



MINISTERO DELLO SVILUPPO ECONOMICO
DIREZIONE GENERALE PER LA LOTTA ALLA CONTRAFFAZIONE
UFFICIO ITALIANO BREVETTI E MARCHI

DOMANDA NUMERO	102006901373988
Data Deposito	05/01/2006
Data Pubblicazione	05/07/2007

Titolo

APPARATO MODULATORE OPERANTE A BASSA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE E RELATIVO PROCEDIMENTO DI MODULAZIONE
--

DESCRIZIONE dell'invenzione industriale dal titolo:

"APPARATO MODULATORE OPERANTE A BASSA TENSIONE DI
ALIMENTAZIONE E RELATIVO PROCEDIMENTO DI
MODULAZIONE"

di STMicroelectronics S.r.l., nazionalità italiana,
Via C. Olivetti, 2 - 20041 Agrate Brianza (Milano)

Inventori designati: Pietro FILORAMO, Alberto
CAVALLARO, Tiziano CHIARILLO

Depositata il: 5 gennaio 2006

TO 2006 A 000008

* * *

TESTO DELLA DESCRIZIONE

Campo dell'invenzione

La presente invenzione si riferisce a apparati e
procedimenti per la modulazione di segnali in banda
base in segnali operanti a frequenze determinate, in
particolare a radiofrequenza.

Descrizione della tecnica nota

La tendenza del mercato dei dispositivi
microelettronici di richiedere prestazioni sempre
più elevate a costi estremamente contenuti, nonché
la confluenza di un numero sempre maggiore di
funzionalità nei dispositivi portatili,
intensificano la domanda di dispositivi che

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

comportano un basso consumo di potenza. Tali richieste vengono assolte tramite l'impiego di processi tecnologici CMOS ad alta efficienza con lunghezza di canale sub-micrometrica, che, tuttavia, a causa di alcuni vincoli tecnologici, richiedono tensioni di alimentazione molto basse. Tutti questi elementi hanno in generale un profondo impatto sulla progettazione dei circuiti analogici, ed impongono spesso l'utilizzo di strutture non-convenzionali.

Uno dei blocchi circuitali che più risente dei nuovi vincoli di tensione di alimentazione e' il mixer (o modulatore) di trasmissione, che riveste la funzione di convertire a Radio-Frequenza (RF) del segnale di bassa frequenza proveniente dal circuito di Banda-Base (BB), con un guadagno di conversione generalmente non inferiore a 0dB. Inoltre, essendo i più moderni sistemi di modulazione (CDMA, WLAN, etc.), caratterizzati da codifiche che generano istantaneamente segnali d'ingresso di ampiezza elevata, e' necessario l'impiego di topologie circuitali con elevata dinamica di ingresso..

Nel seguito vengono descritte delle architetture note per modulatori di trasmissione, valutando, per ciascuna di esse, la minima tensione di alimentazione impiegabile, il relativo consumo di potenza e le prestazioni.

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'IOULX
s.r.l.

In Figura 1 è rappresentato un diagramma circuitale di un apparato modulatore, indicato nel suo complesso con il riferimento 10, rappresentativo della topologia più largamente utilizzata per il modulatore di trasmissione.

Come può essere anche apprezzato nel seguito, l'apparato modulatore 10 comprende sostanzialmente due rami corrispondenti ai due nodi d'ingresso a e b sui quali si applica un segnale di tensione d'ingresso V_{in} differenziale in banda base da modulare. L'apparato modulatore qui descritto e quelli illustrati nel seguito presentano un'architettura simmetrica su tali rami, dunque gli elementi eguali associati a ciascuno di tali rami verranno identificati con il pedice a e b rispettivamente.

Tale apparato modulatore 10 comprende dunque un modulo di conversione 20, che, in questo caso, costituisce autonomamente uno stadio transconduttore. Tale modulo di conversione 20, come accennato riceve il segnale di tensione d'ingresso V_{in} in banda base sui nodi a e b da un apparato operante in banda base non mostrato in Figura 1. I nodi a e b corrispondono agli elettrodi di gate di rispettivi transistori di conversione M_{1a} e M_{1b} , di tipo MOSFET, equipaggiati di rispettive resistenze

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

di degenerazione, R_{EEa} e R_{EEb} , connesse fra il loro elettrodo di source e la massa. Gli elettrodi di drain di detti transistori di conversione M_{1a} e M_{1b} costituiscono le uscite in corrente dello stadio transconduttore 20.

L'apparato modulatore 10 rappresentato in Figura 1 è un modulatore di tipo cosiddetto "stacked", in quanto lo stadio transconduttore 20, condivide la corrente di polarizzazione con uno stadio a cella di Gilbert 30, anche detto "Gilbert Quad". Tale cella di Gilbert 30 è di tipo doppiamente bilanciato e comprende dunque una prima coppia di transistori M_{Qa} e M_{Qb} aventi l'elettrodo di source in comune, nonché una seconda coppia di transistori M_{Qc} e M_{Qd} analogamente connessi. Un segnale di controllo VLO, differenziale prodotto da un oscillatore locale anch'esso non rappresentato in Figura 1, è inviato in ingresso agli elettrodi di gate, associati in un nodo comune, dei transistori M_{Qb} e M_{Qc} . Gli elettrodi di drain dei transistori M_{Qa} e M_{Qd} , secondo il noto schema della cella di Gilbert bilanciata, sono connessi agli elettrodi di drain rispettivamente del transistore M_{Qc} e del transistore M_{Qb} , e sono anche connessi alla tensione di alimentazione V_{DD} tramite rispettive resistenze di carico R_{La} e R_{Lb} , che convertono la corrente in tensione e sulle quali

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

quindi è prelevato il segnale di tensione di uscita V_{out} mentre la cella di Gilbert 30 è connessa all'uscita dello stadio transconduttore 20 per mezzo degli elettrodi di source della prima coppia di transistori M_{Qa} e M_{Qb} e della seconda coppia di transistori M_{Qc} e M_{Qd} , associati rispettivamente all'elettrodo di drain dei transistori di conversione M_{1a} e M_{1b} . Funzionalmente lo stadio transconduttore 20 effettua la conversione tensione-corrente del segnale di tensione d'ingresso V_{in} fornito dal circuito di banda-base, mentre la cella di Gilbert 30, sollecitata dal segnale di controllo V_{Lo} proveniente dall'oscillatore locale ne effettua la conversione di frequenza. Il risultante segnale di corrente a radio-frequenza si converte quindi nel segnale di tensione d'uscita V_{out} attraverso il carico d'uscita determinato dalle resistenze di carico R_{La} e R_{Lb} .

Da semplici considerazioni circuitali si evincono le seguenti espressioni approssimate relative a una minima tensione di alimentazione V_{DDmin} consentita e ad un consumo di corrente I_{SUPPLY} dell'apparato modulato 10 di Figura 1:

$$V_{DDmin} = V_{in} + V_{DSmin} + \frac{V_{Lo}}{2} + V_{DSmin} + \frac{V_{in} \cdot G \cdot \pi}{4} + \frac{V_{in} \cdot G}{2} \quad (1)$$

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

$$I_{SUPPLY} = \frac{\pi \cdot V_{in} \cdot G}{2 \cdot R_L} \quad (2)$$

Nella relazione (1) chiaramente del segnale di tensione d'ingresso V_{in} è impiegato il valore di picco, così come del segnale di controllo V_{Lo} proveniente dall'oscillatore locale è impiegata l'ampiezza. Con V_{DSmin} è indicato un valore minimo della tensione drain-source per il quale i transistori MOSFET operano in regione di saturazione. Con G è indicato il guadagno di conversione di tensione ingresso-uscita dell'apparato modulatore 10 (V/V) e R_L corrisponde al valore delle resistenze di carico $R_{La,b}$

Al fine di semplificare la valutazione delle diverse topologie di modulatori note e di rapportarle alla soluzione proposta, per ciascuna architettura si calcolano il valore numerico della minima tensione di alimentazione V_{DDmin} e del consumo di corrente I_{SUPPLY} assumendo il seguente insieme di parametri circuitali:

$$\begin{aligned} G=1 \quad (0dB), \quad V_{in}(\text{picco})=400mV, \quad R_{La,b}=100\Omega, \\ V_{DSmin}=200mV, \quad V_{Lo}(\text{picco})=500mV, \quad V_{TH}=500mV, \quad V_{GS}=600mV \end{aligned} \quad (3)$$

Tale insieme (3) di parametri circuitali è fornito a puro titolo esemplificativo e come strumento utile ad effettuare un rapido confronto attraverso un ragionevole esempio applicativo. Non

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OULX
s.r.l.

riveste perciò una limitazione del campo di utilizzo dell'invenzione proposta.

Sostituendo alle relazioni (1) e (2) i valori dell'insieme di parametri (3) si ricava una minima tensione di alimentazione V_{DDmin} di 1.56V, un consumo di corrente minimo I_{SUPPLY} pari 6.28mA, ed una rispettiva potenza dissipata pari a 9.8mW.

Si osservi come, benché la corrente di polarizzazione sia condivisa tra lo stadio transconduttore 20 ed la cella di Gilbert 30, che opera da mixer, il consumo di potenza risulta relativamente elevato. Inoltre, il minimo valore di tensione di alimentazione V_{DDmin} che garantisce il funzionamento di tale topologia circuitale risulta piuttosto elevato, il che costituisce un fattore ancora più limitante per le moderne tecnologie sub-micrometriche.

In Figura 2 è mostrato un apparato modulatore 110 realizzato secondo un'altra architettura nota, la cosiddetta architettura "Folded Mixer". Analogamente all'apparato 10 di Figura 1, l'apparato modulatore 110 comprende uno stadio transconduttore 120 seguito dalla cella di Gilbert 30. Tuttavia lo stadio transconduttore 120 comprende un modulo di conversione tensione/corrente 20 disposto con gli elettrodi di drain dei transistori M_{1a} e M_{1b} connessi

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

a dei generatori di corrente I_a e I_b connessi a loro volta alla tensione di alimentazione V_{DD} . A sua volta la cella di Gilbert 30 presenta le proprie resistenze di carico R_{La} e R_{Lb} connesse al nodo di massa. Ciò permette di migliorare la dinamica di tensione sia del segnale di ingresso che di quello di uscita. I generatori di corrente I_a e I_b hanno la duplice funzione di fornire la corrente di polarizzazione ad entrambi i sottoblocchi funzionali, cioè lo stadio transconduttore 20 e la cella di Gilbert 30, e di massimizzarne il trasferimento di segnale grazie alla loro intrinseca elevata impedenza di uscita.

L'apparato modulatore 110 di Figura 2 consente tensioni di alimentazione molto basse. Infatti, le espressioni della minima tensione di alimentazione consentita V_{DDmin} e del relativo consumo di corrente I_{SUPPLY} risultano:

$$V_{DDmin} = V_{DSmin} + \frac{V_{LO}}{2} + V_{DSmin} + \frac{V_{in} \cdot G \cdot \pi}{4} + \frac{V_{in} \cdot G}{2} \quad (4)$$

$$I_{SUPPLY} = \frac{\pi \cdot V_{in} \cdot G}{R_L} \quad (5)$$

Dal confronto delle relazioni (4)-(1) e (5)-(2) si evince che, per quanto l'architettura Folded-Mixer sia vantaggiosa in termini di dinamica, e quindi di minima tensione di alimentazione consentita, essa presenta un consumo di corrente

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

doppio rispetto all'architettura rappresentata in Figura 1.

Infatti, inserendo l'insieme di parametri (3) nelle relazioni (4) e (5), si ottiene una minima tensione di alimentazione V_{DDmin} pari a 1.16V, ma un consumo di corrente minimo I_{SUPPLY} di 12.56mA, cui corrisponde in definitiva una potenza dissipata pari a 14.6mW. Ne consegue dunque che, benché la topologia circuitale di Figura 2 sia adatta ad applicazioni a bassa tensione di alimentazione, non consente una potenza dissipata molto contenuta, che è un parametro fondamentale per le applicazioni portatili.

In Figura 3 è rappresentato un apparato modulatore 210 realizzato secondo un'architettura cosiddetta "Gm-folded". Un apparato modulatore sostanzialmente analogo è anche noto dal documento US-A-5172079.

In tale configurazione circuitale uno stadio transconduttore 220 comprende l'usuale modulo di conversione tensione/corrente 20 comprendente i transistori di conversione M_{1a} e M_{1b} , in questo caso transistori pMOS, associati alle corrispondenti di resistenze di degenerazione R_{EEa} e $R_{EEa,b}$ disposte connesse fra i loro elettrodi di source e la tensione di alimentazione VDD. Inoltre lo stadio

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

transconduttore 220 comprende in questo caso un primo specchio di corrente 225, connesso all'elettrodo di drain del transistor di conversione M_{1a} e composto dai transistori di M_{2a}' e M_{2a}'' , e un secondo specchio di corrente 226, connesso all'elettrodo di source del transistor M_{2a} e composto dai transistori M_{2b}' e M_{2b}'' . Gli specchi di corrente 225 e 226 specchiano la corrente nella cella di Gilbert 30, del tipo cioè analogo a quello illustrato con riferimento alla Figura 1. Il fattore di specchio N degli specchi di corrente 225 e 226, definito come rapporto dei fattori di forma dei loro transistori, viene generalmente individuato come compromesso tra consumo di corrente e rumore d'uscita.

Le espressioni della tensione di alimentazione minima V_{DDmin} e del consumo di corrente I_{SUPPLY} dell'apparato modulatore 210 secondo la topologia Gm-folded risultano:

$$V_{DDmin} = \text{MAX} \left\{ \begin{array}{l} V_{DSmin} + \frac{V_{LO}}{2} + V_{DSmin} + \frac{V_{in} \cdot G \cdot \pi}{4} + \frac{V_{in} \cdot G}{2} \\ V_{in} + V_{DSmin} + V_{GS} \end{array} \right. \quad (6)$$

$$I_{SUPPLY} = \frac{N+1}{N} \cdot \frac{\pi \cdot V_{in} \cdot G}{2 \cdot R_L} \quad (7)$$

Dalla sostituzione dell'insieme di parametri (3) in tali precedenti relazioni (6) e (7) e ponendo il rapporto di specchio N eguale a 5, si ricava una

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

minima tensione di alimentazione V_{DDmin} di 1.2V ed un consumo di corrente I_{SUPPLY} pari a 7.54mA, cui in definitiva corrisponde una potenza dissipata di 9mW. Dunque in questo caso, la topologia circuitale è soddisfacente sia dal punto di vista della minima tensione di alimentazione consentita (anche se non è la minima tra le architetture proposte) che dal punto di vista della dissipazione di potenza associata. D'altro canto però, essa presenta una serie di svantaggi che riducono i vantaggi suddetti nella reale definizione del circuito. Infatti, poiché gli specchi impiegati nel transconduttore sono "semplici", cioè non in configurazione "cascode", per effetto del fenomeno della modulazione di canale, il trasferimento di segnale, come pure la replica della corrente di polarizzazione, sono fortemente dipendenti dalle differenze delle tensioni drain-source tra i transistori M_{2a}' e M_{2a}'' , nonché M_{2b}' e M_{2b}'' . Inoltre, a causa del raddrizzamento del segnale proveniente dall'oscillatore locale sugli elettrodi di source dei transistori della cella di Gilbert, le differenze tra tali tensioni drain-source dei transistori M_{2a}' - M_{2a}'' e M_{2b}' - M_{2b}'' , risultano anche essere funzione sia della tensione di polarizzazione della cella di Gilbert 20 che dell'ampiezza del

BUZZI, NOTARO &
 ANTONIELLI D'OULX
 s.r.l.

segnale di controllo VLO dell'oscillatore locale. Tali elementi incidono sfavorevolmente sul trasferimento di segnale e determinano una mancanza di accuratezza del guadagno di conversione dell'apparato modulatore: ciò rappresenta in generale un limite per applicazioni circuitali completamente integrate. Inoltre, benché l'effetto di modulazione di canale possa essere mitigato dall'uso di dispositivi MOS a canale lungo, poiché i vincoli sulla dinamica di ingresso ed uscita (basso overdrive $\Rightarrow$ rapporto di forma W/L grande) impongono l'uso di fattori di forma elevati, ciò si traduce in grosse capacità parassite ai drain dei transistori M_{2a}'' e M_{2b}'' , con conseguente elevato feed-through dell'oscillatore locale.

Scopo e sintesi dell'invenzione

La presente invenzione si propone di risolvere gli inconvenienti sopra descritti è di proporre una soluzione che permetta di operare con un basso valore di tensione minima di alimentazione, a bassi consumi, controllando in modo preciso il guadagno, in particolare in maniera poco sensibile rispetto al fenomeno della modulazione di canale.

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

In accordo con la presente invenzione, questo scopo è realizzato per mezzo di un apparato avente le caratteristiche richiamate nelle rivendicazioni che seguono, rivendicazioni che formano parte integrante dell'insegnamento tecnico relativo all'invenzione. La presente invenzione riguarda anche un corrispondente procedimento di modulazione.

Breve descrizione dei disegni

L'invenzione sarà adesso descritta, a titolo d'esempio non limitativo, con riferimento alle figure dei disegni annessi, in cui:

- le Figure 1, 2 e 3 relative ad apparati noti sono già state descritte in precedenza;
- in Figura 4 è mostrata una forma realizzativa di un apparato modulatore secondo l'invenzione.

Descrizione particolareggiata di esempi di attuazioni dell'invenzione

In breve, sono proposti un apparato modulatore e un corrispondente procedimento di modulazione che prevedono di predisporre nello stadio transduttore una retroazione di tipo differenziale per riprodurre il segnale di ingresso

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

sul carico differenziale e una retroazione di modo comune per fare sì che il guadagno dello specchio di corrente sia estremamente accurato e si comporti equivalentemente ad uno specchio cascode.

In figura 4 è rappresentata una implementazione circuitale dell'apparato modulatore proposto indicato nel suo complesso con il riferimento 310.

Tale apparato modulatore 310 comprende uno stadio transconduttore 320, che effettua la conversione tensione-corrente del segnale di tensione d'ingresso V_{in} fornito dal circuito di banda-base (funzione assolta nell'arte nota prima descritta dall'elemento 20 delle Figure 1, 2 e 3). All'uscita dello stadio transconduttore 320 è associata una cella di Gilbert 30, analoga a quelle mostrate nelle Figure 1 e 3. Tale cella di Gilbert 30 sollecitata dal segnale di controllo V_{Lo} proveniente da un oscillatore locale, anche qui non mostrato, effettua la conversione verso la più alta radio-frequenza, o up-conversion di frequenza, del segnale in corrente, che viene poi trasformato in segnale di tensione di uscita V_{out} per mezzo del carico d'uscita, che è schematizzato in Figura 4 mediante le resistenze R_{La} e R_{Lb} .

Come detto, lo stadio transconduttore 320 effettua la conversione tensione-corrente a mezzo

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OULX
s.r.l.

delle coppie di transistori M_{1a} - M_{1b} e M_{2a}' e M_{2b}' , e delle rispettive resistenze di degenerazione R_{EEa} e R_{EEb} connesse fra i loro elettrodi di drain dei transistori M_{1a} e M_{1b} e la tensione di alimentazione VDD. Tuttavia, nello stadio transconduttore 320, ai nodi a e b d'ingresso è connesso un amplificatore differenziale A1, che riceve quindi ai suoi morsetti d'ingresso il segnale di tensione d'ingresso V_{in} . Le uscite di tale amplificatore differenziale A1 comandano i terminali di gate dei transistori M_{2a}' e M_{2b}' , che, a sua volta, generano un segnale differenziale di corrente, che attraversa i transistori M_{1a} e M_{1b} , disposti a gate comune, ed infine genera sul carico differenziale costituito dalle resistenze di degenerazione R_{EEa} e R_{EEb} un segnale proporzionale al segnale di ingresso VIN. Lo stadio transconduttore 320 comprende infatti una rete di retroazione, o feedback, differenziale, che include i transistori di conversione M_{1a} e M_{1b} e le resistenze $R_{EEa,b}$ di degenerazione, connesse al segnale d'ingresso V_{in} tramite partitori di resistenze R_{1a} - R_{2a} e R_{1b} - R_{2b} sui morsetti d'ingresso dall'amplificatore differenziale A1. Gli elettrodi di source dei transistori di amplificazione M_{1a} e M_{1b} sono inoltre connessi agli elettrodi di drain dei transistori M_{2a}' e M_{2b}' . Da tali elettrodi di drain si

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

dipartono inoltre rispettive prime resistenze di modo comune R_{CMa}' e R_{CMb}' che si connettono in un nodo di modo comune CM. Su tale nodo di modo comune CM si manifesta una tensione di modo comune VCM. Allo stesso modo dagli elettrodi di drain dei transistori M_{2a}'' e M_{2b}'' si dipartono rispettive secondo resistenze di modo comune R_{CMa}'' e R_{CMb}'' che si connettono in un nodo di riferimento REF. Su tale nodo di riferimento REF si manifesta una tensione di riferimento VREF. Le tensioni di riferimento VREF e di modo comune VCM costituiscono gli ingressi di un secondo amplificatore differenziale A2, la cui uscita è connessa agli elettrodi di gate dei transistori a gate comune M_{1a} e M_{1b} . Pertanto le prime e seconde resistenze di modo comune, i transistori degli specchi di corrente 325 e 326, nonché il secondo amplificatore differenziale A2 configurano una retroazione di modo comune.

Assumendo per semplicità di trattazione che, quanto ai valori delle resistenze, si abbia che $R_{2a}=R_{1a} \gg R_{EEa}$ e $R_{2b}=R_{1b} \gg R_{EEb}$, si può osservare dall'esame dello stadio transconduttore 320 che la funzione della retroazione differenziale è di riprodurre fedelmente il segnale di tensione d'ingresso V_{IN} sul carico differenziale costituito dalle resistenze di degenerazione R_{EEa} e R_{EEb} mediante

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

il controllo diretto della tensione differenziale applicata ai gate dei transistori M_{2a}' , M_{2b}' . Inoltre, per effetto delle resistenze $R_{EEa,b}$, la corrente differenziale fornita dai transistori M_{1a}' , M_{1b}' e' direttamente proporzionale al segnale di tensione differenziale ai capi delle resistenze medesime. Tale corrente differenziale di segnale viene poi "specchiata" con un rapporto di specchio N:1, definito dal rapporto dei fattori di forma dei transistori $M_{2a,b}' - M_{2a,b}''$, sui rami circuitali afferenti alla cella di Gilbert 30. La presenza della retroazione di modo comune, operata dall'amplificatore operazionale A2, assicura che lo specchio di corrente sia estremamente accurato e si comporti equivalentemente ad uno specchio cascode. Infatti, la retroazione di modo comune controlla la tensione di polarizzazione dei gate dei transistori M_{1a} e M_{1b} , in modo da annullare la differenza tra le tensioni di riferimento V_{REF} e di modo comune V_{CM} al suo ingresso. Il vantaggio che ne consegue è che, a prescindere dall'effetto di raddrizzamento del segnale sui source dei transistori della cella di Gilbert 30, il valor medio della differenze tra le tensioni drain-sources dei transistori $M_{2a}' - M_{2a}''$ e $M_{2b}' - M_{2b}''$ è nullo, e, conseguentemente, l'apparato modulatore 310 non risente dei problemi di

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OULX
s.r.l.

accuratezza di guadagno di conversione. Inoltre tale miglioramento nell'accuratezza dello specchio di corrente introdotto dalla retroazione di modo comune, rende possibile utilizzare lunghezze di canale piccole per i transistori dello stesso specchio, a vantaggio della dinamica, della velocità dello stadio transconduttore e, visto che la capacità complessiva sugli elettrodi di drain dei transistori M_{2a}'' e M_{2b}'' del secondo specchio di corrente 326 può essere conseguentemente resa trascurabile, anche a vantaggio del feed-through dell'oscillatore locale.

Le espressioni della tensione di alimentazione minima V_{DD} e del consumo di corrente I_{SUPPLY} dell'invenzione proposta risultano le seguenti:

$$V_{DD} = \text{MAX} \left\{ \begin{array}{l} V_{DSmin} + \frac{V_{LO}}{2} + V_{DSmin} + \frac{V_{in} \cdot G \cdot \pi}{4} + \frac{V_{in} \cdot G}{2} \\ V_{in} + V_{DSmin} + V_{DSmin} \end{array} \right. \quad (8)$$

$$I_{SUPPLY} = \frac{N+1}{N} \cdot \frac{\pi \cdot V_{in} \cdot G}{2 \cdot R_L} \quad (9)$$

Dalla sostituzione dell'insieme di parametri (3) in tali relazioni (8) e (9), e ponendo il rapporto di specchio N eguale a 5, si ricava una minima tensione di alimentazione V_{DD} di 1.16V ed un consumo di corrente pari a 7.54mA, cui in definitiva corrisponde una potenza dissipata di 8.75mW.

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

Dunque, l'invenzione proposta risulta la migliore soluzione tra quelle esaminate nell'arte nota sia quanto a tensione di alimentazione minima che quanto a consumo di potenza, ed inoltre presenta molteplici vantaggi che si riflettono positivamente su feed-through e sull'accuratezza del guadagno di conversione.

Di conseguenza, fermo restando il principio dell'invenzione, i particolari di realizzazione e le forme di attuazione potranno variare, anche in modo significativo, rispetto a quanto descritto ed illustrato, a puro titolo di esempio non limitativo, senza per questo uscire dall'ambito dell'invenzione, così come definito dalle rivendicazioni che seguono.

Ad esempio rispetto alla forma realizzativa descritta, le resistenze possono essere rimpiazzate da generiche impedenze ed il carico di uscita, da resistivo, può essere sostituito da un carico generico, attivo, passivo induttivo, ecc.

L'architettura proposta può essere impiegata soddisfacentemente sia nella realizzazione di modulatori singoli che in quella di modulatori I/Q .

Inoltre l'invenzione può essere applicata anche come downconverter nella catena di ricezione in certe applicazioni a doppia conversione, purché la frequenza intermedia (IF) d'ingresso sia

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

sufficientemente bassa rispetto al prodotto banda-guadagno dell'amplificatore differenziale.

Benché l'invenzione sia stata proposta utilizzando solo transistori NMOS, essa e' estensibile all'impiego di transistori sia bipolari, con approcci BiCMOS, e con architetture duali (PMOS, pnp).

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUX
s.r.l.

RIVENDICAZIONI

1. Apparato modulatore operante a bassa tensione di alimentazione, configurato per ricevere un segnale di tensione d'ingresso (V_{in}) in banda-base e fornire un segnale di tensione d'uscita (V_{out}) a una determinata frequenza di modulazione sotto il controllo di un segnale generato da un oscillatore locale (V_{Lo}) e comprendente uno stadio transconduttore (120; 220; 320) avente funzione di conversione tensione/corrente di detto segnale di tensione d'ingresso (V_{in}), detto modulo di conversione tensione/corrente essendo associato a un modulo a specchio di corrente (225, 226; 325, 326) configurato per specchiare una corrente in uno stadio a cella di Gilbert, che fornisce un segnale di tensione di uscita (V_{out}) sotto il controllo di detto segnale generato da un oscillatore locale (V_{Lo}), e comprendente inoltre un carico d'uscita (R_L) per operare una conversione corrente/tensione e fornire il segnale di tensione di uscita (V_{out}),

caratterizzato dal fatto che

detto stadio transconduttore (320) comprende inoltre una rete di retroazione differenziale ($A1$, R_{1a} , R_{1b} , R_{2a} , R_{2b}) configurata per riprodurre in modo proporzionale detto segnale di tensione d'ingresso

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

(V_{in}) su un carico differenziale (R_{EEa} , R_{EEb}) appartenente a detto modulo di conversione tensione/corrente.

2. Apparato secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detto stadio transconduttore (320) comprende inoltre una rete di retroazione di modo comune ($A2$, R_{Cma}' , R_{Cmb}' , R_{Cma}'' , R_{Cmb}'') configurata per controllare l'ingresso di detto modulo di conversione tensione/corrente.

3. Apparato secondo la rivendicazione 1 o 2, caratterizzato dal fatto che detta rete di retroazione differenziale ($A1$, R_{1a} , R_{1b} , R_{2a} , R_{2b}) comprende un primo amplificatore differenziale ($A1$) configurato per ricevere detto segnale di tensione d'ingresso (V_{in}) attraverso un partitore di impedenza (R_{1a} , R_{1b} , R_{2a} , R_{2b}), le uscite di detto primo amplificatore differenziale ($A1$) essendo connesse a detto modulo a specchio di corrente (325, 326).

4. Apparato secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detto partitore di impedenze (R_{1a} , R_{1b} , R_{2a} , R_{2b}) è connesso a detto carico differenziale (R_{EEa} , R_{EEb}).

5. Apparato secondo una o più delle rivendicazioni da 2 a 4, caratterizzato dal fatto che detta rete di retroazione di modo comune ($A2$,

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OUXX
s.r.l.

R_{CMa}' , R_{CMB}' , R_{CMa}'' , R_{CMB}'' , A2, 325, 326) comprende un secondo amplificatore (A2) che riceve ai suoi ingressi delle tensioni di modo comune (VCM, VREF) prelevate in detto modulo a specchio di corrente (325, 326), l'uscita di detto secondo amplificatore (A2) controllando la tensione di polarizzazione dei gate di transistori a gate comune (M_{1a} , M_{1b}) compresi in detto modulo di conversione tensione/corrente.

6. Apparato secondo la rivendicazione 5, caratterizzato dal fatto che detta rete di retroazione di modo comune (A2, R_{CMa}' , R_{CMB}' , R_{CMa}'' , R_{CMB}'') comprende prime resistenze di modo comune (R_{CMa}' , R_{CMB}') connesse all'ingresso di detto modulo a specchio di corrente (325, 326) e seconde resistenze di modo comune (R_{CMa}'' , R_{CMB}'') connesse all'uscita di detto modulo a specchio di corrente (325, 326) per prelevare dette tensioni di modo comune (VCM, VREF) su rispettivi nodi di modo comune (CM, REF).

7. Apparato secondo una o più delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che è realizzato in tecnologia NMOS.

8. Apparato secondo una o più delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che compreso in un modulatore I/Q.

9. Apparato secondo una o più delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OULX
s.r.l.

che è impiegato per una procedura di conversione di segnali a più alte frequenze, o up-conversion.

10. Apparato secondo una o più delle rivendicazioni precedenti da 1 a 8, caratterizzato dal fatto che è impiegato per una procedura di conversione di segnali a più basse frequenze, o down-conversion.

11. Procedimento di modulazione operante a bassa tensione di alimentazione, che prevede le operazioni di:

- ricevere un segnale di tensione d'ingresso (V_{in}) in banda-base e fornire un segnale di tensione d'uscita (V_{out}) a una determinata frequenza di modulazione sotto il controllo di un segnale generato da un oscillatore locale (V_{Lo}) e comprendente inoltre i passi di :

- operare una conversione tensione/corrente di detto segnale di tensione d'ingresso (V_{in}) e un'operazione di specchiaggio (225, 226; 325, 326) della corrente ottenuta;

- operare una conversione in frequenza tramite uno stadio a cella di Gilbert (30) sotto il controllo di detto segnale (V_{Lo}) generato da un oscillatore locale;

- operare una conversione corrente/tensione (R_L)

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'IOULX
s.r.l.

e fornire il segnale di tensione di uscita (V_{out})

caratterizzato dal fatto che comprende inoltre l'operazione di applicare una retroazione differenziale per riprodurre in modo proporzionale detto segnale di tensione d'ingresso (V_{in}) su un carico differenziale (R_{EEa} , R_{EEb}) che controlla detta operazione di conversione tensione/corrente.

12. Procedimento secondo la rivendicazione 11, caratterizzato dal fatto che comprende inoltre di applicare una retroazione di modo comune per controllare detta operazione di conversione tensione/corrente (320).

13. Procedimento secondo la rivendicazione 11 o 12, caratterizzato dal fatto che detta operazione di applicare una retroazione differenziale comprende di provvedere un primo amplificatore differenziale (A1) per ricevere detto segnale di tensione d'ingresso (V_{in}) attraverso una partizione di impedenza (R_{1a} , R_{1b} , R_{2a} , R_{2b}) e comandare l'operazione di specchiaggio (325, 326).

14. Procedimento secondo la rivendicazione 13, caratterizzato dal fatto che detta operazione di applicare una retroazione differenziale comprende l'operazione di associare in rapporto di segnale detta partizione di impedenza (R_{1a} , R_{1b} , R_{2a} , R_{2b}) a

BUZZI, NOTARO &
ANTONIELLI D'OULX
s.r.l.

detto carico differenziale (R_{EEa} , R_{EEb}).

15. Procedimento secondo una o più delle rivendicazioni da 12 a 14, caratterizzato dal fatto che detta operazione di applicare una retroazione di modo comune comprende di far ricevere agli ingressi di un secondo amplificatore (A2) delle tensioni di modo comune (VCM, VREF) prelevate in detto modulo a specchio di corrente (325, 326), e di controllare tramite detto secondo amplificatore (A2) la tensione di polarizzazione di gate di transistori a gate comune (M_{1a} , M_{1b}) compresi in detto modulo di conversione tensione/corrente (320).

16. Procedimento secondo una o più delle rivendicazioni da 11 a 17, caratterizzato dal fatto che detta operazione di applicare una retroazione differenziale comprende di controllare direttamente una tensione differenziale applicata a elettrodi di gate di transistori (M_{2a}' , M_{2b}' , M_{2a}'' , M_{2b}'') che operano detta operazione di specchiaggio (325, 326).

17. Procedimento secondo una o più delle rivendicazioni precedenti, caratterizzato dal fatto che è impiegato per una procedura di conversione di segnali a più alte frequenze, o up-conversion.

18. Procedimento secondo una o più delle rivendicazioni precedenti da 11 a 17, caratterizzato dal fatto che è impiegato per una procedura di

BUZZI, NOTARO &
ANTONELLI D'OUX
s.r.l.

conversione di segnali a più basse frequenze, o
down-conversion.

Ing. Luciano BOSOTTI
N. Iscriz. A.B.O. 260
(in proprio e per gli altri)

 CAMERA DI COMMERCIO
INDUSTRIA ARTIGIANATO E AGRICOLTURA
DI TORINO



CAMERA DI COMMERCIO
INDUSTRIA ARTIGIANATO E AGRICOLTURA

Ing. Luciano BOSOTTI
N. 107/ALSO 250
11a prova e per gli altri

10

20

30

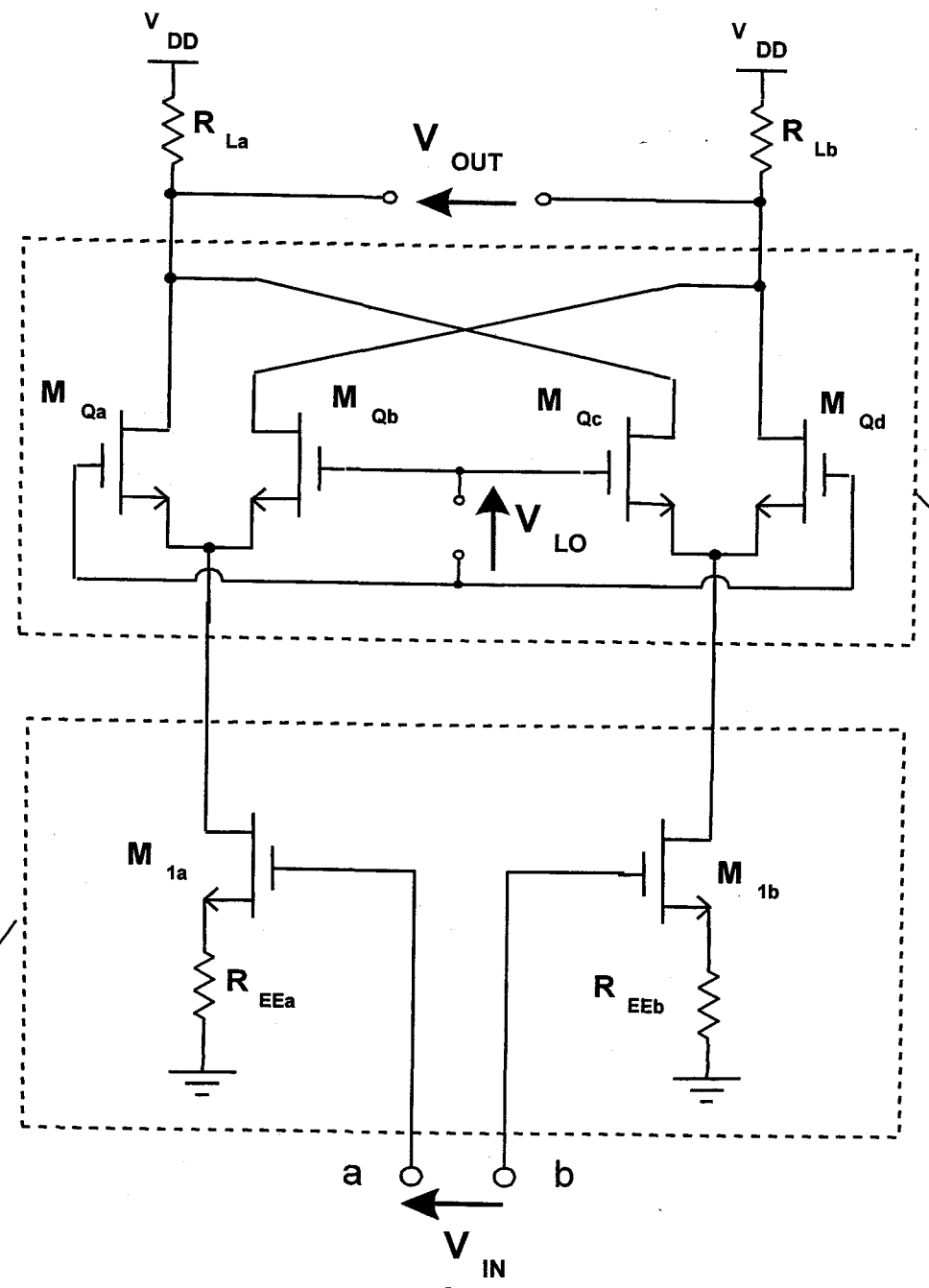


Fig. 1

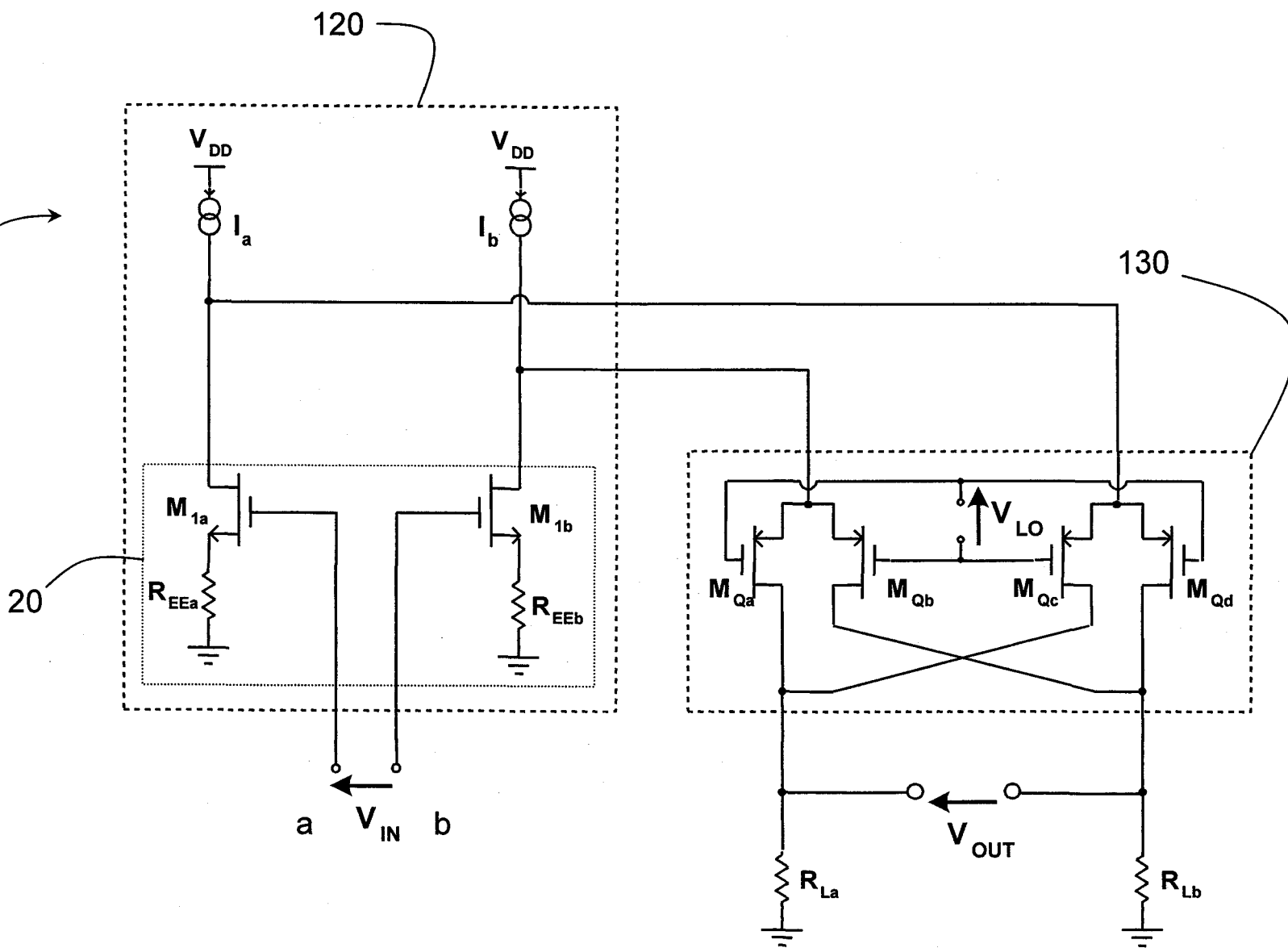


Fig. 2

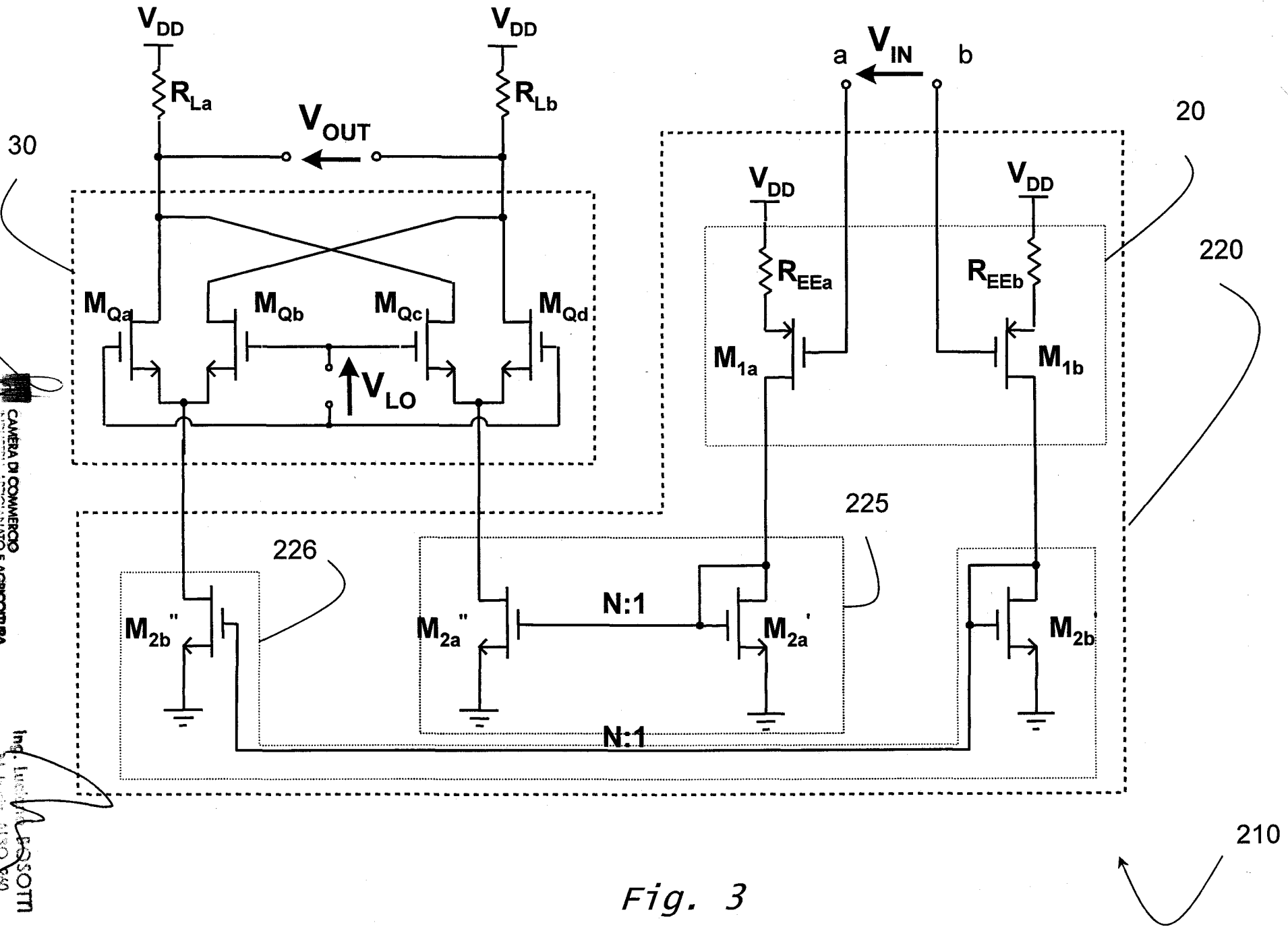


Fig. 3

CAMERA DI COMMERCIO
INFORMATICA E AGRICOLTURA

Ing. Lucio ROSOTTI
N. 130 130 130
(in proprio e per gli altri)

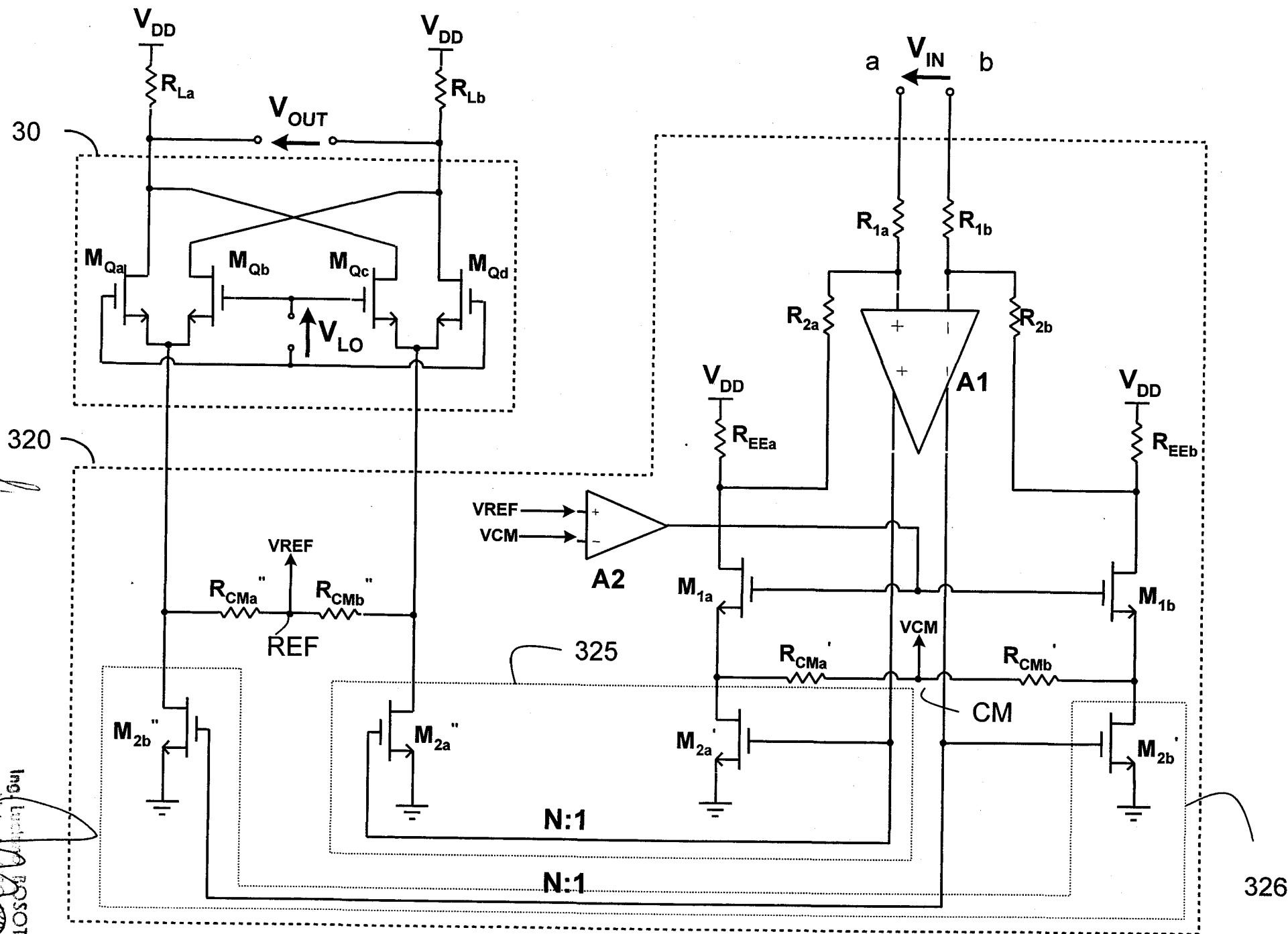


Fig. 4

CAMERA DI COMMERCIO
INDUSTRIA APPLICATA E AGRICOLTURA
Ing. L. ROSOTTI
N. 1234
(in proprio e per gli altri)