



Università di Pisa

Facoltà di Ingegneria

**Tesi di Laurea Specialistica
in Ingegneria Elettronica**

Progetto di un amplificatore da strumentazione CMOS con consumo e rumore programmabili

Candidato:

Massimo Bertini

Relatori:

Prof. Paolo Bruschi

Ing. Massimo Piotto

Ing. Federico Butti

Anno Accademico 2010/2011

Ai miei cari nonni

Indice

Introduzione	7
1 Amplificatori da strumentazione	9
1.1 Descrizione generale	9
1.2 Caratteristiche principali	10
1.3 Applicazioni	19
1.4 Topologie	25
1.5 Comparazione processi	35
1.6 Tecniche dinamiche di cancellazione dell'offset	37
2 Soluzione proposta	59
2.1 Flussimetro termico integrato	59
2.2 Caratteristiche degli amplificatori da strumentazione	65
2.3 Prima versione (anno 2004/05)	67
2.4 Seconda versione (anno 2005/06)	69
2.5 Terza versione (anno 2009/10)	71
2.6 Quarta versione (anno 2010/11)	81
3 Innovazioni introdotte	85
3.1 Topologia dell'InAmp	86
3.2 Funzione di trasferimento	88
3.3 Analisi di rumore	91
3.4 Port swapping	93

INDICE

3.5	Modulatore di ingresso	98
3.6	Modulatore di feedback	100
3.7	Errore di guadagno dovuto al mismatch di R_1 e R_2	104
3.8	Preamplificatore	105
3.9	Transconduttore G_{m1}	114
3.10	Integratore G_{m2}/C_2	121
3.11	OpAmp	128
4	Simulazioni e layout	135
4.1	Risposta in frequenza	135
4.2	Rumore	137
4.3	Monte Carlo	139
4.4	Transitori	141
4.5	Caratteristica I/O	143
4.6	Differenze con la versione precedente	144
4.7	Layout	146
4.8	Specifiche di progetto	148
	Conclusioni	149
	Bibliografia	151

Introduzione

Lo sviluppo della tecnologia microelettronica e soprattutto delle tecniche di micromachining (lavorazioni post-processing del silicio) ha reso possibile la realizzazione di microsistemi micro-elettro-meccanici (MEMS) integrando in un unico *die* di silicio sia strutture meccaniche sia circuiti elettronici.

I sistemi MEMS impiegano tecnologie di fabbricazione simili a quelle utilizzate per la realizzazione dei circuiti integrati, con dimensioni che generalmente variano da pochi micrometri ad un millimetro. Molte categorie di dispositivi utilizzano ormai da diversi anni la tecnologia MEMS, basti pensare ad accelerometri, giroscopi e sensori di pressione. I vantaggi rispetto alle tecnologie tradizionali sono molteplici: minor assorbimento di energia, minor peso e dimensioni ridottissime, migliori prestazioni, minor costo e maggiori affidabilità.

L'affermazione della tecnologia MEMS riguarda anche i sistemi di misura, che comprendono nello stesso substrato di silicio strutture di sensing, necessarie per convertire una grandezza fisica di interesse in un'altra del mondo elettrico, e l'elettronica di condizionamento e di elaborazione del segnale ottenuto.

Questa tesi tratta la progettazione full-custom di un amplificatore da strumentazione (InAmp) che costituisce l'interfaccia di lettura per sensori integrati. In particolare, questo amplificatore verrà utilizzato all'interno di un flussimetro termico integrato realizzato nel Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Pisa. Lo sviluppo del progetto terrà conto delle caratteristiche e della natura dei segnali da trattare; esso consisterà nella scelta della topologia

INTRODUZIONE

dell'amplificatore, nel dimensionamento dei componenti e infine nel layout delle varie celle che lo compongono.

Il processo tecnologico utilizzato è il BCD6s di *STMicroelectronics* con 320 nm di lunghezza minima di canale. La progettazione e le successive simulazioni verranno eseguite mediante il simulatore ELDO, utilizzato in ambiente CADENCE. Il lavoro svolto si articola in quattro capitoli:

- **Capitolo 1:** descrizione di un generico amplificatore da strumentazione e analisi delle caratteristiche principali e delle applicazioni dove esso trova largo impiego. Successivamente saranno proposte le topologie di circuiti più utilizzate per la realizzazione di un InAmp. Infine, verranno trattate le varie tecniche di cancellazione dell'offset che consentono di ottenere migliori prestazioni sul rumore alle basse frequenze.
- **Capitolo 2:** funzionamento del flussimetro termico integrato e panoramica sulle varie implementazioni di amplificatori da strumentazione proposti come interfaccia analogica per la lettura di sensori termici integrati.
- **Capitolo 3:** architettura della nuova versione di InAmp con una dettagliata analisi sulla funzione di trasferimento e sul rumore introdotto dal sistema. In seguito verranno esaminate le singole celle che compongono l'amplificatore. Per ciascuna di esse verrà mostrata la topologia calcolando i parametri più significativi, eseguito il dimensionamento ed esposte le simulazioni effettuate.
- **Capitolo 4:** simulazioni dell'amplificatore da strumentazione proposto con diversi tipi di analisi (risposta in frequenza, rumore, transitori e Monte Carlo) allo scopo di estrarre le specifiche del progetto realizzato. Infine, verranno mostrati i layout delle celle realizzate e determineremo l'area (stimata) occupata dall'intero sistema.

Capitolo 1

Amplificatori da Strumentazione

1.1 Descrizione generale

Un amplificatore da strumentazione (InAmp) è un amplificatore che ha un input differenziale ed un'amplificazione precisa. La funzione principale di un InAmp è l'amplificazione della differenza tra due segnali di ingresso, mentre i segnali a modo comune come i disturbi e le interferenze, provocati ad esempio da campi elettromagnetici esterni e le cadute di tensione nelle linee di massa, vengono reiettati dallo stadio di ingresso senza essere amplificati. Questa caratteristica risulta fondamentale per il condizionamento dei segnali provenienti da trasduttori e da sorgenti di segnali. L'uscita di un amplificatore da strumentazione ha spesso il proprio terminale di riferimento che, tra i diversi vantaggi, permette all'InAmp di imporre con precisione la tensione di uscita anche a carichi non posizionati nelle immediate vicinanze dell'amplificatore, e quindi soggetti al problema della non equipotenzialità del ground. L'impedenza di uscita è molto bassa, nominalmente soltanto di pochi milliohms, a basse frequenze.

Al contrario degli OpAmp, per i quali il guadagno ad anello chiuso è determinato da resistori esterni connessi tra l'ingresso invertente e l'uscita, un amplificatore da strumentazione impiega una rete di feedback interna di resistori che è isolata dal segnale di ingresso. Guadagni tipici di un InAmp variano da 1 a 10000.

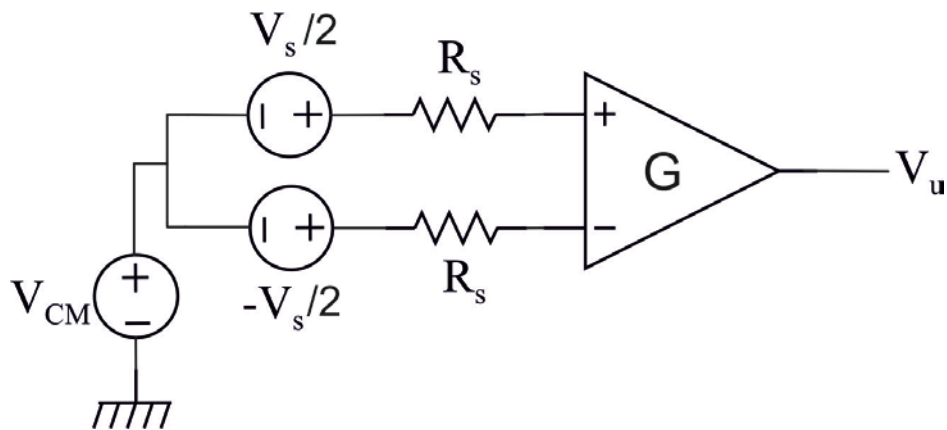


Figura 1.1: Interfaccia di lettura per un generico sensore

Sebbene questa rete di feedback possa comprendere resistori esterni, i resistori interni sono i più precisi ed hanno un più basso drift con la temperatura. Un comune approccio è l'utilizzo di un singolo resistore esterno, che insieme a due resistori interni, fissa il guadagno. L'utente può calcolare il valore richiesto del resistore per un fissato guadagno, utilizzando l'equazione del guadagno presente nelle specifiche dell'InAmp.

Tuttavia, il resistore esterno difficilmente avrà il valore esatto per il guadagno desiderato, e inoltre sarà sempre ad una temperatura leggermente diversa da quella dei resistori integrati. Queste limitazioni contribuiscono ad un addizionale errore di guadagno e al drift di quest'ultimo.

1.2 Caratteristiche principali

Vediamo le principali caratteristiche che deve soddisfare un amplificatore da strumentazione:

Reiezione del modo comune

Come abbiamo già anticipato, un InAmp deve avere un elevato CMRR, ovvero la proprietà di cancellazione di segnali a comune tra gli ingressi. E' importante notare che un elevato CMRR per disturbi esclusivamente in continua risulta non sufficiente per la maggior parte delle applicazioni. Nelle applicazioni industriali, la causa più

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

comune delle interferenze esterne deriva dalla rete di alimentazione a 50/60 Hz. Questi tipi di disturbi vanno a interferire in ugual modo sugli ingressi dell'amplificatore, e si presentano come segnali a modo comune. La reiezione di modo comune deve essere quindi elevata almeno fino alla seconda armonica della frequenza di rete. Matematicamente la reiezione del modo comune può essere rappresentata come:

$$CMRR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_c}$$

dove A_d indica il guadagno differenziale e A_c il guadagno a modo comune dell'amplificatore. La specifica sul CMRR viene generalmente indicata a 50/60 Hz con uno sbilanciamento dell'impedenza di sorgente pari a 1 kΩ. Tipici valori del CMRR si attestano su 80 ÷ 120 dB. Inadeguati CMRR causano un errore tempo variante che risulta successivamente difficile da rimuovere all'uscita dell'InAmp.

Corrente di bias e corrente di offset

Nei terminali di ingresso di un InAmp scorre una corrente di polarizzazione, che coincide con la corrente di base per un amplificatore a bipolar e alla corrente di leakage di gate per un amplificatore a FET. Questa corrente di bias, a seguito di uno sbilanciamento della resistenza di sorgente, produce un errore di offset in ingresso all'amplificatore. Nel caso di amplificatore a bipolar la corrente di bias varia tipicamente da 1 nA a 50 nA; per un dispositivo a FET valori tipici vanno da 1 pA a 50 pA a temperatura ambiente. La corrente di offset viene definita come la differenza tra le correnti di bias che scorrono nei due terminali di ingresso.

Impedenze di ingresso

Le impedenze viste dai terminali invertente e non invertente di ingresso di un InAmp devono essere elevate e il più possibile bilanciate tra loro. Un'alta impedenza di ingresso è necessaria per evitare di caricare la sorgente di segnale. Valori tipici delle impedenze di ingresso variano da 10^9 a 10^{12} Ω. Per osservare gli effetti introdotti dalle impedenze di ingresso prendiamo il seguente circuito:

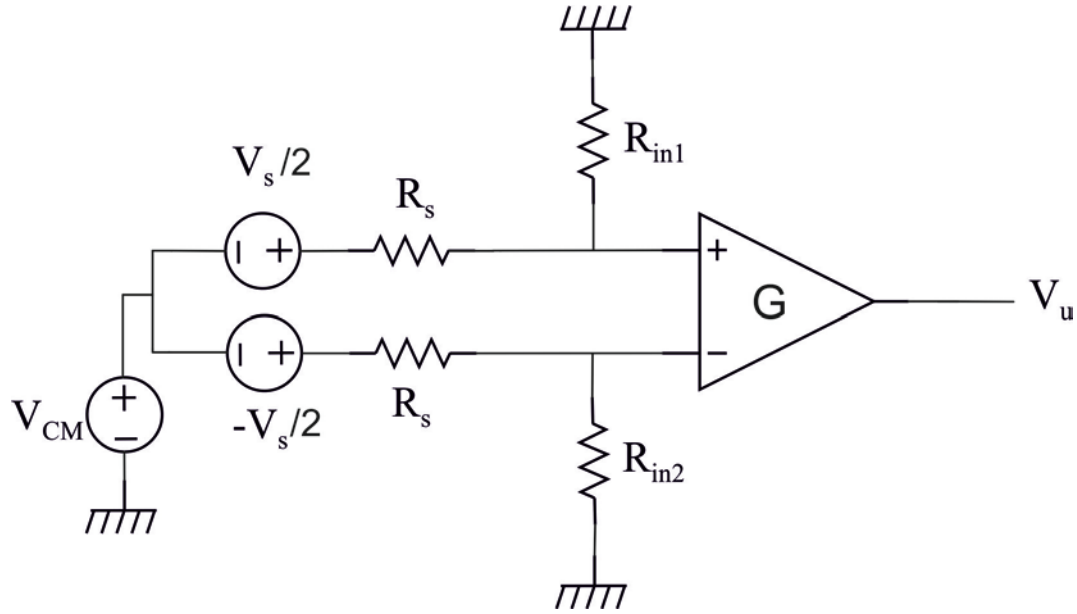


Figura 1.2: Resistenze di ingresso dell'InAmp

Le resistenze R_s rappresentano le impedenze di sorgente mentre le resistenze R_{in1} e R_{in2} sono le impedenze di ingresso dell'InAmp.

Calcoliamo la tensione di uscita V_u generata dal segnale utile V_s :

$$\begin{aligned} V_u &= GV_{id} = G \left(\frac{R_{in1}}{R_s + R_{in1}} \frac{V_s}{2} + \frac{R_{in2}}{R_s + R_{in2}} \frac{V_s}{2} \right) \\ &= GV_s \left[\frac{R_{in1}(R_s + R_{in2}) + R_{in2}(R_s + R_{in1})}{2(R_s + R_{in1})(R_s + R_{in2})} \right] \end{aligned}$$

Notiamo che il segnale V_s giunge agli ingressi dell'InAmp partizionato attraverso le impedenze di ingresso, e se queste non sono infinite il guadagno differenziale effettivo dell'InAmp risulta inferiore al valore nominale G .

Un buon bilanciamento delle R_{in} è necessario per non introdurre un segnale differenziale in ingresso spurio dovuto alla tensione di modo comune. Andando a calcolare il segnale differenziale prodotto dal modo comune, si può scrivere:

$$V_{id} = V_{CM} \left(\frac{R_{in1}}{R_s + R_{in1}} - \frac{R_{in2}}{R_s + R_{in2}} \right) = V_{CM} \left(\frac{R_{in1}R_s - R_{in2}R_s}{(R_s + R_{in1})(R_s + R_{in2})} \right)$$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Possiamo effettuare un cambio di variabili per R_{in1} e R_{in2} , definendo il valore differenziale ΔR_{in} e il valore a modo comune $\overline{R_{in}}$:

$$\begin{aligned} V_{id} &= V_{CM} \left[\frac{\left(\overline{R_{in}} + \frac{\Delta R_{in}}{2}\right) R_s - \left(\overline{R_{in}} - \frac{\Delta R_{in}}{2}\right) R_s}{\left(R_s + \overline{R_{in}} + \frac{\Delta R_{in}}{2}\right) \left(R_s + \overline{R_{in}} - \frac{\Delta R_{in}}{2}\right)} \right] \\ &= V_{CM} \left(\frac{\Delta R_{in} R_s}{R_s^2 + 2R_s \overline{R_{in}} + \overline{R_{in}}^2 - \frac{\Delta R_{in}^2}{4}} \right) \end{aligned}$$

Nell'ipotesi che sia $\Delta R_{in} \ll \overline{R_{in}}$ è possibile trascurare il termine di mismatch delle resistenze di ingresso al denominatore:

$$V_{id} \cong V_{CM} \left(\frac{\Delta R_{in} R_s}{(R_s + \overline{R_{in}})^2} \right)$$

Si noti ovviamente come il segnale differenziale non desiderato si annulli per resistenze di ingresso perfettamente bilanciate ($\Delta R_{in} = 0$).

Non linearità

La non linearità viene definita come la massima deviazione della caratteristica ingresso-uscita dell'amplificatore rispetto alla linea retta disegnata tra gli estremi della reale funzione di trasferimento. La non linearità limita le prestazioni del dispositivo, in quanto non può essere rimossa attraverso una calibrazione esterna, come nel caso di un offset in ingresso. Gli errori di non linearità per un InAmp di buona qualità sono inferiori allo 0.01% sul fondo scala dell'amplificatore.

Guadagno

Una caratteristica da perseguire nel progetto di un InAmp consiste in un guadagno il più possibile costante nel range di frequenze di interesse. Valori tipici di errore di guadagno variano da 0.02% per $G=1$ e 0.25% per $G=500$. Si noti come l'errore di guadagno aumenti con l'incremento del guadagno stesso. Sebbene reti resistive integrate all'interno dell'InAmp permettano di scegliere esattamente il guadagno, la differenza di temperatura e soprattutto il mismatch tra i vari resistori

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

contribuiscono all'errore complessivo di guadagno. Se il segnale verrà successivamente digitalizzato e quindi processato attraverso un microcontrollore, vi sarà la possibilità di correggere errori di guadagno misurando il segnale in uscita per una tensione di riferimento in ingresso e moltiplicando per un fattore di correzione.

Offset

Come un amplificatore operazionale, un InAmp deve avere una bassa tensione di offset. Considerando un amplificatore da strumentazione come un dispositivo costituito da due blocchi indipendenti, ovvero uno stadio di ingresso e un amplificatore di uscita, l'offset totale in uscita sarà pari alla somma dell'offset in ingresso moltiplicato per il guadagno più l'offset dell'amplificatore di uscita. Tipici valori per la deriva dell'offset in ingresso sono dell'ordine di $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Sebbene la tensione di offset possa essere annullata mediante trimming esterno, non è possibile fare altrettanto con la deriva della tensione di offset. Come la tensione di offset, il drift avrà due componenti, infatti sia lo stadio di ingresso che quello di uscita contribuiscono entrambi alla deriva dell'offset. Per guadagni elevati, la sorgente dominante per la deriva dell'offset diventa quella relativa allo stadio di ingresso.

Il circuito equivalente per il calcolo della tensione di offset in ingresso ad un InAmp è mostrato in figura 1.3.

La tensione di offset in ingresso è costituita da due componenti. La tensione di offset in ingresso V_{io1} è quella componente che viene riportata in uscita dell'InAmp moltiplicata per il guadagno G , mentre la tensione di offset in uscita V_{io2} è indipendente dal guadagno. Per piccoli valori di guadagno V_{io2} è dominante, mentre per alti valori di G è prevalente V_{io1} . Se la resistenza di sorgente R_s è sbilanciata di una quantità ΔR_s (spesso è il caso di circuiti a ponte), sarà presente un errore di offset addizionale in ingresso a causa della corrente di bias, equivalente a $I_b \Delta R_s$ (assumendo che $I_{b1} = I_{b2}$). La corrente di offset di ingresso I_{io} provoca anch'essa un errore di offset in tensione di ingresso, pari a $I_{io} (R_s + \Delta R_s)$.

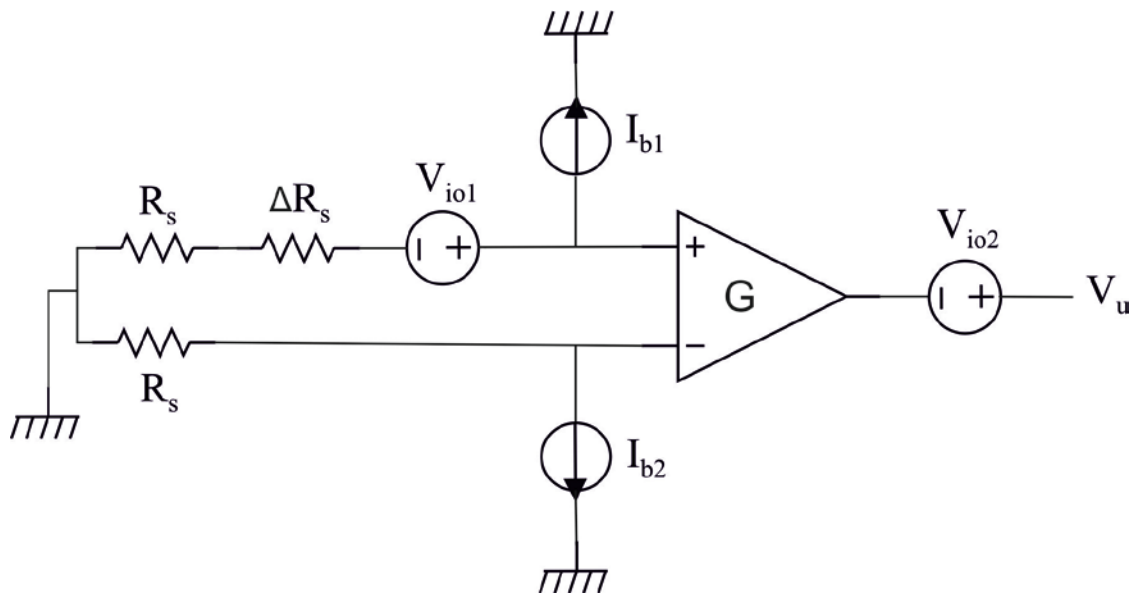


Figura 1.3: Circuito equivalente per l'offset dell'amplificatore

$$I_{io} = |I_{b1} - I_{b2}|$$

$$V_{io} = V_{io1} + \frac{V_{io2}}{G} + I_b \Delta R_s + I_{io} (R_s + \Delta R_s)$$

Considerando tutti i contributi che generano offset in ingresso possiamo estrapolare la seguente tabella con i rispettivi valori riportati in ingresso:

Sorgente di errore	Valore RTI
Errore di guadagno	<i>Errore di guadagno x Fondo scala</i>
Non linearità di guadagno	<i>Non Linearità x Fondo scala</i>
Tensione di offset in ingresso	V_{io1}
Tensione di offset in uscita	$\frac{V_{io2}}{G}$
Corrente di bias	$I_b \Delta R_s$
Corrente di offset	$I_{io} (R_s + \Delta R_s)$
Tensione di modo comune	$\frac{V_{CM}}{CMRR}$
Variazioni della tensione di alimentazione	$\frac{\Delta V_{dd}}{PSRR}$

Rumore

Un amplificatore da strumentazione deve essere in grado di trattare segnali in ingresso dell'ordine dei μV , basti pensare a segnali provenienti da sensori. Il rumore introdotto da un InAmp deve essere pertanto marginale rispetto al rumore dovuto alla sorgente di segnale, in modo tale da non deteriorare la risoluzione sulla grandezza fisica rilevata dal sensore. Questa specifica sul rumore (soprattutto per le basse frequenze) influisce sia sulla scelta del processo tecnologico sia sulla topologia da adottare per realizzare un InAmp poco rumoroso. In seguito verrà presentata una comparazione tra il processo a bipolare e il processo a FET sulle caratteristiche di rumore.

Il circuito equivalente per lo studio del rumore è riportato in figura 1.4.

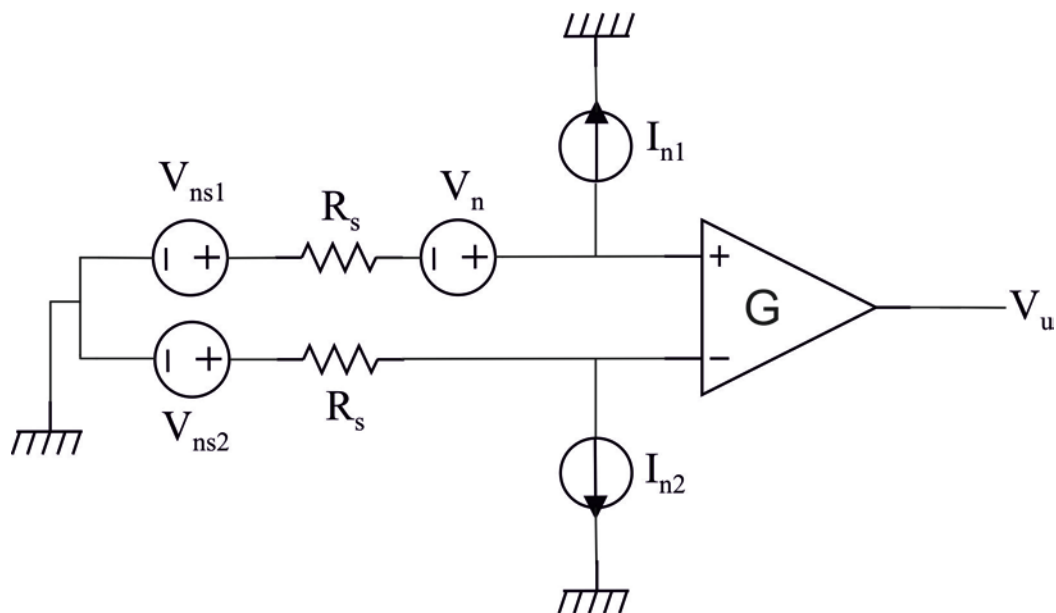


Figura 1.4: Circuito equivalente di rumore dell'amplificatore

Indichiamo con V_n il generatore di rumore in tensione introdotto dall'amplificatore e con V_{ns1} e V_{ns2} le sorgenti di rumore in tensione introdotte dalle impedenze di sorgente. L'amplificatore introduce inoltre due sorgenti di rumore associate alle correnti in ingresso I_{n1} e I_{n2} . Per il calcolo del rumore trascuriamo lo

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

sbilanciamento delle impedenze di sorgente. L'espressione per il rumore complessivo in ingresso è la seguente:

$$V_{nRTI} = V_n + V_{ns1} - V_{ns2} - I_{n1}R_s + I_{n2}R_s$$

Le correnti di rumore in ingresso possono solitamente essere considerate processi stocastici incorrelati e pertanto il rumore che ognuna di queste correnti genera dovrà essere sommato. Passando alla densità spettrale di rumore in ingresso si ottiene:

$$S_{V_{nRTI}} = S_{V_n} + 2S_{V_{ns}} + S_{I_n}R_s^2$$

Andando ad analizzare la densità spettrale di rumore di tensione introdotta dall'amplificatore:

$$S_{V_n} = S_{BB} + S_{V_f}$$

La densità spettrale di potenza di V_n è composta da due contributi, dalla DSP del rumore termico S_{BB} e dalla DSP del rumore flicker S_{V_f} .

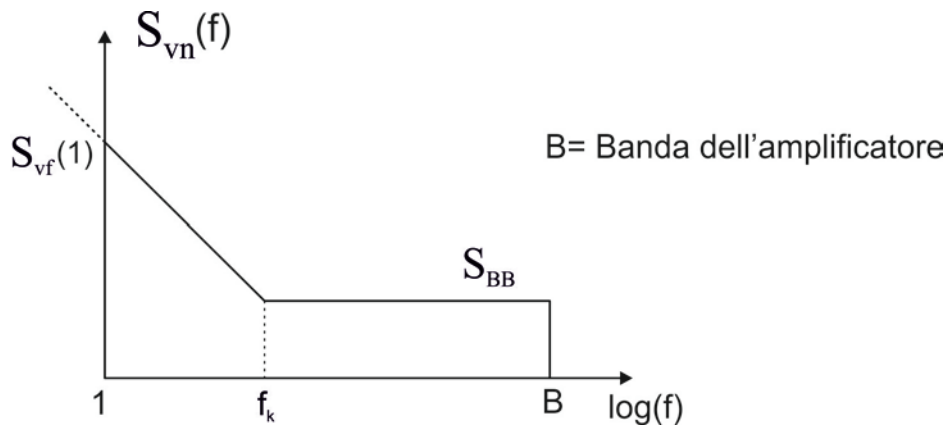


Figura 1.5: Densità spettrale di rumore dell'amplificatore

La DSP del rumore flicker può essere scritta come:

$$S_{V_f} = \frac{S_{V_f}(f_0)f_0}{f} \quad \text{con } f_0 = 1 \text{ Hz}$$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Dal grafico notiamo che per $f = f_k$, ovvero per la frequenza di corner, si ha $S_{V_f}(f_k) = S_{BB}$. Con semplici calcoli quindi si ottiene $f_k = \frac{S_{V_f}(f_0)f_0}{S_{BB}}$. La potenza totale di rumore risulta essere:

$$P = \langle v_n^2 \rangle = \int_{f_{min}}^{f_{max}} S_{V_n}(f) df = \sigma_{v_n}^2$$

dove $f_{max} \div f_{min}$ è la banda di interesse che dipende dall'amplificatore e $\sigma_{v_n}^2$ è il quadrato della deviazione standard del processo di rumore v_n . La frequenza minima per il calcolo dell'integrale viene fissata intorno all'inverso del tempo massimo di osservazione, solitamente assunto pari a 100 s, corrispondente quindi ad un limite inferiore pari a 0.01 Hz, altrimenti a causa dell'andamento del rumore flicker l'integrale divergerebbe. Sviluppando l'espressione per la potenza di rumore si ottiene:

$$\sigma_{v_n}^2 = \int_{f_{min}}^{f_{max}} (S_{V_f}(f) + S_{BB}) df = \sigma_{v_F}^2 + \sigma_{v_T}^2 = v_{rms_F}^2 + v_{rms_T}^2 = v_{n_{rms}}^2$$

nella quale possiamo notare che il quadrato del valore efficace della tensione di rumore è data dalla somma dei quadrati di v_{rms_F} e v_{rms_T} , che sono rispettivamente i valori efficaci delle tensioni di rumore flicker e termico. A questo punto è possibile calcolare i due contributi separatamente:

$$\begin{aligned} v_{rms_T} &= \sqrt{\int_{f_{min}}^{f_{max}} S_{BB} df} = \sqrt{S_{BB}} \sqrt{f_{max} - f_{min}} \\ v_{rms_F} &= \sqrt{\int_{f_{min}}^{f_{max}} \frac{S_{V_f}(1)f_0}{f} df} = \sqrt{S_{V_f}(1)f_0 \ln\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)} = \sqrt{S_{V_f}(1)f_0 \frac{\log\left(\frac{f_{max}}{f_{min}}\right)}{\log e}} \\ &= \sqrt{2.3 \times N \text{ decadi}} \sqrt{S_{V_f}(1)f_0} \end{aligned}$$

1.3 Applicazioni

Gli amplificatori da strumentazione trovano largo impiego nelle applicazioni di misura, come interfaccia analogica che provvede all'amplificazione e al condizionamento dei segnali provenienti da sensori e trasduttori.

1.3.1 Applicazioni biomediche

In ambito biomedico InAmps vengono utilizzati per il monitoraggio di segnali neurofisiologici del corpo umano, necessari per conoscere le informazioni di salute del paziente attraverso i dati acquisiti. Classici strumenti utilizzati nella pratica medica sono l'elettroencefalogramma (EEG) e l'elettrocardiogramma (ECG), che opportunamente integrati in dispositivi mobili consentono la telemetria e il monitoraggio dei segnali bio-potenziali da computer remoti [10].

Mediante appositi elettrodi applicati sul tessuto del paziente, i segnali neurofisiologici vengono convertiti in segnali elettrici. I segnali ECG e EEG così ottenuti sono piccole tensioni che vanno dai 100 μV nel caso dei segnali EEG e raggiungono i 5 mV per i segnali ECG. La banda del segnale ECG è compresa tra 0.1 e 150 Hz per normali operazioni, mentre per i segnali EEG la banda tipica è di 0.3 ÷ 100 Hz. In entrambi i casi la massima tensione di rumore RTI introdotta dall'InAmp deve essere minore di pochi μV picco-picco per tutta la banda di interesse.

I segnali ECG ed EEG sono vulnerabili a interferenze causate dall'alimentazione di rete a 50/60 Hz. In condizioni tipiche, dove il paziente risulta isolato da terra, il segnale di modo comune accoppiato al corpo umano può essere considerato all'incirca di 1 mV picco-picco.

Un circuito di interfaccia analogica per l'acquisizione di segnali biomedici deve soddisfare non soltanto le specifiche di basso rumore ed offset, ma anche di un elevato CMRR, elevate impedenze di ingresso, piccole dimensioni e basso consumo di potenza. Un esempio di sistema di acquisizione per questo tipo di applicazione prevede all'interno di un singolo chip integrato gli amplificatori da strumentazione necessari per il condizionamento dei segnali, un multiplexer per la scelta del canale,

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

un convertitore AD e l'interfaccia seriale che permetta di controllare le funzioni eseguite e di testare il chip.

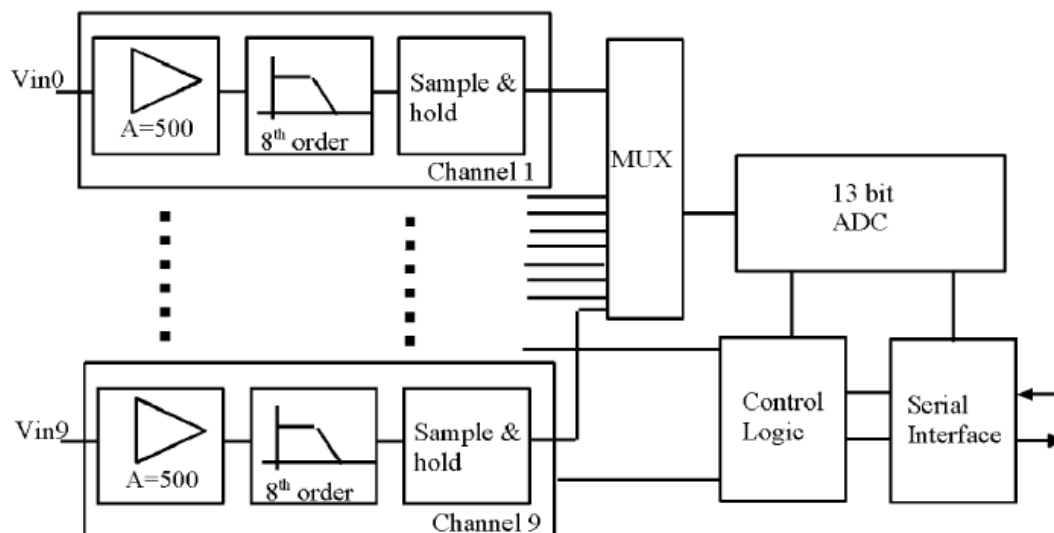


Figura 1.6: Circuito di acquisizione per segnali biomedici

1.3.2 Interfaccia per sensori

Amplificatori da strumentazione vengono largamente utilizzati in sistemi di misura di grandezze fisiche, mediante l'impiego di sensori che provvedono a convertire la grandezza fisica di interesse in un segnale elettrico. I sensori resistivi sono tra i più diffusi e sono relativamente semplici da interfacciare a circuiti di condizionamento del segnale. Le resistenze di questi sensori possono variare da meno di $100\ \Omega$ a molte centinaia di $k\Omega$, a seconda del tipo di sensore e della grandezza fisica da misurare, come mostrato in tabella:

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Tipo di sensore	Valore di resistenza
Strain Gages	120 Ω , 350 Ω , 3500 Ω
Cella di carico per misura di peso	350 Ω - 3500 Ω
Sensori di pressione	350 Ω - 3500 Ω
Sensori di umidità	100 k Ω - 10 M Ω
Termoresistenze (RTDs)	100 Ω , 1000 Ω
Termistori	100 Ω - 10 M Ω

Sensori resistivi come RTDs e strain gages producono una piccola variazione in percentuale di resistenza rispetto a quella nominale, a seguito di una variazione della grandezza fisica come la temperatura e la deformazione. Termoresistenze al platino, ad esempio, hanno tipicamente una resistenza pari a 100 Ω per $T = 0\text{ }^{\circ}\text{C}$ ed un coefficiente di temperatura pari a 0.385%/ $^{\circ}\text{C}$. Di conseguenza, per ottenere una risoluzione di 1 $^{\circ}\text{C}$ nella misura di temperatura è necessario rilevare variazioni di resistenza pari a 0.385 Ω . Per uno strain gages, la variazione della resistenza che si presenta nel range di funzionamento dell'estensimetro risulta essere inferiore all'1% del valore nominale.

Esempio di interfaccia per termistori

Una tecnica molto utilizzata nella misura di piccole variazioni di resistenza è la configurazione a ponte di Wheatstone. Un esempio è tratto da [15] dove viene presentato un circuito di lettura per termistori, richiesto per il controllo della temperatura durante il processo di fotolitografia del wafer.

Il circuito a ponte è formato da quattro resistenze, due della quali sono sensori resistivi e le altre due sono comuni resistenze. I sensori resistivi sono rappresentati con R_x ed hanno una espressione del tipo $R_x = R_0(1 + x)$, dove x dipende dalla variazione della grandezza fisica che il sensore riesce a rilevare (in questo caso la temperatura).

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

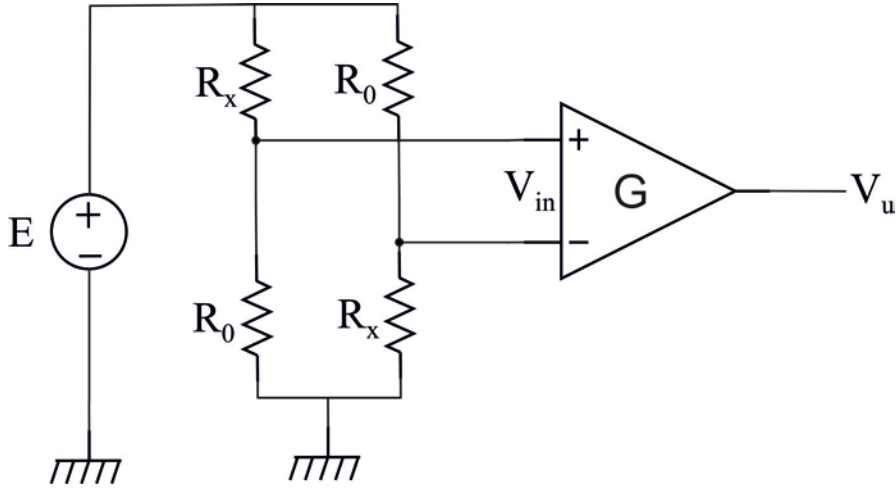


Figura 1.7: Interfaccia a ponte di Wheatstone per la lettura di sensori resistivi

In condizioni di riposo, ovvero per $x = 0$, il sensore presenta una resistenza pari a R_0 e quindi il circuito risulta bilanciato e la tensione di uscita è nulla:

$$V_u = GV_{in} = GE \left(\frac{R_0}{2R_0} - \frac{R_0}{2R_0} \right) = 0$$

Calcoliamo adesso la caratteristica di uscita del ponte di Wheatstone in funzione di x :

$$V_u = GE \left(\frac{R_0}{R_0 + R_0(1+x)} - \frac{R_0(1+x)}{R_0 + R_0(1+x)} \right) = GE \left(\frac{x}{x+2} \right) \cong GE \frac{x}{2}$$

dove nell'ultimo passaggio abbiamo supposto che sia $x \ll 2$. Per ottenere una risposta lineare è necessario apportare delle modifiche al circuito: per esempio, nella configurazione a ponte linearizzato è previsto un OpAmp aggiuntivo.

Facendo una comparazione con altri tipi di sensori di temperatura come i sensori a giunzione *pn* e termocoppie, i termistori a coefficiente di temperatura negativo (NTC) sono adatti a misure di temperatura ad alta risoluzione in quanto conseguono le specifiche di alta sensibilità, basso rumore termico, bassa frequenza di corner (intorno ai mHz per dispositivi di alta qualità) e una buona stabilità (circa 1 mK/anno).

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

L'uscita del ponte di termistori ha un livello di tensione intorno ai mV, pertanto dovrà essere amplificata prima di poter essere convertita in digitale e successivamente elaborata. Questo richiede l'utilizzo di un amplificatore da strumentazione a basso rumore. Per raggiungere una risoluzione di 1 μK seppure in un limitato range di temperature ($21.1\text{ }^{\circ}\text{C} \div 22.9\text{ }^{\circ}\text{C}$) in una banda che varia da 3 mHz a 50 mHz, è necessaria una densità spettrale di potenza di rumore RTI di circa 30 nV/√Hz per l'intero sistema. Poiché il rumore associato al ponte di termistori è all'incirca di 14 nV/√Hz, l'amplificatore dovrà introdurre una DSP di rumore termico al massimo equiparabile a quella del ponte. Nella banda di interesse il rumore dell'amplificatore deve essere composto esclusivamente dalla componente termica, questo significa che la frequenza di corner deve attestarsi al di sotto di 3 mHz. Per soddisfare le specifiche di rumore, l'InAmp deve inoltre avere elevati valori di PSRR e di CMRR, con quest'ultimo superiore ai 120 dB. In questo tipo di applicazione il massimo consumo dell'amplificatore è un fattore da tenere in considerazione, in quanto deve essere limitato a pochi milliwatts. Il sistema infatti è allocato in un ambiente a vuoto di uno stepper per wafer, dove l'utilizzo di dissipatori per risolvere il problema dell'autoriscaldamento del circuito risulta problematico.

Esempio di interfaccia per sensori infrarossi termoelettrici

Un altro esempio di impiego di un amplificatore da strumentazione è tratto da [14], dove l'InAmp costituisce un elemento critico nell'interfaccia circuitale per sensori ad infrarossi termoelettrici. Un sensore ad infrarossi può essere realizzato in compatibilità con il processo CMOS, come mostra la figura 1.8.

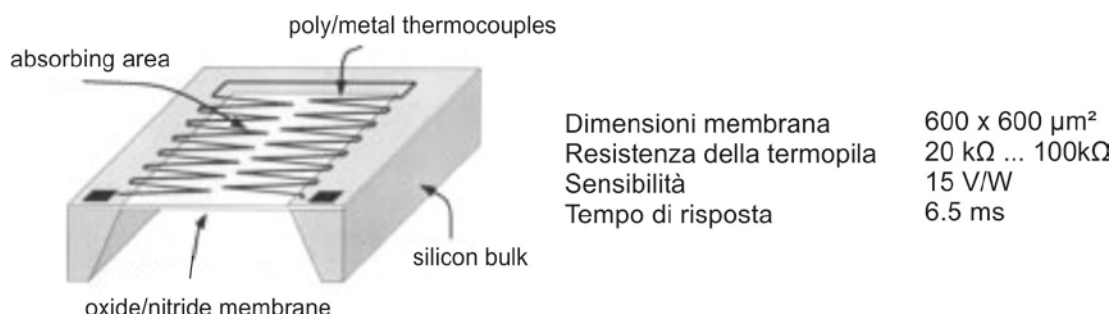


Figura 1.8: Sensore ad infrarossi realizzato in tecnologia CMOS

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Sensori implementati in tecnologia standard CMOS portano il vantaggio di un unico microsistema integrato, che occuperà meno area e dissiperà meno potenza rispetto ad una soluzione che prevede un sistema con sensori discreti oppure ibridi. A suo svantaggio, sensori realizzati in tecnologia CMOS tendono ad avere minore sensibilità in paragone a quelli implementati con tecnologie dedicate.

Il dispositivo consiste in una membrana di ossido/nitrato termicamente isolata ottenuta mediante un attacco del substrato dal retro del wafer (bulk micromachining). Lo strato ossidato sulla membrana ha la proprietà di assorbire le radiazioni incidenti con lunghezze d'onda intorno agli infrarossi ($8\text{ }\mu\text{m} \div 15\text{ }\mu\text{m}$) e di convertire la potenza di radiazione in calore. L'elemento sensibile al calore è costituito da una termocoppia in polisilicio/alluminio che rileva la differenza di temperatura tra la giunzione calda posta sulla membrana e la giunzione fredda collocata nel bulk del silicio. Diverse termocoppie sono connesse in serie formando una termopila. La tensione di uscita della termopila è data da $V_T = N\alpha\Delta T$, dove N , α , e ΔT denotano rispettivamente il numero delle termocoppie, il coefficiente di Seebeck ($108\text{ }\mu\text{V/K}$ per il processo CMOS utilizzato) e la differenza di temperatura tra la giunzione calda e quella fredda.

Possibili applicazioni dei sensori IR termoelettrici includono sensori di temperatura a distanza, controllo degli edifici e rilevamento di intrusione. In un tipico rilevatore di intrusione, la zona da osservare è divisa in segmenti che vengono alternativamente focalizzati da un sistema ottico a specchio su due identici sensori IR connessi in modo differenziale, vedi figura 1.9.

Mentre un segnale ottico a modo comune come la luce ambientale viene ridotto in maniera significativa, un intruso che si muove da un segmento all'altro causa un segnale differenziale in uscita dal sensore. La minima radiazione che deve essere rilevata è tipicamente di 120 nW/mm^2 , che equivale ad una tensione di $1\text{ }\mu\text{V}$ in uscita dal sensore con una larghezza di banda di 10 Hz . Il segnale così ottenuto deve essere amplificato opportunamente per essere convertito in digitale e quindi elaborato.

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

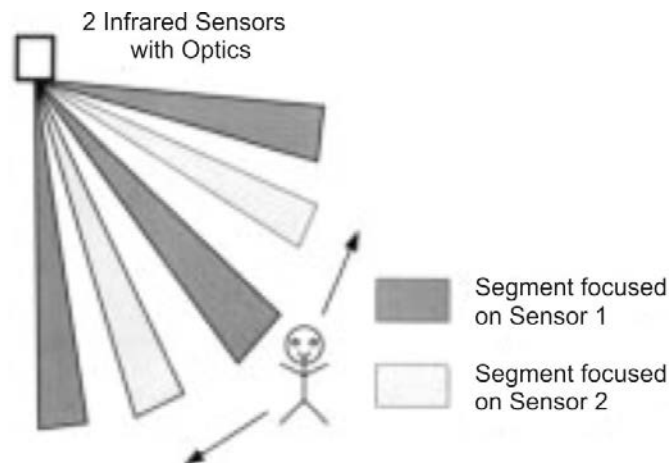


Figura 1.9: Funzionamento di un rilevatore di intrusione a sensori IR

L'amplificazione di piccoli segnali di valore intorno ai microvolt non solo impone specifiche stringenti di rumore ma anche il massimo offset che può essere tollerato. Un elevato offset infatti deteriora la gamma dinamica dell'amplificatore o può far saturare l'uscita a causa dell'alto guadagno. In questo tipo di applicazione l'amplificatore da strumentazione deve soddisfare le specifiche di un offset equivalente in ingresso di $1\ \mu\text{V}$ e una DSP di rumore in ingresso di $15\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

1.4 Topologie

Vi sono due modi principali per implementare un amplificatore da strumentazione: la prima si basa su una reazione in tensione mediante l'uso di resistori, la seconda impiega una reazione in corrente con l'utilizzo di transduttori (current feedback). In entrambi i casi il guadagno dell'InAmp è fissato sostanzialmente dal rapporto delle resistenze di feedback, con la differenza che per la prima topologia il CMRR è determinato dal matching delle resistenze stesse ed ha valori che raramente superano gli 80 dB, mentre per la seconda topologia il CMRR risulta più elevato perché dipende dal bilanciamento delle impedenze di uscita dei transduttori e per il fatto che la tensione di modo comune di ingresso risulta isolata dal resto del circuito. Valori tipici di CMRR per la configurazione a current feedback superano i 120 dB.

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Vediamo le topologie più utilizzate nella realizzazione di un amplificatore da strumentazione.

1.4.1 Amplificatore da Strumentazione a due OpAmp:

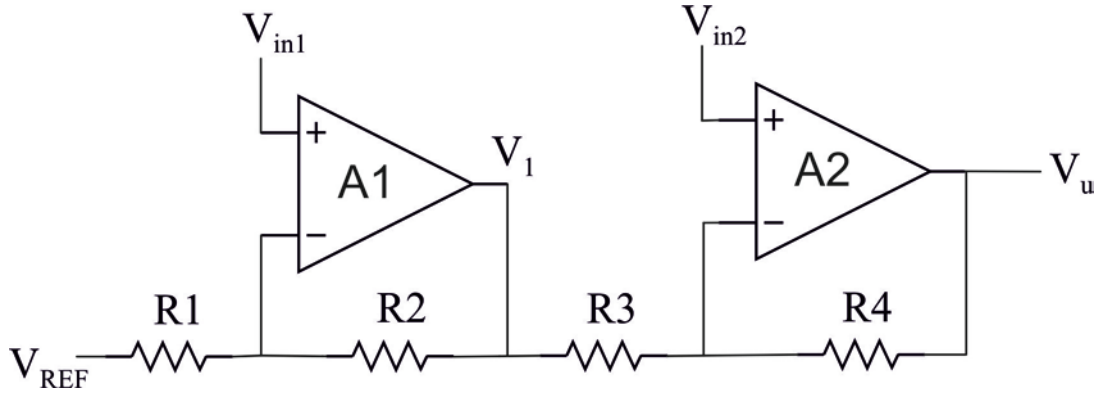


Figura 1.10: Topologia di un InAmp a 2 Operazionali

In questa topologia vengono utilizzati due OpAmp ed una rete di feedback resistiva. La funzione di trasferimento è data da

$$V_u = \left[V_{in1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} V_{REF} \right] \left(-\frac{R_4}{R_3} \right) + \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) V_{in2}$$

che per $R_1 = R_4$ e $R_2 = R_3$ diventa

$$V_u = (V_{in2} - V_{in1}) \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + V_{REF}$$

Le impedenze di ingresso viste da V_{in1} e V_{in2} sono elevate e bilanciate, evitando il problema del caricamento della sorgente di segnale e permettendo un eventuale sbilanciamento dell'impedenza della sorgente. La reiezione del modo comune è limitata dal mismatch di R_2/R_1 e R_4/R_3 . Dato un mismatch di uno dei quattro resistori rispetto al valore nominale, si ha

$$CMR \leq 20 \log \left[\frac{Gain \times 100}{\% Mismatch} \right]$$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Nel caso in cui siano presenti due alimentazioni, la tensione di riferimento V_{REF} viene normalmente connessa a ground. In applicazioni a singola alimentazione, V_{REF} viene invece collegato ad una sorgente di tensione a bassa impedenza pari alla metà della tensione di alimentazione. La tensione di riferimento viene amplificata all'uscita del OpAmp A1 di un fattore $-R_2/R_1$, e successivamente di un fattore $-R_4/R_3$ dall'OpAmp A2. Assumendo un matching perfetto del rapporto delle resistenze, la tensione V_{REF} viene quindi riportata in uscita con guadagno unitario. Si noti come l'impedenza della sorgente di tensione connessa a V_{REF} debba essere necessariamente bassa per non degradare la reiezione del modo comune.

Gli svantaggi di questa topologia includono l'impossibilità di operare a guadagno unitario, la dipendenza del range della tensione di modo comune di ingresso al guadagno totale del circuito ed un basso valore di AC CMRR. Per capire la limitazione al range della tensione di modo comune di ingresso consideriamo un InAmp a singola alimentazione con $V_{dd} = 5$ V, $R_1 = R_4 = 4$ k Ω , $R_2 = R_3 = 1$ k Ω , $V_{REF} = 2.5$ V. Il guadagno pertanto risulta essere pari a 5 e la funzione di trasferimento diventa $V_u = 5(V_{in2} - V_{in1}) + 2.5$ V.

La tensione di uscita del circuito dovrà essere idealmente pari a 2.5 V per segnale in ingresso nullo e per qualsiasi valore di tensione di modo comune compresa tra ground e V_{dd} . Calcoliamo la tensione in uscita dal primo OpAmp sotto l'ipotesi di segnale differenziale nullo:

$$V_1 = V_{CM} + (V_{CM} - V_{REF}) \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

La tensione V_1 potrà raggiungere al massimo la tensione di alimentazione (si ha la saturazione dell'OpAmp A1) e non può scendere al di sotto di 0 V. Andando a sostituire i valori si ottiene il limite superiore della tensione di modo comune in ingresso $V_{CMmax} = 4.5$ V e il limite inferiore $V_{CMmin} = 0.5$ V. Il range della tensione di modo comune varia a seconda del rapporto tra R_2 e R_1 e quindi dipende dal guadagno dell'amplificatore stesso ($G = 1 + R_1/R_2$). Si osservi come il range diminuisca per bassi valori di guadagno e che per guadagni superiori alle centinaia il range di V_{CM} non è più limitato dalla topologia circuitale ma solo dai range di

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

ingresso dei due operazionali che, con opportuna progettazione, possono eccedere i rail di alimentazione.

Per quanto riguarda il CMRR, questo tipo di configurazione non è in grado di raggiungere elevati valori di reiezione del modo comune a causa dello sfasamento che intercorre tra i due ingressi V_{in1} e V_{in2} . Infatti, il segnale V_{in1} deve passare attraverso l'amplificatore A1 prima che venga sottratto da V_{in2} mediante l'amplificatore A2. Il ritardo introdotto da A1 comporta un leggero ritardo o sfasamento della tensione di uscita di A1 rispetto alla V_{in2} . Considerando quindi un segnale AC a modo comune per i due ingressi, ne risulta un errore sulla tensione di modo comune in uscita dal circuito che dipende dalla frequenza. Sebbene si riesca ad ottenere valori superiori a 100 dB per il CMRR in continua grazie al trimming sui rapporti tra le resistenze, a frequenze intorno ai 100 Hz difficilmente si raggiungono i 60 dB. In molte applicazioni questi valori di CMRR non sono adeguati pertanto si preferisce adottare altre topologie di InAmp.

1.4.1 Amplificatore da Strumentazione a tre OpAmp:

La topologia a tre OpAmp è la configurazione più diffusa per la realizzazione di un amplificatore da strumentazione. Il circuito non è altro che una rivisitazione di un circuito sottrattore con due buffer in ingresso.

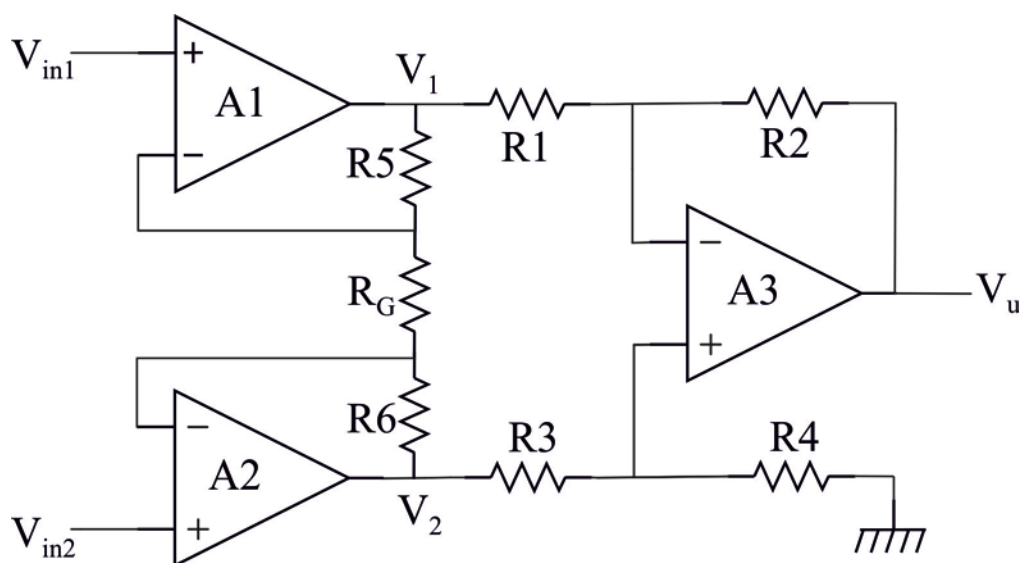


Figura 1.11: Topologia di un InAmp a tre Operazionali

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Il primo stadio, composto dagli amplificatori A1 e A2 e dalle resistenze R_5, R_6, R_G ha la funzione di amplificare il segnale differenziale di ingresso e di fornire una impedenza di ingresso elevata e bilanciata tra i due ingressi. Il segnale a modo comune passa invece inalterato dal primo stadio, causando una limitazione nella dinamica di modo comune di ingresso. Calcoliamo le tensioni in uscita ai due operazionali dello stadio di ingresso:

$$V_1 = V_{in1} + R_5 \left(\frac{V_{in1} - V_{in2}}{R_G} \right)$$

$$V_2 = V_{in2} - R_6 \left(\frac{V_{in1} - V_{in2}}{R_G} \right)$$

Nell'ipotesi che sia $R_5 = R_6 = R$, il guadagno differenziale e di modo comune del primo stadio risultano:

$$V_1 - V_2 = (V_{in1} - V_{in2}) \left(1 + 2 \frac{R}{R_G} \right) \Rightarrow G_{d1} = 1 + 2 \frac{R}{R_G}$$

$$\frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{(V_{in1} + V_{in2})}{2} \Rightarrow G_{c1} = 1$$

Il secondo stadio svolge la funzione di sottrattore dei due segnali in uscita dal primo stadio e introduce un'ulteriore amplificazione differenziale. Assumendo $R_1 = R_3$ ed $R_2 = R_4$, il guadagno differenziale introdotto dal secondo stadio risulta R_2/R_1 mentre il guadagno a modo comune è idealmente nullo. La tensione di uscita del circuito totale è:

$$V_u = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + 2 \frac{R}{R_G} \right) (V_{in1} - V_{in2}) \Rightarrow G = \frac{R_2}{R_1} \left(1 + 2 \frac{R}{R_G} \right)$$

Il guadagno totale dell'amplificatore G può essere quindi modificato semplicemente agendo sul resistore R_G . La reiezione del modo comune dipenderà dal matching tra le resistenze del secondo stadio. Considerando un mismatch nei rapporti delle resistenze, il guadagno a modo comune non sarà più nullo ed è possibile dimostrare la seguente espressione:

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

$$CMRR = \frac{1 + \frac{\overline{R_4}}{R_3}}{\left| \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right|}$$

Per quanto riguarda il CMRR del primo stadio, dal momento che il guadagno di modo comune risulta unitario, esso aumenterà proporzionalmente con il guadagno differenziale G_{d1} . Teoricamente questo è vero fin tanto che non si verifica la saturazione degli OpAmp dello stadio di ingresso. Analizzando la tensione di uscita dall'OpAmp A1:

$$V_1 = G_{d1}V_{id} + G_{c1}V_{ic} = \left(1 + 2\frac{R}{R_G}\right)V_{id} + V_{ic}$$

Si nota come un elevato guadagno differenziale del primo stadio (e quindi del sistema complessivo) e grandi tensioni di modo comune in ingresso siano limitate dalla tensione di uscita dell'OpAmp, in quanto questa non può superare la tensione di alimentazione.

1.4.3 Amplificatore da Strumentazione “current feedback”:

Un amplificatore da strumentazione current feedback porta due notevoli vantaggi rispetto alle altre configurazioni, in particolare rispetto al tradizionale amplificatore a tre OpAmp: un CMRR di valore superiore e la capacità di trattare segnali di ingresso con una dinamica di modo comune più ampia. Queste caratteristiche sono dovute all'utilizzo di transconduttori nella topologia. Un transconduttore è un amplificatore che riceve in ingresso una tensione e restituisce in uscita una corrente proporzionale alla tensione in ingresso. Considerando soltanto quelli ad ingresso differenziale, esistono due tipi di transconduttori, a seconda della caratteristica dell'uscita (single-ended e fully-differential).

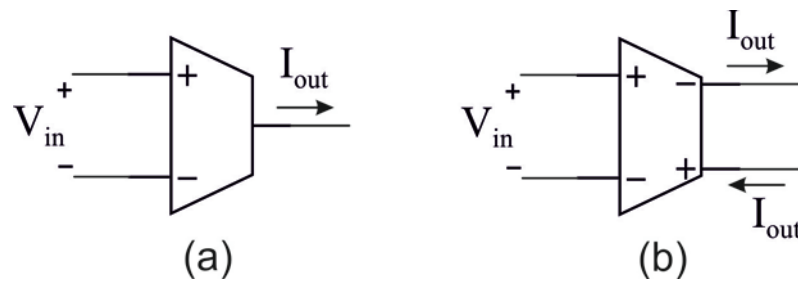


Figura 1.12: Simbolo di un transduttore con uscita single-ended (a) e fully-differential (b)

In entrambi i casi la corrente di uscita è funzione della tensione di ingresso secondo l'espressione:

$$I_{out} = G_m V_{in}$$

dove il termine G_m costituisce la transconduttanza dell'amplificatore. La precisione della transconduttanza e la linearità della funzione di trasferimento ingresso-uscita in tutta la dinamica di ingresso sono caratteristiche fondamentali per un transduttore. In questo senso in letteratura vi sono tecniche di linearizzazione per ampi segnali e di tuning per la stabilizzazione del G_m , in modo tale che esso sia dipendente da una grandezza ausiliaria quale tensione o corrente. In un transduttore sia l'impedenza di ingresso che quella di uscita devono essere di valore elevato, idealmente infinito. La topologia di un amplificatore da strumentazione "current feedback" single-ended è mostrata in figura 1.13.

Il segnale differenziale di ingresso viene convertito in una corrente mediante il transduttore G_{m1} . La tensione di feedback, realizzata con un partitore resistivo tra la tensione di uscita e quella di riferimento, viene convertita in una corrente mediante il transduttore in reazione G_{m2} .

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

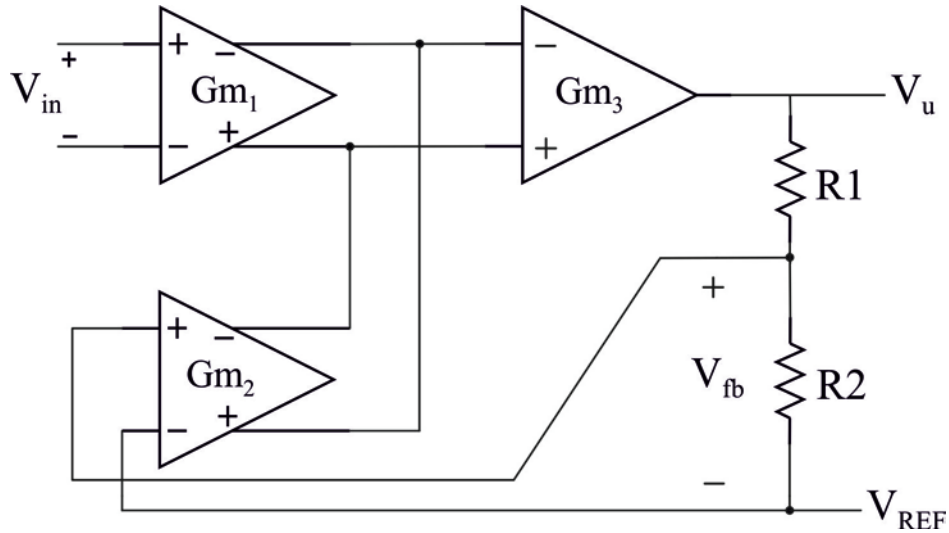


Figura 1.13: Topologia di un InAmp “current feedback”

La differenza tra queste due correnti viene annullata dal guadagno elevato del transconduttore G_{m3} . La reazione del sistema agisce infatti sulla tensione di uscita V_u facendo in modo che le correnti in uscita da G_{m1} e G_{m2} siano praticamente uguali. Imponendo questa condizione si ottiene:

$$G_{m1}V_{in} = G_{m2}(V_u - V_{REF})\left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

dalla cui espressione si ricava la funzione di trasferimento del sistema:

$$V_u = \frac{G_{m1}}{G_{m2}}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)V_{in} + V_{REF}$$

Nell’ipotesi che valga la relazione $G_{m1} = G_{m2}$, si ottiene l’uguaglianza tra la tensione di ingresso e la tensione di feedback, e il guadagno dell’amplificatore risulta imposto soltanto dalle resistenze del partitore:

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

La tensione V_{REF} fissa la tensione di uscita in assenza di segnale differenziale applicato. Si noti come l’accuratezza del guadagno dipenda sia dal guadagno ad anello aperto di G_{m3} sia dal matching tra i transconduttori di ingresso e di feedback

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

G_{m1} e G_{m2} . Il CMRR di un InAmp “current feedback” dipende dalla bontà di isolamento della sorgente da parte di G_{m1} e dal bilanciamento delle impedenze di uscita di quest’ultimo. La tensione di modo comune in ingresso risulta isolata dal resto del circuito grazie al transconduttore G_{m1} , in quanto ha la proprietà di reiettare un segnale a modo comune tra gli ingressi. Di conseguenza, una variazione della tensione di modo comune genera correnti molto piccole in uscita dal transconduttore G_{m1} .

Inoltre, se le impedenze di uscita di G_{m1} risultano bilanciate, queste correnti saranno a modo comune tra le due uscite e pertanto verranno assorbite dal circuito di reazione. Grazie a queste caratteristiche la topologia “current feedback” può raggiungere valori di CMRR molto elevati, intorno ai 120 dB.

1.4.4 Amplificatore da Strumentazione DDA:

Un amplificatore da strumentazione che utilizza all’interno un DDA (differential difference amplifier) richiede soltanto un amplificatore e due resistori per fissare il guadagno desiderato (vedi figura 1.14).

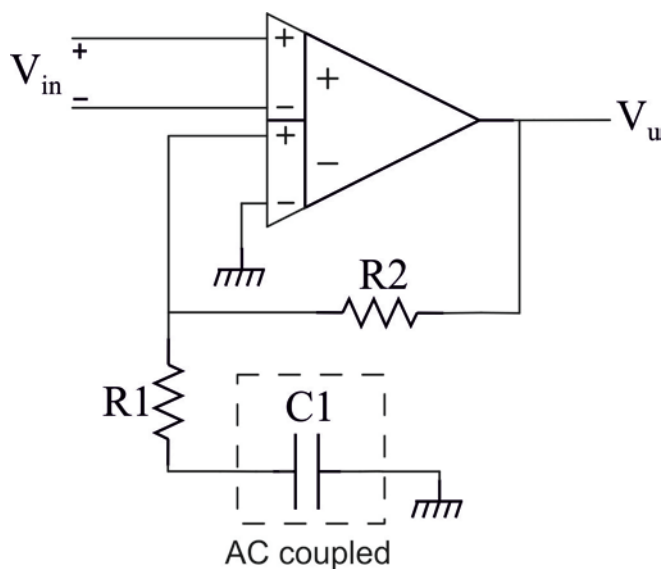


Figura 1.14: Amplificatore da Strumentazione DDA

Un DDA è costituito sostanzialmente dalla cascata di due stadi. In figura 1.15 viene mostrato il diagramma a blocchi di un DDA. Il primo stadio utilizza due

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

transconduttori per convertire i due segnali di ingresso nelle rispettive correnti. Queste correnti vengono successivamente sommate a due a due ed infine vengono convertite in due tensioni. Il secondo stadio invece è formato da un amplificatore differenziale e contribuisce al guadagno del sistema che deve essere elevato per l'applicazione richiesta.

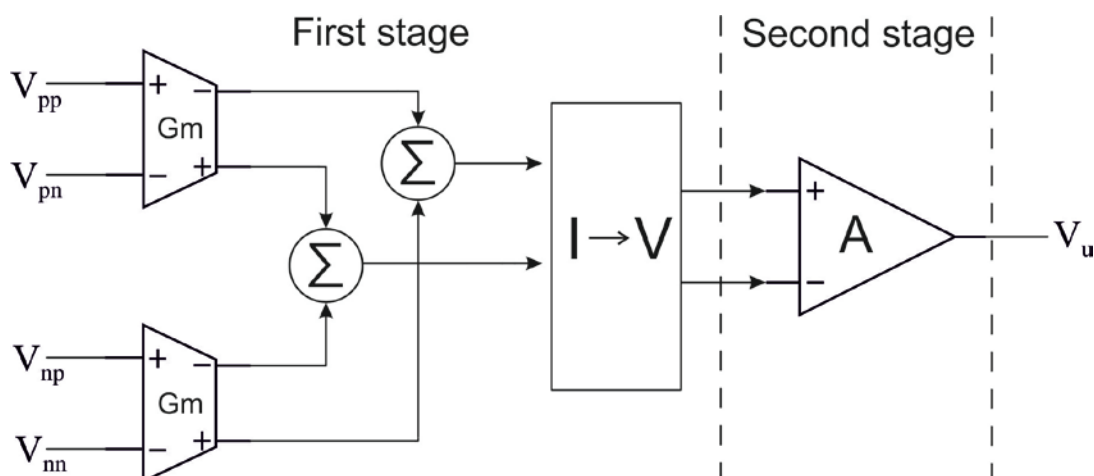


Figura 1.15: Struttura a blocchi di un amplificatore DDA

Per ricavare la relazione ingresso-uscita dell'InAmp è possibile applicare il metodo del cortocircuito virtuale generalizzato per segnali differenziali: infatti sia il guadagno sia le impedenze di ingresso del DDA hanno un valore molto elevato. Di conseguenza le tensioni differenziali ai capi delle due porte di ingresso possono essere considerati uguali. Si ottiene così la seguente espressione (assumendo C_1 cortocircuitato):

$$V_u = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{in}$$

Il condensatore C_1 ha la funzione di accoppiare in AC la sorgente, facendo in modo che la tensione di offset in continua non venga amplificata. In molte applicazioni infatti una tensione di offset potrebbe causare la saturazione dell'amplificatore, rendendo di fatto il sistema inutilizzabile. Calcolando la funzione di trasferimento dell'InAmp si ha:

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

$$\frac{V_u(j\omega)}{V_{in}(j\omega)} = 1 + \left(\frac{j\omega R_2 C_1}{j\omega R_1 C_1 + 1} \right)$$

dalla quale si nota come un segnale DC in ingresso venga riportato in uscita con guadagno unitario. In questo caso particolare l'amplificatore presenta caratteristiche passa alto, spesso utili in applicazioni biomedicali.

La topologia DDA offre buone caratteristiche per quanto riguarda l'impedenza di ingresso e il CMRR. Un notevole vantaggio di questa configurazione riguarda il valore del CMRR che dipende soltanto dal mismatch tra le porte di ingresso, più precisamente tra i g_m delle coppie differenziali dei due transconduttori. Un mismatch tra i resistori R_1 e R_2 infatti influisce sulla precisione del guadagno dell'amplificatore, ma non ha effetto sul CMRR.

1.5 Comparazione processi

In molte applicazioni, come ad esempio un'interfaccia per sensori, la prestazione complessiva del sistema è limitata dall'offset e dal rumore dell'amplificatore in ingresso. Come abbiamo visto precedentemente, applicazioni tipiche includono la lettura di estensimetri, termocoppie, sensori piezoelettrici, sensori di Hall, fotodiodi.

La realizzazione di un buon amplificatore da strumentazione che soddisfi le specifiche sul rumore in ingresso, ha imposto fino a qualche decennio fa l'utilizzo della tecnologia bipolare. Amplificatori realizzati con processo bipolare raggiungono infatti le specifiche di basso rumore (per esempio 3 nV/√Hz) con frequenze di corner intorno a 3 Hz. Tuttavia, amplificatori a bipolari presentano un'impedenza di ingresso non tanto elevata a causa delle correnti di base dello stadio di ingresso e un grande rumore di corrente, che a seconda del valore delle resistenze di sorgente genera un offset e un rumore RTI inaccettabile. Una tecnica di cancellazione delle correnti di bias è presentata in figura 1.16. Lo stadio di ingresso dell'amplificatore presenta una coppia differenziale con l'aggiunta di due correnti I_{BIAS} che fluiscono nelle basi dei transistori di ingresso. Queste due correnti I_{BIAS} hanno un valore nominalmente identico alle correnti di base di Q_1 e Q_2 , in modo tale che la corrente di ingresso dell'amplificatore $I_{IN} = I_B - I_{BIAS}$ risulti notevolmente ridotta. Con

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

questa tecnica le correnti di bias dell'amplificatore raggiungono al massimo valori di poche decine di nA. Per quanto riguarda il rumore, generalmente questo tipo di configurazione incrementa di un fattore $\sqrt{2}$ il rumore di corrente in ingresso poiché le due correnti costituiscono due sorgenti di rumore tra loro incorrelate.

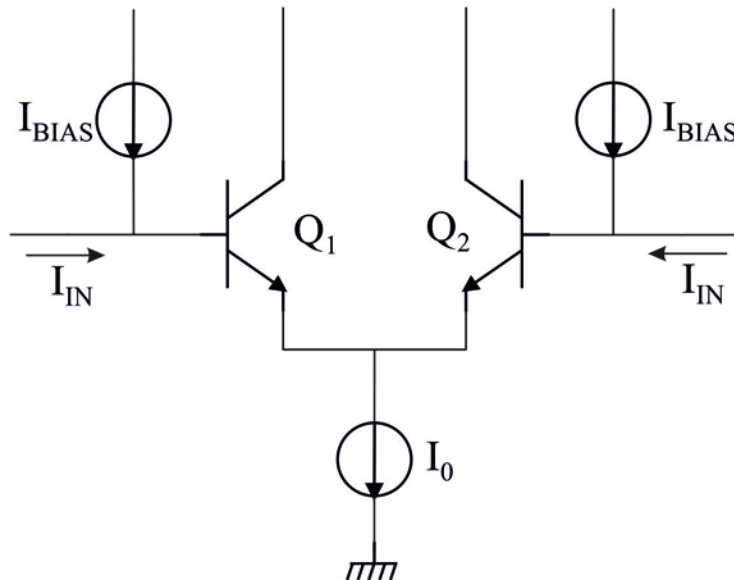


Figura 1.16: Tecnica di cancellazione delle correnti di bias

Recentemente vengono sempre più proposti sensori realizzati con la stessa tecnologia del circuito integrato che deve fungere da interfaccia analogica. Date le severe limitazioni di costo imposte dal mercato dei sensori, la combinazione di microsensore e circuito in tecnologia standard CMOS rende il microsistema competitivo nel prezzo riducendo la complessità e il costo del package. Dal punto di vista prettamente economico, la tecnologia CMOS viene preferita alle altre, grazie anche alla sua larga diffusione, e permette di integrare all'interno del microsistema l'elaborazione digitale del segnale. La realizzazione di un sistema mixed-signal integrato risulta pertanto fattibile.

Il sistema può comprendere anche circuiti aggiuntivi per l'elaborazione del segnale, per la calibrazione on-chip, per la diagnosi di guasti e convertitori analogico-digitali che aumentano le funzionalità del sistema microsensore. I microsistemi integrati, oltre ad offrire minor consumo di potenza ed una minore occupazione di area

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

rispetto alla soluzione che utilizza sensori discreti e sistemi ibridi, presentano una maggiore affidabilità. Tuttavia, sensori implementati in tecnologia CMOS standard tendono ad avere una minore sensibilità rispetto a sensori realizzati con tecnologie dedicate. Questa perdita di prestazioni deve essere rimediata dall'interfaccia analogica integrata, che rende spesso la progettazione di quest'ultima un compito impegnativo. Il problema è divenuto più critico con il passaggio dalla tecnologia bipolare a quella CMOS, a causa del significativo aumento dell'offset e del rumore flicker. Inoltre, le tecniche di cancellazione statica dell'offset largamente utilizzate nella tecnologia bipolare (come ad esempio il trimming) non portano tanto beneficio nella tecnologia CMOS, poiché non riducono il rumore $1/f$ e l'offset residuo presenta un drift sia con il tempo che con la temperatura.

Una soluzione per ridurre l'offset e il rumore flicker in sistemi CMOS fa uso di tecniche dinamiche di cancellazione dell'offset. Con l'utilizzo di queste tecniche dinamiche di cancellazione, si ottiene un notevole miglioramento sulle prestazioni di rumore raggiungendo valori comparabili alla tecnologia bipolare, sebbene transistori MOS abbiano un livello di rumore $1/f$ maggiore dei transistori bipolari.

1.6 Tecniche dinamiche di cancellazione dell'offset

Un amplificatore CMOS convenzionale presenta uno spettro di rumore riferito in ingresso del tipo:

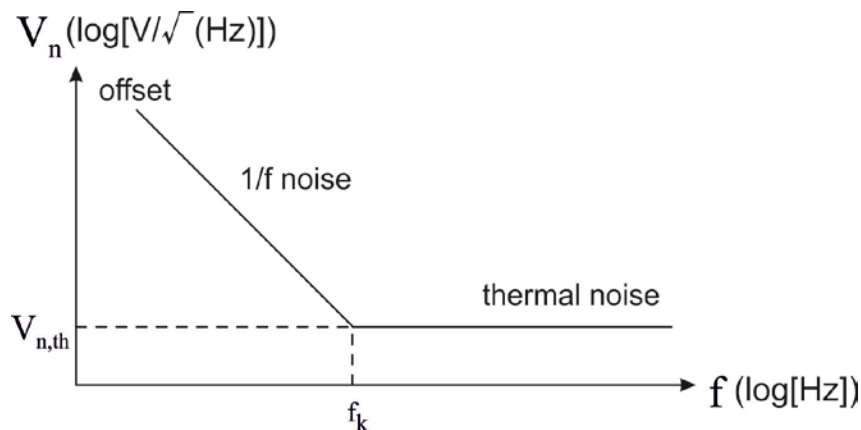


Figura 1.17: Densità spettrale di rumore di un generico amplificatore CMOS

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

A basse frequenze, la potenza di rumore aumenta proporzionalmente al diminuire della frequenza e costituisce il rumore $1/f$. Al di sotto della frequenza di corner f_k , frequenza per la quale si ha l'uguaglianza tra rumore $1/f$ e rumore termico, il rumore totale dell'amplificatore è dovuto esclusivamente al rumore flicker. A frequenze molto basse, l'offset diviene l'errore dominante. Sebbene l'offset venga generalmente modellato come una sorgente di tensione tempo-invariante, non può essere considerato di valore costante a causa dell'invecchiamento e delle variazioni di temperatura. Questo implica che l'offset possiede una sua banda e consiste in una sorgente di rumore a bassissima frequenza. Al di sopra della frequenza f_k il rumore è costituito dalla componente termica, può essere considerato indipendente dalla frequenza e assume un valore costante.

Le tecniche dinamiche di cancellazione dell'offset possono essere distinte in due principali gruppi: le tecniche di autozero e le tecniche di chopper. La differenza fondamentale è il modo in cui viene trattato l'offset. Il principio dell'autozero richiede il campionamento e consiste nel misurare dapprima l'offset e di sottrarlo dal segnale nella fase successiva. In banda base si ha la sovrapposizione per aliasing di varie repliche del rumore termico. La tecnica chopper invece modula l'offset a più alte frequenze e non introduce noise foldover in banda base, raggiungendo un livello di rumore inferiore alle basse frequenze. In letteratura si trovano altri tipi di tecniche di cancellazione dell'offset, che comunque sono derivate dalle due tecniche prima discusse. In tabella 1.18 (tratta da [2]) vengono esposte le varie tecniche classificate nei due principali gruppi:

autozeroing	chopping
correlated double-sampling ping-pong opamp chopper-stabilization self-calibrating opamp two or three-signal approach	synchronous detection chopper amplifier chopper-stabilization dynamic element matching

Tabella 1.18: Classificazione delle varie tecniche di cancellazione dell'offset

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Di seguito analizziamo alcune tecniche di cancellazione dell'offset più utilizzate nella realizzazione di un amplificatore.

1.6.1 Tecnica di Autozero

Il principio della tecnica di autozero è mostrata in figura 1.19. La cancellazione dell'offset avviene in due fasi. Ogni periodo di autozero l'offset (e il rumore) viene campionato e sottratto dal segnale. Se il rumore fosse costante (ovvero fosse presente solo l'offset) o variabile molto più lentamente rispetto al periodo di campionamento, si otterrebbe la cancellazione completa del rumore stesso.

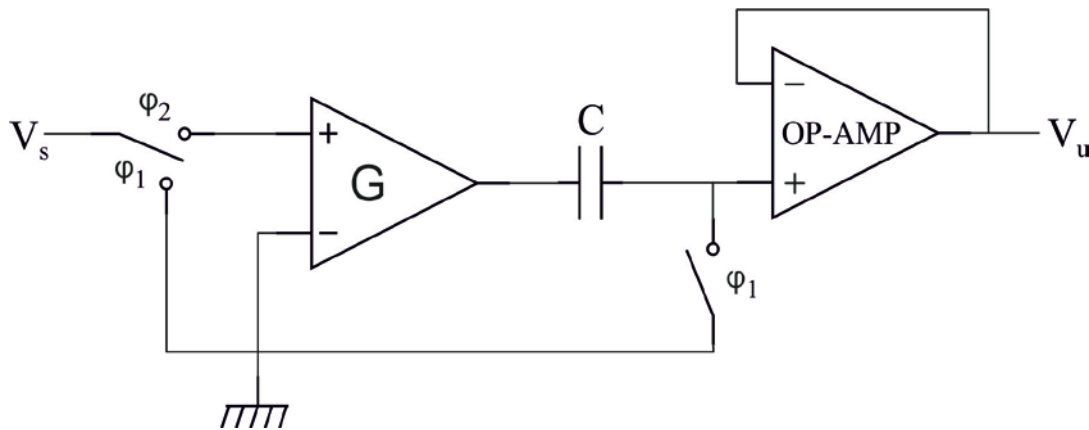


Figura 1.19: Principio della tecnica di autozero

Durante la fase di campionamento φ_1 viene misurato l'offset più il rumore caricando la capacità C di una quantità $GV_{io}(nT)$, corrispondente all'offset dell'amplificatore nella fase φ_1 moltiplicato il guadagno dello stesso (vedi figura 1.20).

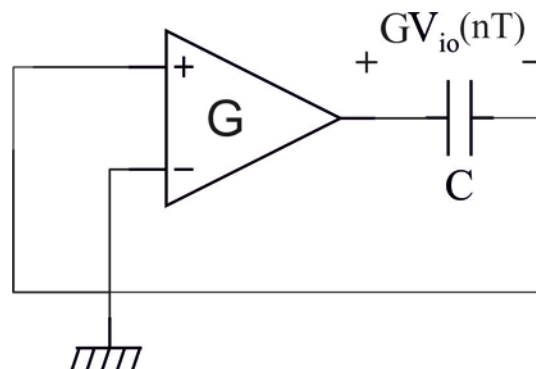


Figura 1.20: Circuito nella fase di campionamento φ_1

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Nella fase di amplificazione φ_2 il valore di offset campionato viene sottratto dal segnale e amplificato (vedi figura 1.21).

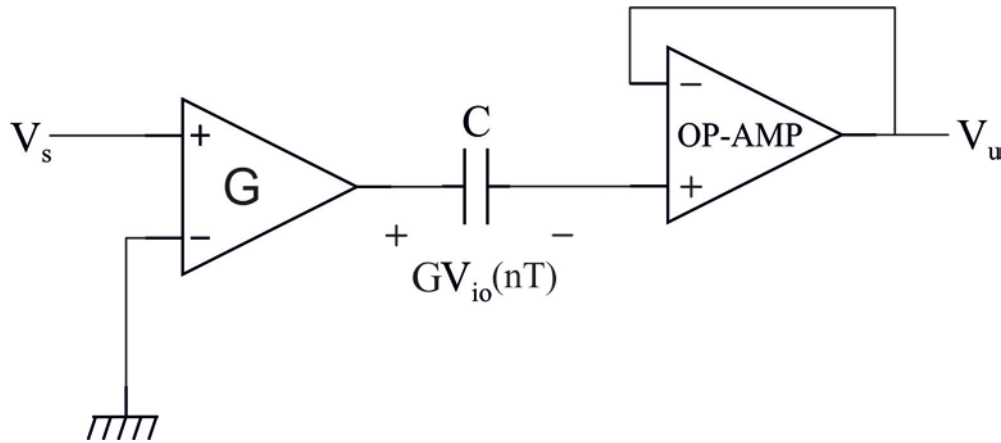


Figura 1.21: Circuito nella fase di amplificazione φ_2

All'uscita dell'amplificatore avremo una tensione pari a $G(V_s + V_{io})$, pertanto la tensione di uscita risulterà:

$$V_u = G(V_s + V_{io} - V_{io}(nT))$$

dove il termine $G(V_{io} - V_{io}(nT))$ costituisce il rumore residuo.

La tecnica di autozero è in grado di rimuovere anche il rumore $1/f$ qualora si fissi la frequenza di autozero f_{AZ} maggiore della frequenza di corner. Analizziamo lo spettro del rumore campionato $S_{Vn(nT)}$:

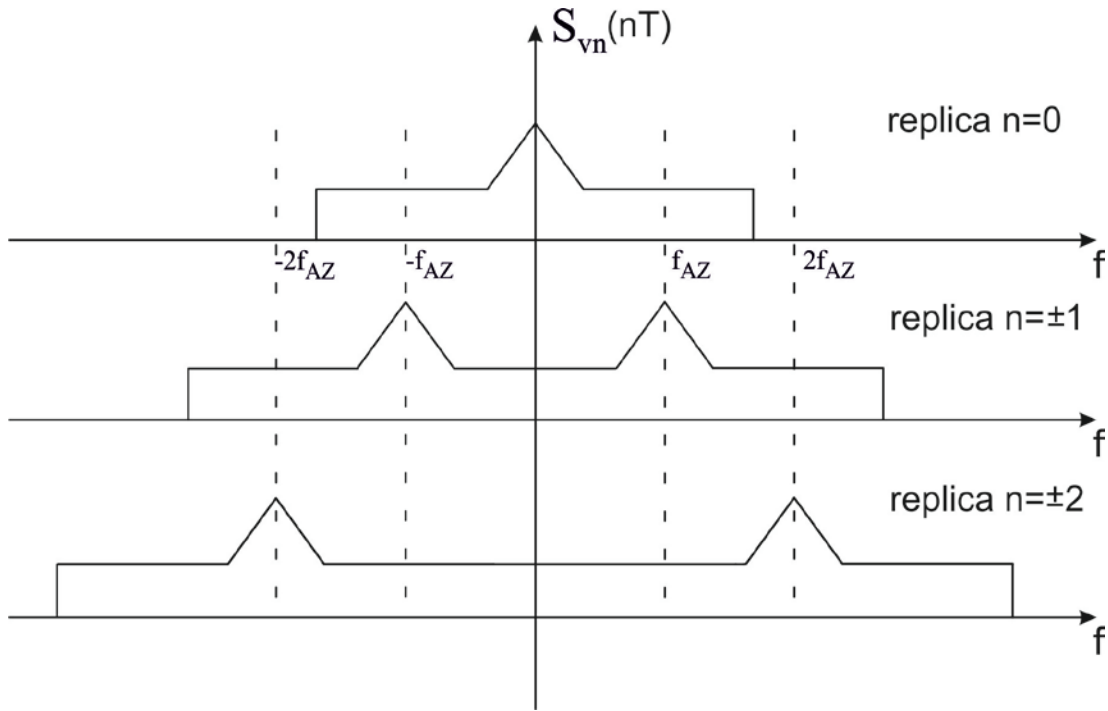


Figura 1.22: Spettro del rumore campionato

Il campionamento genera n repliche dello spettro di rumore centrate in $\pm n f_{AZ}$. La replica in banda base cancella il rumore $V_n(t)$ mentre le altre repliche causano foldover. Questo senza considerare che si ha campionamento più mantenimento, quindi in realtà non si ha un campionamento ad opera di funzioni delta di Dirac come nel teorema di Nyquist. Considerando il mantenimento, si avrebbe che lo spettro risultante dal campionamento viene pesato per una $\text{sinc}(\pi f T_{AZ})$, che si annulla per f_{AZ} e per i suoi multipli. Per ogni replica si ha uno spostamento della banda di f_{AZ} , ed ognuna di esse contribuisce al rumore in banda base fino a che la traslazione dell'ennesima replica risulta maggiore della banda dell'amplificatore. Il numero di repliche positive che si trovano in banda base sarà dato da:

$$n = \frac{B}{f_{AZ}}$$

Tenendo conto sia delle repliche positive che negative la densità spettrale di potenza di rumore in banda base risulta:

$$S_{Vn} = 2n S_{BB}$$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

dove S_{BB} indica la densità di rumore termico nella zona ad alta frequenza.

Poiché la banda deve essere tale da far andare a regime l'amplificatore nel breve tempo di autozero, si ha $B \gg f_{AZ}$ e il numero di repliche che contribuiscono al rumore in banda base sarà elevato. Il vantaggio di questa tecnica consiste nel basso valore di offset che si riesce ad ottenere e il mantenimento di un funzionamento paragonabile ad un amplificatore tempo-continuo per quanto riguarda il segnale di ingresso. Lo spettro di rumore tipico di un amplificatore che utilizza la tecnica di autozero è mostrato in figura 1.23.

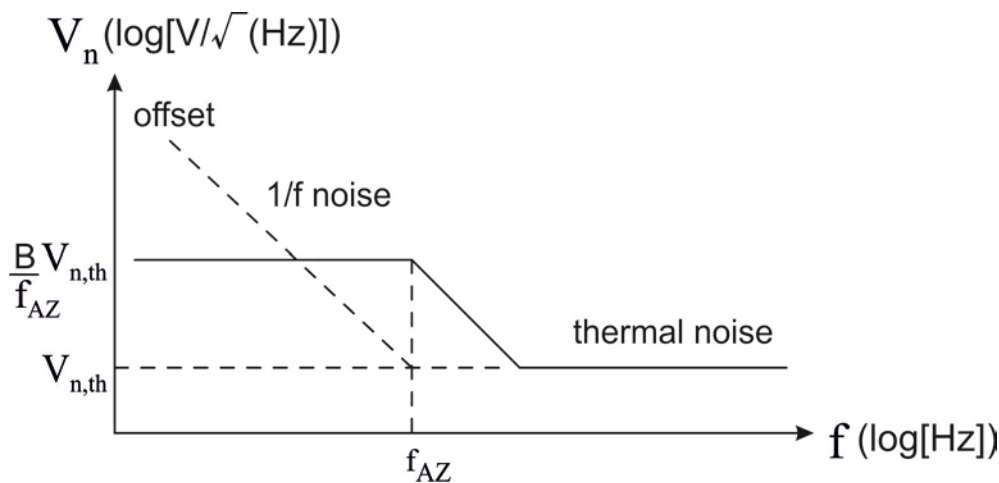


Figura 1.23: Spettro di rumore di un amplificatore che implementa la tecnica di autozero. In tratteggio è mostrato lo spettro di rumore originario dell'amplificatore.

1.6.2 Correlated double sampling (CDS)

La tecnica CDS a differenza della tecnica di autozero prevede due campionamenti del rumore in un periodo. Il sistema è tempo discreto, in quanto anche il segnale di uscita è campionato. Il principio della CDS viene mostrato in figura 1.24.

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

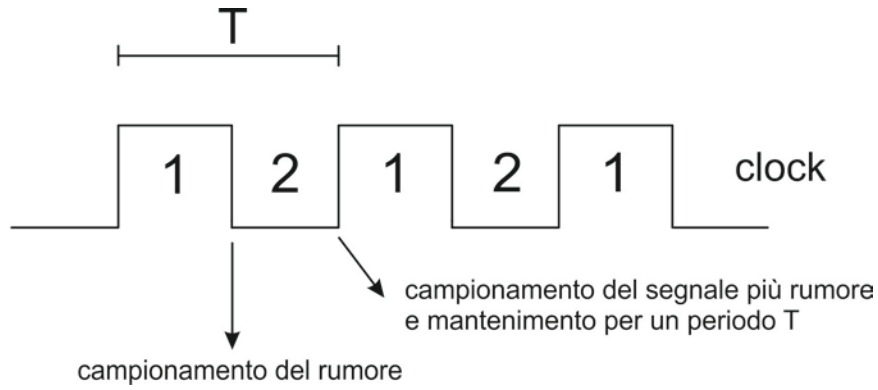


Figura 1.24: Principio della tecnica CDS

La tensione di uscita ha un'espressione del tipo:

$$V_{out}(nT) = A \left[V_s(nT) + V_n(nT) - V_n\left(nT - \frac{T}{2}\right) \right]$$

Lo spettro del segnale di uscita è quello tipico dei sistemi di campionamento con tenuta. Per non introdurre distorsione nel segnale, occorre campionare con una frequenza f_{ck} superiore al doppio della banda del segnale (per evitare l'aliasing). Per quanto riguarda il rumore, è possibile ricorrere al seguente modello equivalente:

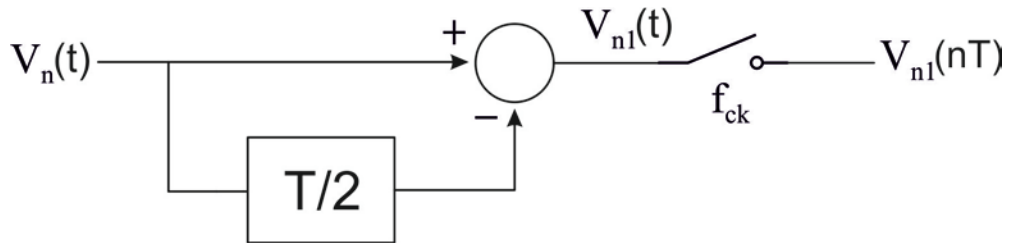


Figura 1.25: Modello equivalente di rumore per la tecnica CDS

$$V_{n1}(t) = V_n(t) - V_n\left(t - \frac{T}{2}\right)$$

$$V_{n1}(f) = V_n(f)(1 - e^{-j\pi fT}) = 2jV_n(f)e^{-\frac{j\pi fT}{2}} \sin\left(\frac{\pi fT}{2}\right)$$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

La densità spettrale di potenza di $V_{n1}(t)$ risulta pertanto:

$$S_{Vn1}(f) = 4S_{Vn}(f) \sin^2\left(\frac{\pi f T}{2}\right)$$

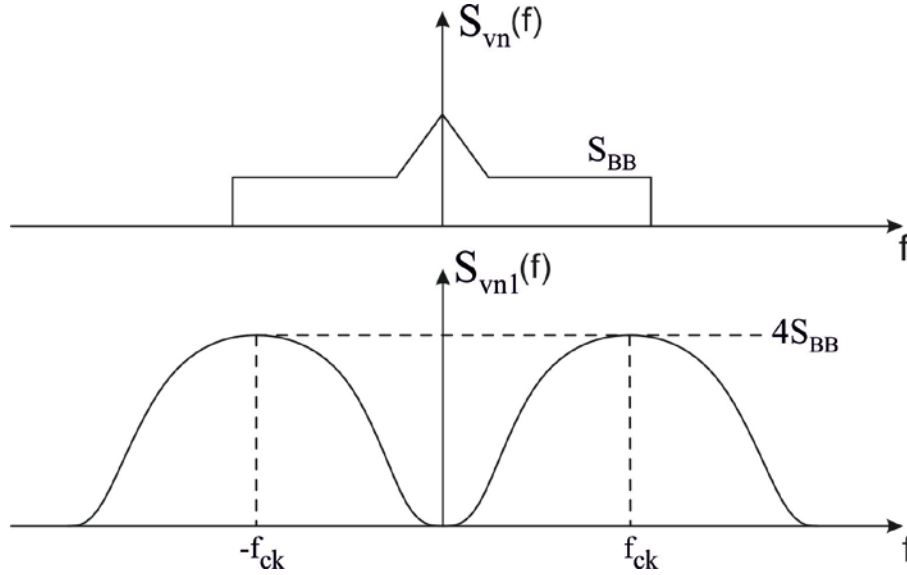


Figura 1.26: Densità spettrale di potenza di $V_n(t)$ e $V_{n1}(t)$

Il campionamento introduce repliche traslate di nf_{ck} producendo il fenomeno dell'aliasing e in banda base vengono sommate varie repliche del rumore termico. A differenza della tecnica di autozero, in questo caso il rumore viene filtrato dalla funzione $\sin^2\left(\frac{\pi f T}{2}\right)$. Considerando la banda utile dovuta al teorema di Nyquist ($-f_{ck}/2 \div f_{ck}/2$) solamente le repliche dispari contribuiscono al rumore in banda base. Il numero delle repliche positive in banda base è dato da:

$$n = \frac{B}{f_{ck}}$$

Tenendo conto delle sole repliche dispari la densità spettrale di rumore in banda base risulterà pertanto:

$$S_{Vn} \cong 4nS_{BB}$$

Sebbene la densità di rumore nella CDS sembri essere doppia rispetto a quella di autozero, c'è da considerare che il tempo in cui l'amplificatore può andare a regime

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

è un semiperiodo della frequenza di campionamento del segnale. Di conseguenza la banda dell'amplificatore può essere ridotta e si ottiene facilmente $n_{CDS} \ll n_{AZ}$.

1.6.3 Modulazione Chopper

Il principio della tecnica chopper è mostrato in figura 1.27. Il segnale di ingresso V_s viene modulato alla frequenza di chopper f_{chop} attraverso la moltiplicazione con il segnale ad onda quadra $m(t)$. Successivamente il segnale viene amplificato e modulato nuovamente all'uscita dell'amplificatore, subendo così una demodulazione che lo riporta in banda base. Il rumore invece viene modulato solo una volta all'uscita dell'amplificatore, in modo che esso venga traslato alla frequenza di chopper e alle relative armoniche. La frequenza di chopper deve essere superiore alla frequenza di corner del rumore introdotto dall'amplificatore, in modo da poter cancellare il rumore flicker. Le componenti dell'offset e del rumore modulate vengono eliminate dal filtro passa-basso. Affinché ciò sia possibile, la banda del filtro deve essere minore di $(f_{chop} - f_k)$, dove f_k è la frequenza di corner del rumore flicker. Ciò impone ovviamente dei limiti anche sulla banda del segnale utile. Il vantaggio di questa tecnica è l'immunità al noise foldover, in quanto il segnale e il rumore non vengono campionati.

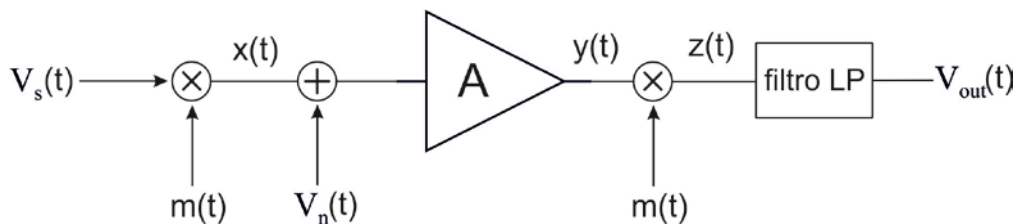


Figura 1.27: Principio della modulazione chopper

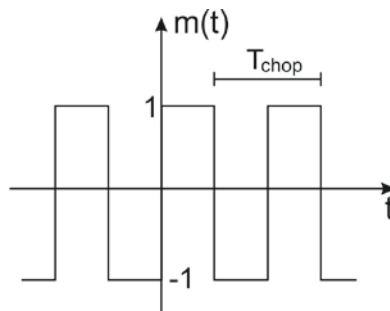


Figura 1.28: Andamento del segnale $m(t)$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Analizziamo il segnale $x(t)$ dopo la modulazione e la sua trasformata di Fourier:

$$x(t) = m(t)V_s(t) \xrightarrow{F} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S(f - nf_{chop}) C_n$$

dove abbiamo indicato con $S(f)$ la trasformata di Fourier di $V_s(t)$ e con C_n il coefficiente di Fourier della n -esima armonica di $m(t)$. Dal momento che $m(t)$ è un segnale dispari, i coefficienti di Fourier delle armoniche pari sono nulli. Lo spettro del segnale $x(t)$ pertanto risulta:

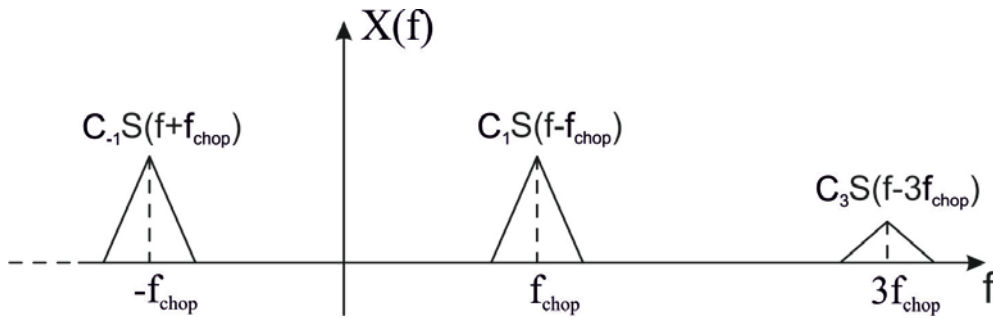


Figura 1.29: Spettro del segnale $x(t)$

Quando all'uscita dell'amplificatore il segnale viene demodulato, si creano repliche traslate per ogni replica in ingresso. La traslazione di $-nf_{chop}$ è quella che riporta in banda base il segnale. Considerando la banda dell'amplificatore infinita, dopo la demodulazione si avrà in banda base:

$$A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S(f) C_n C_{-n} = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S(f) |C_n|^2 = AS(f)$$

Il rumore in uscita, una volta modulato, sarà traslato sulle nf_{chop} , con n dispari, ed ognuna replica pesata per il coefficiente $|C_n|^2$:

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

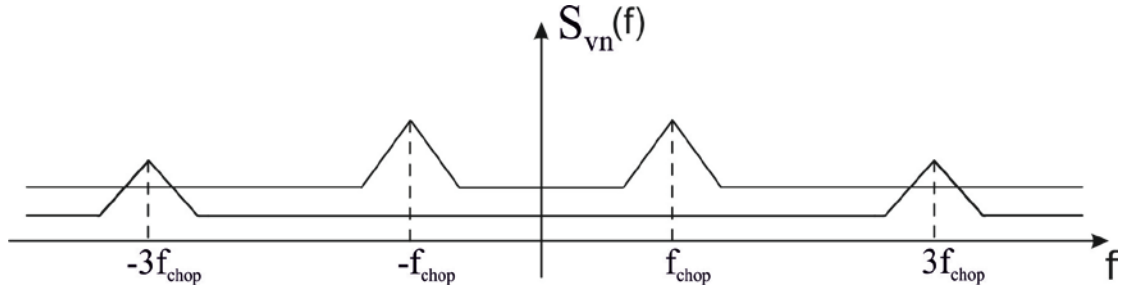


Figura 1.30: Spettro di rumore in uscita dopo la modulazione

Se la frequenza di chopper è sufficientemente alta, in banda base si riporta solo il rumore termico e si ottiene:

$$S_{Vn} = S_{BB} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |C_n|^2 = S_{BB}$$

Si riesce così a raggiungere la cancellazione del rumore flicker e dell'offset nella banda di lavoro. Si noti come questo sia possibile grazie al fatto che il segnale modulante $m(t)$ è a media nulla e il coefficiente C_0 dello sviluppo di Fourier è nullo.

In realtà, considerando la banda dell'amplificatore non infinita, gli indici delle sommatorie non si estenderanno fino all'infinito. Di conseguenza, non tutte le repliche del segnale arrivano al demodulatore di uscita, causando all'uscita del filtro passa-basso un errore sul guadagno. Per quanto riguarda il rumore, non tutte le repliche vengono sommate:

$$S_{Vn} = S_{BB} \sum_{k=-n}^{+n} |C_k|^2 \quad \text{con } n = \frac{B}{f_{chop}}$$

Tuttavia dato l'andamento decrescente dei termini C_k si avrà una riduzione poco significativa del rumore termico.

Banda finita dell'amplificatore

La rimozione dell'ipotesi di banda infinita comporta che l'amplificatore non vada a regime istantaneamente. Consideriamo per semplicità un amplificatore con una risposta a polo dominante del tipo:

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

$$A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}}$$

con A_0 il guadagno in continua e ω_p la pulsazione di polo dell'amplificatore. Supponendo di applicare una tensione in ingresso V_s costante, il segnale $y(t)$ all'uscita dell'amplificatore non è in grado di seguire perfettamente le variazioni del segnale modulato $x(t)$. La risposta infatti avrà un andamento esponenziale tipico di un sistema del primo ordine, come mostrato in figura 1.31.

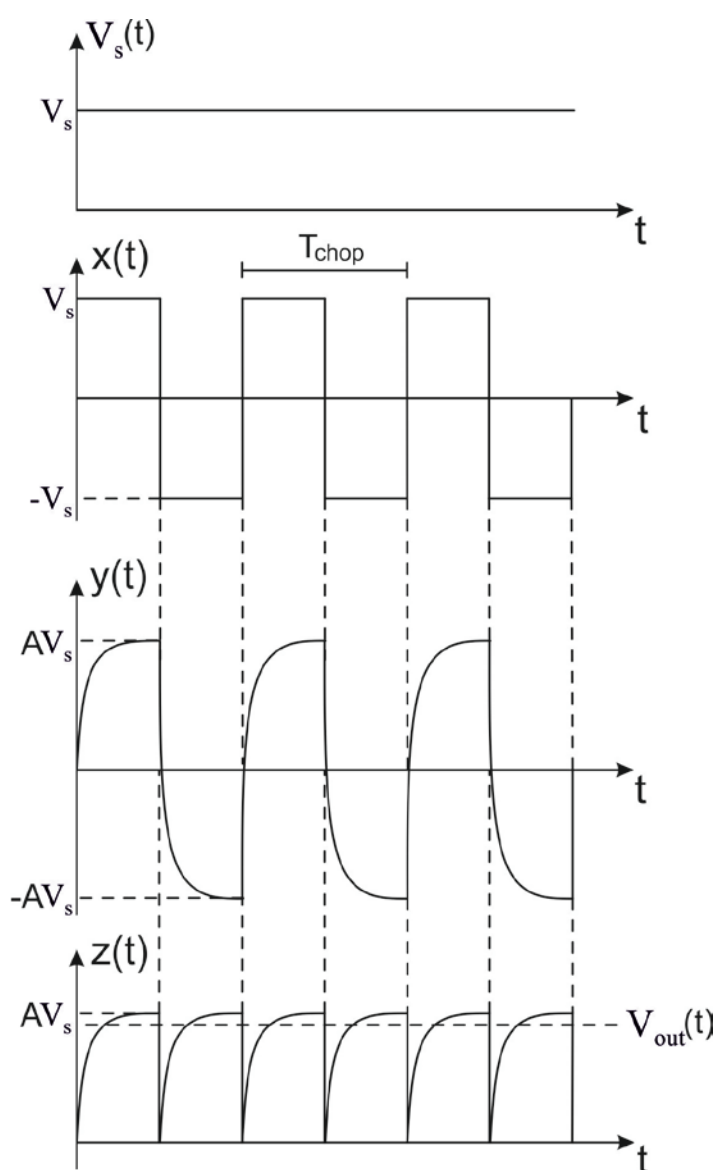


Figura 1.31: Andamento temporale dei vari segnali a seguito della banda finita dell'amplificatore

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

In uscita dall'amplificatore, gli esponenziali negativi vengono invertiti mediante la demodulazione, e da come si nota dal grafico sono presenti degli spikes sul segnale $z(t)$ a frequenza $2f_{chop}$ che si sovrappongono alla tensione continua ideale. Questi impulsi sono causati dalla banda finita dell'amplificatore, e alterano il valor medio del segnale estratto dal filtro.

Una semplice soluzione per ridurre il ripple in uscita consiste nell'includere un filtro passa-basso in uscita (già utilizzato peraltro nella tecnica chopper) in modo da rimuovere le componenti frequenziali al di sopra della frequenza di chopper. In uscita dal filtro si ottiene sostanzialmente il valore medio del segnale $z(t)$, che a causa del ripple si discosterà dal valore ideale pari a AV_s . Questo tipo di soluzione pertanto introduce un errore sul guadagno, che può essere quantificato come segue. Il segnale $z(t)$ in un semiperiodo $\frac{T_{chop}}{2}$ ha la seguente espressione:

$$z(t) = 2AV_s \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - AV_s$$

dove abbiamo indicato con τ la costante di tempo del sistema ($\tau = \omega_p^{-1}$). La tensione V_{out} può essere quindi calcolata come valore medio in un semiperiodo della funzione $z(t)$:

$$\begin{aligned} V_{out}(t) &= \frac{2}{T_{chop}} \int_0^{\frac{T_{chop}}{2}} z(t) dt = \frac{2}{T_{chop}} \int_0^{\frac{T_{chop}}{2}} \left[2AV_s \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - AV_s \right] dt \\ &= \frac{2}{T_{chop}} \left[AV_s \frac{T_{chop}}{2} + 2AV_s \tau \left(e^{-\frac{T_{chop}}{2\tau}} - 1 \right) \right] \end{aligned}$$

Facendo l'ipotesi che valga $2\tau \ll T_{chop}$, ovvero che la pulsazione di polo dell'amplificatore sia molto maggiore del doppio della frequenza di chopper ($\omega_p \gg 2f_{chop}$), è possibile trascurare l'esponenziale rispetto ad 1. Si ottiene così:

$$V_{out}(t) = AV_s \left(1 - \frac{4\tau}{T_{chop}}\right)$$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

L'errore relativo sul guadagno risulta essere:

$$\epsilon_G = \frac{AV_s - V_{out}}{AV_s} = \frac{4\tau}{T_{chop}}$$

Da questa relazione si nota come l'errore sul guadagno sia proporzionale al rapporto frequenza di chopper-frequenza di polo dell'amplificatore.

Un errore di guadagno analogo viene introdotto dalla rete RC presente in ingresso all'amplificatore. La resistenza è dovuta all'impedenza di sorgente, mentre la capacità è costituita dalla capacità di ingresso dell'amplificatore. Considerando un topologia fully-differential dell'amplificatore si ha:

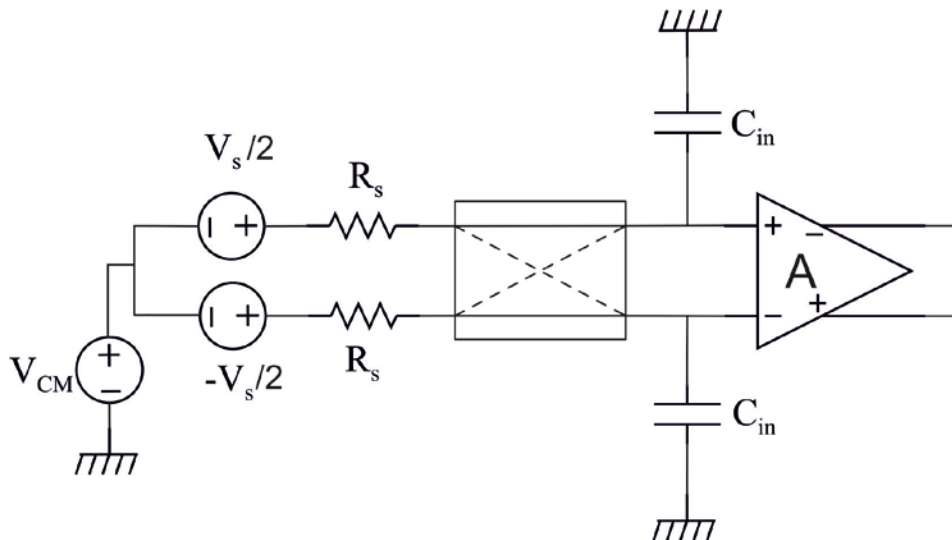


Figura 1.32: Effetto delle resistenze di sorgente e delle capacità di ingresso dell'amplificatore

Le capacità di ingresso C_{in} vengono caricate e scaricate ad ogni semiperiodo a causa del modulatore che inverte i due conduttori. In questo caso la costante di tempo con cui avviene la carica e la scarica delle capacità è pari a $\tau = R_s C_{in}$, e l'errore di guadagno che ne consegue risulta essere:

$$\epsilon_G = \frac{4R_s C_{in}}{T_{chop}}$$

Offset residuo

L'offset di un amplificatore chopper è limitato dalle iniezioni di carica del modulatore di ingresso. Le iniezioni di carica e il clock feedthrough introdotto dagli interruttori del modulatore sono le cause dominanti dell'offset residuo in un amplificatore chopper, in quanto generano degli spikes che compaiono in ingresso dell'amplificatore. Analizziamo più in dettaglio i due effetti, considerando il seguente circuito di campionamento:

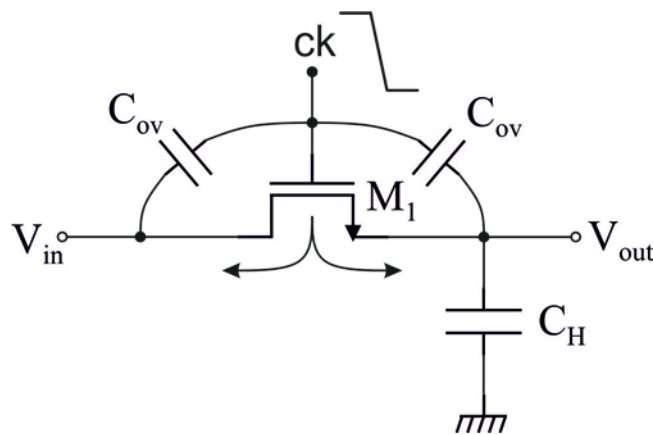


Figura 1.33: Circuito di campionamento con interruttore MOS

La tensione di clock pilota il gate del MOS M_1 che si comporta come interruttore. Quando M_1 è acceso si può assumere $V_{in} \cong V_{out}$, e la quantità di carica presente nel canale di inversione è pari a:

$$Q_{ch} = WLC_{ox}(V_{DD} - V_{in} - V_{th})$$

dove abbiamo indicato con W , L , V_{th} rispettivamente la larghezza, la lunghezza e la tensione di soglia di M_1 . Quando l'interruttore si apre, per la conservazione della quantità di carica, Q_{ch} passa attraverso i terminali di drain e source dando luogo al fenomeno dell'iniezione di carica. La carica iniettata verso sinistra viene assorbita dal generatore V_{in} e non genera alcun errore. La carica iniettata verso destra, invece, si deposita sul condensatore C_H , introducendo un errore nella tensione di uscita. Assumendo per semplicità che la quantità di carica del canale si divida in parti uguali tra i due pozzetti, l'errore risultante in uscita è pari a:

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

$$\Delta V = \frac{Q_{ch}}{2C_H} = \frac{WLC_{ox}(V_{DD} - V_{in} - V_{th})}{2C_H}$$

Si noti come l'errore risulti direttamente proporzionale a WLC_{ox} e inversamente proporzionale a C_H .

Oltre all'iniezione di carica, vi è un'altra causa di errore sulla tensione di uscita noto come clock feedthrough. Questo fenomeno è dovuto alle capacità parassite C_{ov} che costituiscono le capacità di overlap gate-drain e gate-source di M_1 . A causa di queste capacità si ha un accoppiamento del segnale di clock con la tensione ai capi del condensatore. Questo effetto introduce un errore sulla tensione di uscita, che può essere espresso come segue:

$$\Delta V = V_{ck} \frac{WC_{ov}}{WC_{ov} + C_H}$$

dove C_{ov} è la capacità di overlap per unità di larghezza. L'errore ΔV risulta indipendente dalla tensione di ingresso e si manifesta come un offset nella caratteristica ingresso/uscita.

Consideriamo ora un modulatore di ingresso realizzato con interruttori MOS:

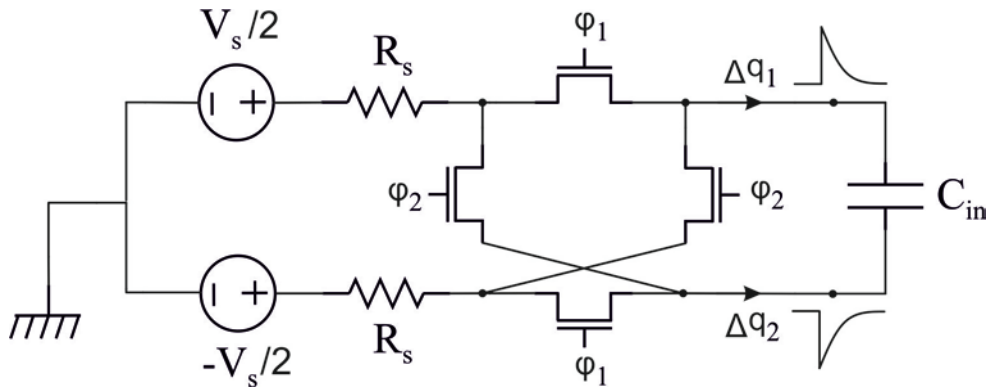


Figura 1.34: Effetto delle iniezioni di carica dovute al modulatore di ingresso

Ad ogni transizione degli interruttori una certa quantità di carica Δq viene iniettata nella capacità di ingresso dell'amplificatore, causando uno spike avente una tensione di picco pari a $V_{inj} = \Delta q / C_{in}$. Il segnale risulta periodico con $T = 1/f_{chop}$,

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

e ad ogni periodo la scarica della tensione avrà un andamento esponenziale con una costante di tempo $\tau = 2R_s C_{in}$ (vedi grafico 1.35).

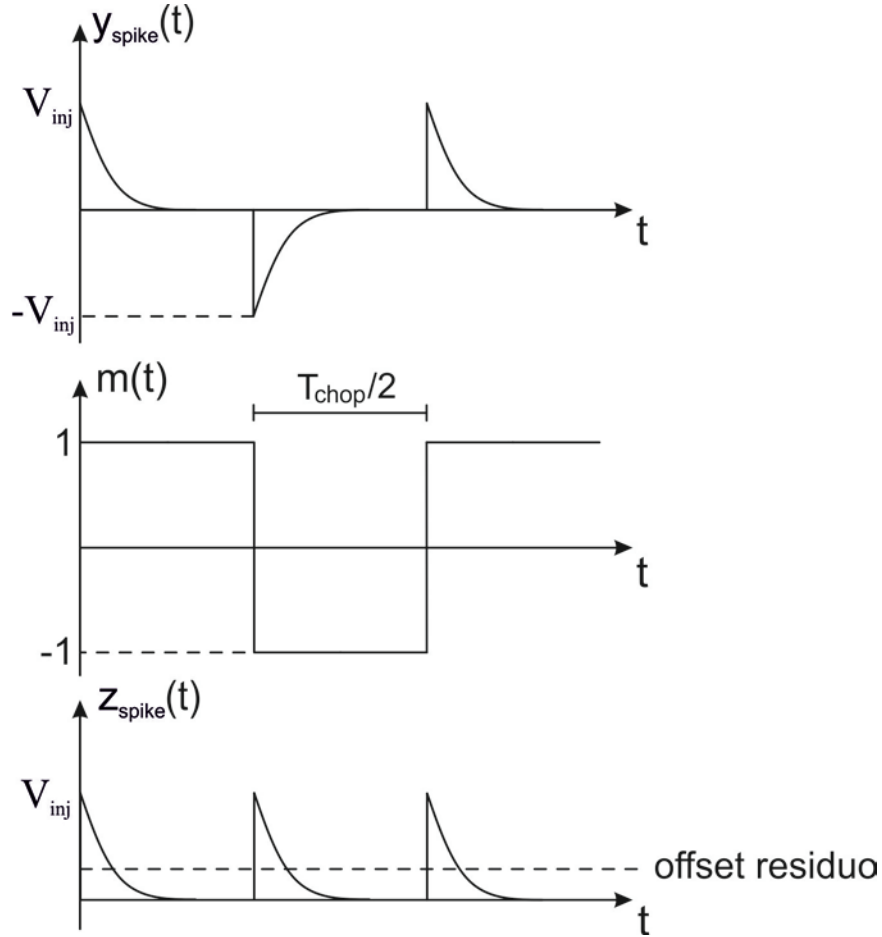


Figura 1.35: Offset residuo a causa delle iniezioni di carica del modulatore di ingresso

Dopo la demodulazione sono presenti solo spikes positivi, che costituiscono un offset in quanto la componente DC del segnale demodulato non è nulla. Si può dimostrare, considerando l'amplificatore con banda infinita, che l'offset residuo riportato in ingresso risulta pari a:

$$V_{\text{offRTI}} = \frac{2\tau}{T_{\text{chop}}} V_{\text{inj}} = 4R_s C_{in} f_{\text{chop}} V_{\text{inj}}$$

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Per ridurre l'offset residuo si potrebbe pensare di agire sui seguenti fattori: la frequenza di chopper, la resistenza della sorgente e l'iniezione di carica del modulatore. La diminuzione della frequenza di chopper, tuttavia, non è una reale soluzione, in quanto per rimuovere correttamente il rumore $1/f$ deve essere superiore alla frequenza di corner. La resistenza della sorgente è imposta dal segnale di ingresso e generalmente non può essere modificata dal progettista. L'effetto dell'iniezione di carica è imposto principalmente dalla scelta del processo e può essere minimizzato dal progettista con l'utilizzo di transistori di dimensioni minime. Per realizzare gli interruttori si può fare affidamento ad altri tipi di switch, ad esempio si possono utilizzare circuiti più complessi come le pass-gate con dummy per ridurre l'iniezione di carica.

Tecniche per la riduzione dell'offset residuo

Una tecnica per la riduzione dell'offset residuo viene presentata da Menolfi [2]. La potenza degli spikes è principalmente contenuta nelle armoniche successive alla frequenza di chopper, mentre la potenza del segnale utile modulato è contenuta essenzialmente nell'armonica fondamentale della frequenza di chopper. Introducendo un filtro passa-banda all'interno dell'amplificatore, in modo che vada ad agire sul segnale modulato contenente gli spikes, è possibile limitare la potenza del segnale indesiderato, mentre solo una piccola parte del segnale utile viene perso. La frequenza di centro banda del filtro ω_0 viene posta uguale alla frequenza di chopper, e il fattore di qualità Q del filtro deve essere elevato per aumentare l'attenuazione degli spikes. Lo svantaggio di questo tipo di tecnica consiste in una ridotta accuratezza di guadagno, in quanto essa risulta dipendente dal fattore di qualità Q del filtro e dal matching tra f_{chop} e ω_0 .

Un'altra tecnica consente di ridurre l'offset residuo modificando l'architettura chopper classica. Questa soluzione viene definita come tecnica nested-chopper [2]. L'idea di base è quella di considerare un amplificatore chopper convenzionale come un normale amplificatore senza rumore $1/f$ e con un offset residuo. L'offset di questo amplificatore può essere ridotto introducendo un'altra coppia di modulatori, operanti però ad una frequenza minore (vedi figura 1.36).

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

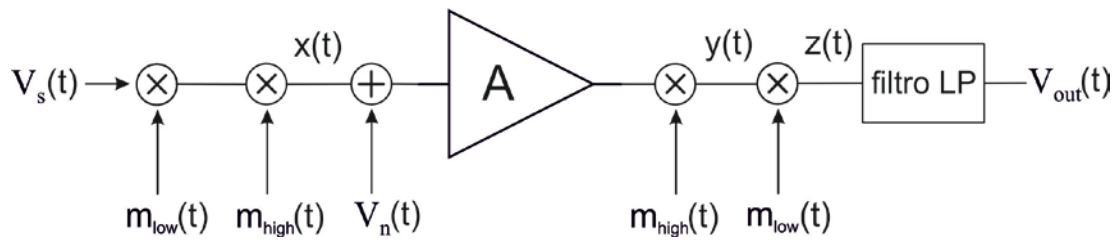


Figura 1.36: Modulazione nested-chopper per la riduzione dell'offset residuo

Questa frequenza può essere minore della frequenza di corner in quanto il rumore flicker è stato rimosso dai modulatori interni all'amplificatore chopper. Dal momento che i modulatori esterni lavorano a bassa frequenza, l'offset residuo dovuto a questi modulatori sarà molto minore rispetto al chopper tradizionale. I corrispondenti segnali dell'amplificatore nested-chopper vengono mostrati in figura 1.37.

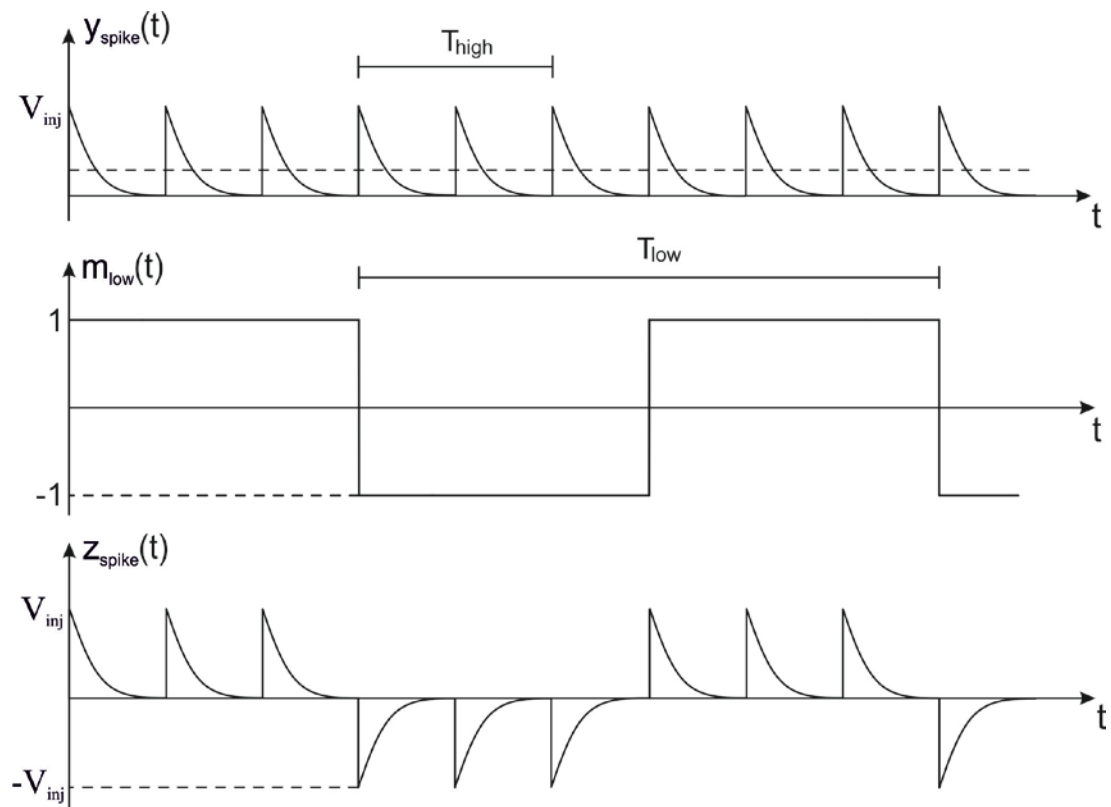


Figura 1.37: Andamento temporale dei vari segnali nell'amplificatore nested-chopper

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

Gli spikes presenti per effetto dell'iniezione di carica alla frequenza f_{chop_high} vengono modulati dal chopper in uscita ad una frequenza f_{chop_low} . Grazie a questa modulazione l'energia media degli spikes risulta nulla e di conseguenza l'offset residuo è teoricamente zero.

Se teniamo conto degli spikes dovuti al modulatore a bassa frequenza in ingresso, vi sarà un miglioramento dell'offset residuo rispetto alla tecnica chopper che dipenderà dal rapporto tra f_{chop_high} e f_{chop_low} . Considerando valori opportuni per le frequenze di chopper, ad esempio $f_{chop_high} = 2\text{ kHz}$ e $f_{chop_low} = 20\text{ Hz}$, l'offset residuo sarà diminuito di un fattore 100.

1.6.4 Architettura Ping-pong

Come abbiamo descritto precedentemente, la tecnica dell'autozero consente di ottenere un segnale di uscita privo di ripple, a costo però dell'aumento del rumore a basse frequenze a causa del noise foldover. La tecnica del chopper, d'altra parte, ha il vantaggio di non incrementare il rumore, ma introduce un ripple in uscita non desiderato. La tecnica ping-pong combina queste due tecniche in una nuova architettura, sfruttando così i pregi dell'una e dell'altra. Un amplificatore da strumentazione "current-feedback" che utilizza la tecnica ping-pong viene mostrato in figura 1.38 (tratta da [3]).

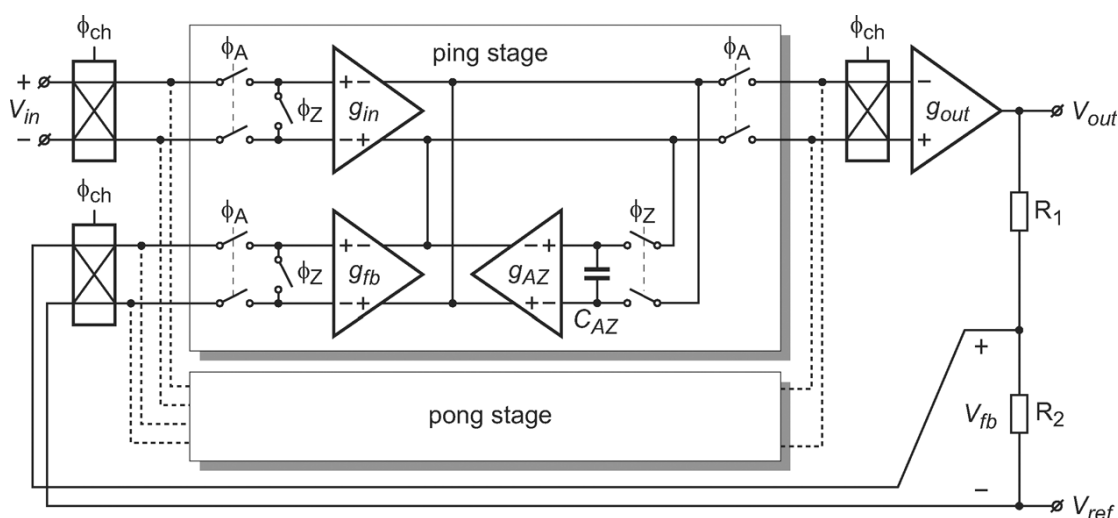


Figura 1.38: Architettura di un InAmp con tecnica ping-pong

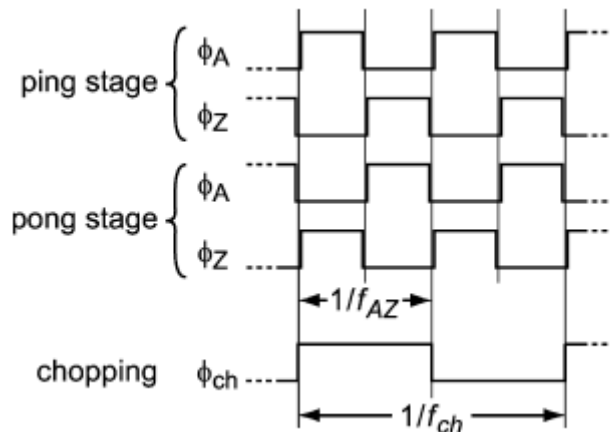


Figura 1.39: Diagramma temporale per le fasi di autozero e di chopper

L'amplificatore presenta due stadi di ingresso con autozero che operano in modalità ping-pong: mentre uno stadio è in fase di campionamento del rumore e dell'offset, l'altro è in fase di amplificazione del segnale di ingresso e fornisce il segnale di uscita. Ognuno di questi due stadi è costituito da un transduttore di ingresso g_{in} , un transduttore di feedback g_{fb} nominalmente identico a quello di ingresso, un circuito di cancellazione delle correnti di offset formato da g_{AZ} e C_{AZ} . Durante la fase di autozero ϕ_Z , gli ingressi di g_{in} e g_{fb} sono cortocircuitati e in uscita ai due transduttori saranno presenti le correnti di offset. Queste correnti scorrono nel condensatore C_{AZ} , che costituisce un integratore. L'integratore andrà a pilotare il transduttore g_{AZ} in modo tale da generare una corrente di compensazione che annulli le correnti di offset.

La tecnica chopper è stata applicata mediante l'utilizzo di modulatori, inseriti in ingresso e in uscita dei due stadi ping-pong. La frequenza di chopper è stata fissata pari alla metà della frequenza di autozero. In questo modo, le inversioni di polarità associate al chopping coincidono con le transizioni dalla fase di autozero alla fase di amplificazione. La demodulazione causa la traslazione in continua del rumore presente alla frequenza di $f_{ch} = f_{AZ}/2$. Il chopper risulta quindi utile solo nel caso in cui il rumore a $f_{AZ}/2$ non è stato incrementato in seguito all'applicazione della tecnica di autozero all'amplificatore. Generalmente, un amplificatore con autozero presenta una DSP di rumore elevata in una banda che va dalla DC fino a f_{AZ} , a causa

CAPITOLO 1. AMPLIFICATORI DA STRUMENTAZIONE

dell'aliasing. Tuttavia, la banda su cui la DSP di rumore è stata incrementata per via dell'autozero può essere ridotta andando a dimensionare opportunamente il circuito di cancellazione dell'offset. Il circuito può essere schematizzato come segue:

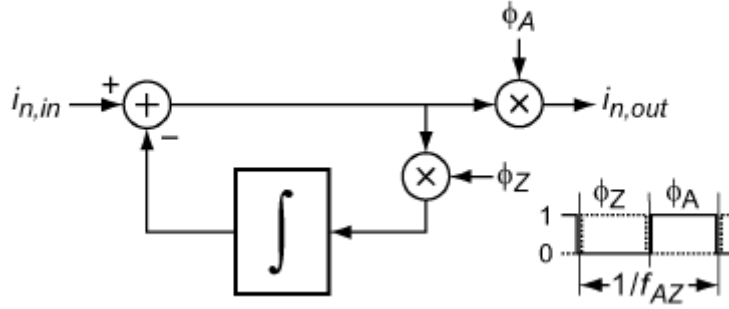


Figura 1.40: Modello per il loop di cancellazione dell'offset

In questo modello, le correnti di rumore dei transduttori g_{in} , g_{fb} e g_{AZ} sono rappresentate con il generatore $i_{n,in}$ in ingresso al circuito di autozero; C_{AZ} e g_{AZ} sono rappresentate da un integratore ideale, con una banda pari a:

$$f_{null} = \frac{g_{AZ}}{2\pi C_{AZ}}$$

Dalle simulazioni si nota come la DSP di rumore riportata in ingresso dipenda dalla banda dell'integratore f_{null} . Per valori di f_{null} maggiori di f_{AZ} , la DSP risulta incrementata in banda base a causa del sottocampionamento del rumore dalla continua alla frequenza f_{AZ} . In questo caso, il loop di cancellazione dell'offset richiede soltanto un ciclo di autozero per il funzionamento. Per valori di f_{null} minori di f_{AZ} , in particolare per $f_{null} < f_{AZ}/2$, la DSP di rumore non risulta aumentata a causa dell'utilizzo dell'autozero. Come conseguenza a questa scelta, il loop di cancellazione dell'offset richiederà più cicli per andare a regime. Con questo accorgimento il noise foldover dovuto alla tecnica di autozero non è più presente.

In conclusione, l'architettura ping-pong permette di realizzare un amplificatore tempo continuo esente dall'offset ripple che caratterizzava la tecnica chopper classica, con un livello di rumore a basse frequenze pressoché identico al rumore termico a dispetto di una maggiore complessità e ingombro del circuito.

Capitolo 2

Soluzione proposta

In questo capitolo analizzeremo le varie implementazioni dell'amplificatore da strumentazione che sono state realizzate all'interno del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione dell'Università di Pisa. Le architetture di questi amplificatori sono state progettate per la lettura di sensori termici integrati, al fine di realizzare un microsistema che comprendesse al suo interno sia il sensore sia l'interfaccia analogica di lettura. La prima versione dell'amplificatore risale all'anno 2004, successivamente la topologia è stata modificata più volte al fine di ottenere migliori prestazioni principalmente in termini di rumore, consumo di potenza ed area occupata del chip. Il microsistema che è stato realizzato è un flussimetro termico integrato, ovvero un sensore di portata che si basa sulla dissipazione di calore causata dal moto convettivo del fluido, la quale dipende dalla portata dello stesso. Il chip è stato fabbricato utilizzando il processo BCD6s della STMicroelectronics.

2.1 Flussimetro termico integrato

I sensori termici sono molto utilizzati in applicazioni di misura, in quanto oltre a misurare direttamente una quantità termica come la temperatura e il calore, sono in grado di svolgere la funzione di trasduttori di altre quantità fisiche, legate indirettamente ad una differenza di temperatura tramite effetti termici. Con lo sviluppo e l'evoluzione dei processi tecnologici, soprattutto per quanto riguarda il micromachining, i sensori termici possono essere facilmente integrati in un chip di

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

silicio, senza ricorrere a processi dedicati e sfruttando i layers disponibili di un processo CMOS standard. Tra i vari sensori di temperatura, le termopile rappresentano l'approccio più efficace per rilevare differenze di temperatura in un sistema MEMS: non richiedono un'alimentazione e non consumano potenza, hanno un offset intrinsecamente nullo, non soffrono del problema dell'autoriscaldamento.

2.1.1 Termopile

Le termopile sono costituite da più termocoppie connesse in serie: ognuna di esse non è altro che una coppia di conduttori di materiale diverso uniti in un punto (giunzione calda della termocoppia). Quando viene applicata una differenza di temperatura tra la giunzione calda e la zona delle due estremità libere dei conduttori (giunzione fredda della termocoppia), si rileva una differenza di potenziale elettrico tra i terminali della giunzione fredda che è funzione della differenza di temperatura. Questo fenomeno viene denominato effetto Seebeck ed è di origine termoelettrica, ovvero riguarda la conversione reversibile di energia elettrica in energia termica e viceversa. L'effetto Seebeck può essere descritto considerando il seguente sistema:

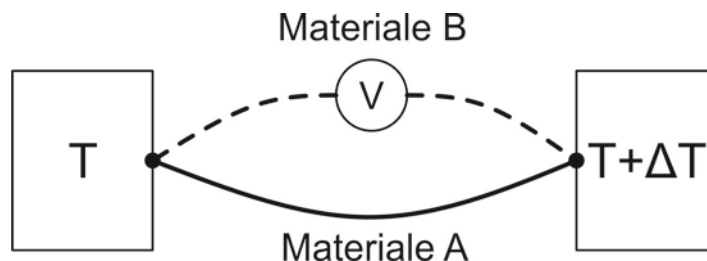


Figura 2.1: Effetto Seebeck in una termocoppia

I due materiali A e B costituiscono un circuito ad anello interrotto da un voltmetro ideale. Le due giunzioni sono termostatate a due temperature differenti T e $(T + \Delta T)$. Nel circuito non scorre corrente a causa della presenza del voltmetro ideale. Per effetto Seebeck si osserva una tensione misurata dal voltmetro pari a:

$$V = \alpha_{AB} \Delta T$$

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

dove α_{AB} rappresenta il coefficiente di Seebeck differenziale relativo alla coppia di conduttori A e B. La tensione di uscita di una termocoppia risulta quindi proporzionale alla differenza di temperatura tra le due giunzioni.

In un processo CMOS standard, una termocoppia può essere realizzata utilizzando polisilicio-n/polisilicio-p oppure polisilicio-p/alluminio. A differenza delle termocoppie tradizionali, in cui i materiali sono conduttori metallici, la resistenza del sensore sarà più grande a causa della maggiore resistività del polisilicio. Una termopila integrata con un processo CMOS può presentare così una resistenza serie elevata, e il rumore termico introdotto da questa deve essere tenuto in considerazione in quanto andrà ad incidere sulla risoluzione del sistema di misura.

Andando a considerare la tensione di uscita di una termopila V_{th} e il valore efficace di rumore termico associato V_{nt} , è possibile calcolare la minima differenza di temperatura che può essere individuata:

$$V_{th} = n\alpha\Delta T; \quad V_{nt} = \sqrt{4kTnR_TB}$$

dove abbiamo indicato con n, α, R_T rispettivamente il numero delle termocoppie che costituiscono la termopila, il coefficiente di Seebeck e la resistenza di una singola termocoppia. Il termine B rappresenta la banda del sistema di lettura che dipenderà dal tipo di applicazione. La risoluzione pertanto risulta essere:

$$\min(\Delta T) = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{4kTR_TB}{n}}$$

A parità di resistenza della termocoppia e del coefficiente α , si noti come un incremento del numero n delle termocoppie si rifletta in una maggiore risoluzione. In pratica, valori tipici di n per una termopila integrata non superano le decine, in quanto l'occupazione di area diventa improponibile per un sistema MEMS con una dimensione intorno alle diverse centinaia di micron. La resistenza di strato del polisilicio varia tra 10-100 Ω a seconda del processo utilizzato, pertanto la resistenza della termopila può superare facilmente decine di k Ω . Nel calcolo della risoluzione del sistema di misura, è necessario notare che non è stato preso in considerazione il

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

rumore introdotto dall'interfaccia analogica di lettura del sensore, in quanto esso dipenderà dalla topologia e dalle caratteristiche dell'amplificatore da strumentazione.

2.1.2 Sensore realizzato

Il sensore integrato nel microsistema è costituito da due termopile con due riscaldatori. Esso è stato realizzato tramite post-processing (per maggiori informazioni si rimanda a [26]). La struttura del sensore, schematizzata in figura 2.2 (tratta da [23]), è simile ad una configurazione calorimetrica differenziale, con la differenza che il riscaldatore è stato diviso in due sezioni termicamente isolate.

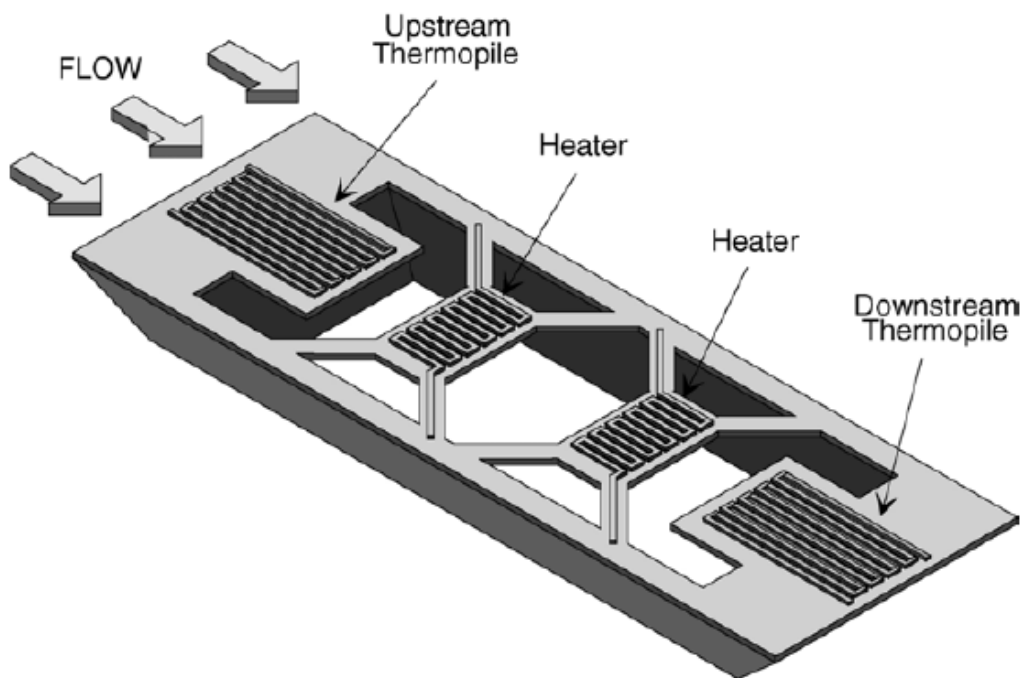


Figura 2.2: Struttura del sensore con doppio riscaldatore

In questa configurazione viene misurata l'asimmetria del profilo di temperatura causata dal moto del fluido attorno ai due riscaldatori. I due riscaldatori, composti da due identici resistori di polisilicio-n di 2 k Ω , sono posti simmetricamente tra le due termopile. Ognuna di queste è formata da dieci termocoppie polisilicio-

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

n/polisilicio-p, e l'isolamento termico delle giunzioni calde dal substrato è stato ottenuto mediante un attacco del bulk del silicio al di sotto degli elementi di sensing, in modo tale che essi siano sospesi su una membrana di SiO_2 .

Il pilotaggio dei riscaldatori viene effettuato mediante una tecnica specifica che mantiene costante il rapporto tra l'eccitazione (potenza, tensione o corrente) dei due riscaldatori (ovvero $P_1/P_2 = costante$), attraverso un apposito driver.

Il vantaggio di questa tecnica di pilotaggio consiste nella possibilità di rimuovere l'offset presente in assenza di flusso e la sua deriva, a causa delle inevitabili asimmetrie strutturali. Con uno sbilanciamento delle potenze fornite ai due riscaldatori, infatti, viene compensato l'offset in modo tale che la tensione differenziale delle due termopile sia nulla in assenza di flusso. Questa funzione viene realizzata per mezzo di specchi di corrente programmabili in modo digitale introdotti all'interno del driver dei riscaldatori.

La sorgente di segnale, ovvero quella che porta informazione sulla portata del fluido, è costituita dalla differenza delle tensioni prodotte dalle termopile ($V_{T1} - V_{T2}$), ognuna delle quali sarà proporzionale alla differenza di temperatura tra la rispettiva giunzione calda e quella fredda. Le due giunzioni fredde delle termopile sono elettricamente in contatto tra loro, e quindi è possibile applicare una tensione V_{CM} che risulta essere a modo comune tra le due termopile (tipicamente $V_{CM} = 1.65 V$).

2.1.3 Struttura del microsistema e relativo package

Un semplice schema a blocchi del microsistema integrato viene mostrato in figura 2.3 (tratta da [27]):

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

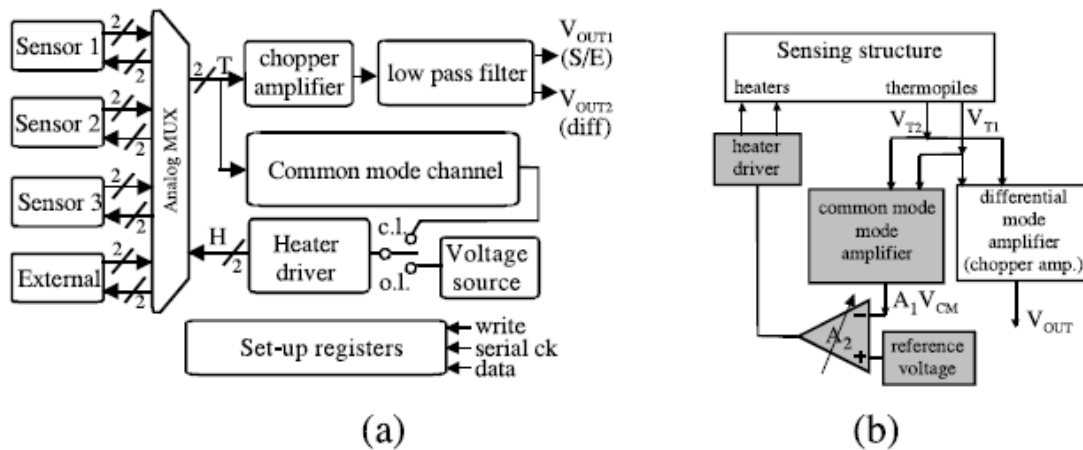


Figura 2.3: Diagramma a blocchi del sistema (a) e rappresentazione del loop di compensazione della pressione (b)

Il sistema comprende tre strutture di sensing, l'interfaccia analogica di lettura composta da un amplificatore da strumentazione e il driver dei riscaldatori. Attraverso un multiplexer analogico è possibile selezionare un sensore integrato desiderato, oppure connettere all'interfaccia di misura un sensore esterno semplicemente utilizzando i pads dedicati.

Il chip comprende inoltre un loop di compensazione della pressione che va ad agire direttamente sul pilotaggio dei riscaldatori. Gli effetti della pressione vengono cancellati utilizzando un approccio recentemente proposto [25], che si basa sulla tensione di modo comune (V_C) di V_{T1} e V_{T2} per determinare le variazioni di pressione. Si può dimostrare infatti che la tensione V_C è pressoché indipendente dalla portata del fluido, mentre risulta proporzionale alla pressione in modo simile alla dipendenza della portata con il segnale $(V_{T1} - V_{T2})$. Il circuito di compensazione, illustrato in figura 2.3(b), consiste in un amplificatore di modo comune la cui tensione di uscita va a modulare, attraverso un comparatore, la potenza fornita ai riscaldatori per compensare la riduzione di sensibilità che si verifica quanto la pressione del fluido diminuisce.

Il package realizzato appositamente per il flussimetro termico è mostrato in figura 2.4.

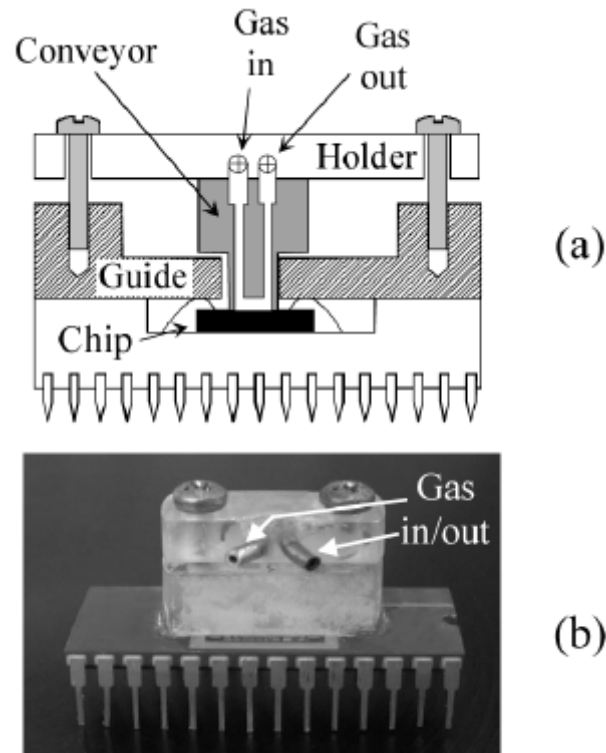


Figura 2.4: Profilo del package utilizzato (a) e fotografia del chip realizzato (b)

Il package è costituito essenzialmente da un blocco in polimetilmetacrilato (PMMA) opportunamente lavorato e incollato sulla superficie del chip. La presenza di un convogliatore all'interno del package, perfettamente allineato con le strutture di sensing, consente al flusso di non disperdersi in tutto il chip. Per maggiori informazioni sulla realizzazione e sulle caratteristiche del package si rimanda a [26].

2.2 Caratteristiche degli amplificatori da strumentazione

I vari amplificatori da strumentazione realizzati nel corso degli anni, come già anticipato, sono stati progettati come interfaccia di lettura per il sensore termico integrato del flussimetro sopra citato. Questa interfaccia deve amplificare la tensione differenziale prodotta dalle termopile, allo scopo di raggiungere un valore di tensione adeguato per la successiva conversione in digitale mediante un convertitore AD. Le caratteristiche della sorgente sono qui sotto riportate:

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

- Il segnale di uscita dalla termocoppia ha un fondo scala limitato a pochi mV, pertanto valori di tensione intorno al μV devono poter essere risolti dall'amplificatore. Questo, per poter ottenere la massima risoluzione del sistema di misura, dovrà introdurre un rumore inferiore al rumore termico della sorgente (resistenze delle termopile), in modo da rendere marginale il suo contributo rispetto al rumore complessivo.
- L'estensione spettrale del segnale va dalla continua fino a poche centinaia di Hertz. L'amplificatore deve quindi svolgere la funzione di filtraggio a bassa frequenza, per mezzo di un filtro esterno oppure facendo in modo che l'architettura dell'amplificatore abbia una funzione di trasferimento low-pass.
- La resistenza di sorgente ha un valore elevato, tipicamente intorno ai 50 k Ω . L'utilizzo della tecnologia CMOS risulta necessaria al fine di rendere trascurabile la resistenza della sorgente rispetto a quella di ingresso dell'amplificatore. Per minimizzare l'offset e il rumore a bassa frequenza introdotto dall'amplificatore CMOS bisogna pertanto ricorrere ad una delle tecniche dinamiche di cancellazione dell'offset.

Le diverse versioni dell'amplificatore da strumentazione che analizzeremo presentano tutte un'architettura fully-differential, in quanto questa configurazione permette un'elevata reiezione dei disturbi a modo comune (oltre ad una dinamica doppia rispetto ad un sistema single-ended), e utilizzano la tecnica chopper per abbattere l'offset e il rumore flicker, poiché tra le varie tecniche dinamiche essa garantisce il più basso livello di rumore nel range di frequenze intorno alla continua. Per la progettazione e le analisi successive è stato adoperato il simulatore ELDO, utilizzato in ambiente CADENCE, con il design kit del processo BCD6s della STMicroelectronics.

2.3 Prima versione (anno 2004/05)

Lo schema a blocchi dell'amplificatore chopper è mostrato in figura 2.5 (tratta da [18]). Le termopile sono rappresentate con due generatori di tensione pari a $V_d/2$ e $-V_d/2$, ciascuno di essi in serie con la resistenza della termocoppia $R_S/2$. Sul terminale centrale è applicata una tensione di modo comune, necessaria per il corretto funzionamento dello stadio di ingresso dell'amplificatore.

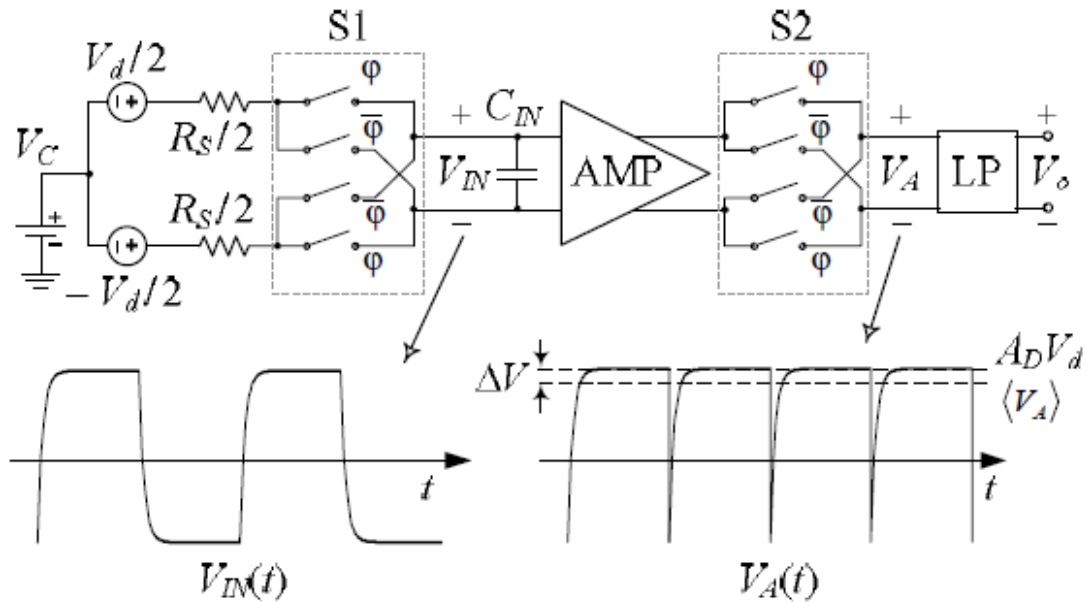


Figura 2.5: Schema a blocchi dell'amplificatore chopper. I segnali $V_{IN}(t)$ e $V_A(t)$ si riferiscono al caso di $V_d = \text{cost.}$

La modulazione chopper è implementata mediante i due modulatori S_1 e S_2 che introducono idealmente la moltiplicazione per 1 e -1, controllati con un segnale di clock alla frequenza di chopper f_{CH} . L'andamento esponenziale del segnale $V_{IN}(t)$ è dovuto al caricamento della capacità C_{IN} (capacità di ingresso dell'amplificatore) a due valori di tensioni opposte, con una costante di tempo pari a $R_S C_{IN}$. Di conseguenza, il segnale demodulato $V_A(t)$ non ha un valore costante ma presenta degli spikes alla frequenza di $2f_{CH}$. L'effetto della squadra $R_S C_{IN}$ sull'errore di guadagno di un amplificatore chopper è stato trattato nel capitolo 1 (vedi banda finita dell'amplificatore nel paragrafo 1.6.3).

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

Il blocco AMP è un amplificatore da strumentazione basato su un'architettura convenzionale di tipo folded cascode, mostrata in figura 2.6. L'impiego di due OTA (Operational Transconductance Amplifier) nello stadio di ingresso migliora la funzione di M_1 e M_2 come inseguitori di tensione, con un aumento della linearità e una minore sensibilità alla temperatura dell'amplificatore.

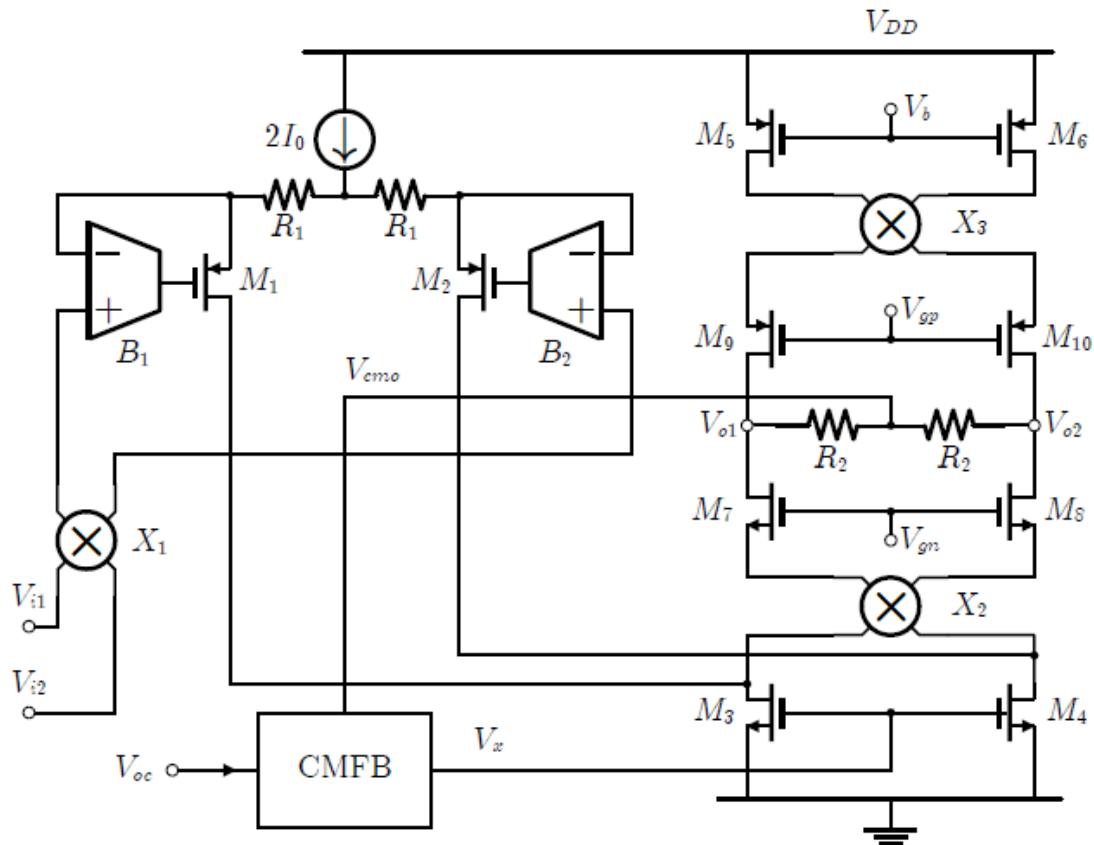


Figura 2.6: Amplificatore da strumentazione comprensivo dei modulatori

Il guadagno dell'amplificatore viene fissato dal rapporto tra il resistore differenziale di uscita R_2 e il resistore di degenerazione di sorgente R_1 ($G = R_2/R_1$). Il demodulatore S_2 è stato incorporato all'interno dell'amplificatore, ed è costituito dal modulatore S_{2a} che agisce sul segnale mentre il modulatore S_{2b} modula l'offset e il rumore a bassa frequenza di M_5 e M_6 .

Il guadagno è stato fissato al valore di 500, e la frequenza di chopper è stata impostata a 4 kHz. L'occupazione di area di ciascun dispositivo di ingresso risulta

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

essere pari a $2500 \mu\text{m}^2$. La densità spettrale di tensione di rumore riferita in ingresso ha un valore di $32 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ alla frequenza di chopper, e dalla simulazione si nota come il contributo dominante sia la componente flicker. Il vantaggio della modulazione chopper, ovvero la presenza del solo rumore termico alle basse frequenze, non viene pertanto sfruttato. L'errore di guadagno risulta di 0.5% e il consumo di potenza raggiunge quasi 6 mW .

Il filtro passa basso in uscita dell'amplificatore non è stato integrato all'interno del chip, e deve quindi essere aggiunto esternamente. In fase di simulazione, il filtro è stato implementato con componenti ideali (R, L, C) ottenendo una funzione di trasferimento passa basso di secondo ordine di tipo Butterworth. La frequenza di cut-off del filtro è stata impostata a 200 Hz .

2.4 Seconda versione (anno 2005/06)

Questa versione utilizza la stessa architettura folded cascode dell'amplificatore precedente, ed implementa in uscita un filtro passa basso integrato del secondo ordine [12]. L'amplificatore da strumentazione è stato rivisto effettuando un diverso dimensionamento dei transistori, principalmente per avere maggiori prestazioni a livello di rumore. La specifica di rumore che è stata posta come obiettivo consiste in una densità spettrale di potenza di rumore riferita all'ingresso pari a $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, con un netto miglioramento rispetto alla versione precedente.

L'amplificatore da strumentazione è stato progettato in modo tale che il rumore complessivo sia dovuto sostanzialmente al rumore dei due OTA dello stadio di ingresso, facendo in modo che il contributo di rumore dell'amplificatore folded cascode sia trascurabile rispetto al rumore totale.

Il guadagno nominale dell'InAmp è stato fissato al valore di 500 , ma il guadagno effettivo risulta di 437.5 , a causa della grande capacità di ingresso che provoca un notevole abbassamento del valore medio in presenza di commutazioni. La frequenza di chopper è stata fissata uguale alla frequenza di corner dell'amplificatore, ovvero pari a 80 kHz .

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

Il filtro passa basso in uscita all'amplificatore chopper è stato progettato per reiettare i disturbi presenti nel segnale alla frequenza di chopper. Il segnale indesiderato è composto da un disturbo a modo comune, dovuto all'accoppiamento del segnale di clock tramite il demodulatore di uscita, e dall'offset modulato dell'amplificatore (chopped offset) che si sovrappone al segnale differenziale. La scelta della frequenza di cut-off del filtro è dettata dall'attenuazione che si desidera ottenere alla frequenza di 80 kHz. Ponendo tale quantità ad un fattore 100, ne risulta un filtro del secondo ordine con una frequenza di taglio di 8 kHz.

La cella biquadratica è stato realizzata impiegando filtri G_m/C , i quali utilizzano solamente transconduttori e capacità come elementi circuitali. La topologia del filtro viene mostrata in figura 2.7.

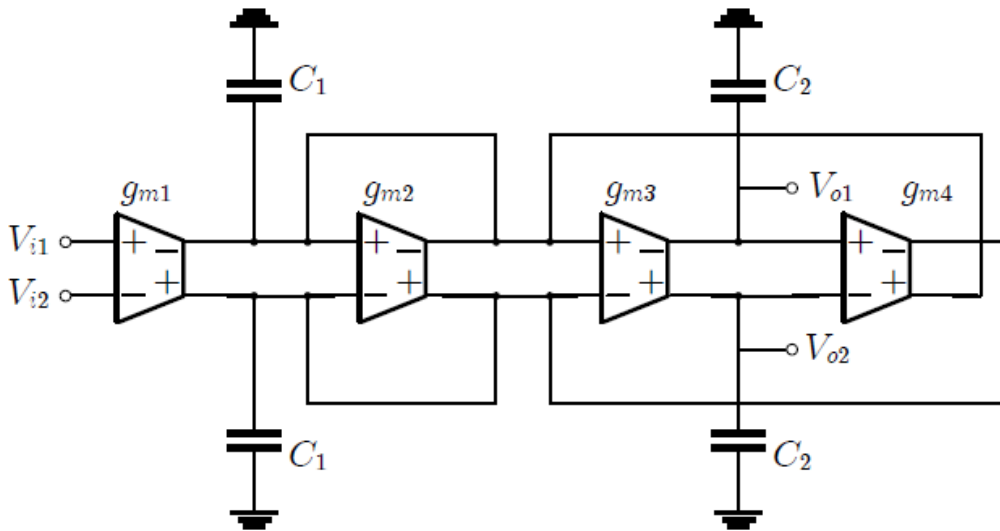


Figura 2.7: Schema circuitale del filtro passa basso

Il filtro è costituito da quattro transconduttori e quattro capacità; la funzione di trasferimento è la seguente:

$$\frac{V_{out}}{V_{id}} = \frac{\frac{g_{m1}}{g_{m4}}}{s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m3} g_{m4}} + s \frac{C_2 g_{m2}}{g_{m3} g_{m4}} + 1}$$

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

La scelta progettuale è stata quella di porre $g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_m$ e $C_1 = C_2 = C$, in modo tale che la frequenza di taglio del filtro sia data da:

$$f_0 = \frac{g_m}{2\pi C}$$

Imponendo un valore alla capacità C di 20 pF e dal momento che $f_0 = 80 \text{ kHz}$, si calcola immediatamente il g_m appropriato. Il guadagno del filtro, dettato dal rapporto g_{m1}/g_{m4} , è stato posto uguale a 4.

Il dimensionamento dei transduttori è stato effettuato con la specifica che il rumore introdotto dal filtro passa basso riferito all'ingresso dell'intero sistema non debba incidere sul rumore complessivo, e quindi sia trascurabile almeno nella banda di interesse. L'occupazione di area che ne comporta risulta molto elevata, maggiore di $50000 \mu\text{m}^2$.

Uno degli svantaggi per questa architettura di InAmp consiste nel filtro passa basso in cascata all'amplificatore che occupa buona parte dell'area totale del chip.

2.5 Terza versione (anno 2009/10)

In questo lavoro [22], l'approccio che è stato perseguito nell'architettura del nuovo InAmp è stato quello di introdurre la funzione passa basso all'interno dell'amplificatore chopper. L'utilizzo di un filtro low pass in cascata all'amplificatore, infatti, introduce un contributo di rumore e di offset riferito all'ingresso del sistema che non può essere trascurato, anche se il guadagno dell'amplificatore è dell'ordine di alcune centinaia. In sistemi fully-differential, nei quali la realizzazione di un filtro comporta l'utilizzo di capacità, i requisiti sul rumore per il filtro comportano una grande ingombro di area. Con questa approccio, invece, i dispositivi rumorosi del filtro sono sottoposti alla modulazione chopper e pertanto le loro specifiche di offset e di rumore a bassa frequenza risultano rilassate.

La nuova architettura si basa su un filtro G_m/C passa basso del secondo ordine, opportunamente modificato per provvedere al guadagno e modificato con

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

l'inserimento della modulazione chopper. Il diagramma a blocchi di un generico filtro passa basso del secondo ordine viene mostrato in figura 2.8.

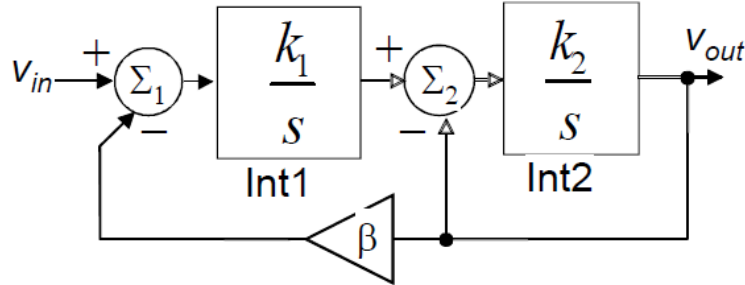


Figura 2.8: Schema a blocchi di un filtro low-pass del secondo ordine

Il filtro è composto da due integratori *Int1* e *Int2*, da due sommatori e da una rete di retroazione β . La funzione di trasferimento del sistema è la seguente:

$$H_{LP}(s) = \frac{A_0}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}$$

dove A_0 è il guadagno in continua, ω_0 è la pulsazione di taglio e Q è il fattore di qualità del filtro. I parametri del filtro possono essere facilmente calcolati:

ω_0	Q	A_0
$\sqrt{\beta k_1 k_2}$	$\sqrt{\beta k_1 / k_2}$	$1/\beta$

Indicando con S_{V1} e S_{V2} le densità spettrali di potenza di rumore riferiti all'ingresso dei due integratori *Int1* e *Int2*, è possibile calcolare la DSP di rumore in uscita:

$$S_{Vout} = |H_{LP}(j\omega)|^2 S_{V1}(f) + |H_{BP}(j\omega)|^2 S_{V2}(f)$$

Il rumore del primo integratore, infatti, vede una funzione di trasferimento di tipo passa basso uguale a quella del sistema, mentre quello del secondo integratore vede una funzione di trasferimento passa banda del tipo:

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

$$H_{BP}(s) = \frac{\frac{s}{\omega_0 Q}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}$$

Il rumore dovuto al secondo integratore viene quindi filtrato da una funzione passa banda, e di conseguenza il contributo di offset e di rumore flicker del blocco *Int2* al rumore in uscita può essere trascurato. La modulazione chopper pertanto è stata applicata solo al primo integratore, in quanto il rumore complessivo del filtro alle basse frequenze è dovuto esclusivamente al blocco *Int1*.

L'utilizzo di integratori G_m/C in un filtro passa basso dove la frequenza di taglio si attesta su un valore minore di un kHz comporta un elevato rumore termico che contrasta con le specifiche di basso rumore che si vogliono ottenere. Considerando un generico transconduttore G_m , si può dimostrare [29] che il rumore termico di tensione riferito all'ingresso ha la seguente espressione:

$$S_{VG} = m \frac{8}{3} K T \frac{1}{G_m}$$

nella quale m è un fattore maggiore di uno che dipende dalla topologia del transconduttore, K è la costante di Boltzmann e T è la temperatura assoluta. Il filtraggio a bassa frequenza impone valori di G_m molto piccoli, con la conseguenza di un elevato rumore termico che risulta maggiore del rumore termico dovuto alla resistenza dei sensori.

Dal momento che la modulazione chopper non agisce sul rumore termico, è stata adottata una strategia per limitare il rumore termico che viene prodotto dal transconduttore del primo integratore. La soluzione consiste nell'inserimento di un preamplificatore che riduce, a parità della transconduttanza totale G_m , la densità spettrale di potenza di rumore riferito all'ingresso. Per dimostrare ciò, prendiamo in considerazione un singolo stadio OTA con una transconduttanza G_m e la cascata di un preamplificatore con guadagno A ed un OTA con transconduttanza pari a G_m/A (vedi figura 2.9).

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

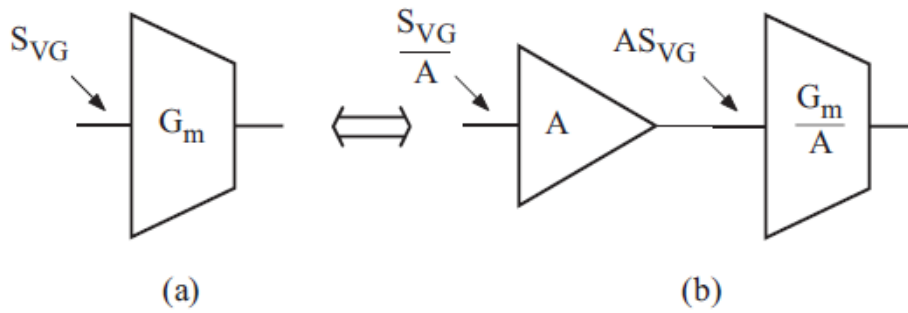


Figura 2.9: DSP di rumore di un OTA con transconduttanza G_m (a) e di un OTA con transconduttanza G_m/A preamplificato (b)

Per quanto riguarda il valore della transconduttanza complessiva, le due soluzioni risultano equivalenti (in entrambi è pari a G_m).

Indicando con S_{VG} la densità spettrale di potenza relativa al rumore termico del transduttore G_m , la DSP di rumore del transduttore G_m/A sarà A volte più grande. La densità spettrale di potenza di rumore riferita all'ingresso del sistema di figura 2.9(b) risulta:

$$S_V = \frac{S_{VG}}{A} + S_{VA}$$

dove con S_{VA} abbiamo indicato la DSP di rumore del preamplificatore A .

L'utilizzo del preamplificatore porta quindi il notevole vantaggio della riduzione di un fattore A della densità spettrale di potenza di rumore del transduttore, a costo di una maggiore complessità del sistema (e quindi dell'ingombro) e di un maggior consumo di potenza.

Nel progetto del preamplificatore c'è da considerare che questo risulta, insieme al primo transduttore, il blocco più critico per le specifiche di rumore, pertanto la topologia e il dimensionamento devono essere tali da limitare il contributo di rumore termico S_{VA} . L'architettura dell'amplificatore da strumentazione realizzato viene mostrata in figura 2.10.

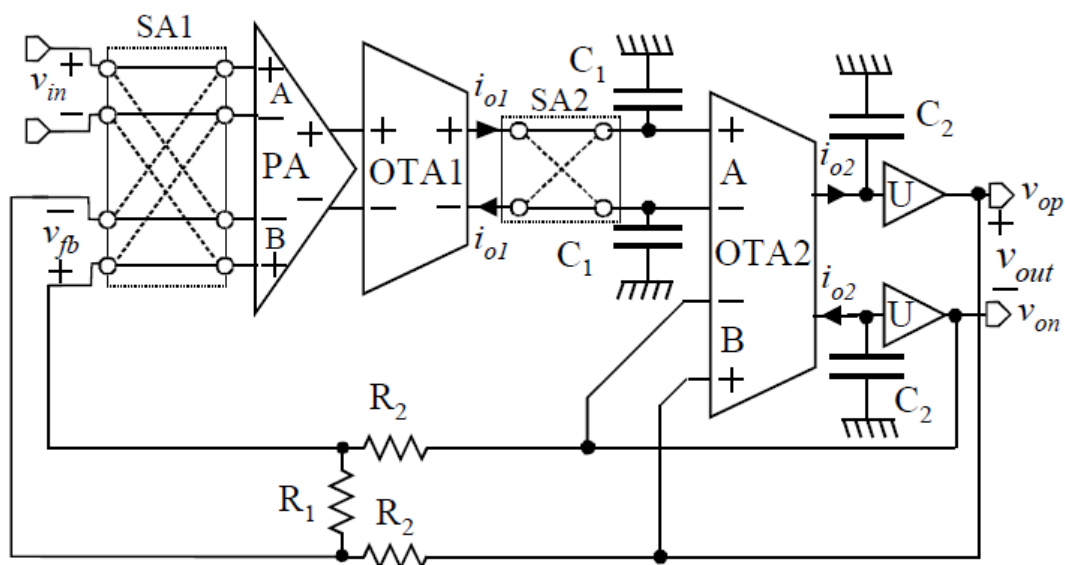


Figura 2.10: Diagramma a blocchi dell'amplificatore da strumentazione

I blocchi OTA1 ed OTA2 sono due transduttori fully-differential, con una transconduttanza rispettivamente pari a G_{m1} e G_{m2} . Questi due transduttori con le capacità C_1 e C_2 formano gli integratori *Int1* e *Int2* di figura 2.8. La corrispondenza tra lo schema a blocchi del filtro low pass e il circuito qui sopra riportato è data dalle seguenti relazioni:

$$k_1 = A_1 \frac{G_{m1}}{C_1}, \quad k_2 = \frac{G_{m2}}{C_2}$$

dove con A_1 abbiamo indicato il guadagno del preamplificatore PA. La funzione del sommatore Σ_2 è svolta dalla configurazione a doppia porta di ingresso del transconduttore OTA2.

Il preamplificatore ha due porte di ingresso A e B e i corrispettivi segnali di ingresso sono indicati con v_{1A} e v_{1B} . Il guadagno di PA è nominalmente identico per entrambe le porte. La corrente di uscita del transconduttore OTA1 può essere espressa come:

$$2i_{O1} = A_1 G_{m1} (v_{1A} + v_{1B})$$

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

La modulazione chopper implementata nell'InAmp adotta una tecnica originale di "port swapping" nel modulatore di ingresso SA1, il quale opera uno scambio tra la porta di ingresso e quella di feedback. Durante la fase φ_1 del clock, il segnale di ingresso v_{in} e il segnale di feedback v_{fb} sono collegati rispettivamente alle porte A e B, senza inversione di segno. Nella fase φ_2 del clock, invece, v_{in} è connesso alla porta B e v_{fb} alla porta A, entrambi con inversione di segno (vedi linee tratteggiate). Con questa tecnica, oltre a realizzare la classica modulazione del segnale tramite la moltiplicazione con il segnale ad onda quadra, si ottiene un'equalizzazione del possibile mismatch di guadagno tra la porta di ingresso e quella di feedback a causa di errori di processo. L'amplificazione del preamplificatore vista dal segnale in un periodo di clock risulterà quindi uguale alla media delle amplificazioni viste dalle due porte. Un altro vantaggio del "port swapping" consiste nella cancellazione a regime dell'errore di guadagno introdotto dalla modulazione chopper a causa delle squadre RC di ingresso. Si può dimostrare infatti che le capacità di ingresso della porta di feedback del preamplificatore, al momento dello switch da φ_1 a φ_2 del modulatore, sono precaricate ad un valore di tensione praticamente uguale a quello del segnale di ingresso. L'errore di guadagno che ne consegue, particolarmente elevato nel caso di modulazione classica per via delle alte resistenze di sorgente e delle grandi capacità di ingresso del preamplificatore, risulta pertanto trascurabile con l'utilizzo della tecnica "port swapping".

L'effetto della tensione di offset del blocco preamplificatore-OTA1 sulla tensione di uscita può essere stimato modulando l'offset con un segnale ad onda quadra avente una frequenza pari a quella del clock, e successivamente filtrando il segnale ottenuto con la funzione di trasferimento passa basso del sistema $H_{LP}(f)$. Scegliendo una frequenza di taglio f_0 molto minore della frequenza di clock, è possibile reiettare completamente l'offset modulato del blocco PA-OTA1.

La corrente di uscita del transduttore OTA2 può essere scritta come:

$$2i_{O2} = G_{m2}(v_{2A} + v_{2B})$$

indicando con v_{2A} e v_{2B} le tensioni differenziali in ingresso rispettivamente alla porta A e B dell'OTA2.

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

I blocchi “U” sono amplificatori operazionali a larga dinamica connessi nella configurazione a guadagno unitario. Essi hanno la funzione di buffer per le due uscite e servono quindi ad isolare i terminali di uscita dalla rete di reazione e dal carico del sistema.

Il blocco β è costituito dalla rete di resistori R_1 e R_2 che implementa l’attenuazione lungo il percorso di feedback, con la seguente relazione:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + 2R_2}$$

La scelta delle resistenze R_1 e R_2 permette di fissare il guadagno G dell’InAmp:

$$G = \frac{1}{\beta} = 1 + 2\frac{R_2}{R_1}$$

Per il preamplificatore è stata adottata la topologia folded cascode con due coppie differenziali in ingresso, in modo da ottenere le porte A ed B (vedi figura 2.11).

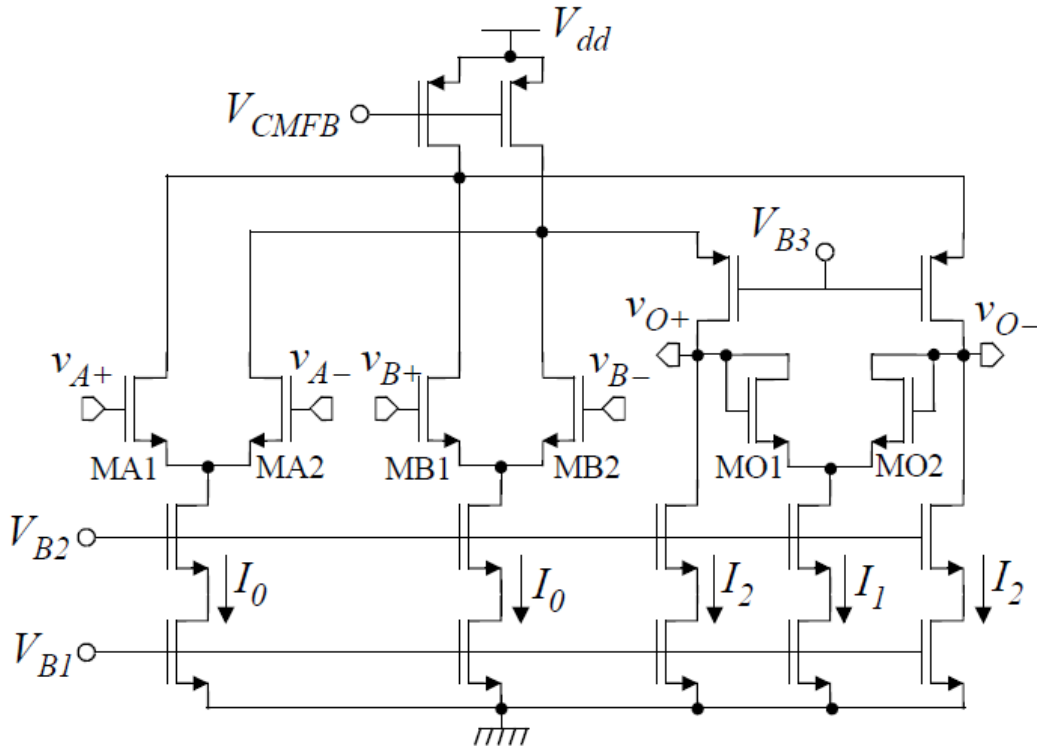


Figura 2.11: Topologia folded cascode del preamplificatore PA

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

Il carico di uscita è costituito dalla coppia di transistori MO1-MO2, polarizzati da una corrente I_1 . Il guadagno di questo stadio è dato da:

$$A_1 = \frac{g_{mi}}{g_{mo}} \cong \frac{(V_{GS} - V_t)_{out}}{(V_{GS} - V_t)_{in}} \frac{I_0}{I_1}$$

dove g_{mi} e $(V_{GS} - V_t)_{in}$ sono la transconduttanza e la tensione di overdrive dei dispositivi di ingresso mentre g_{mo} e $(V_{GS} - V_t)_{out}$ sono gli stessi parametri riferiti ai transistori che formano il carico di uscita.

Il circuito utilizzato per realizzare la funzione di transconduttore OTA1 e modulatore SA2 è mostrato in figura 2.12.

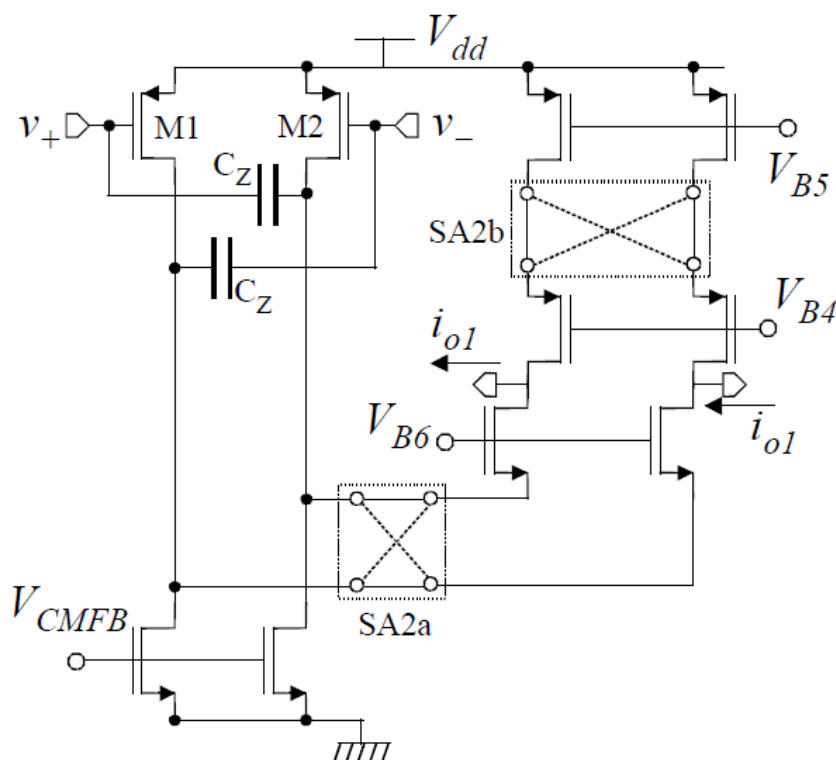


Figura 2.12: Topologia del transduttore OTA1 con il modulatore SA2 composto da due matrici di interruttori SA2a ed SA2b

La coppia pseudo differenziale formata dai transistori M1 e M2, operanti in zona di saturazione, effettuano la conversione tensione-corrente. La scelta di un'architettura folded cascode è stata dettata dalla necessità di una buona dinamica di uscita, la quale costituisce un parametro di merito per gli integratori. Il

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

modulatore SA2, diversamente dallo schema a blocchi ideale di figura 2.10, è stato suddiviso in due matrici di pass-gate poste in punti a bassa impedenza. Questo accorgimento evita il trasferimento di carica tra le linee che portano il segnale, a causa delle capacità parassite degli interruttori.

Le capacità C_Z sono utilizzate per compensare lo zero dovuto alle capacità gate-drain dei transistori di ingresso. Queste capacità sono necessarie in quanto lo sfasamento introdotto dallo zero causa una diminuzione della transconduttanza effettiva della cascata degli stadi PA-OTA1.

Il transconduttore OTA2 ha la stessa architettura dell'OTA1, con la rimozione dei modulatori e con l'aggiunta di un'altra coppia pseudo differenziale in ingresso per ottenere una porta aggiuntiva. Tutti gli interruttori che fanno parte dei modulatori sono stati implementati con delle pass-gate, opportunamente dimensionati per introdurre una resistenza serie trascurabile, e pilotati con due fasi di clock non-overlapping.

Il guadagno complessivo G dell'amplificatore è stato posto uguale a 200 e la frequenza di taglio f_0 è stata fissata a 200 Hz con $Q=0.707$, in modo da realizzare una funzione passa basso del secondo ordine di tipo Butterworth. La frequenza di clock è stata impostata a 20 kHz. Per ottenere il guadagno desiderato le resistenze che compongono la rete β sono state dimensionate con $R_1=2$ k Ω e $R_2=199$ k Ω . Il guadagno A_1 del preamplificatore è stato anch'esso scelto pari a 200, affinché si ottenessero le seguenti relazioni:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{G_{m1}C_2}{G_{m2}C_1}}$$

Le specifiche sono state soddisfatte scegliendo $G_{m1}=G_{m2}=28$ nS, $C_1=2C_2=32$ pF.

Dal momento che l'amplificatore da strumentazione è stato pensato per la lettura di termopile integrate, il dimensionamento dei dispositivi è stato eseguito in maniera tale da ottenere una DSP di rumore riportato in ingresso inferiore al rumore termico dovuto alla resistenza di sorgente. Un valore ragionevole per la resistenza di un

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

senso termico integrato in polisilicio si aggira intorno ai 100 k Ω . Il rumore termico che ne consegue risulta quindi pari a 1.6×10^{-15} V²/Hz a 300 K.

Il rumore in uscita al sistema è dovuto principalmente al contributo del blocco *Int1* (implementato dalla cascata PA-OTA1) per il fatto che la relativa tensione di rumore in ingresso viene moltiplicata per $|H_{LP}(j\omega)|^2$, che assume il valore A_o^2 nella banda dell'amplificatore. Il rumore in ingresso all'OTA2, invece, viene moltiplicato per $|H_{BP}(j\omega)|^2$, che assume il valore massimo di uno alla frequenza di taglio f_0 .

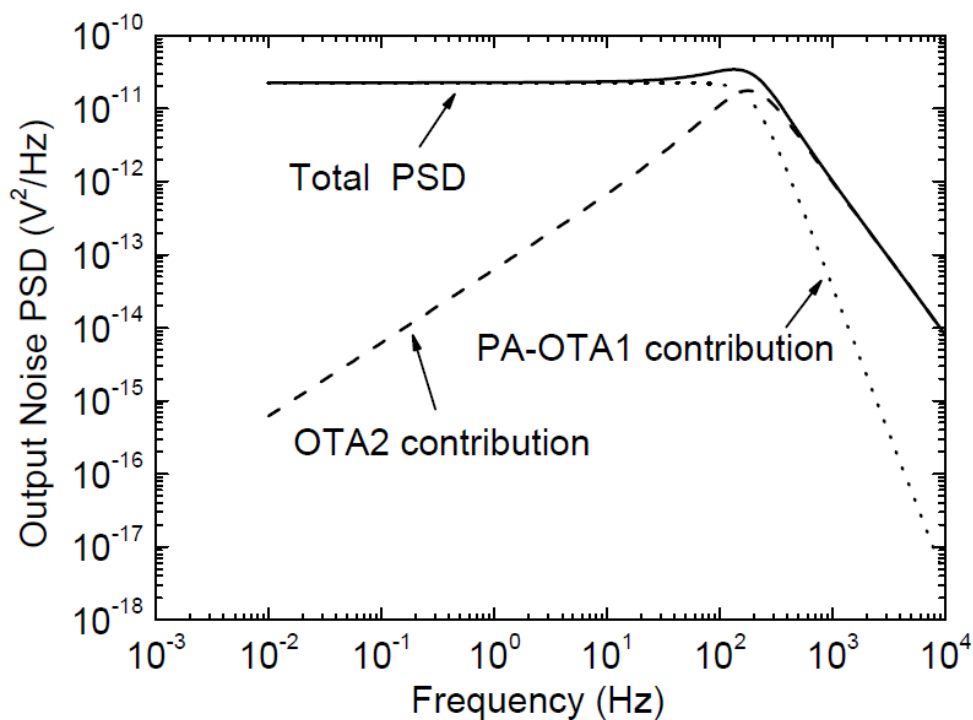


Figura 2.13: Densità spettrale di potenza di rumore in uscita

Lo sforzo di progettazione è stato quindi incentrato sulla cascata PA-OTA1. Poiché questo blocco è sottoposto alla modulazione chopper, si deve tenere conto soltanto della DSP di rumore alla frequenza di clock. Considerato che la DSP di rumore dell'OTA1 è riportata in ingresso divisa per il guadagno A_1 del preamplificatore, l'elemento critico risulta essere lo stadio PA in quanto contribuisce direttamente al rumore equivalente in ingresso dell'InAmp.

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

La densità spettrale di potenza di rumore in uscita risultante per $f \ll f_0$ è uguale a $2.2 \times 10^{-11} \text{ V}^2/\text{Hz}$ (vedi figura 2.13), che riferita all'ingresso equivale a $5.5 \times 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$. L'aumento della DSP intorno a f_0 è dovuto al contributo di rumore dell'OTA2. Il valore efficace della tensione di rumore in uscita, ottenuto integrando la DSP di rumore fino a 1 MHz e facendone la radice quadrata, risulta 100 μV corrispondente ad un valore *rms* di rumore in ingresso pari a 0.5 μV .

Le principali caratteristiche dell'amplificatore da strumentazione sono riportate nella seguente tabella:

Guadagno D.C.	200
Tensione di Alimentazione	3.3 V
Corrente di alimentazione	1.2 mA
Frequenza di taglio	200 Hz
Densità spettrale di rumore in ingresso	24 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rumore <i>rms</i> riferito all'ingresso	0.5 μV
Offset residuo (σ_{io})	1.25 μV
Area totale (stimata)	0.145 mm ²

I limiti di questa implementazione sono dovuti alla bassa efficienza in termini di corrente del preamplificatore, che va a gravare notevolmente sul consumo dell'InAmp (l'80% della corrente di alimentazione è richiesta dal PA), e ai buffer in uscita che introducono un rumore termico a larga banda aggiuntivo che può essere evitato.

2.6 Quarta versione (anno 2010/11)

Si tratta della versione più recente dell'amplificatore da strumentazione. L'architettura dell'InAmp rimane invariata rispetto a quella precedente (vedi figura 2.10), con solo alcune modifiche alla topologia e al dimensionamento dei circuiti. Tutte le considerazioni fatte in precedenza (applicazione della modulazione chopper al primo integratore, tecnica "port swapping", funzione di trasferimento dell'InAmp)

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

nel paragrafo 2.2.3 sono ancora valide. I buffer in uscita sono stati eliminati, mentre il preamplificatore PA e il secondo integratore *Int2* sono stati completamente riprogettati. La specifica sul rumore consiste in una DSP di rumore riferita all'ingresso pari a $1 \times 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$, che corrisponde alla DSP di rumore di una resistenza di sorgente di 6 k Ω . La topologia utilizzata per il preamplificatore è di tipo cascode telescopico (figura 2.14), con una doppia porta di ingresso per realizzare la funzione somma tra il segnale di ingresso e quello di feedback. La scelta di questa topologia è dovuta al fatto che vi sono meno dispositivi che contribuiscono al rumore, di conseguenza risulta essere meno rumorosa della topologia di tipo folded precedentemente implementata.

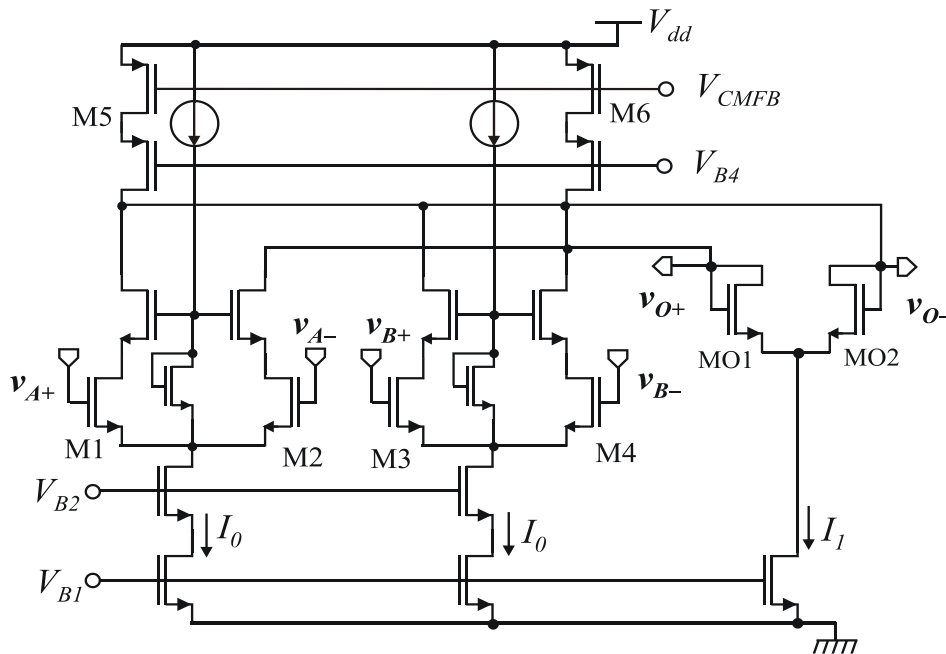


Figura 2.14: Vista schematica del preamplificatore basato su una topologia cascode telescopica

Per il raggiungimento della specifica di rumore prefissata, è stato deciso di assegnare uguali contributi di rumore per i blocchi PA e OTA1. I dispositivi che influiscono maggiormente al rumore in uscita al preamplificatore sono i transistori M1-4 di ingresso. Il loro dimensionamento è stato effettuato con l'obiettivo di ottenere una DSP di rumore riferito all'ingresso pari a $0.5 \times 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$. L'area di gate che ne consegue risulta essere di 24000 μm^2 per ciascun transistor (W=12000

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

μm , $L=2\text{ }\mu\text{m}$). Con questo dimensionamento e con una corrente di drain $I_D=85\text{ }\mu\text{A}$, i dispositivi di ingresso lavorano nella regione di sottosoglia.

Il guadagno del preamplificatore è dato da:

$$A_1 = \frac{g_{m1}}{g_{m0}} = \frac{I_{D1}}{nV_T} \frac{(V_{GS} - V_{TH})_0}{2I_{D0}} \cong 600$$

dove g_{m1} e g_{m0} sono le transconduttanze di M1-4 e del carico differenziale M01-02, n è il fattore di substrato, V_T è la tensione termica, $(V_{GS} - V_{TH})_0$ e I_{D0} sono la tensione di overdrive e la corrente di polarizzazione di M01-02.

Per quanto riguarda il blocco OTA1, la transconduttanza G_{m1} è stata fissata a 22 nS, in modo che la DSP di rumore dovuta a questo stadio riferito all'ingresso del preamplificatore sia di 0.5×10^{-16} V²/Hz. Le capacità C_1 sono state poste uguale a 123 pF.

Il secondo integratore è stato realizzato in una configurazione Gm-OpAmp per provvedere ad una resistenza sufficientemente bassa da poter pilotare la rete resistiva di feedback. I blocchi OTA2 e OpAmp sono stati implementati in un'unica topologia mostrata in figura 2.15. Lo stadio OpAmp è stato realizzato con un semplice amplificatore differenziale. La transconduttanza G_{m2} è stata impostata al valore di 177 nS e le capacità C_2 al valore di 97 pF.

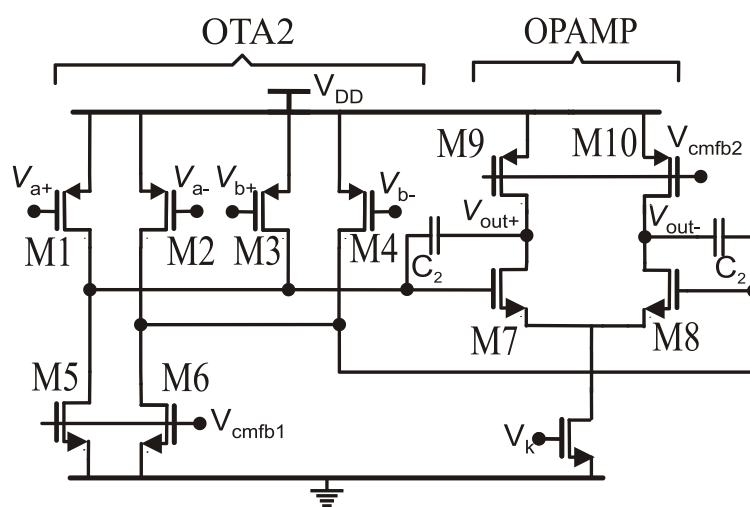


Figura 2.15: Vista schematica del secondo integratore basato su una configurazione Gm-OpAmp

CAPITOLO 2. SOLUZIONE PROPOSTA

Le prestazioni di rumore sono state stimate per mezzo di simulazioni NOISETRAN. Le caratteristiche di questa implementazione di InAmp sono riportate nella seguente tabella:

Guadagno D.C.	200
Tensione di Alimentazione	3.3 V
Corrente di alimentazione	507 μ A
Frequenza di taglio	200 Hz
Densità spettrale di rumore in ingresso	12 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Rumore <i>rms</i> riferito all'ingresso	200 nV
Offset residuo (σ_{io})	1 μ V
Area totale (stimata)	0.29 mm ²

Questa versione di amplificatore risulta nettamente migliore per quanto riguarda le specifiche di rumore e consumo di corrente, a costo però di una maggiore occupazione di area. Il basso rumore di uscita e il basso offset permettono una connessione diretta ad un convertitore AD senza la necessità di un filtro anti-aliasing.

Il limite di questa implementazione risiede nella stabilità del modo comune delle tensioni all'ingresso delle porte A e B del preamplificatore: ogni ciclo di clock a causa del "port swapping" la tensione di modo comune di questi segnali varia tra la tensione di modo comune del segnale di ingresso e quella del segnale di feedback. Il modo comune di uscita viene impostato mediante un circuito di common mode feedback al valore di $V_{DD}/2 = 1.65$ V. Il problema nasce quando la tensione di modo comune di ingresso V_{CMi} è diversa da quella di uscita. In questo caso, è indispensabile un circuito di controllo del modo comune che renda uguali la tensione di modo comune di ingresso e quella di feedback.

Capitolo 3

Innovazioni introdotte

Il nuovo amplificatore da strumentazione, che verrà utilizzato all'interno del flussimetro termico integrato per la lettura della tensione differenziale generata dalle termopile, è stato progettato non soltanto per questa specifica applicazione ma per essere un dispositivo general purpose, in grado pertanto di interfacciarsi in modo versatile ad altri sistemi di misura. La tensione di modo comune di ingresso non può essere quindi limitata al solo valore di $V_{DD}/2 = 1.65\text{ V}$, come nel caso delle versioni precedenti, ma deve poter variare in un range di almeno un volt.

Per non introdurre rumore aggiuntivo a quello termico della sorgente, l'obiettivo che ci prefiggiamo è il raggiungimento, per quanto riguarda la DSP di rumore riferita all'ingresso dell'amplificatore, di un valore inferiore a $13\text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$, equivalente circa al rumore termico di una resistenza di $10\text{ k}\Omega$.

Un'altra caratteristica consiste nella programmabilità del consumo di corrente e della specifica di rumore da parte dell'utente. Le configurazioni possibili sono due, e vanno ad agire sul consumo del preamplificatore, in quanto nella configurazione ad alta corrente assorbe circa l'85% della corrente totale assorbita dall'intero sistema. La possibilità di scegliere tra due differenti configurazioni di consumo e di rumore dell'InAmp copre diverse esigenze per un ampio numero di applicazioni.

3.1 Topologia dell'InAmp

La topologia dell'amplificatore da strumentazione proposto è riportata in figura 3.1. Questa implementazione ripropone l'architettura già nota (vedi paragrafi 2.2.3 ed 2.2.4), costituita da due integratori e da una rete in reazione. Il primo integratore è formato dal preamplificatore PA, dal transconduttore G_{m1} e dalle capacità C_1 . Il secondo integratore è formato dal transconduttore G_{m2} e dalle capacità C_2 . La rete di reazione è composta da un modulatore, da una rete resistiva e da un OpAmp reazionato per il controllo del modo comune del segnale di feedback.

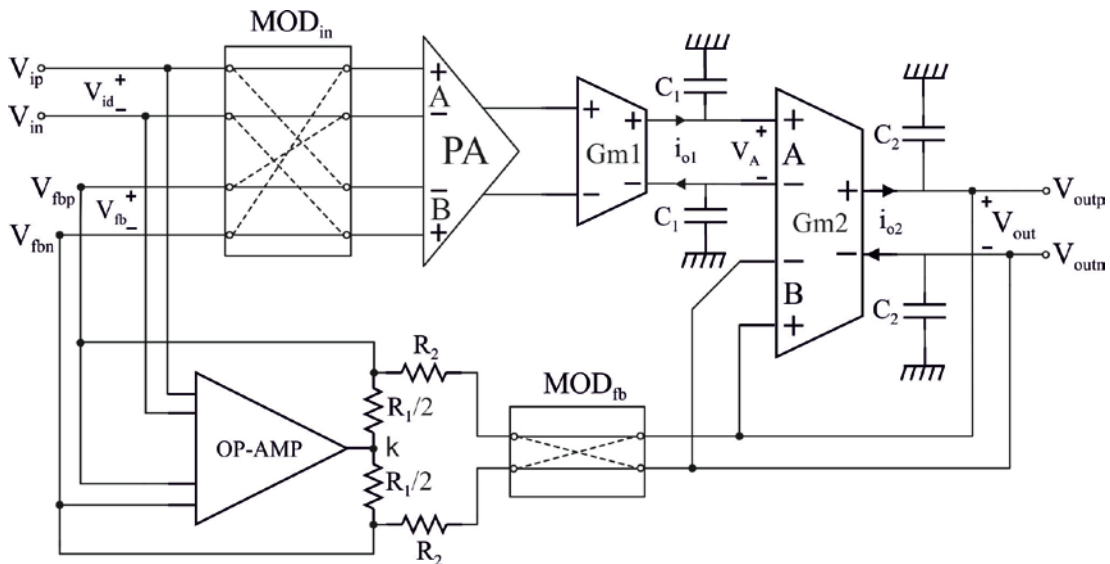


Figura 3.1: Diagramma a blocchi dell'amplificatore da strumentazione

La modulazione chopper è stata applicata solo al primo stadio (ovvero il primo integratore) ed è stata effettuata per mezzo di un modulatore di ingresso e da un demodulatore realizzato all'interno del transconduttore G_{m1} . La frequenza di clock è stata impostata a $f_{ck} = 20$ kHz.

La tecnica del "port swapping", grazie ai vantaggi introdotti, è stata preferita a quella tradizionale. Il primo integratore utilizza le topologie implementate precedentemente (sono state apportate solamente alcune modifiche nel dimensionamento dei dispositivi), mentre il secondo transconduttore è stato completamente riprogettato per ottenere una maggiore robustezza della tensione

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

di modo comune di uscita al variare della tensione di modo comune di ingresso V_{CMi} all'amplificatore e per ridurre il consumo di corrente.

Un problema dell'architettura precedente si verifica quando i modi comuni del segnale di ingresso e quello di feedback risultano diversi tra loro: in questo caso le porte di ingresso del preamplificatore sono sottoposte ad alternanza del modo comune durante il port swapping. Questo è da evitare in quanto, per una percentuale non trascurabile di $T_{ck}/2$, gli stadi di ingresso di PA lavorano in condizioni molto diverse da quelle nominali. In particolare modo nella topologia attuale del preamplificatore dove i MOS che formano gli stadi di ingresso lavorano in profonda sottosoglia e di conseguenza presentano una capacità molto grande, i valori dei g_m effettivi delle porte risultano diversi da quelli nominali per un tempo non trascurabile rispetto alla metà del periodo di clock. Questo fenomeno produce un errore di guadagno più o meno considerevole, a seconda di quanto la tensione V_{CMi} si discosta da V_{CMfb} .

Inoltre, l'alternanza del modo comune sulle porte di PA genera delle correnti a modo comune che scorrono nella porta di ingresso. Queste correnti, a seguito di uno sbilanciamento delle resistenze di sorgente, generano un segnale differenziale indesiderato che si va a sommare a quello utile. La soluzione a questo problema è stato risolto mediante l'utilizzo di un circuito di controllo del modo comune. Esso è costituito da un OpAmp in reazione progettato in maniera tale da amplificare la differenza tra la tensione di modo comune della porta di ingresso e la tensione di modo comune della porta di feedback. In questo modo l'OpAmp agisce sulla tensione del nodo k facendo sì che la tensione di modo comune di feedback V_{CMfb} risulti uguale a quella di modo comune di ingresso V_{CMi} .

Un'altra innovazione introdotta consiste nell'inversione dei conduttori sulla catena di feedback nel modulatore di ingresso durante il port swapping e nell'inserimento di un modulatore MOD_{fb} a monte del partitore resistivo (vedi paragrafo 3.6). Questi due accorgimenti sono necessari nella situazione in cui la tensione di modo comune di uscita è diversa da quella di modo comune di ingresso. Nella topologia precedente infatti, a seguito di un mismatch tra le resistenze in reazione, la

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

differenza tra il modo comune di ingresso e quello di uscita genera una tensione differenziale sulla porta di feedback che all'ingresso del preamplificatore non risulta costante nelle due fasi di clock generando così un segnale non desiderato. Con le modifiche apportate questa tensione presenta all'ingresso di PA solo una componente continua che viene reiettata dal demodulatore di uscita implementato nel primo transconduttore.

3.2 Funzione di trasferimento

Per comprendere il comportamento in frequenza dell'InAmp, calcoliamo la funzione di trasferimento nel dominio di Laplace tra la tensione di uscita V_{out} e la tensione differenziale di ingresso V_{id} . In questa analisi l'ipotesi che assumeremo consiste nel considerare costanti i parametri delle transcondutture e delle amplificazioni A_A e A_B viste sulle porte del preamplificatore. Inoltre, per vedere l'effetto del mismatch delle amplificazioni del blocco PA sul guadagno del sistema, distinguiamo inizialmente le due grandezze.

La tensione di uscita può essere scritta come:

$$\begin{aligned} V_{out}(s) &= V_{outp}(s) - V_{outn}(s) = 2 \frac{i_{o2}(s)}{C_2 s} = 2 \frac{G_{m2}}{C_2 s} [V_A(s) - V_{out}(s)] \\ &= 2 \frac{G_{m2}}{C_2 s} \left[2 \frac{i_{o1}(s)}{C_1 s} - V_{out}(s) \right] \\ &= 4 \frac{G_{m1} G_{m2}}{C_1 C_2 s^2} [A_A V_{id}(s) - A_B V_{fb}(s)] - 2 \frac{G_{m2}}{C_2 s} V_{out}(s) \end{aligned}$$

La tensione di feedback V_{fb} è data da:

$$V_{fb}(s) = \frac{R_1}{2R_2 + R_1} V_{out}(s) = \beta V_{out}(s)$$

Svolgendo i calcoli si ottiene:

$$V_{out}(s) \left(1 + 2 \frac{G_{m2}}{C_2 s} + 4A_B \beta \frac{G_{m1} G_{m2}}{C_1 C_2 s^2} \right) = 4A_A \frac{G_{m1} G_{m2}}{C_1 C_2 s^2} V_{id}(s)$$

dalla quale si ricava la funzione di trasferimento ingresso-uscita:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{id}(s)} = \frac{4G_{m1}G_{m2}A_A}{C_1C_2s^2 + 2G_{m2}C_1s + 4A_B\beta G_{m1}G_{m2}}$$

$$= \frac{\frac{1}{\beta} \frac{A_A}{A_B}}{\left(\frac{C_1C_2}{4A_B\beta G_{m1}G_{m2}}\right)s^2 + \left(\frac{C_1}{2A_B\beta G_{m1}}\right)s + 1}$$

La risposta del sistema è quindi di tipo passa basso del secondo ordine, ed è possibile confrontarla con la classica funzione:

$$H_{LP}(s) = \frac{A_0}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}$$

dove sono indicati con A_0 il guadagno in continua, ω_0 la pulsazione di taglio e con Q il fattore di qualità del filtro. Le espressioni dei parametri che si ottengono risultano essere:

- **Guadagno in continua**

$$A_0 = \frac{1}{\beta} \frac{A_A}{A_B}$$

questo è fissato dalla rete resistiva, a meno del mismatch tra le amplificazioni del preamplificatore. La tecnica del “port swapping” realizza un matching dinamico tra le due porte, in modo tale che in un periodo di clock si veda da entrambe le porte un’amplificazione media $\bar{A} = \frac{1}{2}(A_A + A_B)$. L’equalizzazione delle porte del preamplificatore grazie al port swapping consente quindi di ridurre l’errore di guadagno, che dipenderà sostanzialmente solo dagli errori di matching tra le resistenze R_1 e R_2 .

- **Pulsazione di taglio**

$$\omega_0 = 2 \sqrt{\frac{\bar{A}\beta G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}}$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

La frequenza di taglio del filtro dipende da molti fattori: dall'amplificazione del preamplificatore (abbiamo sostituito A_B con l'amplificazione media), dalla rete resistiva di reazione e dalle pulsazioni di polo dei due integratori ($s_{p1} = G_{m1}/C_1$ e $s_{p2} = G_{m2}/C_2$). Da questa relazione si nota come una bassa pulsazione di taglio del filtro necessita di grandi valori di capacità e di transduttori con G_m molto piccoli.

- **Fattore di qualità**

$$Q = \sqrt{\frac{\bar{A}\beta G_{m1}C_2}{C_1 G_{m2}}}$$

Il fattore di qualità Q determina il valore assunto dalla funzione di trasferimento per $\omega = \omega_0$ e di conseguenza la banda a -3 dB del filtro. Nel caso del filtro di Butterworth dove $Q = 1/\sqrt{2}$, la frequenza di taglio corrisponde alla banda a -3 dB e la risposta in ampiezza risulta essere la più piatta nella banda passante.

La scelta di progetto che abbiamo perseguito nella realizzazione dell'InAmp consiste in una funzione di trasferimento passa basso di Butterworth con una frequenza di taglio $f_0 = 200$ Hz e un guadagno $A_0 = 201$. Risolvendo le precedenti espressioni si ottengono i gradi di libertà che dovranno essere dimensionati adeguatamente per soddisfare le relazioni:

$$\begin{cases} 1 + 2\frac{R_2}{R_1} = A_0 \\ \frac{G_{m1}}{C_1} = \frac{\pi f_0 A_0}{\sqrt{2}\bar{A}} \\ \frac{G_{m2}}{C_2} = \sqrt{2}\pi f_0 \end{cases}$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Il guadagno in continua è stato fissato pari a 201 per motivi di matching della rete resistiva: in questo modo la relazione sopracitata è soddisfatta per $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ e per $R_2 = 200 \text{ k}\Omega$. Questi valori di resistenza possono essere ottenuti in fase di layout semplicemente sfruttando più resistori con uguale resistenza. La resistenza $R_1/2$ verrà realizzata mediante dieci resistori da $10 \text{ k}\Omega$ in parallelo, mentre R_2 connettendo in serie sempre dieci resistori da $10 \text{ k}\Omega$. Questa implementazione consente un matching migliore tra le due resistenze e una maggior insensibilità alle resistenze di contatto, riducendo pertanto l'errore di guadagno.

3.3 Analisi di rumore

Per lo studio del rumore, prendiamo il circuito equivalente di figura 3.2 dove sono stati riportati i generatori di rumore del sistema.

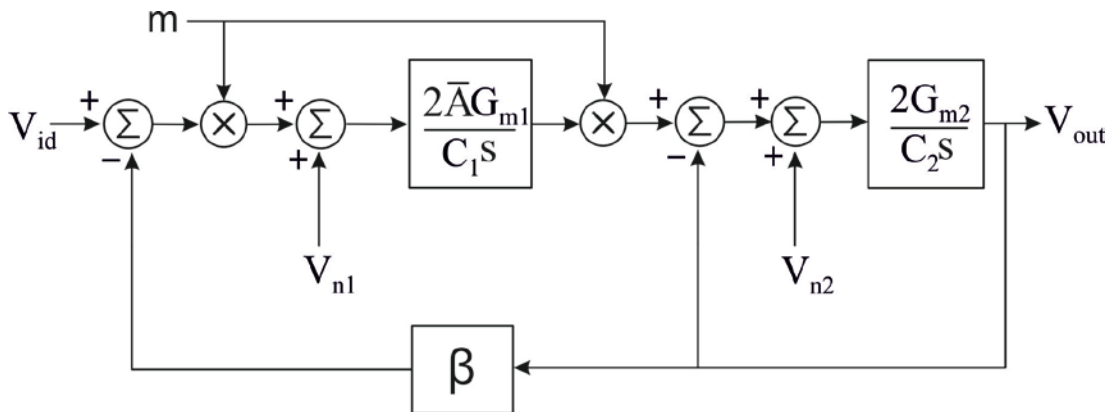


Figura 3.2: Circuito equivalente dell'InAmp per effettuare l'analisi di rumore

La sorgente V_{n1} rappresenta la tensione di rumore in ingresso al primo integratore, ed è dovuta al rumore del preamplificatore PA e del transduttore G_{m1} . La sua densità spettrale di potenza sarà data da:

$$S_{V_{n1}}(f) = \frac{S_{V_{G_{m1}}}(f)}{|\bar{A}(f)|^2} + S_{V_{PA}}(f)$$

Il generatore di rumore V_{n1} vede la stessa funzione di trasferimento passa basso del segnale V_{id} con l'unica differenza che, mentre il segnale utile rimane invariato a

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

seguito del passaggio attraverso i due modulatori, la sorgente di rumore passa solamente dal demodulatore di uscita subendo la modulazione chopper.

La sorgente V_{n2} rappresenta invece la tensione di rumore in ingresso al secondo integratore, introdotta esclusivamente dal transconduttore G_{m2} .

Per calcolare la DSP di rumore totale in uscita, bisogna dapprima determinare la funzione di trasferimento vista dal generatore V_{n2} . Sfruttando la sovrapposizione degli effetti, si lascia agire la sorgente V_{n2} con tutti gli altri generatori indipendenti disabilitati. Così facendo si ottiene:

$$V_{out}(s) = 2 \frac{G_{m2}}{C_2 s} [V_{n2}(s) - V_{out}(s)] - 4\bar{A}\beta \frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1 C_2 s^2} V_{out}(s)$$

Sviluppando l'espressione si ricava la funzione di trasferimento V_{n2} - V_{out} :

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{n2}(s)} = \frac{2G_{m2}C_1 s}{C_1 C_2 s^2 + 2G_{m2}C_1 s + 4\bar{A}\beta G_{m1}G_{m2}}$$

che risulta essere una risposta di tipo passa banda. In particolare andando a sostituire i parametri del filtro si ha:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{n2}(s)} = H_{BP}(s) = \frac{\frac{s}{\omega_0 Q}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}$$

Di conseguenza il rumore a bassa frequenza introdotto dal secondo transconduttore viene trasmesso mediante una funzione passa banda, e pertanto le sue componenti a bassa frequenza, inclusive dell'offset, vengono fortemente reiettate. Il valore massimo della funzione di trasferimento V_{n2} - V_{out} è inoltre unitario, ovvero molto inferiore al fattore con cui viene trasmesso V_{n1} . Questo dimostra come la modulazione chopper possa essere applicata solo al primo stadio.

La densità spettrale di potenza di rumore totale in uscita sarà quindi:

$$S_{V_{nout}}(f) = S_{V_{n1}}(f)^{CH} |H_{LP}(j\omega)|^2 + S_{V_{n2}}(f) |H_{BP}(j\omega)|^2$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

dove il termine $S_{V_{n1}}(f)^{CH}$ sta ad indicare che la sorgente di rumore V_{n1} subisce la modulazione chopper. Considerato che l'effetto della modulazione consiste nel portare in banda base il valore di rumore assunto dalla funzione $S_{V_{n1}}(f)$ alla frequenza di chopper f_{ck} , possiamo scrivere la DSP di rumore riferito all'ingresso dell'InAmp come:

$$S_{V_n}^{RTI} = \frac{S_{V_{gm1}}(f_{ck})}{|\bar{A}|^2} + S_{V_{PA}}(f_{ck}) + S_{V_{gm2}}(f) \left| \frac{f}{f_0 Q A_0} \right|^2 \quad \text{per } 0 < f \leq f_0$$

dove abbiamo considerato costante l'amplificazione $\bar{A}$ del preamplificatore, per il fatto che la banda di PA risulta molto maggiore di quella del filtro.

Questa espressione è molto importante per la scelta della topologia e del dimensionamento dei vari blocchi, in quanto ci fa notare come lo stadio critico per il rumore nella banda di interesse sia il primo integratore. Il secondo transconduttore, infatti, contribuisce in minima parte poiché la sua DSP di rumore viene riportata all'ingresso moltiplicata per la funzione $|f/f_0 Q A_0|^2$ che tende a zero per $f \ll f_0$.

3.4 Port swapping

La tecnica "port swapping" implementata nel modulatore di ingresso, consiste nello scambio tra la porta di ingresso e quella di feedback. A differenza della modulazione classica, nella quale si ha la semplice commutazione tra gli ingressi delle singole porte, il port swapping porta due notevoli vantaggi: l'equalizzazione delle porte di ingresso del preamplificatore e la cancellazione dell'errore di guadagno introdotto dalle squadre R_s - C_{in} presenti sugli ingressi.

3.4.1 Equalizzazione delle porte del preamplificatore

A seguito di un mismatch tra i dispositivi che formano i due stadi di ingresso del preamplificatore, le due amplificazioni A_A e A_B viste sulle porte A e B saranno pertanto diverse. La modulazione port swapping realizza un matching dinamico tra le due porte, facendo in modo che in un periodo di clock le due amplificazioni risultino uguali e pari alla media tra A_A e A_B .

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Per dimostrare ciò, consideriamo la corrente di uscita i_{o1} del transconduttore G_{m1} nelle due fasi di clock:

$$\begin{cases} i_{o1}(\varphi_1) = G_{m1}(A_A V_{id} - A_B V_{fb}) \\ i_{o1}(\varphi_2) = -G_{m1}(A_A V_{fb} - A_B V_{id}) \end{cases}$$

La corrente media su un ciclo di clock sarà data da:

$$\begin{aligned} \overline{i_{o1}} &= \frac{1}{2} [i_{o1}(\varphi_1) + i_{o1}(\varphi_2)] = \frac{1}{2} G_{m1} [(A_A + A_B) V_{id} - (A_A + A_B) V_{fb}] \\ &= \frac{(A_A + A_B)}{2} G_{m1} (V_{id} - V_{fb}) \end{aligned}$$

Il matching dinamico tra le due porte è significativo in quanto l'errore di guadagno dovuto al mismatch tra A_A e A_B risulta notevolmente ridotto. Ricordando l'espressione del guadagno in continua dell'InAmp, possiamo sostituire le amplificazioni viste dalle due porte con l'amplificazione media $\bar{A} = (A_A + A_B)/2$:

$$A_0 = \frac{1}{\beta} \frac{A_A}{A_B} \cong \frac{1}{\beta} \frac{\bar{A}}{\bar{A}} = \frac{1}{\beta}$$

confermando come il guadagno A_0 dipenda esclusivamente dalla rete resistiva.

3.4.2 Cancellazione dell'errore di guadagno dovuto a R_s - C_{in}

Nella modulazione chopper tradizionale, si ha un errore di guadagno dovuto alle resistenze di sorgente e alle capacità di ingresso dell'amplificatore esprimibile come:

$$\epsilon_G = 4R_s C_{in} f_{ck}$$

dove f_{ck} è la frequenza di clock con cui avviene la modulazione chopper.

Con la tecnica "port swapping" le capacità di ingresso nel momento della commutazione da una fase all'altra sono precaricate allo stesso valore di tensione del segnale di ingresso applicato, annullando di fatto l'errore di guadagno che derivava dalle squadre R_s - C_{in} parassite.

Per dimostrare il motivo della cancellazione, prendiamo inizialmente un generico sistema reazionato:

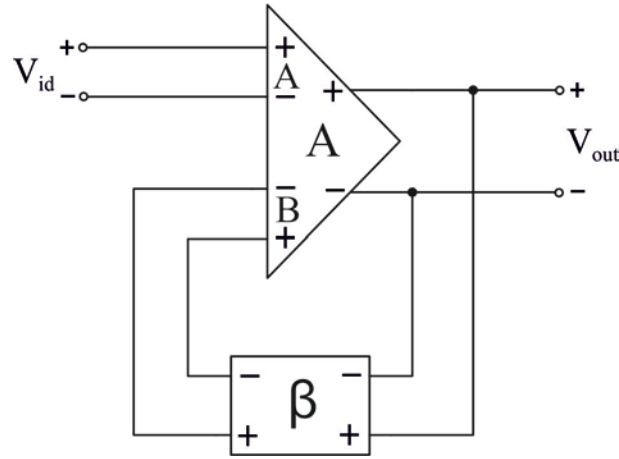


Figura 3.3: Sistema generico reazionato fully-differential

La funzione di trasferimento ingresso-uscita è data da:

$$V_{out} = A(V_{id} - \beta V_{out})$$

$$\frac{V_{out}}{V_{id}} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta A}} \cong \frac{1}{\beta} \left(1 - \frac{1}{\beta A}\right) = \frac{1}{\beta} (1 - \epsilon_r)$$

dove abbiamo ipotizzato che il guadagno ad anello chiuso $\beta A \gg 1$. Il guadagno del sistema è fissato quindi dalla rete di reazione β , a meno di un errore relativo ϵ_r pari all'inverso di βA .

Prendiamo adesso un sistema reazionato fully-differential con applicata la tecnica "port swapping" (figura 3.4). Se il port swapping cancella l'errore di guadagno dovuto alle squadre R_s - C_{in} di ingresso (ipotesi che verificheremo alla fine della trattazione), la tensione di uscita sarà data ancora da:

$$V_{out} = \frac{1}{\beta} (1 - \epsilon_r) V_{id}$$

La tensione di feedback V_{fb} in ingresso alla porta B dell'amplificatore risulta quindi essere:

$$V_{fb} = \beta V_{out} = (1 - \epsilon_r) V_{id}$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Se il guadagno ad anello chiuso βA tende all'infinito, la tensione di feedback coincide (a parte il segno) con la tensione di ingresso V_{id} , verificando il metodo del cortocircuito virtuale.

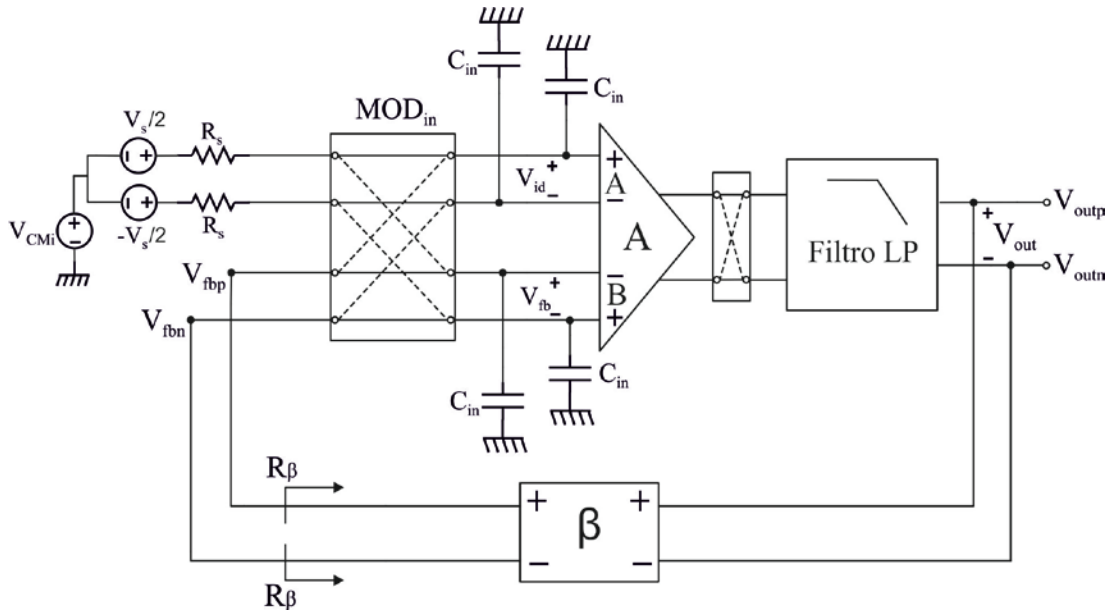
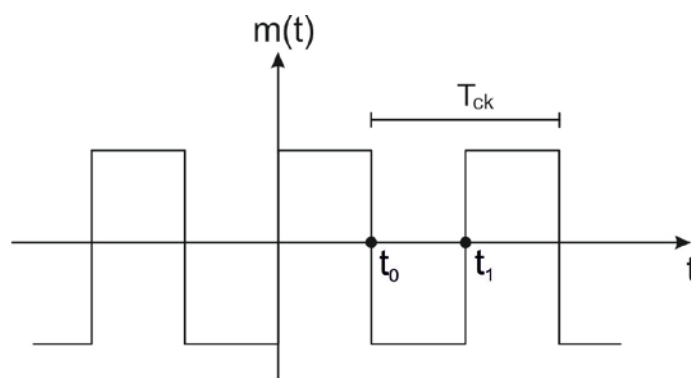


Figura 3.4: Diagramma a blocchi di un sistema reazionato fully-differential con tecnica port swapping

Analizziamo le due tensioni in ingresso alle porte A e B del preamplificatore, negli istanti t_0 e t_1 in cui avvengono le commutazioni degli switch:



Al tempo t_0^- , ovvero un istante antecedente alla prima commutazione, possiamo scrivere:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$\begin{cases} V_{id}^{t_0^-} = V_{A+}^{t_0^-} - V_{A-}^{t_0^-} = V_s \\ V_{fb}^{t_0^-} = V_{B-}^{t_0^-} - V_{B+}^{t_0^-} = V_s(1 - \epsilon_r) \end{cases}$$

Al tempo t_0^+ , ovvero un istante dopo la prima commutazione, i condensatori C_{in} di ingresso dell'amplificatore mantengono inalterata la tensione ai loro capi per la conservazione della carica. Si ha quindi:

$$\begin{cases} V_{id}^{t_0^+} = V_{A+}^{t_0^+} - V_{A-}^{t_0^+} = V_s(1 - \epsilon_r) \\ V_{fb}^{t_0^+} = V_{B-}^{t_0^+} - V_{B+}^{t_0^+} = V_s \end{cases}$$

Dopo un transitorio con costante di tempo pari a $R_s C_{in}$, i condensatori saranno carichi alla tensione imposta dai generatori, pertanto all'istante t_1^- si può scrivere:

$$\begin{cases} V_{id}^{t_1^-} = V_{A+}^{t_1^-} - V_{A-}^{t_1^-} = V_s \\ V_{fb}^{t_1^-} = V_{B-}^{t_1^-} - V_{B+}^{t_1^-} = V_s(1 - \epsilon_r) \end{cases}$$

Per calcolare l'errore di guadagno è necessario determinare il valore medio delle tensioni V_{id} e V_{fb} . In un semiperiodo di clock, il segnale $V_{id}(t)$ è dato da:

$$V_{id}(t) = V_s(1 - \epsilon_r) + V_s \epsilon_r \left(1 - e^{-\frac{t}{R_s C_{in}}} \right)$$

Dal momento che $V_{id}(t)$ è un segnale periodico, il suo valore medio si trova integrando il segnale nel semiperiodo e dividendo per $T_{ck}/2$:

$$\overline{V_{id}(t)} = \frac{2}{T_{ck}} \int_0^{\frac{T_{ck}}{2}} \left[V_s(1 - \epsilon_r) + V_s \epsilon_r \left(1 - e^{-\frac{t}{R_s C_{in}}} \right) \right] dt \cong V_s - \frac{2V_s \epsilon_r R_s C_{in}}{T_{ck}}$$

L'errore relativo di guadagno introdotto sulla porta di ingresso risulta quindi:

$$\epsilon'_G = \frac{V_s - \overline{V_{id}(t)}}{V_s} = 2\epsilon_r R_s C_{in} f_{ck}$$

Tenendo conto anche dell'errore di guadagno introdotto sulla porta di feedback, si può dimostrare che l'errore relativo di guadagno nel caso di port swapping è dato sostanzialmente da quello calcolato sulla porta di ingresso, in definitiva si ha:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$\epsilon_G^{SW} \cong 2\epsilon_r R_s C_{in} f_{ck} = \frac{2R_s C_{in} f_{ck}}{\beta A}$$

dove abbiamo esplicitato l'errore relativo $\epsilon_r = 1/\beta A$.

Facendo riferimento alla nostra architettura di InAmp, il fattore β è dato dall'inverso del guadagno in continua del sistema e il guadagno ad anello aperto è dato dall'amplificazione del primo stadio, si ottiene quindi:

$$\epsilon_G^{SW} \cong \frac{2A_0 R_s C_{in} f_{ck}}{\bar{A} G_{m1} R_{out1}}$$

dove $\bar{A}$ e $G_{m1} R_{out1}$ sono rispettivamente il guadagno del preamplificatore e l'amplificazione (in tensione) del transconduttore G_{m1} .

Per dare un'idea numerica, assegniamo a ciascun parametro un valore adeguato ($A_0 = 201$, $R_s = 50 \text{ k}\Omega$, $C_{in} = 15 \text{ pF}$, $f_{ck} = 20 \text{ kHz}$, $\bar{A} = 600$, $G_{m1} R_{out1} = 100$):

$$\epsilon_G^{SW} \cong 0.01\%$$

che di fatto significa la cancellazione dell'errore di guadagno dovuto alle squadre R_s - C_{in} di ingresso.

In assenza di port swapping si ottiene invece $\epsilon_G \cong 4R_s C_{in} f_{ck} = 6\%$, un errore di guadagno troppo elevato che rende l'amplificatore da strumentazione inutilizzabile in molte applicazioni.

3.5 Modulatore di ingresso

La configurazione degli interruttori che compongono il modulatore di ingresso è stata scelta osservando quale tipo di switch risulti migliore dal punto di vista delle iniezioni di carica, particolarmente dannose per l'offset residuo dell'InAmp (vedi offset residuo nel paragrafo 1.6.3). L'analisi è stata condotta simulando in transitorio (20 μs) le diverse tipologie di interruttori (pass-transistor e pass-gate con e senza dummy switches) mediante il seguente circuito:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

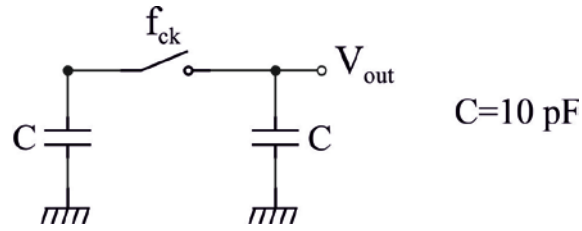


Figura 3.5: Circuito per la simulazione delle iniezioni di carica introdotte dai vari tipi di switch

L'iniezione di carica introdotta dall'interruttore viene così determinata:

$$\Delta Q = C(V_{out}^{\infty} - V_{out}^0)$$

dove con V_{out}^{∞} e V_{out}^0 si indica il valore finale e quello iniziale della tensione di uscita. Dalle simulazioni abbiamo ottenuto come risultato che la configurazione pass-gate con dummy switches risulta la migliore in termini di iniezioni di carica introdotte. L'interruttore utilizzato come elemento base nel modulatore di ingresso viene riportato in figura 3.6.

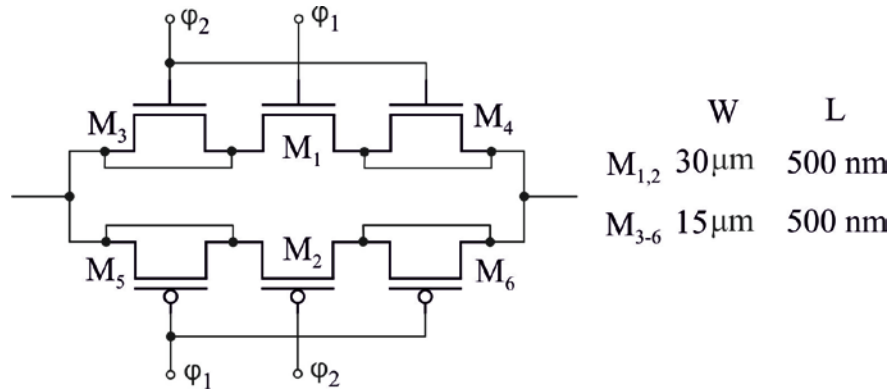


Figura 3.6: Pass-gate con dummy utilizzata nel modulatore di ingresso

Il dimensionamento di $M_{1,2}$ è stato effettuato riducendo al minimo (per quanto possibile) il rumore termico di questi dispositivi, ovvero si necessita di un canale corto e largo affinché la resistenza r_{on} dei transistori sia molto bassa ($r_{on} \cong 226\ \Omega$).

3.6 Modulatore di feedback

L'introduzione di un modulatore nella rete di reazione e l'inversione della catena di feedback nel modulatore di ingresso durante il port swapping risultano necessari per evitare che un mismatch tra le resistenze R_2 e R_1 provochi un segnale differenziale indesiderato sulla porta di feedback in ingresso al preamplificatore.

Per dimostrare ciò, consideriamo il seguente circuito ipotizzando valori differenti per le resistenze (indicate con R'_1 e R'_2):

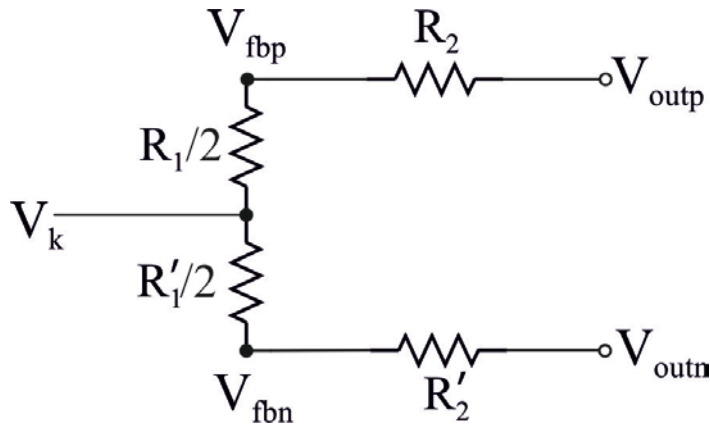


Figura 3.7: Effetto del mismatch delle resistenze in reazione

Definiamo $\beta = R_1/(R_1 + 2R_2)$, $\beta' = R'_1/(R'_1 + 2R'_2)$, $\alpha = (1 - \beta)$ e $\alpha' = (1 - \beta')$.

Le tensioni di uscita V_{outp} e V_{outn} sono date da:

$$\begin{cases} V_{outp} = V_{CMout} + \frac{V_{out}}{2} \\ V_{outn} = V_{CMout} - \frac{V_{out}}{2} \end{cases}$$

Le tensioni di feedback risultano essere:

$$\begin{cases} V_{fbp} = \beta V_{outp} + \alpha V_k \\ V_{fbn} = \beta' V_{outn} + \alpha' V_k \end{cases}$$

Dal momento che l'OpAmp fissa la tensione di modo comune di ingresso uguale a quella di modo comune di feedback ($V_{CMi} \cong V_{CMfb}$) possiamo scrivere:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$\frac{V_{fbp} + V_{fbn}}{2} = V_{CMi} = \frac{1}{2}[(\beta + \beta')V_{CMout} + (\alpha + \alpha')V_k]$$

dalla quale si ricava la tensione V_k :

$$V_k = \frac{V_{CMi} - \bar{\beta}V_{CMout}}{\bar{\alpha}}$$

La tensione differenziale di feedback in assenza di segnale differenziale di ingresso (ovvero $V_{out} = 0$) è data da:

$$V_{fb} = V_{fbp} - V_{fbn} = (\beta - \beta')V_{CMout} + (\alpha - \alpha')V_k$$

Sostituendo l'espressione di V_k si ottiene:

$$V_{fb} = \frac{\beta - \beta'}{\bar{\alpha}}(V_{CMout} - V_{CMi})$$

Si osserva come una differenza tra il modo comune di ingresso e quello di uscita generi, a seguito di un mismatch tra i resistori in reazione, un segnale differenziale che varia a causa dell'inversione di segno tra la porta di ingresso del preamplificatore e la porta di feedback durante la seconda fase (modulatore di ingresso utilizzato in fig. 2.10). Con la modifica del modulatore, invece, la tensione differenziale di feedback risulta applicata in entrambe le fasi con stesso segno sulle porte di ingresso del preamplificatore. In questo modo la componente differenziale indesiderata risulta costante e viene trattata come un contributo di offset, ovvero viene reiettata dal demodulatore di uscita. L'inversione dei conduttori della catena di feedback nel modulatore di ingresso necessita però di un modulatore a monte del partitore resistivo, in modo tale da non modificare il segnale differenziale utile di feedback.

Facendo delle simulazioni transitorie della risposta di uscita, si nota la presenza di spikes che compaiono ogni periodo di clock, soprattutto quando la tensione V_{out} inizia ad essere grande. Questo fatto è dovuto sostanzialmente al fenomeno del "charge sharing", che si manifesta a seguito della non idealità del modulatore di feedback.

3.6.1 Charge sharing

Considerando le capacità parassite del modulatore di feedback e le capacità che vengono inserite sui nodi di uscita, si ha il seguente circuito:

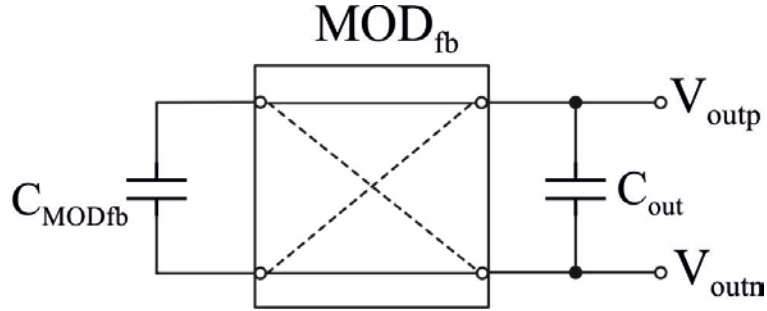


Figura 3.8: Fenomeno del “charge sharing”

Il circuito si presenta come un partitore capacitivo. Nella fase φ_1 il circuito diventa:

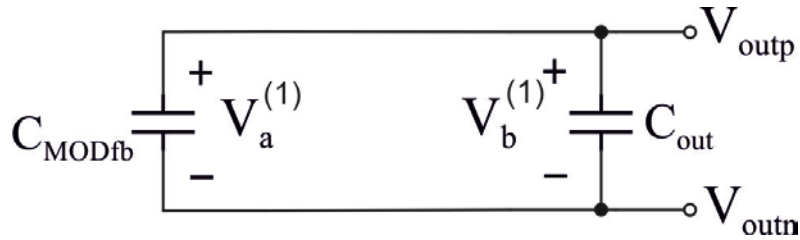


Figura 3.9: Fenomeno del “charge sharing” nella prima fase di clock

A regime possiamo scrivere:

$$V_a^{(1)} = V_b^{(1)} = V_{outp}^{(1)} - V_{outn}^{(1)} = V_{out}^{(1)}$$

Nella fase φ_2 , a seguito dello scambio dei conduttori, il circuito risulta essere:

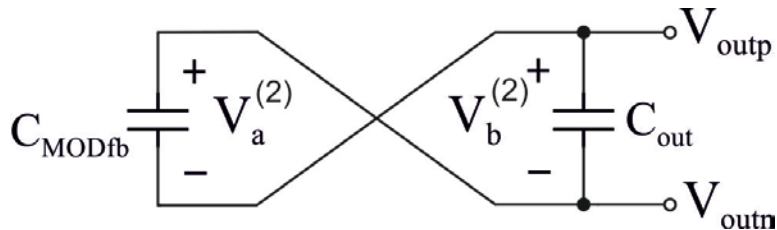


Figura 3.10: Fenomeno del “charge sharing” nella seconda fase di clock

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Dopo la commutazione degli interruttori del modulatore, le due capacità si trovano in parallelo con tensioni ai capi diverse tra loro. Si ha il fenomeno della condivisione di carica, ovvero le due capacità si porteranno ad un valore di tensione uguale ed intermedio tra i valori che avevano prima della commutazione. Utilizzando la formula del partitore capacitivo si ottiene:

$$V_{out}^{(2)} = \frac{V_b^{(1)}C_{out} - V_a^{(1)}C_{MODfb}}{C_{out} + C_{MODfb}} = \frac{V_{out}^{(1)}(C_{out} - C_{MODfb})}{C_{out} + C_{MODfb}}$$

Si nota come il valore della tensione di uscita nella fase φ_2 sia diverso dal valore della tensione di uscita nella fase φ_1 . In particolare, essendo le capacità parassite del modulatore molto più piccole di quelle inserite ai nodi di uscita, la tensione di uscita riporterà degli spikes ogni periodo di clock che risultano visibili nelle simulazioni transitorie. Il circuito reagisce ricaricando le capacità alla tensione corretta ($V_{out}^{(1)}$) in un tempo inferiore al semiperiodo di clock, dal momento che la resistenza di uscita dell'InAmp non è nulla. L'effetto del "charge sharing" sugli spikes nel transitorio di uscita è stato verificato facendo numerose simulazioni con diverse configurazioni di interruttori. Abbiamo osservato come una diminuzione delle capacità delle pass-gate che formano gli interruttori provochi un riduzione degli spikes in uscita. Questo fatto è spiegabile ricordando che a seguito del "charge sharing" l'ampiezza degli spikes diminuisce quando le capacità parassite del modulatore di feedback risultano trascurabili rispetto alle capacità inserite sui nodi di uscita.

3.6.2 Dimensionamento

Il modulatore di feedback è stato realizzato mediante semplici pass-gate (vedi figura 3.11) al fine di ridurre la capacità C_{DB} degli switch che, come abbiamo osservato precedentemente, influisce sull'ampiezza degli spikes presenti nel transitorio del segnale di uscita.

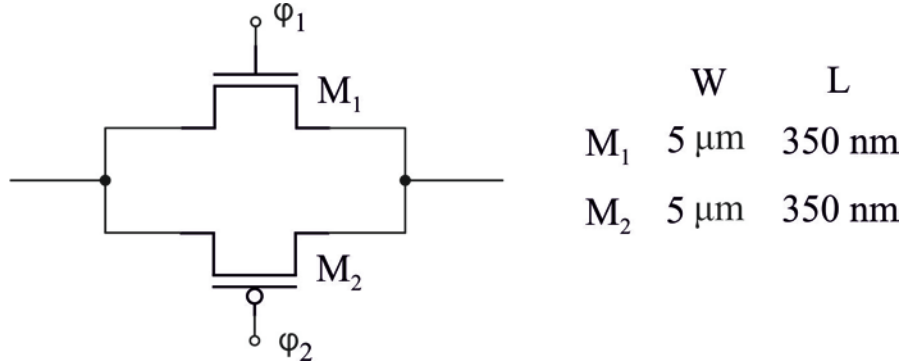


Figura 3.11: Pass-gate utilizzate nel modulatore di feedback e relativo dimensionamento

Il dimensionamento dei transistori è stato effettuato con l'intento di minimizzare l'area di gate dei transistori, a discapito dell'aumento della resistenza r_{on} della pass-gate, la quale influirà maggiormente sul guadagno dell'InAmp. Questa resistenza ($r_{on} \cong 720\ \Omega$) risulta essere in serie ad R_2 , pertanto il guadagno del sistema diventa:

$$G = \frac{R_1 + 2(R_2 + r_{on})}{R_1} \cong 201.72$$

3.7 Errore di guadagno dovuto al mismatch di R_1 e R_2

Vediamo come un mismatch delle resistenze R_1 e R_2 vada a causare un errore di guadagno del sistema. Ipotizzando quindi che il guadagno A_0 sia fissato esclusivamente dalla rete resistiva β , si ha:

$$A_0 = \frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + 2R_2}{R_1} = 1 + 2\frac{R_2}{R_1}$$

Nell'espressione del guadagno compare un rapporto di resistenze, le quali sono state realizzate utilizzando moduli identici ($10\ \text{k}\Omega$). La precisione sul guadagno dipenderà pertanto dall'errore di matching tra i singoli moduli.

Dal manuale di processo si può determinare facilmente la deviazione standard dell'errore relativo di un resistore, data da:

$$\sigma_{\frac{\Delta R}{R}} = \frac{a}{\sqrt{WL}}$$

dove il fattore α dipende dalle proprietà del materiale con cui viene realizzato il resistore.

La scelta del materiale è stata effettuata osservando che il polisilicio ad alta resistività presenta un fattore α maggiore rispetto al polisilicio di tipo n^+ . Risulta evidente come i resistori debbano necessariamente essere realizzati in polisilicio- n^+ per ridurre al minimo l'errore di guadagno dell'amplificatore da strumentazione.

3.8 Preamplificatore

Il preamplificatore utilizza un'architettura di tipo telescopico già utilizzata nella precedente versione, e può lavorare in due diverse configurazioni: a bassa corrente oppure ad alta corrente di polarizzazione. Il rumore introdotto da questo blocco, come vedremo , varia notevolmente a seconda della configurazione adottata.

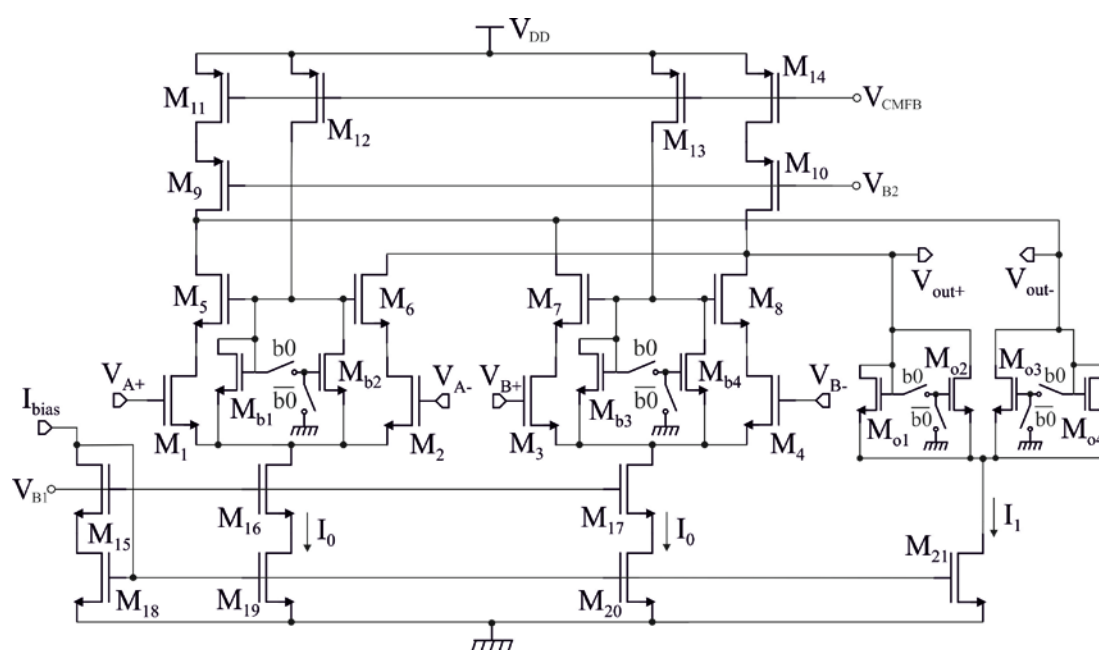


Figura 3.12: Topologia del preamplificatore

Il guadagno del preamplificatore, dal momento che influisce sia sulla frequenza di taglio f_0 che sul fattore di qualità Q del sistema, deve avere un valore costante in tutta la banda dell'InAmp. Per ottenere una buona precisione, si utilizza un carico dinamico a bassa impedenza formato dai transistori M_{01-4} in modo tale che il

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

guadagno sia fissato da un rapporto di grandezze omogenee. La configurazione del preamplificatore viene impostata dal bit $b0$, che va a modificare il carico di uscita e quello di polarizzazione costituito dai transistori M_{b1-4} (per il corretto funzionamento dei dispositivi di ingresso).

3.8.1 Calcolo dell'amplificazione differenziale

Per il calcolo del guadagno differenziale, ipotizziamo di essere nella configurazione a bassa corrente $I_0 = 42.5 \mu\text{A}$. Successivamente, analizzeremo il guadagno anche nella configurazione ad alta corrente, dove $I'_0 = 170 \mu\text{A}$.

In questo caso il bit $b0 = 0$, e i transistori M_{o1} e M_{o4} costituiscono una resistenza dinamica pari a $1/g_{mo1}$ e ad $1/g_{mo4}$. Il circuito equivalente di Norton per piccolo segnale (visto dai nodi di uscita) è il seguente:

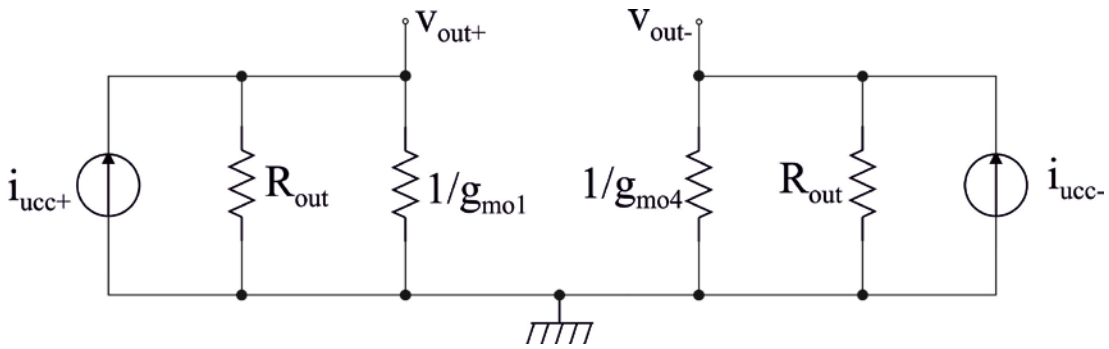


Figura 3.13: Circuito equivalente di Norton per il calcolo del guadagno differenziale

La tensione di uscita differenziale è data da:

$$v_{outd} = v_{out+} - v_{out-} = i_{ucc+} \left(R_{out} \parallel \frac{1}{g_{mo1}} \right) - i_{ucc-} \left(R_{out} \parallel \frac{1}{g_{mo4}} \right)$$

Le correnti di cortocircuito prese dai nodi di uscita sono quelle generate dalle coppie differenziale di ingresso, ovvero:

$$\begin{cases} i_{ucc+} = g_{mi} \left(\frac{v_{Ad}}{2} + \frac{v_{Bd}}{2} \right) \\ i_{ucc-} = -g_{mi} \left(\frac{v_{Ad}}{2} + \frac{v_{Bd}}{2} \right) \end{cases}$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Se i transistori che formano il carico di uscita sono identici, e se la resistenza di uscita $R_{out} \gg 1/g_{mo}$, si ottiene:

$$v_{outd} \cong \frac{g_{mi}}{g_{mo}}(v_{Ad} + v_{Bd})$$

L'amplificazione è quindi fissata dal rapporto tra la transconduttanza delle coppie differenziali di ingresso e quella del carico di uscita.

Per ottenere un guadagno elevato e un basso rumore termico, la transconduttanza g_{mi} dovrà essere la più grande possibile. Analizzando il grafico del rapporto g_m/I_D , si nota come esista un limite inferiore della tensione di overdrive sotto la quale si ha la saturazione della caratteristica [28].

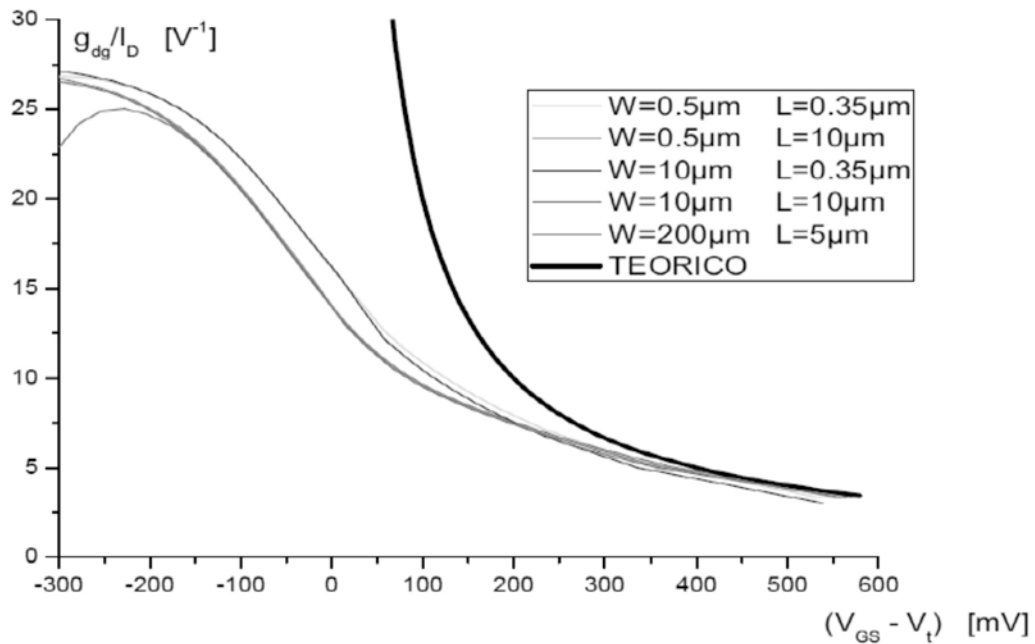


Figura 3.14: Caratteristica g_m/I_D al variare della tensione di overdrive. La curva teorica è ottenuta considerando l'approssimazione parabolica della corrente del MOS.

Il miglior compromesso per raggiungere un elevato valore della transconduttanza di ingresso e un basso consumo di corrente si ottiene facendo lavorare le coppie differenziali in sottosoglia: $-250 \text{ mV} < (V_{GS} - V_t)_i < -150 \text{ mV}$.

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

La transconduttanza per dispositivi che lavorano in zona di saturazione in sottosoglia è data da $g_m = I_D / \eta V_T$. Il guadagno differenziale del preamplificatore può essere quindi espresso come:

$$A_{PA} \cong \frac{g_{mi}}{g_{mo}} = \frac{I_0(V_{GS} - V_t)_o}{2\eta V_T I_1}$$

Bisogna notare che la corrente a riposo che scorre nel carico di uscita deve essere molto maggiore della corrente differenziale massima che produce la tensione differenziale di uscita, ovvero:

$$I_1 \gg g_{mi} v_{Ad_{MAX}}, g_{mi} v_{Bd_{MAX}}$$

La tensione di overdrive del carico di uscita è limitata superiormente, in quanto deve essere garantita la saturazione di M_{21} :

$$(V_{GS} - V_t)_o \leq V_{CMout} - (V_{GS} - V_t)_{21} - V_{tn}$$

Per quanto riguarda la configurazione ad alta corrente I'_0 , si ha:

$$\begin{cases} g'_{mi} = \frac{I'_0}{2\eta V_T} = \frac{2I_0}{\eta V_T} \\ g'_{mo} = \frac{I'_1}{(V_{GS} - V_t)_o} = \frac{4I_1}{(V_{GS} - V_t)_o} \end{cases}$$

dalle cui espressioni si ricava l'amplificazione A'_{PA} :

$$A'_{PA} \cong \frac{g'_{mi}}{g'_{mo}} = \frac{I_0(V_{GS} - V_t)_o}{2\eta V_T I_1} = A_{PA}$$

I transistori M_{02} e M_{03} sono stati dimensionati con $W_{02,03} = 3W_{01,04}$, in modo tale da mantenere costante la tensione $(V_{GS} - V_t)_o$ per la configurazione ad alta corrente.

3.8.2 Analisi di rumore

Per lo studio del rumore, a ciascun transistor si aggiunge un generatore di corrente di rumore I_n che scorre dal drain verso il source. La densità spettrale di corrente di rumore è costituita da una componente termica e da una flicker:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$\begin{cases} S_{In}^{Th} = \frac{8}{3} KT g_m \\ S_{In}^{Fk}(f) = \frac{N_f g_m^2}{WLf} \end{cases}$$

Si può dimostrare che in questa architettura di preamplificatore, i dispositivi che contribuiscono al rumore in uscita sono solamente i transistori $M_{1-4}, M_{o1-4}, M_{11}, M_{14}$. Il circuito equivalente per lo studio del rumore è il seguente:

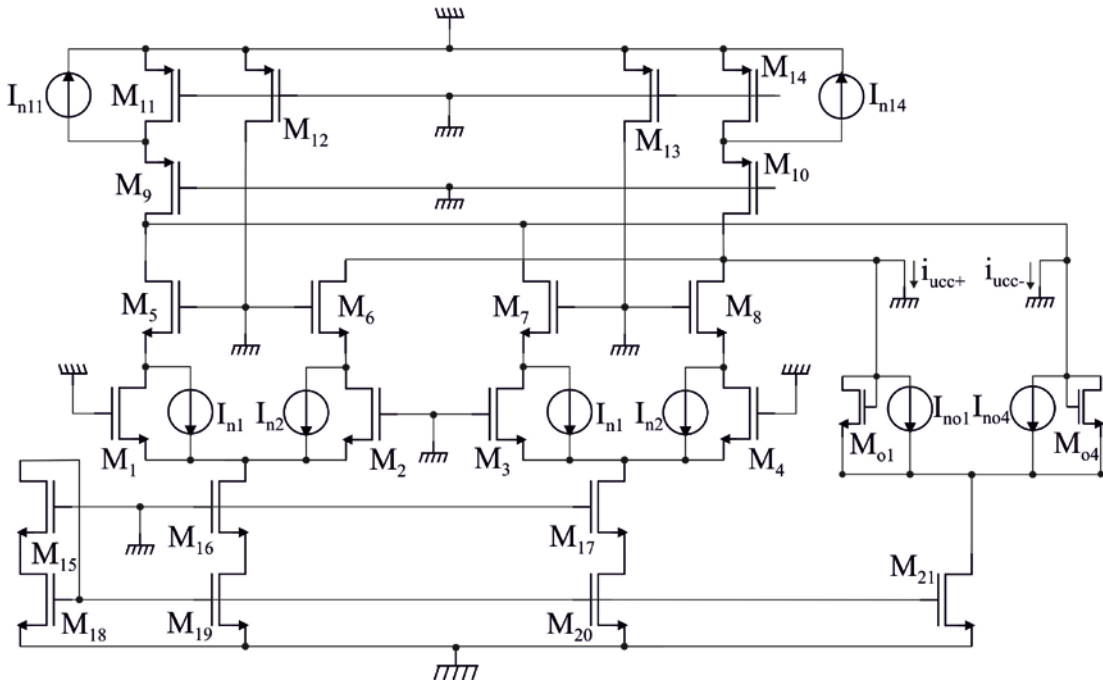


Figura 3.15: Circuito equivalente per l'analisi di rumore del preamplificatore

Le correnti di cortocircuito di uscita sono date da:

$$\begin{cases} i_{ucc+} = -I_{n2} - I_{n4} - I_{n14} - I_{no1} \\ i_{ucc-} = -I_{n1} - I_{n3} - I_{n11} - I_{no4} \end{cases}$$

La tensione di uscita dovuta ai generatori di rumore sarà pertanto:

$$V_{nout} = \frac{1}{g_{mo}} (i_{ucc+} - i_{ucc-})$$

La densità spettrale di rumore in uscita, considerando uguali i transistori di ingresso e quelli di carico, risulta essere:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$S_{Vn_{out}}(f) = \frac{1}{g_{mo}^2} [4S_{I_{ni}}(f) + 2S_{I_{n11}}(f) + 2S_{I_{no}}(f)]$$

che riferita all'ingresso diventa:

$$S_{Vn_{RTI}}(f) = \frac{2}{g_{mi}^2} [2S_{I_{ni}}(f) + S_{I_{n11}}(f) + S_{I_{no}}(f)]$$

La componente termica della densità spettrale di rumore in ingresso è data da:

$$\begin{aligned} S_{Vn_{RTI}}^{Th}(f) &= \frac{2}{g_{mi}^2} \left(\frac{16}{3} KT g_{mi} + \frac{8}{3} KT g_{m11} + \frac{8}{3} KT g_{mo} \right) \\ &= \frac{64KT\eta V_T}{3I_0} + \frac{64KT\eta^2 V_T^2}{3I_0(V_{GS} - V_t)_{11}} + \frac{64KT I_1 \eta^2 V_T^2}{3I_0^2 (V_{GS} - V_t)_o} \end{aligned}$$

Si noti come, per ridurre il rumore termico, bisogna aumentare la corrente di polarizzazione I_0 . Per diminuire il contributo di rumore dovuto a $M_{11,14}$ serve una tensione di overdrive $(V_{GS} - V_t)_{11}$ elevata. Inoltre, il contributo dovuto al carico di uscita dipende inversamente dal guadagno del preamplificatore A_{PA} .

Poiché il rumore del preamplificatore subisce la modulazione chopper, va tenuto conto del valore che assume la componente $1/f$ alla frequenza di clock. La DSP di rumore flicker in f_{ck} è data da:

$$\begin{aligned} S_{Vn_{RTI}}^{Fk}(f_{ck}) &= \frac{2}{g_{mi}^2} \left(\frac{2N_{fn}g_{mi}^2}{W_i L_i f_{ck}} + \frac{N_{fn}g_{mo}^2}{W_o L_o f_{ck}} + \frac{N_{fp}g_{m11}^2}{W_{11} L_{11} f_{ck}} \right) \\ &= \frac{2}{f_{ck}} \left(\frac{2N_{fn}}{W_i L_i} + \frac{N_{fn}}{W_o L_o A_{PA}^2} + \frac{4N_{fp}\eta^2 V_T^2}{W_{11} L_{11} (V_{GS} - V_t)_{11}} \right) \end{aligned}$$

Bisogna notare come l'area di gate dei dispositivi di ingresso risulti il fattore che più va a pesare sulla componente di rumore flicker. I transistori della coppia differenziale di ingresso saranno pertanto molto ingombranti, andando quindi ad aumentare la capacità di ingresso del sistema.

3.8.3 Dinamica di ingresso e di uscita

Per calcolare la dinamica di modo comune di ingresso, si deve garantire la saturazione di $M_{9,10}$ per trovare il limite superiore, mentre il limite inferiore è

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

dettato dalla saturazione di $M_{16,17}$ e M_{18} che formano lo specchio di polarizzazione. Si ottiene così:

$$\begin{cases} V_{CMi} < V_{B2} + |V_{tp}| + V_{tn} - (V_{GS} - V_t)_5 \\ V_{CMi} > V_{GSi} + V_{GS15} - V_{tn} + (V_{GS} - V_t)_{18} \end{cases}$$

Per quanto riguarda la dinamica di uscita, il limite inferiore è fissato dalla tensione di modo comune di ingresso e quello superiore si trova imponendo la saturazione di $M_{9,10}$. In questo modo si ottiene:

$$\begin{cases} V_{out\pm} < V_{B2} + |V_{tp}| \\ V_{out\pm} > V_{CMi} - V_{GSi} + (V_{GS} - V_t)_5 \end{cases}$$

3.8.4 Dimensionamento e simulazione

Nella seguente tabella vengono riportate le dimensioni dei vari transistori del preamplificatore (indicando con W, L, m rispettivamente la larghezza, la lunghezza e la molteplicità del dispositivo).

MOSFET	W [μm]	L [μm]	m
M_{1-4}	60	2	100
M_{5-8}	4	6.5	200
$M_{9,10}$	20	1	10
$M_{11,14}$	5	5	20
$M_{12,13}$	2.5	40	1
M_{15}	8	1	2
$M_{16,17}$	8	1	20
M_{18}	12	1	2
$M_{19,20}$	12	1	20
M_{21}	5.5	1	1
$M_{b1,b3}$	1	47	1
$M_{b2,b4}$	1	47	3
$M_{o1,o4}$	1	105	1
$M_{o2,o3}$	1	105	3

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

I valori delle tensioni e delle correnti di polarizzazione sono:

$$\begin{cases} I_{bias} = 4.25 \mu A \\ I'_{bias} = 17 \mu A \\ V_{B1} = 0.870 V \\ V_{B2} = 2 V \end{cases}$$

Il modulo del guadagno del preamplificatore, nelle configurazioni a bassa ed alta corrente di polarizzazione, viene mostrato in figura 3.16 in funzione della frequenza.

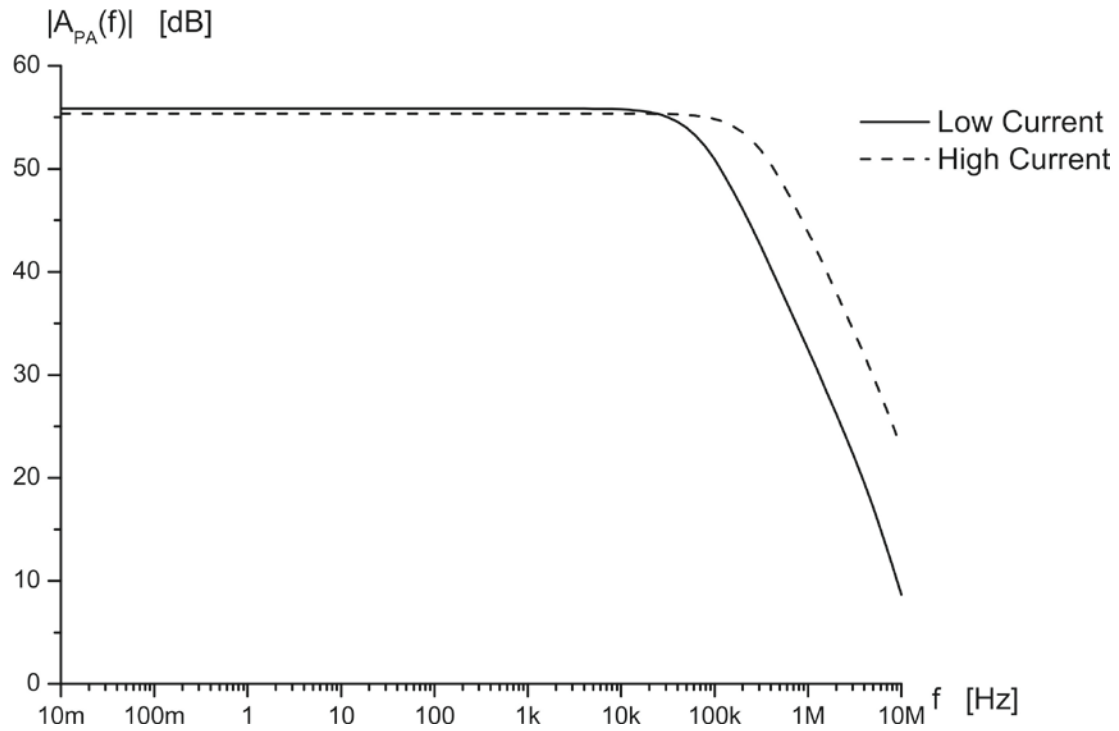


Figura 3.16: Modulo del guadagno del preamplificatore

I due valori di guadagno in continua risultano essere:

$$\begin{cases} \text{Low Current: } I_0 = 42.5 \mu A & \Rightarrow A_{PA} = 55.86268 \text{ dB} \\ \text{High Current: } I'_0 = 170 \mu A & \Rightarrow A'_{PA} = 55.37211 \text{ dB} \end{cases}$$

Si noti come la riduzione della corrente di polarizzazione si traduce in una diminuzione della banda passante, e in un aumento del valore di guadagno praticamente trascurabile.

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Per quanto riguarda la simulazione di rumore, riportiamo i grafici della DSP di rumore riferita all'ingresso del preamplificatore (figura 3.17).

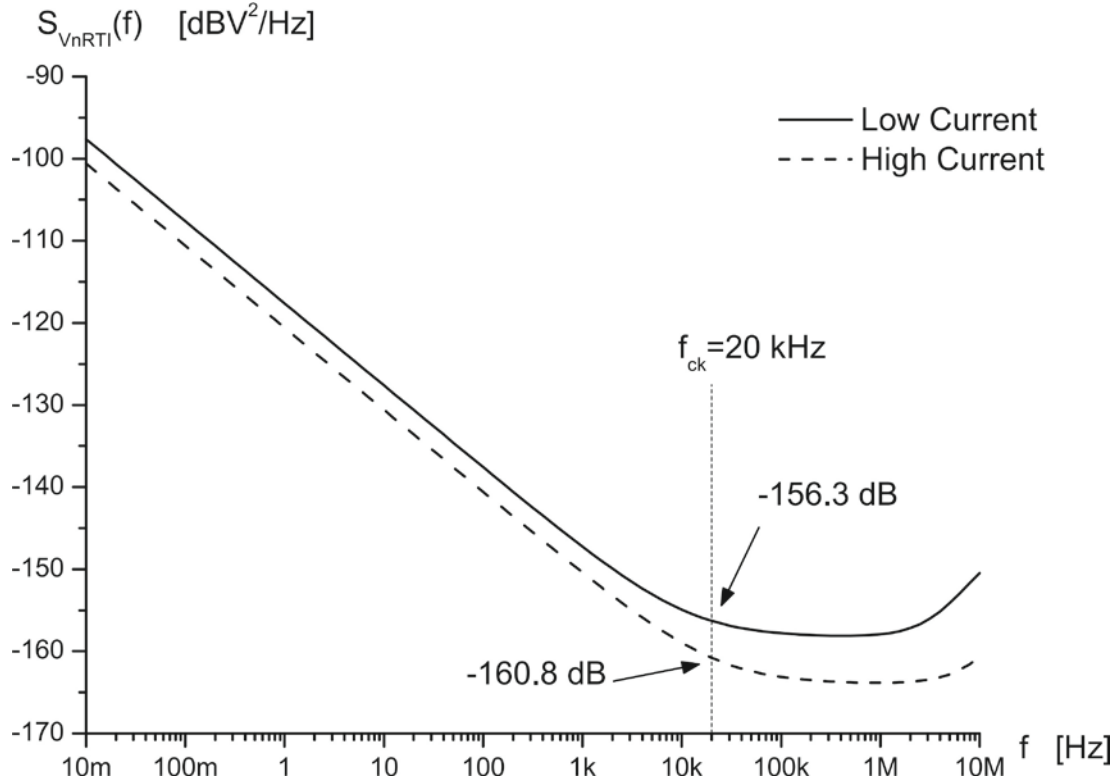


Figura 3.17: Densità spettrali di potenza di rumore in ingresso al preamplificatore

Osserviamo che, come ci aspettavamo, il rumore introdotto dal preamplificatore è minore nel caso di configurazione ad alta corrente di polarizzazione. Prendendo i due valori delle DSP di rumore alla frequenza di clock, si ha:

$$\begin{cases} \text{Low Current} \Rightarrow S_{VnRTI}(f_{ck}) = -156.3 \text{ dB} \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \Rightarrow 15.311 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \\ \text{High Current} \Rightarrow S'_{VnRTI}(f_{ck}) = -160.8 \text{ dB} \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \Rightarrow 9.120 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \end{cases}$$

La specifica di rumore dell'InAmp, fissata al valore di $13 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, può essere quindi raggiunta solo con la configurazione *High Current*. Infine, la dinamica di modo comune di ingresso del preamplificatore, che va a determinare quella dell'InAmp, risulta:

$$0.7\text{ V} \leq V_{CMi} \leq 2.2\text{ V}$$

ben più ampio del range di un volt che era stato prefissato inizialmente come specifica di progetto.

3.9 Transconduttore G_{m1}

Il transconduttore G_{m1} costituisce, insieme al preamplificatore e alle capacità C_1 in uscita, il primo integratore. Dal momento che il rapporto G_{m1}/C_1 risulta fissato dalla frequenza di taglio e dal fattore di qualità dell'InAmp, risulta vantaggioso, in termini di occupazione di area, realizzare una bassa transconduttanza al fine di ridurre le capacità C_1 , che sono i componenti più ingombranti del circuito. La topologia del primo transconduttore viene mostrata in figura 3.18.

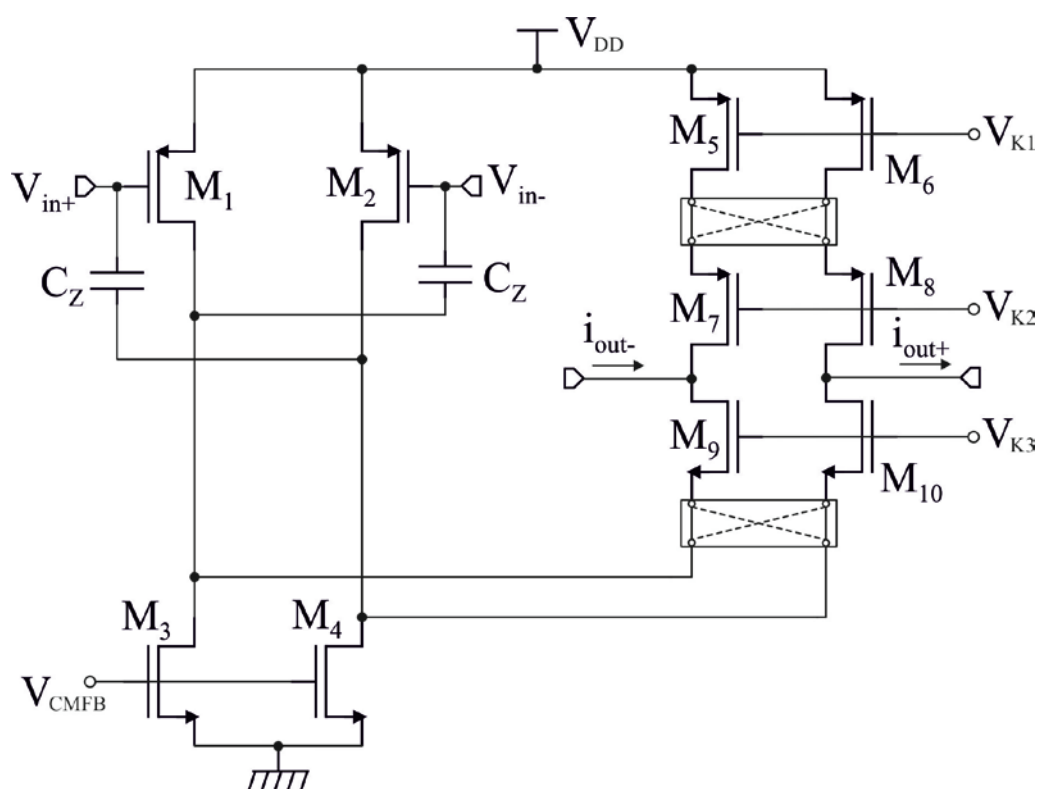


Figura 3.18: Topologia del transconduttore G_{m1}

Lo stadio di ingresso è formato da una coppia pseudo-differenziale di tipo p , necessaria al raggiungimento di una bassa transconduttanza grazie al più basso valore della mobilità delle lacune.

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Un transconduttore ideale presenta una resistenza di uscita infinita, per questo motivo viene utilizzata un'architettura cascode in modo da non alterare la risposta ideale dell'integratore.

Le capacità C_Z introducono un percorso di feed-forward che cancella lo zero introdotto dalle capacità parassite dei dispositivi di ingresso. Questa singolarità, considerato che il segnale di ingresso del transconduttore ha subito la modulazione chopper, ed è quindi traslato attorno a frequenze multiple della f_{ck} , risulta molto dannosa in quanto lo zero è positivo e introduce un ritardo di fase significativo.

Il demodulatore di uscita è stato implementato mediante due matrici di interruttori, poste su nodi a bassa impedenza per evitare accoppiamenti capacitivi indesiderati.

3.9.1 Calcolo della transconduttanza

Prendiamo il circuito equivalente di Norton (visto dalle uscite) per piccoli segnali:

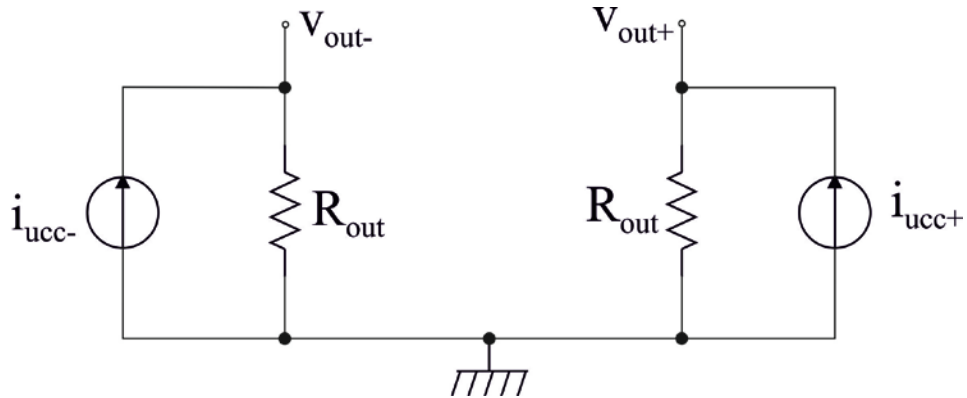


Figura 3.19: Circuito equivalente di Norton per il calcolo della transconduttanza

Le correnti di cortocircuito sono generate dalla coppia pseudo-differenziale di ingresso, considerando $M_1 = M_2$ si ha:

$$\begin{cases} i_{ucc-} = -g_{m1} \left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{2} \right) = -g_{m1} \frac{v_{id}}{2} \\ i_{ucc+} = g_{m1} \left(\frac{V_{in+} - V_{in-}}{2} \right) = g_{m1} \frac{v_{id}}{2} \end{cases}$$

La tensione differenziale di uscita risulta pertanto:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$v_{outd} = v_{out+} - v_{out-} = g_{m1} R_{out} v_{id}$$

Le correnti di uscita del transconduttore sono date da:

$$i_{out+} = i_{out-} = g_{m1} \frac{v_{id}}{2} = G_{m1} v_{id}$$

quindi la transconduttanza G_{m1} , intesa come rapporto tra la corrente di una singola uscita e la tensione differenziale di ingresso, è pari a metà della transconduttanza dei transistori di ingresso, ovvero:

$$G_{m1} = \frac{g_{m1}}{2}$$

3.9.2 Analisi di rumore

Il circuito equivalente per lo studio del rumore è riportato in figura 3.20. I dispositivi che contribuiscono al rumore in uscita sono i transistori M_{1-6} ; riportiamo quindi i generatori di corrente di rumore solo per questi dispositivi.

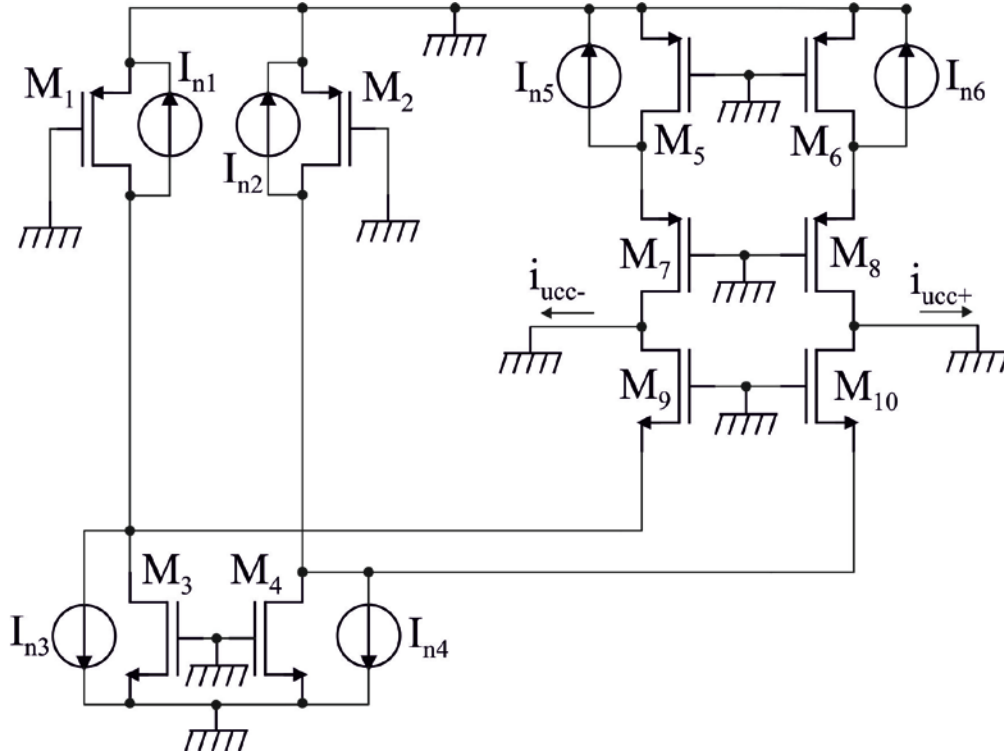


Figura 3.20: Circuito equivalente per lo studio di rumore del primo transconduttore

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Calcoliamo le correnti di cortocircuito di uscita:

$$\begin{cases} i_{ucc+} = -I_{n2} - I_{n4} - I_{n6} \\ i_{ucc-} = -I_{n1} - I_{n3} - I_{n5} \end{cases}$$

La tensione di uscita dovuta ai generatori di rumore sarà pertanto:

$$V_{n_{out}} = V_{n_{out+}} - V_{n_{out-}} = R_{out}(i_{ucc+} - i_{ucc-})$$

La densità spettrale di potenza di rumore in uscita, considerando i transistori a due a due uguali, è data da:

$$S_{V_{n_{out}}}(f) = R_{out}^2 [2S_{I_{n1}}(f) + 2S_{I_{n3}}(f) + 2S_{I_{n5}}(f)]$$

che riferita all'ingresso diventa:

$$S_{V_{n_{RTI}}}(f) = \frac{2}{g_{m1}^2} [S_{I_{n1}}(f) + S_{I_{n3}}(f) + S_{I_{n5}}(f)]$$

La componente termica della densità spettrale di rumore in ingresso è data da:

$$\begin{aligned} S_{V_{n_{RTI}}}^{Th}(f) &= \frac{2}{g_{m1}^2} \left(\frac{8}{3} KT g_{m1} + \frac{8}{3} KT g_{m3} + \frac{8}{3} KT g_{m5} \right) \\ &= \frac{8KT|V_{GS} - V_t|_1}{3I_1} \left(1 + \frac{I_3|V_{GS} - V_t|_1}{I_1(V_{GS} - V_t)_3} + \frac{I_5|V_{GS} - V_t|_1}{I_1|V_{GS} - V_t|_5} \right) \end{aligned}$$

mentre la componente flicker della DSP alla frequenza di clock risulta:

$$\begin{aligned} S_{V_{n_{RTI}}}^{Fk}(f_{ck}) &= \frac{2}{g_{m1}^2} \left(\frac{N_{fp} g_{m1}^2}{W_1 L_1 f_{ck}} + \frac{N_{fn} g_{m3}^2}{W_3 L_3 f_{ck}} + \frac{N_{fp} g_{m5}^2}{W_5 L_5 f_{ck}} \right) \\ &= \frac{2}{f_{ck}} \left[\frac{N_{fp}}{W_1 L_1} + \frac{N_{fn}}{W_3 L_3} \left(\frac{I_3|V_{GS} - V_t|_1}{I_1(V_{GS} - V_t)_3} \right)^2 + \frac{N_{fp}}{W_5 L_5} \left(\frac{I_5|V_{GS} - V_t|_1}{I_1|V_{GS} - V_t|_5} \right)^2 \right] \end{aligned}$$

Si noti come la transconduttanza g_{m1} vada ad influire sul rumore del transconduttore. La necessità di una bassa transconduttanza dei dispositivi di ingresso si traduce in un aumento considerevole del rumore. Queste considerazioni motivano la necessità di un preamplificatore a monte di G_{m1} , in modo da rilassare le specifiche sul rumore introdotto da questo blocco. Per maggiori dettagli su questa tecnica si veda il riferimento [19].

3.9.3 Dinamica di ingresso e di uscita

La dinamica di modo comune di ingresso si calcola imponendo la corretta accensione e la condizione di saturazione dei transistori di ingresso $M_{1,2}$. Si ottiene così:

$$\begin{cases} V_{CMi} < V_{DD} - |V_{tp}| \\ V_{CMi} > V_{K3} - V_{GS9} - |V_{tp}| \end{cases}$$

Ricordando che per una coppia pseudo-differenziale la massima variazione di tensione che il segnale di ingresso può raggiungere è data da:

$$|v_{id_{MAX}}| = 2|V_{GS} - V_t|$$

è possibile calcolare la dinamica di ingresso di modo differenziale del transconduttore:

$$-2(V_{DD} - V_{CMi} - |V_{tp}|) < v_{id} < 2(V_{DD} - V_{CMi} - |V_{tp}|)$$

Per quanto riguarda la dinamica di uscita, il limite inferiore si calcola imponendo la condizione di saturazione ai dispositivi $M_{9,10}$ mentre il limite superiore è dato dalla saturazione di $M_{7,8}$. La dinamica di uscita risulta quindi:

$$\begin{cases} V_{out\pm} < V_{K2} + |V_{tp}| \\ V_{out\pm} > V_{K3} - V_{tn} \end{cases}$$

Il circuito di controllo del modo comune di uscita agisce, attraverso la tensione V_{CMFB} , sulle correnti I_3 e I_4 in modo da fissare la tensione di modo comune di uscita al valore di $V_{CMout} = 1.414$ V.

3.9.4 Dimensionamento e simulazione

Volendo realizzare un amplificatore da strumentazione con un guadagno $A_0 = 201$, una frequenza di taglio $f_0 = 200$ Hz e con un fattore di qualità $Q = 0.707$ (filtro di Butterworth), e ricordando l'espressione del parametro G_{m1}/C_1 , si ha:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$\frac{G_{m1}}{C_1} = \frac{\pi f_0 A_0}{\sqrt{2} A_{PA}} = 143.79 \frac{rad}{s}$$

Nella seguente tabella riportiamo le dimensioni dei vari transistori del primo transconduttore:

MOSFET	W [μm]	L [μm]	m
$M_{1,2}$	0.8	400	1
$M_{3,4}$	2	380	1
$M_{5,6}$	2	250	1
$M_{7,8}$	6	18	1
$M_{9,10}$	4	85	1

I valori delle tensioni di polarizzazione e delle capacità di compensazione C_Z sono:

$$\begin{cases} V_{K1} = 2.2 V \\ V_{K2} = 1.8 V \\ V_{K3} = 1.36 V \\ C_Z = 250 fF \end{cases}$$

La transconduttanza dei transistori $M_{1,2}$ risulta pari a:

$$g_{m1} \cong 33 nS$$

Dalla precedente espressione si ricava il valore dei condensatori C_1 :

$$\frac{G_{m1}}{C_1} = \frac{g_{m1}}{2C_1} = 143.79 \frac{rad}{s} \Rightarrow C_1 \cong 115 pF$$

In realtà, poiché la modulazione chopper ha un effetto sulla transconduttanza di questo stadio, il valore effettivo di g_{m1} risulta minore di circa il 25% di quello simulato attraverso l'analisi del punto di riposo. Il valore appropriato delle capacità C_1 è stato aggiustato, una volta fissato il rapporto G_{m2}/C_2 definito attraverso le specifiche di progetto, in modo da far coincidere la risposta transitoria del sistema con quella ideale di Butterworth. Il valore corretto risulta pertanto essere:

$$C_1 \cong 88 pF$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

La DSP di rumore del primo integratore (comprendente il preamplificatore) riferita all'ingresso viene mostrata in figura 3.21.

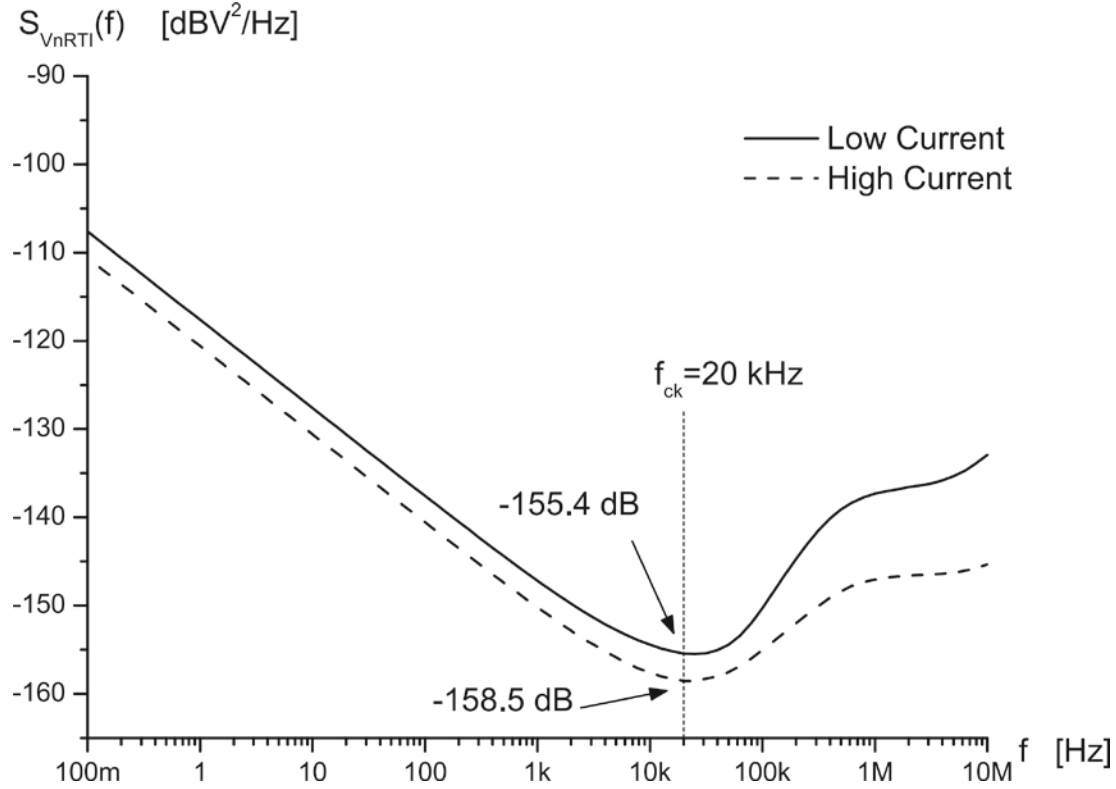


Figura 3.21: DSP di rumore del primo integratore riferita all'ingresso

Prendendo i due valori delle DSP di rumore alla frequenza di clock, si ha:

$$\begin{cases} \text{Low Current} \Rightarrow S_{VnRTI}(f_{ck}) = -155.4 \text{ dB} \frac{V^2}{\text{Hz}} \Rightarrow 16.982 \frac{nV}{\sqrt{\text{Hz}}} \\ \text{High Current} \Rightarrow S'_{VnRTI}(f_{ck}) = -158.5 \text{ dB} \frac{V^2}{\text{Hz}} \Rightarrow 11.885 \frac{nV}{\sqrt{\text{Hz}}} \end{cases}$$

3.10 Integratore G_{m2}/C_2

Il secondo transconduttore è stato completamente riprogettato, in quanto la versione precedente non soddisfaceva le nostre specifiche di rumore e di consumo di potenza. Lo svantaggio più grande risiedeva nell'utilizzo di due controlli di modo comune (uno per l'ingresso e uno per l'uscita), che comporta una maggiore complessità del circuito a spese di una notevole occupazione di area e una corrente assorbita troppo elevata.

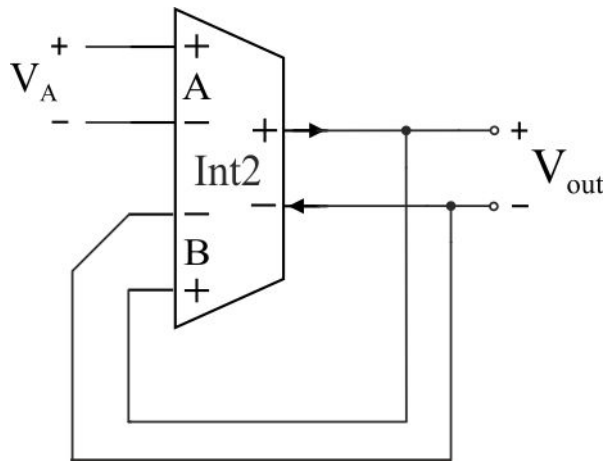


Figura 3.22: Secondo integratore reazionato

Il secondo integratore è stato progettato per amplificare (e integrare) la differenza sia tra i segnali differenziali sia tra i segnali di modo comune sulle due porte di ingresso, ovvero:

$$\begin{cases} V_{out}(s) = \frac{A_d}{s} [V_{Ad}(s) - V_{Bd}(s)] \\ V_{CMout}(s) = \frac{A_c}{s} [V_{CMA}(s) - V_{CMB}(s)] \end{cases}$$

La reazione fissa la tensione $V_{Bd} = V_{out}$ e $V_{CMB} = V_{CMout}$ e sfruttando il metodo del cortocircuito virtuale generalizzato possiamo affermare che le tensioni di modo comune sulle due porte di ingresso risultano uguali. Si ottiene pertanto:

$$V_{CMA} \cong V_{CMB} = V_{CMout}$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Questo risultato è molto importante perché ci permette un risparmio sia in termini di consumo di potenza sia in termini di ingombro dal momento che non si necessita di un circuito di controllo del modo comune.

La topologia del secondo integratore viene mostrata in fig. 3.23.

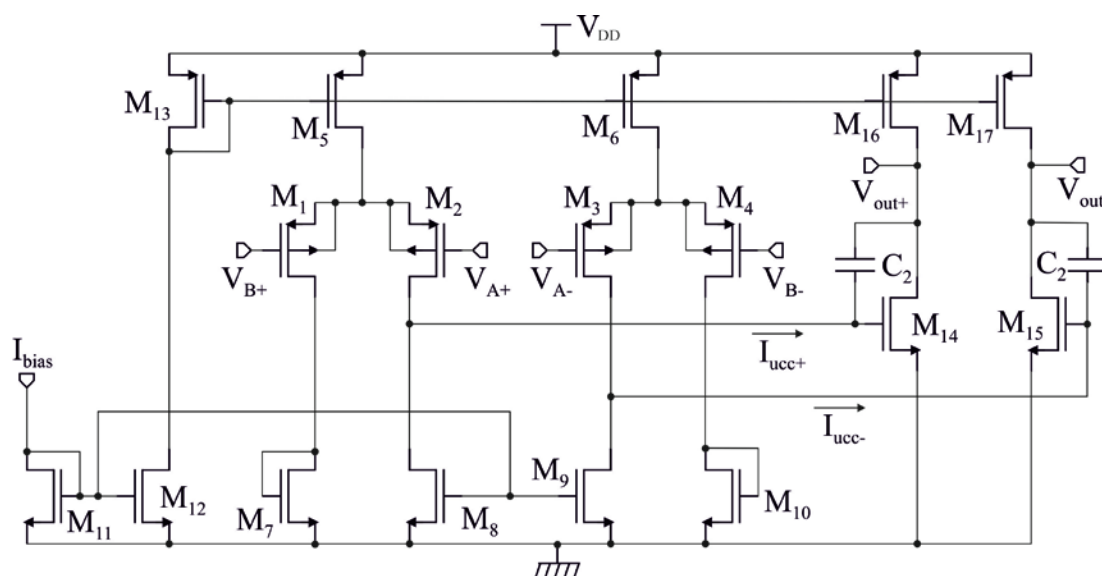


Figura 3.23: Topologia del secondo integratore

Lo stadio di ingresso è formato da due coppie differenziali $M_{1,2}$ e $M_{3,4}$, mentre lo stadio a valle è costituito da un semplice amplificatore differenziale a source comune. La corrente generata dal transconduttore scorre nelle capacità C_2 , ottenendo la funzione di integratore. Per conseguire una dinamica di uscita rail-to-rail non abbiamo adottato la configurazione cascode, con l'inconveniente di una più bassa impedenza di uscita. Dal momento che la rete di reazione β presenta comunque una resistenza ben più piccola, possiamo considerare in prima approssimazione che la resistenza di uscita dell'InAmp sia data proprio da R_β .

3.10.1 Calcolo della transconduttanza

Per il calcolo del G_{m2} , valutiamo le correnti I_{ucc+} e I_{ucc-} che andranno a determinare la tensione di uscita. Alle variazioni, assumendo uguali i transistori di ingresso, si ha:

$$\begin{cases} i_{ucc-} = -g_{m1} \left(\frac{V_{A-} - V_{B-}}{2} \right) \\ i_{ucc+} = -g_{m1} \left(\frac{V_{A+} - V_{B+}}{2} \right) \end{cases}$$

Le tensioni di uscita, nel dominio di Laplace, sono date da:

$$\begin{cases} V_{out+}(s) = \frac{g_{m1}}{2C_2s} [V_{A+}(s) - V_{B+}(s)] \\ V_{out-}(s) = \frac{g_{m1}}{2C_2s} [V_{A-}(s) - V_{B-}(s)] \end{cases}$$

pertanto la tensione differenziale di uscita sarà:

$$V_{outd}(s) = \frac{g_{m1}}{2C_2s} [V_{Ad}(s) - V_{Bd}(s)]$$

Ricordando che nell'analisi della funzione di trasferimento dell'InAmp, avevamo considerato $V_{outd}(s) = 2G_{m2}[V_{Ad}(s) - V_{Bd}(s)]/C_2s$, si trova facilmente la transconduttanza del secondo stadio:

$$G_{m2} = \frac{g_{m1}}{4}$$

Dal momento che la tensione differenziale di uscita viene riportata in ingresso al transconduttore sulla porta B (come indicato in fig. 3.1), si ha $V_{B+}(s) = V_{out+}(s)$ e $V_{B-}(s) = V_{out-}(s)$. Possiamo quindi ricavare la tensione di modo comune di uscita, data da:

$$V_{CMout}(s) = \frac{V_{out+}(s) + V_{out-}(s)}{2} = \frac{g_{m1}}{2C_2s} [V_{CMA}(s) - V_{CMout}(s)]$$

dove abbiamo indicato con V_{CMA} la tensione di modo comune in ingresso alla porta A. Risolvendo l'equazione si ottiene:

$$V_{CMout}(s) = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + 2C_2s} V_{CMA}(s)$$

La tensione di modo comune V_{CMA} è imposta dal circuito di controllo del modo comune del primo transconduttore al valore di 1.414 V, pertanto può essere considerata costante. Il modo comune di uscita è quindi fissato, grazie alla reazione di modo comune sulla porta di feedback, uguale a quello della porta A di ingresso, ovvero:

$$V_{CMout} \cong V_{CMA} = 1.414 \text{ V}$$

3.10.2 Analisi di rumore

Nell'analisi di rumore, i condensatori C_2 possono essere cortocircuitati ipotizzando che nel range delle frequenze di interesse presentano un'impedenza trascurabile rispetto alla resistenza di uscita dello stadio precedente e all'impedenza vista dai gate di $M_{14,15}$. I dispositivi che contribuiscono al rumore sono i transistori M_{1-10} e M_{14-17} . Il circuito equivalente per lo studio del rumore viene mostrato in figura 3.24.

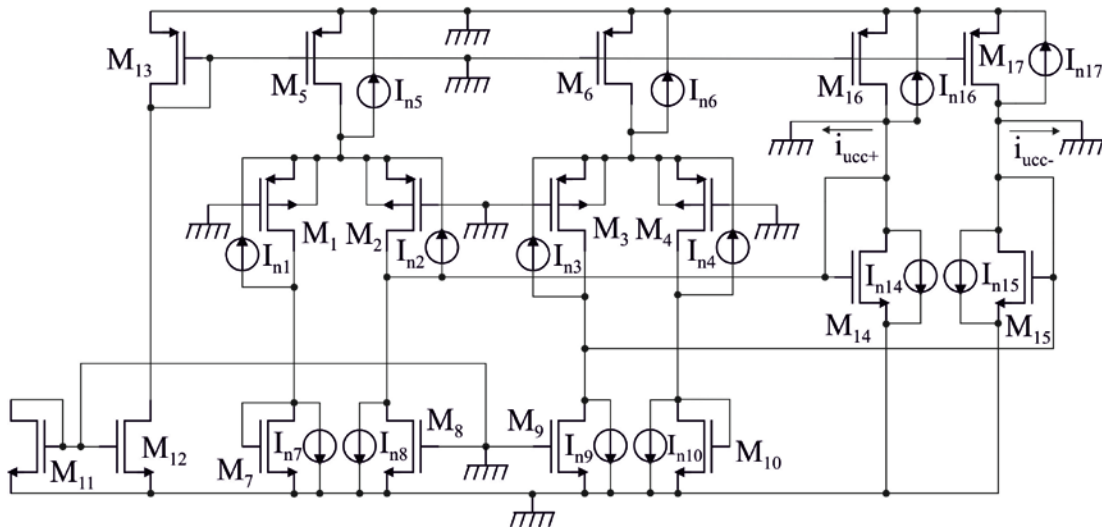


Figura 3.24: Circuito equivalente del secondo integratore per l'analisi del rumore

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Calcoliamo le correnti di cortocircuito di uscita:

$$\begin{cases} i_{ucc+} = -I_{n1} - I_{n2} - \frac{I_{n5}}{2} - I_{n7} - I_{n8} - I_{n14} - I_{n16} \\ i_{ucc-} = -I_{n3} - I_{n4} - \frac{I_{n6}}{2} - I_{n9} - I_{n10} - I_{n15} - I_{n17} \end{cases}$$

La tensione di uscita dovuta ai generatori di rumore sarà pertanto:

$$V_{nout} = V_{nout+} - V_{nout-} = R_{out}(i_{ucc+} - i_{ucc-})$$

dove R_{out} indica la resistenza di uscita del secondo integratore.

Considerando tra loro uguali i transistori $M_{5,6}$, M_{7-10} , $M_{14,15}$, $M_{16,17}$ si ottiene la seguente densità spettrale di potenza di rumore in uscita:

$$S_{V_{nout}}(f) = R_{out}^2 [4S_{I_{n1}}(f) + S_{I_{n5}}(f) + 4S_{I_{n7}}(f) + 2S_{I_{n14}}(f) + 2S_{I_{n16}}(f)]$$

Poiché il rumore del secondo integratore viene riportato all'ingresso dell'InAmp mediante una funzione di trasferimento passa banda che assume un valore massimo di uno alla frequenza di taglio, la DSP di rumore che ci interessa sarà proprio alla frequenza f_0 :

$$S_{V_{nout}}(f_0) = R_{out}^2 [4S_{I_{n1}}(f_0) + S_{I_{n5}}(f_0) + 4S_{I_{n7}}(f_0) + 2S_{I_{n14}}(f_0) + 2S_{I_{n16}}(f_0)]$$

Ulteriori calcoli possono essere tralasciati, tenendo conto comunque che i parametri che riducono il rumore termico sono un'elevata corrente di polarizzazione I_1 e una bassa tensione di overdrive $|V_{GS} - V_t|_1$, mentre per abbattere il rumore flicker serve una grande area dei transistori.

3.10.3 Dinamica di ingresso e di uscita

Per calcolare la dinamica di modo comune di ingresso bisogna garantire la saturazione di $M_{5,6}$ per trovare il limite superiore, mentre quello inferiore è dato dalla saturazione dei dispositivi di ingresso e di M_{7-10} . Così facendo si ottiene:

$$\begin{cases} V_{CMi} < V_{DD} - |V_{GS} - V_t|_5 - |V_{GS1}| \\ V_{CMi} > V_{GS7} - |V_{tp}| \end{cases}$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Per la dinamica di modo differenziale di ingresso si possono utilizzare i risultati ottenuti per la dinamica del primo transconduttore, in quanto trattandosi di coppie differenziali le considerazioni da fare sono le medesime. La dinamica di uscita si calcola imponendo la saturazione dei transistori $M_{14,15}$ e $M_{16,17}$, si ha:

$$\begin{cases} V_{out\pm} < V_{DD} - |V_{GS} - V_t|_{16} \\ V_{out\pm} > (V_{GS} - V_t)_{14} \end{cases}$$

La tensione di modo comune di uscita è sempre fissata dal circuito di controllo del modo comune di G_{m1} , pari a $V_{CMout} = 1.414$ V.

3.10.4 Dimensionamento e simulazione

La frequenza di taglio f_0 del filtro passa basso del sistema, fissa necessariamente il parametro G_{m2}/C_2 che è dato da:

$$\frac{G_{m2}}{C_2} = \sqrt{2}\pi f_0 = 888.58 \frac{rad}{s}$$

Le dimensioni dei dispositivi del secondo integratore sono riportate nella seguente tabella:

MOSFET	W [μm]	L [μm]	m
M_{1-4}	2	130	2
$M_{5,6,13}$	30	85	1
M_{7-10}	1.2	300	1
$M_{11,12}$	1.2	300	2
$M_{14,15}$	6	6	1
$M_{16,17}$	120	2	1

La corrente di polarizzazione è $I_{bias} = 150$ nA, e la transconduttanza dei transistori M_{1-4} risulta pari a:

$$g_{m1} \cong 378.5 \text{ nS}$$

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Dalla precedente espressione si ricava quindi il valore dei condensatori C_2 :

$$\frac{G_{m2}}{C_2} = \frac{g_{m1}}{4C_2} = 888.58 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \Rightarrow C_2 \cong 107 \text{ pF}$$

La densità spettrale di potenza di rumore in uscita dal secondo integratore viene mostrata in figura 3.25.

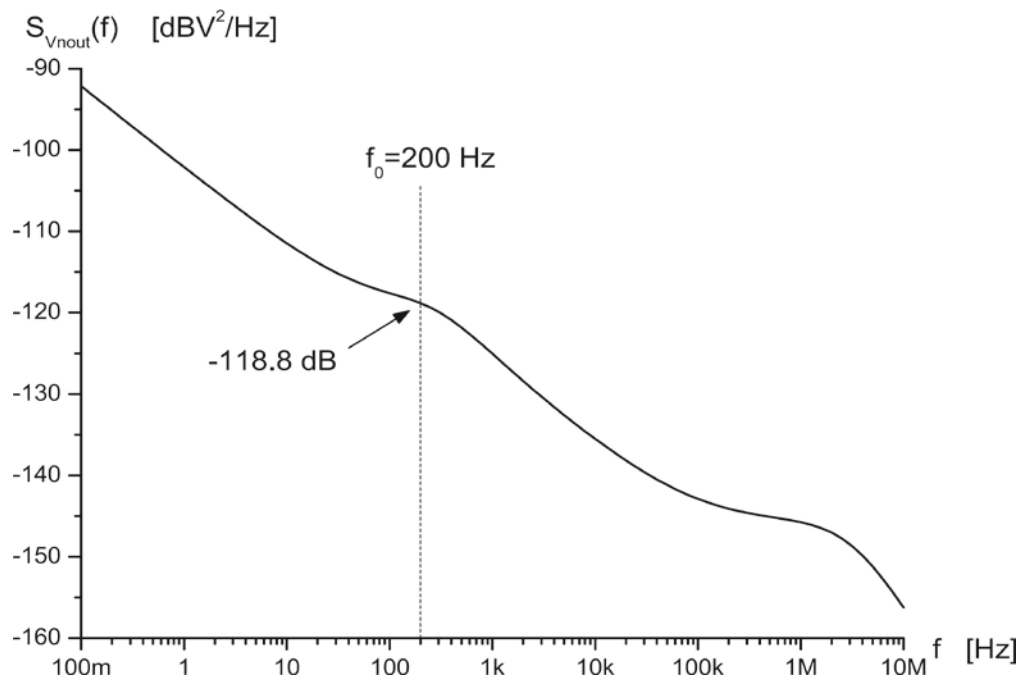


Figura 3.25: DSP di rumore in uscita dal secondo integratore

Da questo grafico si può ricavare il valore della DSP alla frequenza di taglio f_0 , che risulta essere:

$$S_{Vn_{out}}(f_0) = -118.8 \text{ dB} \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}}$$

3.11 OpAmp

L'amplificatore operazionale utilizzato è riportato in figura 3.26.

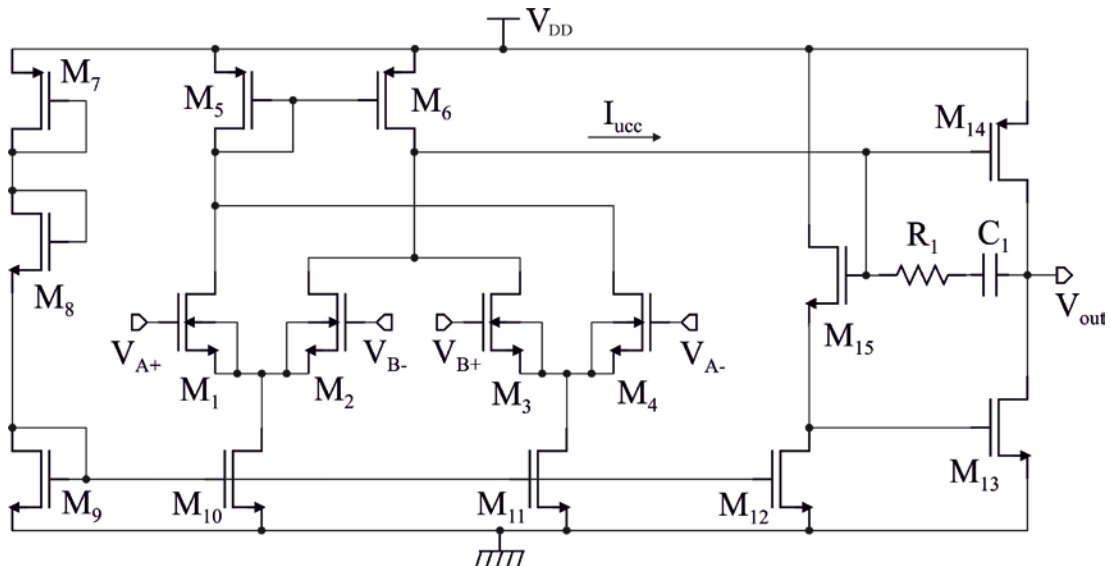


Figura 3.26: Topologia dell'amplificatore operazionale

L'architettura di questo blocco è così composta:

1. Una bias chain di polarizzazione costituita dai transistori M_{7-9} . Questa catena ha la funzione di partitore di tensione per fornire la tensione di polarizzazione dei generatori di corrente M_{10-12} .
2. Amplificatore differenziale delle tensioni di modo comune dei segnali di ingresso, dove i transistori M_{1-4} costituiscono le due coppie differenziali di ingresso.
3. Stadio di guadagno/uscita a source comune in classe AB, formato dai transistori di uscita $M_{13,14}$ e dal traslatore di tensione M_{15} , polarizzato dal generatore di corrente M_{12} .

La scelta di uno stadio di uscita in classe AB risulta vantaggiosa in termini di consumo di potenza a riposo, infatti esso è in grado di erogare/assorbire una corrente maggiore di quella di riposo. Il condensatore C_1 è la capacità di compensazione e la resistenza R_1 in serie ha la funzione di zero-nulling. Infatti, si

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

può dimostrare che la capacità C_1 introduce uno zero positivo molto dannoso in quanto produce un ulteriore ritardo di fase e può degenerare in modo inaccettabile il margine di fase. La resistenza R_1 viene dimensionata in maniera tale da cambiare segno allo zero introdotto da C_1 .

3.11.1 Calcolo dell'amplificazione

Considerando l'OpAmp come la cascata di due stadi (stadio d'ingresso e stadio di uscita), il circuito equivalente alle variazioni è il seguente:

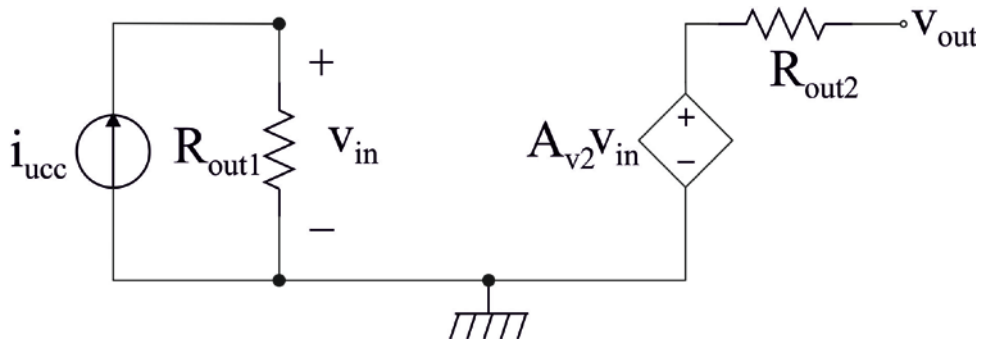


Figura 3.27: Circuito equivalente per il calcolo dell'amplificazione

La resistenza R_{out1} è l'impedenza di uscita del primo stadio, A_{v2} e R_{out2} sono rispettivamente il guadagno in tensione e la resistenza di uscita del secondo stadio.

La corrente di cortocircuito è quella generata dalle coppie differenziali di ingresso, assumendo uguali i dispositivi M_{1-4} sarà data da:

$$\begin{aligned} i_{ucc} &= -g_{m1} \frac{(V_{B-} - V_{A+})}{2} - g_{m1} \frac{(V_{B+} - V_{A-})}{2} = -\frac{g_{m1}}{2} (V_{B-} + V_{B+} - V_{A+} - V_{A-}) \\ &= -g_{m1} (V_{CMB} - V_{CMA}) \end{aligned}$$

dalla quale si ottiene la tensione v_{in} :

$$v_{in} = -g_{m1} R_{out1} (V_{CMB} - V_{CMA})$$

quindi il primo stadio amplifica la differenza delle tensioni di modo comune dei segnali di ingresso, ovvero il segnale di feedback e il segnale di ingresso del sistema. Si noti come un'amplificazione dell'OpAmp teoricamente infinita fa sì che:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$V_{CMfb} \cong V_{CMi}$$

La tensione di uscita è data da:

$$v_{out} = A_{v2}v_{in} = [g_{m1}R_{out1}(g_{m13} + g_{m14})R_{out2}](V_{CMB} - V_{CMA})$$

dalla quale si ricava il guadagno in tensione dell'OpAmp:

$$A_v = g_{m1}R_{out1}(g_{m13} + g_{m14})R_{out2}$$

3.11.2 Analisi dell'offset

Lo studio del rumore in questo caso può essere tralasciato, poiché i generatori di rumore in ingresso all'amplificatore operazionale risultano a modo comune per i segnali di ingresso del sistema e non hanno alcun effetto. Di conseguenza, le specifiche di rumore per questo blocco risultano rilassate. Lo studio dell'offset, invece, è particolarmente importante quando vi è uno sbilanciamento delle impedenze di sorgente. La tensione di offset dell'OpAmp infatti produce una tensione di offset in ingresso all'InAmp, quando le impedenze di sorgente sono sbilanciate. Si può calcolare, in prima approssimazione, l'offset in ingresso all'InAmp dovuto alla tensione di offset dell'OpAmp come:

$$v_{io}^{Inamp} \cong \Delta R_s \overline{I_{in}} = \Delta R_s C_{in} f_{ck} v_{io}^{OpAmp}$$

dove abbiamo indicato con ΔR_s lo sbilanciamento delle resistenze di sorgente e con C_{in} le capacità di ingresso del preamplificatore.

Per lo studio dell'offset dell'OpAmp prendiamo in esame una singola porta di ingresso, si può scrivere:

$$v_{io} = \frac{(I_{D2} - I_{D1}) + (I_{D6} - I_{D5})}{g_{m1}} = \frac{\Delta I_{D1,2} + \Delta I_{D5,6}}{g_{m1}}$$

Dal momento che l'errore relativo sulle correnti di drain è dato da:

$$\frac{\Delta I_{D1,2}}{I_{D1}} = \frac{\Delta \beta_{1,2}}{\beta_1} - \frac{2\Delta V_{t1,2}}{(V_{GS} - V_t)_1}$$

si ottiene:

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

$$v_{io} = \frac{I_{D1}}{g_{m1}} \left[\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1} - \frac{2\Delta V_{t1,2}}{(V_{GS} - V_t)_1} \right] + \frac{I_{D5}}{g_{m1}} \left[\frac{\Delta\beta_{5,6}}{\beta_5} - \frac{2\Delta V_{t5,6}}{(V_{GS} - V_t)_5} \right]$$

Esplicitando i rapporti $I_D/g_m = (V_{GS} - V_t)/2$ e dato che $2I_{D1} = I_{D5}$, si ha:

$$v_{io} = \frac{(V_{GS} - V_t)_1}{2} \left(\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1} + 2 \frac{\Delta\beta_{5,6}}{\beta_5} \right) - \Delta V_{t1,2} - 2 \frac{(V_{GS} - V_t)_1}{(V_{GS} - V_t)_5} \Delta V_{t5,6}$$

Passando alla varianza si ha la seguente espressione:

$$\sigma_{v_{io}}^2 = \frac{(V_{GS} - V_t)_1^2}{4} \sigma_{\frac{\Delta\beta_{1,2}}{\beta_1}}^2 + (V_{GS} - V_t)_1^2 \sigma_{\frac{\Delta\beta_{5,6}}{\beta_5}}^2 + \sigma_{\Delta V_{t1,2}}^2 + 4 \frac{(V_{GS} - V_t)_1^2}{(V_{GS} - V_t)_5^2} \sigma_{\Delta V_{t5,6}}^2$$

Le deviazioni standard di $\Delta\beta/\beta$ e ΔV_t vengono ricavate per mezzo del manuale di processo e sono date da:

$$\sigma_{\frac{\Delta\beta}{\beta}} = \frac{K_\beta}{\sqrt{WL}}, \quad \sigma_{\Delta V_t} = \frac{K_{V_t}}{\sqrt{WL}}$$

Si nota come per ridurre l'offset in ingresso bisogna effettuare un dimensionamento tale da ridurre le tensioni di overdrive delle coppie differenziali di ingresso e aumentare quelle dei transistori $M_{5,6}$. L'area di gate di M_{1-6} andrà opportunamente dimensionata per ottenere il livello di offset desiderato.

3.11.3 Dinamica di ingresso e di uscita

Per il calcolo della dinamica di modo comune di ingresso, il limite inferiore è dato dalla saturazione dei transistori $M_{10,11}$ mentre quello superiore si trova imponendo che i dispositivi di ingresso M_{1-4} lavorino in zona di saturazione. Così facendo si ottiene:

$$\begin{cases} V_{CMi} > (V_{GS} - V_t)_{10} + V_{GS1} \\ V_{CMi} < V_{DD} - |V_{GS5}| - V_{tn} \end{cases}$$

La dinamica di uscita è invece rail-to-rail grazie allo stadio di uscita in classe AB, ovvero si ha:

$$\begin{cases} V_{out\pm} < V_{DD} - |V_{GS} - V_t|_{14} \\ V_{out\pm} > (V_{GS} - V_t)_{13} \end{cases}$$

3.11.4 Dimensionamento e simulazione

Il dimensionamento è stato effettuato secondo le seguenti specifiche:

$$\begin{cases} PGB > 300 \text{ kHz} \\ \phi_m > 60^\circ \\ \sigma_{v_{io}} < 1 \text{ mV} \end{cases}$$

con un consumo di potenza trascurabile rispetto a quello totale del sistema. Nella seguente tabella sono riportate le dimensioni dei vari transistori dell'OpAmp:

MOSFET	W [μm]	L [μm]	m
M_{1-4}	5	24	4
$M_{5,6}$	8	9	5
M_7	8	9	1
$M_{8,15}$	0.6	40	1
$M_{9,12}$	1.3	5	1
$M_{10,11}$	1.3	5	5
M_{13}	1.3	5	30
M_{14}	8	9	30

I valori della resistenza e della capacità di compensazione sono $R_1 = 15 \text{ k}\Omega$ e $C_1 = 13 \text{ pF}$.

Gli andamenti del modulo e fase del guadagno dell'OpAmp sono riportati in figura 3.28 e 3.29.

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

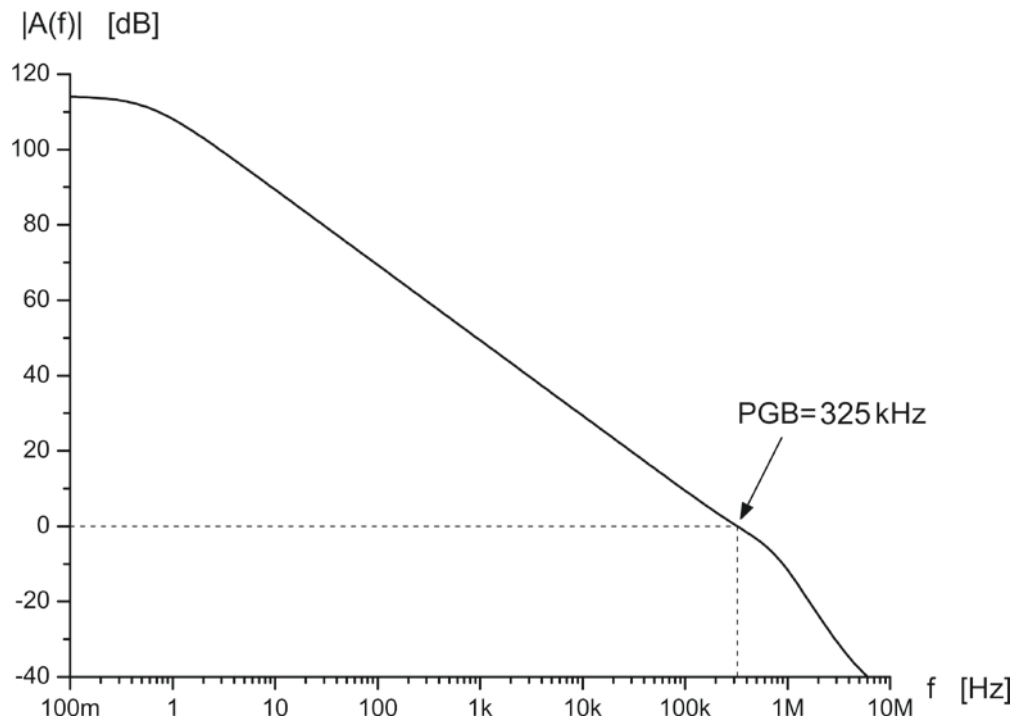


Figura 3.28: Modulo del guadagno dell'OpAmp

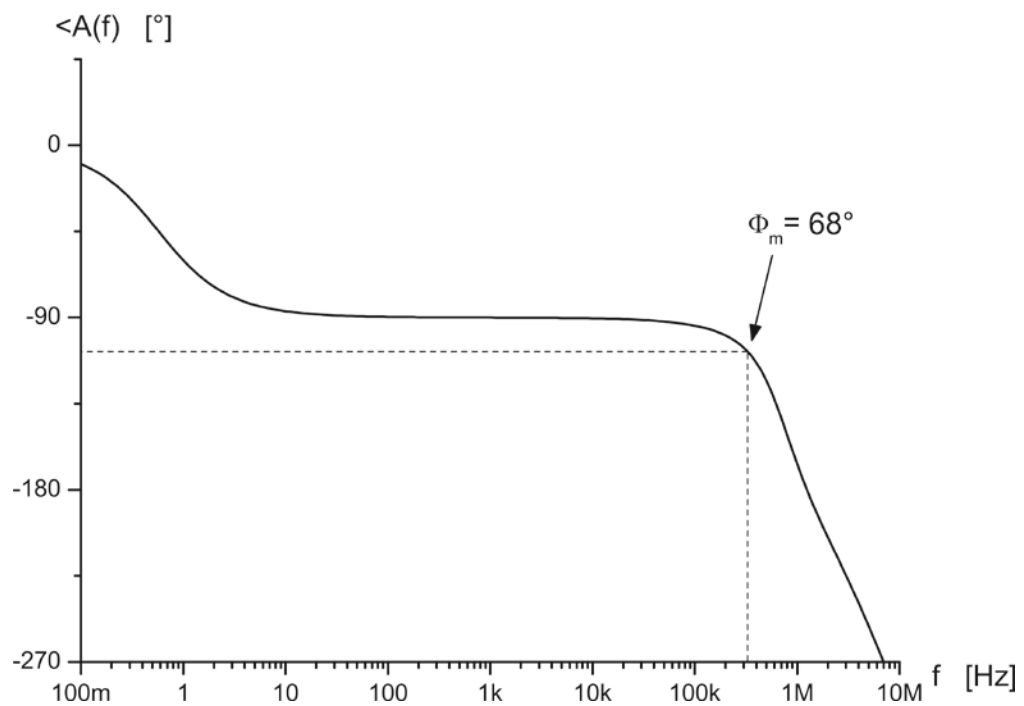


Figura 3.29: Fase del guadagno dell'OpAmp

CAPITOLO 3. INNOVAZIONI INTRODOTTE

Dai due grafici si determinano i seguenti valori del prodotto guadagno-banda e del margine di fase:

$$PGB = 325 \text{ kHz} , \quad \phi_m = 68^\circ$$

Infine, la tensione di offset in ingresso è stato calcolata mediante una simulazione Monte Carlo analizzando i transistori con segnali nulli in ingresso. La deviazione standard della tensione di offset è risultata essere:

$$\sigma_{v_{io}} \cong 0.8 \text{ mV}$$

Capitolo 4

Simulazioni e layout

In questo capitolo verranno riportati vari tipi di simulazioni effettuate sull'amplificatore da strumentazione, allo scopo di estrarre le specifiche del progetto proposto. Successivamente mostreremo i layout delle celle realizzate in questo lavoro di tesi, e determineremo l'area (stimata) occupata dall'intero sistema. Il simulatore e il software per la realizzazione del layout appartengono al pacchetto di progettazione della Mentor Graphics, in particolare abbiamo utilizzato i software Eldo Simulator e Virtuoso Layout Editor. Il chip è stato realizzato in tecnologia BCD6s della STMicroelectronics. Il lavoro di layout dell'InAmp è stato eseguito in collaborazione con Maura Carletti, anch'essa tesista di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica, Università di Pisa, Anno Accademico 2010/2011.

4.1 Risposta in frequenza

Il diagramma della risposta in frequenza è stato ottenuto mediante una simulazione AC, la quale non tiene conto degli effetti della modulazione chopper. I grafici del modulo e della fase del guadagno dell'InAmp sono mostrati in figura 4.1 e 4.2, nelle due configurazioni a bassa ed alta corrente di polarizzazione. Dal diagramma del modulo si ricava il valore dell'amplificazione in banda passante:

$$G = 46.0906 \text{ dB} = 201.62$$

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

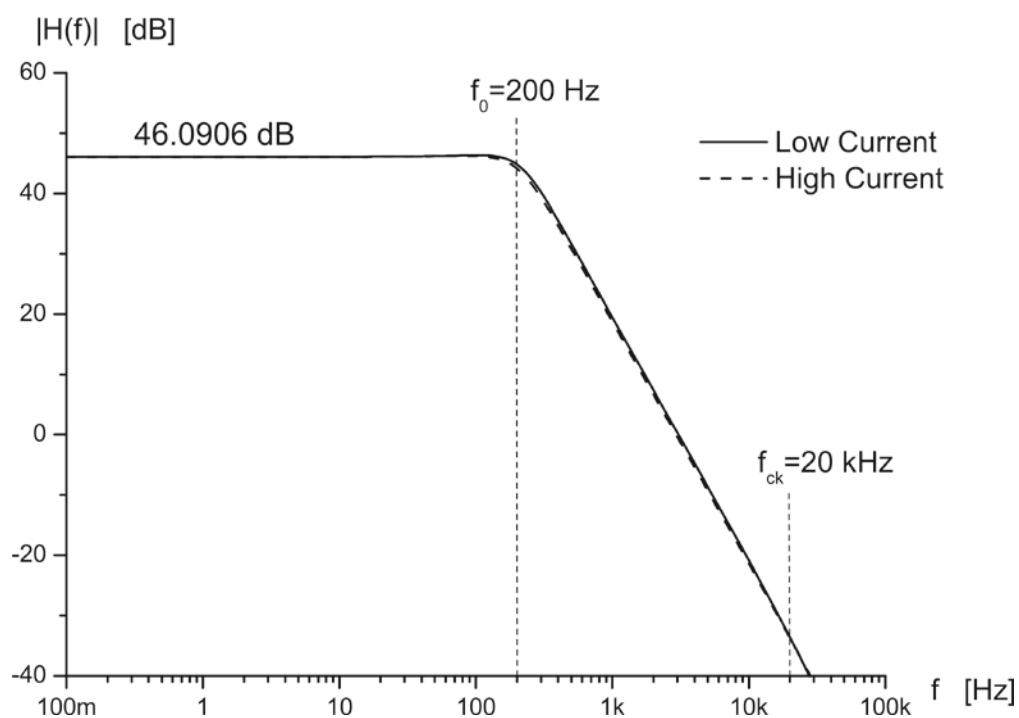


Figura 4.1: Modulo della risposta in frequenza dell'InAmp

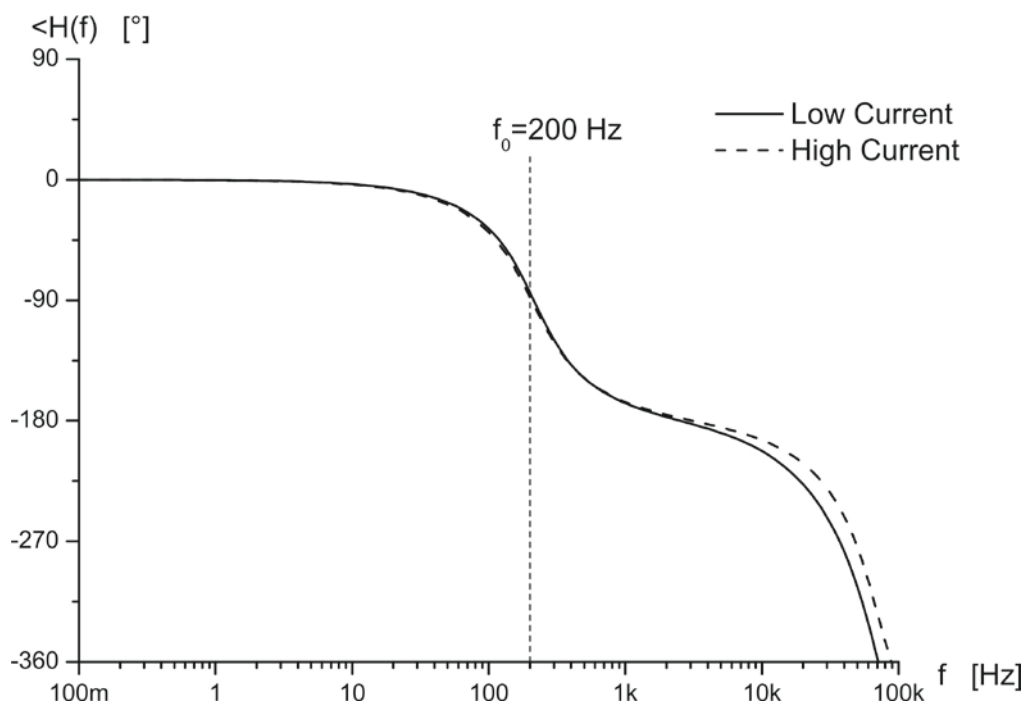


Figura 4.2: Fase della risposta in frequenza dell'InAmp

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

Da simulazioni SSTAC, particolarmente utili nel caso si voglia studiare il comportamento in frequenza di circuiti comprendenti celle pilotate da generatori di clock (come modulatori), si osserva che l'andamento della risposta in frequenza nella configurazione *Low Current* segue più fedelmente quella di un filtro ideale di Butterworth, con una banda a -3 dB intorno ai 195 Hz. Alla frequenza di clock si ha un'attenuazione rispetto al valore del guadagno in banda passante di circa 80 dB.

4.2 Rumore

L'analisi del rumore introdotto dal sistema è stato effettuato dapprima con lo studio matematico per osservare i diversi contributi dei blocchi che compongono l'amplificatore da strumentazione, e successivamente attraverso una simulazione SSTNOISE per calcolare i livelli di rumore in uscita. Questo tipo di simulazione è di tipo transitoria a stati stazionari (steady state transient) che ci consente di simulare in modo affidabile un circuito non lineare con generatori periodici, come ad esempio modulatori. Con questo metodo si riesce quindi a studiare il rumore dell'InAmp tenendo conto dell'effetto della modulazione chopper, che altrimenti in una simulazione di tipo ACNOISE andrebbe perduto.

Prendendo l'espressione della densità spettrale di potenza di rumore in uscita (paragrafo 3.3) si ha:

$$S_{Vnout}(f) = S_{Vn1}(f)^{CH} |H_{LP}(j\omega)|^2 + S_{Vn2}(f) |H_{BP}(j\omega)|^2$$

dove abbiamo indicato con V_{n1} la tensione di rumore in ingresso al primo integratore dovuta al rumore del preamplificatore PA e del transconduttore G_{m1} , e con V_{n2} la tensione di rumore in ingresso al secondo integratore, introdotta esclusivamente dal transconduttore G_{m2} . Lo studio dei due contributi al rumore totale in uscita è stato condotto nella configurazione *Low Current*.

Il valore di $S_{Vn1}(f)$ alla frequenza di clock si trova osservando il grafico di figura 3.20, dove si ottiene $S_{Vn1}(f_{ck}) \cong -155.4 \text{ dB V}^2/\text{Hz}$. Dal momento che $S_{Vn2}(f)$ è ricavabile mediante una simulazione ACNOISE del secondo integratore e le funzioni

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

di trasferimento $H_{LP}(j\omega)$ e $H_{BP}(j\omega)$ sono note, si ottiene facilmente la DSP di rumore in uscita dall'InAmp (figura 4.3).

Dal grafico si osserva come il rumore a bassa frequenza (al di sotto della frequenza di taglio $f_0 = 200$ Hz) sia dovuto sostanzialmente al rumore del primo integratore.

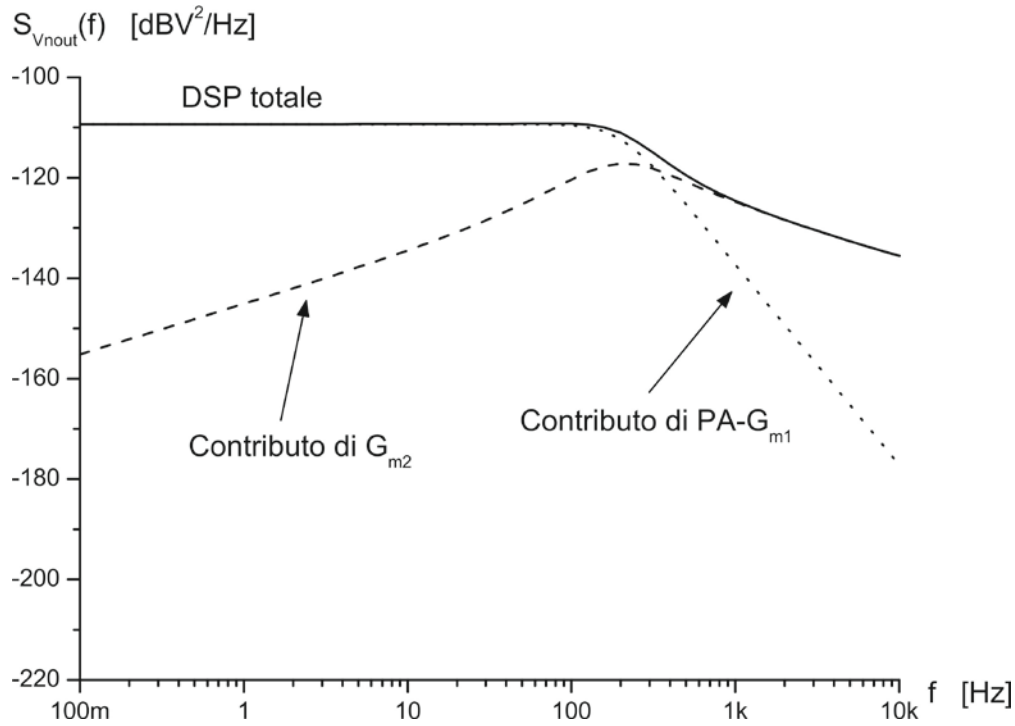


Figura 4.3: DSP di rumore totale in uscita dall'InAmp e i contributi del primo e secondo integratore

La simulazione SSTNOISE, particolarmente onerosa per il simulatore, è stata effettuata impostando a cento il numero delle armoniche con la frequenza fondamentale uguale a $f_{ck} = 20$ kHz. Dal grafico (figura 4.4) si estraggono i valori del rumore in uscita nella banda passante, nelle configurazioni a basso ed alto consumo dell'InAmp:

$$\begin{cases} \text{Low Current} \Rightarrow S_{V_{nout}} = -108 \text{ dB} \frac{V^2}{\text{Hz}} \\ \text{High Current} \Rightarrow S'_{V_{nout}} = -112 \text{ dB} \frac{V^2}{\text{Hz}} \end{cases}$$

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

che riferiti all'ingresso del sistema diventano:

$$\begin{cases} \text{Low Current} \Rightarrow S_{VnRTI} = -154 \text{ dB} \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \Rightarrow 20 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \\ \text{High Current} \Rightarrow S'_{VnRTI} = -158 \text{ dB} \frac{\text{V}^2}{\text{Hz}} \Rightarrow 12.6 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \end{cases}$$

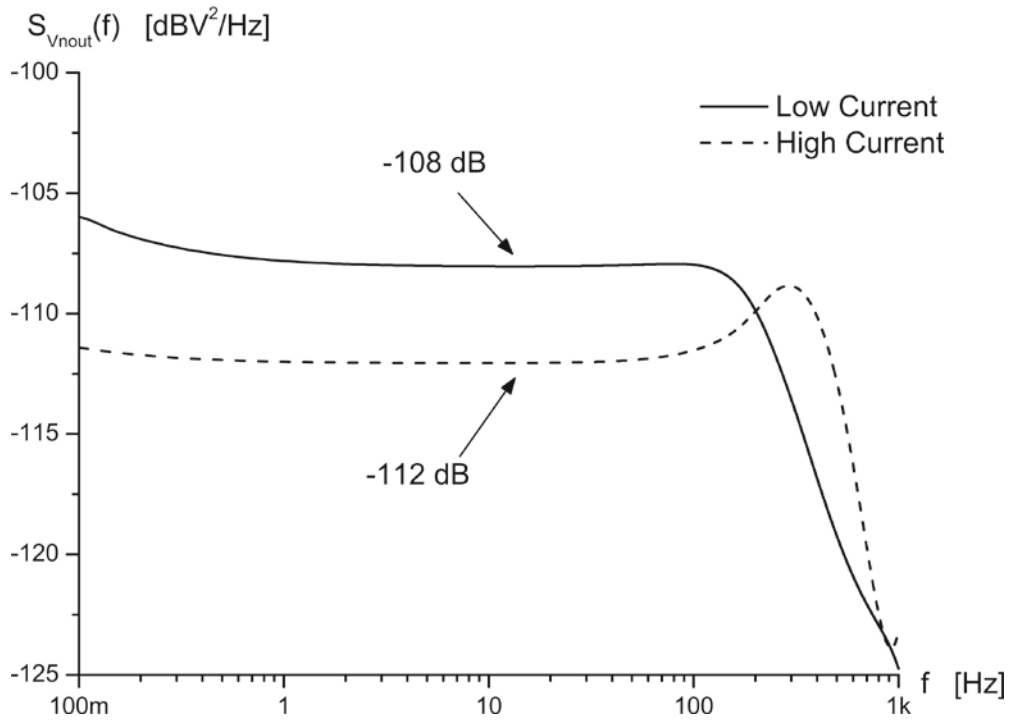


Figura 4.4: Simulazione SSTNOISE per il calcolo del livello di rumore dell'InAmp

L'effetto della modulazione chopper sul rumore a bassa frequenza si nota osservando l'andamento praticamente piatto fino a circa 100 Hz. La frequenza di corner risulta essere $f_k \cong 0.18 \text{ Hz}$.

4.3 Monte Carlo

La simulazione Monte Carlo ci permette di valutare sia l'offset residuo sia l'errore di guadagno dell'amplificatore da strumentazione, in quanto calcola una serie di realizzazioni possibili del circuito. In figura 4.5 viene mostrata la risposta transitoria

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

del sistema ad un gradino in ingresso di ampiezza pari ad 1 mV con dieci simulazioni Monte Carlo. Il ritardo del gradino in ingresso è stato fissato a 10 mV, in modo tale da poter stimare l'offset residuo dell'InAmp, ottenendo la seguente deviazione standard:

$$\sigma_{v_{io}} \cong 0.6 \mu V$$

L'errore di guadagno, valutato mediante i valori delle tensioni di uscita a regime, è risultato essere pari a:

$$\epsilon_G \cong 0.75\%$$

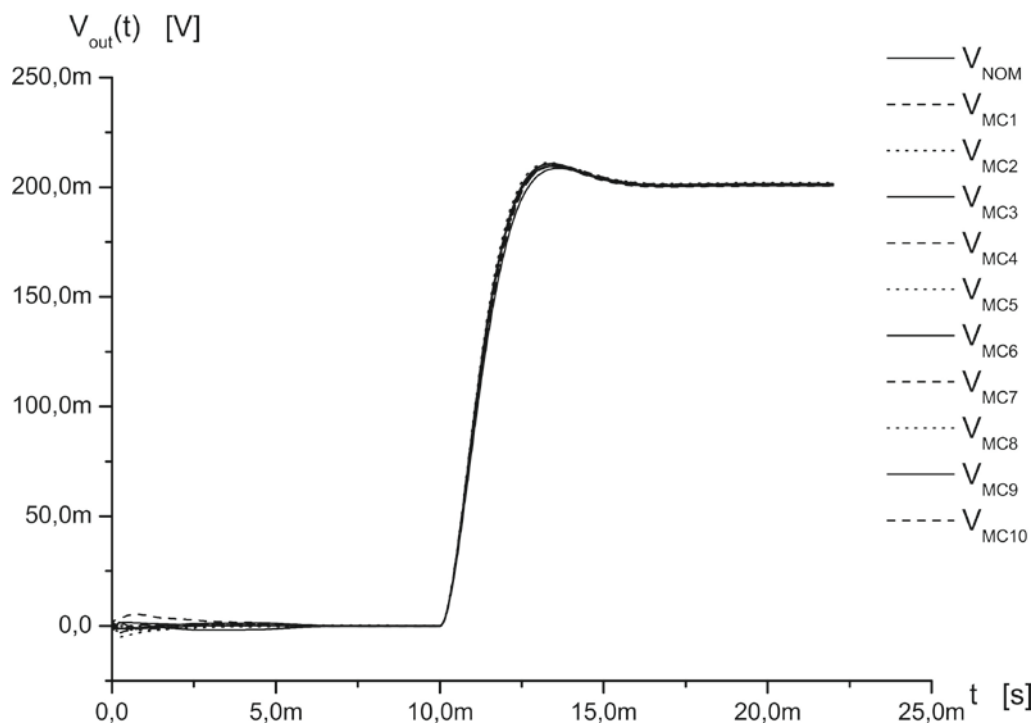


Figura 4.5: Simulazione Monte Carlo della risposta ad un gradino di un mV

4.4 Transitori

Per verificare come la tecnica “port swapping” riduca l’errore di guadagno introdotto dalle squadre R_s - C_{in} in ingresso, riportiamo le risposte transitorie dell’InAmp ad un gradino di ampiezza pari a 1 mV in figura 4.6.

Le simulazioni sono state effettuate inserendo le resistenze di sorgente pari a $R_s = 50\text{ k}\Omega$ in serie ai segnali di ingresso.

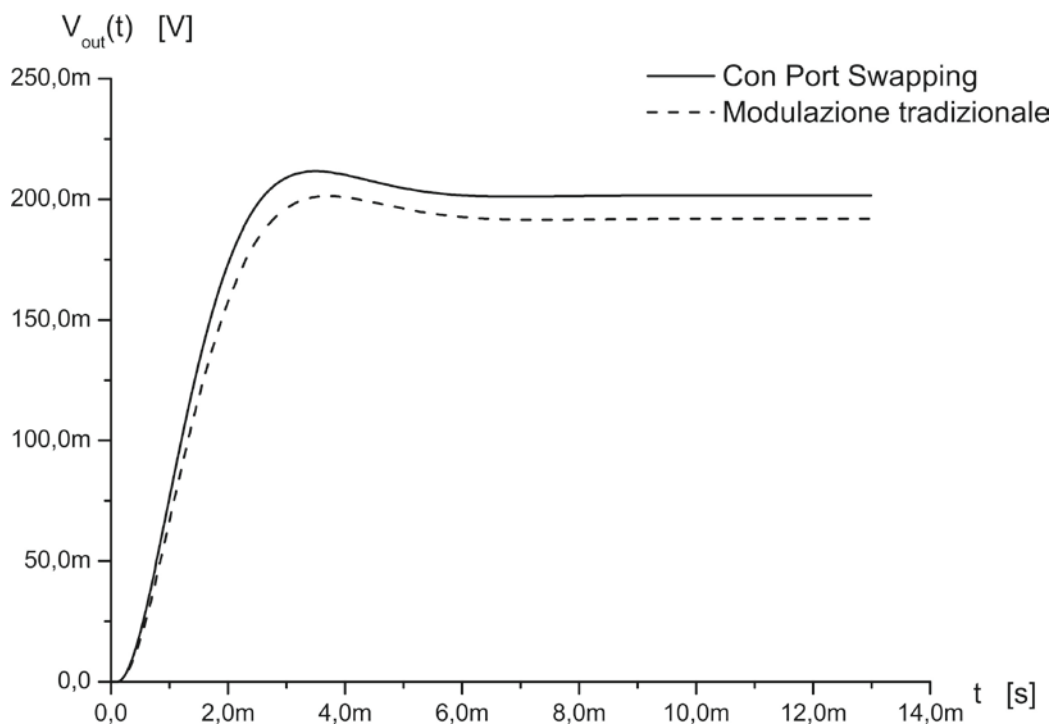


Figura 4.6: Risposta al gradino dell’InAmp nel caso di port swapping e di modulazione tradizionale

I valori delle tensioni di uscita a regime nel caso di port swapping e di modulazione tradizionale risultano:

$$\begin{cases} \text{Port Swapping} \Rightarrow V_{out}(13\text{ ms}) = 201.59\text{ mV} \\ \text{Modulazione tradizionale} \Rightarrow V_{out}(13\text{ ms}) = 191.95\text{ mV} \end{cases}$$

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

Calcoliamo adesso gli errori relativi sul guadagno per le due configurazioni:

$$\epsilon_G^{SW} = \frac{|201.59 - 201.62|}{201.62} \cong 0.015\%$$

$$\epsilon_G^{Trad} = \frac{|191.95 - 201.62|}{201.62} \cong 4.8\%$$

Le simulazioni confermano quindi il notevole vantaggio della tecnica “port swapping” in termini di precisione sul guadagno dell’amplificatore da strumentazione.

Riportiamo anche le risposte in transitorio impostando i corner nel simulatore, i quali vanno ad agire direttamente sui valori dei parametri fisici di processo.

Gli andamenti per le tre configurazioni: tipica, minima e massima sono mostrati in figura 4.7.

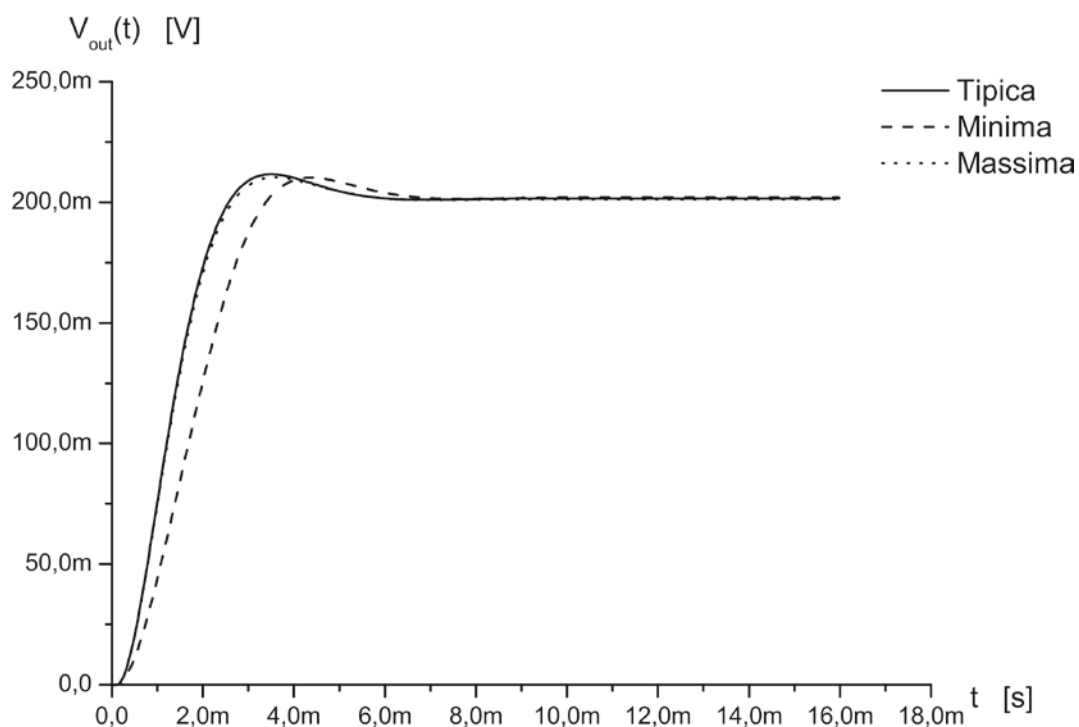


Figura 4.7: Risposte al gradino dell’amplificatore con corner diversi

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

Si noti come i corner non influiscano sul guadagno dell'InAmp (fissato dalla rete resistiva in reazione), ma fanno variare la frequenza di taglio f_0 e il fattore di qualità Q del filtro.

4.5 Caratteristica I/O

Per valutare la dinamica differenziale di ingresso abbiamo effettuato varie simulazioni in transitorio ponendo in ingresso un gradino di ampiezza crescente, in modo tale da determinare il valore a regime della tensione di uscita. Una volta estratti tutti i valori, si è tracciato il grafico della caratteristica ingresso-uscita confrontandola con la caratteristica ideale (figura 4.8).

L'ampiezza del gradino del segnale differenziale in ingresso è stato fatto variare da -7.5 mV a +7.5 mV.

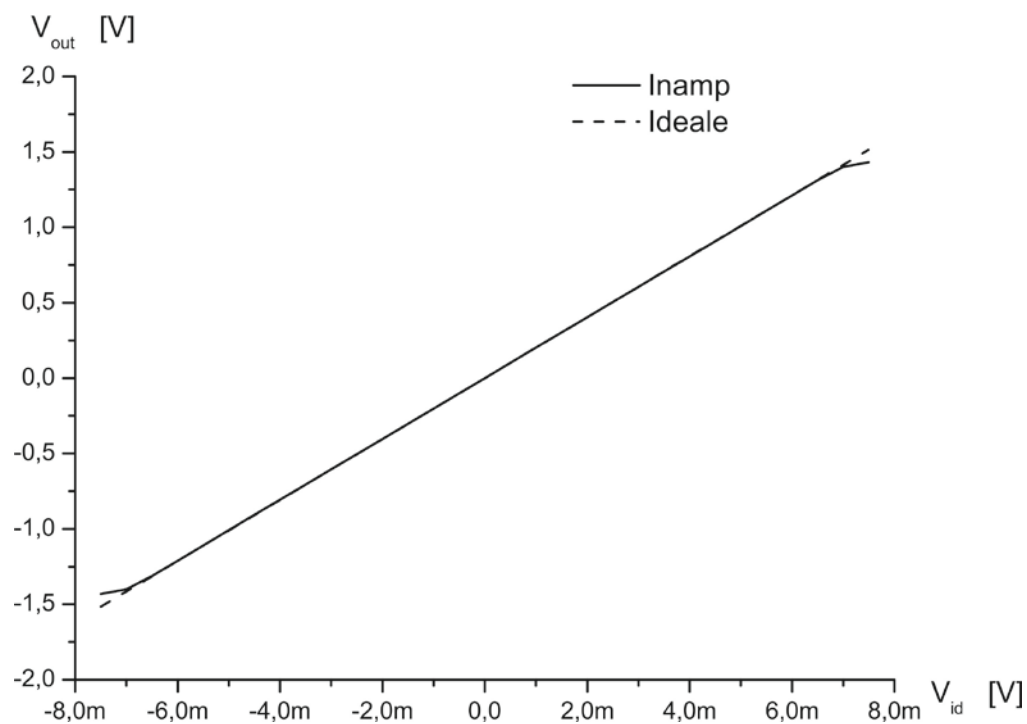


Figura 4.8: Caratteristica I/O dell'amplificatore da strumentazione

Dal grafico si osserva un andamento lineare della caratteristica ingresso-uscita dell'InAmp in un range che si estende ben oltre le massime ampiezze dei segnali

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

generati da sensori tipici (in particolare sensori termici). La dinamica differenziale di ingresso può essere quindi stimata come:

$$-6 \text{ mV} \leq v_{id} \leq 6 \text{ mV}$$

Facendo la differenza tra la caratteristica dell'InAmp e quella ideale è possibile calcolare la non linearità dell'amplificatore, che risulta essere minore di 0.15% (con 5 mV in ingresso).

4.6 Differenze con la versione precedente

Una delle differenze di questo amplificatore da strumentazione rispetto alla versione precedente consiste in una dinamica di modo comune di ingresso ben più ampia e quindi non ristretta ad un piccolo intorno del valore di $V_{DD}/2 = 1.65 \text{ V}$. In figura 4.9 riportiamo i due andamenti della tensione di modo comune in ingresso alla porta A del preamplificatore, quando la tensione di modo comune di ingresso è pari a $V_{CMi} = 1.3 \text{ V}$.

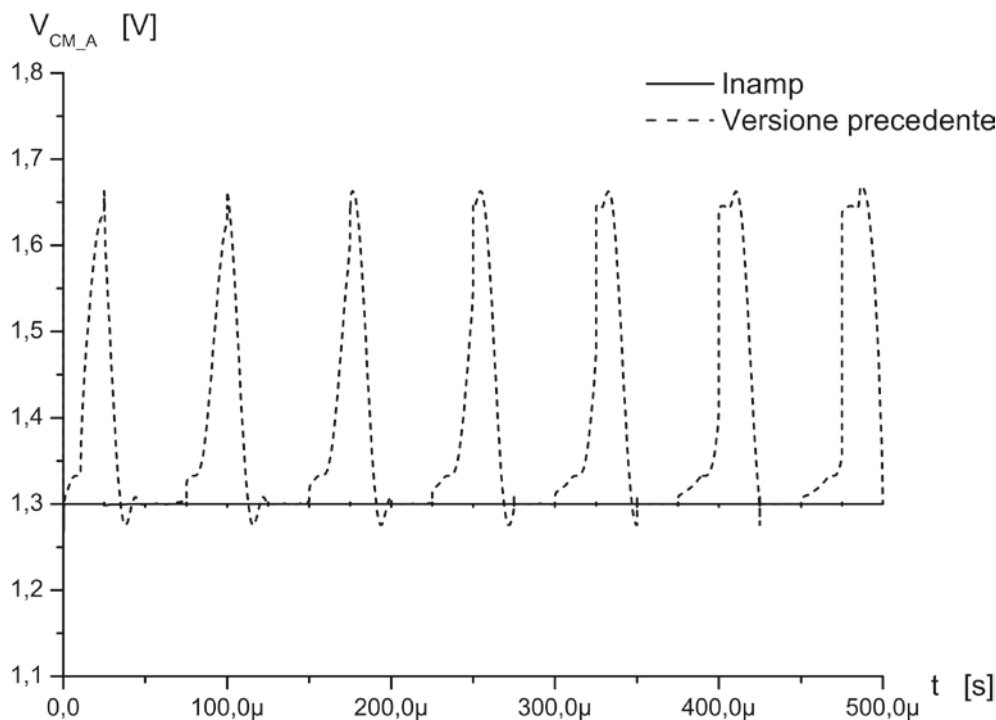


Figura 4.9: Andamento delle tensioni di modo comune in ingresso al preamplificatore

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

Nella versione precedente si osserva che il valore di questa tensione varia nel tempo, ovvero nel primo mezzo periodo di clock si carica alla tensione di modo comune di uscita $V_{CMout} = 1.65\text{ V}$ e nel secondo mezzo periodo si scarica al valore della tensione di modo comune di ingresso. Nell'amplificatore da noi proposto il valore di questa tensione risulta invece costante nel tempo, grazie al circuito di controllo del modo comune che tramite l'OpAmp in reazione fissa uguali le tensioni V_{CMi} e V_{CMfb} .

Un andamento variabile di V_{CM_A} è da evitare in quanto, dato uno sbilanciamento delle resistenze di sorgente, genera in ingresso all'InAmp un segnale differenziale indesiderato che si sovrappone al segnale utile.

Questo effetto si nota in una simulazione transitoria della tensione di uscita dell'InAmp, quando le resistenze di sorgente risultano sbilanciate. In figura 4.10 sono riportate le due risposte transitorie nel caso di uno sbilanciamento pari al 2%, ovvero con $R_{s1} = 48\text{ k}\Omega$ e $R_{s2} = 52\text{ k}\Omega$.

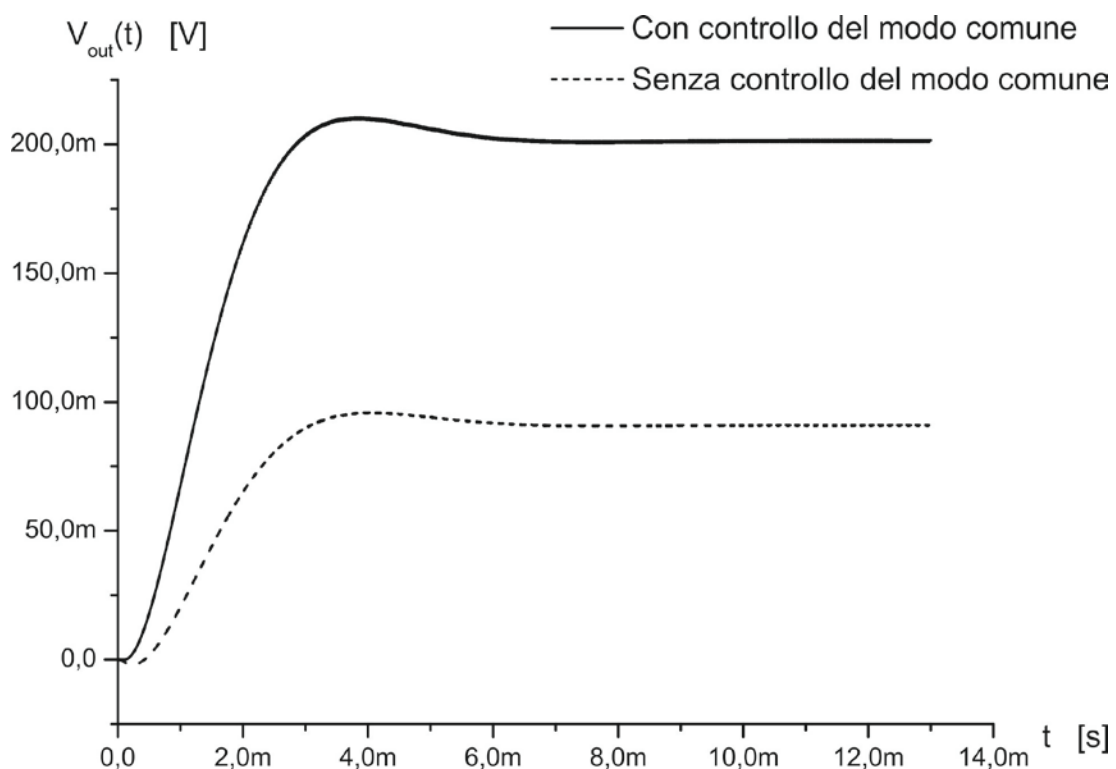


Figura 4.10: Risposte transitorie con e senza controllo del modo comune, con uno sbilanciamento delle resistenze di sorgente del 2%

CAPITOLO 4. SIMULAZIONI E LAYOUT

Nel caso dell'InAmp senza controllo del modo comune del segnale di feedback, il segnale differenziale dovuto allo sbilanciamento delle impedenze di sorgente causa un'enorme riduzione del guadagno. Come si evince dal grafico, il sistema risulta inutilizzabile. L'amplificatore con il circuito del controllo del modo comune invece non risente tanto dello sbilanciamento, con un valore a regime della tensione di uscita pari a $V_{out}(13\text{ ms}) = 201.56\text{ mV}$.

4.7 Layout

In quest'ultima fase di progetto, sono stati realizzati singolarmente i layout delle varie celle dell'InAmp in modo da poter suddividere il lavoro e semplificare il layout dell'intero sistema rimandando in seguito il piazzamento e il routing delle celle.

Le regole geometriche di layout da rispettare sono state apprese dal manuale di processo; nella realizzazione è stata rivolta particolare attenzione all'occupazione di area cercando di minimizzare l'ingombro delle celle e al matching dei transistori attraverso configurazioni interdigitate e disposizioni baricentriche (i dispositivi più critici per quanto riguarda il matching sono le coppie differenziali e gli specchi di corrente).

Altri accorgimenti tenuti in considerazione in fase di layout sono stati la stessa orientazione e stesso verso di corrente per i transistori. Le dimensioni delle metal sono state fissate a $0.7\text{ }\mu\text{m}$ per avere un margine di sicurezza in caso di correnti elevate. Per effettuare i collegamenti abbiamo utilizzato solamente due livelli di metal.

I layout del secondo transconduttore e dell'OpAmp sono qui sotto riportati:

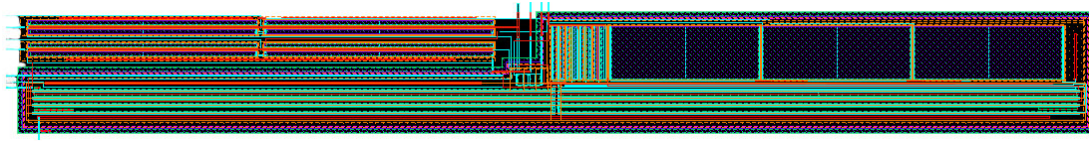


Figura 4.11: Layout del secondo transconduttore

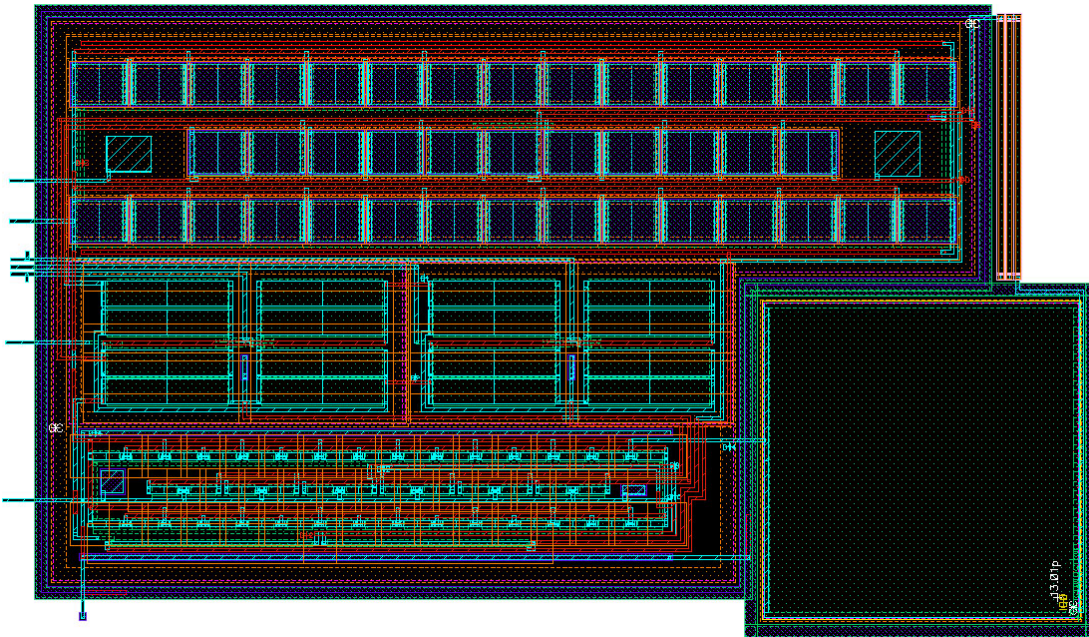


Figura 4.12: Layout dell'OpAmp

L'occupazione di area risulta essere di $625 \times 70 \mu\text{m}^2$ per il secondo transconduttore e di $210 \times 125 \mu\text{m}^2$ per l'OpAmp. Per ciascuna cella è stata realizzata una well-pocket con un buried level, in modo da prevenire il fenomeno del latch-up e per una maggiore continuità di potenziale della V_{DD} nelle n-well.

Le capacità e le resistenze sono state realizzate al di fuori delle well-pockets. In fase di DRC (design rule checker) abbiamo dovuto inserire dei diodi dove vi è un contatto tra polisilicio del gate e un percorso in metal1, necessari per l'effetto antenna in seguito ad attacchi al plasma che possono danneggiare gli ossidi di gate dei transistori. Una volta che il DRC non ha più presentato errori di violazione del processo, è stata eseguita la verifica del circuito estratto dal layout e il circuito elettrico progettato tramite LVS (layout versus schematic).

4.8 Specifiche di progetto

Riportiamo nella seguente tabella le specifiche dell'amplificatore da strumentazione realizzato, ottenute mediante le simulazioni esposte precedentemente:

Guadagno D.C.	201.62
Tensione di Alimentazione	3.3 V
Corrente di alimentazione	171.5 μ A @ LC, 456.5 μ A @ HC*
Frequenza di taglio	200 Hz
DSP di rumore in ingresso	20 nV/VHz @ LC, 13 nV/VHz @ HC
Rumore totale <i>rms</i> riferito all'ingresso	331 nV @ LC, 361 nV @ HC (da 0.1 a 1 kHz)
Offset residuo (σ_{io})	0.6 μ V
CMRR	> 115 dB (dalla DC a 200 Hz)
Errore di guadagno	< 0.75%
Non linearità	< 0.15%
Dinamica differenziale di ingresso	$-6 \text{ mV} \leq v_{id} \leq 6 \text{ mV}$
Dinamica di modo comune di ingresso	$0.7 \text{ V} \leq V_{CMi} \leq 2.2 \text{ V}$
Tensione di modo comune di uscita	1.414 V
Area totale (stimata)	1125 x 620 μm^2

* LC: Low current, HC: High current

Bisogna notare come il rumore totale *rms* nella configurazione ad alta corrente di polarizzazione risulti addirittura maggiore rispetto alla configurazione a bassa corrente, a fronte di una DSP di rumore molto più bassa. Il motivo risiede nel picco di rumore poco oltre 200 Hz visibile negli spettri SSTNOISE (fig. 4.4), che estendendosi in una banda abbastanza ampia fino a circa 1 kHz si ripercuote sul rumore totale *rms* riferito all'ingresso dell'InAmp.

Conclusioni

In questo lavoro di tesi è stato progettato un amplificatore da strumentazione capace di interfacciarsi a diverse tipologie di sensori al fine di implementare in un unico microsistema integrato sia le strutture di sensing sia l'elettronica di condizionamento. La tecnologia CMOS risulta la più efficace per la lettura di sensori con elevate resistenze di sorgente, come nel caso di sensori termici quali le termopile, e permette di integrare all'interno del microsistema anche l'elaborazione digitale del segnale.

L'amplificatore è stato realizzato mediante la cascata di due stadi integratori G_m/C chiusi in reazione in modo tale da ottenere una funzione di trasferimento passa basso del secondo ordine di tipo Butterworth. La scelta di due possibili configurazioni di consumo e di rumore permette di coprire diverse esigenze a seconda dell'applicazione. Per ridurre il rumore introdotto dal sistema alle frequenze di interesse (dalla DC fino ad un centinaio di hertz) è stato necessario adottare la modulazione chopper, una tecnica molto diffusa per la cancellazione dell'offset e del rumore flicker. Il primo stadio è stato realizzato con una topologia preamplificata, in questo modo il blocco critico in termini di rumore e consumo di potenza diventa il preamplificatore, andando così a rilassare le specifiche sul rumore del primo transduttore.

Il guadagno dell'InAmp è determinato dalla rete di feedback attraverso un partitore resistivo. Per aumentare la precisione sul guadagno abbiamo adottato la tecnica "port swapping" nel modulatore di ingresso per ridurre l'errore provocato dalle resistenze di sorgente e dalle capacità di ingresso, e utilizzato un modulatore di

CONCLUSIONI

feedback per evitare che un mismatch tra le resistenze in reazione generi un segnale differenziale indesiderato in ingresso al sistema.

Un'innovazione introdotta nell'amplificatore proposto consiste nell'inserimento di un circuito di controllo del modo comune del segnale di feedback, necessario per il corretto funzionamento dell'InAmp in un range della tensione di modo comune di ingresso che supera il volt.

Dopo aver analizzato la topologia del sistema con lo studio della funzione di trasferimento e del rumore, abbiamo eseguito il dimensionamento dei dispositivi al fine di raggiungere le specifiche prefissate. Successivamente siamo passati alle simulazioni dell'amplificatore da strumentazione ed abbiamo mostrato il layout delle celle realizzate. Infine, dalle simulazioni abbiamo estratto le specifiche di progetto esponendo una tabella riassuntiva con tutti i parametri ottenuti.

Lo sviluppo futuro prevede il layout finale con il placing delle celle ed il relativo routing dei collegamenti e la fabbricazione del chip per la realizzazione di un flussimetro termico integrato.

Bibliografia

- [1] Analog Devices, *Practical design techniques for sensor signal conditioning*.
- [2] A. Bakker, K. Thiele, J.H. Huijsing, *A CMOS Nested-Chopper Instrumentation Amplifier with 100-nV Offset*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 35, No. 12, December 2000.
- [3] M.A.P. Pertijs, *Senior Member, IEEE*, W.J. Kindt, *A 140 dB-CMRR Current-Feedback Instrumentation Amplifier Employing Ping-Pong Auto-Zeroing and Chopping*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 45, No. 10, October 2010.
- [4] A. Arnaud, *An Efficient Chopper Amplifier, Using a Switched Gm-C Filter Technique*.
- [5] J.F. Witte, *Member, IEEE*, Kofi A.A. Makinwa, *Senior Member, IEEE*, J.H. Huijsing, *Fellow, IEEE*, *A CMOS Chopper Offset-Stabilized Opamp*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 42, No. 7, July 2007.
- [6] C.C. Enz, *Student Member, IEEE*, E.A. Vittoz, *Member, IEEE*, F. Krummenacher, *A CMOS Chopper Amplifier*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. SC-22, No. 3, June 1987.
- [7] E. Vittoz, *Member, IEEE*, J. Fellrath, *CMOS Analog Integrated Circuits Based on Weak Inversion Operation*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. SC-12, No. 3, June 1977.
- [8] C. Falconi, M. Faccio, A. D'Amico, C. Di Natale, *High-Accuracy Instrumentation Amplifier for Low Voltage Low Power CMOS Smart Sensors*, Proc. of. Intn. Symposium on Circuits and Systems, 2003. ISCAS '03. Bangkok, Thailand.

BIBLIOGRAFIA

- [9] W.S. Wank, Z.C. Wu, H.Y. Huang, C.H. Luo, *Low-Power Instrumental Amplifier for Portable ECG*.
- [10] K.A. Ng, P.K. Chan, *A CMOS Analog Front-End IC for Portable EEG/ECG Monitoring Applications*, IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, Vol. 52, No. 11, November 2005.
- [11] T. Denison, K. Consoer, W. Santa, A.T. Avestruz, J. Cooley, A. Kelly, *A 2 μ W 100 nV/rHz Chopper-Stabilized Instrumentation Amplifier for Chronic Measurement of Neural Field Potentials*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 42, No. 12, December 2007.
- [12] M. Dei, *Progetto di un amplificatore da strumentazione in tecnologia BCD6*, Tesi di Laurea Specialistica, Università di Pisa, Anno Accademico 2005/2006.
- [13] J.H. Nielsen, E. Bruun, *A CMOS Low-Noise Instrumentation Amplifier Using Chopper Modulation*, ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING, 42, 65-76, 2005.
- [14] C. Menolfi, *Student Member, IEEE*, Q. Huang, *Senior Member, IEEE*, *A Low-Noise CMOS Instrumentation Amplifier for Thermoelectric Infrared Detectors*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 32, No. 7, July 1997.
- [15] R. Wu, K.A.A. Makinwa, J.H. Huijsing, *A Chopper Current-Feedback Instrumentation Amplifier With a 1 mHz 1/f Noise Corner and an AC-Coupled Ripple Reduction Loop*, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 44, No. 12, December 2009.
- [16] Analog Devices, *A Designer's Guide to Instrumentation Amplifier 3rd Edition*.
- [17] M.T. Richardson, B. Hazarika, T. Galchev, *A Low-Noise CMOS Chopper Instrumentation Amplifier for Chemiresistor Sensing*, University of Michigan, EECS 413 Final Project. Fall 2004.
- [18] M. Dei, P. Bruschi, M. Piotta, *Design of CMOS Chopper Amplifiers for Thermal Sensor Interfacing*.
- [19] F. Butti, M. Dei, M. Piotta, P. Bruschi, *A compact instrumentation amplifier for MEMS sensor interfacing*, Analog Integr Circ Sig Process, in press.

BIBLIOGRAFIA

- [20] F. Butti, P. Bruschi, M. Piotto, *A Compact Low Noise Instrumentation Amplifier Using Port Swapping to Improve Gain Precision*.
- [21] F. Butti, M. Piotto, P. Bruschi, *Area optimization of very low-frequency Gm-C filters*.
- [22] L. Luschi, *Progetto di un amplificatore da strumentazione compatto per la lettura di sensori termici integrati*, Tesi di Laurea Specialistica, Università di Pisa, Anno Accademico 2009/2010.
- [23] P. Bruschi, A. Diligenti, D. Navarrini, M. Piotto, *A double heater integrated gas flow sensor with thermal feedback*, SENSORS AND ACTUATORS A 123-124 (2005) 210-215.
- [24] P. Bruschi, M. Dei, M. Piotto, *A single chip, double canne thermal flow meter*, MICROSYST TECHNOL (2009) 15:1179-1186.
- [25] P. Bruschi, M. Dei, M. Piotto, *A Method to Compensate the Pressure Sensitivity of Integrated Thermal Flow Sensors*, IEEE SENSORS JOURNAL, Vol. 10, No. 10, October 2010.
- [26] P. Bruschi, M. Dei, M. Piotto, *An Offset Compensation Method With Low Residual Drift for Integrated Thermal Flow Sensors*, IEEE SENSORS JOURNAL, Vol. 11, No. 5, May 2011.
- [27] M. Piotto, M. Dei, F. Butti, P. Bruschi, *A Single Chip, Offset Compensated Multi-Channel Flow Sensor with Integrated Readout Interface*, PROC. EUROSENSORS XXIV, September 5-8, 2010, Linz, Austria.
- [28] A. Ieri, *Progetto di un amplificatore da strumentazione a basso rumore e ridotto consumo di Potenza*, Tesi di Laurea Specialistica, Università di Pisa, Anno Accademico 2010/2011.
- [29] G. Efthivoulidis, L. Toth, Y.P. Tsvividis, *Noise in Gm-C filters*, IEEE Trans. Circ. Syst. II, Vol. 45, pp. 295-302, 1998.