali rilevati dal trasduttore acustico 51 (la tensione di uscita V_{out} , eventualmente ulteriormente elaborata), ed un'interfaccia di ingresso/uscita (I/O) 55, ad esempio dotata di una tastiera e di un display, collegata al microprocessore 54.

Inoltre, il dispositivo elettronico 50 può comprendere un altoparlante 57, per generare suoni su un'uscita audio (non mostrata), ed una memoria interna 58, non volatile.

Risulta infine chiaro che a quanto qui descritto ed illustrato possono essere apportate modifiche e varianti senza per questo uscire dall'ambito di protezione della presente invenzione, come definito nelle rivendicazioni allegate.

In particolare, la soluzione descritta può trovare vantaggiosa applicazione sia per trasduttori acustici analogici che digitali.

Inoltre, come precedentemente evidenziato, la soluzione descritta può applicarsi anche a differenti tipologie di trasduttori acustici, ad esempio a microfoni capacitivi a elettrete (ECM - Electret Condenser Microphone), comprendenti, in modo noto, una membrana conduttiva deformabile accoppiata capacitivamente a un elettrodo, o piatto, fisso.

RIVENDICAZIONI

1. Circuito amplificatore (30), per un trasduttore acustico capacitivo (51) dotato di una struttura di rilevamento (11) definente un condensatore di rilevamento (12a) e configurata per generare un segnale di rilevamento (V_{SIG}) in funzione di un segnale acustico; detto circuito amplificatore (30) presentando un primo (N1) ed un secondo (N2) terminale di ingresso, atti ad essere accoppiati elettricamente ad un primo e ad un secondo terminale di detto condensatore di rilevamento (12a), e comprendendo:

un condensatore fittizio (19), avente una capacità (C_{DUM}) corrispondente ad una rispettiva capacità a riposo (C_{MTC}), in assenza di detto segnale acustico, del condensatore di rilevamento (12a), ed un rispettivo primo terminale collegato al primo terminale di ingresso (N1);

un primo amplificatore buffer (34), avente terminale di ingresso non invertente accoppiato al secondo terminale di ingresso (N2), e terminale di ingresso invertente collegato ad un rispettivo terminale di uscita, coincidente con una prima uscita differenziale (Out_1) di detto circuito amplificatore (30);

un secondo amplificatore buffer (35), avente terminale di ingresso non invertente accoppiato ad un secondo terminale (N2') del condensatore fittizio (19), e terminale di ingresso invertente collegato ad un rispettivo terminale di uscita,

coincidente con una seconda uscita differenziale (Out_2) di detto circuito amplificatore (30), tra dette prima e seconda uscita differenziale (Out_1 , Out_2) essendo presente in uso un segnale di uscita (V_{out}), funzione di detto segnale di rilevamento (V_{SIG}); ed

uno stadio di retroazione (38, 40, 44), accoppiato fra dette prima e seconda uscita differenziale (Out_1 , Out_2) e detto primo terminale di ingresso ($N1$), e configurato per portare su detto primo terminale di ingresso ($N1$) un segnale di retroazione (V_R), con ampiezza funzione di detto segnale di rilevamento (V_{SIG}) ed in opposizione di fase rispetto allo stesso segnale di rilevamento (V_{SIG}).

2. Circuito secondo la rivendicazione 1, in cui detti primo e secondo amplificatore buffer (34, 35) sono inseguitori di tensione a guadagno unitario.

3. Circuito secondo la rivendicazione 1 o 2, in cui detto segnale di retroazione (V_R) presenta ampiezza pari alla metà dell'ampiezza di detto segnale di rilevamento (V_{SIG}), ed è sfasato di 180° rispetto a detto segnale di rilevamento (V_{SIG}).

4. Circuito secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, in cui detto stadio di retroazione comprende: un partitore resistivo (38) collegato tra detta prima uscita differenziale (Out_1) e detta seconda uscita differenziale (Out_2) e definente un nodo di retroazione (N_R); un amplificatore di retroazione (40), avente un primo terminale di ingresso

collegato al nodo di retroazione (N_R), un secondo terminale di ingresso ricevente una tensione di riferimento (V_{CM}) ed un terminale di uscita; ed un condensatore di retroazione (44) collegato tra il terminale di uscita di detto amplificatore di retroazione (40) e detto primo terminale di ingresso (N_1).

5. Circuito secondo la rivendicazione 4, in cui detta tensione di riferimento (V_{CM}) è una tensione di modo comune tra dette prima e seconda uscita differenziale (Out_1 , Out_2).

6. Circuito secondo la rivendicazione 4 o 5, comprendente un resistore di retroazione (42) collegato tra il primo terminale di ingresso ed il terminale di uscita di detto amplificatore di retroazione (40).

7. Circuito secondo la rivendicazione 6, in cui detto resistore di retroazione (42) presenta resistenza R_B ; ed in cui detto partitore resistivo (38) comprende un primo resistore di partizione (38a) collegato tra detta prima uscita differenziale (Out_1) e detto nodo di retroazione (N_R) ed avente resistenza R_1 , ed un secondo resistore di partizione (38b) collegato tra detta seconda uscita differenziale (Out_2) e detto nodo di retroazione (N_R) ed avente resistenza R_2 ; in cui:

$$R_1 = R_2 // R_B .$$

8. Circuito secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 4-7, in cui detto condensatore di retroazione (44) presenta una capacità C_B , detto condensatore di rilevamento (12a) presenta una capacità C_{MTC} , e detto condensatore fittizio (19) presenta

una capacità C_{DUM} ; in cui:

$$C_B \gg C_{MIC} + C_{DUM}.$$

9. Circuito secondo una qualsiasi delle rivendicazioni 4-8, comprendente un primo elemento ad alta impedenza (13) che accoppia detto primo terminale di ingresso (N1) ad una prima linea di polarizzazione (31) posta ad una tensione di polarizzazione (V_{CP}); ed un secondo (16) ed un terzo (16') elemento ad alta impedenza, che accoppiano detto secondo terminale di ingresso (N2) e, rispettivamente, detto secondo terminale (N2') di detto condensatore fittizio (19), ad una seconda linea di polarizzazione (32) posta a detta tensione di riferimento (V_{CM}).

10. Trasduttore acustico capacitivo (51) comprendente una struttura di rilevamento (11) definente un condensatore di rilevamento (12a) e configurata per generare un segnale di rilevamento (V_{SIG}) in funzione di un segnale acustico; ed il circuito amplificatore (30) secondo una qualsiasi delle rivendicazioni precedenti, configurato per elaborare detto segnale di rilevamento (V_{SIG}) e fornire un segnale di uscita (V_{OUT}).

11. Dispositivo elettronico (50), comprendente il trasduttore acustico capacitivo (51) secondo la rivendicazione 10, ed un'unità a microprocessore (54) accoppiata al circuito amplificatore (30) di detto trasduttore acustico capacitivo (51).

12. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, scelto nel gruppo comprendente: un telefono cellulare; un PDA (Personal Digital Assistant); un computer portatile; un riproduttore di audio digitale con capacità di registrazione vocale; una fotocamera o video-camera; un dispositivo di controllo per videogiochi.

13. Metodo di elaborazione per un trasduttore acustico capacitivo (51), dotato di: una struttura di rilevamento (11) definente un condensatore di rilevamento (12a) e configurata per generare un segnale di rilevamento (V_{SIG}) in funzione di un segnale acustico; e di un circuito amplificatore (30) avente un primo (N1) ed un secondo (N2) terminale di ingresso, atti ad essere accoppiati elettricamente ad un primo e ad un secondo terminale di detto condensatore di rilevamento (12a), e comprendente:

un condensatore fittizio (19) avente una capacità (C_{DUM}) corrispondente ad una rispettiva capacità a riposo (C_{MTC}), in assenza di detto segnale acustico, del condensatore di rilevamento (12a) ed un rispettivo primo terminale collegato al primo terminale di ingresso (N1);

un primo amplificatore buffer (34), avente terminale di ingresso non invertente accoppiato al secondo terminale di ingresso (N2), e terminale di ingresso invertente collegato ad un rispettivo terminale di uscita, coincidente con una prima uscita differenziale (Out_1) di detto circuito amplificatore

(30);

un secondo amplificatore buffer (35), avente terminale di ingresso non invertente accoppiato ad un secondo terminale (N2') del condensatore fittizio (19), e terminale di ingresso invertente collegato ad un rispettivo terminale di uscita coincidente con una seconda uscita differenziale (Out₂) di detto circuito amplificatore (30), tra dette prima e seconda uscita differenziale (Out₁, Out₂) essendo presente un segnale di uscita (V_{out}), funzione di detto segnale di rilevamento (V_{SIG}),

detto metodo comprendendo la fase di portare su detto primo terminale di ingresso (N1) un segnale di retroazione (V_R) con ampiezza funzione di detto segnale di rilevamento (V_{SIG}) ed in controfase rispetto allo stesso segnale di rilevamento (V_{SIG}), così da realizzare un'elaborazione completamente differenziale di detto segnale di rilevamento (V_{SIG}).

14. Metodo secondo la rivendicazione 13, in cui detto segnale di retroazione (V_R) presenta ampiezza pari alla metà dell'ampiezza di detto segnale di rilevamento (V_{SIG}), ed è sfasato di 180° rispetto a detto segnale di rilevamento (V_{SIG}).

p.i.: STMICROELECTRONICS S.R.L.

Lorenzo NANNUCCI

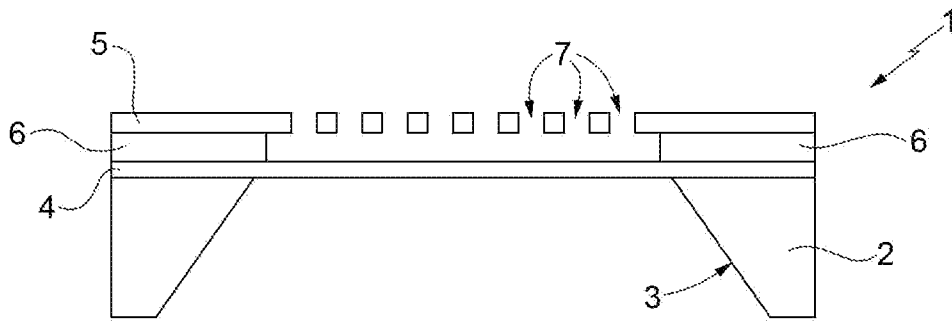


FIG. 1

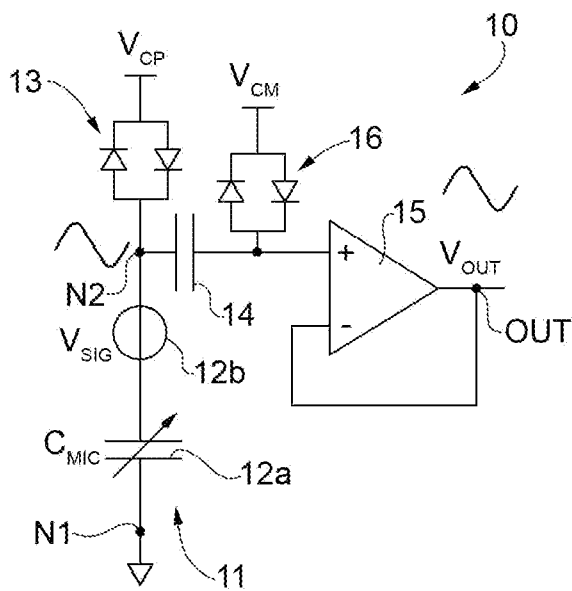


FIG. 2A

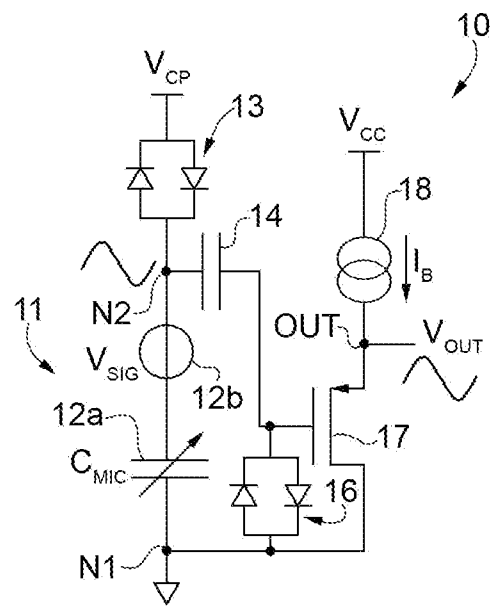


FIG. 2B

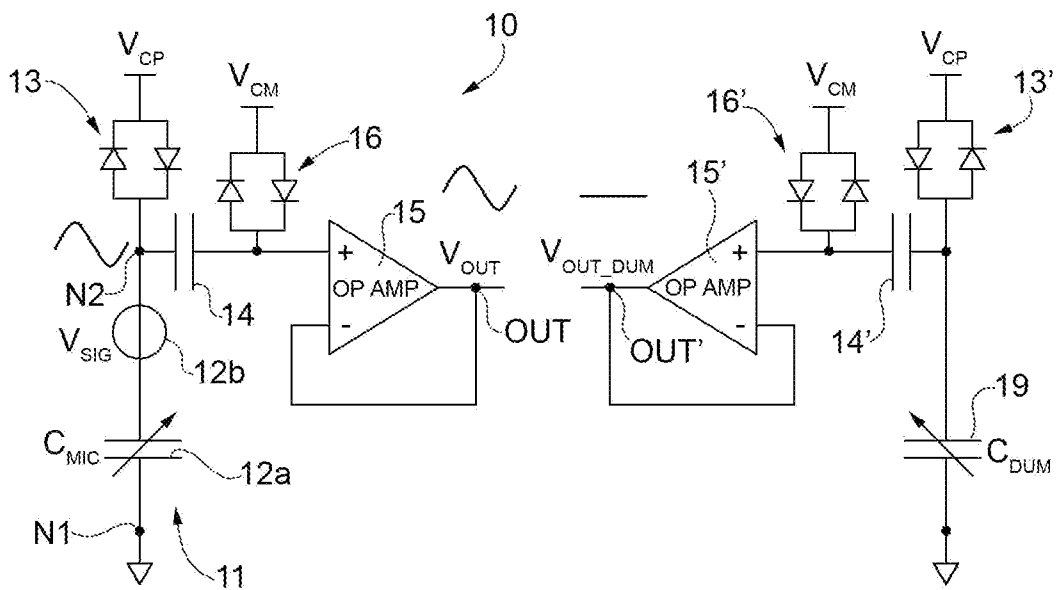


FIG. 3A

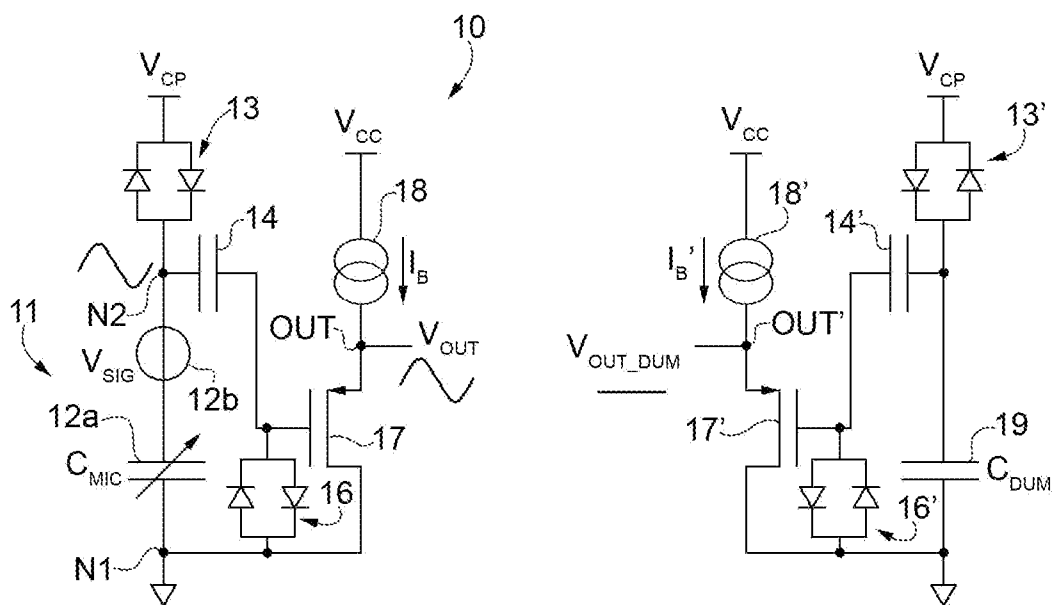


FIG. 3B

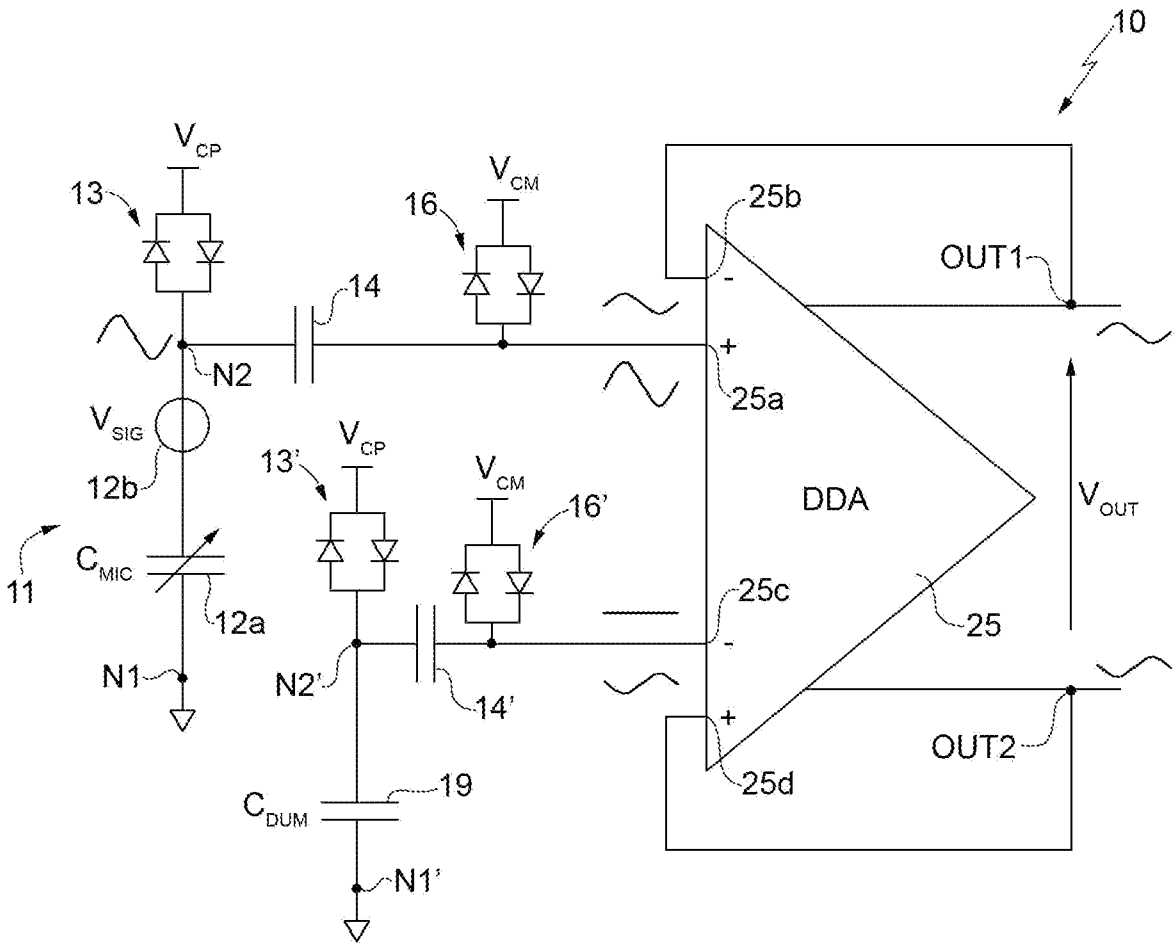


FIG. 4

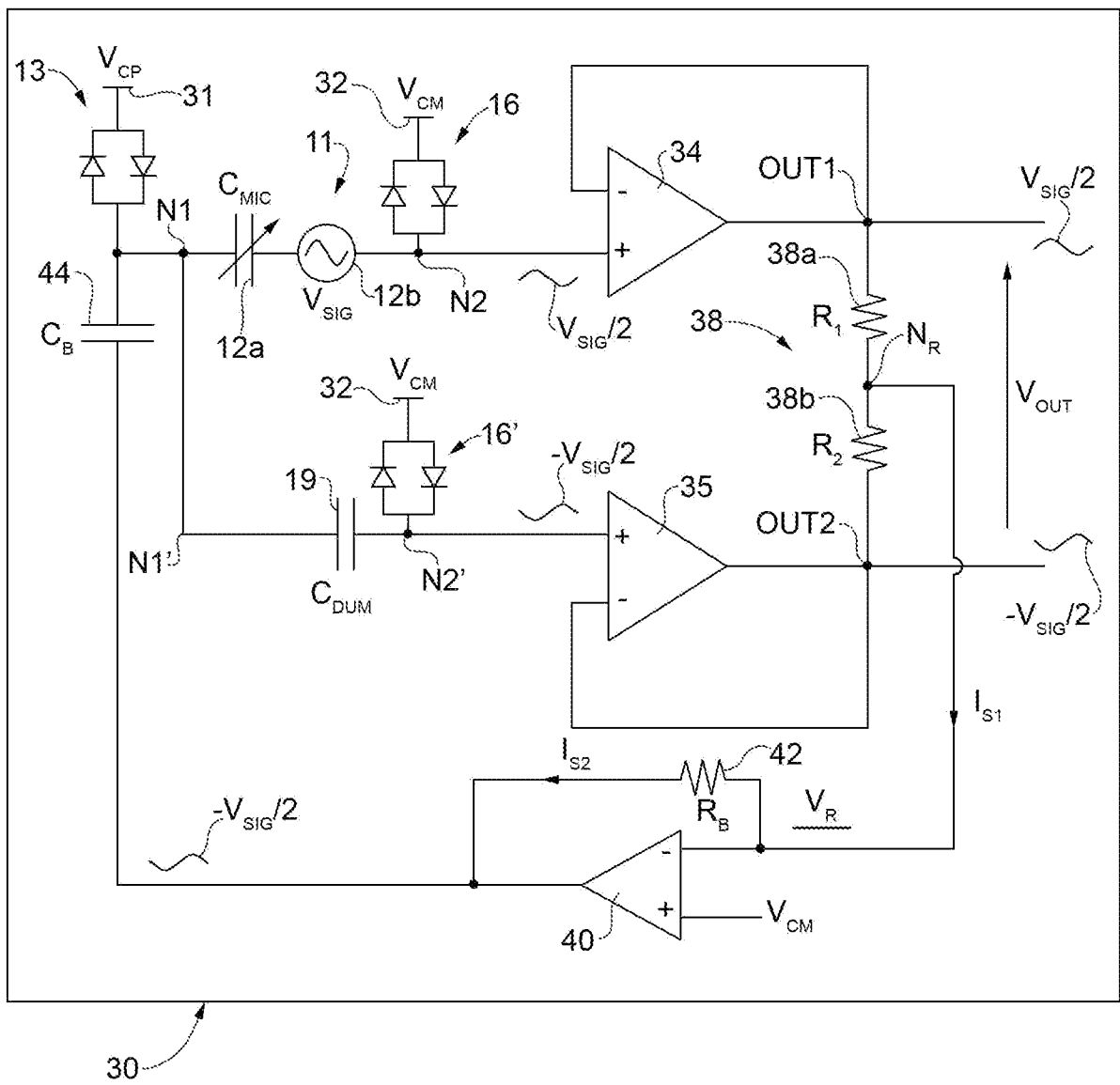


FIG. 5

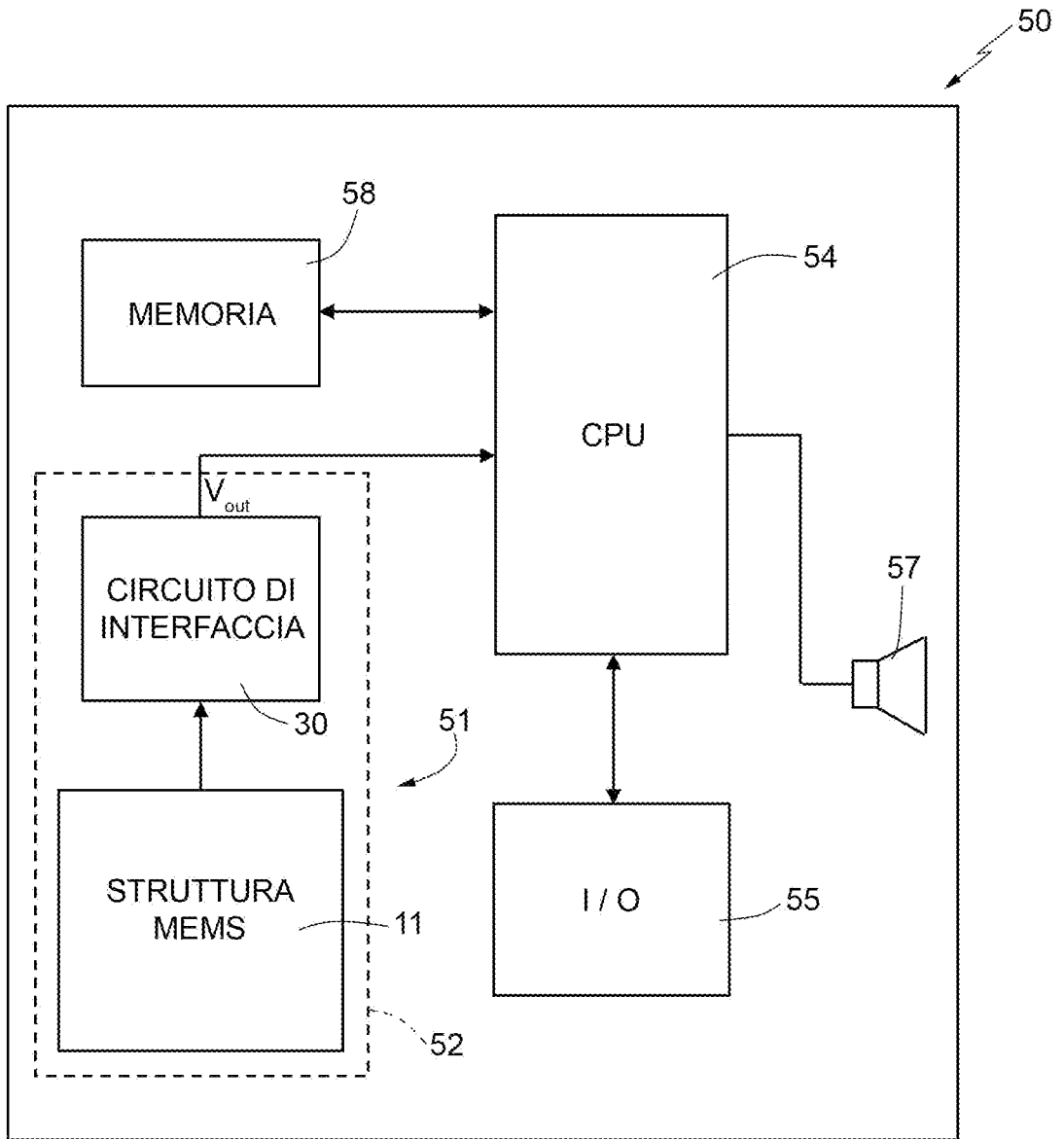


FIG. 6