



UNIVERSITÀ DI PISA

Facoltà di Ingegneria

TESI DI LAUREA SPECIALISTICA
IN INGEGNERIA ELETTRONICA

Progetto di un amplificatore da
strumentazione in tecnologia BCD6

Candidato:

Michele Dei

Relatori:

Prof. Paolo Bruschi

Ing. Massimo Piotto

ANNO ACCADEMICO 2005/2006

Indice

Introduzione	iii
1 Sensori di flusso integrati – Flussimetri	1
1.1 Microsistemi	1
1.2 Natura del misurando	3
1.3 Flussimetri integrati meccanici e termici	6
1.4 Driving dei flussimetri termici	12
1.5 Sensore di riferimento	20
2 Interfacce di lettura per sensori	22
2.1 Versione precedente dell’interfaccia a componenti discreti	22
2.2 Sorgenti di rumore in un circuito analogico CMOS	25
2.3 Offset in un circuito analogico CMOS	30
2.4 Tecniche statiche per la riduzione del rumore e dell’offset	31
2.5 Tecniche dinamiche per la riduzione del rumore e dell’offset	34
2.5.1 Tecnica di autozero	34
2.5.2 Chopper Stabilization (CHS)	38
2.6 Architetture note in letteratura	47
2.7 Architettura adottata	55
3 Progetto dell’amplificatore a chopper	59
3.1 Confronto tra due possibili topologie circuitali	59
3.2 Amplificatori differenziali a carico attivo	72
3.3 Circuito di controllo di modo comune – CMFB	80

3.4	Dimensionamento secondo specifiche di rumore	85
3.5	Posizionamento dei modulatori	97
3.6	Risultati delle simulazioni	99
4	Progetto del filtro di uscita	114
4.1	Filtri Gm/C	114
4.2	Transconduttori lineari	122
4.3	Transconduttore fully differential, pseudo differential	129
4.4	Topologia del filtro passa basso biquadratico	133
4.5	Dimensionamento e simulazioni	135
5	Caratterizzazione del sistema	144
5.1	Funzionamento nominale e caratteristica statica	144
5.2	Rumore	144
5.3	Effetti dell'offset nei vari stadi di amplificazione	151
	Conclusioni	155
A	Aspetti matematici	157
A.1	Modulazione di uno spettro di rumore	157
	Bibliografia	162

Introduzione

I segnali d'uscita dei sensori integrati sono tipicamente a bassa potenza, in special modo se sono presenti trasduttori autogeneranti; la loro amplificazione risulta quindi critica, e tuttavia necessaria per renderli facilmente trattabili da convenzionali sistemi di condizionamento e di elaborazione.

Per l'amplificatore da strumentazione progettato in questa tesi, il segnale, in tensione, è prelevato da una coppia di termopile; il valore da risolvere è compreso tra le decine e le centinaia di μV , con una banda estesa a pochi Hz e che include la componente continua: ciò comporta l'esigenza di particolari prestazioni in termini di offset e di rumore a bassa frequenza.

Poiché il sensore e l'interfaccia di lettura verranno integrati sul medesimo *die* di silicio, questi condivideranno stessi parametri tecnologici e risulteranno legati da una reciproca influenza. In particolare, possono crearsi accoppiamenti spuri, sia di natura elettrica, che di natura termica, rappresentabili come disturbi che si aggiungono al segnale utile; tuttavia, impiegando alcune note tecniche di reiezione, è possibile ottenere prestazioni complessivamente migliori rispetto alle interfacce di lettura a componenti discreti (non integrate con il sensore).

Il lavoro del progettista di circuiti integrati *full custom* si articola in tre momenti: la scelta della topologia, il dimensionamento e la verifica delle prestazioni del circuito; queste vengono stimate con l'ausilio di CAD specifici, dei quali ELDO SPICE rappresenta attualmente lo stato dell'arte.

Per quanto riguarda i criteri che portano alla scelta degli schemi circuitali, molto conta l'esperienza diretta o mutuata tramite letteratura scientifica.

Questa fase, spesso critica, necessita tuttavia di essere rivisitata dopo una completa analisi delle possibilità che la data topologia offre. Tali possibilità, spesso, vengono esplorate attraverso la formalizzazione matematica dei criteri di dimensionamento, espressi da una serie di vincoli – disuguaglianze e posizioni – i quali, portano a situazioni di compromesso rispetto al soddisfacimento simultaneo di tutte le specifiche di progetto.

Il lavoro svolto in questa tesi si articola in cinque capitoli:

Capitolo 1 : Viene fatta una breve panoramica sui sensori integrati di portata ed è data una descrizione di massima dei principi fisici implicati nella trasduzione delle grandezze: dal flusso al segnale elettrico.

Si è dedicata particolare attenzione ai sensori di portata calorimetrici ed al loro pilotaggio, in quanto il circuito qui progettato, è destinato alla lettura di questo tipo di dispositivi.

Capitolo 2 : Sono analizzate le prestazioni dei migliori amplificatori da strumentazione disponibili in commercio, ai cui ci siamo riferiti come termine di paragone.

Dopo aver introdotto i fenomeni – offset e rumore flicker – che limitano la risoluzione di un amplificatore per segnali la cui banda comprenda la continua, vengono descritte le tecniche note in letteratura per eliminare o ridurre queste limitazioni.

Tra le tecniche conosciute, quella più efficace risulta la tecnica di stabilizzazione a chopper: questa permette di ottenere un offset idealmente nullo ed un livello di rumore, in banda base, pari al rumore *broad band* dell'amplificatore, ossia il minimo possibile.

È quindi introdotta l'architettura adottata, composta da un amplificatore chopper e da un filtro passa-basso, oggetti di studio nei successivi capitoli.

Capitolo 3 : Viene esplorato lo spazio di progetto dell'amplificatore chopper, con particolare attenzione al rumore che esso introduce, ed alla

sensibilità del guadagno rispetto alle variazioni di temperatura e dei parametri di processo.

Sono ricavati alcuni limiti teorici al minimo rumore introdotto dall'amplificatore, i quali hanno condizionato le scelte progettuali ed il dimensionamento del circuito.

Dopo aver adottato alcune specifiche, come la densità di potenza di rumore riferita all'ingresso, è stato fatto un dimensionamento che ottimizza nel contempo il consumo di potenza e l'ingombro; sono stati quindi verificati i parametri più importanti che determinano le prestazioni del sistema, sia tramite simulazioni Monte Carlo, sia confrontando i risultati nominali con quelli ottenuti considerando la variabilità dei modelli dei dispositivi (*corners*). Si è tenuto di conto degli effetti di non linearità dell'amplificatore e della massima amplificazione ottenibile, in relazione ai limiti di dinamica del filtro in cascata.

Capitolo 4 : Poiché lo stadio di amplificazione impiega una tecnica di riduzione del rumore – la stabilizzazione a chopper – basata sulla modulazione dei segnali, è necessario rimuovere le componenti spettrali indesiderate, tramite un opportuno filtraggio. In questo capitolo sono esposti i criteri di dimensionamento del filtro preposto a questa operazione. Anche in questo caso è stato verificato il comportamento del sistema, in presenza di offset e di variazioni di temperatura.

Capitolo 5 : Sono mostrate le prestazioni, ricavate per via simulativa, del sistema complessivo. Tali simulazioni sono volte a garantire la fattibilità del circuito, specialmente in presenza di errori di processo. Inoltre si è verificato che il rumore riportato all'ingresso di tutto il sistema, risultasse effettivamente quello desiderato.

Capitolo 1

Sensori di flusso integrati – Flussimetri

1.1 Microsistemi

I microsistemi o *MEMS* permettono di unire su scala micrometrica la capacità di misura, attuazione e controllo; di fatto strutture sensibili a grandezze fisiche del “mondo esterno¹” – sensori – o che provocano effetti su di esso – attuatori – sono integrate su un unico *die* di silicio insieme all’elettronica di interfaccia e di controllo, realizzando quello a cui ci si riferisce con *System On a Chip* (SoC).

Con il termine MEMS, Micro-Electro-Mechanical Systems, vengono simultaneamente indicati sia la tecnologia realizzativa (più specificamente *micromachining*), sia una classe di dispositivi integrati il cui principio di funzionamento è legato ad aspetti meccanici ed elettrici combinati. Tuttavia quest’ultima definizione è spesso riduttiva rispetto all’uso consueto del termine, il quale designa anche microsistemi termici, fluidici, chimici e magneto-elettrici.

In generale il vantaggio che si ha nello *scaling* delle dimensioni geometriche fino al milionesimo di metro (*micron*) è quello di incrementare la densità

¹Ovvero non appartenenti al sistema stesso.

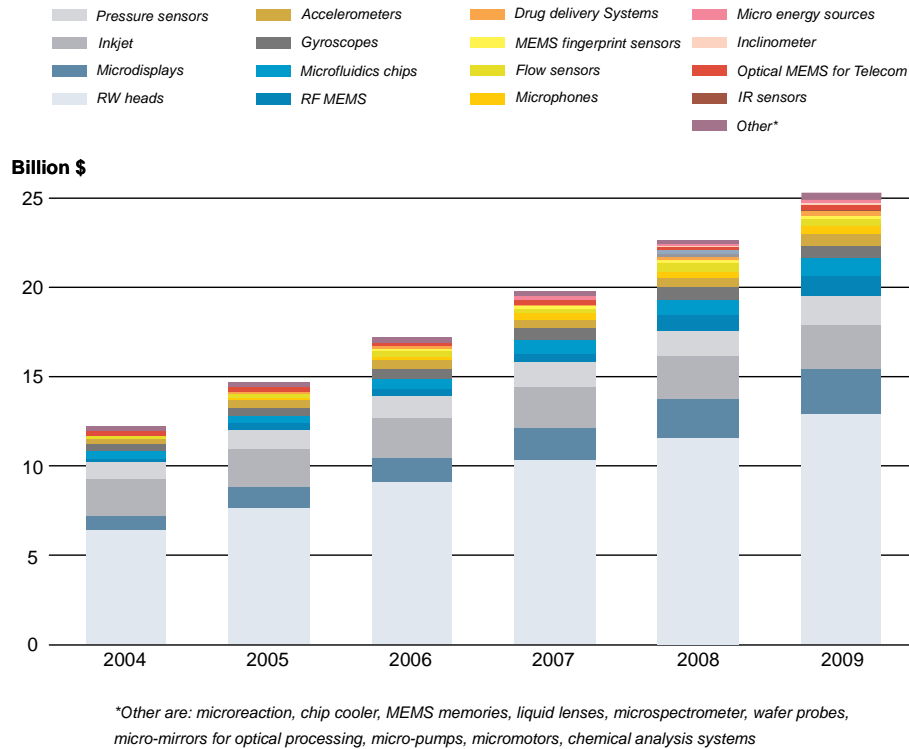


Figura 1.1: Previsioni sul mercato globale dei microsistemi, 2004-2009.
Fonte: Nexus.

di energia, consentendo rispetto ai sistemi tradizionali – macroscopici – un uso più efficiente della stessa [1].

Inoltre la tecnologia dei MEMS, nata in seno alla tecnologia della microelettronica, ne eredita gli aspetti caratteristici come la capacità di produzione a lotti² con conseguente riduzione dei costi per unità prodotta.

Questa peculiarità ha consentito lo sviluppo di un mercato globale dei MEMS con un incremento annuo di circa 6 Miliardi USD (Fig. 1.1). L'interesse che si ha per i sensori di flusso è mutuato da vari campi:

Biomedico: monitoraggio clinico delle funzioni polmonari e cardiovascolari;

²I dispositivi vengono prodotti contemporaneamente, in “parallelo”, in un unico ciclo di lavorazione (*batch processing*).

Ambientale: condizionamento dell'aria;

Industriale, Automotive: controllo di flussi di vario genere;

Spaziale: controllo del propellente nei motori ionici dei satelliti artificiali.

1.2 Natura del misurando

Un fluido rappresenta, per definizione, un sottoinsieme di possibili stati della materia, tra cui lo stato liquido e lo stato gassoso; poiché le particelle che compongono un fluido non hanno posizione reciproca fissa, i fluidi non possono resistere alle deformazioni e non possono possedere forma propria.

La disciplina che studia il comportamento dei fluidi è detta fluidodinamica, la quale è fondata sulle equazioni di Navier-Stokes, queste formalizzano in un sistema di equazioni alcuni principi fisici generali: il principio della conservazione di massa, il bilancio della quantità di moto (secondo principio della dinamica) ed il bilancio dell'energia (primo principio della termodinamica). Il sistema di equazioni che viene a comporsi è non lineare, per cui non è valida la sovrapposizione degli effetti e le soluzioni possono risultare instabili (fenomeni di turbolenza).

La risoluzione in forma chiusa è possibile solo in casi molto semplici e sotto ipotesi semplificative (fluido incomprimibile³ ed inviscido⁴ in regime stazionario). Quasi sempre, le soluzioni sono ottenibili solo numericamente e sono pertanto affidate alla computazione elettronica.

Nei sensori di flusso è fondamentale il concetto di *strato limite fluidodinamico*: quando un fluido lambisce una superficie, in prossimità di quest'ultima si forma una regione caratterizzata da un elevato gradiente di velocità;

³Un gas, seppure comprimibile, può fluire attraverso un condotto senza variazioni apprezzabili di densità. Per verificare la validità dell'ipotesi di incomprimibilità viene calcolato il numero di Mach, definito come rapporto tra velocità del fluido e velocità del suono nel fluido.

⁴Sotto tale ipotesi vengono trascurate tutte le forze viscosse che agiscono sul fluido. Per dare l'idea della inadeguatezza di questa ipotesi quando si studiano casi reali, Feynman parla di "*flow of dry water*".

questa è racchiusa all'interno di uno strato di un certo spessore detto strato limite fluidodinamico (*boundary layer*).

Anche solo la stima delle grandezze coinvolte nei fenomeni fluidodinamici è in generale molto difficoltosa; il valore di alcuni parametri come il *numero di Reynolds* Re aiutano a capire in che regime è il fluido: laminare, turbolento o regime di transizione. Questo è definito come:

$$Re = \frac{u_0 L}{\zeta}, \quad (1.1)$$

dove sono state introdotte le seguenti grandezze: u_0 *velocità caratteristica* del fluido, L *lunghezza caratteristica*, e ζ viscosità cinematica (definita come il rapporto tra viscosità dinamica e densità del fluido). Le grandezze caratteristiche u_0 e L necessitano caso per caso di essere definite. Ad esempio in un condotto a sezione circolare, L è il diametro e u_0 è la velocità media del fluido.

Vedremo in seguito che molti sensori di flusso sfruttano effetti termici, coinvolgendo nel loro principio di funzionamento due modi di trasmissione del calore: la *conduzione* e la *convezione*.

Il trasferimento di energia che nasce dalla differenza di temperatura tra parti adiacenti di un corpo viene detto conduzione termica. Il calore è trasmesso per scambio diretto di energia tra le molecole, senza che queste si spostino macroscopicamente dalla loro posizione di equilibrio.

La convezione si ha quando oggetti a temperature diverse vengono posti entrambi a contatto con un fluido (Fig. 1.2). Il fluido a contatto con l'oggetto caldo assorbe energia ed in molti casi si espande. Diventa così meno denso del fluido circostante e sale in virtù della spinta di Archimede. Il suo posto viene occupato da fluido più freddo che a sua volta acquista energia dall'oggetto caldo e sale. Contemporaneamente il fluido vicino all'oggetto freddo perde energia, diventa più denso e scende. L'effetto complessivo è un flusso continuo di fluido caldo verso l'oggetto freddo e di fluido freddo verso l'oggetto caldo: si ha così un trasferimento di energia (calore) tra l'oggetto caldo a quello più freddo. Si osservi che diversamente dalla conduzione, nella convezione, lo scambio di energia coinvolge un *trasporto di massa*.

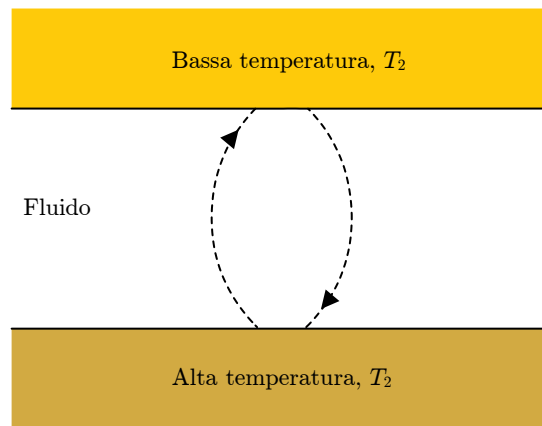


Figura 1.2: Convezione libera in un fluido tra oggetti a diversa temperatura.

Il tipo di convezione descritta è detta *convezione libera* o naturale. La convezione può essere *forzata* se il flusso di calore tra i corpi è indotto da un agente esterno, come ad esempio una pompa, piuttosto che da variazioni di densità.

La misura di portata può fornire informazioni sulla velocità u oppure della massa nell'unità di tempo, \dot{m} , del fluido. In molte applicazioni si desidera misurare la quantità di fluido (per un gas, il numero di moli) nell'unità temporale piuttosto che la velocità media. Si pensi ad esempio ad un'applicazione spaziale dove si desidera controllare con precisione la quantità di massa espulsa.

La legge dei gas perfetti, $PV = nRT$, ci permette di osservare come, ad una data pressione P e temperatura T , la quantità di materia, espressa in numero di moli n , sia direttamente proporzionale al volume V occupato dal gas, tramite la costante universale dei gas R :

$$n = \frac{RT}{P}V. \quad (1.2)$$

La misura di portata, intesa come misura di massa nell'unità di tempo, risulta quindi una misura del volume occupato dal gas stesso nell'unità di tempo. Per convenzione ci si pone in condizioni STP⁵ ed il volume nell'unità

⁵Standard Temperature Pressure: $T = 0^\circ\text{C}$, $P = 1\text{ atm}$.

di tempo viene misurato in centimetri cubici al minuto: l'unità di misurata adottata in questo caso è lo sccm (*standard centimetri cubici al minuto*).

1.3 Flussimetri integrati meccanici e termici

Può essere conveniente suddividere i sensori integrati di flusso in due categorie [2]: meccanici e termici. La suddivisione rispecchia oltre che tecniche diverse di trasduzione anche due modi di scegliere le variabili di stato del sensore visto come sistema fisico.

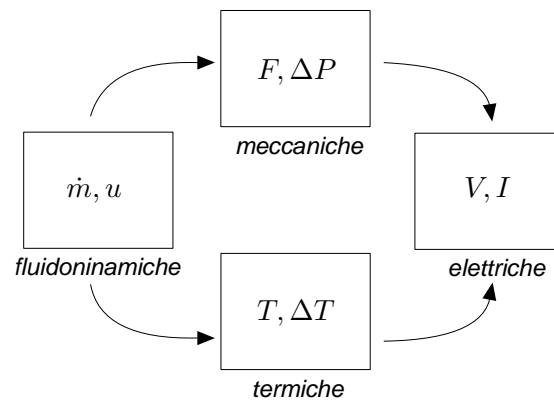
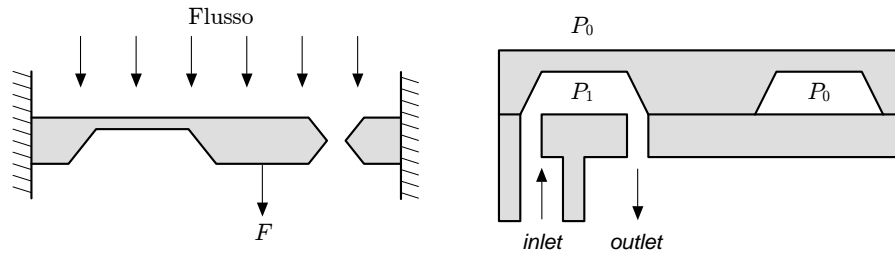


Figura 1.3: Domini fisici delle variabili di stato implicate nella trasduzione.

Flussimetri meccanici. Nei sensori meccanici, ci si riconduce ad una misura di una forza o di una differenza di pressione, questa risulta poi proporzionale alla velocità del fluido, tramite il coefficiente di viscosità dinamica ed altri coefficienti dipendenti dalla geometria della struttura. Si pensi, ad esempio, a strutture a mensola (*cantilever*) o a membrana ortogonali rispetto alla direzione del flusso (Fig. 1.4). La forza o la pressione esercitate dal flusso in moto su tale strutture viene quindi convertita in segnale elettrico rispettivamente tramite l'impiego di piezoresistori o di sensori capacitivi.

Il difetto principale dei flussimetri meccanici è la loro dipendenza dalla densità e quindi dalla temperatura del fluido.



- (a) Cantilever immerso nel flusso, la deformazione è rivelata tramite piezoresistori.
- (b) La differenza di pressione $P_1 - P_0$ causata dal flusso è rivelata da un sensore differenziale di pressione.

Figura 1.4: Flussimetri meccanici.

Flussimetri termici. Nei sensori di portata termici si sfrutta il fatto che al trasporto di massa è sempre associato un trasferimento di calore, tramite la convezione. I flussimetri termici possono essere distinti in tre categorie [3, pp. 173-195]:

Anemometri a filo/film caldo: sfruttano gli effetti di variazione della conduttanza termica G_T tra sensore e fluido, provocati dal fluido in moto [4, pp. 47-49], empiricamente descritta dalla legge di King:

$$G_T(u) = G_T(0) (1 + \beta\sqrt{u}), \quad (1.3)$$

dove $G_T(0)$ indica la conduttanza termica per flusso nullo, β è un coefficiente dipendente dalle caratteristiche del fluido e dalla geometria del sensore.

Calorimetrici: misurano l'asimmetria del profilo di temperatura attorno ad un riscaldatore causata dal moto del fluido.

$$\Delta T = \Delta T(\dot{m}). \quad (1.4)$$

A tempo di transito: misurano il tempo impiegato da un impulso di calore a

Tabella 1.1: Principi di trasduzione per flussimetri termici.

Termoresistivo	$R = R(T)$
Termoelettrico	$V = \alpha \Delta T$
Piroelettrico	$I = I(\dot{T})$
Risonanza termo-meccanica	$\omega = \omega(\Delta T)$

percorrere una distanza nota.

$$\tau = \tau(u) \quad (1.5)$$

Il segnale ΔT , T o G_T , rivelato dai sensori appartenenti alle prime due categorie, viene trasformato in segnale elettrico, tensione o corrente, secondo uno dei principi riportati in Tab. 1.1 dei quali daremo ora una breve descrizione.

Effetti termoresistivi. Gli effetti termoresistivi sono sfruttati dagli anemometri a filo/film caldo. Vengono impiegati sensori a conduttore metallico, indicati con il termine *RTD* (resistive temperature detector), costituiti da un filo o una pellicola metallica la cui resistenza aumenta quasi linearmente con la temperatura. In pratica, il platino è il metallo che viene quasi unicamente utilizzato, date le sue caratteristiche di stabilità chimica che consente di realizzare sensori con caratteristiche riproducibili e stabili nel tempo. Supponiamo di immergere il sensore nel fluido e di applicare una corrente continua⁶ I , la temperatura T che raggiunge il sensore sarà:

$$T = T_f + \frac{RI^2}{G_T(0)} \quad \text{a fluido fermo,} \quad (1.6)$$

$$T(u) = T_f + \frac{RI^2}{G_T(u)} \quad \text{fluido in moto} \quad (1.7)$$

⁶Il pilotaggio (*driving*) degli anemometri a filo caldo, come anche per i flussimetri calorimetrici, può avvenire a potenza costante o inseriti in un loop di reazione che mantenga costante la temperatura, queste due tecniche verranno analizzate nella sezione 1.4.

dove T_f è la temperatura del fluido e R è la resistenza elettrica del RTD, per la quale vale una relazione lineare del tipo $R = \vartheta T$, almeno in prima approssimazione. Sfruttando quindi le equazioni (1.3) e (1.7) è possibile trovare una relazione analitica per $R(u)$.

Se invece si suppone di alimentare il sensore con una potenza $W = RI^2$ tale da mantenere costante la temperatura del sensore, si ha, dalla (1.6)

$$W(0) = RI^2 = (T - T_f) G_T(0), \quad (1.8)$$

per flusso nullo, mentre per flusso non nullo si ricava immediatamente dalle (1.3) e (1.7):

$$W(u) = (T - T_f) G_T(0) (1 + \beta\sqrt{u}). \quad (1.9)$$

Sembra conveniente, in prima istanza, porre $T \gg T_f$ per ottenere una elevata sensibilità, tuttavia così facendo si incrementa la soglia di velocità che contraddistingue la convezione libera dalla convezione forzata, provocando effetti negativi sulla sensibilità stessa; in [5] è stata ricavata una dipendenza tra la velocità di transizione u_t del tipo: $u_t \propto \sqrt[4]{T - T_f}$.

Effetti termoelettrici. Gli effetti termoelettrici includono tre fenomeni ciascuno dei quali riguarda la conversione reversibile di energia elettrica in termica e viceversa. I tre fenomeni sono: l'effetto Seebeck, l'effetto Peltier, e l'effetto Thomson.

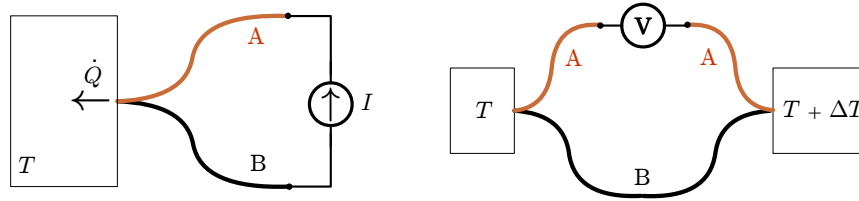
Consideriamo una giunzione tra due materiali conduttori A e B (Fig. 1.5(a)). Se la giunzione viene mantenuta ad una certa temperatura T e viene imposta una corrente elettrica I si osserva un flusso di calore \dot{Q} , generato o assorbito alla giunzione⁷, proporzionale ad I . Invertendo la polarità della corrente si ha un'inversione di segno del flusso di calore (assorbito se prima veniva generato e viceversa). Sono valide quindi, le seguenti relazioni⁸

$$\dot{Q} = \pi_{AB}I = -\pi_{BA}I, \quad (1.10)$$

dove π_{AB} e π_{BA} sono detti coefficienti di Peltier.

⁷Tale calore non deve essere confuso con quello dovuto all'effetto Joule.

⁸Invertire la polarità della corrente equivale a scambiare tra loro i conduttori A e B.



(a) Schematizzazione dell'effetto Peltier. (b) Schematizzazione dell'effetto Seebeck.

Figura 1.5: Effetti termoelettrici.

Consideriamo adesso le due giunzioni di Fig. 1.5(b) termostate rispettivamente alle temperature T e $T + \Delta T$. Il circuito elettrico è interrotto dall'inserzione di un voltmetro ideale su uno dei due conduttori, ad esempio A: il voltmetro misura una differenza di potenziale ΔV . Il coefficiente di Seebeck differenziale è definito come

$$\alpha_{AB} \triangleq \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{\Delta V}{\Delta T}. \quad (1.11)$$

Il coefficiente α_{AB} è caratteristico della coppia di conduttori; è possibile esprimerlo secondo due coefficienti α_A e α_B detti potenze termoelettriche assolute e che dipendono rispettivamente solo da A e da B:

$$\alpha_{AB} = \alpha_B - \alpha_A. \quad (1.12)$$

In un processo CMOS sono generalmente disponibili i seguenti materiali conduttori: poly N, poly P e alluminio: si può disporre quindi di tre valori di α_{AB} , dei quali il maggiore è quello che si ottiene combinando poly N e poly P.

Una termopila, ovvero una serie di N termocoppie, può essere realizzata in forma integrata alternando strisce di due dei materiali scelti, isolando termicamente N giunzioni sopra una membrana dielettrica (SiO_2 e Si_3N_4) le quali compongono la *giunzione calda*, e le rimanenti $N - 1$ sul silicio di

bulk (*giunzione fredda*) il quale le termalizzerà alla temperatura media del chip⁹.

La comprensione diretta dell'effetto Seebeck a livello microscopico coinvolge lo spostamento del livello di Fermi tra giunzione calda e fredda ed interazioni elettrone/lacuna-fonone [6, pp. 263-265]. Può risultare più intuitivo comprendere l'effetto Peltier, osservando che a ciascun portatore iniettato da A a B è associato un contributo di energia cinetica e quindi una corrente di calore \dot{Q} . Applicando il teorema di Onsager al sistema nella condizione di quasi-equilibrio è possibile ricavare una relazione tra i coefficienti di Peltier e di Seebeck [4, pp. 57-58]:

$$\alpha_{AB} = \frac{\pi_{AB}}{T}, \quad (1.13)$$

la quale mette in luce il legame tra i due effetti: scegliendo una coppia di materiali A e B che massimizza uno dei due implica massimizzare anche l'altro¹⁰.

Effetti piroelettrici. La carica superficiale di un materiale piroelettrico dipende dalla variazione di calore che lo investe, la corrente prodotta per effetto piroelettrico risulta proporzionale alla superficie A esposta al flusso e alla derivata temporale del temperatura [7]:

$$I = pA\dot{T}. \quad (1.14)$$

Il materiale usato è un ossido di litio e tantalio, LiTaO_3 , il quale presenta un elevato coefficiente piroelettrico $p = 2.3 \cdot 10^{-4} \text{ A s m}^{-2} \text{ K}^{-1}$.

Variatione della frequenza di risonanza termo-meccanica. Si consideri la struttura di Fig. 1.6 formata da una membrana sospesa tramite due bracci. Una

⁹Infatti l'ossido di nitrurio ha una bassa conducibilità termica, $\sim 2 \text{ W/mK}$, diversamente dal silicio di bulk, per il quale la conducibilità termica è circa cento volte superiore.

¹⁰Questo fatto si traduce in un preciso vincolo di progettazione per l'interfaccia di lettura: l'impedenza di ingresso della catena di lettura deve essere elevata se non si vuole il contemporaneo manifestarsi dei due fenomeni.

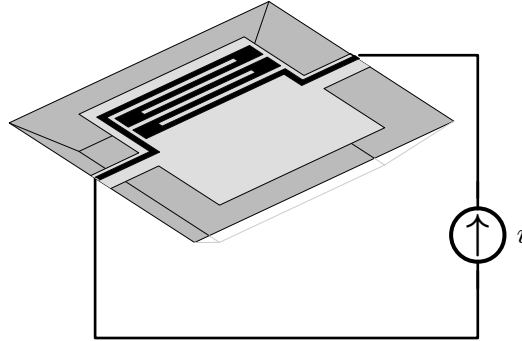


Figura 1.6: Risonatore termo-meccanico.

corrente elettrica imposta provoca, per effetto Joule, una dilatazione di uno dei due lati (di fatto si ha un gradiente ∇T di temperatura) quindi uno stress meccanico sulla struttura stessa; interrompendo la corrente la forza di richiamo riporterà la struttura nella posizione di riposo (legge di Hooke microscopica). Alimentando con una corrente alternata e di frequenza pari a quella di risonanza si ottiene la massima oscillazione della struttura. Un flusso incidente provoca una variazione di ∇T e quindi una variazione della frequenza di risonanza.

1.4 Driving dei flussimetri termici

La trattazione delle tecniche di pilotaggio dei flussimetri termici segue in parte la traccia esposta in ref. [8]. Per il generico flussimetro termico di Fig. 1.7 si hanno tre ingressi (u o \dot{m} del flusso, T_A temperatura ambiente, W potenza sull'elemento riscaldatore), e l'uscita ΔT .

A seconda del numero di elementi sensibili al flusso (*probes*), del numero degli elementi riscaldatori (*heaters*), e se si mantiene costante la temperatura sui primi o la potenza erogata dai secondi avremo i seguenti metodi di pilotaggio:

CPA , single/multi probe: *Constant Power Anemometry*;

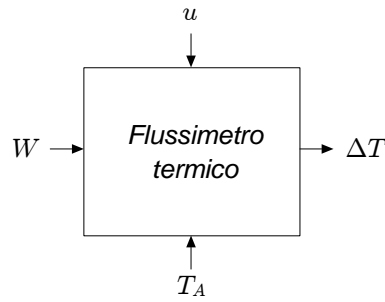


Figura 1.7: Schema di un generico flussimetro termico.

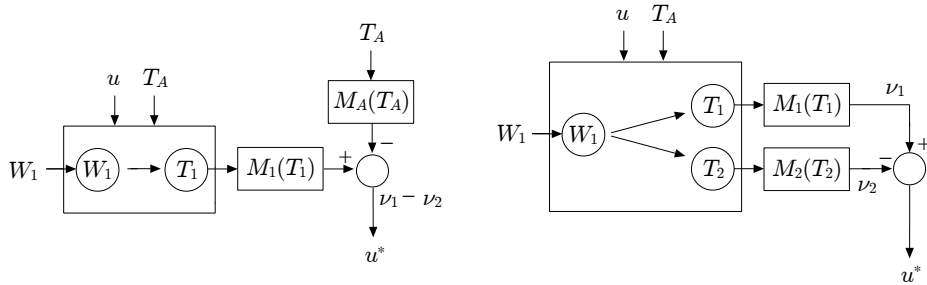
CTA , single/multi probe: *Constant Temperature Anemometry*;

TBA : *Temperature Balanced Anemometry*.

CPA. Lo schema di un generico sistema CPA è mostrato in Fig. 1.8. Nel caso single probe, la temperatura sull'elemento sensibile è una funzione di tre parametri,

$$T_1 = T_1(W_1, u, T_A); \tag{1.15}$$

poiché per determinare u è necessario conoscere anche la temperatura ambiente T_A , occorrono almeno due sensori di temperatura.



(a) CPA single probe.

(b) CPA multi probe.

Figura 1.8: Schema di un generico flussimetro termico pilotato a potenza costante.

Il segnale differenza $u^* = \nu_1 - \nu_A$ rappresenta il flusso “misurato”, $M_1(T_1)$

e $M_A(T_A)$ rappresentano le risposte (caratteristiche input-output) dei sensori per grandi segnali, mentre con m_1 e m_A rappresenteremo i modelli per piccoli segnali (sensibilità dei sensori):

$$m_1 = \frac{d\nu_1}{dT_1}; \quad m_A = \frac{d\nu_A}{dT_A}. \quad (1.16)$$

Possiamo ricavare du^* per piccoli segnali:

$$du^* = d(\nu_1 - \nu_A) = m_1 dT_1 - m_A dT_A, \quad (1.17)$$

ma dalla (1.15), dove $dW_1 = 0$

$$dT_1 = a_{1u} du + dT_A + a_{1w} dW_1, \quad (1.18)$$

che sostituita nella precedente dà

$$du^* = m_1 a_{1u} du + (m_1 - m_A) dT_A. \quad (1.19)$$

Le variazioni dT_A , misurate dal sensore di temperatura ambiente, producono un effetto su u^* anche in assenza di variazione di flusso, tranne nel caso in cui $m_1(T_1) = m_A(T_A)$ per tutte le temperature coinvolte, dove $T_1 \geq T_A$. La condizione di uguali sensibilità è ottenibile solo per risposte M_1 ed M_A lineari.

Un metodo per evitare la misura diretta della temperatura ambiente è quello di implementare una misura differenziale di temperatura rendendo entrambi i sensori sensibili al flusso (*multi probe*), avremo per entrambi i sensori una relazione simile alla (1.18) con opportuni pedici,

$$\begin{aligned} du^* &= d(\nu_1 - \nu_2) = m_1 dT_1 - m_2 dT_2 \\ &= (m_1 a_{1u} - m_2 a_{2u}) du + (m_1 - m_2) dT_A. \end{aligned} \quad (1.20)$$

Anche se T_A non è più utilizzata come temperatura di riferimento, la sua influenza su u^* non è eliminata se $m_1(T_1) \neq m_2(T_2)$ con $T_1 \neq T_2$. Tuttavia, per flussi di piccola entità, T_1 e T_2 hanno valori che differiscono di qualche grado, ma entrambi superiori di qualche decina di gradi rispetto a T_A : l'influenza di T_A stessa sul flusso misurato viene effettivamente ridotta.

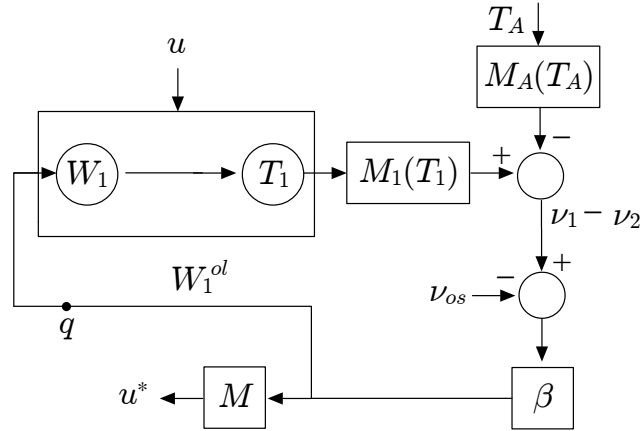


Figura 1.9: Schema di un generico flussimetro termico posto in reazione tale da mantenere la temperatura costante sull'elemento sensibile.

CTA. La tecnica CTA consiste nel mantenere la temperatura assoluta del sensore costante anche in condizioni di flusso applicato. Si rende necessario quindi un *loop* di controllo che piloti la potenza W_1 sul riscaldatore tale da mantenere costante la differenza $T_1 - T_A$. Pertanto

$$W_1 = W_1(u, T_1 - T_A). \quad (1.21)$$

Consideriamo allora il sistema di Fig. 1.9 ad anello aperto, interrompendo cioè il percorso del segnale nel punto q . Indicheremo con l'apice *ol*, open loop, il segnale a monte di tale punto. Possiamo calcolare dW_1^{ol} come

$$dW_1^{ol} = \beta(d\nu_1 - d\nu_A) = \beta(m_1dT_1 - m_AdT_A), \quad (1.22)$$

sostituendo la (1.18), nella quale $dW_1 \neq 0$,

$$dW_1^{ol} = \beta m_1(a_{1u}du + a_{1w}dW_1) + \beta(m_1 - m_A)dT_A. \quad (1.23)$$

Chiudendo l'anello, $dW_1^{ol} = dW_1$, si ottiene:

$$dW_1 = \frac{\beta m_1 a_{1u} du + \beta(m_1 - m_A) dT_A}{1 - \beta m_1 a_{1w}}. \quad (1.24)$$

Se il “guadagno ad anello aperto” $\beta m_1 a_{1w} \gg 1$, la (1.24) si riduce a

$$dW_1 = - \left[\frac{a_{1u}}{a_{1w}} du + \frac{1}{a_{1w}} \left(1 - \frac{m_A}{m_1} \right) dT_A \right]. \quad (1.25)$$

Il flusso è calcolato da dW_1^{ol} e ν_{os} (quest’ultimo necessario per creare la differenza $\Delta(T_1 - T_A)$):

$$du^* = -m \left[\frac{a_{1u}}{a_{1w}} du + \frac{1}{a_{1w}} \left(1 - \frac{m_A}{m_1} \right) dT_A \right]. \quad (1.26)$$

Osserviamo che du^* è ancora funzione di dT_A se le sensibilità dei sensori non sono uguali¹¹.

Si considerino nulle le variazioni di T_A , la funzione di trasferimento del sistema è

$$\left. \frac{du^*}{du} \right|_{dT_A=0} = m \frac{a_{1u}}{a_{1w}}, \quad (1.27)$$

indipendente dalla sensibilità m_1 .

Nel caso CTA multiprobe, si hanno due riscaldatori e tre probes: una di queste è la *reference probe* sulla quale il sistema cerca di imporre temperatura costante. Pur complicando l’algebra necessaria alla sua descrizione analitica, tale metodo non porta nessun vantaggio rispetto al caso single probe, pertanto sarà omesso.

TBA. La tecnica TBA sfrutta due riscaldatori e due probes (Fig. 1.10). Questa consiste nel mantenere nulla la *differenza di temperatura* $T_1 - T_2$ tra il sensore a monte (*upstream*) ed il sensore a valle¹² (*downstream*). Il segnale di uscita proporzionale alla differenza ΔW tra i riscaldatori (anch’essi con disposizione upstream e downstream) necessaria per mantenere $T_1 = T_2$. Si noti che non si sta ponendo nessun vincolo sulla temperatura assoluta, la quale se la potenza totale W_t rimane costante, diminuirà all’aumentare di u e viceversa.

¹¹Poiché T_1 è costante, la condizione $m_1(T_1) = m_A(T_A)$ è meno restrittiva rispetto al caso precedente essendo una condizione puntuale e non da soddisfare in un range di temperature.

¹²Per una direzione del flusso di riferimento.

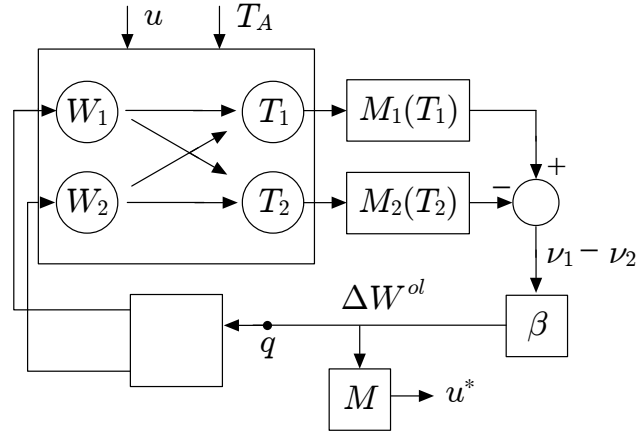


Figura 1.10: Schema di un generico flussimetro che implementa la tecnica TBA.

Per piccoli segnali e considerando il sistema ad anello aperto, si ha

$$d\Delta W^{ol} = \beta d(\nu_1 - \nu_2) = \beta (m_1 dT_1 - m_2 dT_2), \quad (1.28)$$

dove

$$dT_1 = a_{1u} du + dT_A + a_{11} dW_1 + a_{12} dW_2 \quad (1.29a)$$

$$dT_2 = a_{2u} du + dT_A + a_{21} dW_1 + a_{22} dW_2 \quad (1.29b)$$

e

$$dW_1 = dW_t + d\Delta W/2 \quad (1.29c)$$

$$dW_2 = dW_t - d\Delta W/2 \quad (1.29d)$$

che sostituite nella (1.28), considerando $dW_t = 0$ e chiudendo l'anello ($d\Delta W^{ol} = d\Delta W$), forniscono:

$$d\Delta W = \frac{\beta (m_1 a_{1u} - m_2 a_{2u}) du + \beta (m_1 - m_2) dT_A}{1 - \frac{\beta}{2} [m_1 (a_{12} - a_{11}) + m_2 (a_{21} - a_{22})]}. \quad (1.30)$$

Se il guadagno ad anello aperto è grande, $\frac{\beta}{2} [m_1 (a_{12} - a_{11}) + m_2 (a_{21} - a_{22})] \gg 1$, e $m_1(T_1) = m_2(T_2)$ con $T_1 = T_2$, allora la funzione di trasferimento si riduce a

$$\frac{du^*}{du} = 2m \frac{a_{1u} - a_{2u}}{a_{11} + a_{22} - a_{12} - a_{21}}. \quad (1.31)$$

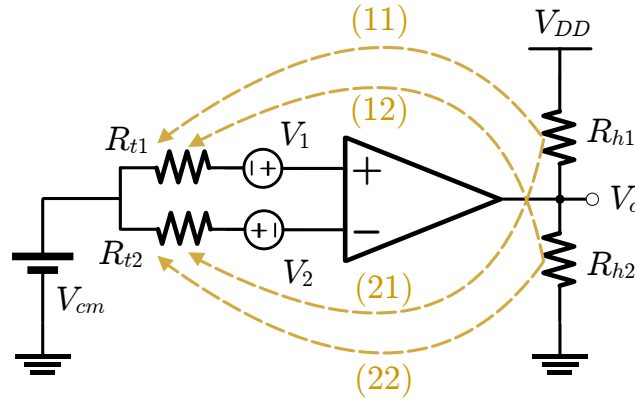


Figura 1.11: Schema elettrico del circuito che implementa la tecnica TBA [9].

L'uscita u^* non dipende dalle sensibilità m_1 e m_2 dei sensori e non dipende da dT_A . La condizione $m_1(T_1) = m_2(T_2)$ adesso è ottenibile più facilmente in quanto $T_1 = T_2$; si noti che non è richiesta la linearità dei sensori di temperatura per eliminare il contributo dT_A , ma solo una disposizione simmetrica degli elementi upstream e downstream rispetto al flusso.

Un'applicazione pratica di questa tecnica è presentata in [9] dove il loop di reazione sfrutta la conduttanza termica tra i riscaldatori ed i sensori di temperatura (Fig. 1.11). I sensori di temperatura sono termopile integrate, il loro circuito equivalente elettrico è rappresentato da due resistenze R_{t1} e R_{t2} . I riscaldatori, integrati insieme alle termopile, sono realizzati in poly-silicio e schematizzati con R_{h1} e R_{h2} .

I segnali V_1 e V_2 indicano le tensioni prodotte dalle termopile, considerando che $R_{h1} = R_{h2} = R_h$, la relazione tra W_1 , W_2 e V_o è data da:

$$W_1 = V_o^2 / R_h; \quad (1.32a)$$

$$W_2 = (V_{DD} - V_o)^2 / R_h, \quad (1.32b)$$

e la differenza

$$\Delta W = W_1 - W_2 = 2 \frac{V_{DD}}{R_h} \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_o \right). \quad (1.32c)$$

Assumendo che il trasferimento di calore avvenga principalmente per conduzione e convezione forzata, esiste una relazione lineare tra T_1 , T_2 e W_1 e W_2 , ovvero

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix}, \quad (1.33)$$

dove i coefficienti c_{ij} dipendono dal flusso e dalle sensibilità delle termopile e corrispondono ai percorsi di reazione di Fig. 1.11. Tali coefficienti sono positivi e $c_{11} > c_{12}$ e $c_{22} > c_{21}$. Se il guadagno d'anello del sistema è sufficientemente grande allora vale l'ipotesi di cortocircuito virtuale tra gli ingressi dell'amplificatore,

$$V_{os} + (c_{22} - c_{21}) W_2 = (c_{11} - c_{12}) W_1. \quad (1.34)$$

I termini in parentesi possono essere scritti come funzione $f(u)$ del flusso, e se il sistema è geometricamente simmetrico allora

$$(c_{22} - c_{21}) = f(u); \quad (1.35a)$$

$$(c_{11} - c_{12}) = f(-u). \quad (1.35b)$$

Sostituendo nell'equazione (1.34) lo sviluppo in serie di Taylor arrestato al primo ordine di $f(u)$ si ottiene:

$$(W_1 - W_2) f(0) = (W_1 + W_2) \tilde{\beta} u + V_{os}, \quad (1.36)$$

dove $\tilde{\beta}$ è $df(u)/du$ per $u = 0$. Poiché dall'equazione (1.32c) si ha che $W_1 - W_2$ è linearmente proporzionale a $\Delta V_o = V_o - V_{DD}/2$ e che, per piccole variazioni di V_o , $W_1 + W_2$ è circa costante e pari a V_{DD}^2/R_h , otteniamo:

$$\Delta V_o = -\frac{\tilde{\beta} V_{DD}}{4f(0)} u + \frac{R_h}{2V_{DD}f(0)} V_{os}. \quad (1.37)$$

Il secondo termine rappresenta un errore sul flusso misurato pari a

$$u_{os} = V_{os} \frac{2R_h}{V_{DD}^2 \tilde{\beta}}. \quad (1.38)$$

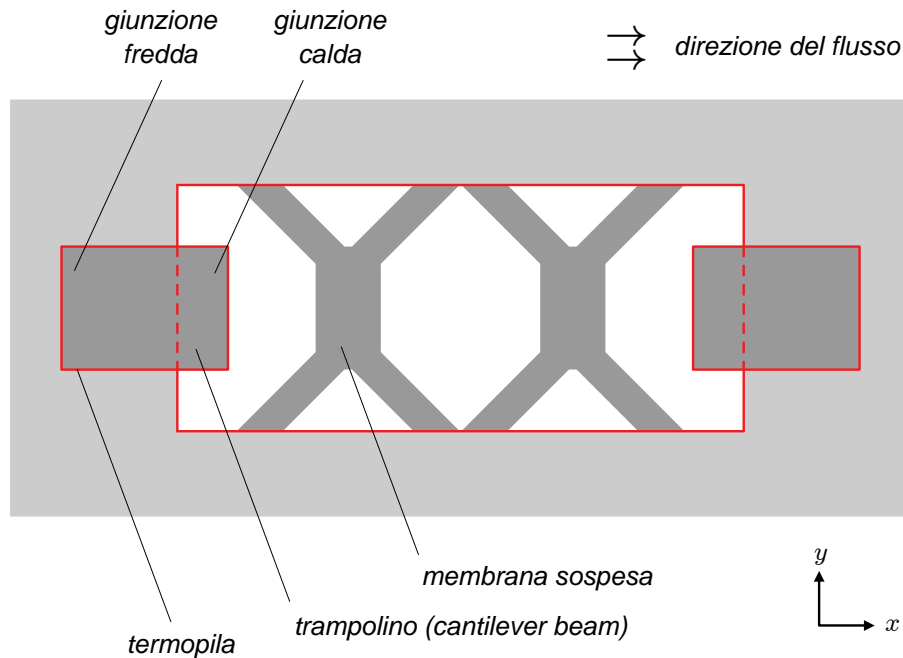


Figura 1.12: Layout del sensore di flusso calorimetrico.

1.5 Sensore di riferimento

L'interfaccia di lettura progettata in questa tesi è ottimizzata per il sensore di portata calorimetrico progettato con il processo BCD3S di STMicroelectronics e realizzato tramite alcuni passi di post-processing descritti in dettaglio in [10]. Attualmente è in fase di progettazione un sensore analogo nel processo BCD6.

In Fig. 1.12 è mostrato il layout della struttura. I due elementi riscaldatori sono resistori in polysilicio da $4.8\text{ k}\Omega$ mentre le termopile sono formate da 20 termocoppie poly/Al.

I trampolini sono lunghi $35\ \mu\text{m}$ e larghi $85\ \mu\text{m}$, mentre le membrane rettangolari che alloggiavano i riscaldatori sono lunghi $45\ \mu\text{m}$ e larghi $60\ \mu\text{m}$. La distanza tra i trampolini e le membrane è di $60\ \mu\text{m}$ mentre la distanza tra le due membrane è $110\ \mu\text{m}$.

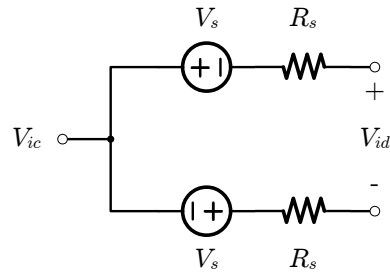


Figura 1.13: Equivalente elettrico del sensore.

Le strutture sono isolate termicamente rispetto al substrato alla cavità nel silicio ottenuta tramite le tecniche di post-processing, le quali consistono in una serie di attacchi chimici (*front etching*) applicati al chip fabbricato dalla STMicroelectronics.

I due riscaldatori presenti nella struttura possono essere pilotati secondo le tecniche CPA (stessa potenza erogata da entrambi i riscaldatori) e TBA già esposte. Rispetto alla modalità CPA classica si ha un ulteriore grado di libertà: è possibile sbilanciare la potenza erogata da ciascun riscaldatore in modo da compensare gli offset dovuti alle imperfezioni della struttura stessa, inevitabilmente presenti.

La sensibilità del sensore è stata stimata essere circa di $2\ \mu\text{V}/\text{sccm}$. Lo schema elettrico equivalente delle termocoppie è mostrato in Fig. 1.13, nel quale si osservano i seguenti fatti:

- Ciascuna termocoppia è schematizzata come una resistenza R_s il cui valore approssimativo è $75\ \text{k}\Omega$.
- Il segnale prodotto è un *segnale differenziale bilanciato*, data la simmetria del sensore rispetto al flusso.
- Il terminale a comune delle due termocoppie può essere posto ad una tensione di riferimento V_{ic} arbitraria.

Capitolo 2

Interfacce di lettura per sensori

2.1 Versione precedente dell'interfaccia a componenti discreti

Un'interfaccia di lettura per sensori a componenti discreti richiede un amplificatore con particolari prestazioni in termini di offset e di rumore riferito all'ingresso (*referred to input, RTI*); tipicamente la scelta ricade su un amplificatore da strumentazione. Nell'applicazione che stiamo considerando la banda di interesse è estesa dalla continua fino alle decine di Hz, rendendosi necessario uno stadio di filtraggio in cascata all'amplificatore, ad esempio un cella biquadratica Sallen-Key, tale da limitare la potenza del rumore alla sola banda utile del segnale (Fig. 2.1).

In una precedente tesi [13] sono stati confrontati, tramite misura diretta, alcuni amplificatori operazionali da strumentazione disponibili in commercio (AD620, AD627). Ricaveremo adesso alcuni parametri, come il fattore di rumore F ed il valore efficace del generatore di rumore riferito all'ingresso E_{ni} , utili per il confronto con l'interfaccia integrata realizzata in questa tesi.

In Fig. 2.2 sono riportati i generatori di rumore delle termocoppie E_{ns} , dell'amplificatore E_n e I_n . Supponendo il rumore RTI della cella di Sallen-

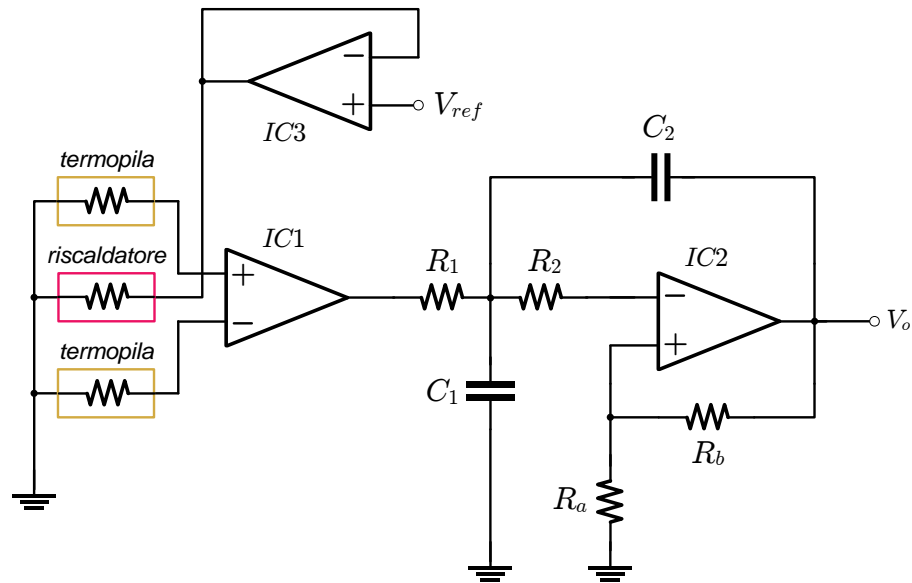
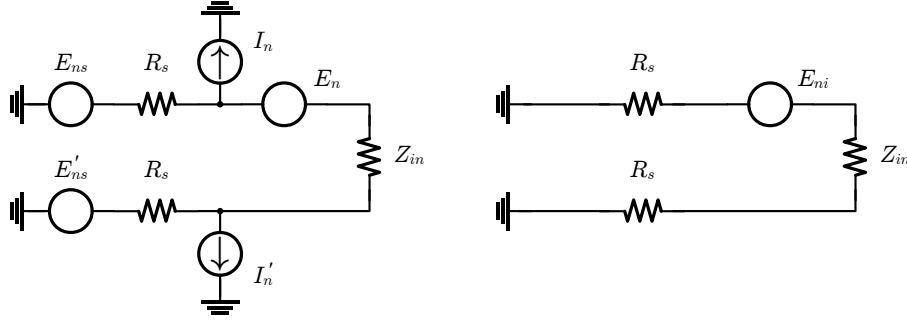


Figura 2.1: Schema del circuito usato per polarizzare il riscaldatore (modalità CPA single probe) e per leggere la differenza di potenziale delle termopile [12]. $IC1$ è un amplificatore da strumentazione a basso offset e rumore.

Tabella 2.1: Dati di rumore relative alle ampiezze picco-picco dei generatori di rumore RTI, da 0.1 Hz a 10 Hz. Il fattore di rumore F è stato calcolato dall'equazione (2.5). E_{ni} è il valore RMS del rumore riportato in ingresso, $E_{ni} = \sqrt{P_{ni}}$ secondo la (2.4).

Amplificatore	I_{pp} [pA]	E_{pp} [μ V]	F	E_{ni} [nV]
AD620	10	0.28	2.36	240.9
AD627	1	0.56	1.37	183.3



(a) Generatori di rumore all'ingresso (b) Equivalente secondo Thevenin e del sistema. Norton.

Figura 2.2: Circuiti per il calcolo di E_{ni} . ($Z_{in} \rightarrow \infty$).

Key trascurabili¹, è facile ricavare il generatore di rumore RMS (*root mean square*) riportato in ingresso, E_{ni} , utilizzando i teoremi di Thevenin e Norton:

$$E_{ni} = E_{ns} + E'_{ns} + E_n + R_s (I_n + I'_n). \quad (2.1)$$

Si osservi che i segni algebrici sono da considerarsi tali da produrre una addizione di effetti. La densità spettrale di potenza (*DSP*) riportata in ingresso S_{ni} , può essere valutata a partire dalla DSP di sorgente $S_s = 8KTR_s$, e da quelle dell'amplificatore di tensione e di corrente, rispettivamente S_e e S_i , supposte incorrelate:

$$S_{ni}(f) = S_s + S_e(f) + 2R_s^2 S_i(f). \quad (2.2)$$

La potenza di rumore RTI P_{ni} è calcolabile integrando la (2.2) sulla banda utile del segnale²

$$\begin{aligned} P_{ni} &= \int_{f_L}^{f_H} S_{ni} df = \int_{f_L}^{f_H} 8KTR_s df + \int_{f_L}^{f_H} S_e(f) df + \int_{f_L}^{f_H} 2R_s^2 S_i(f) df \\ &= 8KTR_s (f_H - f_L) + P_{Ne} + 2R_s^2 P_{Ni}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

¹L'amplificazione del primo stadio è sufficientemente alta: in [13] è stata posta pari a 300.

²Considereremo $f_L = 0.1$ Hz e $f_H = 10$ Hz.

Le potenze P_{Ne} e P_{Ni} possono essere messe in relazione con i valori picco-picco forniti nei data-sheet e riportati in Tab. 2.1, considerando che, per il processo aleatorio rumoroso x , vale la seguente relazione tra potenza P_{Nx} , valore RMS x_{rms} e valore picco-picco x_{pp} :

$$P_{Nx} = x_{rms}^2 = \left(\frac{1}{n_\sigma} \frac{x_{pp}}{2} \right)^2, \quad (2.4)$$

dove n_σ è il numero di deviazioni standard tali da coprire la quasi totalità delle osservazioni; per convenzione assumiamo $n_\sigma = 3$. A partire dalla (2.3) è utile calcolare il fattore di rumore³ F

$$F = 1 + \frac{P_{Ne} + 2R_s^2 P_{Ni}}{8KTR_s(f_H - f_L)}. \quad (2.5)$$

In Tab. 2.1 sono riportati F ed E_{ni} ; questi ultimi sono in accordo con le misure svolte in [13]. È inoltre possibile ricavare la risoluzione res del sistema sapendo che la sensibilità del sensore è pari a $\sim 2 \mu\text{V sccm}^{-1}$:

$$res = \frac{n_\sigma E_{ni}}{sens} \cong \begin{cases} 0.361 \text{ sccm} & (\text{AD620}) \\ 0.275 \text{ sccm} & (\text{AD627}) \end{cases}. \quad (2.6)$$

2.2 Sorgenti di rumore in un circuito analogico CMOS

Nei dispositivi CMOS si hanno due sorgenti predominanti di rumore: rumore termico e rumore flicker (rumore $1/f$) [14]. La sagoma caratteristica dello spettro di rumore su un grafico bilogarithmico, è piatta per alte frequenze, mentre, spostandoci verso le medie e basse frequenze (tipicamente $f < 100 \text{ kHz}$), si osserva un incremento lineare. La parte piatta, detta anche rumore *broad band* è dovuta alle sorgenti di rumore termico.

La frequenza per la quale le due DSP, quella *broad band* e quella $1/f$, assumono lo stesso valore è detta *frequenza di corner* f_k ; essa rappresenta lo

³Dalla definizione di fattore di rumore

$$F \triangleq \frac{\text{SNR}_s}{\text{SNR}_o} = \frac{P_s/P_{ns}}{P_o/P_{no}} = \frac{P_{no}}{|A_v^2| P_{ns}} = \frac{P_{ni}}{P_{ns}}.$$

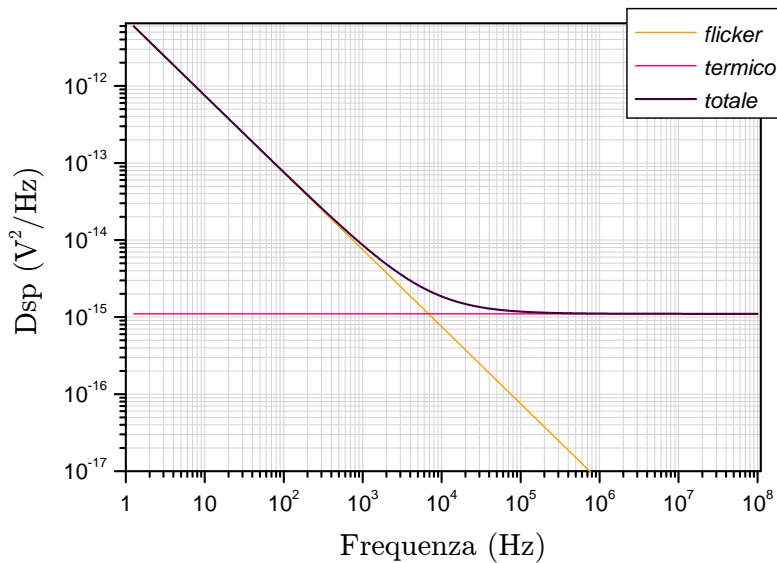


Figura 2.3: Andamento tipico della densità spettrale di potenza di un MOSFET.

“spartiacque” tra l’intervallo di frequenze in cui è dominante il rumore flicker e l’intervallo di frequenze in cui è dominante il rumore termico (Fig. 2.3).

Delle sorgenti di rumore menzionate, il rumore termico è inerente alla natura fisica dei fenomeni elettrici implicati nel funzionamento del dispositivo, e quindi sempre presente. È probabile che il rumore flicker sia determinato sia dalla qualità del processo tecnologico, sia dalla natura fisica dei fenomeni in gioco.

Fluttuazioni con che obbediscono alla legge $1/f$ sono state osservate in tutti i dispositivi elettronici, ma anche in sistemi meccanici, biologici, geologici. Una spiegazione fisica completa del fenomeno non è ancora stata sviluppata, ed alcuni esperimenti indicano che l’origine del rumore flicker sia diversa in dispositivi diversi. In letteratura esistono due modelli contrapposti che spiegano l’origine del rumore flicker:

Modello di McWhorter: o modello della fluttuazione di numero (Δn);

Modello di Hooge: o modello della fluttuazione di mobilità ($\Delta \mu$).

McWhorter, lavorando con filamenti di germanio, mostrò che il rumore $1/f$ dipendeva dall'atmosfera in cui era immerso il filamento, asserendo quindi che tale rumore fosse dovuto ad effetti di superficie. Le fluttuazioni elettriche da lui rivelate sono legate alle fluttuazioni del numero di portatori (Δn) dovute all'intrappolamento negli stati superficiali. La teoria fu poi applicata da Christensson *et al.* [15] per i MOSFET sotto l'assunto che i portatori venissero intrappolati nei difetti dell'ossido tramite tunneling.

Di contro Hooge [16, 17], riscontrò fluttuazioni di resistenza in film metallici di vari materiali (Ag, Cu, Au, Al, ottone, Pt, Sn, Cr, acciaio, Pb) sempre rispondenti alla legge $1/f$:

$$S_{\Delta R} = R^2 \frac{\alpha_H}{N} \frac{1}{f}, \quad (2.7)$$

dove N indica il numero totale di portatori nel bulk, α_H è detta costante empirica di Hooge. Le evidenze sperimentali portarono Hooge ad asserire che il rumore flicker fosse un fenomeno che interessa tutto il volume (*bulk*) dei dispositivi e non solo la superficie, giustificando tale comportamento con fluttuazioni di mobilità $\Delta\mu$. Vandamme applicò la teoria di Hooge ai MOSFET ricavando ancora una volta la dipendenza $1/f$ dello spettro di rumore [18].

Molti autori hanno cercato di fondere i due modelli in uno unico, sfruttando l'idea che una carica, una volta intrappolata, induca anche una fluttuazione di mobilità. Nelle moderne tecnologie sub-micrometriche, i MOSFET hanno il canale sempre più vicino alla superficie, ragione per cui nella letteratura più recente le fluttuazioni Δn tendono ad essere considerate come la causa principale delle fluttuazioni elettriche ai capi di un MOSFET.

Nel *design kit* del processo BCD6 sono implementati i modelli MOS Model 9 della Philips. Per quanto riguarda il rumore flicker sono utilizzati due modelli distinti per grado di accuratezza [19]. Nella libreria a disposizione è usato il modello più semplice, simile all'espressione usata nella progettazione:

$$S_i^{1/f}(f) = g_m^2 \frac{N_F}{mW_{eff}L_{eff}} \frac{1}{f}, \quad (2.8)$$

dove $S_i^{1/f}(f)$ è la DSP di corrente considerando il generatore posto tra drain e source, g_m è la transconduttanza del MOSFET, N_F è un coefficiente distinto per PMOS e NMOS, m è la molteplicità e W_{eff} , L_{eff} sono rispettivamente la larghezza e la lunghezza di canale *effettive*. Rispetto alle dimensioni metallurgiche W e L , W_{eff} è data al netto dell'estensione dei pozzetti di drain e source al di sotto del gate dovuta alla diffusione laterale; mentre L_{eff} è data al netto della dimensione delle zone di diffusione laterale dal bulk verso il canale.

Da un punto di vista circuitale, il rumore di un MOSFET viene modellato come un generatore di corrente I_n posto tra drain e source, la cui potenza è pari alla somma delle potenze di rumore termico e rumore flicker.

$$\lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{I_n^2}{\Delta f} = S_i(f) = \frac{8}{3}KTg_m + g_m^2 \frac{N_F}{mW_{eff}L_{eff}} \frac{1}{f}. \quad (2.9)$$

Tale generatore può essere “riportato” come generatore di tensione in serie al terminale di gate come mostrato in Fig. 2.4. Infatti, *alle medie e basse frequenze* è possibile scrivere la corrente tra drain e source⁴ come:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= g_m v_{gs} + i_n && \text{in A;} \\ i_{ds} &= g_m v_{g's} = g_m (v_{gs} + v_n) && \text{in A'}, \end{aligned} \quad (2.10)$$

le reti allora sono equivalenti ponendo $v_n = i_n/g_m$. Si ottiene, inoltre:

$$S_v(f) = \frac{S_i(f)}{g_m^2} = \frac{8}{3} \frac{KT}{g_m} + \frac{N_F}{mW_{eff}L_{eff}} \frac{1}{f}. \quad (2.11)$$

É utile ai fini della progettazione definire la quantità $S_v^{1/f}(1)$, ovvero l'intensità di rumore flicker ad una frequenza di riferimento, in questo caso 1 Hz:

$$S_v^{1/f}(1) = \frac{N_F}{mW_{eff}L_{eff}}, \quad (2.12)$$

dipendente unicamente dall'area di gate.

⁴L'entità del rumore è sempre tale da poter considerare le reti linearizzate attorno al loro punto di lavoro.

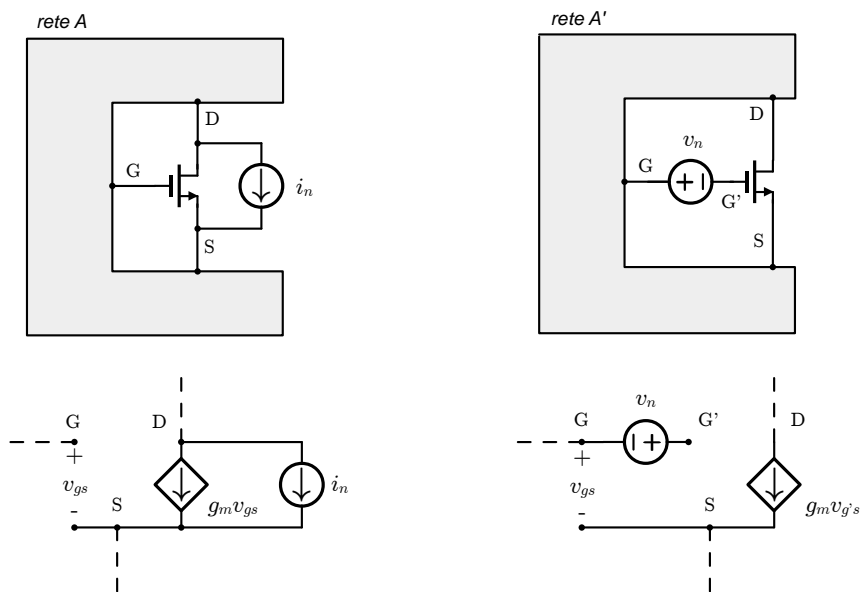


Figura 2.4: Generatori di rumore in un MOSFET. Alle medie e basse frequenze, finché non intervengono le capacità interelettroniche, le reti A e A' sono equivalenti. È stata trascurata la corrente di perdita di gate ed il generatore di rumore associato.

2.3 Offset in un circuito analogico CMOS

Due dispositivi identici mostrano un *mismatch* casuale di parametri a causa della natura stocastica dei processi fisici implicati nella loro realizzazione. Il mismatch può essere definito come il processo che provoca, variazioni casuali (costanti nel tempo) di quantità fisiche in due dispositivi nominalmente identici [20].

In generale, in un processo per circuiti integrati, sono da considerare due variazioni: globali e locali. Le *variazioni globali* descrivono la variazione totale del valore di un parametro di un componente, su un wafer o su più wafer, queste si riferiscono allo scarto tra il valore nominale, fissato da progetto, ed il valore reale, effettivamente realizzato; le *variazioni locali* sono quelle che intercorrono tra due componenti adiacenti sul medesimo chip. Normalmente due dispositivi identici e vicini possono essere molto diversi da quelli progettati (avere, cioè un elevato errore sul valore nominale) ma essere molto simili tra loro. Questo è il motivo per cui nei circuiti in cui si desidera ottenere una elevata precisione su alcuni parametri, il progettista opera in modo da fissarli tramite rapporti tra grandezze omogenee piuttosto che affidarsi a valori nominali.

Per un processo CMOS, il mismatch di corrente è dato principalmente da quattro cause: effetti di bordo, effetti dovuti all'impiantazione, effetti dovuti all'ossido ed effetti dovuti alla mobilità. Inoltre due MOSFET geometricamente e tecnologicamente uguali, devono anche essere polarizzati nello stesso modo per produrre correnti di drain identiche.

Si consideri una coppia di MOSFET, M_1 ed M_2 nominalmente identici, con stessa V_{GS} , V_{DS} e stessa tensione di source (l'effetto body agisce ugualmente su entrambi). Idealmente si avrebbe:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_D = \frac{I_{D1} + I_{D2}}{2}, \quad (2.13)$$

nella pratica, tra le due correnti, sarà sempre presente uno scarto

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2}. \quad (2.14)$$

Per chiarezza si pensi ad un sistema di amplificazione differenziale; lo scarto ΔI può produrre un'uscita non nulla⁵ a fronte di un ingresso nullo, la tensione di offset, V_{os} , è la tensione differenziale che occorre applicare all'ingresso dell'amplificatore affinché l'uscita risulti nulla.

In ambito della progettazione, la corrente di drain è considerata funzione di due parametri soggetti a mismatch, β e V_t : è possibile ricavare come lo scarto ΔI dipende dagli scarti sui singoli parametri. Per M_1 ed M_2 operanti in saturazione si ottiene [21, pp. 56-57]

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta \beta}{\beta} - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}, \quad (2.15)$$

dalla quale si ricava la varianza

$$\frac{\sigma_{I_D}^2}{I_D^2} = \frac{\sigma_{\beta}^2}{\beta^2} + \frac{4\sigma_{V_t}^2}{(V_{GS} - V_t)^2} \quad (2.16)$$

Si noti che non è presente il termine mutuo perché di norma si considerano scorrelate le fluttuazioni di $\Delta\beta$ dalle fluttuazioni ΔV_t . Sono generalmente accettate le seguenti relazioni empiriche, che legano le varianze con l'area dei transistori:

$$\sigma_{\beta}^2 = \frac{C_{\beta}}{WL}, \quad \sigma_{V_t}^2 = \frac{C_{V_t}}{WL}, \quad (2.17)$$

dove C_{β} e C_{V_t} sono costanti empiriche riportate sul design kit dello specifico processo.

2.4 Tecniche statiche per la riduzione del rumore e dell'offset

Offset, deriva dell'offset e rumore $1/f$ costituiscono un limite alla minima tensione risolubile da un amplificatore per quanto riguarda segnali a bassa frequenza che includono la continua nella loro banda.

In un progetto full-custom esistono tecniche statiche e tecniche dinamiche per la riduzione dell'offset e del rumore $1/f$. Poiché entrambi i fenomeni,

⁵Se ad esempio si sta considerando una tensione di uscita V_o , questa si intende non nulla quando è diversa dal valore nel suo punto di riposo V_{oQ} nel caso ideale, ovvero con $\Delta I = 0$.

descritti rispettivamente da σ_{os}^2 e $S_v^{1/f}(1)$, dipendono inversamente dall'area di gate dei transistori, una tecnica immediatamente applicabile è l'aumento delle larghezze W e delle lunghezze L . L'applicazione esclusiva di questo metodo è tuttavia inefficiente, sia perché il rumore $1/f$ sussiste alle basse frequenze, sia perché le aree necessarie per ottenere prestazioni confrontabili con gli amplificatori per strumentazione in commercio sono incompatibili con i limiti di ingombro.

Un'altro approccio statico, proposto da Vittoz, è quello di far operare i MOSFET tali da emulare il comportamento di BJT laterali [22]: in tal modo il contatto di substrato opera come base dei transistor, mentre source e drain operano rispettivamente come collettore ed emettitore (Fig. 2.5). La tensione di gate deve essere sufficientemente negativa tale da impedire la formazione del canale e le correnti di sottosoglia; per tali tensioni la corrente che scorre tra drain e source diventa indipendente dalla tensione di gate:

$$I_D \propto e^{-qV_s/KT}. \quad (2.18)$$

Poiché il gate è ad una tensione fissata, non è più rilevante il matching tra le tensioni di soglia ΔV_t ; questo permette di ricondurre l'offset al solo mismatching di correnti. Inoltre come noto, alle medie e basse frequenze, la sorgente di rumore preponderante in un BJT è il rumore shot associato alla corrente di collettore, con DSP costante fino alle basse frequenze dove invece il rumore flicker tenderebbe a divergere⁶. Tuttavia per poter utilizzare MOSFET operanti come BJT occorre disporre di un design kit che preveda tale opzione, ovvero che modelli accuratamente il comportamento dei dispositivi⁷.

⁶Alle basse frequenze è osservabile una DSP flicker anche nei transistori bipolari, tuttavia di entità molto inferiore rispetto ai transistori MOSFET.

⁷Nel processo BCD6 sono disponibili transistori bipolari senza la necessità di ricorrere alla tecnica qui descritta. In [22] viene messo in luce il fatto che la tecnica è implementabile in tecnologia CMOS standard.

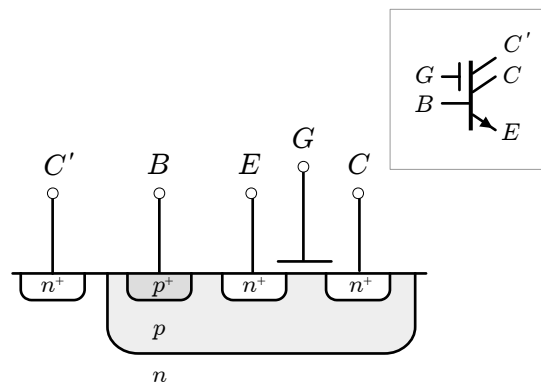


Figura 2.5: Sezione di transistore NMOS implementato in una tecnologia CMOS a p-well e utilizzato come BJT laterale. Si hanno contemporaneamente due BJT, quello laterale (CBE) e quello verticale ($C'BE$); quest'ultimo è dovuto all'assenza dello strato sepolto p^+ . Il terminale C' è sempre alla tensione più alta presente sul circuito: L'impiego del BJT verticale vincolerebbe a configurazioni a collettore comune. La soluzione proposta da Vittoz permette di superare questa limitazione.

2.5 Tecniche dinamiche per la riduzione del rumore e dell'offset

Le tecniche dinamiche comportano determinate elaborazioni del segnale, secondo due principi fondamentali:

- Campionamento e sottrazione: tecnica di autozero *AZ*, e correlated double sampling *CDS*;
- Modulazione del segnale: chopper stabilizer *CHS*.

2.5.1 Tecnica di autozero

L'idea di base della tecnica di autozero è quella di campionare l'offset e sottrarlo al valore istantaneo del segnale. Si avranno almeno due fasi: φ_s e φ_h ; in φ_s avviene il campionamento, mentre durante φ_h il valore campionato viene mantenuto con polarità opposta: il segnale che si ottiene durante φ_h è quindi idealmente privo di offset.

Secondo lo stesso principio si ha una riduzione anche del rumore se durante tutta la durata di φ_h il rumore istantaneo rimane circa costante e pari al valore campionato in φ_s . La riduzione è però tanto più inefficiente quanto più è piccolo il tempo di correlazione del processo rumoroso, diventando completamente inefficace per il rumore broad band. Si intuisce che l'effetto dell'autozero è simile ad un filtraggio passa alto sul rumore.

Inoltre poiché è implicato il campionamento, le componenti spettrali di rumore oltre la frequenza di campionamento vengono “ripiegate” e sommate in banda base (*aliasing*). Alla DSP risultante, $S_{ni,az}$, si sommano quindi due contributi:

$$S_{ni,az}(f) = |H_{hp}(f)|^2 S_{ni}(f) + S_{fo}, \quad (2.19)$$

dove $H_{hp}(f)$ indica una funzione di trasferimento passa-alto, S_{ni} la DSP di rumore originaria in ingresso dell'amplificatore, e S_{fo} è la DSP di *fold-over* ovvero dovuta al ripiegamento del rumore in banda base. La trattazione analitica completa è riportata in [23], la quale tuttavia non è utile ai fini

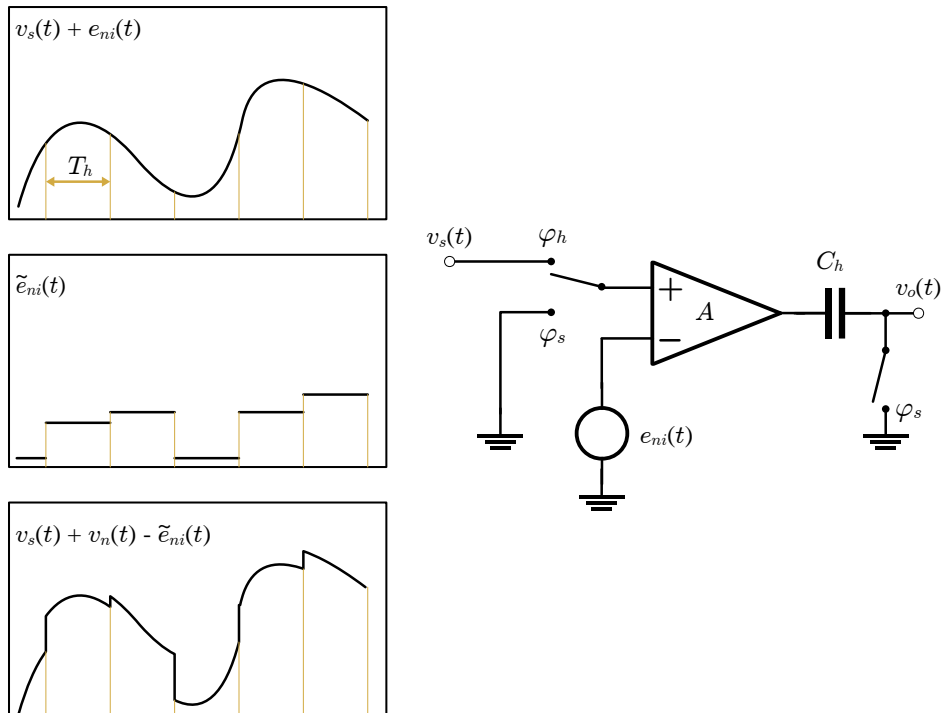


Figura 2.6: Autozero nel dominio del tempo.

di questa tesi. Verrà qui proposta una trattazione nel dominio del tempo, semplificata ma più intuitiva.

Si consideri l'amplificatore di Fig. 2.6, in assenza di autozero per un segnale di ingresso $v_s(t)$, si ottiene in uscita

$$v_o(t) = A(v_s(t) + e_{ni}(t)), \quad (2.20)$$

dove $e_{ni}(t)$ è il generatore di rumore RTI dell'amplificatore. All'arrivo dell'impulso di clock (fase φ_s), viene cortocircuitato l'ingresso dell'amplificatore ed il valore di tensione di uscita⁸ viene memorizzato in un condensatore C_h : tale valore corrisponde a $Ae_{ni}(T_{ck})$. Ritornando al funzionamento normale, alla tensione di uscita viene sottratto il valore campionato e mantenuto

⁸L'operazione di sottrazione è in questo caso fatta all'uscita della catena di amplificazione, come mostrato in Fig. 2.6; tuttavia la sottrazione può avvenire in un punto intermedio della catena di amplificazione o all'ingresso del sistema.

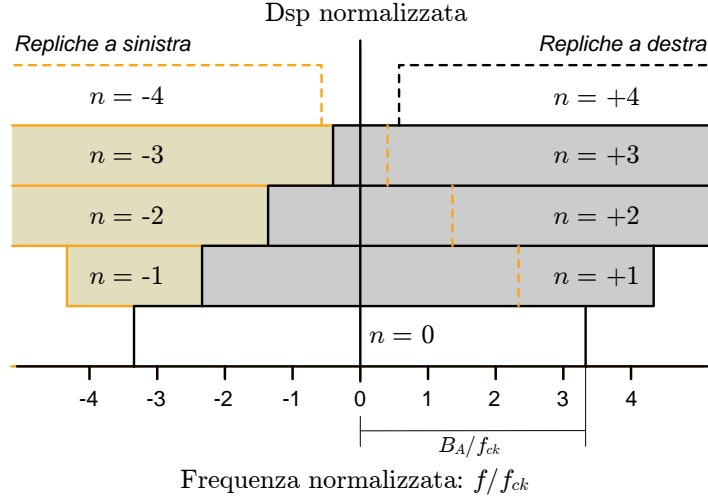


Figura 2.7: Autozero nel dominio della frequenza.

$A\tilde{e}_{ni}(t)$. Essendo il periodo di campionamento (detto anche tempo di autozero) trascurabile rispetto al periodo di mantenimento, $T_s \ll T_h$, l'intervallo di clock coincide con quest'ultimo: $T_{ck} = T_h + T_s \cong T_h$. L'applicazione della tecnica di autozero porta nella (2.20) la seguente modifica:

$$v_o(t) = A(v_s(t) + e_{ni}(t) - \tilde{e}_{ni}(t)). \quad (2.21)$$

L'effettivo rumore riportato in ingresso è quindi

$$e_{az}(t) = e_{ni}(t) - \tilde{e}_{ni}(t), \quad (2.22)$$

passando alle densità spettrali di potenza si ottiene in banda base

$$S_{ni,az}(f) = S_{ni}(f) - \tilde{S}_{ni}(f) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{n=+\infty} \tilde{S}_{ni}(f - n f_{ck}). \quad (2.23)$$

Si riconoscono nella (2.23) gli stessi termini della (2.19), dove $|H_{hp}(f)|^2 S_{ni}(f)$ coincide con $S_{ni}(f) - \tilde{S}_{ni}(f)$ e S_{fo} coincide con la sommatoria delle repliche traslate. $\tilde{S}_{ni}(f)$ differisce da $S_{ni}(f)$ per via di una funzione $\text{sinc}^2(\pi f T_{ck})$ dovuta al mantenimento. La differenza $S_{ni}(f) - \tilde{S}_{ni}(f)$ è pertanto minima e

Tabella 2.2: Ipotesi sotto le quali si è ottenuto il risultato della (2.25). Si osservi che combinando le ipotesi 3 e 4 si ottiene la condizione $B_A \gg f_{ck}$, nei casi pratici la banda dell'amplificatore è 6-7 volte superiore alla frequenza di campionamento.

$B_s \ll f_{ck}$	Banda del segnale piccola	(Hp. 1)
$f_k < f_{ck}$	In banda base si sommano solo le code S_{bb}	(Hp. 2)
$T_{az} \ll T_{ck}$	Tempo di autozero piccolo	(Hp. 3)
$1/T_{az} \ll B_A$	Andata a regime dell'amplificatore	(Hp. 4)

nulla solo nell'origine. L'effetto di questo termine è tuttavia trascurabile se si considera che la banda del segnale B_s è molto più piccola rispetto a f_{ck} :

$$\left[S_{ni}(f) - \tilde{S}_{ni}(f) \cong 0 \right]_{f \leq B_s} \quad \text{nell'ipotesi } B_s \ll f_{ck}. \quad (2.24)$$

L'offset originario è completamente cancellato, tuttavia in banda base si trovano un certo numero di code dovute alle DSP del termine di foldover. Se $f_{ck} > f_k$ allora tali code hanno sagoma piatta in B_s . La Fig. 2.7 mostra che le repliche con code che si estendono fino alla continua sono in numero pari a $2B_A/f_{ck}$, dove B_A è la banda efficace dell'amplificatore. Se indichiamo con S_{bb} la DSP broad band dell'amplificatore in regime statico, si ha:

$$S_{ni,az} \cong [S_{fo}]_{f \leq B_s} = \frac{2B_A}{f_{ck}} S_{bb}. \quad (2.25)$$

In Tab. 2.2 sono riassunte le ipotesi adottate per ottenere questo risultato.

Correlated Double Sampling. La tecnica CDS è da considerarsi come un caso particolare dell'autozero, generalmente impiegata negli amplificatori a condensatori commutati. Questi sono circuiti a tempo discreto dove il segnale è significativo solo in una delle fasi che compongono il periodo di commutazione. Nell'altra fase, quella in cui il segnale è sganciato, può essere

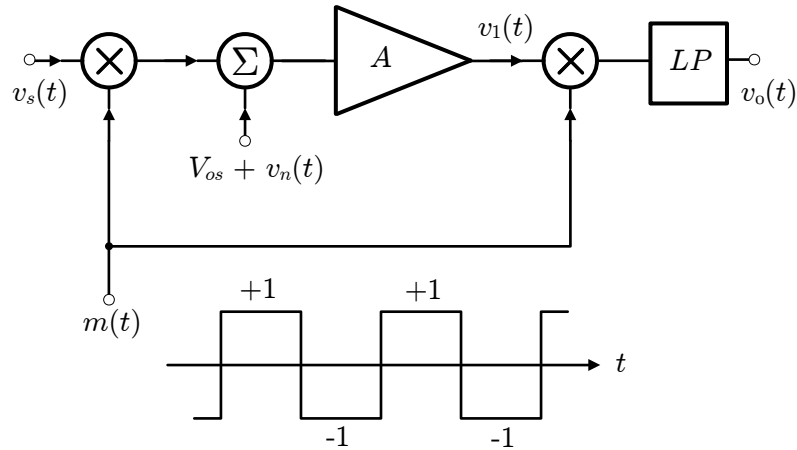


Figura 2.8: Schema di principio della modulazione a chopper.

sfruttata per precaricare i condensatori alla tensione di offset (con polarità opportuna). Poiché l'offset viene campionato due volte nello stesso periodo è da aspettarsi una DSP doppia rispetto a quella ricavata per l'autozero; tuttavia l'amplificatore ha un tempo disponibile per andare a regime pari a $T_{ck}/2$ e pertanto la banda B_A può essere quindi ridotta rispetto al caso precedente, riducendo di fatto il numero di componenti di fold-over.

2.5.2 Chopper Stabilization (CHS)

La CHS è una tecnica di *modulazione* del segnale, questo viene moltiplicato all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore da un'onda quadra a valor medio nullo e di periodo T_{ch} . Il segnale attraversa la catena di amplificazione non in banda base, come avviene in un normale amplificatore, ma distribuito in varie componenti spettrali, esclusa la banda base stessa.

Il rumore e l'offset, tuttavia, vengono moltiplicati dal segnale modulante unicamente all'uscita del sistema (Fig. 2.8). Per comprendere gli effetti che la CHS ha sul segnale e sul rumore si consideri un caso particolarmente

semplificato, definito dai seguenti assunti:

1. La banda B_A dell'amplificatore è infinita o almeno è verificata la seguente relazione

$$B_A > B_s + f_{ch}, \quad (2.26)$$

la quale garantisce la non distorsione del segnale ricostruito;

2. La risposta in fase dell'amplificatore è nulla su tutta la banda

$$\angle A(f) = 0 \quad \forall f \in B_A; \quad (2.27)$$

3. La frequenza fondamentale del segnale modulante $f_{ch} = 1/T_{ch}$ è molto maggiore della frequenza di corner f_k

$$f_{ch} \gg f_k; \quad (2.28)$$

4. Il filtro low-pass di Fig. 2.8 è ideale e la sua banda B_f coincide con B_s

$$B_f \equiv B_s. \quad (2.29)$$

Allora, per quanto riguarda il segnale si ha

$$v_o(t) = m(t) [Am(t)v_s(t)] = Av_s(t), \quad (2.30)$$

infatti $m(t)$ consiste in una sequenza composta da $+1$ e -1 ; dunque $m^2(t)$ è unitaria. Si osservi che $m^2(t)$ è la potenza istantanea del segnale, che essendo costante coincide anche con la potenza media P_m ; inoltre per l'uguaglianza di Bessel-Parseval:

$$P_m = \sum_{k=-\infty}^{\infty} M_k^2, \quad (2.31)$$

dove gli $\{M_k\}$ sono i coefficienti dello sviluppo in serie di Fourier di $m(t)$. Dalle considerazioni fatte ricaviamo la seguente relazione, utile per il seguito:

$$m^2(t) = P_m = \sum_{k=-\infty}^{\infty} M_k^2 = 1. \quad (2.32)$$

Per quanto riguarda il rumore, invece, si avranno repliche dello spettro originario su ciascuna delle armoniche dell'onda quadra; questo accade

Tabella 2.3: Trasformata di Fourier dell'onda quadra a valor medio nullo.

$$m(t) = -1 + 2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t - kT_{ch} - T_{ch}/2}{T_{ch}/2} \right) \quad (\text{Dominio del tempo})$$

$$M(f) = \mathcal{F}[m(t)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} M_k \delta(f - kf_{ch}) \quad (\text{Dominio della frequenza})$$

$$M_k = \begin{cases} 0 & \text{per } k = 0 \text{ e } k \text{ pari} \\ \frac{2}{\pi k} & \text{per } k = \pm 1, \pm 5, \dots \\ -\frac{2}{\pi k} & \text{per } k = \pm 3, \pm 7, \dots \end{cases}$$

perché lo spettro di rumore viene modulato all'uscita ma non all'ingresso. Tali repliche sono “pesate” per i coefficienti al quadrato M_k^2 , in banda base ritroveremo le code delle DSP broad band⁹:

$$S_{fo} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{bb} M_k^2 = S_{bb} \sum_{k=-\infty}^{\infty} M_k^2 = S_{bb} \quad (2.33)$$

Il rumore RTI è pari al solo rumore termico, è scomparso dallo spettro il rumore a bassa frequenza così come l'offset. Diversamente dalla tecnica ad autozero, la modulazione a chopper non introduce aliasing del rumore broad band, e quindi non si ha aumento del livello di rumore secondo la (2.25): il rumore broad band non è campionato e mantenuto ma solo periodicamente invertito, senza che vengano cambiate le sue proprietà generali nel dominio del tempo [24].

Banda finita dell'amplificatore, effetti sul segnale. Consideriamo adesso il caso, meno ideale, di amplificatore con banda B_A finita. Poiché $m(t)$ è un'onda quadra di potenza unitaria e valor medio nullo, $v_1(t)$ sarà composto dalle armoniche dispari (*segnale alternativo*) all'interno di B_A . Se indichiamo con N l'intero più vicino al rapporto B_A/f_{ch} , abbiamo nel dominio della

⁹La dimostrazione di questo asserto è riportata in appendice A.1.

frequenza

$$V_1(f) = \sum_{k=-N}^N AM_k V_s(f - kf_{ch}). \quad (2.34)$$

La modulazione di uscita provoca una traslazione in frequenza delle varie componenti spettrali ed *il successivo filtraggio seleziona solo quelle che si sommano in banda base*:

$$\begin{aligned} V_o(f) &= [V_1(f) \otimes M(f)]_{LP} \\ &= \left[\sum_{k=-N}^N AM_k V_s(f - kf_{ch}) \otimes \sum_{h=-\infty}^{\infty} M_h \delta(f - hf_{ch}) \right]_{LP} \\ &= \left[\sum_{h=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-N}^N AM_k M_h V_s(f - (k+h)f_{ch}) \right]_{h=-k} \\ &= AV_s(f) \sum_{\substack{k=-N \\ h=-k}}^N M_k M_h = AV_s(f) \sum_{k=-N}^N M_k^2, \end{aligned} \quad (2.35)$$

La sommatoria rappresenta un'attenuazione α_s sul segnale di uscita ($\alpha_s \leq 1$), sostituendo per M_k l'espressione riportata in Tab. 2.3

$$\alpha_s = \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^N \frac{D(k)}{k^2} \quad (2.36)$$

$D(\cdot)$ è un discriminatore di numeri dispari¹⁰. Si osserva dalla (2.32) che

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \alpha_s = 1. \quad (2.37)$$

Di fatto la banda finita dell'amplificatore causa una riduzione dell'amplificazione al valore $\alpha_s A$ (Fig. 2.9).

Il guadagno è sensibile anche al ritardo introdotto dall'amplificatore stesso. Si assuma che l'amplificatore abbia banda infinita ma che introduca un ritardo costante con la frequenza, ad esempio di un quarto di periodo. Ad un ingresso v_s costante corrisponderà $v_1(t)$ onda quadra sfasata di $T_{ch}/4$

¹⁰Una possibile definizione è la seguente:

$$D(k) = \frac{1 - (-1)^k}{2}.$$

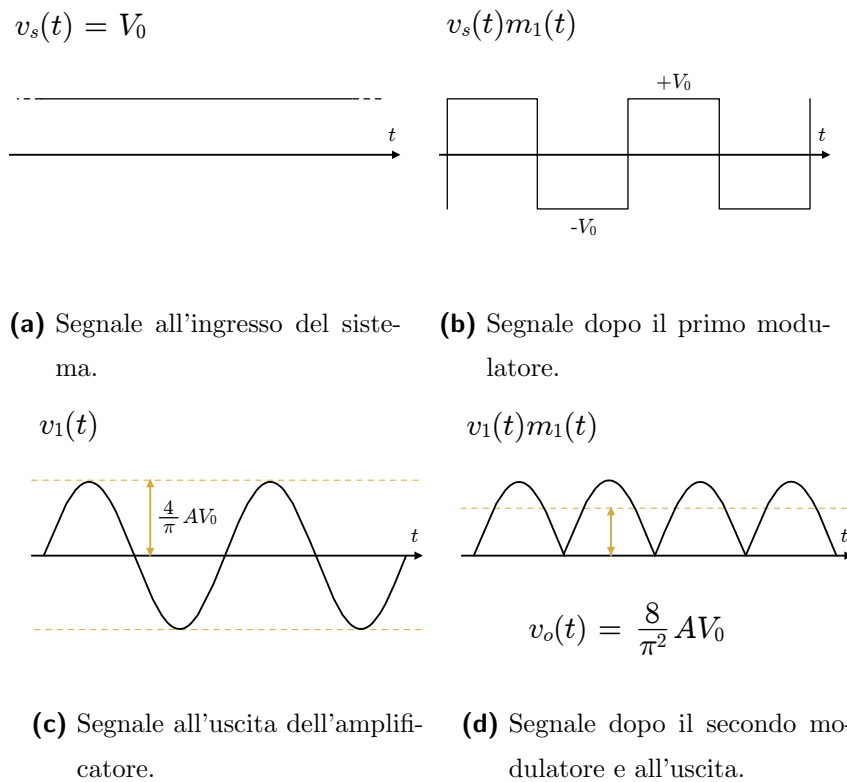


Figura 2.9: Forme d'onda presenti nell'amplificatore nel caso di ingresso costante e pari a V_0 e banda dell'amplificatore pari $2f_{ch}$.

rispetto ad $m(t)$, se i modulatori sono in fase allora la modulazione di uscita produrrà un'onda quadra con periodo dimezzato e nessuna componente DC: $v_o = 0$. Lo stesso effetto è ravvisabile se viene introdotto un ritardo di un quarto di periodo tra i due modulatori, con amplificatore esente da ritardi.

Banda finita dell'amplificatore, effetti sul rumore. Per quanto riguarda il rumore, la riduzione di banda produce anche in questo caso un'attenuazione. Un'analisi completa del fenomeno deve tenere di conto del rumore RTI dell'amplificatore:

$$\begin{aligned} S_{ni}(f) &= S_v^{1/f}(f) + S_v^{Th} = \frac{S_v^{1/f}(1)}{|f|} + S_v^{Th} \\ &= S_v^{Th} \left(1 + \frac{f_k}{|f|} \right), \end{aligned} \quad (2.38)$$

dove, per quanto detto in precedenza, alla frequenza di corner f_k si ha quando i due contributi sono identici $S_v^{1/f}(f_k) = S_v^{Th}$

$$f_k = \frac{S_v^{1/f}(1)}{S_v^{Th}}. \quad (2.39)$$

All'uscita di A la DSP è pari a $|A(f)|^2 S_{ni}(f)$, il secondo modulatore produrrà repliche dello spettro su tutta la banda (vedi l'appendice A.1), ed il filtro selezionerà solo il rumore in banda base. La DSP RTI in regime dinamico può essere calcolata dividendo per l'amplificazione effettiva del sistema. In [24] è riportata la seguente espressione approssimata

$$S_{ni,ch} \cong S_v^{Th} (1 + 0.8525 f_k T_{ch}). \quad (2.40)$$

Offset residuo. Idealmente un amplificatore chopper è completamente esente da offset, l'offset originario (o *offset statico*) subisce l'effetto solo del secondo modulatore e viene quindi trasposto a frequenze fuori dalla banda utile. Tuttavia nei casi reali, per segnale di ingresso nullo si osserva che l'uscita del sistema presenta una piccola componente continua.

Seppure secondo cause diverse, l'effetto è analogo a quello di un offset statico presente all'ingresso del sistema: questo prende il nome di *offset residuo* o *offset dinamico*.

L'offset residuo è dovuto principalmente alle non idealità dei modulatori, in particolar modo quello di ingresso. Per modulatori realizzati con interruttori a MOS, le non idealità sono date dalle iniezioni di carica e dal clock feed-through (ref. [24]). Entrambi i fenomeni si manifestano come spike di tensione all'ingresso dell'amplificatore, che si ripetono con periodo T_{ch} ; se tale segnale ha una componente differenziale¹¹ ed ha componenti frequenziali dispari rispetto a f_{ch} , allora il demodulatore di uscita trasla tali componenti in continua (Fig. 2.10). In letteratura è proposto un modello, piuttosto semplificato, per rappresentare gli impulsi provocati dai modulatori secondo esponenziali con costante di tempo τ proporzionale alla capacità di ingresso dell'amplificatore C_{in} e alla resistenza totale (di sorgente e di canale dell'interruttore):

$$\tau = (R_s + R_{on}) C_{in} \quad (2.41)$$

Lo spettro di tali impulsi è esteso fino alle alte frequenze $1/\tau \gg f_{ch}$. Il modello esponenziale non ha rispondenza con le forme d'onda ottenute dalle simulazioni, ma è comunque utile per rappresentare l'estensione di banda del disturbo. Poiché ai fini di modellare il fenomeno non è importante tanto la forma dell'impulso quanto la distribuzione dell'energia sulle varie frequenze, verrà qui proposto un modello, anch'esso semplificato, ma analiticamente più trattabile.

Si considerino impulsi rettangolari di durata τ (Fig. 2.11). È facile dimostrare che tale scelta è equivalente al modello esponenziale per tutte le frequenze $f \ll 1/\tau$.

Il segnale $v_d(t)$ di Fig. 2.11 è un segnale alternativo ottenibile dalla som-

¹¹La componente a modo comune viene reiettata dal CMRR (*common mode rejection ratio*), dell'amplificatore.

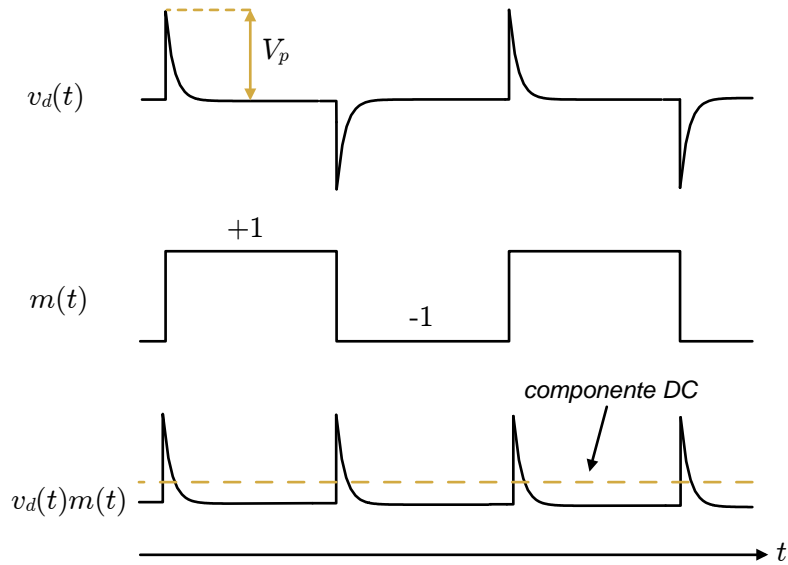


Figura 2.10: Forme d'onda presenti nell'amplificatore causate dal modulatore di ingresso non ideale.

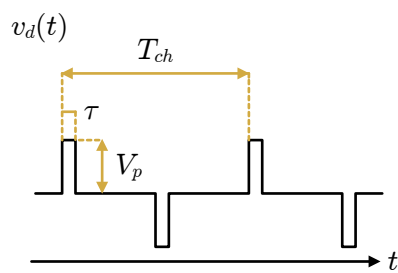


Figura 2.11: Modello semplificato per gli spike prodotti dal modulatore di ingresso.

ma due treni di impulsi rettangolari di periodo T_{ch} e con polarità opposta:

$$v_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} V_p \operatorname{rect}\left(\frac{t - kT_{ch}}{\tau}\right) - \sum_{k=-\infty}^{\infty} V_p \operatorname{rect}\left(\frac{t - T_{ch}/2 - kT_{ch}}{\tau}\right), \quad (2.42)$$

la cui trasformata, una volta definito il *duty-cycle* $d_p = \tau/T_{ch}$, è

$$\begin{aligned} V_d(f) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} V_p d_p \left[\operatorname{sinc}(kd_p) - \operatorname{sinc}(kd_p) e^{-j\pi k} \right] \delta(f - kf_{ch}) \\ &= V_p d_p \sum_{k=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc}(kd_p) e^{-j\pi k/2} 2j \left(\frac{e^{j\pi k/2} - e^{-j\pi k/2}}{2j} \right) \delta(f - kf_{ch}) \\ &= 2V_p d_p \sum_{k=-\infty}^{\infty} \operatorname{sinc}(kd_p) \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) \delta(f - kf_{ch}) \\ &\cong 2V_p d_p \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) \delta(f - kf_{ch}). \end{aligned} \quad (2.43)$$

Il termine $\sin\left(k\frac{\pi}{2}\right)$ annulla le armoniche pari e la componente in continua, come ha da essere per un segnale alternativo e a valor medio nullo. Il termine $\operatorname{sinc}(kd_p)$ determina il “peso” delle δ , ma nell'ipotesi di $\tau \ll T_{ch}$ il primo lobo della funzione sinc si esaurisce per $k \gg 1$ ¹².

All'uscita dell'amplificatore:

$$V_1(f) = 2AV_p d_p \sum_{k=-N}^N \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) \delta(f - kf_{ch}), \quad (2.44)$$

analogamente ai calcoli svolti per il segnale utile, si ottiene in uscita:

$$\begin{aligned} V_o(f) &= 2AV_p d_p \delta(f) \sum_{k=-N}^N M_k \sin\left(k\frac{\pi}{2}\right) \\ &= AV_p d_p \delta(f) \frac{8}{\pi} \sum_{k=1}^N \frac{D(k)}{k}. \end{aligned} \quad (2.45)$$

Si può definire un coefficiente di attenuazione dell'offset α_{os} :

$$\alpha_{os} = \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^N \frac{D(k)}{k}, \quad (2.46)$$

¹² $1 - \operatorname{sinc}(kd_p) < 0.1$ per $k < \frac{1}{4d_p} = \frac{T_{ch}}{4\tau}$: l'errore che si commette nel sostituire alla sinc un'andamento costante è inferiore al 10%.

In assenza di tensione applicata all'ingresso, si presenta quindi una tensione v_o all'uscita costante nel dominio del tempo, equivalente ad un offset riportato in ingresso:

$$V_{os} = \frac{v_o}{\alpha_s A} = V_p \tau \pi f_{ch} \frac{\alpha_{os}}{\alpha_s}. \quad (2.47)$$

Il risultato, in accordo con [24, 25], indica che l'offset è proporzionale ai seguenti termini:

$V_p \tau$ legato alle dimensioni dei modulatori (tramite l'accoppiamento parassita di *overlap* tra il segnale che pilota gli interruttori e canale del segnale utile), alla resistenza di sorgente R_s e alla capacità di ingresso C_{in} ;

f_{ch} frequenza di chopper (numero di spike al secondo);

α_{os}/α_s rapporto tra l'attenuazione dell'offset e del segnale, dovuta alla banda finita dell'amplificatore. Si osservi che tale termine è peggiorativo in quanto $\alpha_{os} \geq \alpha_s$, infatti α_{os} è dato da una sommatoria di termini che scalano con $1/k$, mentre α_s è dato da una somma di termini che scalano come $1/k^2$.

Per ridurre il termine $V_p \tau$ sono note alcune tecniche generali, riportate in [24], il progettista deve però tenere ben presente che non può intervenire sull'impedenza di sorgente. Gli altri due termini possono indicare alcune scelte progettuali: f_{ch} e B_A . Porre f_{ch} troppo bassa è tuttavia una soluzione che va in contrasto con l'esigenza di mantenere basso il rumore RTI, può accadere infatti che abbassando troppo la frequenza di chopper questa rientri nella zona $1/f$ dello spettro dell'amplificatore: lo spettro che si ritrova in banda base non è più dovuto solo al rumore termico, ma anche al rumore flicker (si veda l'equazione (2.40)).

2.6 Architetture note in letteratura

In letteratura scientifica non sono presenti molti esempi di amplificatori integrati a chopper. I casi in cui vengono realizzati insieme sia i sensori sia

l'interfaccia di lettura sono ulteriormente ridotti. Riguardo a questi sono state pubblicate interfacce CHS per:

- Sensori termoelettrici ad infrarosso [26, 27];
- Chemioresistori [28];
- Sensori di Hall (*spinning current Hall plate*) [29];
- Sensori biomedici neurali (*nerve cuff electrode*) [30].

L'equivalente elettrico di tutti i sensori detti è resistivo, possiamo tuttavia distinguere in resistivo ad alta impedenza ($R \cong 100 \text{ k}\Omega$) [26, 27], resistivo a bassa impedenza, ($R < 10 \text{ k}\Omega$) [29], e con resistenza variabile [28]. Due sono gli aspetti che maggiormente vengono tenuti in considerazione: *offset residuo* e *accuratezza dell'amplificazione*.

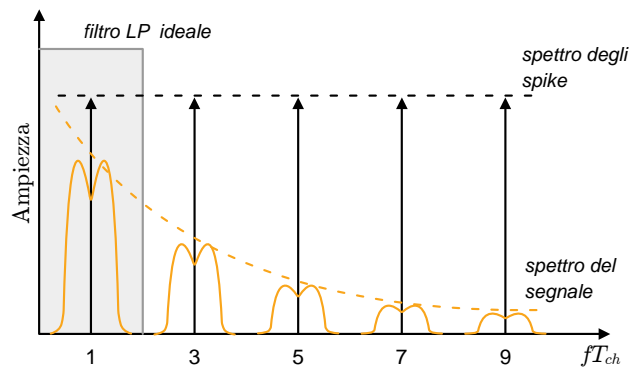
Abbiamo già visto che il progettista non può intervenire direttamente sull'offset residuo (agendo ad esempio su R_s e f_{ch}), tuttavia saranno elucidate due tecniche indirette; la prima è basata sul limitare la banda dell'amplificatore, mentre la seconda è basata sull'annidamento dei modulatori.

Amplificatori selettivi (LP o BP). Un metodo per ridurre l'offset residuo in maniera indiretta è mostrato dal Menolfi *et al.*, i quali osservano che il contenuto energetico degli spike è principalmente distribuito sulle armoniche di ordine superiore di f_{ch} , mentre il contenuto energetico del segnale è principalmente distribuito attorno alla fondamentale.

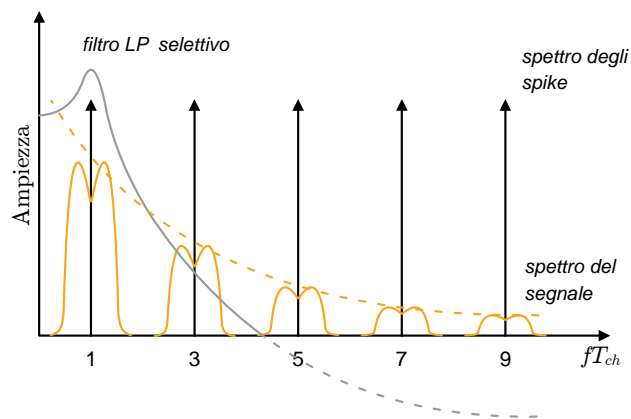
Se il segnale modulato viene sottoposto ad un filtraggio passa-basso (*low-pass, LP*) o passa-banda (*band-pass, BP*), gli spike disposti sulle armoniche superiori vengono fortemente attenuati, ma solo una piccola parte dell'energia del segnale viene persa. Il migliore risultato che si può ottenere è quello di rimuovere tutte le armoniche tranne la fondamentale per mezzo di un filtro ideale passa-basso Fig. 2.12(a).

Sotto queste condizioni l'offset residuo può essere ricavato dalla (2.47) ponendo $N = 1$ (per cui $\alpha_s = \alpha_{os}$),

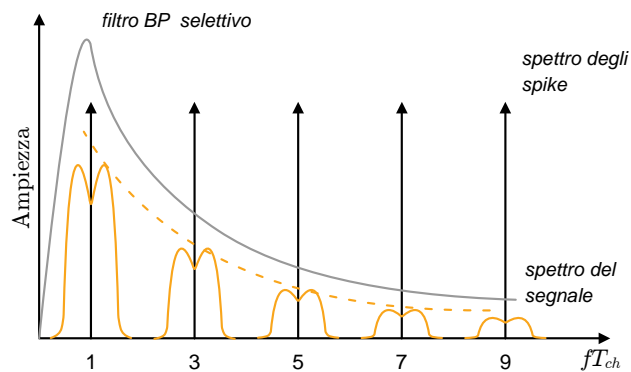
$$V_{os,\min} = V_p \tau \pi f_{ch}. \quad (2.48)$$



(a) LP ideale.



(b) LP selettivo del secondo ordine.



(c) BP selettivo del secondo ordine.

Figura 2.12: Effetti della limitazione di banda dell'amplificatore sugli spike dovuti al modulatore di ingresso.

In termini pratici, la funzione di trasferimento di un filtro ideale non può essere implementata, e deve essere approssimata con un filtro di un ordine tale da offrire la massima riduzione possibile di V_{os} mantenendo accettabile la complessità del circuito [26]. La scelta, in tal senso, è limitata a filtri selettivi del secondo ordine, LP o BP, il cui denominatore nella risposta in frequenza sia

$$D(j\omega) = 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\frac{\omega}{\omega_0 Q}. \quad (2.49)$$

La frequenza di risonanza $f_0 = \omega_0/2\pi$ viene posta pari a f_{ch} (Fig. 2.12(b)). Per fattori di qualità Q elevati, si ha una più efficiente attenuazione degli spike fuori banda, infatti questi sperimentano un'attenuazione per il fatto che si trovano oltre la banda passante del filtro, e non vengono amplificati dall'enfasi della risposta in frequenza, come invece accade per la componente di segnale (e lo spike) centrata su f_{ch} ¹³.

Tuttavia un valore di Q troppo elevato, introduce un'inaccuratezza sul guadagno dovuto a mismatch tra f_0 e f_{ch} . I migliori risultati ottenuti con l'utilizzo di questa tecnica sono di 500 nV, con valori di Q compresi tra 3 e 5. Inoltre il guadagno risulta fortemente sensibile alle variazioni di temperatura: ciò in parte è da imputare alla variazione di Q (variazioni verticali sul grafico di Fig. 2.12(c)), in parte alla variazione di f_0 (variazioni orizzontali sul grafico di Fig. 2.12(c)). Questi problemi hanno portato Menolfi *et al.* alla scelta di filtri accordabili assieme all'oscillatore presente sul chip per la generazione della f_{ch} [27].

Nested chopper. Una tecnica alternativa per ridurre V_{os} è presentata da Bakker *et al.* e prende il nome di *nested chopper* per il fatto che ad un amplificatore chopper tradizionale viene applicata un'ulteriore coppia di modulatori (Fig. 2.13). L'idea principale di questa tecnica è quella di considerare un amplificatore convenzionale a chopper come un amplificatore senza rumore $1/f$ e con basso offset. I modulatori aggiunti, possono adesso operare

¹³La trattazione analitica è sviluppata in ref. [26], considerando un segnale alternativo costituito da impulsi esponenziali.

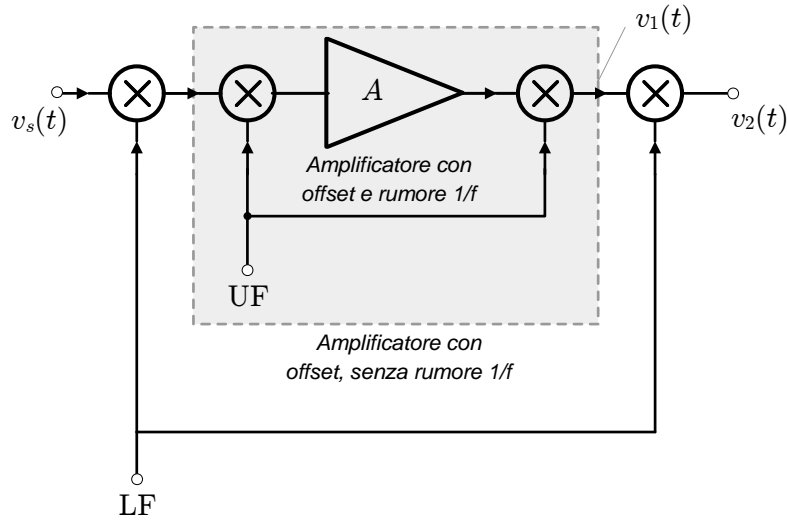


Figura 2.13: Amplificatore nested chopper.

ad una frequenza molto più bassa di quelli interni, in quanto il rumore $1/f$ è già stato rimosso. Indicheremo quindi i modulatori esterni come *modulatori LF* (lower frequency) operanti a f_ℓ , mentre come *modulatori UF* (upper frequency) indicheremo i modulatori interni, operanti ad f_{ch} .

L'operazione svolta dai modulatori LF è quella di invertire periodicamente gli spike dati dai modulatori UF rendendo nullo il loro valor medio, come mostrato in (Fig. 2.15). Poiché inoltre $f_\ell \ll f_{ch}$, l'energia degli spike dovuti a f_ℓ è molto inferiore:

$$V'_{os} = \frac{f_\ell}{f_{ch}} V_{os} = V_p \tau \pi f_\ell \frac{\alpha_{os}}{\alpha_s} \quad (2.50)$$

In ref. [29] vengono poste $f_{ch} = 2 \text{ kHz}$ e $f_\ell = 2 \text{ Hz}$, ottenendo un offset dell'ordine di 100 nV .

La tecnica descritta è molto semplice, ed aggiunge un solo vincolo in più, dato dal teorema di Nyquist,

$$B_s \leq f_\ell/2. \quad (2.51)$$

I risultati sperimentali mostrano tuttavia che la (2.50) non è rispettata e che riducendo f_ℓ oltre un certo limite V'_{os} rimane costante. Per spiegare questo

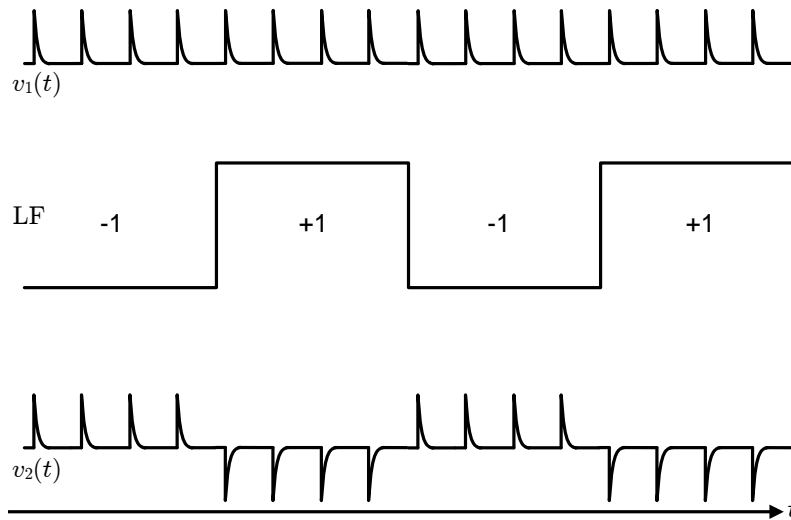
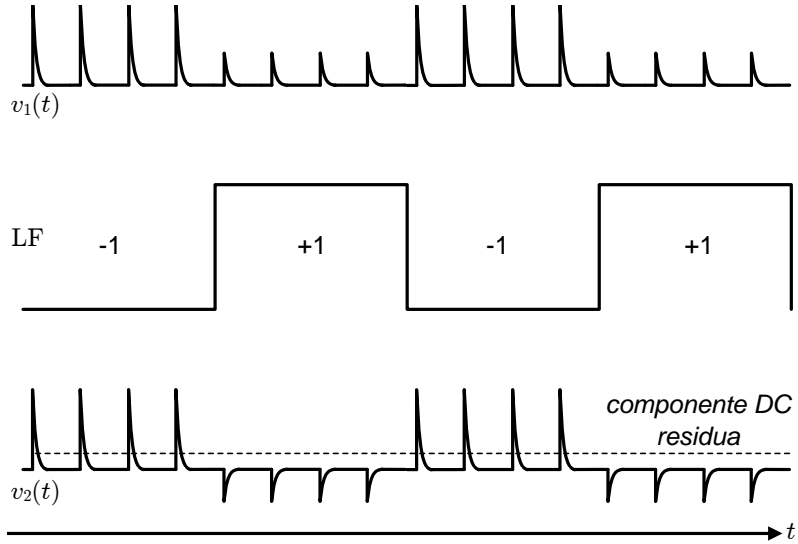


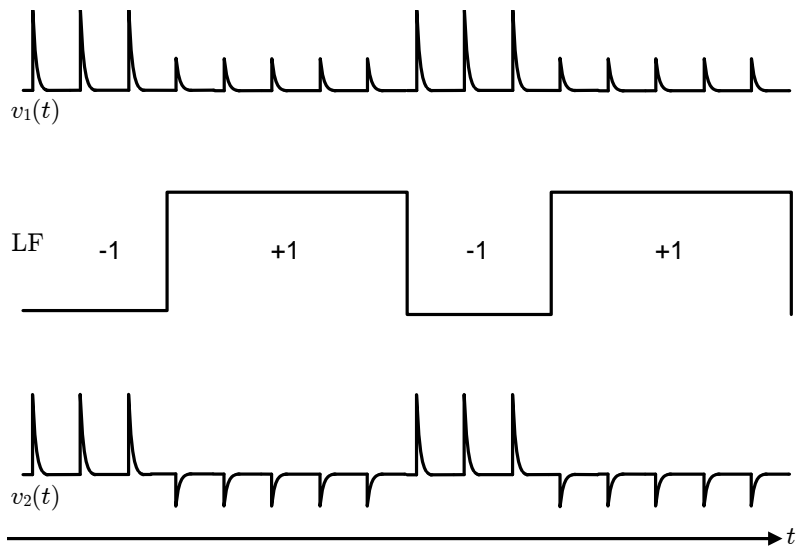
Figura 2.14: Amplificatore nested chopper, effetto sugli spike.

fatto gli autori ipotizzano che le aree degli spike negativi e degli spike positivi siano leggermente diverse portando ad un contributo in continua non più dipendente da f_ℓ . Una possibile calibrazione che si può fare sul sistema è quella di compensare le aree degli spike agendo sul duty-cycle mediante una taratura (Fig. 2.15).

Accuratezza sul guadagno. In ref. [28] e [29], viene affrontato il problema di ottenere un'elevata accuratezza sul guadagno. In entrambi i casi la tecnica CHS viene applicata ad una topologia di un amplificatore da strumentazione (Fig. 2.16). L'amplificazione che si ottiene con questo schema non è troppo elevata (dell'ordine delle centinaia), ma ha il vantaggio di essere fissata dal rapporto resistivo R_2/R_1 , risultando quindi insensibile, almeno al primo ordine, alle variazioni di temperatura. Si osservi che l'amplificazione è fissata da una reazione esterna agli amplificatori: ciascun ramo della catena di amplificazione deve avere un elevato guadagno.



(a) Duty cycle pari a 0.5.



(b) Duty cycle calibrato in modo da bilanciare le aree degli spike.

Figura 2.15: Effetti del mismatching dei modulatori di ingresso, e possibile soluzione.

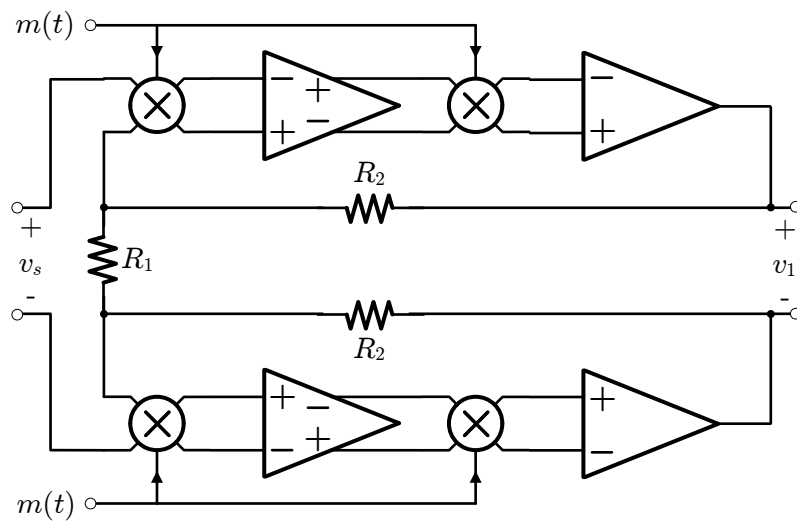


Figura 2.16: Amplificatore da strumentazione fully differential con tecnica CHS.

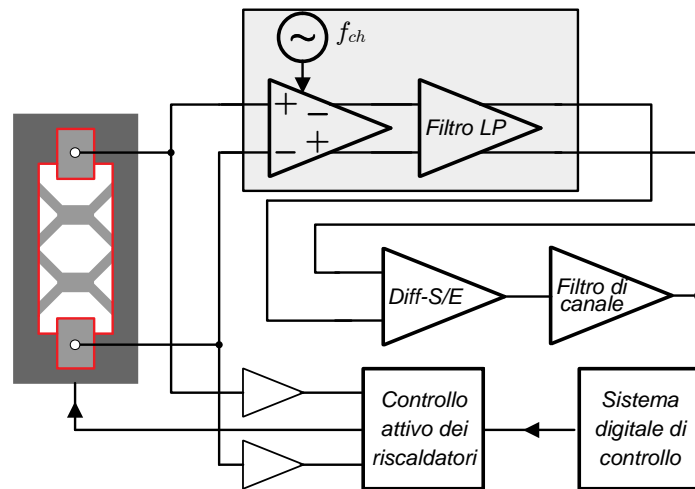


Figura 2.17: Schema a blocchi del sistema di lettura per il sensore di flusso calorimetrico.

2.7 Architettura adottata

L'obiettivo di questo lavoro è la progettazione di un'interfaccia di lettura per il sensore di flusso descritto nella sezione 1.5. Tale interfaccia deve leggere la tensione differenziale prodotta dalle termopile e portare il livello del segnale ad un valore opportuno per gli stadi successivi, in particolare per il filtro di canale che seleziona esclusivamente la banda del segnale (10 Hz). Data la piccola entità del segnale di sorgente verrà impiegata la tecnica CHS, la quale permette di ottenere una bassissima densità spettrale di potenza di rumore riferita all'ingresso ed un basso offset. Poiché le termopile operano una trasduzione basata sull'effetto Seebeck, si desidera che l'impedenza di ingresso dell'amplificatore sia alta, in modo che non si sovrappongano altri effetti termoelettrici i quali causerebbero segnali spurî.

Il sistema completo, di cui questo lavoro è una parte, è schematizzato in Fig. 2.17; in esso sono presenti due catene di lettura distinte. Alla catena di lettura del segnale differenziale sviluppata in questo lavoro di tesi, è affiancata una catena di lettura del segnale di modo comune delle termopile. Questa, attualmente in fase di progettazione, necessita di una risoluzione

dell'ordine del mV, meno stringente rispetto a quella necessaria per il modo differenziale; [12] è stata trovata una dipendenza delle tensioni di modo comune rispetto alla pressione per bassi flussi:

$$V_{cmi}(P, W_{cm}) = V_{cmi0}(W_{cm}) \frac{P/P_t}{1 + P/P_t} \quad (2.52)$$

analoga alla legge dei sensori di vuoto di Pirani, dove P_t è detta pressione di transizione ed è determinata empiricamente. Il compito del sistema è quello di compensare la dipendenza di V_{cmi} dalla pressione tramite un'opportuno pilotaggio della potenza a modo comune W_{cm} fornita dai riscaldatori.

L'interfaccia di lettura sviluppata in questa tesi, è composta da due elementi principali, un amplificatore cascode opportunamente modificato per ottenere un guadagno preciso ed un filtro passa-basso del secondo ordine. È stato inoltre progettato un oscillatore a rilassamento necessario per generare f_{ch} frequenza di chopper.

I criteri di dimensionamento, la ricerca dei tradeoff e le scelte adottate verranno esposti nei prossimi capitoli, rispettivamente Cap. 3 per l'amplificatore chopper e Cap. 4 per il filtro passa-basso, verranno invece qui esposte alcune considerazioni di tipo sistemistico.

Le condizioni operative alle quali deve sottostare la catena di amplificazione, sono:

- Caratteristica di trasferimento: $V_o = K\dot{m}$ (in approssimazione lineare), con \dot{m} portata da misurare, e $K = 2 \mu\text{V}/\text{sccm}$;
- Banda del sensore compresa tra f_L ed f_H : $f_L = 0.1 \text{ Hz}$, $f_H = 10 \text{ Hz}$.

Le specifiche dell'amplificatore, riguardano in particolar modo le prestazioni in termini di rumore riferito all'ingresso. Il fattore di rumore da conseguire deve essere paragonabile, se non inferiore, a quello ottenuto con l'utilizzo di amplificatori da strumentazione disponibili in commercio e descritti nella sezione 2.1 di questo capitolo.

Il guadagno di potenza, che il primo stadio di amplificazione deve dare al segnale, può essere incluso nelle specifiche iniziali, tuttavia è da tenere in

considerazione una rivisitazione critica, a posteriori, in relazione anche alle specifiche e ai *trade-off* introdotti per il secondo stadio.

Come si è visto in precedenza, l'offset statico dell'amplificatore provoca un'onda quadra in uscita dello stesso: l'ampiezza di questo segnale, pari a AV_{os} , deve essere inferiore alla dinamica di uscita dell'amplificatore affinché questo non sia affetto da fenomeni di saturazione: ciò pone un limite superiore al massimo guadagno del primo stadio. Per poter amplificare ulteriormente il segnale occorre che l'ampiezza dell'onda quadra venga sufficientemente ridotta: il compito del filtro passa-basso è proprio di quello di attenuare l'offset modulato del primo stadio.

Quello che è richiesto alla catena di amplificazione nel suo complesso, è inoltre una elevata insensibilità del guadagno rispetto a variazioni termiche. Il range operativo di temperature che considereremo è $10^{\circ}\text{C} \div 40^{\circ}\text{C}$.

L'architettura scelta per tutta la catena di lettura è *fully differential*; questa come noto rappresenta la scelta privilegiata per la sintesi di sistemi analogici basati su un'architettura bilanciata.

I vantaggi di un'architettura fully differential sono ascrivibili a tre caratteristiche principali:

1. Alta *immunità rispetto ai disturbi di modo comune*, in particolare modo alto PSRR (*power supply rejection ratio*) ed alto CMRR (*common mode rejection ratio*) anche per frequenze elevate. Tale aspetto è di fondamentale importanza per un circuito che opera in presenza di frequenti commutazioni, come in questo caso, dovute alla presenza di modulatori. I disturbi provocati da quest'ultimi, si accoppiano sul percorso del segnale principalmente attraverso capacità parassite: un'opportuna geometria del layout riduce tali disturbi a segnali di modo comune; si osservi, tuttavia, che questi presentano componenti anche ad elevate frequenze difficilmente eliminabili utilizzando un'architettura unipolare.
2. *Dinamica doppia* rispetto alla rispettiva controparte in architettura unipolare (*single ended*).

3. *Elevata linearità* della caratteristica di trasferimento del sistema complessivo. Essendo il sistema completamente simmetrico, la caratteristica ingresso/uscita presenta sempre una simmetria dispari rispetto alla tensione di ingresso.

Per quanto riguarda l'offset residuo, nonostante la molta attenzione dedicata in letteratura, non sono stati presi particolari accorgimenti, dato che nelle pubblicazioni si fa sempre riferimento ad un unico stadio di amplificazione, senza considerare i circuiti in cascata, in particolare il filtro atto a rimuovere i disturbi prodotti dalle modulazioni. Questo infatti avrà un offset proprio dell'ordine di ~ 1 mV, valore tipico di offset per un circuito integrato in tecnologia CMOS; ma affinché l'offset di tutto il sistema sia determinato dal solo offset dell'amplificatore a chopper, occorre che questo abbia un'amplificazione A tale da soddisfare

$$V_{os,ch} \ll \frac{V_{os,lp}}{A}, \quad (2.53)$$

che per i valori di $V_{os,ch}$ riportati in letteratura (100 nV) significa imporre $A \gg 10^4$: valore difficilmente ottenibile se si considera che si vuole un certo grado di affidabilità e di insensibilità rispetto alle variazioni dei parametri dei componenti (*corners*) e della temperatura. Ci siamo riservati infine di verificare, tramite simulazione, che l'offset del sistema riportato in ingresso non sia tale da compromettere la sua funzionalità.

Capitolo 3

Progetto dell'amplificatore a chopper

3.1 Confronto tra due possibili topologie circuitali

Per poter mettere in luce le caratteristiche della topologia adottata per l'amplificatore chopper, verranno confrontati due possibili schemi ed analizzati i vincoli derivanti da ciascuno dei due; in particolar modo i vincoli che legano lo spettro di rumore alla sensibilità dell'amplificazione rispetto alle variazioni di processo e di temperatura. A tal proposito verrà definito un errore ϵ_{r1} sul valore del guadagno e verrà data un'espressione per S_{ni} . Mostriamo che una delle due topologie è significativamente più vantaggiosa dell'altra nonostante richieda una complessità circuitale maggiore.

La topologia di Fig. 3.1 deriva da un amplificatore folded cascode con guadagno imposto da rapporto resistivo. In tale schema viene sfruttata la degenerazione resistiva, dovuta a R_1 , sul source dei MOSFET della coppia di ingresso, mentre due resistori in serie di valore R_2 collegano i punti ad alta impedenza dei rami di uscita, sui quali, in condizioni di perfetta simmetria, può scorrere solo la componente differenziale del segnale di ingresso.

Due amplificatori differenziali a carico attivo, B_1 e B_2 , riportano la tensione di ingresso sul primo resistore tramite una reazione negativa. La tensione differenziale di ingresso V_{id} produce una corrente su R_1 pari a

$I_{R1} = V_{id}/R_1$ che si richiude attraverso i transistori della coppia differenziale, passando dai transistori di ripiegamento, ed infine richiudendosi su R_2 producendo un'uscita differenziale $V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = R_2 I_{R2}$.

$$\frac{V_{od}}{V_{id}} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (3.1)$$

Si osservino le seguenti caratteristiche:

1. La corrente di polarizzazione dei transistori di ingresso è ricavata da un unico generatore di corrente di valore $2I_0$. Una soluzione alternativa era quella di porre due generatori di corrente di valore I_0 collegati rispettivamente ai source di M_1 e di M_2 . In tal caso la corrente I_0 non attraverserebbe i resistori R_1 . La scelta di un unico generatore di corrente di polarizzazione ha il vantaggio per il quale la sua corrente di rumore si ripercuote a modo comune e non produce effetti sull'uscita differenziale.
2. La tensione di modo comune di uscita V_{cmo} è ottenibile direttamente dal nodo comune dei resistori R_2 (nodo l). Ciò permette una implementazione semplice del circuito di controllo del modo comune di uscita (CMFB).

L'importanza degli amplificatori B_1 e B_2 , può essere meglio compresa considerando lo schema di Fig. 3.2, identico al precedente circuito tranne per l'assenza di B_1 e B_2 ; il segnale viene applicato direttamente sui gate di M_1 ed M_2 . È possibile scrivere

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2} = -|V_{GS1}| + 2R_1 I_{R1} + |V_{GS2}|, \quad (3.2a)$$

per cui essendo $V_{R1} = 2I_{R1}R_1$,

$$V_{R1} = V_{id} + |V_{GS1}| - |V_{GS2}|. \quad (3.2b)$$

La corrente $2I_0$ di polarizzazione non compare nell'espressione poiché si ripartisce in parti uguali data la condizione di perfetta simmetria. Le correnti

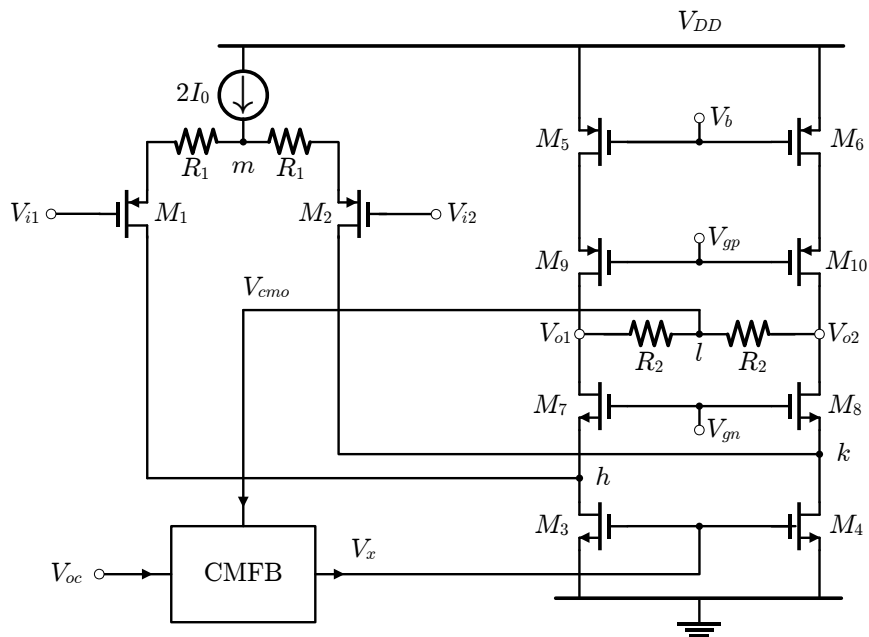


Figura 3.2: Schema elettrico analogo a quello di Fig. 3.1 ma senza B_1 e B_2 .

di drain di M_1 ed M_2 sono rispettivamente

$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_0 - I_{R1} \\ I_{D2} &= I_0 + I_{R1} \end{aligned} \quad (3.3)$$

M_7 ed M_8 , in configurazione di gate comune, sono degli inseguitori di corrente quindi le variazioni di corrente rispetto al loro punto di riposo vengono applicate sui rispettivi drain. Poiché la resistenza vista verso i drain di M_9 ed M_{10} è quella della sezione di uscita di uno specchio cascode, tali variazioni non possono che richiudersi su R_2 . Si sta facendo naturalmente l'ipotesi che $R_2 \ll r_{o,cascode}$ automaticamente verificata per valori di R_2 fino alle centinaia di $k\Omega$. Si ricava allora:

$$V_{od} = 2R_2 I_{R1} = \frac{R_2}{R_1} (V_{id} + |V_{GS1}| - |V_{GS2}|). \quad (3.4)$$

Accade che per piccole variazioni della tensione differenziale di ingresso, le $|V_{GS1,2}|$ rimangono circa costanti e pari al loro valore di riposo $|V_{GSQ}|$. Si osservi che la stessa condizione operativa può essere formulata come segue:

$$I_{R1} \ll I_0, \quad (3.5)$$

ovvero la corrente totale che attraversa il transistor M_1 (o M_2) è circa costante. Per piccole variazioni attorno attorno al punto di riposo è possibile scrivere

$$|V_{GS1}| = |V_{GSQ}| + \frac{\Delta I_{D1}}{g_{m1}} \quad (3.6a)$$

$$|V_{GS2}| = |V_{GSQ}| + \frac{\Delta I_{D2}}{g_{m2}} \quad (3.6b)$$

dove g_{m1} e g_{m2} sono uguali essendo calcolati nello stesso punto di riposo: $g_{m1} = g_{m2}$. Allora

$$|V_{GS1}| - |V_{GS2}| = \frac{1}{g_m} (\Delta I_{D1} - \Delta I_{D2}), \quad (3.7)$$

per piccolo segnale

$$\Delta I_{D1} - \Delta I_{D2} = i_{d1} - i_{d2} = i_{r1}, \quad (3.8)$$

la quale produce, dalla (3.2b)

$$v_{r1} = v_{id} - \frac{2i_{r1}}{g_{m1}} = 2R_1 i_{r1}; \quad (3.9)$$

ovvero

$$i_{r1} = \frac{v_{id}}{2R_1 + \frac{2}{g_{m1}}}. \quad (3.10)$$

La funzione di trasferimento del sistema, per medie e basse frequenze diventa allora

$$A = \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{g_{m1}}}, \quad (3.11)$$

la quale viene a dipendere dal segnale applicato tramite g_{m1} : si ha a tutti gli effetti una distorsione ed una dipendenza del guadagno dalla temperatura e dal processo. L'entità di tali effetti può essere resa trascurabile sotto la condizione

$$R_1 \gg \frac{1}{g_{m1}} \quad (3.12)$$

da verificare su tutto il range delle tensioni di ingresso.

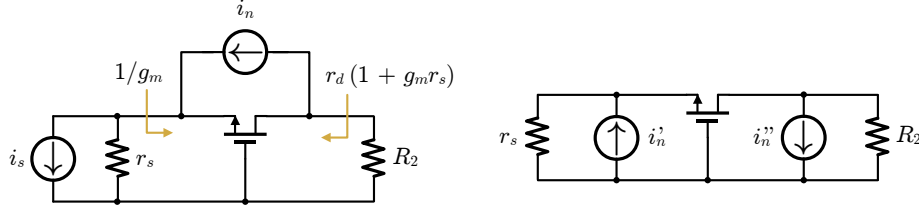
Rumore riferito all'ingresso nella versione dell'amplificatore senza buffer sulla tensione di ingresso. Calcoliamo adesso il rumore in uscita all'amplificatore, considerando lo schema di Fig. 3.3:

$$v_{od,n} = R_2 (i_{n1} + i_{n2} + i_{n3} + i_{n4} + i_{n5} + i_{n6}). \quad (3.13)$$

Si è trascurato il rumore prodotto dai resistori R_1 , R_2 che considereremo in seguito. Il rumore prodotto sull'uscita dai transistori a gate comune (M_7, \dots, M_{10}) è trascurabile (si vedano Fig. 3.4(a) e Fig. 3.4(b)).

Il rumore (in tensione) riportato in ingresso v_{ni} , se è verificata la condizione (3.12), risulta

$$v_{ni} = \frac{v_{od,n}}{R_2/R_1} = R_1 (i_{n1} + i_{n2} + i_{n3} + i_{n4} + i_{n5} + i_{n6}), \quad (3.14)$$



(a) MOSFET a gate comune con generatore di segnale i_s e di rumore i_n .

(b) Schema equivalente per il calcolo del rumore, ottenuto tramite lo sdoppiamento del generatore i_n :
 $i_n = i'_n = i''_n$.

Figura 3.4: Schemi per il calcolo del contributo di rumore di un MOSFET in configurazione di gate comune. Si osservi che il contributo è circa nullo nelle ipotesi $r_s \gg 1/g_m$ e $R_2 \ll r_d(1 + g_m r_s)$.

da cui è possibile ricavare la densità spettrale di potenza a partire dalle densità spettrali (tra loro incorrelate) dei singoli MOSFET:

$$\begin{aligned}
 S_{ni} &= R_1^2 (2S_{i1} + 2S_{i3} + 2S_{i5}) \\
 &= R_1^2 (g_{m1}^2 S_{v1} + g_{m3}^3 S_{v3} + g_{m5}^2 S_{v5}) \\
 &= 2(g_{m1} R_1)^2 \left(S_{v1} + \frac{g_{m3}^2}{g_{m1}^2} S_{v3} + \frac{g_{m5}^2}{g_{m1}^2} S_{v5} \right).
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

É immediato osservare che la condizione (3.12), che può essere posta nella forma $g_{m1} R_1 \gg 1$, è in contrasto con l'esigenza di ottenere un basso rumore.

La topologia di Fig. 3.2 è quindi caratterizzata da un forte compromesso tra la sensibilità dell'amplificazione A e lo spettro di rumore S_{ni} . Vedremo adesso come il circuito di Fig. 3.1, dove sono presenti B_1 e B_2 , permetta di rendere il compromesso tra la precisione su A e S_{ni} molto meno critico.

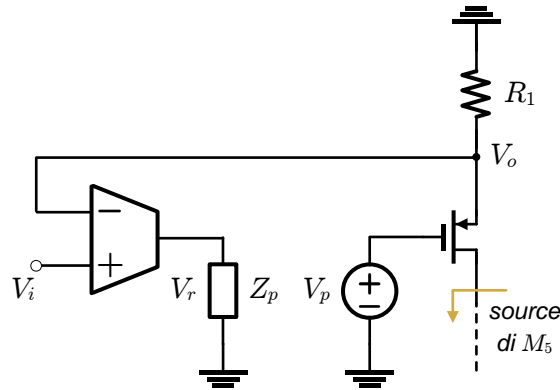


Figura 3.5: Schema circuitale che mostra il taglio di scomposizione adottato per calcolare ϵ_{r1} .

Osservazione 1 — Le sollecitazioni dei generatori i_{n1}, \dots, i_{n6} rappresentano, ciascuno, segnali differenziali non bilanciati. Tuttavia per effetto del circuito di controllo di modo comune, il nodo l è fissato ad un potenziale costante, ed è quindi a massa per le variazioni. Questo provoca il richiudersi delle correnti di rumore attraverso R_2 nello stesso modo di segnali differenziali bilanciati. ■

Errore ϵ_{r1} sulla tensione riportata su R_1 impiegando $B_{1,2}$. Il compito principale di B_1 e di B_2 è quello di applicare ai capi della serie $2R_1$ tutto il segnale differenziale. Analizziamo gli effetti che essi producono nel circuito. Data la simmetria della rete, risulta utile considerare alle variazioni del segnale differenziale, solo una delle due metà della rete (i nodi l ed m risultano pertanto connessi al nodo di riferimento). Si applichi inoltre il teorema di scomposizione [32] tra il nodo di gate di M_1 ed il nodo di riferimento, lo schema che si ottiene è quello di Fig. 3.5. Risulta semplice determinare le funzioni di rete (Tab. 3.1), dove α e β coincidono in modulo con il guadagno ad anello aperto di B_1 che chiameremo A_{vb} , ed A è la funzione di trasferimento di un

inseguitore di emettitore (*source follower*), allora

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_i} &= \frac{\alpha A}{1 - \beta A} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha A}} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{vb}} \left(1 + \frac{1}{g_{m1} R_1}\right)}, \end{aligned} \quad (3.16)$$

dove V_o rappresenta la tensione riportata ai capi di R_1 : $V_o \equiv V_{r1}$. Nell'ipotesi che $A_{vb} \gg 1$ è possibile sviluppare l'espressione ottenuta in serie di Taylor arrestata al primo ordine:

$$\frac{V_{r1}}{V_i} \cong 1 - \frac{1}{A_{vb}} \left(1 + \frac{1}{g_{m1} R_1}\right), \quad (3.17)$$

il termine a destra del secondo membro rappresenta l'errore sulla tensione riportata su R_1 ,

$$\epsilon_{r1} = \frac{1}{A_{vb}} \left(1 + \frac{1}{g_{m1} R_1}\right). \quad (3.18)$$

In assenza di B_1 e di B_2 si ricava facilmente¹ che

$$\frac{V_{r1}}{V_i} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_{m1} R_1}}, \quad (3.19)$$

ovvero un errore ϵ_{r1} più grande di un fattore A_{vb} e quindi non trascurabile.

Può essere utile ricavare un'espressione per le variazioni del nodo di gate di M_1 rispetto alla tensione differenziale di ingresso; poiché V_{g1} coincide con la V_p del taglio di scomposizione, si ricava immediatamente

$$\begin{aligned} V_{g1} &\equiv V_p = \frac{\alpha}{1 - \beta A} V_i, \\ \frac{V_{g1}}{V_i} &= \frac{A_{vb}}{1 + \frac{A_{vb}}{1 + 1/g_{m1} R_1}} \cong 1 + \frac{1}{g_{m1} R_1} \end{aligned} \quad (3.20)$$

se

$$1 + \frac{1}{g_{m1} R_1} \gg \frac{1}{A_{vb}}.$$

L'espressione ricavata è utile per valutare l'escursione a cui è soggetta l'uscita del buffer per effetto del segnale di ingresso.

¹Si osservi che in tal caso V_i coincide con V_p della del circuito scomposto di Fig. 3.5.

Tabella 3.1: Funzioni di rete del teorema di scomposizione per il circuito di Fig. 3.5. A_{vb} indica il guadagno ad anello aperto di B_1 (o di B_2).

$$\begin{aligned}
 Z_p &= \left. \frac{V_p}{I_p} \right|_{V_i=0} \longrightarrow \infty & \rho &= \left. \frac{I_p}{V_i} \right|_{V_p=0} = 0 \\
 A &= \left. \frac{V_o}{V_p} \right|_{V_i=0} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_{m1}R_1}} & \gamma &= \left. \frac{V_o}{V_i} \right|_{V_p=0} = 0 \\
 \beta &= \left. \frac{V_r}{V_o} \right|_{V_i=0} = -A_{vb} & \alpha &= \left. \frac{V_r}{V_i} \right|_{V_p=0} = A_{vb}
 \end{aligned}$$

Tabella 3.2: Resistenze viste dal source e dal drain di M_1 in assenza ed in presenza di B_1 .

	r_{vs1}	r_{vd1}
Senza B_1	$1/g_{m1}$	$\approx g_{m1}r_{d1}R_1$
Con B_1	$1/(g_{m1}(1 + A_{vb}))$	$\approx g_{m1}r_{d1}R_1(1 + A_{vb})$

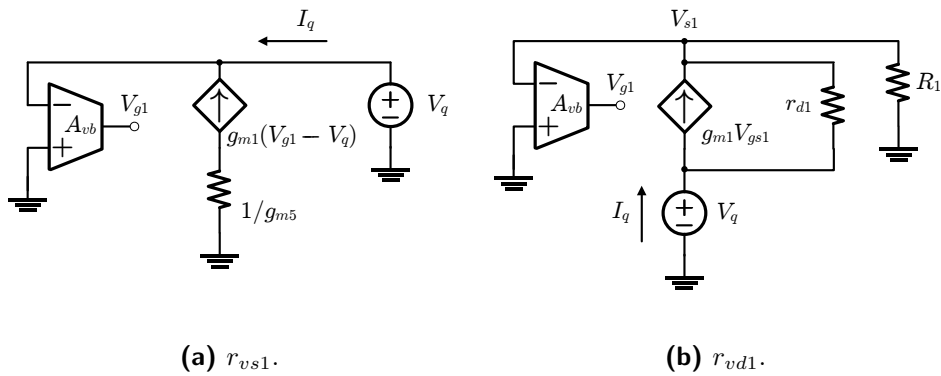


Figura 3.6: Schemi per il calcolo di r_{vs1} e r_{vd1} .

Calcoliamo inoltre l'impedenza vista dal source e dal drain di M_1 , rispettivamente r_{vs1} ed r_{vd1} . Entrambe possono essere facilmente calcolate con il metodo del generatore di prova in tensione (V_q). Per quanto riguarda r_{vs1} , si ha nello schema di Fig. 3.6(a), $V_{g1} = -A_{vb}V_q$, da cui $I_q = -g_{m1}(-A_{vb}V_q - V_q)$:

$$r_{vs1} = \frac{V_q}{I_q} = \frac{1}{g_{m1}(1 + A_{vb})}. \quad (3.21)$$

Per quanto riguarda r_{vd1} , si osservi lo schema Fig. 3.6(b), per il quale si ha

$$V_q = -g_{m1}r_{d1}V_{gs1} + (r_{d1} + R_1)I_q \quad (3.22a)$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{s1} = (r_{d1} + R_1)I_q \\ V_{g1} = -A_{vb}V_s \end{array} \right\} \implies V_{gs1} = -(1 + A_{vb})R_1I_q, \quad (3.22b)$$

ovvero

$$r_{vd1} = \frac{V_q}{I_q} = g_{m1}r_{d1}R_1(1 + A_{vb}) + r_{d1} + R_1. \quad (3.23)$$

La resistenza r_{vd1} è aumentata di un fattore $1 + A_{vb}$ per effetto di B_1 ; una configurazione simile viene utilizzata come tecnica di *gain enhancement* degli amplificatori a CMOS quando applicata sui rami di uscita dell'amplificatore stesso (vedi Tab. 3.2).

Rumore riferito all'ingresso dell'amplificatore. Calcoliamo adesso il rumore RTI del sistema complessivo di Fig. 3.1. Se indichiamo con $v_{nb1,2}$ il generatore di rumore in tensione di B_1 e B_2 , si ha all'uscita

$$v_{od,n} = \frac{R_2}{R_1}(v_{nb1} + v_{nb2}) + R_2(i_{n3} + i_{n4} + i_{n5} + i_{n6} + i_{n,R_1} + i_{n,R_2}), \quad (3.24)$$

passando alle densità spettrali di potenza e dividendo per il guadagno al quadrato si ricava S_{ni} ,

$$S_{ni} = 2S_{vb} + 2(g_{m1}R_1)^2 \left(\frac{g_{m3}^2}{g_{m1}^2} S_{v3} + \frac{g_{m5}^2}{g_{m1}^2} S_{v5} \right) + 4KTR_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (3.25)$$

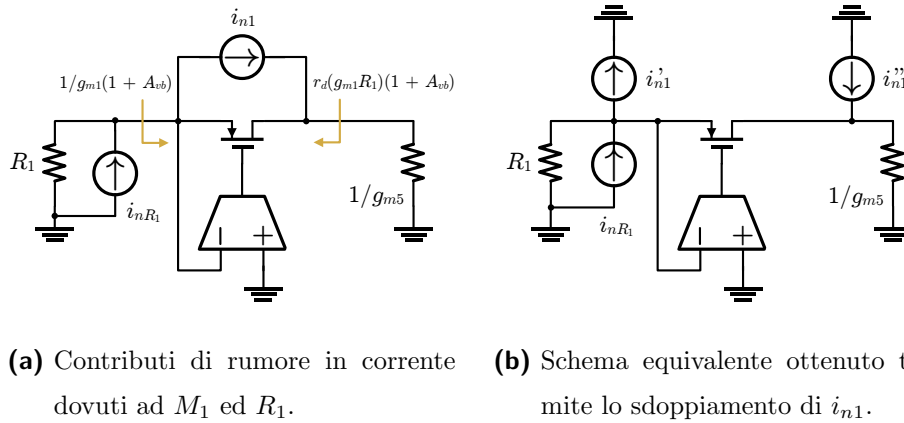
Si osservano tre contributi distinti:

1. Contributo di B_1 e di B_2 : contributo dei buffer² di ingresso.

²Finora B_1 e B_2 sono stati rappresentati con un simbolo circuitale che designa amplificatori operazionali transconduttivi (OTA), i quali si distinguono dagli amplificatori

2. Contributo di M_3, \dots, M_6 : che sono i transistori che polarizzano la sezione di uscita dell'amplificatore cascode. Tale contributo avrà le solite due componenti dovute al rumore flicker ed al rumore termico.
3. Contributo di R_1 e di R_2 : rumore termico dovuto ai resistori presenti nel circuito. Si osservi che se l'amplificazione R_2/R_1 è sufficientemente elevata il rumore è dovuto unicamente ad R_1 :

$$S_{ni,R} = 4KTR_1 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cong 4KTR_1. \quad (3.26)$$



(a) Contributi di rumore in corrente dovuti ad M_1 ed R_1 . (b) Schema equivalente ottenuto tramite lo sdoppiamento di i_{n1} .

Figura 3.7: Schemi per il calcolo del contributo di rumore di M_1 e di R_1 .

operazionali per via che hanno un'alta impedenza di uscita. É pur vero tuttavia che se si considera il circuito composto da B_1 ed M_1 (o B_2 ed M_2) con uscita sul source del MOSFET, allora si ha un amplificatore la cui impedenza di uscita (ad anello aperto) è quella di un inseguitore di source, tipicamente piccola. Poiché inoltre l'uscita è collegata con l'ingresso invertente di B_1 si è realizzata a tutti gli effetti una configurazione a *buffer*. Nel seguito, ci riferiremo a B_1 e B_2 come amplificatori buffer piuttosto che come OTA, sottointendendo il loop di reazione attraverso M_1 ed M_2 rispettivamente

Osservazione 2 — I transistori M_1 ed M_2 non contribuiscono ad S_{ni} come invece accade per il circuito di Fig. 3.2. Si consideri segnale V_{i1} nullo, l'effetto di B_1 è quello di creare una *massa virtuale* sul nodo di source: segnali in corrente introdotti sul source vedono una bassissima impedenza verso quest'ultimo e vengono quindi riprodotti sul drain come risulta chiaro dal circuito di Fig. 3.7(b). Utilizzando la solita tecnica di sdoppiamento del generatore di corrente posto tra drain e source si osserva che il circuito costituisce un *inseguitore di source di precisione*.

Analogamente la corrente di rumore prodotta da R_1 non si richiude su R_1 stessa ma segue il percorso del segnale differenziale verso R_2 . ■

3.2 Amplificatori differenziali a carico attivo

Gli amplificatori B_1 e B_2 sono due amplificatori differenziali a carico attivo (Fig. 3.8). È stata scelta una topologia con ingressi a transistori PMOS perché a parità di area questi hanno un valore di $S_v^{1/f}(1)$ inferiore rispetto ai transistori NMOS. Come sarà chiaro in seguito questa condizione è preferibile per avere una capacità di ingresso più piccola.

Condizioni statiche di funzionamento. In condizioni di riposo (segnale differenziale nullo) si ha

$$\begin{aligned} V_{ob} = V'_{DS4} &= V_{ic} + |V'_{GS2}| - |V'_{DS2}| \\ &= V_{ic} + |V'_{GS} - V_{tp}|_2 + |V_{tp}| - |V'_{DS2}|. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Per quanto riguarda M_1 ,

$$\left. \begin{aligned} |V_{GS1}| &= V_{ic} - V_{ob} \\ &= |V_{GS} - V_{tp}|_1 + |V_{tp}| \end{aligned} \right\} \implies V_{ob} = V_{ic} - |V_{GS} - V_{tp}|_1 - |V_{tp}| \quad (3.28)$$

Affinché M'_4 resti in zona di saturazione, occorre $V_{DS4} > V_{GS3} - V_{tn} = V_{ov3}'$, ovvero $V_{ob} > V_{ov3}'$, per cui sostituendo la (3.28), si ottiene

$$V_{ov3}' + V_{ov1} < V_{ic} - |V_{tp}| \quad (3.29)$$

1. In tal modo è reso nullo l'offset sistematico dell'amplificatore³.
2. La corrente I_b si ripartisce equamente rispetto ai source di M'_1 ed M'_2 : la stessa sorte la subiscono anche le sorgenti di rumore appartenenti alla catena di polarizzazione, rappresentata da I_b . Al nodo di uscita dell'amplificatore (drain di M'_2 ed M'_4) si avrà una cancellazione delle due componenti ripartite a modo comune: in altre parole, *non si avrà nessun contributo di rumore in S_{vb} dovuto alla catena di polarizzazione.*

Nell'applicazione che stiamo considerando V_{ic} è la tensione imponibile al nodo a comune delle termocoppie (sezione 1.5); poiché V_{ic} è un parametro libero, possiamo porre

$$V_{ic} = V_{ic,opt} \quad (3.33)$$

e considereremo nel seguito che tale condizione sia sempre soddisfatta. Per cui l'equazione (3.29) diventa

$$V_{ov3}' + V_{ov1} < V_{ic,opt} - |V_{tp}|. \quad (3.34)$$

Espressione del rumore riferito all'ingresso S_{vb} dei buffer. Consideriamo i generatori di rumore in corrente di M'_1, \dots, M'_4 , applicando il teorema di Norton al nodo di uscita, si ha

$$i_{cc,n} = i'_{n1} + i'_{n2} + i'_{n3} + i'_{n4} \quad (3.35)$$

i generatori sono ciascuno scorrelato rispetto agli altri, quindi è possibile scrivere $v_{ni} = i_{cc,n}/g'_{m1}$, da cui

$$\begin{aligned} S_{vb} &= 2 \left(\frac{1}{g'_{m1}} \right)^2 (S'_{i1} + S'_{i3}) \\ &= 2 \left[S'_{v1} + \left(\frac{g'_{m3}}{g'_{m1}} \right)^2 S'_{v3} \right]. \end{aligned} \quad (3.36)$$

³Si veda la sezione 2.3.

Tabella 3.3: Condizioni ottenute affinché M'_4 sia saturo e affinché sia abbia matching elettrico tra le coppie di transistori. Si osservi che nelle equazioni compaiono tre gradi di libertà V_{ic} , V_{ov1} e V_{ov3}' . I vincoli sono tuttavia dati da un'equazione ed una disequazione. Inoltre imponendo $V_{ic} = V_{ic,opt}$ risulta automaticamente verificata la condizione di M'_4 saturo.

$$V_{ic,opt} = V_{ov1} + |V_{tp}| + V_{ov3}' + V_{tn} \quad (\text{matching elettrico})$$

$$V_{ov3}' + V_{ov1} < V_{ic} - |V_{tp}| \quad (M'_4 \text{ saturo})$$

Si ricava di conseguenza le densità spettrali di potenza del rumore flicker (ad 1 Hz) e del rumore termico:

$$S_{vb}^{1/f}(1) = \frac{2N_{Fp}}{W_1L_1} \left[1 + \left(\frac{g'_{m3}}{g'_{m1}} \right)^2 \frac{N_{Fn} W_1L_1}{N_{Fp} W_3L_3} \right] \quad (3.37a)$$

$$S_{vb}^{Th} = \frac{16}{3} \frac{KT}{g'_{m1}} \left(1 + \frac{g'_{m3}}{g'_{m1}} \right) \quad (3.37b)$$

Offset e “chopped offset”. L’offset dell’amplificatore non ha effetti sull’offset del sistema quando questo opera in regime dinamico (ovvero quando sono attivi i modulatori), come spiegato nella sezione 2.5.2. Tuttavia se è presente un’offset V_{os} all’ingresso dello stadio di amplificazione, per tensione di ingresso nulla si ha una tensione di uscita non nulla $V_{od,os} = (R_2/R_1)V_{os}$. Per effetto del demodulatore di uscita si avrà un’onda quadra la cui ampiezza è data da $V_{od,os}$; ci riferiremo a tale segnale come *chopped offset*. Ad essa si aggiunge, il segnale stesso (amplificato): l’ampiezza massima del segnale risultante da questa sovrapposizione, deve essere all’interno della dinamica dello stadio susseguente.

La componente di offset dovuta ai buffer può essere calcolata osservando che tutti gli scarti tra le correnti nominalmente uguali si sommano al nodo

di uscita, per cui utilizzando il teorema di Norton, si ricava

$$\begin{aligned} V_{os,b} &= \frac{\Delta I'_{1,2} + \Delta I'_{3,4}}{g'_{m1}} = \\ &= \frac{V_{ov1}'}{2} \left(\frac{\Delta \beta_{1,2}}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_{3,4}}{\beta_3} \right) - \Delta V_{t1,2} - \frac{V_{ov1}'}{V_{ov3}'} \Delta V_{t3,4}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

passando alla varianza:

$$\begin{aligned} \sigma_{os,b}^2 &= \frac{1}{W_1 L_1} \left[\left(\frac{V_{ov1}'}{2} \right)^2 C_{\beta p}^2 + C_{V_{tp}}^2 \right] + \\ &+ \frac{1}{W_3 L_3} \left[\left(\frac{V_{ov1}'}{2} \right)^2 C_{\beta n}^2 + \left(\frac{V_{ov1}'}{V_{ov3}'} \right)^2 C_{V_{tn}}^2 \right] \end{aligned} \quad (3.39)$$

La condizione per cui la catena di lettura funzioni correttamente può essere formalizzata come segue:

$$D_{in,LP} > \frac{R_2}{R_1} (V_{id,max} + V_{os}) \quad (3.40)$$

dove $D_{in,LP}$ è la dinamica di ingresso dello stadio di filtraggio.

Risposta in frequenza e compensazione. L'analisi della risposta in frequenza di una amplificatore a carichi attivi è riportata in ref [38, pp. 744-746].

$$A_{vb}(s) = A_{vb0} \frac{1 + \frac{s}{2\omega_m}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_l}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_m}\right)} \quad (3.41)$$

dove sono state introdotte le pulsazioni ω_l ed ω_m per indicare rispettivamente il polo dovuto all'impedenza di uscita ed il polo dovuto allo specchio di carico. Mantenendo lo stesso taglio di scomposizione (tra gate di M_1 e nodo di riferimento) è possibile determinare la funzione di trasferimento $H(s) = V_{r1}/V_{i1}$.

$$H(s) = \frac{\alpha_0 A_0}{1 + \alpha_0 A_0} \frac{1 + \frac{s}{2\omega_m}}{\frac{s^2}{\omega_l \omega_m (1 + \alpha_0 A_0)} + \frac{s}{1 + \alpha_0 A_0} \left(\frac{1}{\omega_l} + \frac{2 + \alpha_0 A_0}{2\omega_m} \right) + 1} \quad (3.42)$$

con $\alpha_0 = A_{vb0}$ ed $A_0 = \frac{g_{m1} R_1}{1 + g_{m1} R_1}$. Si osserva che per A_{vb0} elevate uno dei due poli tende a coincidere con lo zero $2\omega_m$ provocando un'elisione, e l'altro a

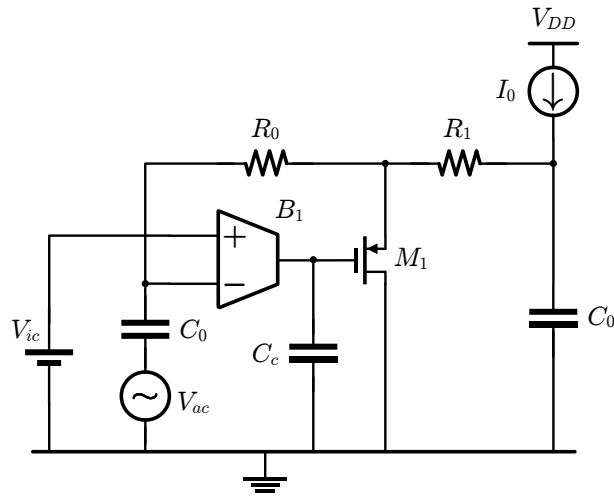


Figura 3.9: Circuito usato per lo studio della stabilità del buffer, R_0 è una resistenza di valore elevato, le capacità indicate con C_0 sono di valore anch'esso elevato. La funzione delle C_0 è quella di comportarsi da circuiti aperti in DC e da circuiti chiusi per tutte le frequenze, R_0 si ha un comportamento opposto: deve essere di valore tale da considerarsi circuito aperto per tutte le frequenze.

spostarsi verso pulsazioni elevate. Questo risultato suggerisce che i limiti di banda del sistema non sono determinati dagli amplificatori di ingresso.

Tuttavia l'analisi svolta in [38] presuppone un pilotaggio differenziale bilanciato degli ingressi dell'amplificatore. In questo caso invece l'amplificatore è stimolato in maniera sbilanciata (tutto il segnale differenziale è applicato sul terminale non invertente, mentre il terminale invertente è collegato a Z_p). La funzione di trasferimento ottenibile analiticamente è troppo complessa per poter essere utilizzabile ai fini di progetto: dove sarebbe utile avere delle relazioni semplici che legano i g_m e le aree dei transistori con le singolarità di $H(s)$.

Per analizzare la risposta in frequenza si ricorre quindi al simulatore. In particolare anche per quanto riguarda la compensazione. Per verificare la stabilità della rete può essere adottato lo schema di Fig. 3.9.

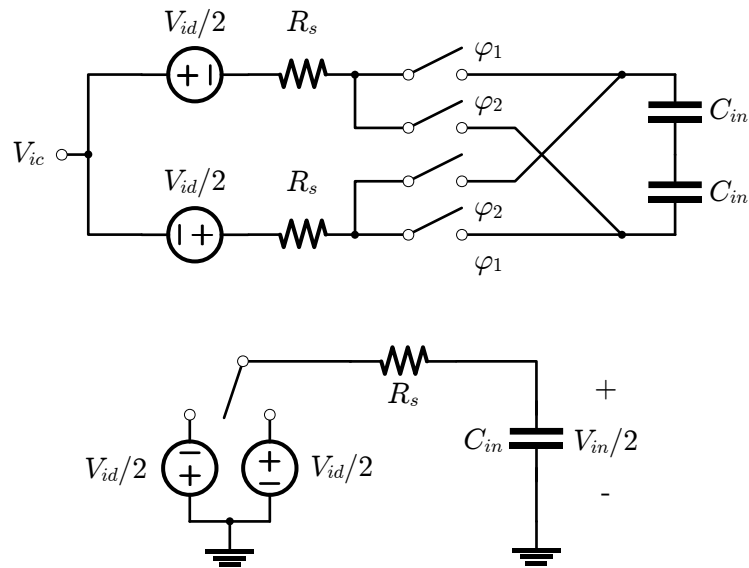


Figura 3.10: Equivalente elettrico della sezione di ingresso della catena di lettura.

Capacità di ingresso C_{in} ed errore ϵ_{in} sul guadagno dovuto a perdita di valor medio. Se i transistori di ingresso sono molto grandi accade che ad essi è associata una capacità di ingresso non trascurabile, la quale, insieme alla resistenza di sorgente R_s : produce un polo alla pulsazione ω_{in}

$$\omega_{in} = \frac{1}{R_s C_{in}}. \quad (3.43)$$

Quando l'amplificatore lavora in regime dinamico, l'effetto di ω_{in} è quello di ridurre il valore medio del segnale all'uscita del secondo demodulatore. Si supponga infatti di applicare in ingresso al sistema un segnale costante nel tempo, tale segnale è applicato in maniera bilanciata rispetto al modo comune di ingresso V_{ic} : la sezione di ingresso del sistema può quindi essere schematizzata come in Fig. 3.10.

Il modulatore agisce quindi come selettore tra i due generatori di tensione $V_{id}/2$. Per effetto della squadra RC , la tensione V_{in} impiega un certo tempo per andare a regime dettato dalla costante di tempo τ . Se l'amplificatore ha una banda molto estesa (in particolare è valida l'ipotesi $B_A \gg 1/\tau$), allora all'uscita, prima della demodulazione avremo una replica del segnale

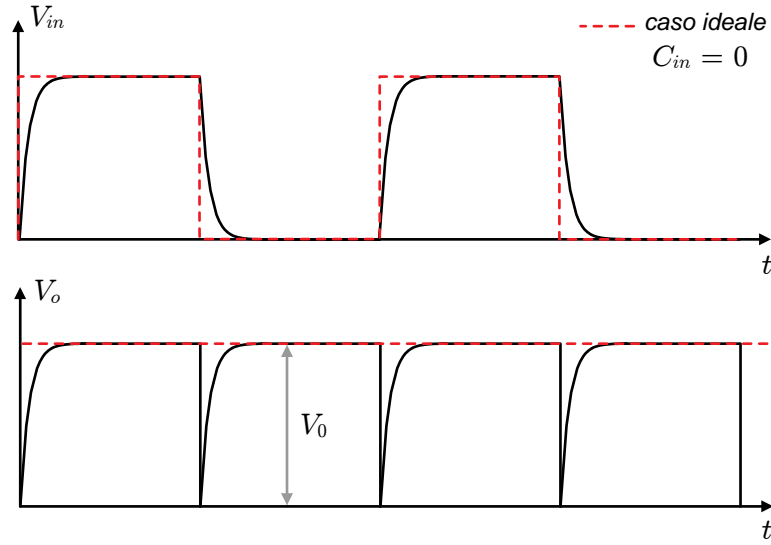


Figura 3.11: Segnale all’ingresso dell’amplificatore (a valle del modulatore), e segnale all’uscita.

di ingresso periodico costituito da impulsi di tipo esponenziale. La successiva demodulazione “rovescia” le forme d’onda in uno di due semiperiodi (Fig. 3.11).

Si ottiene un segnale periodico di periodo $T_{ch}/2$ il cui impulso è

$$V_o(t) = V_0 \left(1 - e^{-t/\tau}\right). \quad (3.44)$$

L’informazione utile del segnale è il valor medio, questo viene estratto dai successivi stadi di filtraggio della catena di lettura: a causa del fatto che il sistema non va istantaneamente a regime, il valor medio subisce una riduzione:

$$\bar{V}_o = \frac{2}{T_{ch}} \int_0^{T_{ch}/2} V_o(t) dt = V_0 + V_0 \frac{2\tau}{T_{ch}} \left(e^{-T_{ch}/2\tau} - 1\right). \quad (3.45)$$

Possiamo quindi definire l’errore sul valore medio dovuto alla capacità di ingresso

$$\epsilon_{in} \triangleq \left| \frac{V_0 - \bar{V}_o}{V_0} \right| = \frac{2\tau}{T_{ch}} \left(1 - e^{-T_{ch}/2\tau}\right) \cong \frac{2\tau}{T_{ch}} \quad (3.46)$$

se $\tau \ll T_{ch}/2$.

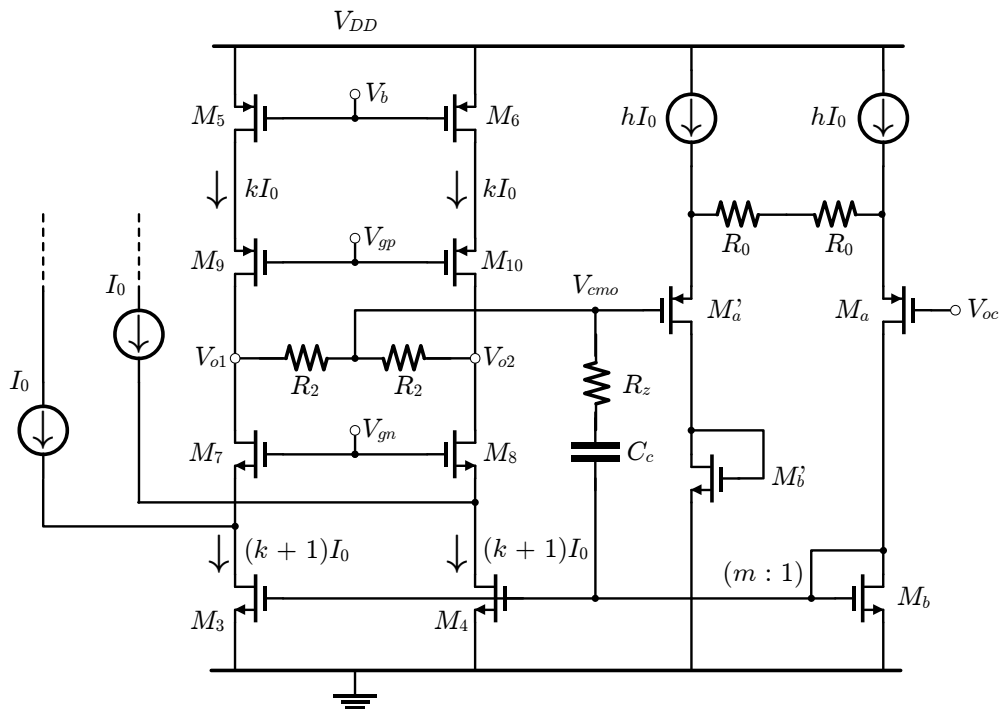


Figura 3.12: Circuito di controllo di modo comune.

3.3 Circuito di controllo di modo comune – CMFB

Il circuito di controllo di modo comune consiste in un transduttore con degenerazione di source di Fig. 3.12.

Il compito del CMFB, è quello di confrontare il valore del modo comune di uscita del folded cascode V_{cmo} con un valore di riferimento V_{oc} , e di annullare la differenza tra i due tramite un loop di reazione negativa.

Condizione di bilanciamento del CMFB. Le condizioni sotto le quali si ha un buon funzionamento del circuito sono quelle per cui a riposo, almeno nelle condizioni nominali⁴, il circuito rimanga bilanciato, ovvero si eguagliano

⁴Ovvero sotto le approssimazioni adottate in sede di progetto, in particolare si fa riferimento al modello quadratico della corrente di drain e al fatto che tale corrente non dipende dalla tensione tra drain e source.

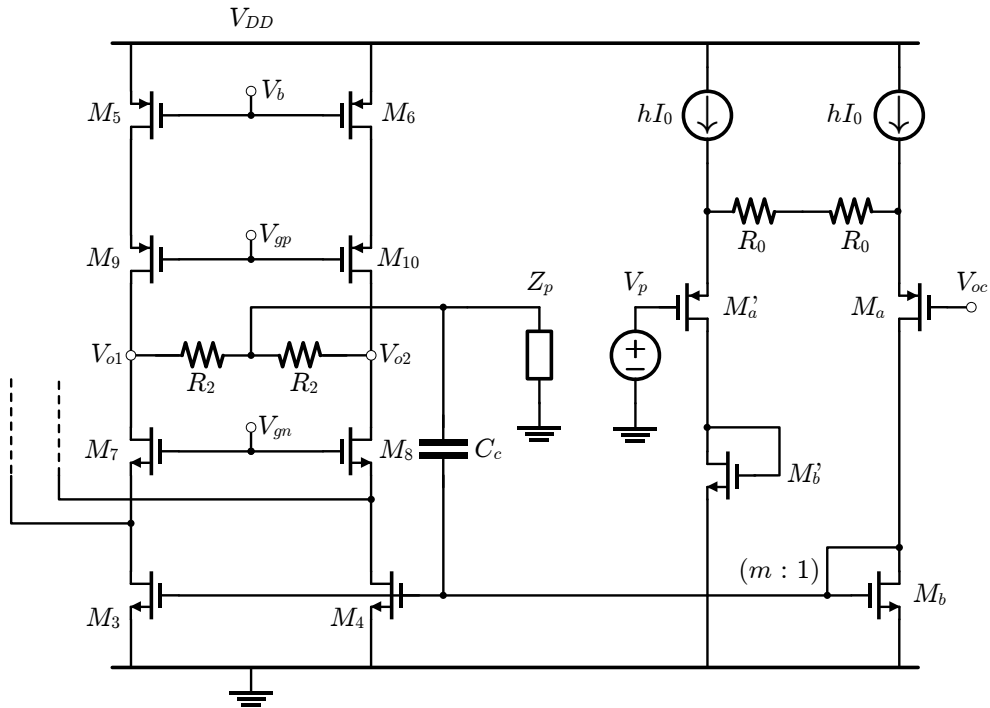


Figura 3.13: Scomposizione adottata per studiare la stabilità del CMFB.

le correnti che attraversano M_a ed M'_a . Affinché avvenga tale condizione occorre che sussistano le seguenti relazioni tra le correnti del circuito:

$$hI_0 = \frac{1}{m} (k + 1) I_0 \quad \implies \quad mh = k + 1, \quad (3.47)$$

dove hI_0 è la corrente di riposo in M_b (M'_b), kI_0 la corrente di riposo in M_5 (M_6), I_0 scorre in M_1 (M_2), da cui discende che $(k + 1)I_0$ scorra in M_3 (M_4); infine m è il rapporto di specchio $M_{3,4}/M_b$, che per specchi “precisi”, ovvero costituiti da transistori con L identiche, rappresenta la molteplicità rispetto alle W .

Si osservi inoltre che anche k ed h rappresentano le molteplicità se, come ha da essere affinché non vi siano errori di matching sistematici, tutte le correnti di polarizzazione del circuito (I_0 , kI_0 , hI_0) sono ricavate da un unico generatore di corrente di riferimento.

Compensazione. Si consideri l'amplificatore transconduttivo (OTA) formato dal CMFB e dai rami M_3 , M_7 , M_9 e M_5 (oppure M_4 , M_8 , M_{10} e M_6). Per segnali di modo comune non scorre corrente su R_2 , per cui $V_{o1} = V_{o2} = V_{cmo}$. Si mostra facilmente che il guadagno ad anello aperto, per un taglio di scomposizione tra gate di M_a e nodo di riferimento (Fig. 3.13), vale:

$$\beta A = m g_{mm} r_o \quad (3.48)$$

dove r_o è data dal parallelo delle due resistenze viste dai drain di M_7 ed M_9 (o M_8 ed M_{10}); mentre g_{mm} è la transconduttanza dovuta alla coppia (M_a, M'_a) con degenerazione di source,

$$g_{mm} = \frac{1}{\frac{1}{g_{ma}} + R_0}. \quad (3.49)$$

A causa dell'elevata dimensione dei transistori che introducono i poli non dominanti dell'anello CMFB, occorre posizionare il polo dominante a frequenze estremamente basse; con semplici condensatori *shunt*⁵, ciò porta a valori di capacità non integrabili.

⁵Ovvero con una capacità posta tra il nodo l e nodo di riferimento.

Osservazione 3— Si consideri uno schema di CMFB senza degenerazione di source dovuta ad R_0 , in tal caso $g_{mm} \equiv g_{ma}$, transconduttanza dei transistori di ingresso. E $|\beta A(0)| = mg_{ma}r_o$. Inoltre

$$g_{ma} = \frac{2I_{Da}}{V_{Ova}} = \frac{2hI_0}{V_{Ova}}. \quad (3.50)$$

Si supponga che si voglia rendere stabile il circuito solamente riducendo il valore del modulo del βA statico (βA_0): una volta massimizzato l'overdrive nei limiti della dinamica disponibile, sembrerebbe di poter agire riducendo la corrente hI_0 . Tuttavia deve essere rispettata la condizione (3.47), per la quale il prodotto mh è costante, allora si avrebbe

$$\beta A_0 = m \frac{2hI_0}{V_{Ova}} r_o = 2(k+1) \frac{I_0 r_o}{V_{Ova}}, \quad (3.51)$$

indipendente da h stesso. Si noti inoltre che fissare I_0 per esigenze di stabilità del CMFB, significa perdere un grado di libertà importante per ottenere determinate prestazioni in termini di rumore (I_0 influenza il prodotto $g_{m1}R_1$ come verrà reso chiaro in seguito).

La presenza della degenerazione di source permette di svincolare il g_{mm} dalla corrente di polarizzazione dei transistori (M_a, M'_a). ■

Il guadagno può essere ridotto ponendo $R_0 \gg 1/g_{ma}$, per cui $g_{mm} \cong 1/R_0$ e

$$\beta A_0 = m \frac{r_o}{R_0}, \quad (3.52)$$

questo tuttavia può risultare insufficiente per ottenere margini di fase Φ_M e di ampiezza G_M accettabili (con valori di R_0 integrabili). Si è pertanto ricorso ad una *compensazione di Miller* ponendo il condensatore di compensazione tra gate di M_3 e nodo l .

La resistenza vista da C_c è calcolabile considerando lo schema di Fig. 3.14, mettendo in generatore di prova I_q e valutando la tensione V_q :

$$\left. \begin{array}{l} V_q = V + r_o(I_q + g_{m3}V) \\ V = I_q/g_{mb} \end{array} \right\} \implies V_q = I_q \left[\frac{1}{g_{mb}} + r_o \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{mb}} \right) \right], \quad (3.53)$$

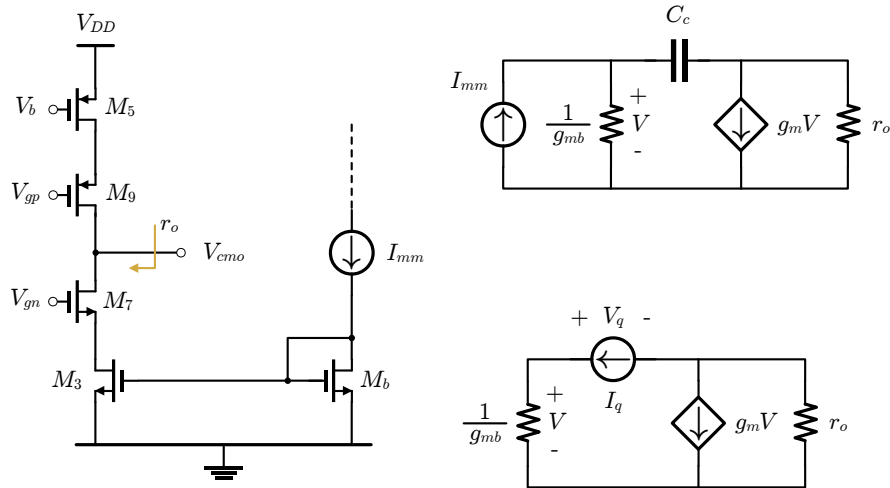


Figura 3.14: Circuiti per il calcolo della resistenza vista da C_c .

da cui

$$R_V = \frac{V_q}{I_q} \cong r_o \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{mb}} \right) = r_o (1 + m). \quad (3.54)$$

Il polo dato dal prodotto $R_V C_c$ sarà il polo dominante, con l'uso del simulatore si è verificato che gli altri poli non vengano traslati anch'essi verso le basse frequenze.

Come noto, la compensazione di Miller introduce anche uno zero positivo, il quale può portare ad una riduzione del margine di fase. La tecnica classica utilizzata per evitare l'effetto dello zero è quella di porre un resistore R_z in serie a C_c . Si mostra facilmente che lo zero risulta:

$$s_z = \frac{g_{m3}}{C_c (1 - g_{m3} R_z)}, \quad (3.55)$$

per cui se $R_z = 1/g_{m3}$ si ha la traslazione verso pulsazioni infinite dello zero. Tipicamente non si impone tale condizione che risulta difficile da soddisfare con una certa affidabilità (si pensi agli effetti della temperatura), piuttosto si impone $R_z > 1/g_{m3}$ in modo da rendere $s_z < 0$.

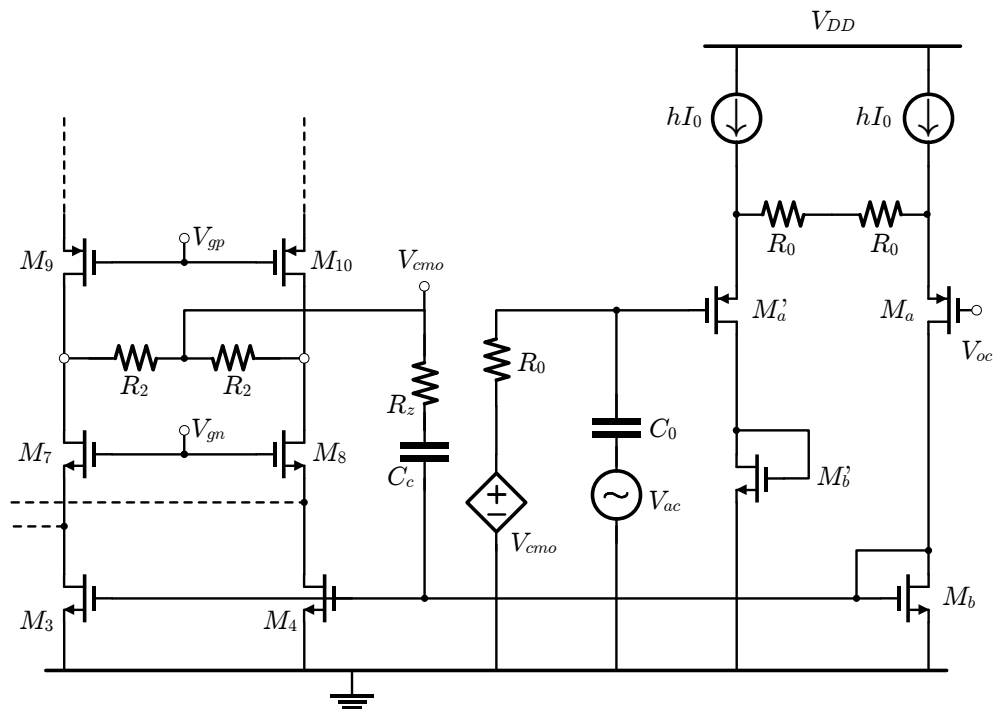


Figura 3.15: Circuito utilizzato per lo studio della stabilità del circuito di controllo di modo comune. Il generatore controllato applica V_{cmo} sul gate di M'_a assolvendo la funzione di buffer ideale. R_0 e C_0 sono rispettivamente una resistenza ed una capacità di valore elevato, l'analisi in AC è valida per tutte le pulsazioni molto maggiori di $1/(R_0C_0)$.

Poiché ricavare analiticamente le singolarità di βA risulta difficoltoso, anche in questo caso la stabilità viene studiata con il simulatore adottando lo schema di Fig. 3.15.

3.4 Dimensionamento secondo specifiche di rumore

Per motivi di chiarezza riportiamo qui la nomenclatura che utilizzeremo per indicare gli spettri di rumore, anche se questa in parte è già stata utilizzata.

Lo spettro di rumore (in tensione) riferito all'ingresso dell'amplificatore verrà indicato con $S_{ni}(f)$, mentre all'uscita invece verrà indicato con $S_{no}(f)$:

S_{ni} rappresenterebbe la densità spettrale di potenza del rumore dell'amplificatore se questo venisse impiegato senza modulatori, ovvero senza l'utilizzo della tecnica CHS. Per indicare gli spettri ottenuti quando intervengono i modulatori aggiungeremo il pedice "ch"; lo spettro in uscita in regime dinamico verrà quindi indicato con $S_{no,ch}(f)$, che riportato in ingresso diventa $S_{ni,ch}(f)$. Poiché saremo interessati alla porzione di $S_{ni,ch}(f)$ nella banda utile del segnale, questa verrà indicata, per brevità di notazione, con S_0 .

Espressioni utili per S_{ni} . Dalle considerazioni fatte si ha la seguente densità spettrale di potenza riferita all'ingresso:

$$S_{ni} = 4 \left[S'_{v1} + \left(\frac{g'_{m3}}{g'_{m1}} \right)^2 S'_{v3} \right] + \quad (3.56)$$

$$+ 2 (g_{m1} R_1)^2 \left(\frac{g_{m3}^2}{g_{m1}^2} S_{v3} + \frac{g_{m5}^2}{g_{m1}^2} S_{v5} \right) + 4KTR_1$$

Si distinguono i due contributi dovuti ai buffer e all'amplificatore folded cascode. Poiché l'unico vincolo che lega i due contributi è la disequazione (3.29), la quale pone una relazione tra le tensioni di overdrive di M_1 ed M'_3 , si può procedere considerando separatamente i due contributi.

In questo lavoro di tesi si è fatta l'ipotesi operativa per la quale *tutto il rumore riportato in ingresso sia dovuto agli amplificatori a carico attivo*. Considerando infatti che la transconduttanze siano tutte dello stesso ordine di grandezza, è possibile agire, in parte, sul prodotto $g_{m1} R_1$ per rendere trascurabile il contributo dell'amplificatore folded cascode. Sotto tale ipotesi ricaveremo un limite teorico al fattore di rumore F del sistema, aggiungere poi specifiche di ingombro e di consumo definendo un opportuno spazio di progetto. A partire dai risultati ottenuti per gli amplificatori B_1 e B_2 passeremo quindi al dimensionamento dell'amplificatore folded cascode.

Sotto l'ipotesi operativa introdotta è utile elaborare le espressioni di $S_{ni} = 2S_{vb}$ introducendo due parametri θ e ζ così definiti:

$$\theta \triangleq \frac{g'_{m3}}{g'_{m1}} \approx \frac{V_{ov1}}{V_{ov3}} \quad (3.57)$$

$$\zeta \triangleq \frac{N_{Fn} W'_1 L'_1}{N_{Fp} W'_3 L'_3} \quad (3.58)$$

l'uguaglianza contraddistinta dal simbolo $\stackrel{*}{=}$ è ottenuta considerando che M'_1 ed M'_3 sono attraversati a riposo dalla stessa corrente e assumendo il modello parabolico delle correnti di drain. Con queste posizioni possiamo scrivere $S_{ni}^{Th} = 2S_{vb}^{Th}$ e $S_{in}^{1/f} = 2S_{vb}^{1/f}$, ovvero:

$$S_{ni}^{Th} = \frac{32 KT}{3 g'_{m1}} (1 + \theta) = \frac{32}{3} KT \frac{V_{ov1}'}{I_b} (1 + \theta) \quad (3.59)$$

$$S_{ni}^{1/f}(1) = 4 \frac{N_{Fp}}{W'_1 L'_1} (1 + \theta^2 \zeta) \quad (3.60)$$

Nelle espressioni scritte compaiono tutte le grandezze fondamentali dei transistori M'_1, M'_2 : W'_1, L'_1, V_{ov1}' e I_b corrente di polarizzazione. I parametri introdotti, θ e ζ , rappresentano dei fattori di maggiorazione rispetto al rumore prodotto dalla coppia M'_1, M'_2 ; pertanto a questi ci riferiremo come *fattori di rumore in eccesso*.

Si osservi che nei limiti della dinamica disponibile è possibile rendere $\theta < 1$ imponendo $V_{ov1}' < V_{ov3}'$, ed possibile rendere anche $\zeta < 1$ imponendo un opportuno rapporto tra le aree $W'_1 L'_1$ ed $W'_3 L'_3$. È quindi conveniente imporre minimo l'overdrive dei transistori M'_1, M'_2 , affinché questi lavorino in prossimità della zona di debole inversione:

$$V_{ov1}' \approx 3 \frac{KT}{q}. \quad (3.61)$$

Poiché ζ e θ possono essere decisi imponendo particolari condizioni, come ad esempio l'ottimizzazione di ingombro secondo le specifiche di rumore flicker od offset, oppure secondo specifiche di banda, possono considerarsi come parametri fissati; allora i gradi di libertà rimasti sono costituiti dall'area $W'_1 L'_1$ e dalla corrente I_b i quali determineranno rispettivamente l'ingombro ed il consumo di corrente dovuto ai buffer.

L'ulteriore grado di libertà da decidere è la frequenza f_{ch} : questa determinerà il livello di rumore riportato in ingresso in regime dinamico secondo l'equazione (2.40). Abbiamo anche visto che l'errore sul guadagno ϵ_{in} è proporzionale ad f_{ch} (equazione (3.46)), infine ad essa è proporzionale anche l'offset residuo, come illustrato nella sezione 2.5.2.

Realazione tra la frequenza di corner f_k el lunghezza L'_1 dei transistori di ingresso. É possibile ricavare un'espressione di f_k in funzione dei gradi di libertà a partire dalle equazioni (3.59) e (3.60), considerando che $S_{ni}^{1/f}(f_k) = S_{ni}^{Th}$, si ricava:

$$f_k = \frac{S_{ni}^{1/f}(1)}{S_{ni}^{Th}} = \frac{3}{8} \left(\frac{1 + \theta^2 \zeta}{1 + \theta} \right) \frac{N_{Fp}}{KT} \frac{g'_{m1}}{W'_1 L'_1}, \quad (3.62)$$

ma poiché $g'_{m1} = K_p V_{ov1} \frac{W'_1}{L'_1}$,

$$= \frac{3}{8} \left(\frac{1 + \theta^2 \zeta}{1 + \theta} \right) \frac{N_{Fp} K_p V_{ov1}}{KT L'_1}, \quad (3.63)$$

che unita alla (3.61) fornisce

$$f_k = \frac{9}{8} \left(\frac{1 + \theta^2 \zeta}{1 + \theta} \right) \frac{N_{Fp} K_p}{q} \frac{1}{L'_1{}^2}. \quad (3.64)$$

Si è quindi ricavato un'espressione che lega la frequenza di corner con la lunghezza dei L'_1 transistori di ingresso tramite fattori numerici, costanti fisiche, e parametri di processo.

Questa relazione ci permette di stimare per lunghezze comprese in un certo intervallo, quale sia l'intervallo di frequenze in cui "cade" f_k . Si tenga presente che L'_1 influisce pesantemente sulla risposta in frequenza degli amplificatori B_1 , B_2 , e che affinché l'errore ϵ_{r1} sia piccolo deve essere soddisfatta:

$$\epsilon_{r1} = \frac{1}{A_{vb}(f_{ch})} \left(1 + \frac{1}{g_{m1} R_1} \right) \ll 1 \quad \implies \quad A_{vb}(f_{ch}) \gg 1 + \frac{1}{g_{m1} R_1} \quad (3.65)$$

dove si è messo in evidenza che la condizione deve essere soddisfatta per almeno la componente energeticamente più importante del segnale, ovvero quella traslata alla frequenza fondamentale.

Con i valori delle varie costanti del processo BCD6, per valori di L'_1 compresi tra $1 \mu\text{m}$ e $5 \mu\text{m}$ è possibile stimare che la frequenza di corner appartiene ad un intervallo di frequenze compreso tra i 20 kHz ed i 400 kHz.

Errore sul guadagno ϵ_{in} dovuto alla capacità di ingresso. Elaboriamo adesso anche l'espressione di ϵ_{in} (equazione (3.46)) secondo i gradi di libertà messi qui in evidenza.

$$\epsilon_{in} = \frac{2\tau}{T_{ch}} = 2R_s C_{in} f_{ch}. \quad (3.66)$$

La capacità di ingresso è dovuta principalmente alla capacità tra gate e source di M'_1 ,

$$C_{in} \approx \frac{2}{3} C_{ox} W'_1 L'_1, \quad (3.67)$$

per cui

$$\epsilon_{in} = \frac{4}{3} R_s C_{ox} W'_1 L'_1 f_{ch}. \quad (3.68)$$

L'espressione ottenuta sarà utile per considerazioni che seguono.

Assunzioni per la stima di $S_{ni,ch}$ in banda base. Una volta noto lo spettro $S_{ni}(f)$ è necessario conoscere anche come questo viene trasformato per effetto della modulazione d'uscita e della banda finita dell'amplificatore. In particolare considereremo che la banda dell'amplificatore sia determinata unicamente dal polo di ingresso $\omega_{in} = 1/R_s C_{in}$. Da cui

$$A(\omega) = \frac{A_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{in}}}. \quad (3.69)$$

All'uscita dell'amplificatore (a monte del secondo modulatore) si ha il seguente spettro di rumore

$$S_{no}(f) = \frac{A_0^2}{1 + \frac{f^2}{f_{in}^2}} S_{ni}(f), \quad (3.70)$$

dove $f_{in} = \omega_{in}/2\pi$.

L'effetto del modulatore è quello di creare delle repliche traslate in frequenza dello spettro originario, in appendice A.1 è dimostrata la seguente relazione:

$$S_{no,ch}(f) = \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} M_k^2 (S_{no}(f + kf_{ch}) + S_{no}(f - kf_{ch})), \quad (3.71)$$

siamo tuttavia interessati al contributo in continua del rumore, considerando che la banda utile del segnale è estesa soltanto fino a 10 Hz. Valutiamo quindi

$S_{no,ch}(0)$, tenendo presente che $S_{no}(f)$ è uno spettro simmetrico rispetto all'origine:

$$\begin{aligned} S_{no,ch}(0) &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} M_k^2 S_{no}(k f_{ch}) \\ &= A_0^2 \frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D(k)}{k^2} \frac{1}{1 + k^2 \frac{f_{ch}^2}{f_{in}^2}} \left(S_{ni}^{Th} + \frac{S_{ni}^{1/f}(1)}{k f_{ch}} \right), \end{aligned} \quad (3.72)$$

per quanto detto sull'errore $\epsilon_{in} = \frac{2\tau}{T_{ch}} = \frac{f_{ch}}{\pi f_{in}}$, si ha che il termine dovuto alla banda dell'amplificatore può essere scritto come

$$\frac{1}{1 + k^2 \frac{f_{ch}^2}{f_{in}^2}} = \frac{1}{1 + (\pi k \epsilon_{in})^2} \quad (3.73)$$

che è possibile approssimare come termine unitario se $\epsilon_{in} \ll 1$. Per cui

$$S_{no,ch}(0) \cong A_0^2 S_{ni}^{Th} \left(\frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D(k)}{k^2} \right) + A_0^2 \frac{S_{ni}^{1/f}(1)}{f_{ch}} \left(\frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D(k)}{k^3} \right). \quad (3.74)$$

Abbiamo già dimostrato che

$$\frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D(k)}{k^2} = 1, \quad (3.75)$$

da cui si intuisce che

$$\frac{8}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{D(k)}{k^3} < 1; \quad (3.76)$$

non si commette un grande errore se si considera solo la prima replica tralata del rumore flicker, per la quale si può mostrare numericamente che contiene il 95% di tutta la potenza di rumore [30].

Sotto le approssimazioni fatte si ha che la densità spettrale di potenza riferita all'ingresso *in regime dinamico* è

$$S_0 = S_{ni,ch}(0) = \frac{S_{no,ch}(0)}{A_0^2} \approx S_{ni}^{Th} + \frac{8}{\pi^2} \frac{S_{ni}^{1/f}(1)}{f_{ch}}. \quad (3.77)$$

Definizione dello spazio di progetto. Affrontiamo il caso generale in cui sono date specifiche di rumore in banda base ed anche specifiche di massimo consumo di potenza ed ingombro; infatti la sola specifica di rumore

in banda base non è sufficiente a definire uno spazio di progetto, inoltre specifiche implicite di consumo e di ingombro sono sempre presenti: la corrente consumata dal circuito non deve essere tale da innescare fenomeni di auto-riscaldamento, né è possibile pensare di produrre chip di area irragionevolmente grande. Consideriamo allora di avere I_{\max} e $(W_1 L_1)'_{\max}$ e osserviamo come queste condizioni si traducono in *grafico rumore-frequenza* definito sul piano semilogaritmico con la frequenza in ascissa S_{ni} in ordinata. Si considerino le seguenti disuguaglianze:

$$(W_1 L_1)'_{\min} < (W_1 L_1)' < (W_1 L_1)'_{\max} \quad (3.78)$$

$$I_{\min} < I_b < I_{\max} \quad (3.79)$$

La condizione $(W_1 L_1)'_{\min}$ deriva dall'aver imposto un offset massimo tollerabile (equazione (3.39)) affinché l'uscita del folded cascode non saturi e affinché il sistema in cascata non debba avere una dinamica eccessiva⁶. Discende direttamente dall'equazione (3.60), che ad un'area minima corrisponde un $S_{ni,\max}^{1/f}(1)$.

L'altra condizione di minimo, I_{\min} , deriva dall'imporre una DSP di rumore massima dell'amplificatore; condizione che può essere espressa come

$$S_{ni,\max} = \alpha S_{ns} = \alpha 8KT R_s, \quad (3.80)$$

si osserva dalla (3.59) che ciò equivale ad imporre

$$I_{\min} = \frac{32}{3} \frac{KT V_{ov1}}{S_{ni,\max}} (1 + \theta) = \frac{4}{3} \frac{V_{ov1}}{R_s} \frac{1 + \theta}{\alpha}. \quad (3.81)$$

Le condizioni (3.78) ed (3.79) si riflettono sul grafico $S_{ni}(f)$ definendo un'area Γ dentro la quale può trovarsi il punto p definito da una coppia di valori $(f_k, S_{ni}(f_k))$ (Fig. 3.16). In altre parole, tutti i possibili spettri di rumore flicker ottenibili con aree $(W_1 L_1)'$ che soddisfano la (3.78), e tutti i possibili spettri di rumore termico che soddisfano la (3.79) devono intersecarsi dentro Γ .

⁶Si noti che l'equazione (3.39) è stata introdotta descrivendo l'offset dovuto ai buffer. All'offset complessivo del sistema contribuiscono anche altri componenti, si può provare che tutti e soli i componenti che contribuiscono al rumore sono anche quelli che contribuiscono all'offset. Ulteriori considerazioni verranno sviluppate in seguito.

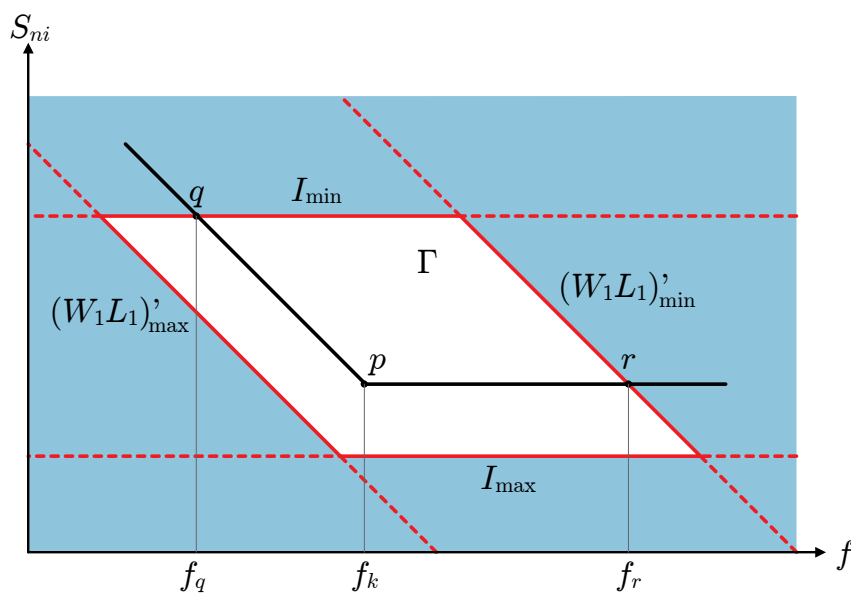
**Figura 3.16:** Grafico rumore-frequenza.

Tabella 3.4: Relazioni di proporzionalità utili ai fini di progetto.

$$S_0 = S_{ni}^{Th} + \frac{8}{\pi^2} S_{ni}^{1/f} \quad : \quad \begin{cases} S_{ni}^{Th} & \propto \frac{1}{I_b} \\ S_{ni}^{1/f} & \propto \frac{1}{(W_1 L_1)' f_{ch}} \end{cases}$$

$$\epsilon_{in} \propto (W_1 L_1)' f_{ch}$$

Possibili scelte progettuali. Supponiamo di partire da una realizzazione caratterizzata da un certo ingombro $(W_1 L_1)'$ ed un certo consumo di corrente statica I_b . Lo spettro di rumore dell'amplificatore in condizioni statiche, S_{ni} , risulterà asintoticamente la spezzata q, p, r ; le frequenze di chopper che ricadono nella regione valida risultano comprese tra f_q ed f_r .

La scelta della frequenza di chopper determina a questo punto due importanti parametri: S_0 e ϵ_{in} . A destra di f_k , ovvero per $f_{ch} > f_k$ è da aspettarsi che lo spettro di rumore risultante S_0 sia dovuto principalmente a S_{ni}^{Th} ; mentre a sinistra di f_k , per $f_{ch} < f_k$ è da aspettarsi che il contributo maggiore sia dovuto al termine $8S_{ni}^{1/f}(1)/\pi^2 f_{ch}$.

Conviene distinguere, dal punto di vista delle scelte progettuali i due casi in cui prevale in S_0 il contributo termico o il contributo flicker:

Predominanza del contributo termico : la situazione è quella mostrata in Fig. 3.17(a).

Aumentare f_{ch} , in questo caso, non comporta l'aumento di S_0 , tuttavia si ha che ϵ_{in} viene incrementato proporzionalmente. È anche possibile ridurre $(W_1 L_1)'$ fintantoché S_0 rimane circa costante (è sempre valida l'ipotesi di predominanza di contributo termico); ma ridurre l'area $(W_1 L_1)'$ a parità di I_b e di V_{ov1}' significa scalare entrambe W_1' ed L_1' dello stesso fattore:

$$\left(\frac{W_1}{L_1}\right)' = \frac{2I_b}{\mu C_{ox} V_{ov1}'^2}. \quad (3.82)$$

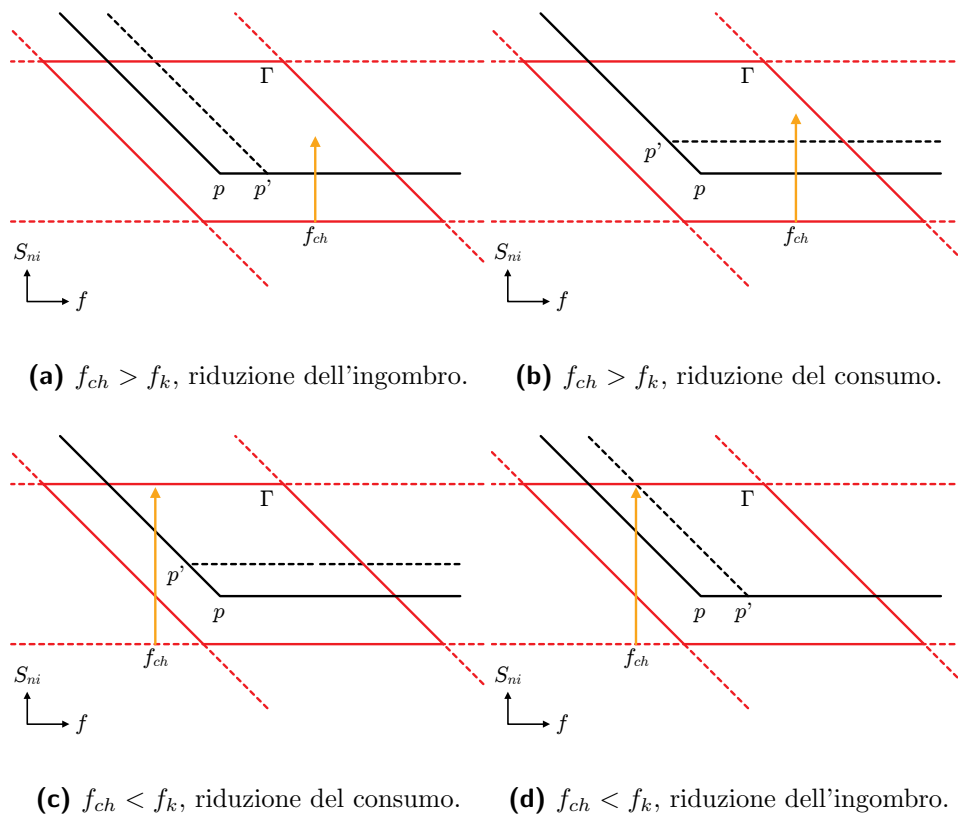


Figura 3.17: Possibili scelte progettuali.

Questo ci porta a concludere che *se è predominante in S_0 il contributo di rumore termico, allora è sempre possibile risparmiare area mantenendo S_0 costante.* Conseguentemente è sempre possibile ridurre anche ϵ_{in} : sia diminuendo $(W_1 L_1)'$, sia diminuendo f_{ch} .

Se invece si desidera ridurre I_b a parità di ingombro, si ottiene un incremento inevitabile di S_0 . Inoltre si sta richiedendo di mantenere costante $(W_1 L_1)'$ e l'overdrive V_{ov1}' :

$$V_{ov1}' = \sqrt{\frac{I_b}{\mu C_{ox}} \left(\frac{L_1}{W_1}\right)'} = \sqrt{\frac{I_b}{\mu C_{ox}} \frac{(W_1 L_1)'}{W_1'^2}}, \quad (3.83)$$

per cui affinché l'overdrive rimanga costante occorre che W_1' decrementi con legge quadratica, e nel contempo L_1' incrementi con la stessa legge.

Predominanza del contributo flicker : la situazione è quella mostrata in Fig. 3.17(c).

Stavolta una riduzione di $(W_1 L_1)'$ porta ad un incremento di S_0 , tuttavia S_0 rimane circa invariato riducendo I_b . In altre parole, *se è predominante in S_0 il contributo di rumore flicker, allora è sempre possibile risparmiare corrente mantenendo S_0 costante.* La possibilità di intervento è tuttavia piccola in quanto diminuire la corrente a parità di area e di overdrive porta ad un incremento quadratico delle lunghezze di canale.

Ricerca dei limiti teorici nel caso di predominanza del contributo flicker. Se è predominante il contributo di rumore flicker allora vale:

$$S_0 \cong \frac{8}{\pi^2} \frac{S_{ni}^{1/f}(1)}{f_{ch}}. \quad (3.84)$$

Sostituendo ad $S_{ni}^{1/f}(1)$ ed a f_{ch} le relative espressioni, che riportiamo qui per chiarezza

$$S_{ni}^{1/f}(1) = 4 \frac{N_{FP}}{W_1' L_1'} (1 + \theta^2 \zeta) \quad (\text{dall'equazione (3.60)})$$

$$f_{ch} = \frac{4 R_s C_{ox} W_1' L_1'}{3 \epsilon_{in}} \quad (\text{dalle equazioni (3.66) e (3.68)})$$

si ottiene

$$S_0 = \frac{128}{3\pi^2} (1 + \theta^2\zeta) N_{Fp} C_{ox} R_s \frac{1}{\epsilon_{in}}, \quad (3.85)$$

a cui corrisponde un fattore di rumore F

$$F = 1 + \frac{S_0}{8KTR_s} = 1 + \left(\frac{4}{\sqrt{3\pi}} \right)^2 (1 + \theta^2\zeta) \frac{N_{Fp} C_{ox}}{KT} \frac{1}{\epsilon_{in}}. \quad (3.86)$$

In F compaiono fattori numerici, parametri tecnologici, costanti fisiche⁷ ed ϵ_{in} : la riduzione massima tollerabile sul guadagno. Ponendo ad esempio $\epsilon_{in} = 5\%$, e supponendo che $\theta^2\zeta \ll 1$, allora il fattore di rumore minimo risulta: $F_{\min} = 1.125$.

Il risultato ottenuto è notevole se si considera che non compaiono né l'impedenza di sorgente R_s , né l'area dei transistori di ingresso.

Margine di miglioramento nel caso di predominanza del contributo termico. Se è predominante il contributo di rumore termico allora vale:

$$S_{ni}^{Th} \gg \frac{S_{ni}^{1/f}(1)}{f_{ch}} \quad (3.87)$$

se si richiede che il rumore dell'amplificatore sia una certa frazione del rumore di sorgente, $S_{ni}^{Th} = \alpha S_{ns}$, la condizione diventa

$$\alpha S_{ns} \gg \frac{S_{ni}^{1/f}(1)}{f_{ch}} \quad (3.88)$$

sostituendo l'espressioni di $S_{ni}^{1/f}(1)$ data dalla (3.60) e considerando al solito $\theta^2\zeta \ll 1$, si ha

$$(W_1 L_1)' f_{ch} \gg \frac{4N_{Fp}}{\alpha S_{ns}} \quad (3.89)$$

a questa espressione sostituiamo le relazioni qui riportate

$$S_{ns} = 8KTR_s \quad (\text{rumore di sorgente})$$

$$(W_1 L_1)' f_{ch} = \frac{4}{3} \frac{\epsilon_{in}}{R_s C_{ox}} \quad (\text{dalle equazioni (3.66) e (3.68)})$$

ottenendo

$$\alpha \epsilon_{in} \gg \frac{3}{8} \frac{N_{Fp} C_{ox}}{KT} \quad (3.90)$$

⁷La temperatura T in questo caso è considerata nota e data dalle specifiche pari a 300 K.

nel membro a destra compaiono solo fattori numerici, parametri tecnologici e costanti fisiche.

3.5 Posizionamento dei modulatori

In un amplificatore a chopper convenzionale, i modulatori sono posti rispettivamente all'ingresso e all'uscita dell'amplificatore. Tuttavia ai nodi di uscita è associata un'alta impedenza (R_2), per via dell'architettura cascode qui adottata. Inoltre lo stadio successivo di filtraggio ha un'impedenza capacitiva di ingresso $C_{in,lp}$ non trascurabile, per motivi che saranno esposti in seguito. L'effetto del polo $\omega_{out} = 1/R_2C_{in,lp}$ è analogo a quanto detto per il polo di ingresso $\omega_{in} = 1/R_sC_{in}$, introducendo alla fine della catena di amplificazione un'ulteriore riduzione del guadagno.

Si osservi che, se si adottasse la soluzione classica per il demodulatore di uscita, si avrebbe un vincolo in più sulla banda del sistema: questo risulterebbe inoltre non legato al dimensionamento dei transistori di ingresso dei buffer, ma legato al dimensionamento del successivo stadio di filtraggio.

Per evitare questo problema si è adottata la soluzione proposta in [31], dove il modulatore di uscita (X_2 di Fig. 3.18) è posto in un punto dell'amplificatore a bassa impedenza. Per poter trasporre alle alte frequenze anche il rumore flicker di M_5 ed M_6 occorre porre anche un terzo modulatore X_3 .

Si osservi che a valle dei modulatori di uscita si trovano solo i transistori a gate comune (M_7, \dots, M_{10}) i quali non contribuiscono al rumore, ed il resistore R_2 , per il quale, nelle approssimazioni fatte vale

$$S_{ni}|_{R_2} = S_{ni,ch}|_{R_2}, \quad (3.91)$$

ovvero il contributo in banda base è identico sia in regime dinamico, sia in condizioni statiche: contributo comunque trascurabile, come abbiamo visto in precedenza.

Un'altra conseguenza di questa soluzione circuitale è quella di rendere la

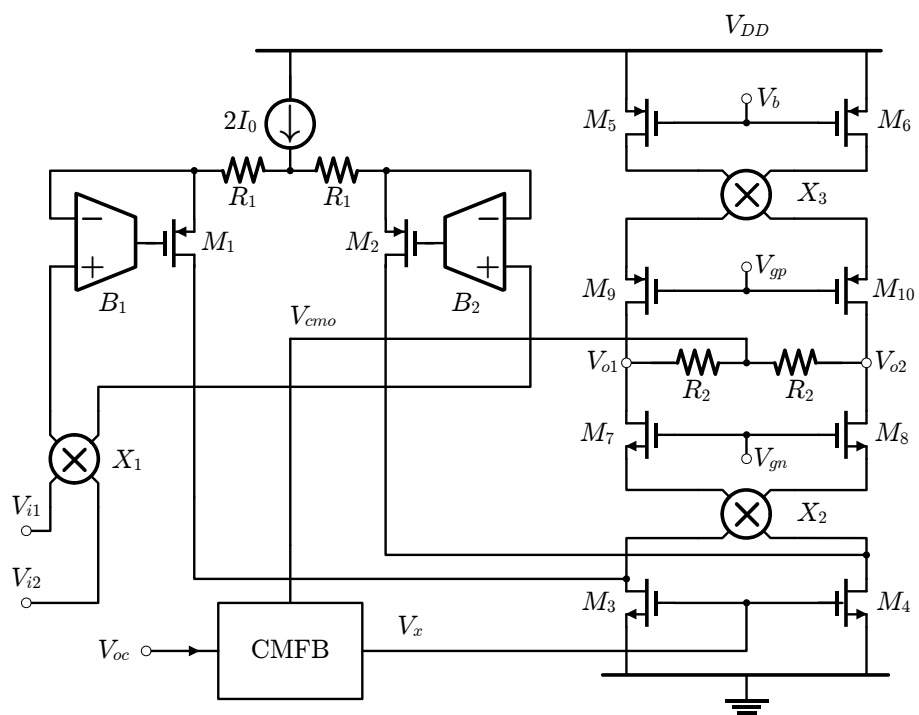


Figura 3.18: Schema circuitale dell'amplificatore comprensivo dei modulatori X_1 , X_2 , X_3 .

singularità associata all'uscita ($R_2 C_{in,lp}$) come un polo visto dal segnale in banda base⁸.

3.6 Risultati delle simulazioni

Scelte adottate per il dimensionamento degli amplificatori a carichi attivi. La specifica principale che si è preso in considerazione è quella del conseguimento di un livello di densità spettrale di rumore S_0 dello stesso ordine di grandezza rispetto ai migliori risultati presentati nelle pubblicazioni [26]–[30]. L'obiettivo che siamo posti è quello di raggiungere una densità spettrale di potenza di rumore riferita all'ingresso pari a -160 dB corrispondente a $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.

A partire da questo dato è possibile stimare immediatamente la corrente assorbita staticamente dagli amplificatori a carico attivo, questa infatti come mostrato in precedenza determina il minimo rumore ottenibile dall'amplificatore (Fig. 3.16 e Fig. 3.17).

Il base alle considerazioni svolte, e considerando che non sono state aggiunte particolari specifiche in termini di consumo di potenza e di ingombro, si è posto

$$f_k = f_{ch}, \quad (3.92)$$

ciò porta al raddoppio di S_0 rispetto al caso in cui predomini il contributo di rumore termico (per una data corrente I_0), oppure al raddoppio di S_0 rispetto al caso in cui predomini il contributo flicker (per una data area $(W_1 L_1)'$); tuttavia, a parità di altre specifiche (S_0 , ϵ_{in} , offset residuo), si ha il minimo di corrente consumata ed il minimo ingombro: né l'una né l'altro possono essere ulteriormente ridotti.

Nel diagramma di Fig. 3.19 è riportato il percorso logico tramite il quale vengono determinati i vari parametri I_0 , W_1' , L_1' , ϵ_{in} , a partire dai tre assunti principali: $V_{ov1}' = 3KT/q$, $S_0 = -160$ dB, $f_k = f_{ch}$. Sotto queste condizioni

⁸Il polo di uscita opera un rudimentale filtraggio il quale tuttavia non è sufficiente a ridurre le componenti spettrali indesiderate, come sarà chiaro nel Cap. 4.

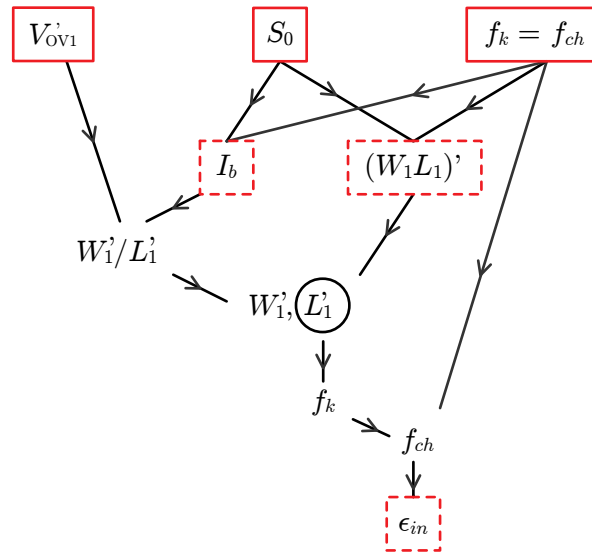


Figura 3.19: Diagramma per la derivazione dei parametri a partire dalle scelte adottate.

Tabella 3.5: Dimensionamento degli amplificatori a carico attivo.

	W [μm]	L [μm]	m	g_m [mA/V]	V_{OV}' [mV]
$M_{1,2}$	135	2.5	16	2.5	80
$M_{3,4}$	20	10	16	1.4	280

si ottengono i valori riportati in Tab. 3.5. Per tali valori si è poi stimato tramite le simulazioni il valore di $|A_{vb}(f_{ch})|$ che risulta essere ~ 50 dB.

Il grafico di Fig. 3.20 mostra la risposta in frequenza dell'amplificatore a carico attivo compensato con una capacità $C_c = 5$ pF, le curve si riferiscono ai casi *max*, *min* e *typ*: i quali indicano rispettivamente il caso di corner massimi con $T = 10^\circ\text{C}$, corner minimi con $T = 40^\circ\text{C}$ e corner tipici con $T = 27^\circ\text{C}$. Il grafico di Fig. 3.21 mostra invece il rumore RTI, sempre per il singolo amplificatore a carichi attivi nei casi *max*, *min* e *typ*.

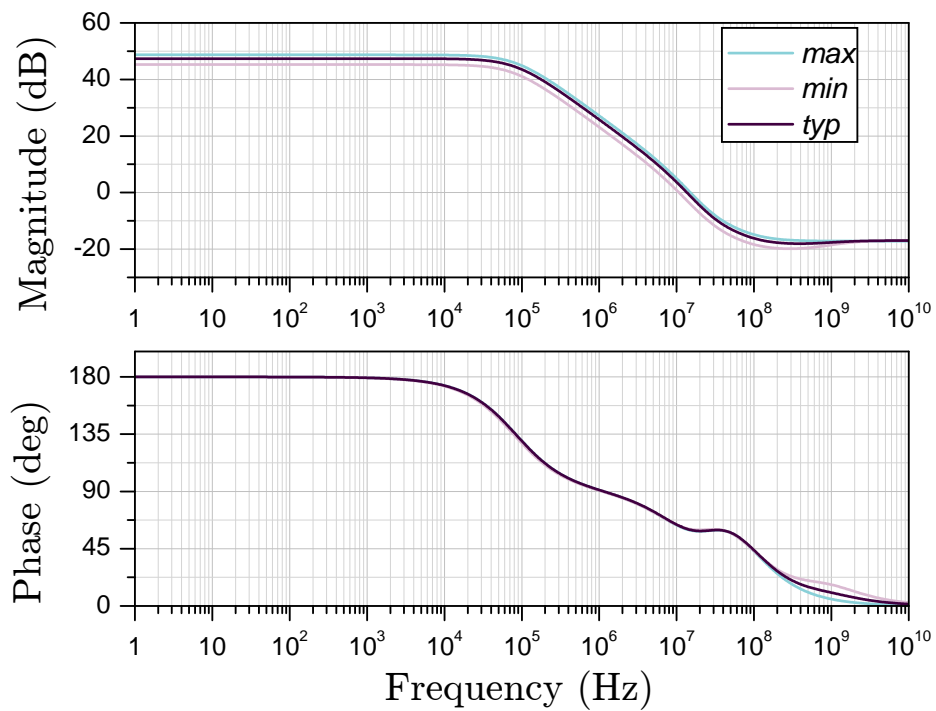


Figura 3.20: Modulo e fase di $\beta A(f)$ relativo al buffer, secondo la configurazione mostrata in Fig. 3.9. Si osservi che il margine di fase $\Phi_m = 43^\circ$ con una capacità di compensazione di 5 pF.

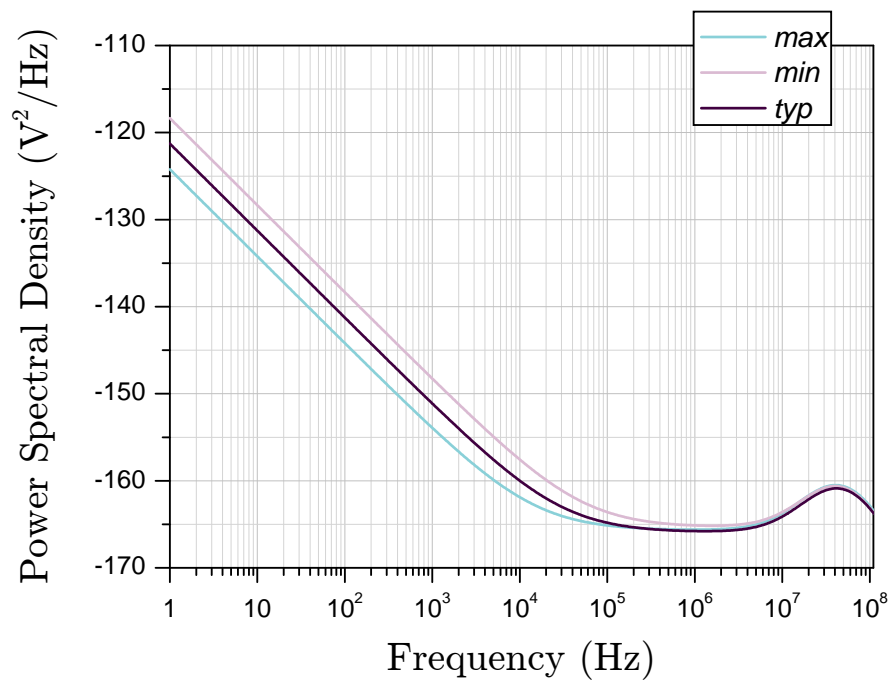


Figura 3.21: Densità spettrale di potenza riferita all'ingresso per il buffer, secondo la configurazione mostrata in Fig. 3.9.

Dimensionamento dell'amplificatore folded cascode. Ci poniamo adesso lo scopo di fare in modo che tutto il rumore riferito in ingresso sia principalmente dovuto agli amplificatori a carichi attivi. Poiché in questo caso i gradi di libertà sono molti più dei vincoli imponibili al circuito, il problema del dimensionamento può essere affrontato in maniera euristica.

Ponendo ad esempio $g_{m1}R_1 \cong 1$, il folded cascode introduce un rumore dello stesso ordine di grandezza rispetto a quello introdotto dagli amplificatori a carico attivo a parità corrente consumata e di ingombro. L'errore ϵ_{r1} rimane comunque piccolo essendo, per questa scelta pari a $2/A_{vb}(f_{ch}) \sim 0.7\%$, per ciascun buffer, e quindi in totale di circa 1.4%.

Un ulteriore scelta arbitraria adottata è il rapporto tra le correnti del circuito, per le quali deve essere soddisfatta la relazione di bilancio di Kirchhoff ai nodi di ripiegamento (nodi h e k). Per un corretto funzionamento del circuito, occorre $k \geq 1$ (circuito di Fig. 3.12). Imponiamo allora $k = 1$ per motivi che saranno immediatamente chiari.

Consideriamo infatti le due coppie di transistori che contribuiscono al rumore: $M_{3,4}$ ed $M_{5,6}$, il loro rumore RTI è moltiplicato per il un fattore $(g_{mi}R_1)^2$ con $i = 3, 4, 5, 6$ (equazione (3.56)). Possiamo scrivere le seguenti relazioni:

$$g_{m3}R_1 = \frac{2(1+k)I_0}{V_{OV3}}R_1 \quad (3.93a)$$

$$g_{m5}R_1 = \frac{2kI_0}{V_{OV5}}R_1 \quad (3.93b)$$

ci porremmo, dunque, in una condizione sfavorevole se scegliessimo $k > 1$.

Un possibile modo per rendere piccolo il rumore di $M_{3,4}$ e di $M_{5,6}$ è ad esempio porre g_{m3} e g_{m5} pari ad una frazione di g_{m1} : poiché sono stati fissati i rapporti tra le correnti questo significa che gli overdrive V_{OV3} e V_{OV5} saranno multipli di V_{OV1} . In particolare:

$$V_{OV3} = (1+k) \left(\frac{g_{m1}}{g_{m3}} \right) V_{OV1} \quad (3.94a)$$

$$V_{OV5} = k \left(\frac{g_{m1}}{g_{m5}} \right) V_{OV1} \quad (3.94b)$$

conviene allora porre V_{OV1} piccolo per non penalizzare troppo la dinamica di uscita la quale viene a dipendere proprio dagli overdrive di $M_{3,4}$ ed $M_{5,6}$.

Scegliendo ad esempio $V_{OV1} = 100\text{ mV}$, rimangono da determinare gli ultimi due gradi di libertà⁹, R_1 ed I_0 :

$$g_{m1}R_1 = \frac{2I_0}{V_{OV1}}R_1 \cong 1. \quad (3.95)$$

La scelta di R_1 determinerà il consumo di potenza dell'amplificatore cascode. Verrà determinato inoltre il valore di R_2 che sarà A volte più grande di R_1 . La scelta di R_1 deve inoltre fare sì che il rumore termico ad essa associato sia trascurabile. In Tab. 3.6 sono riportati i valori delle grandezze geometriche ed elettriche dei transistori del folded cascode per la scelta di $R_1 = 400\ \Omega$. In Tab. 3.7 sono inoltre riportati i valori delle grandezze geometriche per il circuito di controllo di modo comune.

Osservazione 4 — Il dimensionamento dello stadio folded cascode è stato fatto in modo da imporre un determinato g_m ai transistori $M_{1,2}$, $M_{3,4}$ ed $M_{5,6}$. Dal momento che si è determinata anche la corrente I_0 risultano fissati i rapporti tra le grandezze geometriche W_i/L_i : tuttavia tali rapporti possono essere ottenuti con aree W_iL_i qualsiasi. Queste hanno comunque un limite inferiore dato dal rumore flicker e dall'offset. In particolare dalle simulazioni Monte Carlo è risultato preponderante l'offset dovuto alla coppia $M_{3,4}$; questo ha portato alla scelta delle aree dei transistori in questione. ■

⁹Si noti che la scelta di V_{OV1} comporta anche la determinazione di $V_{ic,opt}$, dato che V_{OV3} è già noto dal dimensionamento del buffer. Si veda Tab. 3.3.

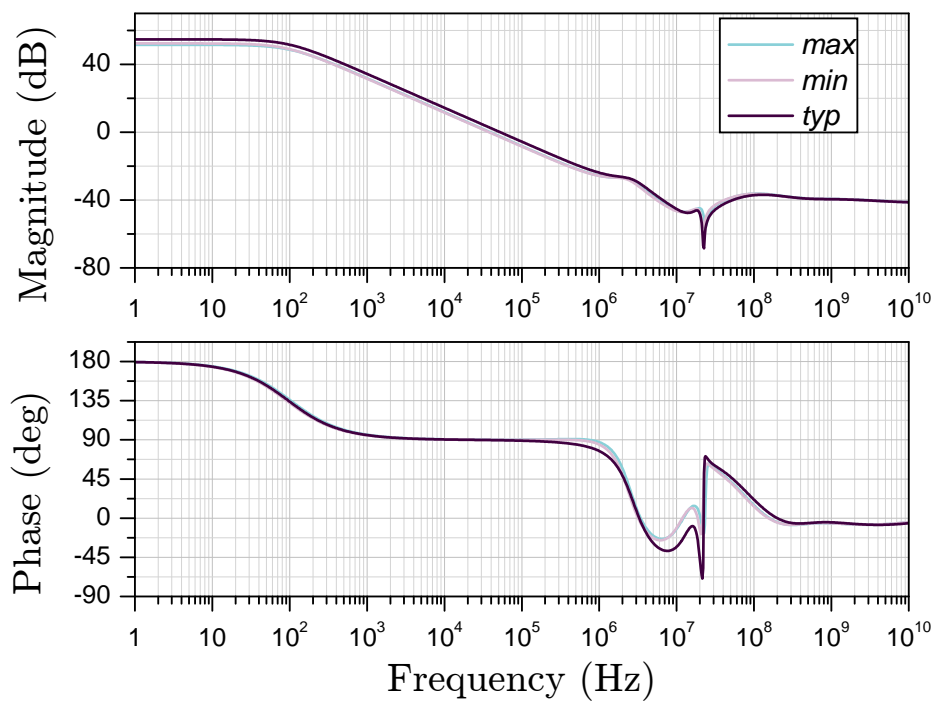


Figura 3.22: Andamento in frequenza del βA (modulo e fase) del CMFB scomposto secondo lo schema di Fig. 3.15. ($C_c = 20$ pF).

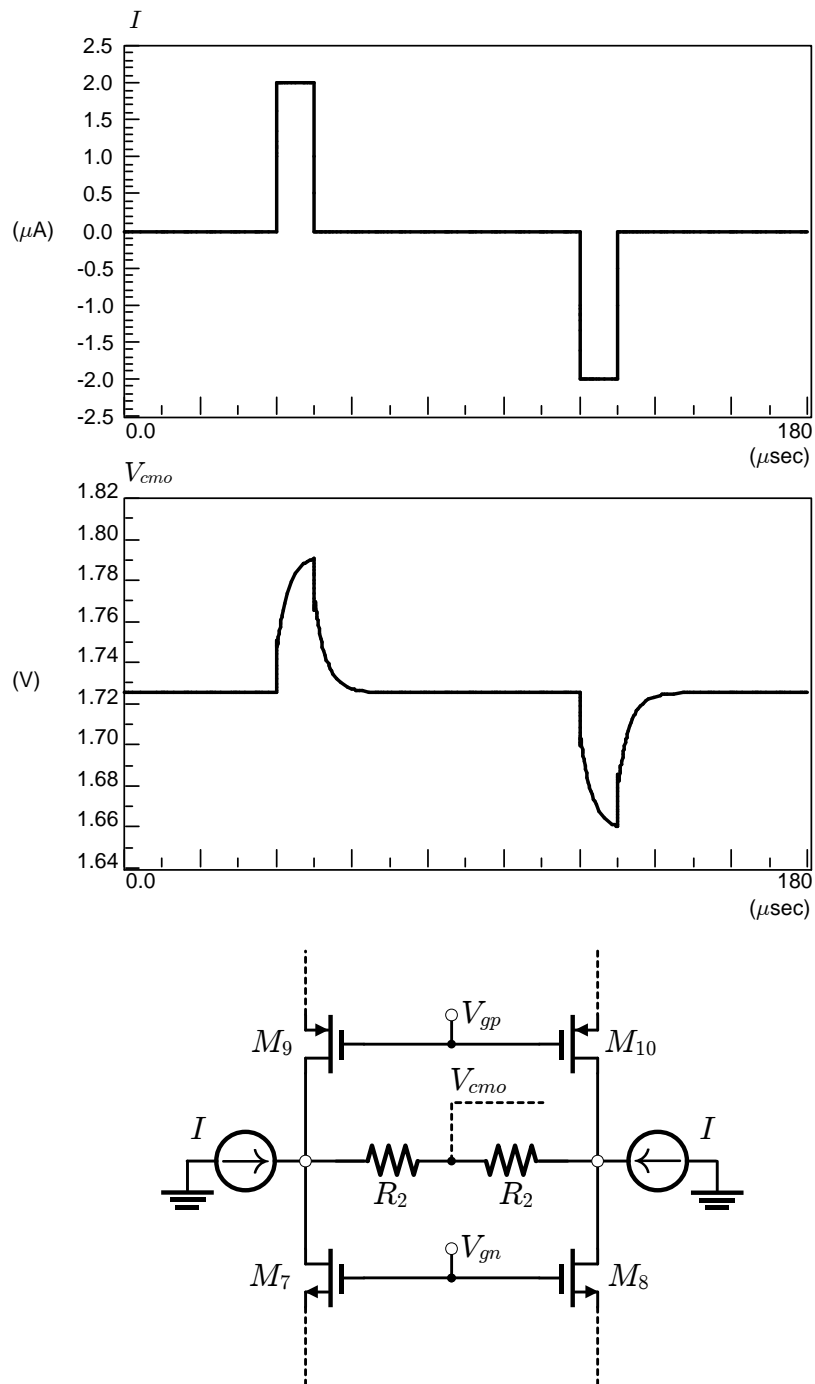


Figura 3.23: Transitorio della tensione di modo comune di uscita, V_{cmo} , stimolando con correnti impulsive di ampiezza di $2 \mu\text{A}$ a modo comune.

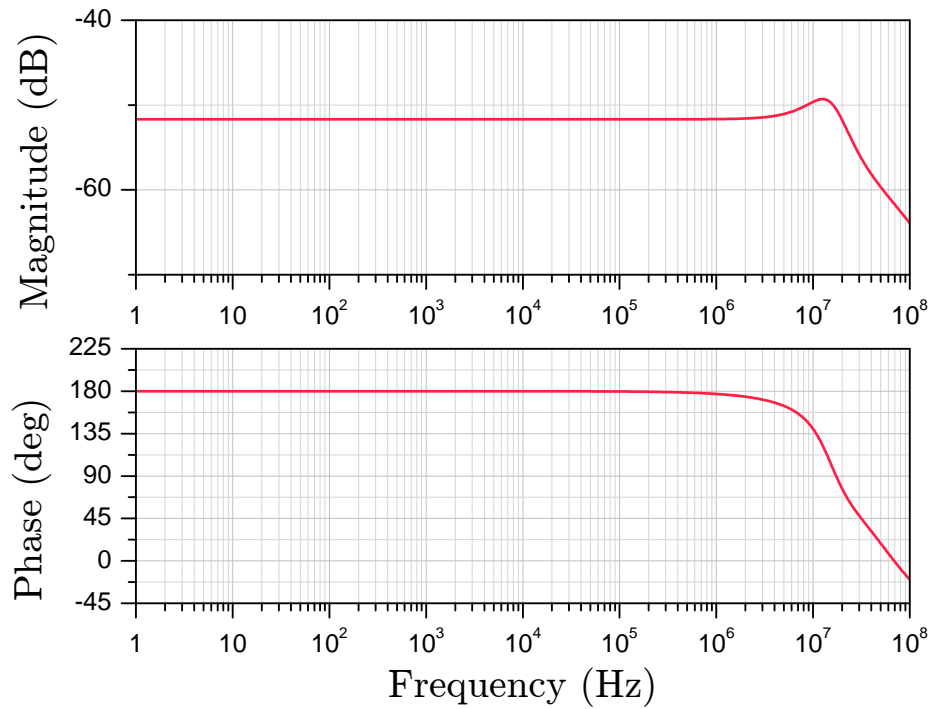


Figura 3.24: Risposta in frequenza del circuito pilotato con generatori di segnale ideali (con resistenza interna nulla) e considerando il segnale di uscita prima del demodulatore X_2 ; si osservi che la banda è estesa fino ad alcuni MHz, convalidando l'ipotesi per la quale la banda del sistema è data dal polo di ingresso ω_{in} . Questo risultato è stato ottenuto grazie al particolare posizionamento dei modulatori di uscita come esposto nella sezione 3.5.

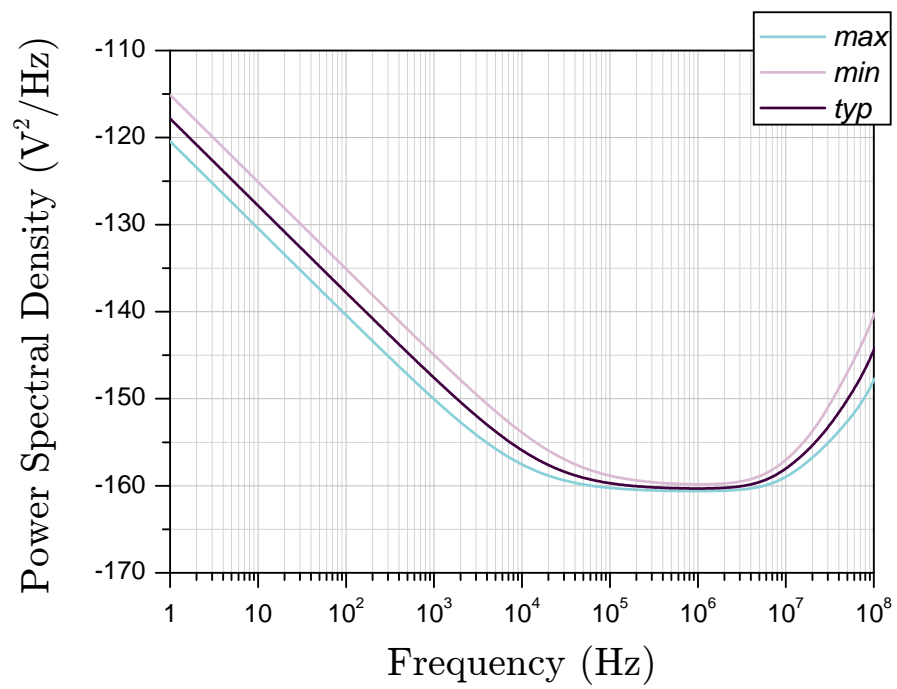


Figura 3.25: Densità spettrale di rumore riferita all'ingresso di tutto il circuito, nei casi *max*, *min* e *typ*.

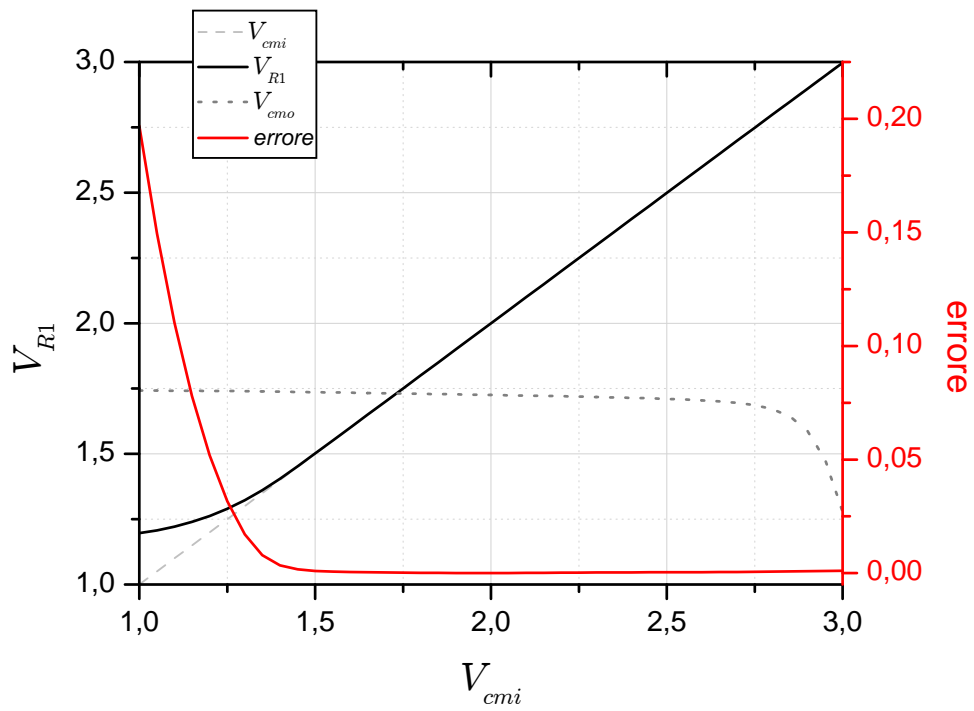


Figura 3.26: Dinamica di ingresso di modo comune. Sono riportate: la tensione V_{R1} ai capi di R_1 in funzione della tensione di modo comune di ingresso V_{cmi} , l'errore calcolato come $|V_{R1} - V_{cmi}|/V_{cmi}$, e la tensione di modo comune di uscita V_{cmo} . È stato determinato il valore $V_{ic,opt} = 2\text{ V}$.

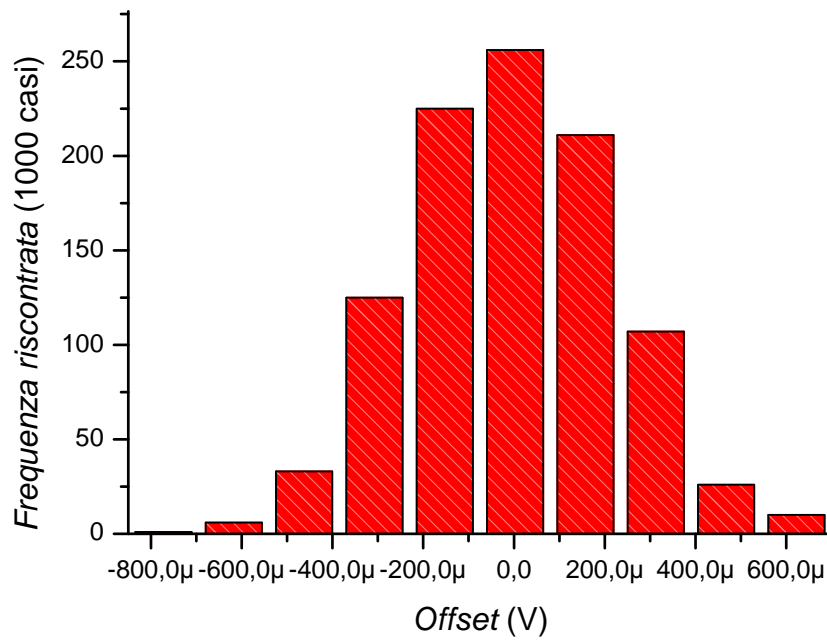


Figura 3.27: Grafico di frequenza della tensione di offset (circuito statico) su 1000 casi simulati. $\sigma_{os} = 225,768 \mu V$.

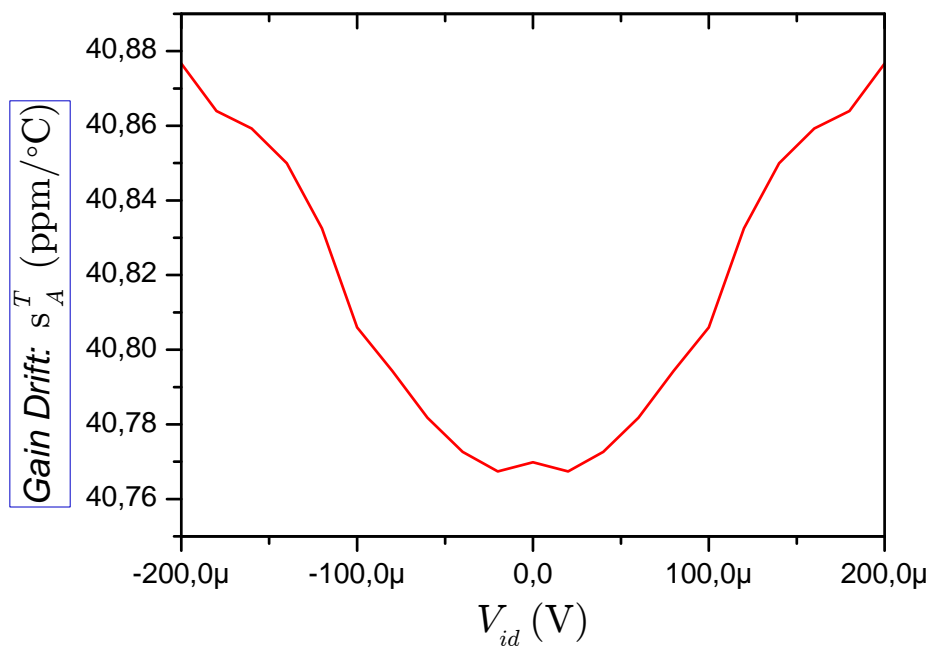


Figura 3.28: Sensibilità del guadagno rispetto alla temperatura in funzione del segnale differenziale di ingresso, in parti per milione (ppm):

$$s_A^T = \frac{1}{A} \frac{\Delta A}{\Delta T}.$$

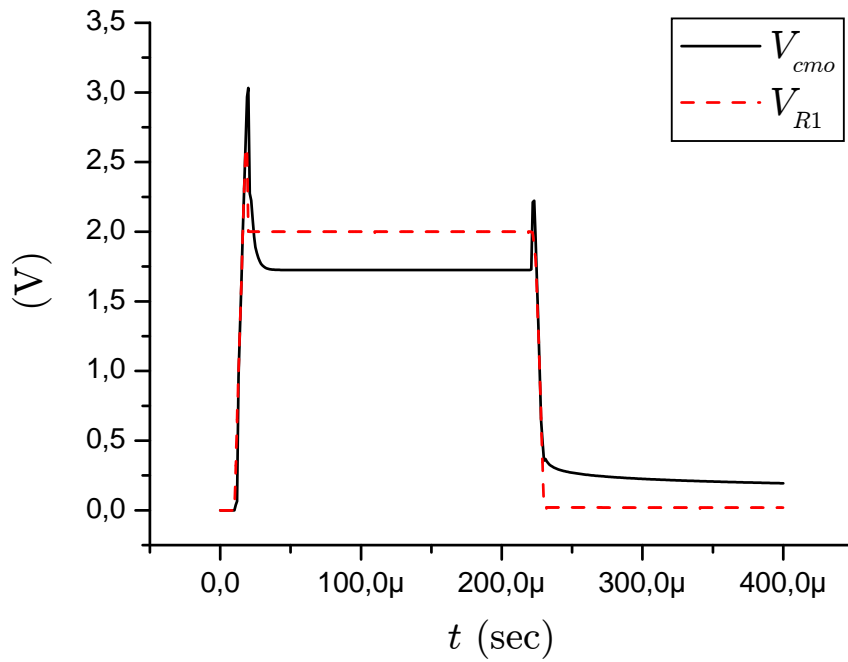


Figura 3.29: Simulazione in transitorio di *power on* e *power off*.

Tabella 3.6: Dimensionamento dell'amplificatore folded cascode.

	W [μm]	L [μm]	m	g_m [mA/V]	V_{OV} [mV]
$M_{1,2}$	70	0.7	4	1.5	106
$M_{3,4}$	8.75	40	32	0.95	370
$M_{5,6}$	54	5	4	0.27	460
$M_{7,8}$	35	1	2		
$M_{9,10}$	120	1	2		

Tabella 3.7: Dimensionamento del circuito di controllo di modo comune.

	W [μm]	L [μm]	m
M_a	30	2	4
M_b	8.75	40	8

Capitolo 4

Progetto del filtro di uscita

4.1 Filtri Gm/C

L'idea di poter separare le componenti spettrali di un segnale, ad esempio le componenti utili da quelle indesiderate, nasce con l'idea stessa di segnale, ed in effetti la quantità di letteratura riguardante le tecniche di filtraggio e la progettazione di filtri è molto estesa, essendosi accumulata fin dalle prime applicazioni dell'elettronica.

Un filtro è un bipolo lineare caratterizzato da una funzione di trasferimento $T(s) = V_o(s)/V_s(s)$, esprimibile tramite il rapporto di due polinomi in s : il grado del polinomio denominatore, N , determina l'ordine del filtro, le cui N radici complesse sono i poli del sistema.

Storicamente i primi filtri costruiti consistevano in reti passive *RLC* e *RLCM*, ancora in uso per applicazioni a radio-frequenza. L'impiego di induttori, anche esterni, per applicazioni a medie e basse frequenze, risultano generalmente di valore elevato e troppo ingombranti rispetto alle dimensioni tipiche di un circuito integrato. Possono inoltre presentare caratteristiche marcate di non linearità, oltre che costituire una fonte di inquinamento elettromagnetico¹.

¹La generazione di campi magnetici spuri di una certa entità è da evitare in quanto porterebbe l'esigenza di packages schermati. A tale complicazione corrisponde un aumento dei costi di produzione spesso incompatibile con le esigenze low-cost.

Tuttavia, reti passive RC permettono di ottenere poli disposti sul solo asse reale negativo, e non consentono di avere poli complessi coniugati. In Fig. 4.1 è mostrato il comportamento di $|T(j\omega)|$ all'aumentare di ω per due filtri passa-basso, il primo con singolarità poste sul solo asse reale negativo, il secondo avente poli complessi coniugati.

$$|T(j\omega)| \propto \frac{1}{|j\omega - s_{p1}| |j\omega - s_{p2}| \dots |j\omega - s_{pN}|} = \frac{1}{\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_N}. \quad (4.1)$$

Nel primo caso, per una qualsiasi pulsazione diversa dall'origine, si ha diminuzione del modulo della risposta in frequenza: $|T(j\omega_2)| < |T(j\omega_1)| < |T(0)|$ con $\omega_2 > \omega_1 > 0$. Nel secondo caso, invece, almeno all'interno di una certa banda si ha che l'allungamento di alcuni vettori è compensato dall'accorciamento di altri: $|T(j\omega_1)| \approx |T(0)|$, e fuori da questa banda si ha una rapida diminuzione di $|T(j\omega)|$ come nel caso precedente. Si capisce quindi che poli complessi coniugati sono indispensabili per ottenere curve che approssimino al meglio la caratteristica ideale di un filtro.

Poli complessi coniugati in una rete priva di induttori, possono essere ottenuti con l'utilizzo di amplificatori operazionali (*Op-Amp*) in reazione. Applicando il teorema di scomposizione [32] al circuito di Fig. 4.2 è possibile scrivere la funzione di trasferimento globale come composizione di funzioni di rete di complessità inferiore:

$$T(s) = \frac{\alpha(s)A(s)}{1 - \beta(s)A(s)} + \gamma(s). \quad (4.2)$$

I poli di $T(s)$, proprietà della rete, sono composti dai poli di $\alpha(s)$, $\gamma(s)$ e dalle radici di $1 - \beta(s)A(s)$; non intervengono invece i poli di $A(s)$ in quanto si elidono tra numeratore e denominatore. Alcuni dei poli detti, poi, possono elidersi con gli zeri del numeratore:

$$s_{pT} \in \{s_{p\alpha}, s_{p\gamma}, \text{rad}(1 - \beta A)\}. \quad (4.3)$$

Scegliendo un taglio di scomposizione tale da far coincidere V_p con gli ingressi dell'operazionale, e se l'impedenza di uscita Z_o è trascurabile, allora $\gamma = 0$. Per determinare le funzioni di rete $\alpha(s)$ e $\beta(s)$ si procede considerando

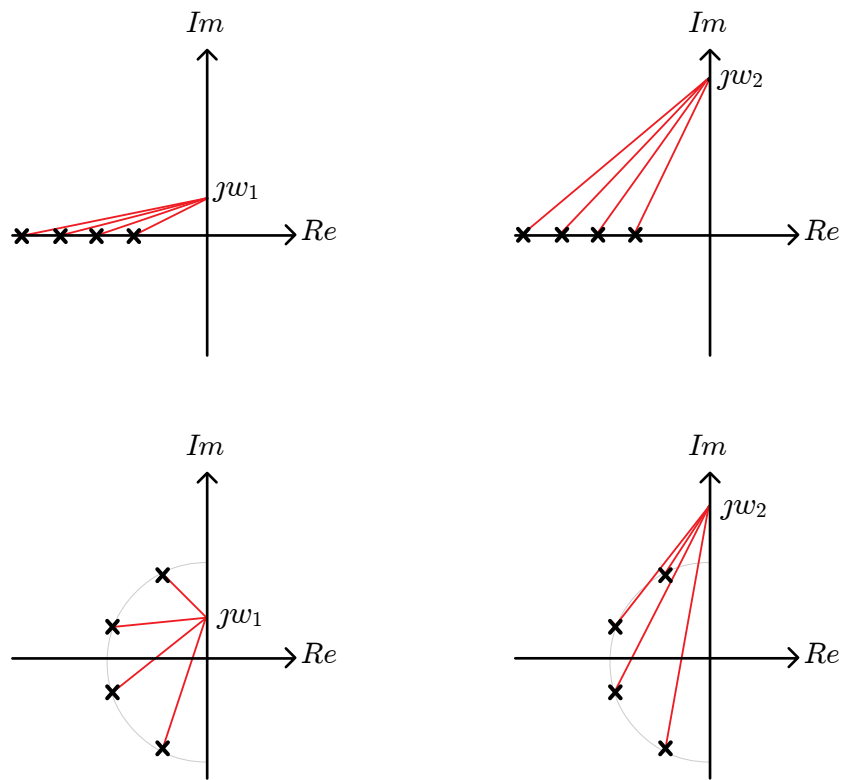


Figura 4.1: Disposizione dei poli sul piano complesso per due filtri passa-basso del quarto ordine e comportamento dei λ per due pulsazioni ω_1, ω_2 .

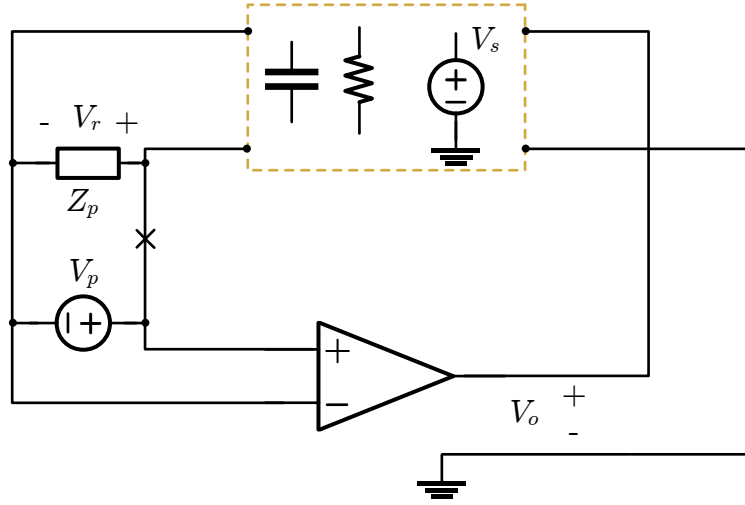


Figura 4.2: Amplificatore operazionale reazionato su una generica rete passiva RC . Si osservi che coincidono $V_p \equiv V_{in}$, $Z_p \equiv Z_{in}$, e che se $Z_o = 0$ allora $\gamma = 0$.

spento l'amplificatore ($V_p = 0$) e sollecitando il sistema alternativamente con due generatori indipendenti, rispettivamente V_s e V_o . Poiché questi intervengono sulla stessa rete di retroazione (passiva), si ottiene $\{s_{p\alpha}\} \equiv \{s_{p\beta}\}$ portando all'elisione degli $\{s_{p\alpha}\}$ nella (4.3). Dalle considerazioni fatte $s_{pT} \equiv \{\text{rad}(1 - \beta A)\}$, ovvero

$$\beta(s_{pT}) = \frac{1}{A(s_{pT})}. \quad (4.4)$$

Nell'intervallo di pulsazioni ad alto guadagno, $|A(s)| \gg 1$, l'equazione si riduce a $\beta(s_{pT}) = 0$, ovvero si stanno cercando gli zeri di $\beta(s)$; la stessa conclusione si ottiene osservando che nello stesso intervallo la funzione di trasferimento si riduce a:

$$T(s) \cong -\frac{\alpha(s)}{\beta(s)}, \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} s_{zT} \equiv s_{z\alpha} \\ s_{pT} \equiv s_{z\beta} \end{cases}. \quad (4.5)$$

Ora, poiché una rete RC può avere poli sul solo asse reale negativo, ma zeri su tutto il piano di Gauss, $T(s)$ può avere singolarità complesse coniugate. Il

principio descritto sta alla base del funzionamento delle celle di Sallen-Key, Deliyannis [33], e filtro di Friend [34], ideate fin dalla metà degli anni '50.

É inoltre possibile simulare il comportamento di un bipolo induttivo sempre tramite l'uso di amplificatori operazionali reazionati [35, 36, 37]: uno degli schemi più efficienti è il GIC (*General Impedance Converter*) di Antoniou [38, pp. 1112-1119]. Un'altra famiglia di filtri Op-Amp RC, specializzati per realizzare funzioni di trasferimento del secondo ordine, utilizza due o tre Op-Amp in cascata opportunamente reazionati; uno degli schemi più versatili è il biquad Tow-Thomas feed-forward. Le soluzioni a GIC e a più amplificatori operazionali sono molto versatili e performanti, sono infatti caratterizzate da bassa sensibilità² rispetto alle imperfezioni dei componenti ed è possibile ottenere alti valori di Q (fattore di qualità del filtro). Il costo da pagare per questo incremento di prestazioni è naturalmente il consumo di potenza. Inoltre, per applicazioni a bassa frequenza, le singolarità sono inversamente proporzionali al prodotto RC , è impossibile pensare di realizzare filtri attivi RC in forma monolitica. Tipicamente, valori di R e C considerati integrabili, non superano rispettivamente le centinaia di $k\Omega$ e le decine di pF , imponendo ad esempio, in un filtro low-pass, un limite inferiore alla frequenza di taglio dell'ordine delle decine di kHz .

Il panorama descritto è reso ancora più complicato dal contemporaneo sviluppo delle tecniche di elaborazione digitale dei segnali, filtraggio compreso. I vantaggi del dominio digitale, legati all'astrazione rappresentativa di una grandezza (valori logici booleani), sono la robustezza rispetto ai disturbi, ed in molti casi il basso consumo energetico. Tutti fattori che si sposano con lo sviluppo della tecnologia CMOS VLSI, ad altissima densità di integrazione.

Tuttavia qualsiasi sistema digitale si interfaccia con il mondo fisico, co-

²In inglese *sensitivity*; La sensibilità di una grandezza x rispetto alle variazioni di una grandezza y viene tipicamente definita come

$$s_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x}.$$

stituito da quantità “analogiche”, e deve quindi ricorrere a circuiti analogici che svolgano il ruolo di “guscio” tra le quantità fisiche e le loro rappresentazioni digitali. Si pensi per esempio ai filtri antialiasing preposti ad un sistema per rendere i segnali di ingresso a banda limitata, e in uscita, ai filtri di ricostruzione. Entrambi non possono che essere tempo continui.

Per la precisione i filtri tempo continui sono solo un sottoinsieme dei filtri analogici³. Negli anni '70 si sono sviluppate tecniche di filtraggio sui dati campionati le quali operano non sulle rappresentazioni del segnale campionato (come nei filtri digitali), ma sui campioni stessi. L'approccio meglio conosciuto è quello dei filtri a *switched capacitors* (o filtri SC), i quali utilizzano Op-Amp, condensatori e interruttori elettronici (pass gate o pass transistor).

Un condensatore C' , connesso a due nodi tramite interruttori comandati in controfase da un segnale di periodo T_{ck} , può essere schematizzato come un resistore R di valore T_{ck}/C' . In prima approssimazione, per segnali con banda $B_s \ll 1/T_{ck}$, si ha quindi che un filtro SC è analogo ad un filtro attivo RC dove, se per il secondo le singolarità sono proporzionali a $1/RC$, nel primo le singolarità sono proporzionali a C'/CT_{ck} ⁴; si rendono palesi i vantaggi dati dai filtri SC:

- *Singolarità anche a basse frequenze* fissando opportunamente il rapporto C'/C ; si prenda per esempio un applicazione audio con $\tau = 10^{-4}$ s. Utilizzando un filtro attivo RC, è possibile porre $C = 100$ pF ed $R = 1$ M Ω , valori ai limiti dell'integrabilità; lo stesso τ può essere ottenuto in un filtro SC con $C' = 0.1$ pF e $C = 1$ pF⁵.

³Un sistema analogico opera con grandezze la cui ampiezza può assumere un insieme continuo di valori, tali grandezze sono funzioni di una variabile, il tempo, continuo o discretizzato (campionato).

⁴La condizione $B_s \ll 1/T_{ck}$ non è affatto necessaria, la banda del segnale deve soddisfare la condizione, meno stringente, data dal teorema di Nyquist $B_s \ll 1/2T_{ck}$. In fase di analisi e di progetto vengono sfruttate le tecniche tipiche dei sistemi discreti, come la *trasformata Z*.

⁵Si osservi anche il comportamento rispetto al rumore dove è da confrontarsi $v_{nR} = \sqrt{4KTRB_s} = \sqrt{4KTR/\tau}$ con $v_{nC'} = \sqrt{KT/C'}$.

- *Tuning elettronico delle singularità* tramite il controllo di T_{ck} .
- *Matching* affidabile, affidato ad un rapporto tra grandezze:

$$\Delta \left(\frac{C'}{C} \right) = \frac{C}{C'} \left(\frac{\Delta C'}{C'} - \frac{\Delta C}{C} \right). \quad (4.6)$$

- *Stabilità con la temperatura ed il livello di segnale*, infatti i coefficienti di temperatura e di tensione non sono correlati nei filtri attivi RC, infatti resistori e condensatori sono componenti di natura diversa: ciò causa la variazione delle costanti di tempo con la temperatura ed il livello del segnale [39].

Tutte le caratteristiche enunciate hanno fatto sì che i filtri SC rappresentino attualmente la scelta privilegiata in sistemi audio; tuttavia non sono esenti da alcuni difetti, primo fra tutti la necessità del filtro anti-aliasing preposto all'ingresso, la necessità di amplificatori operazionali ad alto GBW *gain-bandwidth product*, infatti la durata del transitorio durante le commutazioni limita la massima frequenza f_{ck} e la massima banda dei segnali trattabili.

A partire da metà degli anni '80 si pose la questione [40] se si potesse impiegare soltanto condensatori e transduttori come unici elementi di un filtro attivo, da cui deriva la denominazione di filtri Gm/C.

L'elemento base è il transduttore (Fig. 4.3), ossia una cella che produce in uscita una corrente I_o proporzionale alla tensione in ingresso V_i , secondo la seguente relazione,

$$I_o = G_m V_i \quad (4.7)$$

dove G_m è la transconduttanza della cella. Per la precisione la legge riportata si riferisce ad un transduttore unipolare, possiamo riportare le relazioni riguardanti un transduttore differenziale:

$$I_o = G_m (V_i^+ - V_i^-), \quad (4.8)$$

ed un transduttore fully differential:

$$I_{o1} - I_{o2} = G_m (V_{i1} - V_{i2}) \quad (4.9)$$

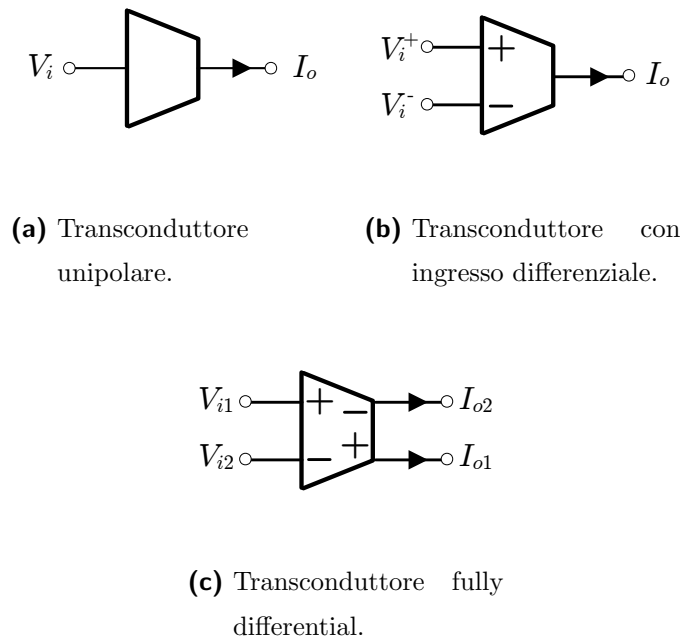


Figura 4.3: Simboli circuitali di transconduttori.

Il transconduttore ideale (con ingresso differenziale ed uscita unipolare) può essere approssimato utilizzando un amplificatore operazionale transconduttivo (*Operational Transconductance Amplifier, OTA*) il quale presenta la relazione lineare tra ingresso e uscita, tipica del transconduttore, solo in un limitato range di ingresso. Per la precisione un OTA è un amplificatore transconduttivo analogo ad un amplificatore operazionale ma con uscita in corrente. In letteratura spesso non viene fatta alcuna distinzione tra OTA e transconduttore, tuttavia è importante sottolineare alcune sostanziali differenze: un transconduttore deve rispettare la legge lineare riportata nell'equazione (4.8) per un ampio range delle tensioni di ingresso, ed inoltre la transconduttanza deve avere un valore ben determinato. Questi aspetti contraddistinguono le destinazioni d'uso degli OTA rispetto a quelle dei transconduttori; i primi lavorano tipicamente in una configurazione reazionata (per cui gli ingressi operano in cortocircuito virtuale fin tanto che $|\beta A(j\omega)| \gg 0$), mentre i secondi devono poter lavorare anche ad anello aperto. Il problema fondamentale della progettazione di tali filtri si sposta quindi sulla progettazione del transconduttore. Accenneremo in seguito agli approcci utilizzati per la realizzazione di transconduttori in tecnologia CMOS.

Rispetto ai convenzionali filtri attivi RC, i filtri Gm/C presentano alcuni vantaggi come la controllabilità dei parametri (generalmente G_m è regolabile tramite una corrente detta corrente di tuning), l'integrabilità del circuito senza componenti esterni, e la possibilità di operare a frequenze più alte in quanto non è necessario compensare internamente i transconduttori [41, p. 269] e non si deve rispettare il limite imposto dalla validità dell'ipotesi di cortocircuito virtuale.

4.2 Transconduttori lineari

Esistono due approcci per realizzare transconduttori lineari in tecnologia CMOS. I transconduttori con in ingresso differenziale si basano su coppie di transistori, i quali possono operare in *zona lineare (triode)* o in *zona attiva*

(*saturazione*). Non verranno qui esposti i transconduttori realizzati con transconduttori in zona triodo dato che per questo tipo di transconduttori sono richiesti complessi schemi di polarizzazione che possono portare ad una riduzione della dinamica di ingresso. Ricordiamo che nel nostro caso è di grande importanza la dinamica di ingresso D_{in} , infatti

$$D_{in} > A(V_{in,max} + V_{os,A}) + V_{os,lp}, \quad (4.10)$$

D_{in} deve “coprire” il segnale di ingresso (proveniente dallo stadio chopper di amplificazione inclusivo di offset modulato e segnale di ingresso) e l’offset stesso del filtro $V_{os,lp}$. Il problema può anche essere letto nel seguente modo: si desidera ottenere una D_{in} più ampia possibile in modo da poter massimizzare il guadagno A dell’amplificatore chopper. Ciò naturalmente è importante per poter rendere piccoli sia il rumore in banda in banda base, sia l’offset, riferiti in ingresso e dovuti agli stadi successivi al primo.

Transconduttori con transistori in zona attiva. Consideriamo inizialmente una coppia differenziale con source accoppiato. Questa costituisce tipicamente la sezione di ingresso di un OTA, è possibile ricavare per la differenza delle correnti di drain, assumendo il modello parabolico, la seguente espressione [21, pp. 63,64]:

$$I_{d1} - I_{d2} = I_0 \frac{V_{id}}{V_0} \sqrt{2 - \frac{V_{id}^2}{V_0^2}}, \quad (4.11)$$

dove sono state introdotte le seguenti grandezze: I_0 corrente di polarizzazione della coppia differenziale, $V_0 = \sqrt{2I_0/\beta} = \sqrt{2}V_{OV}$. Il valore della transconduttanza calcolata per tensione differenziale nulla è $G_{m0} = \sqrt{2}I_0/V_0$

Si osserva dal grafico di Fig. 4.4 che per avere un errore di non linearità inferiore al punto percentuale (inferiore a -40 db), occorre che $|V_{id}| < 0.2V_0$. Quindi se si vuole un tale errore con un segnale differenziale di 0.5 V occorre imporre l’overdrive dei transistori di ingresso pari a 10 V; valore, questo, oltre il range di tensioni di alimentazione per un tipico circuito integrato.

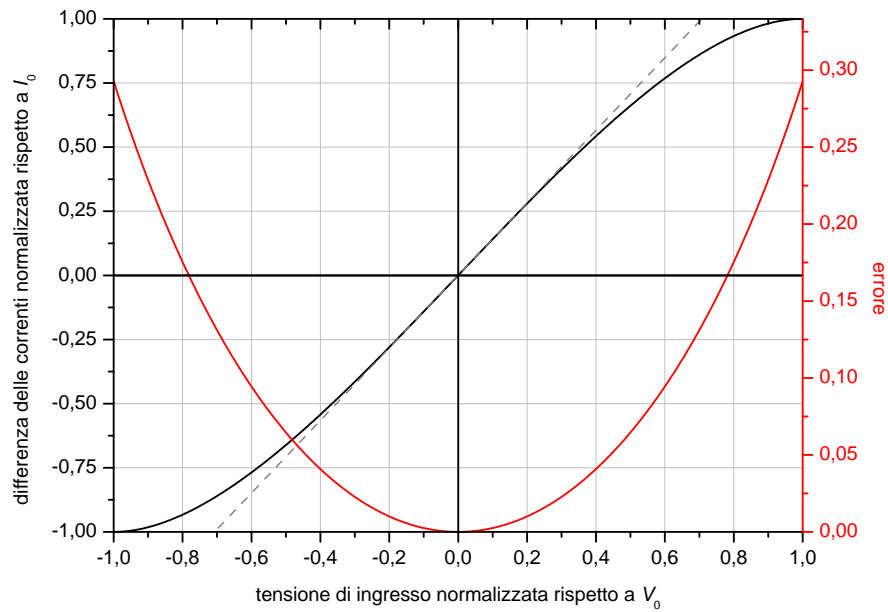


Figura 4.4: Andamento della differenza delle correnti di drain normalizzata rispetto alla corrente di polarizzazione I_0 in funzione della tensione differenziale applicata agli ingressi anch'essa normalizzata rispetto a $V_0 = \sqrt{2}V_{OV}$. È inoltre riportato l'errore rispetto all'andamento lineare ($I_{d1} - I_{d2} = G_{m0}V_{id}$).

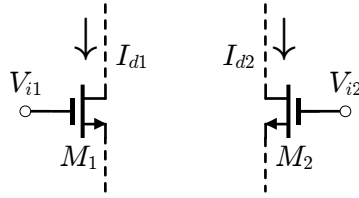


Figura 4.5: Coppia di MOSFET.

Si rendono necessarie alcune tecniche di linearizzazione dei transistori che verranno ora esposte.

Un metodo molto diffuso per realizzare un transconduttore che utilizza transistori polarizzati in zona di saturazione è quello di mantenere costante la somma delle tensioni gate-source dei transistori di ingresso. Facendo riferimento ai transistori di Fig. 4.5, si può infatti scrivere

$$\begin{aligned} I_{d1} - I_{d2} &= \frac{\beta}{2} (V_{gs1} - V_t)^2 - \frac{\beta}{2} (V_{gs2} - V_t)^2 \\ &= \frac{\beta}{2} (V_{gs1} + V_{gs2} - 2V_t) (V_{gs1} - V_{gs2}) \end{aligned} \quad (4.12)$$

per cui la differenza delle correnti dipende linearmente dalla differenza delle tensioni gate-source, legata al segnale di ingresso, se il termine $V_{gs1} + V_{gs2}$ viene mantenuto costante.

Si osservi che solo la differenza delle correnti di drain dipende linearmente dall'ingresso, mentre le singole correnti non presentano questa caratteristica: si intuisce quindi che una non perfetta sottrazione delle correnti dà origine a termini di distorsione.

Esistono diversi modi per fare in modo che la somma delle tensioni gate-source dei transistori di ingresso si mantenga costante. Esporremo due dei metodi più diffusi: il primo fa uso di un'ulteriore coppia di transistori in configurazione di *source follower*, mentre il secondo impiega una coppia *pseudo-differenziale*.

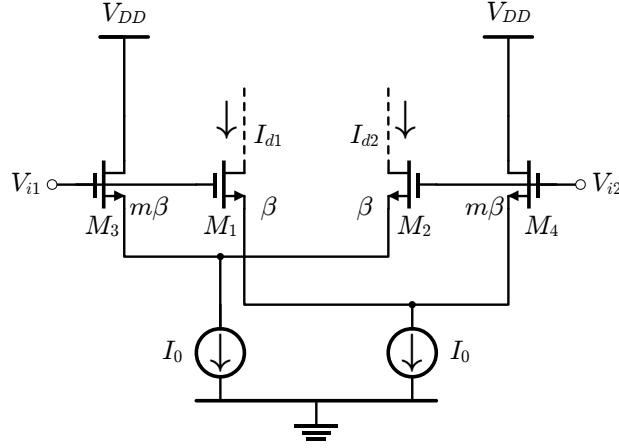


Figura 4.6: Transconduttore che impiega source follower per estendere il range lineare della dinamica di ingresso.

Somma delle tensioni di gate-source costante tramite l'impiego di source follower. Si consideri lo schema di Fig. 4.6, dove i transistori $M_{3,4}$ sono m volte più larghi dei transistori $M_{1,2}$; questo implica che sono attraversati da una corrente m volte maggiore. Quindi $I_{d3} \gg I_{d2}$ e $I_{d4} \gg I_{d1}$, ovvero $I_{d3} \cong I_0$ e $I_{d4} \cong I_0$, inoltre

$$V_{GS3} = V_{GS4} = V_t + \sqrt{\frac{2I_0}{m\beta}}. \quad (4.13)$$

Si ha

$$\left. \begin{aligned} V_d &= V_{GS3} - V_{gs2} \\ V_d &= V_{gs1} - V_{GS4} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{cases} V_{gs1} + V_{gs2} = V_{GS3} + V_{GS4} \\ V_d = \frac{V_{gs1} - V_{gs2}}{2} \end{cases} \quad (4.14)$$

sostituendo le relazioni appena trovate nell'equazione (4.12) si ottiene

$$I_{d1} - I_{d2} = \sqrt{\frac{8\beta I_0}{m}} V_d, \quad (4.15)$$

dove si osserva che la transconduttanza G_m è pari al termine $\sqrt{8\beta I_0/m}$. Le approssimazioni fatte sono valide per $m \gg 1$, implicando che i source follower siano attraversati da una grande corrente di polarizzazione, provocando una notevole dissipazione di potenza. Esiste anche una versione modificata

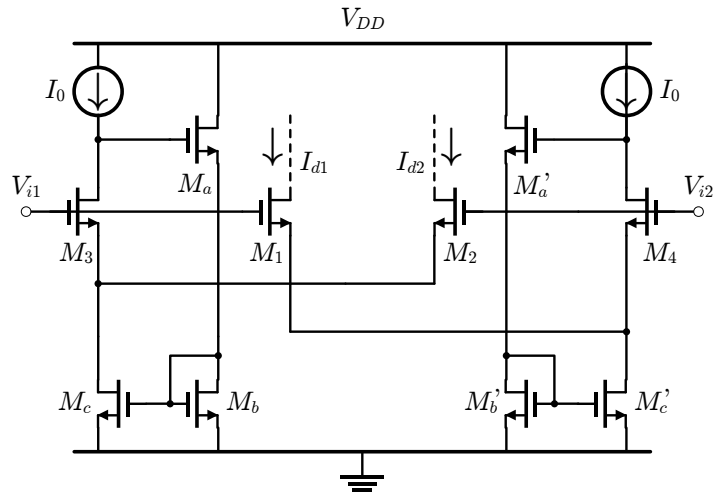


Figura 4.7: Transconduttore modificato.

di questo transconduttore, dove la corrente di $M_{3,4}$ viene mantenuta costante tramite un loop di reazione negativa analogo a quello presente in uno specchio di Wilson (Fig. 4.7).

I transistori $M_{a,b,c}$ servono per specchiare la corrente I_0 di polarizzazione nei due rami di ingresso attraverso un percorso reazionato che può essere spiegato qualitativamente come segue. Se la corrente di M_3 è minore di I_0 allora sul drain di M_3 non si ha il bilancio delle correnti e la differenza $I_0 - I_{D3}$ finisce sulle capacità parassite aumentando la tensione di gate di M_a e di conseguenza aumentando anche la corrente I_{D_a} , la quale viene specchiata da $M_{b,c}$, provocando l'aumento della corrente di M_1 fino a quando non si raggiunge una situazione di equilibrio, che può esistere solo per $I_0 = I_{D1}$. Il vantaggio che si ha in questo caso è che la corrente statica che attraversa $M_{3,4}$ è confrontabile con quella che attraversa $M_{1,2}$, in tal modo si può evitare correnti eccessivamente grandi nel circuito. Tuttavia per la corretta polarizzazione del circuito occorre che I_0 si mantenga fissa indipendentemente dal valore della tensione di gate di M_a . Se invece I_0 diminuisce anche leggermente all'aumentare di V_{G_a} , come accade se I_0 viene prodotta da un transistor M_0 sezione di uscita di uno specchio (p) semplice,

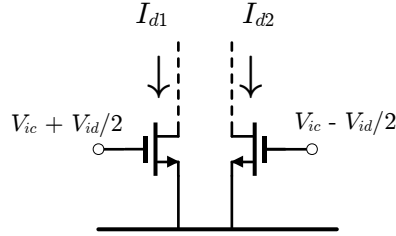


Figura 4.8: Coppia pseudo differenziale.

allora il punto di riposo del circuito può sussistere anche con M_0 in zona lineare: infatti il percorso di reazione cerca di imporre $I_{D0} = I_{D1}$, ma non c'è nessun vincolo per la tensione V_{G_a} , che equivale alla $V_{D_{S0}}$ in modulo e può ridursi fino a verificare la condizione $|V_{D_{S0}}| \leq |V_{G_{S0}} - V_t|$. Il problema della corretta polarizzazione dei transistori si ripercuote sul poter fissare un preciso G_m : sufficientemente insensibile alle variazioni dei modelli circuitali ed alle variazioni di temperatura. Un modo per evitare questo inconveniente è utilizzare una configurazione cascode in luogo di uno specchio semplice, questo però va a detrimento della dinamica di ingresso del transconduttore.

Transconduttori basati su coppie pseudo-differenziali. Un metodo, generalmente utilizzato in applicazioni di alta frequenza, è quello di utilizzare una coppia di transistori in configurazione common source pilotati da una tensione differenziale bilanciata Fig. 4.8.

Per cui abbiamo

$$\left. \begin{array}{l} V_{gs1} = V_{ic} + V_{id}/2 \\ V_{gs2} = V_{ic} - V_{id}/2 \end{array} \right\} \implies \begin{cases} V_{gs1} + V_{gs2} = 2V_{ic} \\ V_{gs1} - V_{gs2} = V_{id} \end{cases} \quad (4.16)$$

sostituendo le relazioni appena trovate nell'equazione (4.12) si ottiene

$$I_{d1} - I_{d2} = \beta (V_{ic} - V_t) V_{id}, \quad (4.17)$$

dove si osserva che il G_m di tali transconduttori è fortemente dipendente dal modo comune di ingresso della coppia. Questo implica che lo stadio

a monte del transconduttore deve imporre un modo comune V_{ic} fissato. Il vantaggio significativo che si ha in un transconduttore basato su coppia pseudo differenziale è quello di avere una dinamica di ingresso molto estesa, grazie all'assenza del generatore di polarizzazione della coppia stessa, il quale richiederebbe per il corretto funzionamento una caduta di potenziale minima ai suoi capi.

4.3 Transconduttore fully differential, pseudo differential

Specifiche adottate per il filtro. All'uscita dell'amplificatore chopper si ha un segnale differenziale bilanciato al quale si sovrappone un disturbo, principalmente di modo comune dovuto all'accoppiamento del segnale di clock tramite i demodulatori di uscita dell'amplificatore chopper.

Al segnale differenziale si sovrappone inoltre un "chopped offset", ovvero un'onda quadra dovuta alla modulazione dell'offset originario dell'amplificatore.

Sia il disturbo dovuto all'accoppiamento del clock, che l'offset modulato rappresentano segnali periodici di periodo T_{ch} , la cui componente fondamentale è alla frequenza $f_{ch} = 80$ kHz; le altri componenti frequenziali si trovano centrate sui multipli di f_{ch} . Il filtro passa basso che vogliamo realizzare ha il compito di reiettare entrambi i disturbi.

Dalle simulazioni Monte Carlo si è stimato l'offset dell'amplificatore ($3\sigma_{os,A}$) pari a $\sim 680 \mu\text{V}$ cui corrisponde un'ampiezza dell'onda quadra pari a $V_0 = 340$ mV. Sviluppando in serie di Fourier l'onda, si stima che la componente fondamentale ha un'ampiezza pari a $2V_0/\pi \cong 216$ mV. L'offset modulato, sommandosi al segnale, riduce la dinamica disponibile per quest'ultimo, impedendo l'aggiunta di successivi stadi di amplificazione. Per questo motivo si è deciso di ridurre fortemente questo disturbo mediante filtraggio.

Per l'applicazione attuale abbiamo richiesto un'attenuazione di circa un fattore 100 su tale componente, ottenibile ponendo la frequenza di taglio del filtro a $f_0 = 8$ kHz ed impiegando un filtro del secondo ordine (cella bi-

quadratica), in questo modo il disturbo risulterebbe al più dell'ordine di un centesimo della dinamica del segnale utile; un'ulteriore riduzione è affidata ad un successivo filtro di banda (10 Hz). È possibile stimare dalla (4.10) che la dinamica di ingresso del filtro deve essere dell'ordine di 500 mV, considerando sia il termine $A(V_{in,max} + V_{os,A})$, sia l'offset del filtro stesso che possiamo prevedere dell'ordine di 10 mV.

Poiché si desidera disporre di un transconduttore con dinamica di ingresso più ampia possibile, la scelta del transconduttore è ricaduta sulla topologia basata su coppie pseudo differenziali. A tale transconduttore applicheremo alcuni accorgimenti in modo da renderlo capace di reiettare, in parte, anche i disturbi impulsivi provocati dall'accoppiamento del clock e risultati dalle simulazioni avere un'ampiezza inferiore ai 10 mV.

Considerazioni sul modello parabolico. Le considerazioni svolta finora si basano sull'assunzione del modello parabolico delle correnti di drain. Poniamo $V_e = V_d/2$, e consideriamo inoltre

$$I_{d1} = I_d(V_{ic} + V_e) \quad (4.18a)$$

$$I_{d2} = I_d(V_{ic} - V_e) \quad (4.18b)$$

con $I_d()$ generica funzione; sviluppando in serie di Taylor I_{d1} e I_{d2} si ha

$$I_{d1} = I_d(V_{ic}) + \left. \frac{dI_d}{dV_e} \right|_{V_e=0} v_e + \left. \frac{d^2I_d}{dV_e^2} \right|_{V_e=0} \frac{v_e^2}{2} + o(v_e^3) \quad (4.19a)$$

$$I_{d1} = I_d(V_{ic}) - \left. \frac{dI_d}{dV_e} \right|_{V_e=0} v_e + \left. \frac{d^2I_d}{dV_e^2} \right|_{V_e=0} \frac{v_e^2}{2} + o(v_e^3) \quad (4.19b)$$

per cui la differenza

$$I_{d1} - I_{d2} = 2 \left. \frac{dI_d}{dV_e} \right|_{V_e=0} v_e + o(v_e^3) \quad (4.20)$$

dove sono nulli tutti i termini pari dello sviluppo in serie, in particolare il secondo termine. È quindi da aspettarsi, in condizioni di perfetta simmetria distorsioni solo di terza armonica e ad armoniche dispari superiori, in particolare, sostituendo il modello quadratico ($I_d \propto v_e^2$) si ha che si cancellano tutti termini della (4.20) ottenendo la relazione riportata in (4.15).

Distorsioni di ordine pari sono dovute alla non perfetta simmetria dei rami differenziali: si ottiene un offset (armonica di ordine 0) e tutte le armoniche pari, di cui la più importante è la seconda armonica. Assumendo un mismatch ϵ tra i β della coppia e considerando i modelli parabolici della corrente di drain, la (4.17) diventa

$$\begin{aligned} I_{d1} - I_{d2} &= 2\beta(V_{ic} - V_t)V_d + \frac{\beta\epsilon}{2}\left(V_{ic} - \frac{V_d}{2} - V_t\right)^2 \\ &\cong 2\beta(V_{ic} - V_t)v_d - \frac{\beta\epsilon}{4}v_d^2, \end{aligned} \quad (4.21)$$

stimolando il circuito con una cosinusoide $v_d = V_m \cos(\omega t)$, si ricava che l'ampiezza del termine a pulsazione ω è $V_m\beta(V_{ic} - V_t)$, mentre il termine a pulsazione 2ω è $V_m^2\beta\epsilon/8$, per cui si ricava un'espressione per la distorsione armonica di ordine 2, d_2 :

$$d_2 = \frac{\epsilon V_m}{8(V_{ic} - V_t)}. \quad (4.22)$$

É possibile stimare d_2 per $\omega = 2\pi f_{ch}$, considerando un errore di matching ϵ dell'ordine di un punto percentuale, $V_m = 216$ mV, $V_{ic} = 1.65$ V e $V_t \cong 0.65$ V, si ottiene un valore di d_2 pari a -71.4 dB che è un valore piccolissimo.

Tecnica per aumentare il CMRR. In un transconduttore basato su coppia pseudo-differenziale, l'amplificazione differenziale e l'amplificazione di modo comune assumono la stessa espressione. Si osservi infatti il circuito fully-differential di Fig. 4.9(b): l'amplificazione di modo differenziale $A_d = v_{od}/v_{id}$ è pari a $G_m r_o$, dove r_o è la resistenza di uscita, tuttavia anche $A_c = v_{oc}/v_{ic}$ è pari a $G_m r_o$ e questo può portare a grandi escursioni del modo comune di uscita. Infatti la soppressione di segnali di modo comune di uscita è affidata unicamente al circuito di CMFB.

Un metodo per evitare che le correnti dovute al modo comune in ingresso si richiudano sull'impedenza di uscita è quella di affiancare al transconduttore un circuito che calcola tali correnti e le sottrae ai nodi di uscita, tale circuito prende il nome di *common mode feed-forward*, *CMFF* [42]; lo schema di principio ed una possibile implementazione sono mostrate in Fig. 4.9(a).

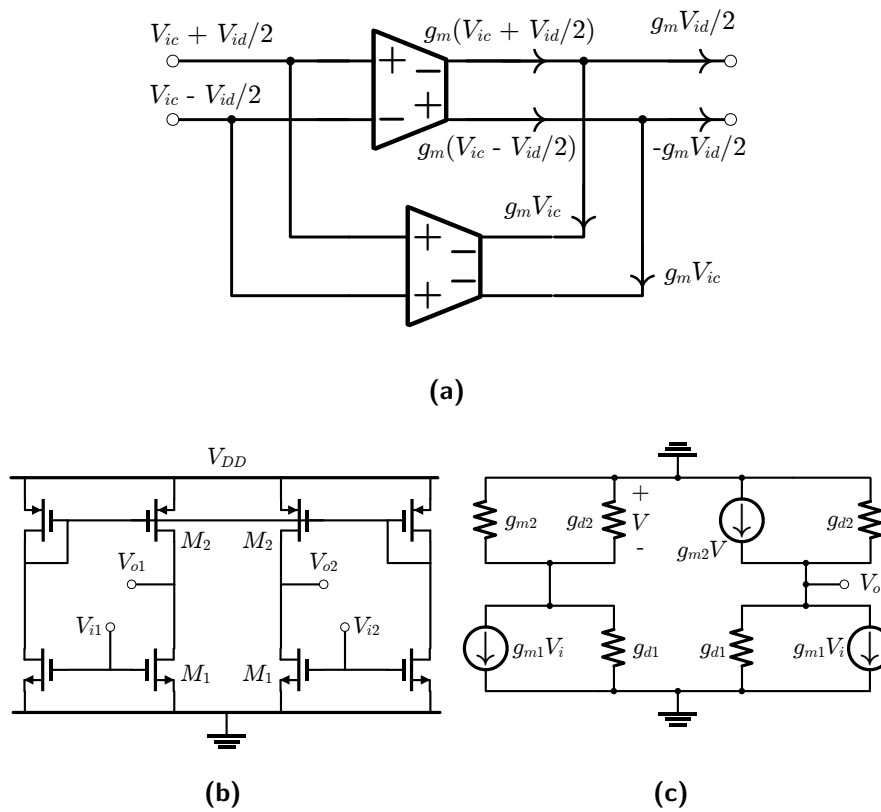


Figura 4.9: Transconduttore fully differential basato su coppia pseudo differenziale con impiego del CMFF. (a) Schema di principio. (b) Possibile realizzazione circuitale del transconduttore che impieghi il CMFF. (c) Circuito per piccolo segnale per di una delle due sezioni simmetriche.

Per calcolare A_c nel caso si impieghi il CMFF si consideri il circuito di Fig. 4.9(c) il quale rappresenta per piccolo segnale e alle basse frequenze di una delle due sezioni simmetriche del circuito di figura Fig. 4.9(b). Scrivendo le equazioni rispettivamente per il ramo di destra a di sinistra si ha

$$g_{m1}V_{ic} + (g_{m2} + g_{d2} + g_{d1})V = 0 \quad (4.23a)$$

$$g_{m1}V_{ic} + g_{m2}V + (g_{d1} + g_{d2})V_{oc} = 0 \quad (4.23b)$$

sviluppando i passaggi algebrici si ottiene

$$A_c = \frac{V_{oc}}{V_{ic}} = -\frac{g_{m1}}{g_{m2} + g_{d1} + g_{d2}} \cong -\frac{g_{m1}}{g_{m2}}. \quad (4.24)$$

4.4 Topologia del filtro passa basso biquadratico

In Fig. 4.10 è mostrato lo schema circuitale del filtro, il quale è costituito da quattro transduttori (indicati genericamente con g_m) e quattro condensatori. Questi agiscono anche come capacità di compensazione per i circuiti di controllo del modo comune di ciascun g_m .

Ricaviamo la funzione di trasferimento $T(s)$ considerando il circuito di Fig. 4.11, ponendo l'ammettenza $Y = sC_1 + g_{m2}$, si ha

$$\left. \begin{aligned} V &= -\frac{1}{Y} (g_{m1}V_i - g_{m4}V_o) \\ V_o &= -\frac{g_{m3}}{sC_2} V \end{aligned} \right\} \implies \quad (4.25)$$

$$T(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{g_{m1}}{g_{m4}}}{s^2 \frac{C_1 C_2}{g_{m3} g_{m1}} + s \frac{C_2 g_{m2}}{g_{m3} g_{m1}} + 1}$$

Ponendo $g_{m2} = g_{m3} = g_{m4} = g_m$ e $C_1 = C_2 = C$, possiamo scrivere il denominatore $D(s)$ della funzione di trasferimento come

$$D(s) = s^2 \frac{C^2}{g_m^2} + s \frac{C}{g_m} + 1, \quad (4.26)$$

dove riconosciamo la pulsazione di taglio $\omega_0 = g_m/C$ ed il fattore di qualità $Q = 1$.

Si osservi che l'amplificazione g_{m1}/g_{m4} è fissata dal rapporto di grandezze: ne beneficia in particolar modo l'insensibilità dell'amplificazione rispetto

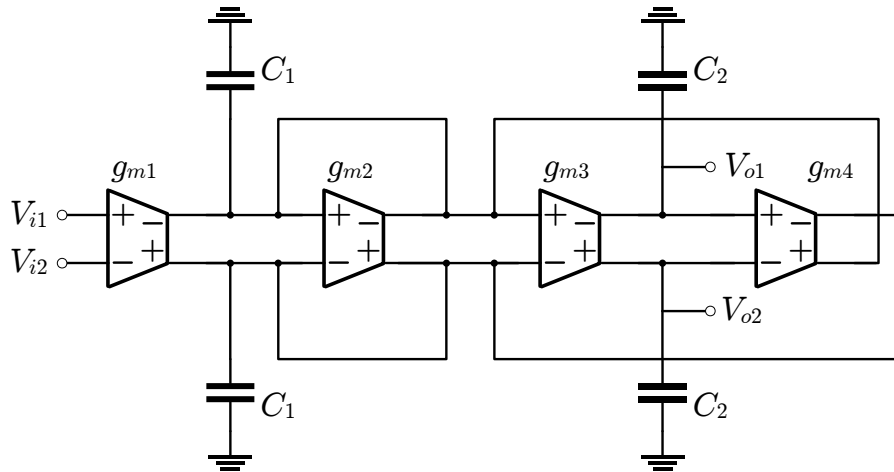


Figura 4.10: Schema circuitale del filtro Gm/C fully differential passa-basso del secondo ordine.

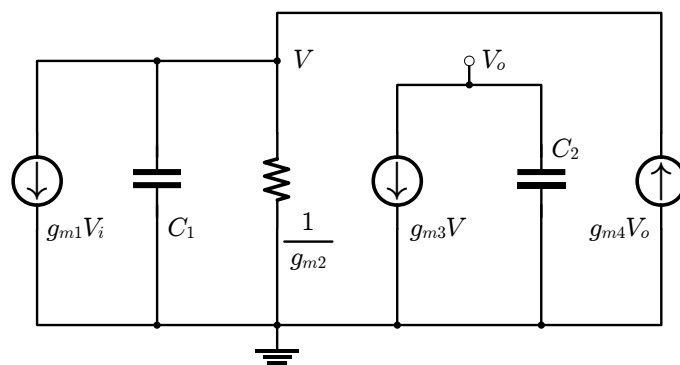


Figura 4.11: Circuito equivalente del filtro.

alle variazioni di temperatura. È stato ritenuto opportuno imporre un guadagno al filtro pari a 4 in modo da poter raggiungere un livello del segnale dell'ordine delle centinaia di mV, livello sufficiente per poter essere elaborato dagli stadi successivi. Le singularità invece non sono immuni alle variazioni di temperatura ma la loro stabilizzazione non è necessaria in quanto la banda del segnale è molto più piccola e verrà selezionata dal filtro di canale.

4.5 Dimensionamento e simulazioni

Il dimensionamento del filtro è stato fatto in modo da obbedire a due requisiti:

1. $f_0 = f_{ch}/10$ in modo da ridurre di un fattore 100 la prima componente armonica del *chopped offset*;
2. $S_{ni,lp} < S_{ni,A}$ ovvero il rumore riportato all'ingresso di tutto il sistema dovuto al filtro deve essere trascurabile, almeno nella banda del segnale.

Il primo dei requisiti fissa il valore di dato da g_m/C (equazione (4.26)), mentre il secondo vedremo che fissa le aree dei transistori.

Un metodo diretto per confrontare $S_{ni,lp}$ con $S_{ni,A}$ è quello di confrontare il rumore del filtro riportato al suo ingresso $S_{n,lp}$ con il rumore in uscita dell'amplificatore nella banda utile del segnale, $A^2 S_0 = -106$ dB. Scrivendo $S_{n,lp}$ come somma dei due contributi, termico e flicker, si ottiene

$$S_{n,lp}(f) = S_{n,lp}^{Th} + \frac{S_{n,lp}^{1/f}(1)}{f}. \quad (4.27)$$

Stimiamo l'ordine di grandezza di ciascuno dei due termini. Ponendo $C = 20$ pF, si ha dalla (4.26) $g_m = 2\pi f_0 C \cong 2 \mu\text{V}/\text{A}$, per cui

$$S_{n,lp}^{Th} = \frac{16}{3} \frac{KT}{g_m} (1 + \theta) \cong \frac{16}{3} \frac{KT}{g_m} \quad (4.28)$$

dove θ determina il “peso” dei transistori di carico in maniera del tutto analoga a quanto già detto per gli amplificatori a carichi attivi (sezione 3.2);

poiché si ottiene $S_{n,lp}^{Th} = -135.5$ dB trascureremo tale termine. Per quanto riguarda il rumore flicker deve risultare soddisfatta la disequazione

$$\frac{2NF}{WLf_{\min}} < A^2S_0 \quad (4.29)$$

dove f_{\min} è il limite inferiore di banda del segnale (consideriamo $f_{\min} = 0.1$ Hz corrispondente ad un tempo di osservazione di 10 sec). Da questa relazione è possibile stimare l'area WL dei transistori di ingresso. Affiancando questa condizione al valore di $g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_{ic} - V_t)$ è possibile ricavare singolarmente W ed L .

Si osservi che per ottenere il valore di transconduttanza richiesto, nella condizione di rumore termico trascurabile, è conveniente impiegare la topologia con coppia pseudo differenziale a PMOS (Fig. 4.12); per il processo BCD6 si ha infatti $\mu_p \cong \mu_n/3$, allora a parità di area a , rispettivamente, per una coppia NMOS e PMOS, abbiamo $a = W_n L_n$, $a = W_p L_p$ ed inoltre a parità di overdrive

$$g_{mn} = \mu_n C_{ox} \frac{W_n}{L_n} V_{OV} = \mu_n C_{ox} \frac{a}{L_n^2} V_{OV} \quad (4.30a)$$

$$g_{mp} = \mu_p C_{ox} \frac{W_p}{L_p} V_{OV} = \mu_p C_{ox} \frac{a}{L_p^2} V_{OV} \quad (4.30b)$$

ovvero

$$g_{mp} \cong \frac{\mu_n}{3} C_{ox} \frac{a}{L_p^2} V_{OV} = g_{mn} \left(\frac{L_n}{\sqrt{3}L_p} \right)^2 \quad (4.30c)$$

imponendo $g_{mn} = g_{mp}$ si ottiene $L_n \cong \sqrt{3}L_p$: ovvero a parità di DSP di rumore flicker⁶, si ottiene il valore di transconduttanza desiderato, utilizzando transistori PMOS anziché NMOS, con lunghezze ridotte di un fattore $\sqrt{3}$. Nonostante il fattore di riduzione sia poco più grande dell'unità questo non è trascurabile per lunghezze dell'ordine di $\sim 100 \mu\text{m}$ (Tab. 4.1), come quelle che si hanno in questo caso, infatti a livello di layout, mentre le larghezze di canale possono essere “impacchettate” modularizzando i transistori

⁶Si sta considerando inoltre $N_{F_p} = N_{F_n}$, per il processo tecnologico utilizzato il valore dei due parametri di flicker è circa uguale, e tuttavia $N_{F_p} < N_{F_n}$, aspetto questo che convalida ulteriormente la scelta fatta.

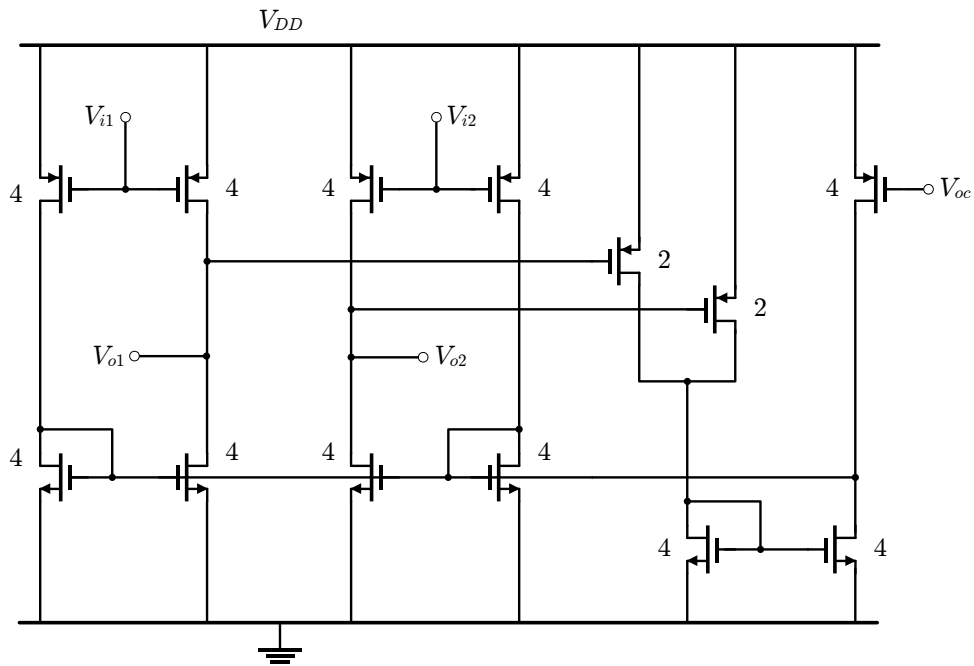


Figura 4.12: Schema completo del transconduttore pseudo differenziale, completo di CMFF e CMFB. Tutti i transistori NMOS sono stati nominati M_n e tutti i PMOS sono stati nominati M_p , di fianco a ciascun transistore è indicata la molteplicità m .

e connettendoli in parallelo, questo non può accadere per le lunghezze di canale.

Tabella 4.1: Dimensionamento del transconduttore.

	W [μm]	L [μm]	g_m [nA/V]
M_n	10	200	1.4502
M_p	1.4	140	0.1209

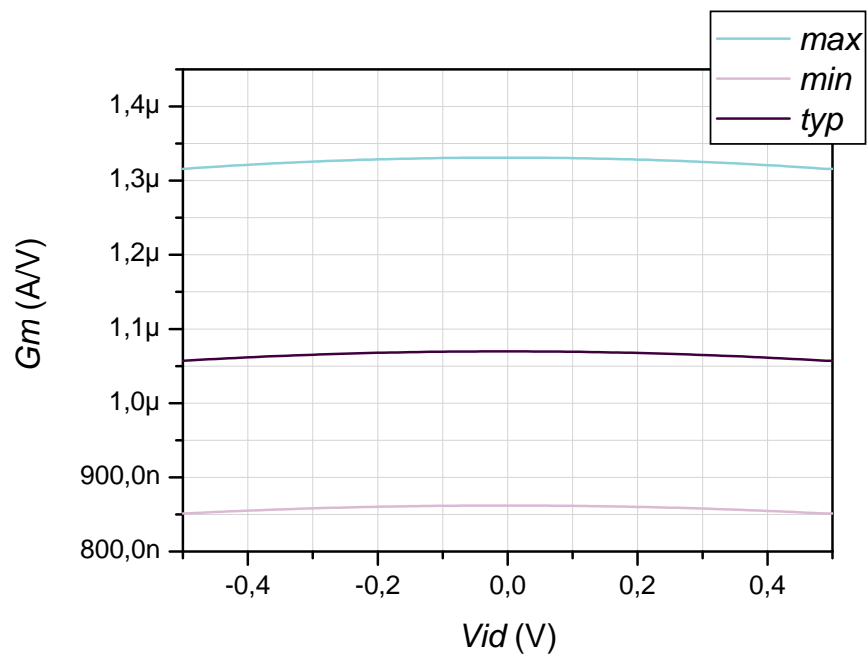


Figura 4.13: Transconduttanza in funzione del segnale di ingresso del transconduttore realizzato. Al solito i casi *max*, *min* e *typ* si riferiscono rispettivamente ai corner massimi e $T = 10^\circ\text{C}$, corner minimi e $T = 40^\circ\text{C}$ e corner tipici e $T = 27^\circ\text{C}$.

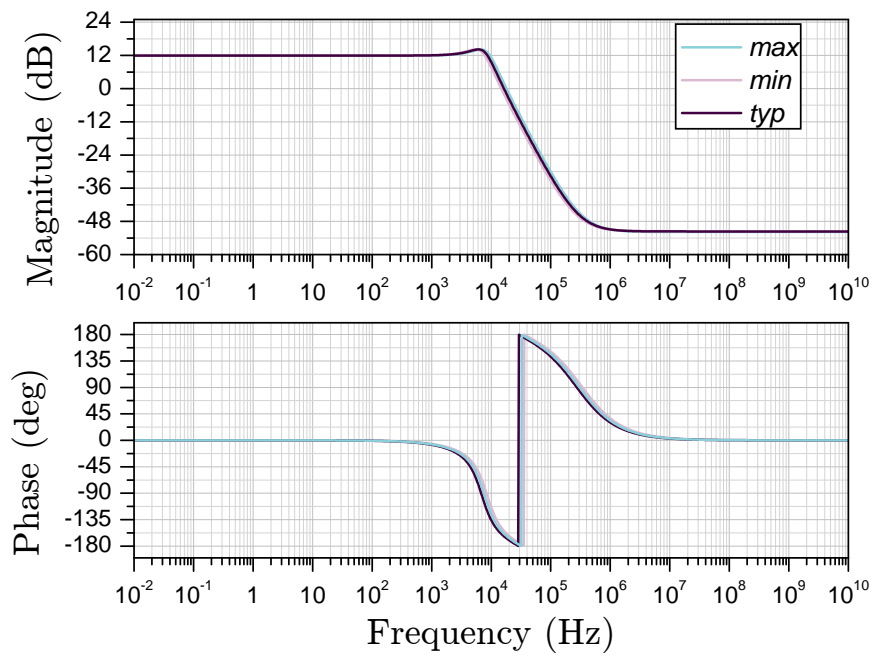


Figura 4.14: Risposta in frequenza del filtro.

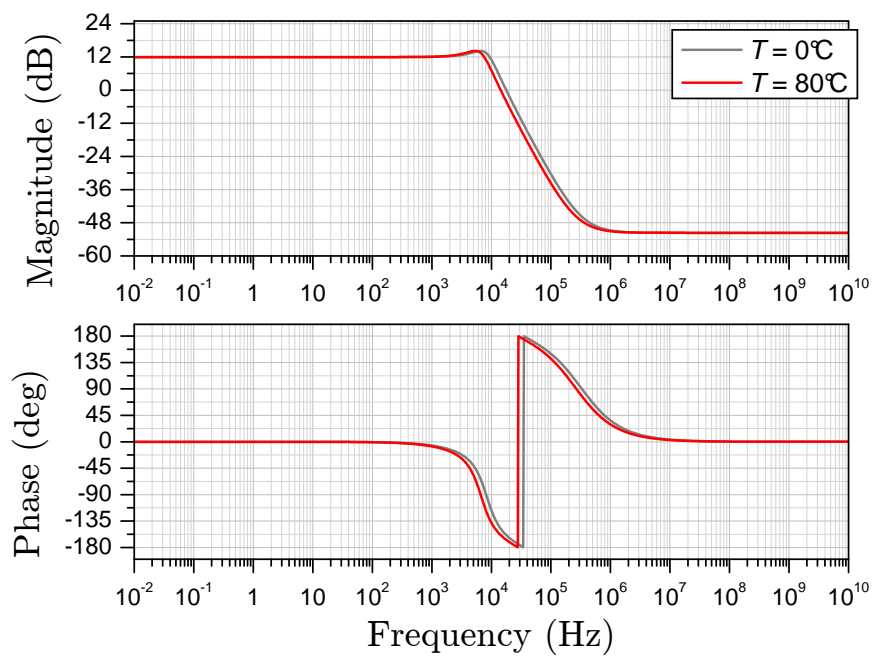


Figura 4.15: Risposta in frequenza del filtro per due temperature, $T = 0^\circ\text{C}$ e $T = 80^\circ\text{C}$.

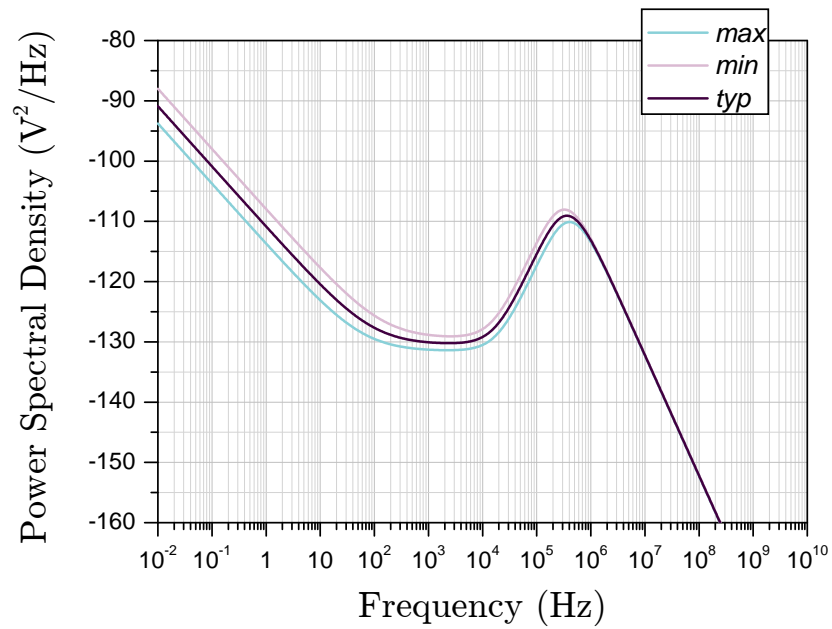


Figura 4.16: Densità spettrale di potenza del filtro riferita all'ingresso del filtro stesso.

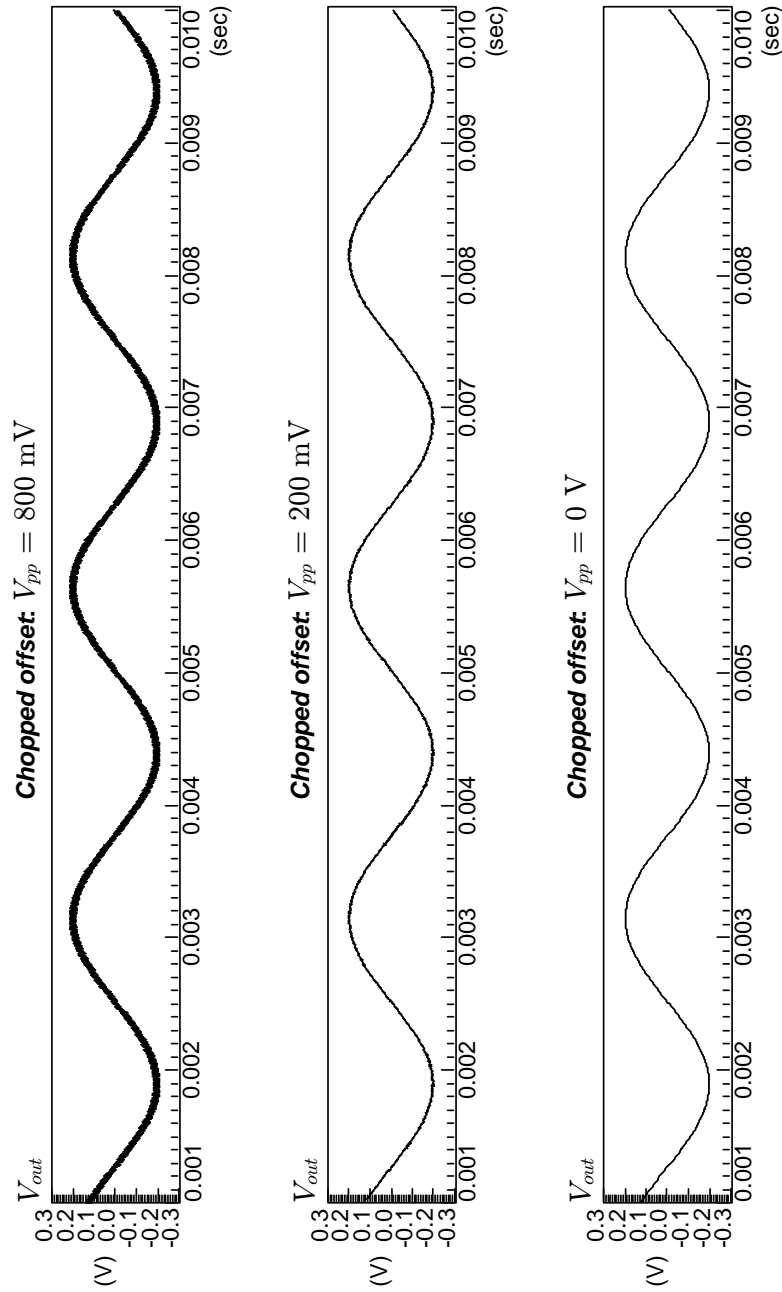


Figura 4.17: Analisi in transitorio per verificare il comportamento del filtro a fronte di un segnale di ingresso dato come somma di una sinusoidale ($\omega = 400$ Hz) ed un'onda quadra a valor medio nullo di ampiezza V_{pp} con periodo $T_{ch} = 12.5 \mu\text{sec}$

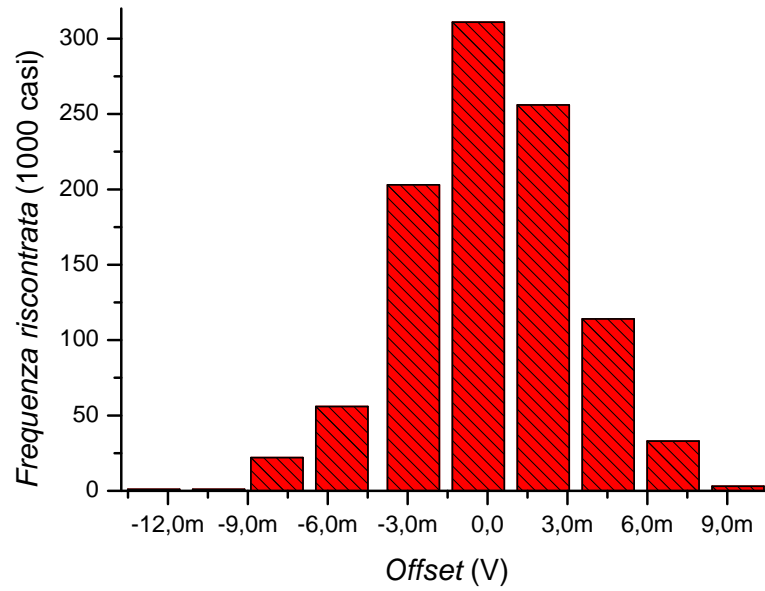


Figura 4.18: Grafico di frequenza della tensione di offset su 1000 casi simulati. $\sigma_{os} = 3,09 \text{ mV}$.

Capitolo 5

Caratterizzazione del sistema

5.1 Funzionamento nominale e caratteristica statica

Si consideri il sistema di Fig. 5.1. É stato verificato il corretto funzionamento sollecitando il circuito con segnali di ingresso a gradino, sia positivi sia negativi. In Fig. 5.2 è mostrato l'andamento del segnale all'ingresso, all'uscita dell'amplificatore chopper e all'uscita del filtro a 8 kHz.

Valutando il rapporto tra la tensione di ingresso e quella di uscita si ottiene il valore dell'amplificazione effettiva, la quale risulta essere pari a 1750. La caratteristica ingresso-uscita di Fig. 5.3 è stata ricavata punto per punto calcolando il valor medio della tensione di uscita¹ $V_{o,lp}$ a fronte di un segnale di ingresso costante.

5.2 Rumore

Il sistema completo è composto dall'amplificatore a chopper seguito dal filtro passa basso del secondo ordine con banda $B = 8$ kHz. Come già descritto nella sezione 2.7, il segnale verrà in seguito convertito da differenziale a unipolare e filtrato in maniera selettiva nella banda di 10 Hz.

Per poter effettivamente verificare le relazioni teoriche elaborate nei precedenti capitoli occorre osservare il rumore RMS in uscita dal filtro di cana-

¹Il valor medio è stato calcolato in un intervallo temporale successivo all'andata a regime del filtro passa-basso.

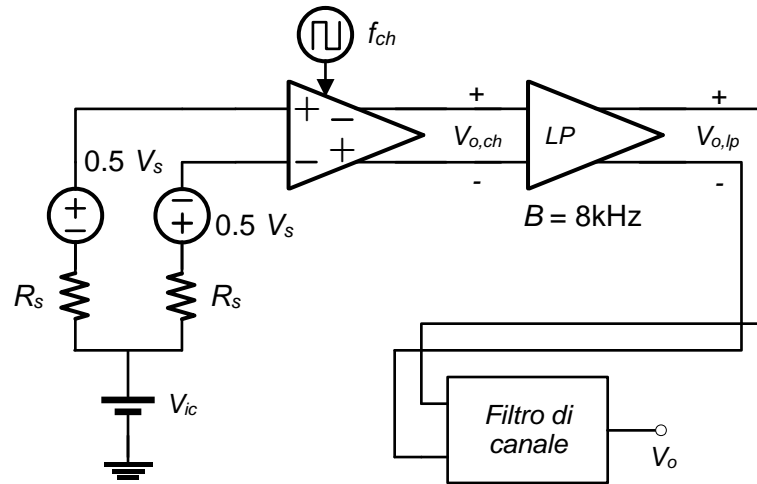


Figura 5.1: Sistema simulato.

le; si osservi però che affinché questo vada a regime è necessario un tempo dell'ordine del reciproco² della banda stessa del filtro ($B_{channel} = 10 \text{ Hz}$): occorrerebbe simulare il circuito per tempi dell'ordine di decimi di secondo. Poiché però la banda dell'amplificatore cascode è estesa fino alle decine di MHz, occorre configurare il simulatore affinché consideri i generatori di rumore operanti fino a tali frequenze: questo implica che il passo di simulazione, per una data tolleranza sui limiti di convergenza, non potrà mai essere grande in quanto il circuito si troverà continuamente stimolato. Da un punto di vista pratico è quindi richiesta una grande quantità di risorse, sia in termini di tempo, sia in termini di memorizzazione dei dati elaborati.

Si è preferito procedere verificando se il rumore simulato in uscita dal filtro a 8 kHz coincida con quello previsto per via teorica.

²Il tempo necessario affinché un filtro vada a regime è calcolabile rigorosamente a partire dalla definizione di *durata RMS* T_{rms} [43]:

$$T_{rms}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t^2 |g(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt}.$$

dove $g(t) = \mathcal{F}^{-1}[G(f)]$ e $G(f)$ risposta in frequenza del filtro.

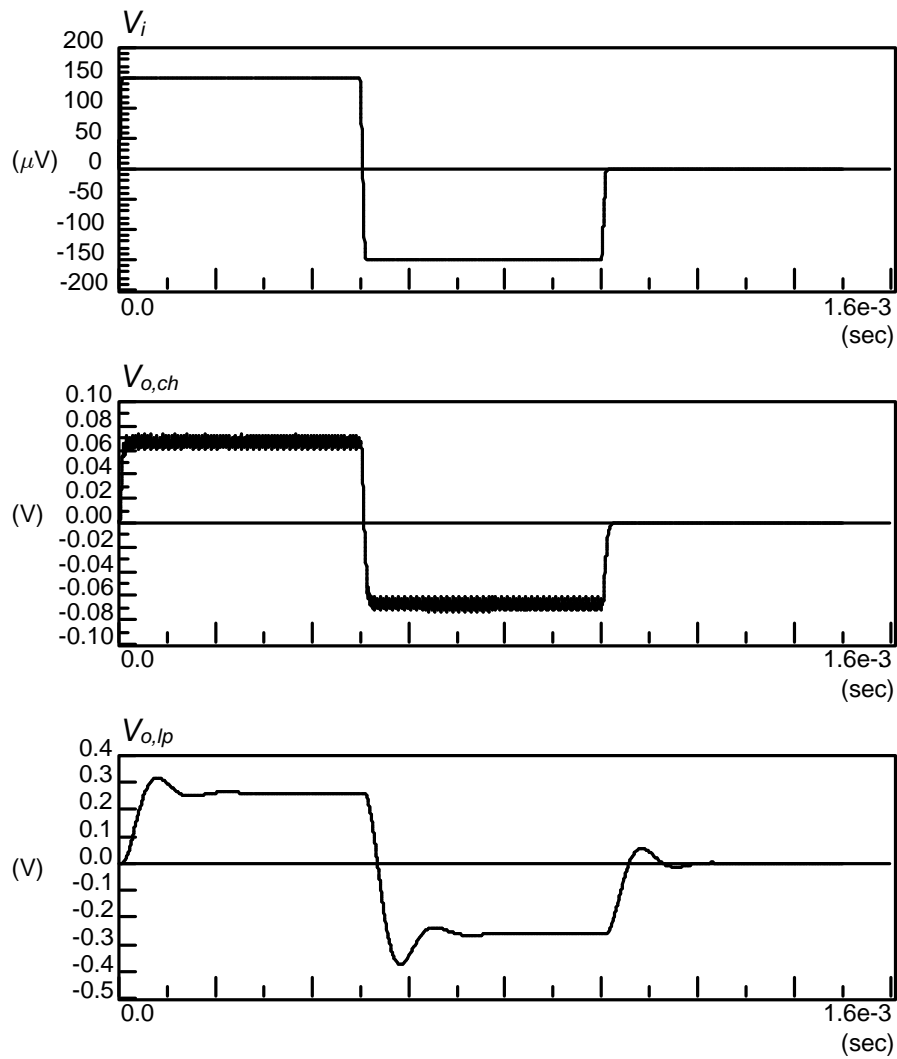


Figura 5.2: Segnali presenti nel circuito: V_i segnale in ingresso al sistema, $V_{o,ch}$ segnale in uscita all'amplificatore chopper, $V_{o,lp}$ segnale in uscita al filtro passa-basso.

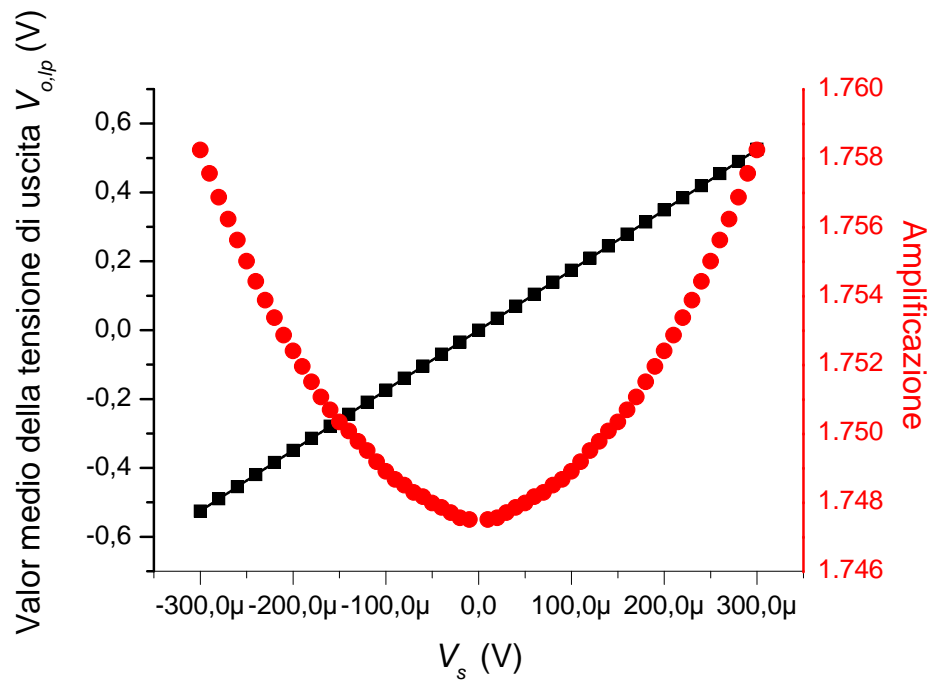


Figura 5.3: Caratteristica ingresso uscita del sistema. É riportata anche il valore dell'amplificazione $A = V_{o,lp}/V_s$. Si osserva che nel range delle tensioni di ingresso considerate ($V_{in,max} = 200\mu\text{V}$) l'errore di non linearità sull'amplificazione è pari a 0.23%.

Calcolo del fattore di rumore. Dalle simulazioni è risultato che il guadagno A' effettivo del sistema è inferiore al a 2000: valore imposto dalla successione di due stadi di guadagno, il cui valore rispettivo è 500 e 4. Tale riduzione era stata prevista tramite l'introduzione di ϵ_{in} (sezione 3.4), che possiamo calcolare a partire dalla sua definizione

$$\epsilon_{in} = \frac{A - A'}{A} \cong 0.125. \quad (5.1)$$

Conoscendo ϵ_{in} è possibile stimare il fattore di rumore F : è stata infatti ricavata l'espressione teorica nel caso di predominanza di rumore flicker nella densità spettrale di rumore in banda base S_0 (equazione (3.86)):

$$F = 1 + \frac{S_0^{1/f}}{8KTR_s}, \quad (5.2)$$

tuttavia, poiché si è adottata la scelta $f_{ch} = f_k = 80$ kHz, il rumore in banda base S_0 è dato in parti uguali da $S_0^{1/f}$ e S_0^{Th} , quindi occorre calcolare

$$F = 1 + \frac{2S_0^{1/f}}{8KTR_s} = 1 + \frac{32}{3\pi^2} \frac{N_{Fp} C_{ox}}{KT} \frac{1}{\epsilon_{in}}, \quad (5.3)$$

che fornisce un valore $F = 1.04$, molto piccolo.

Calcolo del valore RMS della tensione in uscita. Poiché il fattore di rumore è circa unitario, si ha che la potenza del rumore è dovuta in maniera preponderante alla sorgente. Allora la potenza in uscita dal filtro data dalla tensione di rumore³ è calcolabile come:

$$P_{o,lp} = 8KTR_s A'^2 B \quad (5.4)$$

dove $A' \cong 1750$ è l'amplificazione effettiva del sistema. È semplice ricavare il valore picco-picco della tensione di rumore considerando le stesse relazioni espresse nella sezione 2.1,

$$V_{pp} = 2n_\sigma V_{rms} = 2n_\sigma \sqrt{P_{o,lp}}, \quad (5.5)$$

³Si noti che si sta parlando di potenza in senso lato, in particolare l'unità di misura fisica che consideriamo in questo caso è il V^2 .

considerando convenzionalmente $n_\sigma = 3$, si ottiene un valore $V_{pp} \cong 48 \text{ mV}$.

Consideriamo ora il sistema con $R_s = 0$, in tal caso il rumore osservato sull'uscita dell'amplificatore dipende unicamente dal rumore RTI dovuto all'amplificatore stesso. Poiché però la DSP di rumore non può essere approssimata come costante nella banda B occorre calcolare $P_{o,lp}$ considerando sia il rumore termico, sia le repliche traslate del rumore flicker:

$$P_{o,lp} = \int_0^B \left(\frac{S_0}{2} + \frac{8}{\pi^2} \frac{S_0 f_{ch}}{2|f - f_{ch}|} \right) df \quad (5.6)$$

nella quale la DSP calcolata per $f = 0$ è data in equal modo dalle sorgenti di rumore termico e dalle sorgenti di rumore flicker, avendo imposto che la frequenza di corner dell'amplificatore sia pari alla frequenza di chopper. Inoltre si è fatta la semplificazione, già adottata in precedenza, che alla DSP flicker contribuisca solo la prima componente traslata, scalata di un fattore $8/\pi^2$. Sviluppando tale integrale si ottiene

$$P_{o,lp} = \frac{S_0}{2} \left[B + \frac{8f_{ch}}{\pi^2} \ln \left(1 + \frac{B}{f_{ch}} \right) \right], \quad (5.7)$$

dove il termine tra parentesi quadre può essere definito come banda equivalente B_{eq} rispetto ad uno spettro di rumore con sagoma piatta; sostituendo i valori numerici si ottiene $B_{eq} = 22.2 \text{ kHz}$. Analogamente a prima si può calcolare il valore picco-picco della tensione di rumore

$$V_{pp,R_s=0} = 2n_\sigma A \sqrt{\frac{S_0 B_{eq}}{2}} \quad (5.8)$$

dove stavolta $A = 2000$, non essendo presente l'effetto di attenuazione del guadagno dovuto al polo di ingresso; sostituendo i valori si ottiene $V_{pp,R_s=0} = 12.6 \text{ mV}$.

In Fig. 5.4 sono mostrate nel dominio del tempo le tensioni prodotte dalle sorgenti rumorose in uscita all'amplificatore chopper ed in uscita dal filtro; si osservi che i valori calcolati $V_{pp} = 48 \text{ mV}$ e $V_{pp} = 12.6 \text{ mV}$ sono in buon accordo con i valori ricavabili dalle simulazioni.

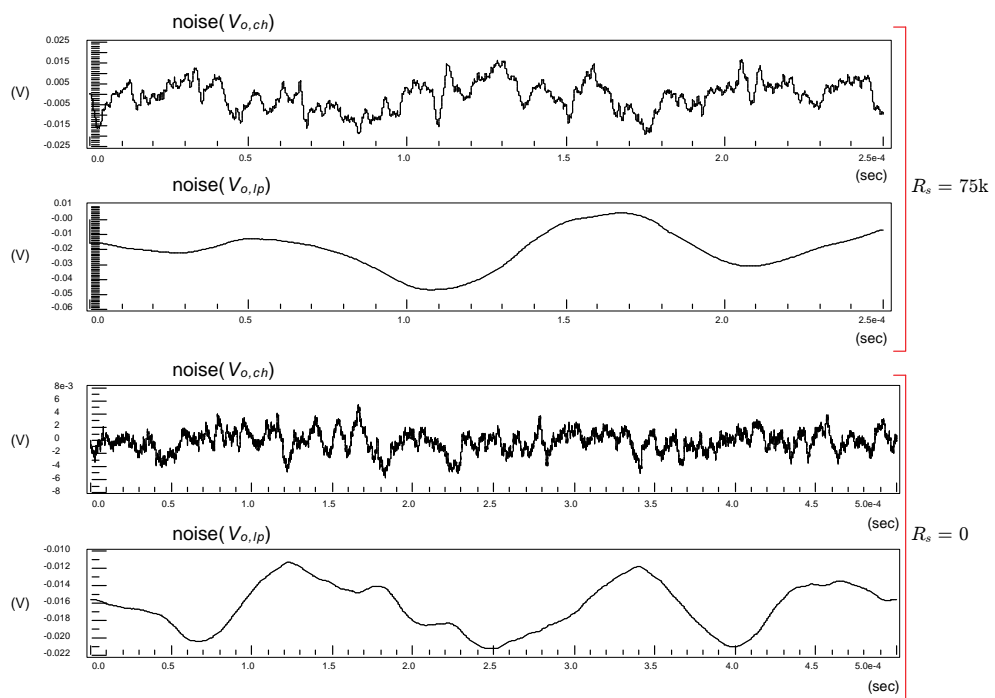


Figura 5.4: Realizzazione dei processi rumorosi nel sistema di lettura delle termopile, nel caso $R_s = 75\text{k}\Omega$ e nel caso $R_s = 0$.

5.3 Effetti dell’offset nei vari stadi di amplificazione

Offset sistematico. L’offset residuo è dovuto al “ripiegamento” in continua delle componenti spettrali multiple di f_{ch} dei disturbi impulsivi dovuti alle commutazioni dei modulatori, come spiegato nella sezione 2.5.2. Per valutare l’entità dell’offset residuo è sufficiente simulare il sistema in transitorio con ingresso nullo, osservare il valore in DC della tensione di uscita e dividere per l’amplificazione effettiva; il valore che si ottiene è $2.42 \mu\text{V}$.

Tale valore va confrontato con l’offset riportato in ingresso dovuto al filtro, il quale ha una deviazione standard di $\sigma_{os,lp} = 3.09 \text{ mV}$: da cui $\sigma_{os,lp,rti} = 4 \times \sigma_{os,lp} \text{ mV}/A' = 7.06 \mu\text{V}$. Quindi l’offset residuo è piccolo rispetto all’offset comunque presente nel sistema per effetto degli stadi susseguenti all’amplificatore chopper.

Simulazione dell’offset casuale mediante generatori fittizi. Poiché il circuito implica una modulazione sul segnale, la quale è un’operazione non lineare, e poiché si ha una certa complessità del circuito, simulazioni per la stima probabilistica dell’offset – simulazioni Monte Carlo – non sono fattibili. La stima precisa dell’offset infatti può avvenire solo attraverso la valutazione di un grande numero di simulazioni in transitorio, onerose dal punto di vista computazionale. In Fig. 5.5 sono riportate le simulazioni Monte Carlo per cinque casi, rispettivamente in assenza ed in presenza di segnale costante in ingresso.

Per poter valutare la corretta funzionalità del sistema in presenza di offset si è provveduto inserendo negli schemi circuitali due generatori di tensione, rispettivamente all’ingresso dell’amplificatore chopper⁴ e all’ingresso del filtro passa-basso. Tali generatori di tensione simulano la presenza di offset nel circuito ed il loro valore è stato imposto pari a due volte la deviazione standard ricavata per i singoli blocchi; ovvero pari a $500 \mu\text{V}$ per l’amplificatore chopper e 6 mV per il filtro.

⁴Naturalmente a valle del primo modulatore.

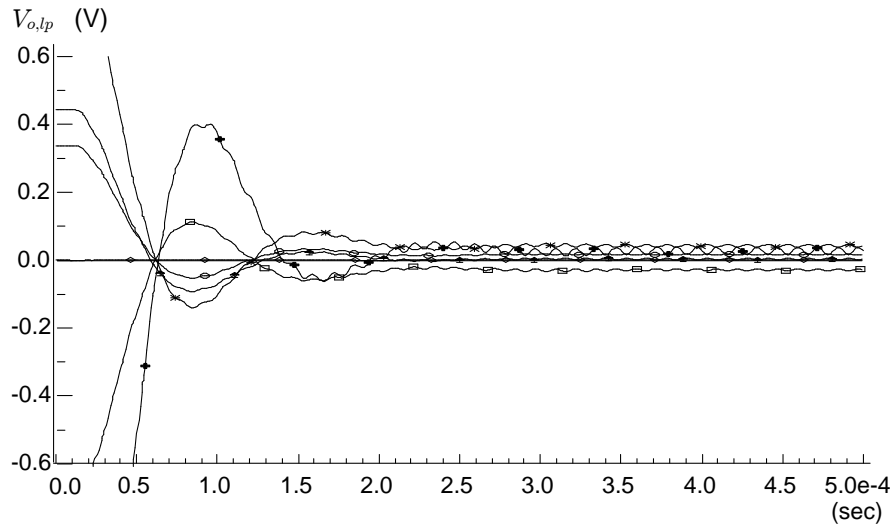
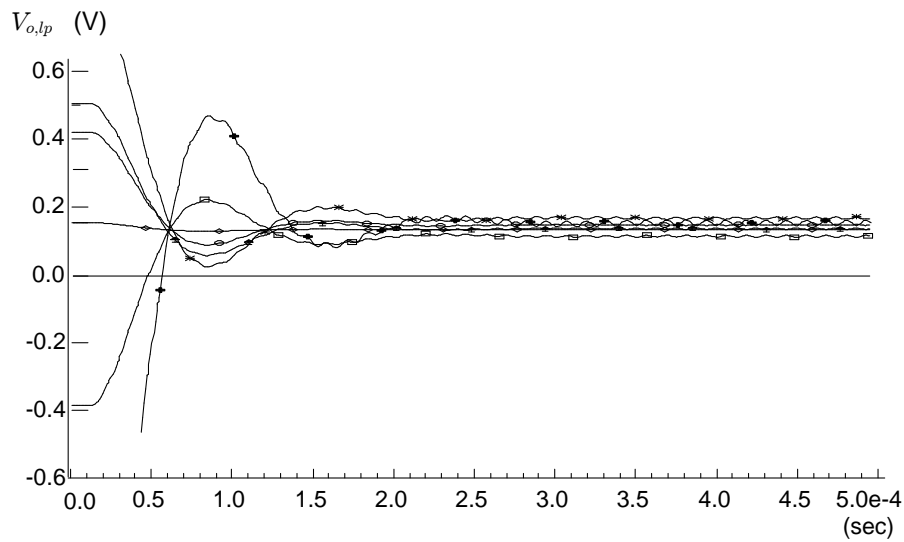
(a) $V_s = 0$ (b) $V_s = 100 \mu\text{V}$

Figura 5.5: Tensioni di uscita $V_{o,lp}(t)$ per cinque simulazioni Monte Carlo. L'andamento iniziale (per $t < 2 \cdot 10^{-4}$ sec) è dovuto all'andata a regime del filtro passa-basso. Le stime che possiamo fare su queste cinque realizzazioni confermano l'ipotesi per la quale l'offset casuale del sistema è causato dall'offset del filtro, le osservazioni rientrano nel valore a tre deviazioni standard calcolabile come $4 \times 2 \times 3\sigma_{os,lp} \cong 74 \text{ mV}$.

In Fig. 5.6 è riportata la tensione di uscita a fronte di un ingresso costante a pari a $100\mu V$ nei seguenti tre casi:

- nominale;
- con $V_{os,lp} = 6\text{ mV}$ e $V_{os,A} = 500\mu V$, caso (a);
- con $V_{os,lp} = -6\text{ mV}$ e $V_{os,A} = 500\mu V$, caso (b).

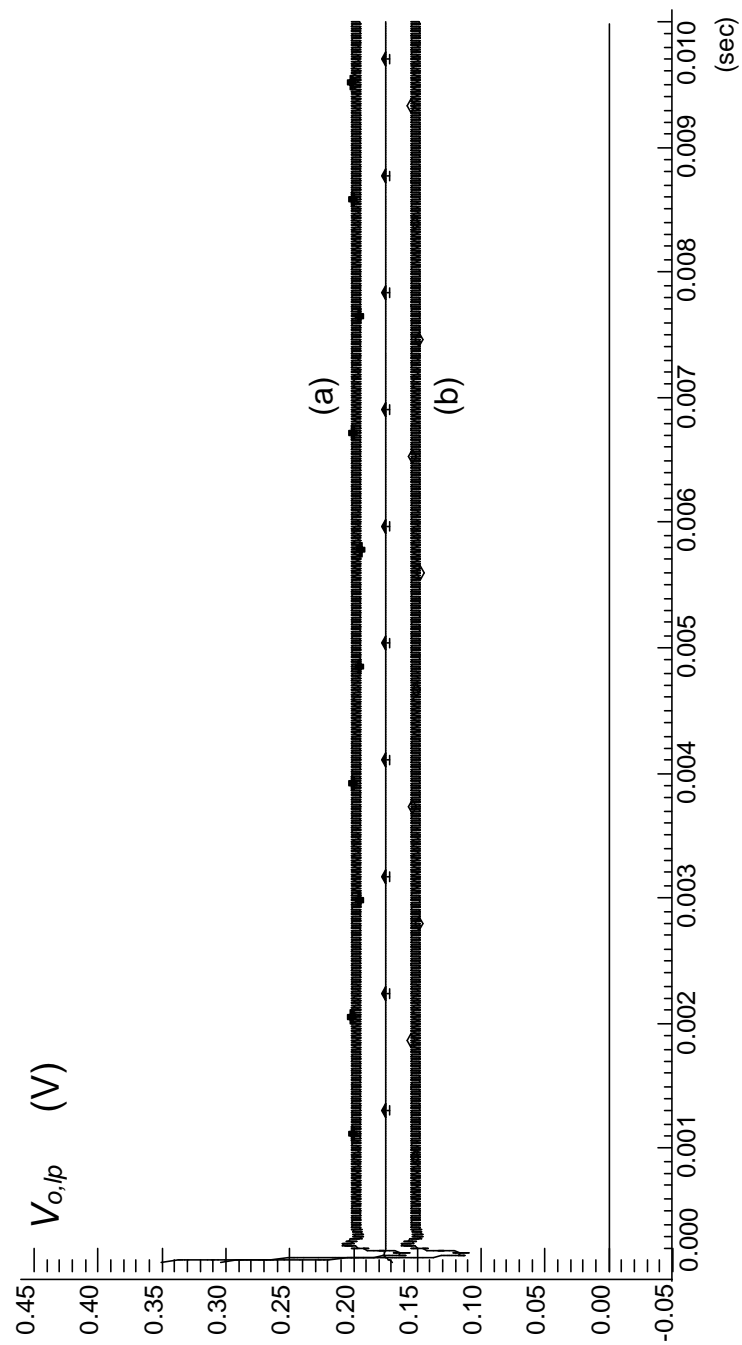


Figura 5.6: Tensione di uscita nel caso nominale e nei due casi, (a) e (b), dove sono presenti i generatori fittizi di offset. Le simulazioni mostrano la dispersione che possiamo aspettarci sulla tensione di uscita dovuta agli effetti dell'offset casuale.

Conclusioni

In questo lavoro è stato progettato un amplificatore da strumentazione in tecnologia BCD6 dedicato alla lettura di segnali provenienti da un sensore di portata basato su termocoppie. Sensore e sistema di lettura sono progettati per rivelare flussi molto bassi, dell'ordine di 1 sccm: l'entità del minimo segnale da risolvere è quindi dell'ordine di pochi μV . Per quanto riguarda le specifiche di banda, questa è compresa tra la continua e 10 Hz.

Per poter ridurre l'offset ed il rumore in banda base si è utilizzato la tecnica di stabilizzazione a chopper ottenendo una densità di potenza di rumore riportata in ingresso di -160 dB a cui corrisponde, nella banda utile un valore efficace di rumore pari a 32 nV .

Il sistema presenta un offset la cui deviazione standard è risultata, dalle simulazioni, essere pari a circa $7\ \mu\text{V}$, questo è prevalentemente dovuto all'offset del filtro passa-basso in cascata all'amplificatore chopper.

Sia l'amplificatore chopper, sia il filtro passa-basso, sono stati realizzati con un architettura fully-differential garantendo una reiezione elevata dei disturbi di modo comune anche per frequenze alte: aspetto importante per la presenza di modulatori, fonte di disturbi che presentano componenti spettrali estese in banda.

Per rendere il guadagno insensibile dalle variazioni di processo e dalla temperatura si è provveduto affinché questo venisse fissato da rapporti di grandezze omogenee: il primo stadio di amplificazione presenta un guadagno di effettivo di 437.5: il valore nominale, fissato a 500 tramite rapporto resistivo, subisce una riduzione a causa dell'elevata capacità di ingresso che

porta ad un abbassamento del valore medio in presenza di commutazioni. Il guadagno è risultato essere largamente insensibile alle variazioni di temperatura, per via simulativa si è stimata sensibilità inferiore a 41 ppm/°C su tutto il range delle tensioni di ingresso. Il filtro susseguente all'amplificatore chopper presenta un guadagno pari a 4 fissato tramite rapporto di transconduttanze g_m .

Sviluppi futuri sono naturalmente la realizzazione del layout del sistema e la caratterizzazione di un prototipo fabbricato in modo da verificare i risultati delle simulazioni.

Poiché sono stati presentati in maniera generale i criteri di dimensionamento in un modo analitico, niente vieta di poter riprogettare il sistema a partire da specifiche diverse da quelle prese in considerazione in questo lavoro: come ad esempio un livello di rumore in banda base riferito all'ingresso differente, oppure secondo specifiche di offset più stringenti, o ancora aggiungendo vincoli più stringenti di consumo di potenza e di ingombro.

Appendice A

Aspetti matematici

A.1 Modulazione di uno spettro di rumore

Si consideri lo schema di Fig. A.1; $m(t)$ è un segnale determinato, reale e periodico che ammette sviluppo in serie di Fourier,

$$m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} M_k e^{j\omega_k t} \quad (\text{A.1})$$

dove

$$\omega_k = \frac{2\pi k}{T_{ch}}; \quad M_k = \frac{1}{T_{ch}} \int_{-T_{ch}/2}^{T_{ch}/2} m(t) e^{-j\omega_k t} dt. \quad (\text{A.2})$$

La (A.1) può essere posta

$$m(t) = -M_0 + \sum_{k=0}^{\infty} M_k e^{j\omega_k t} + M_{-k} e^{-j\omega_k t}, \quad (\text{A.3})$$

della quale estraiamo due componenti, simmetriche rispetto all'origine $\omega = 0$:

$$m(t, \tilde{\omega}_k) = M_k e^{j\tilde{\omega}_k t} + M_{-k} e^{-j\tilde{\omega}_k t} \quad (\text{A.4})$$

Poiché $m(t)$ è un segnale reale, vale la proprietà hermitiana dei coefficienti dello sviluppo in serie, $M_k^* = M_{-k}$.

Consideriamo adesso la realizzazione di un processo aleatorio $x(t)$ stazionario e a valor medio nullo. Il segnale generato dalla ripetizione di $x(t)$

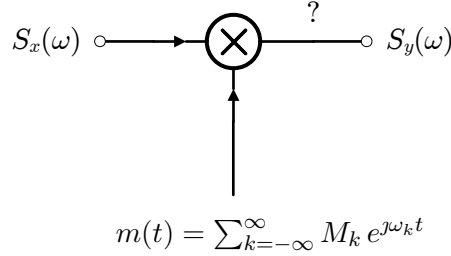


Figura A.1: Modulazione di uno spettro di rumore secondo un segnale periodico $m(t)$.

troncato nel periodo T , indicato con $x_p(t)$, è periodico Fig. A.2. Anch'esso ammette sviluppo in serie di Fourier:

$$x_p(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X e^{j\omega t} \quad (\text{A.5})$$

dove

$$\omega = \omega_n = \frac{2\pi n}{T}; \quad X = X_n(j\omega) = \int_{-T}^T x(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (\text{A.6})$$

in X e ω non esplicitiamo l'indice n in quanto passeremo poi al limite per $T \rightarrow \infty$. Consideriamo anche per $x_p(t)$, la generica componente $\tilde{\omega}$ e $-\tilde{\omega}$:

$$x_p(t, \tilde{\omega}) = \frac{1}{T} \left(X(j\tilde{\omega}) e^{j\tilde{\omega} t} + X(-j\tilde{\omega}) e^{-j\tilde{\omega} t} \right); \quad (\text{A.7})$$

vale anche in questo caso la proprietà hermitiana, $X(-j\tilde{\omega}) = X^*(j\tilde{\omega})$.

Ci proponiamo adesso di calcolare $y_p(t)$ dato dal prodotto di $m(t, \tilde{\omega}_k)$ e $x_p(t, \tilde{\omega})$.

$$\begin{aligned} y_p(t) &= m(t, \tilde{\omega}_k) x_p(t, \tilde{\omega}) \\ &= \frac{1}{T} \left(M_k X e^{j(\tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k)t} + M_k^* X e^{j(\tilde{\omega} - \tilde{\omega}_k)t} + \right. \\ &\quad \left. + M_k X^* e^{-j(\tilde{\omega} - \tilde{\omega}_k)t} + M_k^* X^* e^{-j(\tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k)t} \right). \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

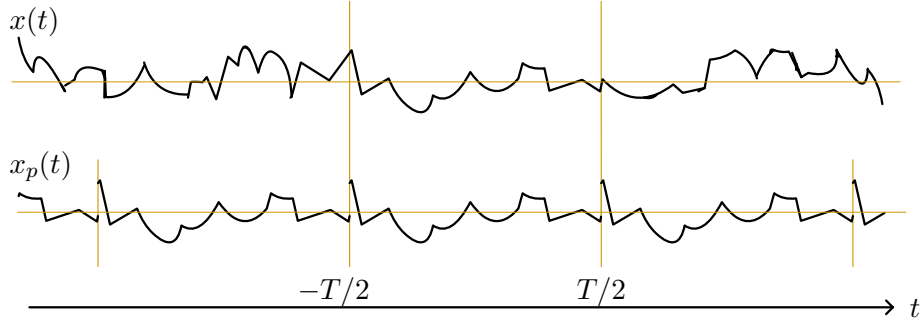


Figura A.2: Realizzazione del processo rumoroso $x(t)$ resa periodica nell'intervallo T .

Poniamo

$$\omega_\sigma = \tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k; \quad A_\sigma = M_k X \quad (\text{A.9a})$$

$$\omega_\delta = \tilde{\omega} - \tilde{\omega}_k; \quad A_\delta = M_k^* X, \quad (\text{A.9b})$$

allora la (A.8) diventa

$$y_p(t) = \frac{1}{T} (A_\sigma e^{j\omega_\sigma t} + A_\sigma^* e^{-j\omega_\sigma t}) + \frac{1}{T} (A_\delta e^{j\omega_\delta t} + A_\delta^* e^{-j\omega_\delta t}) \quad (\text{A.10})$$

cui corrispondono due componenti $y_p(t, \omega_\sigma)$ e $y_p(t, \omega_\delta)$. Valutiamo la potenza nell'intervallo $\Delta f \rightarrow 0$ per ciascuna delle due e per il termine mutuo:

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\langle y_p^2(t, \omega_\sigma) \rangle}{\Delta f} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \langle A_\sigma A_\sigma^* \rangle \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \langle M_k X M_k^* X^* \rangle = M_k^2 \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \langle X X^* \rangle \quad (\text{A.11}) \\ &= M_k^2 \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\langle x_p^2(t, \tilde{\omega}) \rangle}{\Delta f}, \end{aligned}$$

da cui

$$S_{y_\sigma}(\omega_\sigma) = M_k^2 S_x(\tilde{\omega}). \quad (\text{A.12})$$

Analogamente, con gli stessi passaggi algebrici, si ricava

$$S_{y_\delta}(\omega_\delta) = M_k^2 S_x(\tilde{\omega}). \quad (\text{A.13})$$

Per quanto riguarda il termine mutuo,

$$\lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\langle y_p^2(t, \omega_\sigma) y_p^2(t, \omega_\delta) \rangle}{\Delta f} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2}{T} \langle A_\sigma A_\delta^* + A_\delta A_\sigma^* \rangle, \quad (\text{A.14})$$

dal lemma del teorema di Wiener-Kintchine, si ha che il termine è non nullo solo se $\omega_\sigma = -\omega_\delta$, ovvero, dalle (A.9), se $\tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k = -\tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k$, che si traduce nella condizione $\tilde{\omega} = 0$; tuttavia $X(0) = 0$ essendo il processo aleatorio a valor medio nullo,

$$M_k X(0) = 0 \quad \forall k \implies A_\sigma = 0; \quad (\text{A.15a})$$

$$M_k^* X(0) = 0 \quad \forall k \implies A_\delta = 0. \quad (\text{A.15b})$$

Il termine mutuo dell'equazione (A.14) è pertanto sempre nullo.

Dalle equazioni (A.12) e (A.13) si è ottenuto il seguente risultato

$$S_{y\sigma}(\omega_\sigma) = S_{y\sigma}(\tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k) = M_k^2 S_x(\tilde{\omega}) \quad (\text{A.16a})$$

$$S_{y\delta}(\omega_\delta) = S_{y\delta}(\tilde{\omega} - \tilde{\omega}_k) = M_k^2 S_x(\tilde{\omega}), \quad (\text{A.16b})$$

ponendo $\omega = \tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k$, si ha

$$S_{y\sigma}(\omega) = M_k^2 S_x(\omega - \tilde{\omega}_k); \quad (\text{A.17a})$$

$$\begin{aligned} S_{y\delta}(\omega) &= S_{y\delta}(\tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k) = S_{y\delta}(\tilde{\omega} - \tilde{\omega}_k + 2\tilde{\omega}_k) \\ &= M_k^2 S_x(\tilde{\omega} + 2\tilde{\omega}_k) = M_k^2 S_x(\tilde{\omega} + \tilde{\omega}_k + \tilde{\omega}_k) \\ &= M_k^2 S_x(\omega + \tilde{\omega}_k); \end{aligned} \quad (\text{A.17b})$$

Inoltre abbiamo dimostrato che

$$\lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\langle y_p^2(t) \rangle}{\Delta f} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\langle y_p^2(t, \omega_\sigma) \rangle}{\Delta f} + \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{\langle y_p^2(t, \omega_\delta) \rangle}{\Delta f}, \quad (\text{A.18})$$

senza il termine mutuo, e quindi

$$S_y(\omega) = S_{y\sigma}(\omega) + S_{y\delta}(\omega) = M_k^2 (S_x(\omega - \tilde{\omega}_k) + S_x(\omega + \tilde{\omega}_k)). \quad (\text{A.19})$$

Sommando i contributi per tutti i k , si ha

$$S_y(\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} M_k^2 (S_x(\omega - \omega_k) + S_x(\omega + \omega_k)), \quad (\text{A.20})$$

poiché $\omega_{-k} = -\omega_k$, la (A.20) può essere scritta come

$$\begin{aligned} S_y(\omega) &= \sum_{k=-\infty}^0 M_{-k}^2 (S_x(\omega - \omega_{-k}) + S_x(\omega + \omega_{-k})) \\ &= \sum_{k=-\infty}^0 M_k^2 (S_x(\omega + \omega_k) + S_x(\omega - \omega_k)). \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

La semisomma delle (A.20) e (A.21) produce

$$S_y(\omega) = M_0^2 S_x(\omega) + \frac{1}{2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} M_k^2 (S_x(\omega + \omega_k) + S_x(\omega - \omega_k)). \quad (\text{A.22})$$

Quello che si è ottenuto è una forma generale del teorema di modulazione applicata allo spettro di rumore. Si osservi che $m(t)$ è un generico segnale periodico. Nel caso di modulazione per un'onda quadra a valor medio nullo, il termine M_0 è nullo.

Bibliografia

- [1] R. P. Feynman, «There's Plenty of Room at the Bottom», *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 1, No. 1, pp. 60-66, 1992.
- [2] N. T. Nguyen, «Micromachined flow sensors – a review», *Flow. Meas. Instrum.*, Vol. 8, No. 1, pp. 7-16, 1997.
- [3] M. Elwenspoek, R. Wiegerink, *Mechanical Microsensors*, first ed., Springer-Verlag, Berlin, 2001.
- [4] A. Nannini, P. Bruschi, *Sensori e Rivelatori*, terza edizione, Servizio Editoriale Universitario di Pisa, 2000.
- [5] P. Bruschi, D. Navarrini, M. Piotto, G. Raffa, «Sensitivity improvements of integrated thermal anemometers obtained by jet flow impingement» *Sensors and Actuators*, A 113, pp. 301-306, 2004.
- [6] J. G. Korvink, A. Greiner, *Semiconductors for Micro and Nanotechnology – An Introduction for Engineers*, WILEY-VCH Verlag GmbH, Weinheim 2002.
- [7] M. Aihara, K. Kawakami, «Pyroelectric calorimetry», *Proceedings of the 5th Sensor Symposium*, The Institute of Electrical Engineering of Japan, Japan, pp. 81-84.
- [8] T. S. J. Lammerink, N. R. Tas, G. J. M. Krijnen, M. Elwenspoek, «A New Class of Thermal Flow Sensors Using $\Delta T = 0$ as a Control Signal», *Proceedings of MEMS 2000*, Miyazaki, Japan, January 23-27, 2000, pp. 525-530.

- [9] P. Bruschi, A. Diligenti, D. Navarrini, M. Piotto, «A double heater integrated gas flow sensor with thermal feedback», *Sensors and Actuators A xxx (2005) xxx-xxx*.
- [10] C. Iannella, “Progetto di un sensore di portata per gas con interfaccia di lettura integrata”, Tesi di Laurea Specialistica, Università di Pisa, 2004.
- [11] F. Sebastiano, “Progetto di un filtro Gm-C a larga dinamica in tecnologia CMOS”, Tesi di Laurea Specialistica, Università di Pisa, 2004. <http://etd.adm.unipi.it/theses/available/etd-04062005-102844/>
- [12] P. Bruschi, M. Piotto, G. Barillaro, «Effects of Pressure and Gas Type on the Response of Integrated Thermal Flow Sensors in Low Flow Regime»,
- [13] G. Tavano, “Sviluppo di sensori di portata per gas per applicazioni in campo aerospaziale”, Tesi di Laurea Specialistica, Università di Pisa, 2006. <http://etd.adm.unipi.it/theses/available/etd-02062006-090659/>
- [14] K. H. Lundberg, “Noise Sources in Bulk CMOS”, MIT Course Notes, 2002.
- [15] S. Christensson, I. Lundström, and C. Svensson. «Low frequency noise in MOS transistors – I. theory». *Solid-State Electronics*, Vol. 11, pp. 797-812, 1968.
- [16] F. N. Hooge, « $1/f$ noise is no surface effect». *Physics Letters*, Vol 29A(3), pp. 139-140, 1969.
- [17] F. N. Hooge, «Discussion of recent experiments on $1/f$ noise». *Physica*, Vol 60, pp. 130-144, 1976.

- [18] L. K. J. Vandamme, H. M. M. de Werd. « $1/f$ noise model for MOSTs biased in the nonohmic region». *Solid-State Electronics*, Vol 23(4), pp. 325-329, 1980.
- [19] Eldo Equation's Manual, May 2000.
- [20] M. Pelgrom, A. Duinmayer, A. Welbers, «Matching properties of MOS transistor», *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 24, No. 5, pp. 1433-1439, 1989.
- [21] P. Bruschi, *Microelettronica analogica*, Servizio Editoriale Universitario di Pisa.
- [22] E. A. Vittoz, «MOS Transistors Operated in the Lateral Bipolar Mode and Their Application in CMOS Technology», *IEEE Journal Of Solid State Circuits*, Vol. SC-18, No. 3, 1983.
- [23] C. C. Enz, «Analysis of the low-frequency noise reduction by autozero technique», *Electron. Lett.*, Vol 17, pp. 720-721, 1981.
- [24] C. C. Enz, G. C. Temes, «Circuit Techniques for Reducing the Effects of Op-Amp Imperfections: Autozeroing, Correlated Double Sampling, and Chopper Stabilization», *Proceedings Of The IEEE*, Vol. 84, NO. 11, November 1996.
- [25] C. C. Enz, E. A. Vittoz, F. Krummenacher, «A CMOS Chopper Amplifier», *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, Vol. SC-22, No. 3, 1987.
- [26] C. Menolfi, Q. Huang, «A low-noise low-noise CMOS chopper instrumentation amplifier for thermoelectric infrared detectors», *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, Vol. 32, No. 7, pp. 968-976, Jul. 1997.
- [27] C. Menolfi, Q. Huang, «A Fully Integrated, Untrimmed CMOS Instrumentation Amplifier with Submicrovolt Offset» *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, Vol. 34, No. 3, pp. 415-420, Mar. 1999.

- [28] M. T. Richardson, B. Hazarika, T. Galchev, «A low-noise CMOS chopper instrumentation amplifier for chemioresistor sensing», University of Michigan, *EECS 413 Final Project*, Fall 2004.
- [29] 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, pp. 1877-1883, Dec. 2000.
- [30] J. H. Nielsen, E. Bruun, «A CMOS low-noise instrumentation amplifier using chopper modulation», *Analog Integrated and Signal Processing*, 42, pp. 65-76, 2005.
- [31] M.A.T. Sanduleanu, “Power, accuracy and noise aspects in CMOS mixed-signal design”, PhD Thesis, 1999.
- [32] B. Pellegrini, «Considerations on the feedback theory», *Alta Frequenza*, vol. 55, n. 2, pp. 825-829, 1972.
- [33] T. Deliyannis, «A Low-Pass Filter with Extremely Low sensitivity», *Proceedings of the IEEE*, pp. 1366-1367, Sept. 1970.
- [34] J. J. Friend, C. A. Harris, D. Hilberman, «STAR: An Active Biquadratic Filter Section», *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS-22, No. 2, Feb. 1975.
- [35] A. Antoniou, «Novel RC-Active Network Synthesis Using Generalized-Immittance Converters», *IEEE Transactions on Circuits Theory*, Vol. CT-17, No. 2, pp. 212-217, May 1970.
- [36] A. Antoniou, «Floating Negative-Impedance Converters», *IEEE Transactions on Circuits Theory*, pp. 209-212, Mar. 1972.
- [37] A. Antoniou, K. S. Naidu, «Modeling of a Gyrator Circuit» *IEEE Transactions on Circuits Theory*, Vol. CT-20, No. 5, pp. 533-540, Sept. 1973.

-
- [38] A. S. Sedra e K. C. Smith, *Microelectronic circuits, 5th ed.* Oxford University Press, 2004.
- [39] R. Gregorian, G. C. Temes, *Analog CMOS Integrated Circuits for signal processing*, John Wiley & Sons, 1986.
- [40] R. L. Geiger, E. Sánchez-Sinencio, «Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial» *IEEE Circuits and Devices Magazine*, Vol. 1, pp.20-32, 1985.
- [41] T. Deliyannis, Y. Sun, J.K. Fidler, *Continuous-Time Active Filter Design*, CRC Press, 1999.
- [42] A. N. Mohieldin, E. Sánchez-Sinencio, J. Silva-Martínez, «A fully balanced pseudo-differential OTA with common-mode feedforward and inherent common-mode feedback detector», *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 38, pp. 603-668, Apr. 2003.
- [43] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th ed. John Wiley & Sons, 2001.

Ringraziamenti

*Il primo grazie va naturalmente a **Roberta**: la quale possiede l'arte (magica) di smussare il mio carattere spinoso e l'arte (divina) di sopportarmi.*

*Un grazie (che sa già di nostalgia) va a **Lorenzo** con il quale ho condiviso la fatica di parecchi esami. Ad **Alessio** poi, va il titolo di "grande dispensatore di coraggio": in parte a lui devo la scelta di questa Facoltà.*

*Per quanto riguarda i ragazzi e le ragazze del dipartimento, la sequenzialità di un elenco non renderebbe loro giustizia, è chiaro però che li porterò sempre nel cuore. In particolar modo **Nicolò**, la cui pazienza & simpatia $\rightarrow +\infty$, merita senz'altro un grazie come si deve, senza di lui non sarei riuscito a terminare questo lavoro:*

"It's a dirty job but someone's gotta do it."

Un grazie va anche a colui che non vuol essere menzionato,

per l'appunto!!!,

il quale mi ha insegnato a progettare, ma senza il vincolo della noia.

Alla mia famiglia, infine, che non mi ha fatto mancare niente, va l'ultimo ma più importante grazie; a loro è dedicata la tesi.

Michele
6 Giugno 2006