

# POLITECNICO DI MILANO

Scuola di Ingegneria Industriale e dell'Informazione  
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica  
Dipartimento di Elettronica, Informazione e Bioingegneria



## PROGETTO DI UN CIRCUITO INTEGRATO PER LA LETTURA E IL PILOTAGGIO DI UN MAGNETOMETRO MEMS BASATO SULLA FORZA DI LORENTZ E OPERANTE FUORI RISONANZA

Relatore: Prof. Andrea Bonfanti

Tesi di Laurea Specialistica di  
Manuela DELLERBA  
Matricola 787744

Anno Accademico 2013-2014

# Indice

## **Sensori di campo magnetico 1**

1.1)	Magnetometri: principi di funzionamento e applicazioni.....	1
1.2)	Stato dell'arte.....	3
	1.2.1) Sensori ad effetto Hall.....	3
	1.2.2) Sensori AMR.....	5
1.3)	Le specifiche di sistema.....	8

## **Sensori MEMS a forza di Lorentz 13**

2.1)	Principio di funzionamento dei magnetometri a forza di Lorentz.....	13
2.2)	Funzione di trasferimento.....	15
2.3)	Lettura capacitiva.....	19
2.4)	Magnetometri operanti a risonanza.....	21
2.5)	Magnetometri operanti con mismatch di frequenza.....	23

## **L'elettronica di lettura e pilotaggio 28**

3.1)	Schema generale dell'elettronica di sensing e drive del sensore MEMS.....	28
3.2)	L'elettronica di read-out: confronto tra lettura con amplificatore a transimpedenza e amplificatore di carica.....	29
	3.2.1) Amplificatore a transimpedenza.....	29
	3.2.2) Amplificatore di carica.....	32
	3.2.3) Pseudo-resistori tunabili.....	34

3.3) Il primo stadio a guadagno variabile: amplificatore di carica fully-differenyal con pseudo-resistore tunabile.....	36
3.4) Il secondo stadio.....	48
3.5) Il mixer, il filtro gmC e l'oscillatore Pierce con generatore di corrente di drive del sensore.....	51
3.6) La tecnologia scelta: AMS CMOS035. Rapidi cenni.....	53

## **L'integrato realizzato: risultati delle simulazioni e layout** **56**

4.1) Primo stadio con rete di common-mode feedback.....	56
4.2) Secondo stadio a guadagno variabile.....	60
4.3) Mixer e filtro gm-C.....	62
4.4) Il rumore dominante.....	66
4.5) L'integrato finale.....	68
4.6) Il layout finale.....	70

## **Conclusioni** **72**

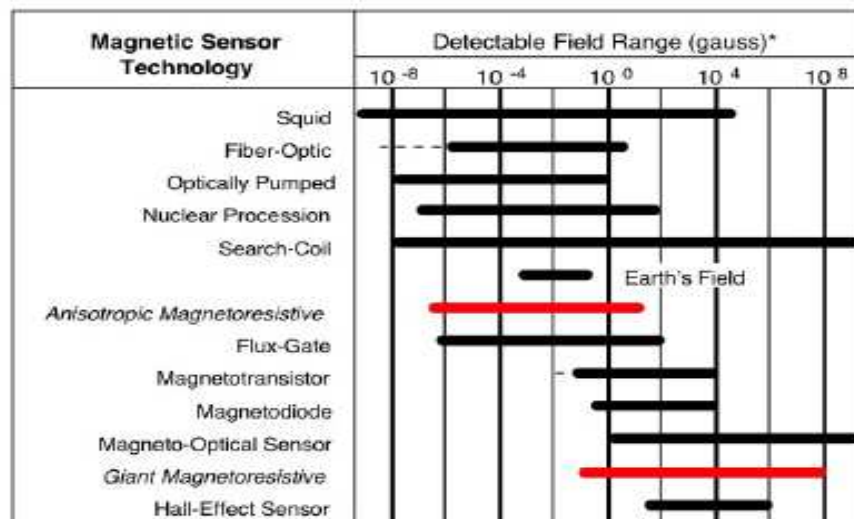
# Capitolo 1

## Sensori di campo magnetico

### 1.1 Magnetometri: principi di funzionamento e applicazioni

Il magnetometro è uno strumento destinato a determinare l'intensità e la direzione di un campo magnetico, sia questo il campo magnetico terrestre, o un qualsiasi altro campo magnetico, generato da un magnete permanente, da elementi magnetizzati o da una corrente elettrica in una spira.

Strumenti di questo genere possono essere utilizzati anche per applicazioni diverse dalla misura diretta di un campo magnetico. Può essere rivelata, ad esempio, la presenza di elementi magnetici o la velocità di un veicolo proprio attraverso la misura del campo stesso.



\* Note: 1gauss = 10<sup>-4</sup>Tesla = 10<sup>5</sup>gamma

Fig. 1.1 (a) Classificazione dei magnetometri in base al range di campo misurabile.

Come possiamo vedere dalla Fig. 1.1 (a) esistono tre diverse categorie di sensori di campo magnetico che si differenziano tra loro in base all'intensità del campo che sono in grado di misurare. Abbiamo sensori per campi di bassa intensità, fino al  $\mu\text{G}$ , campi di media intensità, compresa tra  $10^{-10}\text{T}$  e  $1\text{mT}$ , come ad esempio quello terrestre, e campi di alta intensità, superiori a  $10\text{G}$ . Alla seconda categoria appartengono i sensori ad Effetto Hall, i sensori AMR ed i sensori MTJ.

Qualsiasi sia lo scopo di utilizzo o applicazione i sensori magnetoresistivi risultano, ad oggi, i più efficienti.

Vediamone i vantaggi:

- ridotte dimensioni;
- alta affidabilità, bassi costi ed integrabilità con i processi CMOS;
- larghezza di banda ampia, dalla continua fino ad un centinaio di Hz;
- campi magnetici rivelabili dai  $100\text{nT}$  fino ai  $\text{mT}$ .

Va sottolineato però come, qualunque sia la tecnologia utilizzata, esistano ancora oggi alcune limitazioni intrinseche dello strumento.

Ogni sensore risulta infatti essere sensibile ad un campo magnetico applicato in un'unica direzione.

Volendo realizzare un sensore triassiale, in grado di rilevare l'intensità di un campo magnetico in tutte le sue componenti X e Y (le direzioni planari rispetto al chip) e Z (la direzione ortogonale), si è tutt'ora costretti a realizzare tre sensori separati ed identici.

Il dispositivo destinato alla rilevazione del campo nella direzione dell'asse Z dovrà necessariamente essere posizionato verticalmente rispetto al substrato, ruotato di  $90^\circ$  rispetto agli altri due. Questo porta inevitabilmente ad un notevole spreco di spazio.

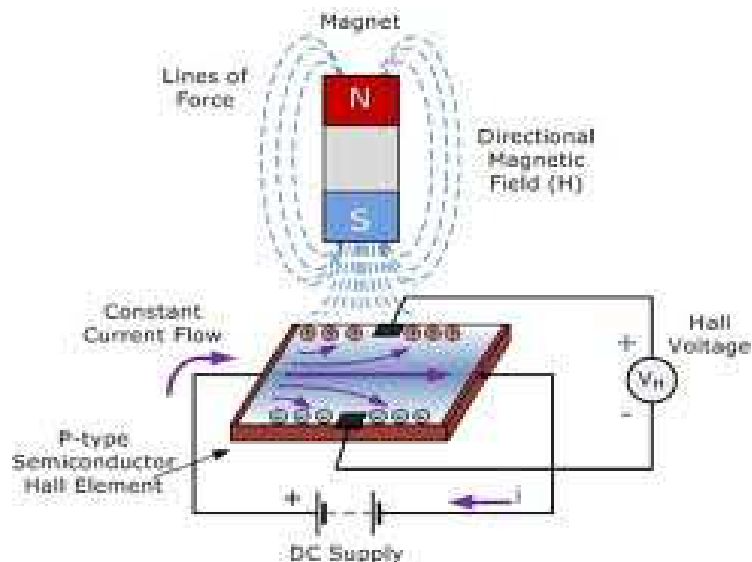
## 1.2 Stato dell'arte

Analizziamo ora nello specifico due diversi sensori di campo magnetico spiegandone il principio di funzionamento nonché i fenomeni fisici sui quali sono basati tali strutture.

### 1.2.1 Sensori ad effetto Hall

I sensori ad effetto Hall sono dispositivi che vengono attivati dalla presenza di un campo magnetico esterno. Il segnale che si viene a creare all'uscita di questo sensore risulta essere funzione della densità di campo magnetico attorno al dispositivo stesso. Quando la densità del flusso di campo magnetico eccede una determinata soglia, questa viene rilevata e viene generata una tensione d'uscita chiamata tensione di Hall,  $V_H$ .

Uno schema del dispositivo è riportato in *Fig. 1.2.1 (a)*.



*Fig. 1.2.1 (a) Sensore ad effetto Hall*

I sensori ad effetto Hall sono costituiti da un materiale semiconduttore di tipo p fatto attraversare da una corrente. Nel momento in cui il dispositivo viene immerso in un campo magnetico, le linee del flusso magnetico esercitano una forza sul materiale semiconduttore a causa della quale i portatori di carica, elettroni e lacune, vengono deviati verso le due estremità opposte della lastra costituente il sensore stesso. Questo movimento di carica è il risultato della forza di campo magnetico cui sono sottoposti i portatori passando attraverso il materiale. Viene quindi a crearsi una differenza di potenziale tra i due lati del semiconduttore. Quindi il movimento di elettroni e lacune attraverso il materiale è interessato dalla presenza di un campo magnetico esterno che si trova ad essere perpendicolare rispetto al flusso di corrente ed il cui effetto risulta essere maggiore nel momento in cui il sensore abbia una forma rettangolare e piatta.

L'effetto della generazione di una tensione a causa della presenza di un campo magnetico esterno viene chiamato effetto Hall, dal nome del fisico Edwin Hall che per primo scoprì tale effetto nel 1879.

La tensione d'uscita, chiamata tensione di Hall  $V_H$ , è direttamente proporzionale alla forza del campo magnetico e può essere scritta in questo modo:

$$V_H = R_H \left( \frac{I}{t} \times B \right)$$

definendo:

- $V_H$  la tensione di Hall [V];
- $R_H$  il coefficiente di effetto Hall;
- $I$  la corrente che attraversa il materiale [A];
- $t$  lo spessore del sensore [mm];
- $B$  la densità di flusso di campo magnetico [T].

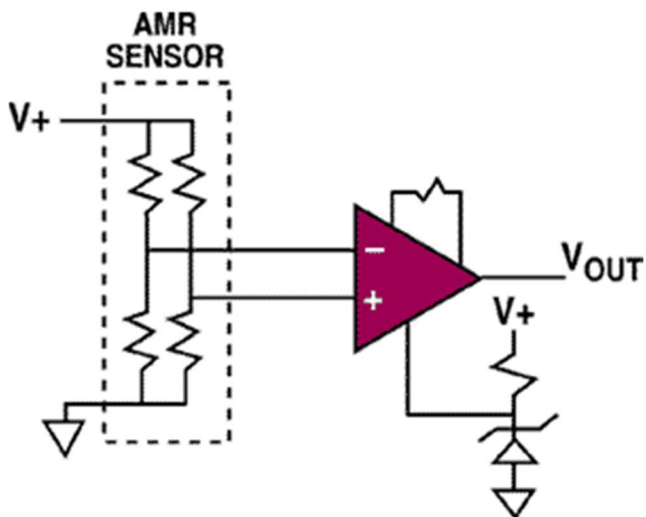
Tale tensione d'uscita deve essere letta da un'opportuna elettronica e quindi elaborata.

$B_{min}$	$0.25\mu T$
Full Scale Range (FSR)	$1.2mT$
$BW_{sys}$	$4Hz$
Consumo di corrente	$350\mu A$
Potenza dissipata	$1.25mW$

Tabella 1.2.1 (a) Principali specifiche di un magnetometro ad effetto Hall.

Vediamo riassunte nella Tabella 1.2.1 (a) le principali specifiche di un sensore ad effetto Hall disponibile in commercio come la risoluzione (il minimo segnale rivelabile), il range dinamico, il consumo, la banda e la potenza dissipata.

## 1.2.2 Sensori AMR



I sensori AMR ( Anisotropic Magnetoresistance ) sono realizzati utilizzando materiali magnetoresistivi. La particolarità di questi materiali è quella di variare la propria resistenza del 2% - 3% nel momento in cui venga applicato loro un campo magnetico esterno. Questo fenomeno fu scoperto per la prima volta da William Thomson nel 1851.

Fig. 1.2.2 (a) Ponte di Wheatstone



In un tipico utilizzo quattro di questi sensori sono connessi in configurazione a ponte di Wheatstone, come mostrato in *Fig. 1.2.2 (a)*, per permettere la misurazione dell'ampiezza del campo magnetico nella direzione dell'asse ortogonale al piano su cui è collocato il ponte.

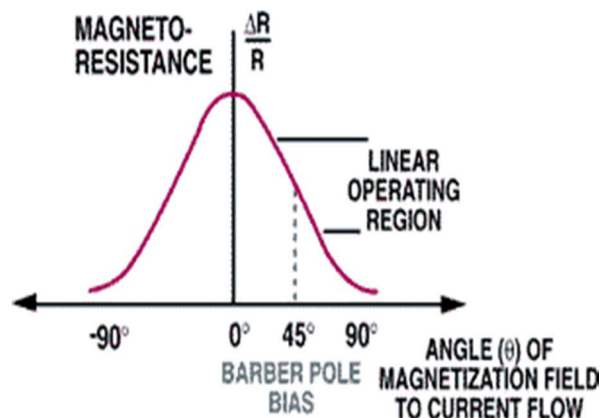
I sensori magnetoresistivi di questa categoria sono costituiti da una sottile pellicola di Permalloy depositata su di un wafer di silicio. Durante la fase di fabbricazione tale pellicola viene posta sotto l'effetto di un forte campo magnetico per fare in modo che i vettori magnetizzazione  $M$  dei resistori di Permalloy si orientino lungo il loro *easy axis* (la loro direzione "preferenziale", che è funzione della natura e della geometria del materiale impiegato).

Inizialmente il vettore  $M$  risulta orientato parallelamente alla lunghezza del resistore e può "muoversi" in tutte le direzioni qualora sia sottoposto ad un'opportuna eccitazione fisica, ossia ad un campo magnetico esterno.

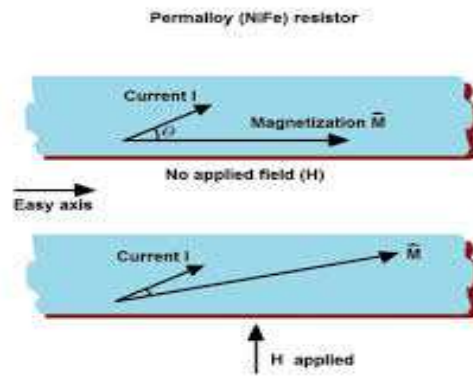
Se una corrente scorre nella pellicola in una direzione diversa da quella in cui inizialmente si trova orientato il vettore  $M$ , si viene a formare un angolo  $\theta$  tra quest'ultimo e la corrente  $I$ , (*Fig. 1.2.2 (b)*). La resistenza del Permalloy è massima quando la corrente  $I$  scorre parallelamente al vettore  $M$ . Se viene applicato un campo magnetico esterno tale vettore ruota modificando quest'angolo  $\theta$  e, di conseguenza, il valore di resistenza di un fattore  $(\frac{\Delta R}{R})$ , dando origine ad una variazione della tensione di uscita del ponte di Wheatstone.

In *Fig. 1.2.2 (c)* si può vedere come cambia il fattore  $(\frac{\Delta R}{R})$  in funzione dell'angolo  $\theta$ .

La variazione di MR (magneto - resistance) risulta essere simmetrica e presenta una zona ad andamento lineare attorno all'angolo di  $45^\circ$ .



*Fig. 1.2.2 (b) La resistenza della pellicola di Permalloy varia in funzione dell'angolo tra il vettore  $M$  e la corrente che scorre in essa.*



*Fig. 1.2.2 (c) Valore di MR in funzione dell'angolo  $\theta$ .*

Il metodo utilizzato per fare in modo che la corrente fluisca attraverso la pellicola con un angolo di  $45^\circ$  è chiamato metodo di *barber pole biasing* ed è ottenuto attraverso una tecnica di layout che posiziona corti cammini a bassa resistenza lungo la larghezza della pellicola stessa. La corrente fluisce dunque attraverso il cammino a minore resistenza passando dall'uno all'altro con un angolo appunto di  $45^\circ$ .

Di seguito viene riportata una tabella che riassume le principali specifiche di un sensore AMR disponibile in commercio.

$B_{min}$	$0.4\mu T$
<i>Full Scale Range (FSR)</i>	$1.6mT$
$BW_{sys}$	$40Hz$
<i>Consumo di corrente</i>	$270\mu A$
<i>Potenza dissipata</i>	$1mW$

*Tabella 1.2.2 (a) Principali specifiche di un magnetometro AMR.*

## 1.3 Le specifiche di sistema

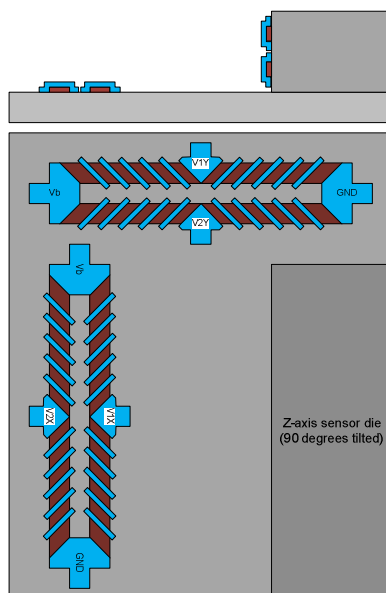
Fino ad ora si sono analizzati due diverse tipologie di sensori di campo magnetico.

Vediamo ora quale sia il sistema che si è voluto realizzare, quali siano stati i motivi per i quali si è resa necessaria tale realizzazione e quali siano le specifiche di sistema che si è cercato di rispettare.

Come è già stato detto la realizzazione di un sensore di campo magnetico triassiale comporta, ancora oggi, l'obbligo di dover realizzare tre sensori separati ed identici, uno per ogni direzione di campo che si intende misurare, X, Y e Z.

Per ottenere tale risultato la soluzione tuttora adottata è quella di utilizzare due sensori montati su chip per la rilevazione delle componenti planari, X e Y, del campo magnetico, in concomitanza con un terzo sensore, dedicato alla rilevazione delle componente Z del campo, montato verticalmente rispetto agli altri due.

La disposizione dei tre sensori risulterebbe quindi essere quella mostrata in *Fig. 1.3 (a)*.



*Fig. 1.3 (a) Sensore AMR triassiale montato verticalmente sul chip.*

Questo approccio porterebbe però ad un inevitabile spreco di spazio.

Si è cercato dunque di trovare nuove alternative per la realizzazione di un sensore triassiale.

Sono state proposte tre diverse soluzioni:

- condensare l'informazione di campo magnetico relativa all'asse Z sul piano X-Y grazie all'utilizzo di *magnetic layers* adeguati;
- condensare l'informazione di campo magnetico relativa all'asse Z grazie all'utilizzo di AMR films sfruttando una struttura a "V-grooves";
- ottenere l'informazione di campo magnetico relativa all'asse Z grazie all'utilizzo di un sensore a forza di Lorentz; tale sensore può essere montato insieme ai due sensori AMR utilizzati per la rilevazione del campo magnetico nelle direzioni X e Y senza dover essere posto in posizione verticale rispetto agli altri due.

In Fig. 1.3 (b) viene mostrato il principio operativo della prima opzione.

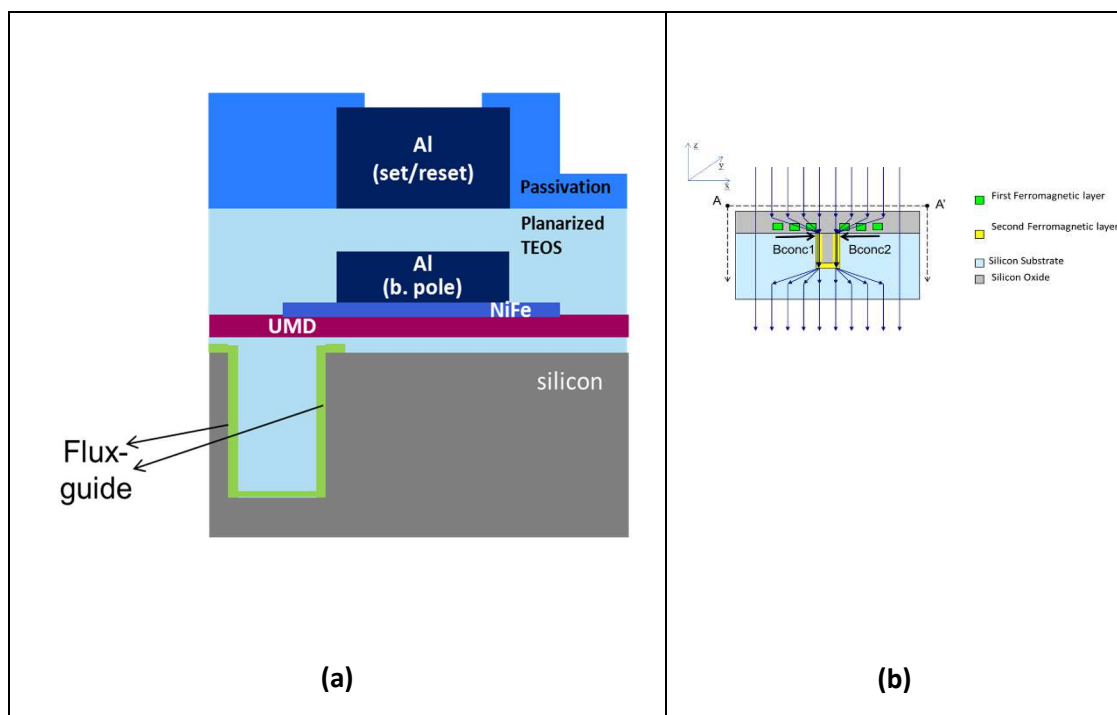
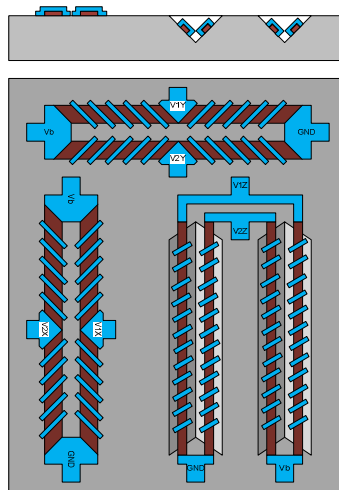


Fig. 1.3 (b) In **a** viene illustrato il processo AMR compreso di una "flux guide" per la rilevazione del flusso di campo magnetico lungo l'asse Z; in **b** viene presentata una descrizione schematica del modo in cui le linee di flusso di un campo magnetico nella direzione Z (in blu) vengano deviate lungo la direzione planare.

Avendo il layer una alta permeabilità, ci si aspetta che le linee di campo orientate lungo l'asse Z vengano indirizzate all'interno del suo volume. In tal modo si otterrebbe una componente di campo anch'essa nel piano X-Y. Quest'ultima potrebbe dunque essere rivelata grazie al sensore AMR posto in prossimità.

Un'alternativa può invece essere quella di utilizzare una "scanalatura" a forma di "V", ("V-shaped groove"), creata nel substrato. Viene quindi depositata una struttura di barber-pole sui bordi dell'incavo per permettere al sensore di poter rilevare unicamente la componente di campo magnetico verticale. In tal modo si avrebbe uno spreco di spazio minore rispetto al caso in cui si dovesse posizionare un sensore per la rilevazione della componente Z verticalmente rispetto agli altri due sensori, utilizzati per rilevare le componenti planari X e Y.



---

*Fig. 1.3 (c) Sensore AMR con struttura "V-grooves".*

---

La terza soluzione è invece quella che si è deciso di adottare.

Cerchiamo ora di capire i motivi per i quali si è deciso di utilizzare un sensore a forza di Lorentz.

Di seguito si sono riportate le specifiche di sistema riguardanti il minimo campo magnetico che deve essere misurato, di circa  $1mGa$ , il massimo campo magnetico, di circa  $24Ga$ , il Dynamic Range, la banda di sistema, il numero di bit, ed in ultimo, la potenza che può essere dissipata dal sistema. Si tratta, come specificato, della potenza dissipata per ognuno dei tre canali.

$B_{min}$	1mGa
$B_{max}$	$\pm 24Ga$
DR	94dB
$BW_{sys}$	50Hz
Nbit	> 15
Potenza dissipata (per canale)	170 $\mu W$

---

*Tabella 1.3 (a) Specifiche di sistema*

---

Come possiamo vedere dalla *Tabella 1.2.1 (a)*, la specifica di una banda di sistema di 50Hz non sarebbe compatibile con l'utilizzo di un sensore ad effetto Hall, così come anche la specifica riguardante la massima potenza che possa essere dissipata per canale.

Un sensore AMR invece, come riscontrabile dalla *Tabella 1.2.2 (a)*, potrebbe soddisfare sia la specifica riguardante la banda sia la specifica riguardante la massima potenza dissipata per canale, ma non risulta essere comunque utilizzabile per i motivi spiegati prima: inutile spreco di spazio e scarse possibilità di scaling del package.

La scelta è ricaduta pertanto sull'uso di un sensore a forza di Lorentz.

Nel prossimo capitolo viene analizzata la struttura di tale sensore, il suo principio di funzionamento, e la modalità di lettura del segnale in uscita al sensore stesso, nello specifico si tratta di una lettura capacitiva.

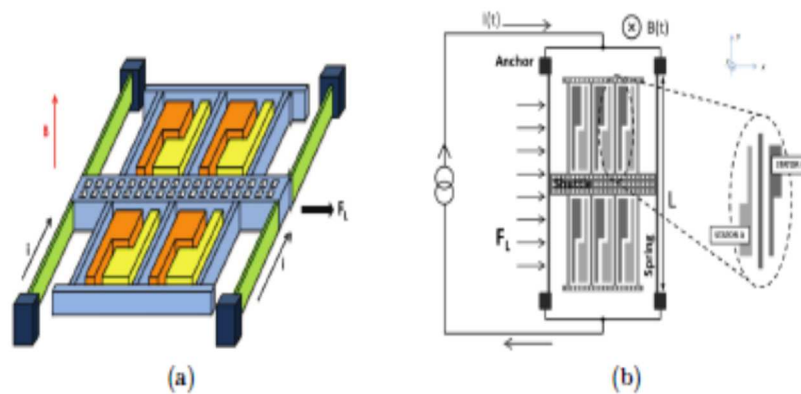
Infine vengono analizzati vantaggi e svantaggi di utilizzare un sensore operante a risonanza o fuori risonanza, (con un mismatch di frequenza), e viene quindi evidenziato il motivo per cui si sia deciso di adottare quest'ultimo *modus operandi*.



# Capitolo 2

## Sensori MEMS a forza di Lorentz

### 2.1 Principio di funzionamento dei magnetometri a forza di Lorentz



*Fig. 2.1 (a) Rappresentazione schematica della struttura di un magnetometro a forza di Lorentz. Visione in prospettiva (a), visione dall'alto con i principali parametri elettrici e meccanici (b).*

In fisica la Forza di Lorentz è la forza che si sviluppa tra un oggetto elettricamente carico ed un campo elettromagnetico.

In effetti campo elettrico e campo magnetico danno contributi separati: mentre il primo da origine ad un contributo che risulta essere direttamente proporzionale al valore della carica dell'oggetto ed ha la stessa direzione del campo, il secondo da un contributo



proporzionale al valore della velocità dell'oggetto ed è perpendicolare alla direzione del moto.

Analizziamo qui il contributo del campo magnetico.

$$\vec{F}_L = q * \vec{v} \times \vec{B}$$

La maggior parte di questi sensori sono appunto basati su questa forza grazie alla quale si può ottenere un segnale meccanico a partire da un'informazione di intensità di campo magnetico e successivamente, tramite una lettura di tipo capacitivo, un segnale elettrico.

Il dispositivo in sé, come possiamo vedere in Fig. 2.1 (a), è costituito da quattro molle che ancorano una massa mobile al substrato. In questo modo il movimento della massa è permesso in una unica direzione; abbiamo due elettrodi fissi, gli statori, e tra i due, un elettrodo mobile, la massa. L'insieme di statori e rotori affacciati creano una struttura di condensatori differenziali di cui viene variato il valore allo spostarsi della massa.

Se le molle vengono fatte attraversare da una corrente sinusoidale  $i(t)$ , e se il dispositivo è immerso in un campo magnetico, si genera appunto una forza che agisce sulle molle, ossia su tutte le singole cariche in moto: la Forza di Lorentz.

Poiché la struttura ha libero movimento in un'unica direzione, X, possiamo scrivere la  $F_L$  considerando soltanto il campo magnetico in direzione Z:

$$F_L(t) = \Sigma q * v_i(t) * B_z = q v(t)n \cdot A L B_z = j(t)A \cdot L B_z = i(t) \cdot L \cdot B_z$$

dove si è indicato con:

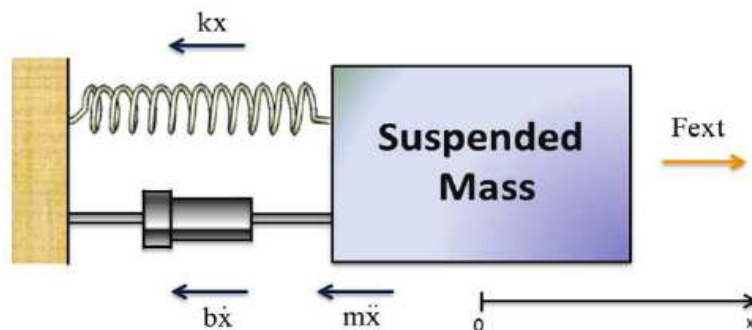
- $n$  il numero di cariche per unità di volume;
- $L$  la lunghezza delle singola molla;
- $A$  la sezione della molla;
- $j(t)$  la densità di corrente totale;
- $i(t)$  la corrente totale;
- $F_L(t)$  la Forza di Lorentz totale agente sul sistema.

La forza in questione è distribuita uniformemente lungo le molle, per questo deve essere introdotto un fattore 2 che tenga conto di tale distribuzione.

La forza di Lorentz equivalente nella direzione X è:

$$F_{L,eq}(t) = \frac{1}{2} i(t) L B_z$$

## 2.2 Funzione di trasferimento



*Fig. 2.2 (a) Modellizzazione del MEMS.*

Consideriamo una massa puntiforme, le forze agenti su di essa sono:

- *Forza elastica della molla*

$$F_k = -k \cdot x \text{ con } k \text{ costante elastica}$$

- *Forza di attrito viscoso*

$$F_b = -b \cdot \dot{x} \text{ con } b \text{ coefficiente di damping}$$

- *Forza di Lorentz*

$$F_{\text{ext}} = F_L$$

Dalla seconda legge della dinamica possiamo scrivere

$$F_{\text{tot}} = m \cdot a = m \cdot \ddot{x}$$

Ossia:

$$F_{\text{tot}} = F_k + F_b + F_{\text{ext}}$$

Rielaborando:

$$F_{\text{ext}} = F_{\text{tot}} - F_k - F_b = m \cdot \ddot{x} + b \cdot \dot{x} + k \cdot x$$

Utilizzando la Trasformata di Laplace:

$$F_{\text{ext}}(s) = ms^2 \cdot X(s) + bs \cdot X(s) + k \cdot X(s)$$

Quindi la funzione di trasferimento tra la forza applicata alla massa ed il suo spostamento è:

$$T_{FX}(s) = \frac{X(s)}{F_{\text{ext}}(s)} = \frac{1}{ms^2 + bs + k}$$

Quest'ultima può essere riscritta nella forma:

$$T_{FX}(s) = \frac{X(s)}{F_{\text{ext}}(s)} = \frac{1}{m} \frac{1}{s^2 + \frac{\omega_0^2}{Q} + \omega_0^2}$$

Nella quale possiamo riconoscere la pulsazione di risonanza:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

ed il fattore di qualità Q del sistema:

$$Q = \frac{\sqrt{km}}{b} = \frac{\omega_0 m}{b} = \frac{1}{2\xi} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_0}$$

dove si è indicato con  $\xi$  fattore di smorzamento e  $\Delta\omega_0$  larghezza di banda.

In base al valore assunto dal fattore di qualità Q possiamo definire il sistema come *sovrasmorzato* ( $Q < 1$ ), *criticamente smorzato* ( $Q = 1$ ) e *sottosmorzato* ( $Q > 1$ ). Nel primo caso la funzione di trasferimento del sistema presenterebbe due poli reali negativi, nel secondo caso due poli reali coincidenti e nell'ultimo caso due poli complessi coniugati.

Al variare della  $\omega$  alla quale viene fatto funzionare il sistema si possono distinguere quattro zone di funzionamento:

- per  $\omega \ll \omega_0$

$$|T_{FX}(\omega)| \cong \frac{1}{k}$$

- per  $\omega \gg \omega_0$

$$|T_{FX}(\omega)| = \frac{1}{m\omega^2}$$

In questo caso si avrebbe una dipendenza quadratica dalla frequenza di funzionamento, pertanto questa condizione di lavoro non è mai utilizzata.

- per  $\omega = \omega_0$

$$|T_{FX}(\omega)| = \frac{Q}{k}$$

Antitrasformando otteniamo:

$$x(t) = \frac{Q}{k} \cdot F_{ext}(t)$$

Questa condizione di lavoro risulta essere la più interessante in quanto proprio a  $\omega = \omega_0$  si ha uno spostamento direttamente proporzionale al fattore Q.

Dunque a parità di forza esterna applicata si ha uno spostamento maggiore tanto maggiore è Q.

- per  $\omega = \omega_0 - \Delta\omega$

con un  $\Delta\omega$  di poche centinaia di Hertz. In questo ultimo caso il sistema si trova a lavorare vicino alla condizione di risonanza ma con un piccolo mismatch di frequenza. Facendo riferimento al grafico di Fig. 2.2 (b) si può vedere che questa condizione corrisponde alla zona della curva crescente verso il picco presente a  $\omega_0$ , ma nella quale la pendenza non è tale da farne variare sensibilmente il valore in un così piccolo range di frequenze.

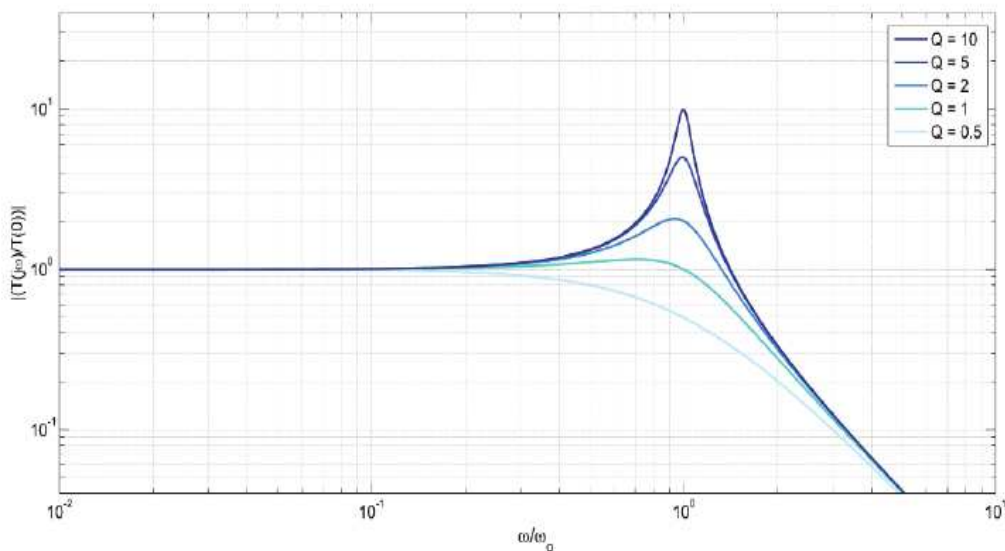
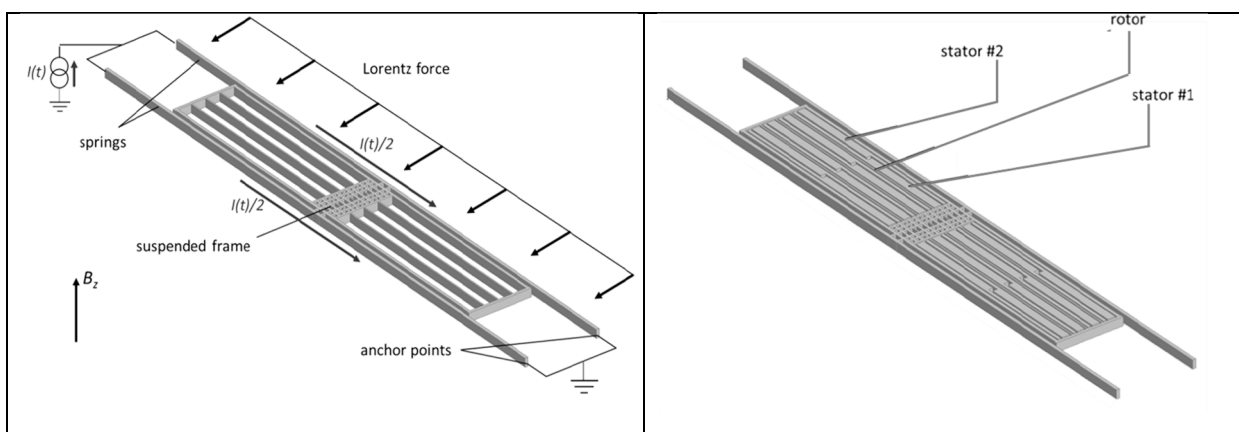


Fig. 2.2 (b) Modulo della funzione di trasferimento normalizzata tra forza applicata e spostamento, al variare del parametro Q.

## 2.3 Lettura capacitiva



*Fig. 2.3 (a) Nel momento in cui la corrente fluisce attraverso le spire, ed in presenza di un campo magnetico esterno, la struttura viene sottoposta ad una forza agente lungo il piano, ortogonalmente alla direzione nella quale sono orientate le spire. Questo comporta un movimento del rotore rispetto ai due elettrodi fissi, gli statori. In questo modo varia il valore delle capacità differenziali formate dalla griglia di statori e rotore.*

Ottenuto lo spostamento della massa mobile a causa della sovrapposizione delle forze esterne applicate analizzato fino a qui, tale spostamento deve ora essere tradotto in un segnale elettrico. Un modo è quello di utilizzare una lettura di tipo capacitivo attraverso gli stessi condensatori a facce piane e parallele costituiti dagli statori e dal rotore.

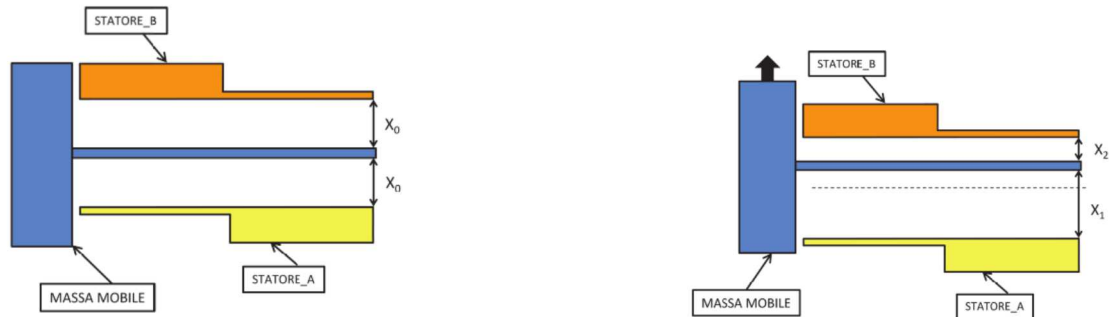


Fig. 2.3 (b) Rappresentazione schematica di un condensatore differenziale formato da due elettrodi fissi (statori) ed una massa mobile (rotore). Nell'immagine di sinistra il rotore si trova in posizione di riposo, mentre nell'immagine di destra il rotore si muove sotto l'effetto di una forza cambiando il valore delle due capacità

Quando il sistema è a riposo la capacità  $C_1$ , tra statore A e rotore, e la capacità  $C_2$ , tra rotore e statore B, risultano essere uguali tra loro e pari a:

$$C_1 = C_2 = C_0 = \frac{\epsilon_0 A}{x_0}$$

con:

- $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m}$  costante dielettrica del vuoto;
- $A$  superficie di affacciamento tra le armature;
- $x_0$  gap tra rotore e statore a riposo

Con una  $F_{ext}$  applicata il rotore si muove causando una variazione del valore delle due capacità: la capacità  $C_1$  aumenta mentre la capacità  $C_2$  diminuisce. Si ottiene:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 A}{x_1} = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 + x}$$

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 A}{x_2} = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 - x}$$

dove  $x$  è lo spostamento del rotore rispetto allo statore.

Dunque:

$$\Delta C_{diff} = C_2 - C_1 = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 - x} - \frac{\epsilon_0 A}{x_0 + x} = \epsilon_0 A \cdot \frac{2x}{(x - x_0)(x_0 + x)}$$

Ipotizzando  $x \ll x_0$  possiamo semplificare l'espressione di prima e scrivere:

$$\Delta C_{diff} = 2 \cdot \frac{\epsilon_0 A}{x_0^2} \cdot x = 2C_0 \cdot \frac{x}{x_0}$$

A questo punto abbiamo ottenuto una variazione di capacità, quindi una variazione di carica che può essere letta ed elaborata da un'opportuna elettronica.

## 2.4 Magnetometri operanti a risonanza

Lavorare a  $\omega = \omega_0$  significa iniettare nelle molle una corrente  $i(t)$  sinusoidale ( $i(t) = i \cos(\omega_0 t)$ ) appunto alla frequenza pari a quella di risonanza meccanica della struttura,  $\omega_0$ . Come detto prima è proprio in questa particolare condizione di lavoro che si può ottenere il massimo guadagno di trasduzione.

Una importante figura di merito per i magnetometri MEMS è la *sensibilità*  $S$  definita come:

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta B}$$

Ossia data una variazione del campo magnetico  $\Delta B$  sappiamo di quale entità sia la variazione della capacità totale  $\Delta C$ .



Ponendoci dunque a  $\omega = \omega_0$ , possiamo scrivere:

$$x = \frac{Q}{k} F_L$$

Sostituendo  $F_L = \frac{1}{2} i(t) L B_z$  otteniamo:

$$x(t) = \frac{Q}{2k} \cdot i \cdot B_z \cdot L$$

Quindi chiamando  $B_z = B$ :

$$\Delta C_{diff} = \frac{C_0}{x_0} \cdot \frac{Q}{k} iBL$$

Fino a qui ci siamo soffermati sulla trattazione di una singola cella di condensatori differenziali. Estendiamo ora il ragionamento ad una struttura composta da N celle. La struttura della singola cella, composta da statori e rotore, viene quindi replicata ponendo tutte le celle in parallelo tra loro. Tali celle avranno statori e rotori in comune in modo da rispondere in modo univoco ad una variazione di campo magnetico. In tal caso la variazione di capacità può essere espressa come segue:

$$\Delta C = \frac{C_0}{x_0} \cdot \frac{Q}{k} \cdot iBL \cdot N = \frac{\epsilon_0 A}{x_0^2} \cdot \frac{Q}{k} \cdot iBL \cdot N = \frac{\epsilon_0 A}{x_0^2} \cdot \frac{1}{\omega_0 b} \cdot iBL \cdot N$$

Definiamo il coefficiente di damping

$$b = b_{area} \cdot 2 A N$$

dove il fattore 2 tiene conto del fatto che le facce di area A sono due per ogni cella, mentre con  $b_{area}$  viene indicato il coefficiente di damping espresso per unità di area. Troviamo finalmente:

$$\Delta C = \frac{\epsilon_0 i B L}{x_0^2 \omega_0 b_{area}}$$

Quindi:

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta B} = \frac{\epsilon_0 i L}{2 x_0^2 \omega_0 b_{area}}$$

Oltre alla sensibilità esiste un altro importante parametro per la caratterizzazione dei magnetometri MEMS, il minimo campo magnetico misurabile  $B_{min}$ .

Per valutare quanto sia effettivamente il campo minimo misurabile deve essere calcolato l' SNR intrinseco, ossia il rapporto segnale rumore dovuto al solo rumore intrinseco del dispositivo. In una struttura di questi tipo il contributo dominante di rumore risulta essere dovuto al moto browniano delle particelle all' interno della massa. Tale moto dà vita ad una forza detta forza di fluttuazione  $F_n$ , che, si può dimostrare, ha uno spettro di rumore  $S_{Fn}$  bianco:

$$S_{Fn} = 4 k_B T b$$

con:

- $k_B = 1.38 \times 10^{-23} JK^{-1}$  costante di Boltzmann;
- $T$  temperatura assoluta misurata in Kelvin.

$$SNR_{res} = \frac{x}{\sqrt{S_{Fn} \cdot \left(\frac{Q}{k}\right)^2 \cdot BW_{-3dB}}} = \frac{\frac{Q}{2k} \cdot i \cdot B \cdot L}{\sqrt{4k_B T b \cdot \left(\frac{Q}{k}\right)^2 \cdot BW_{-3dB}}}$$

Ponendo ora  $SNR = 1$  si ottiene il minimo campo magnetico teoricamente misurabile, ossia:

$$B_{min} = \frac{8 BW_{-3dB}}{i L} \sqrt{\pi k_B T m} = \frac{4 f_0}{i L Q} \sqrt{\pi k_B T m}$$

## 2.5 Magnetometri operanti con mismatch di frequenza

Perché non operare alla frequenza di risonanza ma ad un'altra frequenza leggermente diversa da quest'ultima, di poche centinaia di Hertz appunto?

Vediamo quali sono gli svantaggi di operare a  $\omega_0$ :

1. Compromesso tra fattore di qualità Q e  $BW_{-3dB}$ ;
2. Sensitività:

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta B} = \frac{\epsilon_0 i L}{4 \pi x_0^2 f_0 b_{area}}$$

Questa figura di merito, una volta fissati i parametri della tecnologia, risulta essere difficile da migliorare.

La corrente può essere aumentata ma a patto di consumare maggiore potenza, la L non può essere aumentata a piacimento a causa delle dimensioni del package,  $x_0$  è il valore del minimo gap tra statori e rotore ed è fissato dalla tecnologia ed  $f_0$  deve essere maggiore di 20kHz per evitare le interferenze audio. Ultimo il coefficiente  $b_{area}$ : compare nell'espressione di Q da cui dipende anche la  $BW_{-3dB}$  quindi non può essere modificato a piacimento. Da notare però come la sensitività non dipenda dal numero di celle N.

3. Il circuito dedito all'iniezione di corrente nelle molle non può essere realizzato con un oscillatore ad anello aperto a causa del fatto che sia Q che la  $f_0$  sono soggetti alla varianza dei processi di fabbricazione.

4. Nel caso di un *sensore triassiale*, a causa della varianza di processo che ne influenza i diversi componenti, non può essere utilizzata la stessa corrente  $i(t)$  per i tre sensori in quanto tale corrente sinusoidale dovrebbe essere iniettata alla frequenza  $f_0$ , che risulterebbe però diversa nei tre casi.

Per questi motivi si può utilizzare un sensore operante con un mismatch di frequenza  $\Delta f = f_0 - f_d$  con  $f_d$  di poche centinaia di Hertz differente da  $f_0$ . Con questo tipo di approccio è possibile l'uso di un driving ad anello aperto la cui frequenza è selezionata attraverso un risonatore ausiliario. Quest'ultimo verrebbe dunque integrato all'interno dello stesso package del magnetometro MEMS in modo che sia soggetto alle stesse variazioni in fase di processo, in tal modo le frequenze di risonanza dei due dispositivi variano nello stesso modo ed il mismatch  $\Delta f$  risulta essere all'incirca costante.

A questo punto possiamo riscrivere la funzione di trasferimento tra la forza applicata alla massa ed il suo spostamento come:

$$|T_{FX}(j\omega_d)| = \left| \frac{1}{m} \frac{1}{\omega_0^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega_d + \omega_d^2} \right| = \frac{1}{m} \frac{1}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega_d^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\omega_d\right)^2}}$$

dove  $\omega_d$  è la pulsazione di drive della corrente,  $\omega_d = \omega_0 - \Delta\omega$ .

Sviluppando ulteriormente l'espressione ottenuta, e facendo le dovute semplificazioni si giunge a:

$$|T_{FX}(j\omega_d)| \approx \frac{1}{k} \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} = \frac{1}{k} \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{1}{k} Q_{eff}$$

dove  $Q_{eff} = \frac{f_0}{2\Delta f}$  è chiamato fattore di qualità efficace.

Quindi:

$$x = \frac{Q_{eff}}{k} \cdot F_L = \frac{Q_{eff}}{2k} \cdot i \cdot B \cdot L$$

Riprendendo le stesse considerazioni sul rumore fatte precedentemente otteniamo un:

$$SNR_{mis} = \frac{\frac{Q_{eff}}{2k} \cdot i \cdot B \cdot L}{\sqrt{4 k_B T b \frac{Q_{eff}^2}{k^2} \cdot BW}}$$

che se posto uguale a 1 ci restituisce il minimo campo magnetico misurabile, ossia:

$$B_{min} = \frac{4}{i L} \sqrt{k_B T b \cdot BW}$$

dove BW non è più la larghezza a metà altezza del picco di risonanza della funzione di trasferimento, bensì risulta essere la banda del filtraggio elettronico che segue.

Confrontiamo le due espressioni dell' SNR:

$$SNR_{res} = \frac{i B L}{2 \cdot \sqrt{4 K_B T b BW_{-3dB}}}$$

$$SNR_{mis} = \frac{i B L}{2 \sqrt{4 K_B T b BW}}$$

Possiamo notare che se  $BW_{-3dB} = BW$  allora l'SNR risulterebbe essere lo stesso in entrambi i casi. Chiaramente risulta essere conveniente l'uso di un dispositivo con un b minore che però in questo caso può essere definito liberamente. La sua variazione non avrebbe nessun effetto sulla BW.

Altri vantaggi di questo tipo di funzionamento sono il fatto che ora è possibile utilizzare la stessa corrente sinusoidale  $i(t)$  per i tre assi del magnetometro in quanto tale corrente non deve essere esattamente ad  $\omega_0$  e piccole variazioni di  $\Delta f$  non alterano il funzionamento del sistema. Proprio per il fatto di lavorare ora con un piccolo mismatch di frequenza, quindi in una zona della funzione di trasferimento praticamente costante, anche le variazioni di processo non risultano più essere un problema.



# Capitolo 3

## L'elettronica di lettura e pilotaggio

### 3.1 Schema generale dell'elettronica di sensing e drive del sensore MEMS

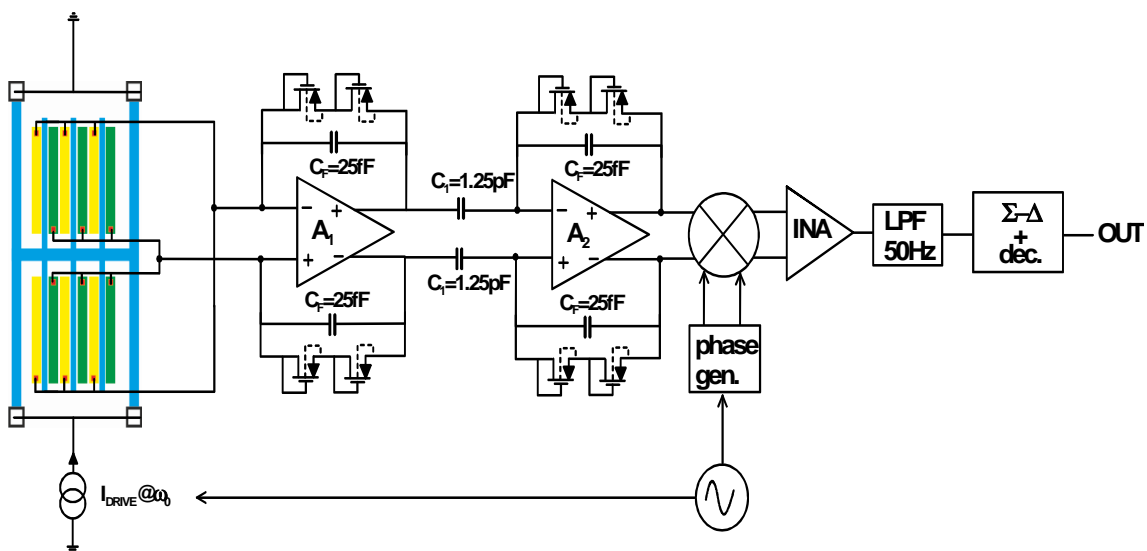


Fig. 3.1 (a) Schema dell'elettronica di front-end a partire dal magnetometro a forza di Lorentz.

La Fig. 3.1 (a) mostra la catena di acquisizione del segnale a partire dal sensore Lorentz. L'elettronica di read-out è formata da un primo stadio di amplificazione, un *low noise amplifier*, LNA, un secondo stadio di amplificazione a guadagno variabile, un *programmable gain amplifier*, PGA, un sistema di demodulazione coerente con un mixer

passivo ed un filtro  $g_m C$  low-pass in banda base, un convertitore analogico-digitale  $\Sigma - \Delta$ , un decimatore ed un oscillatore di Pierce.

Il dimensionamento dell'elettronica di front-end è stato fatto decidendo di utilizzare, come detto, il sensore operante fuori risonanza, precisamente con un mismatch di frequenza  $\Delta f = 400Hz$ .

Analizziamo ora nello specifico ogni singolo componente, a partire dal primo stadio di amplificazione.

## **3.2 L'elettronica di read-out: confronto tra lettura con amplificatore a transimpedenza ed amplificatore di carica.**

Esistono due diverse possibilità per quanto riguarda la configurazione di amplificazione del primo stadio. Può essere utilizzata una struttura a transimpedenza oppure una struttura ad amplificazione di carica. Vediamo vantaggi e svantaggi di entrambe le configurazioni, soffermandoci, in particolare, ad analizzare il contributo di rumore dato dalla resistenza di retroazione  $R_f$  ed il suo impatto sull'SNR. Per quanto riguarda il confronto tra queste due tipologie possono invece essere trascurati tutti gli altri contributi di rumore interni all'operazionale in quanto presenti in ugual modo in entrambi i casi. Tale confronto verrà effettuato a parità di guadagno.

### **3.2.1 Amplificatore a transimpedenza**

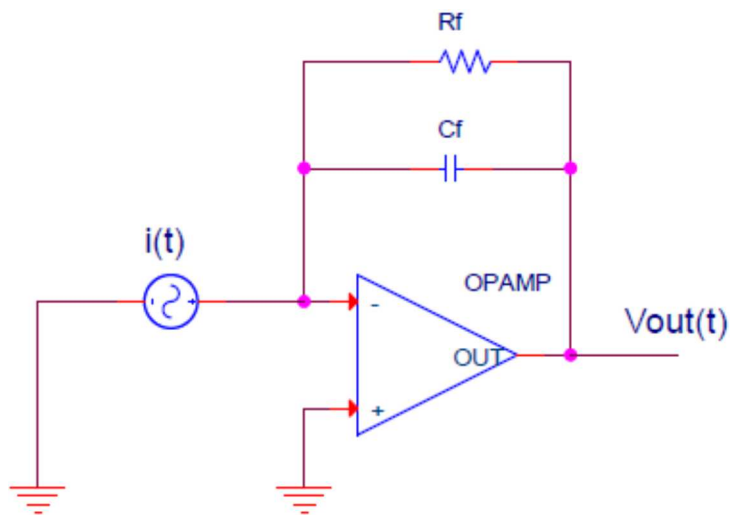
Come è già stato detto la frequenza alla quale lavora il sensore è  $20kHz$ . Per ottenere dunque un'amplificazione corretta del segnale è necessario che il polo introdotto dalla resistenza e dalla capacità di retroazione si trovi ad almeno una decade di distanza da tale frequenza. Per ottenere una frequenza del polo sufficientemente alta si dovrebbe comunque utilizzare una resistenza  $R_f$  di valore abbastanza elevato, anche di qualche  $M\Omega$ . Considerando la *Fig. 3.2.1(a)*, possiamo scrivere l'espressione del trasferimento a bassa frequenza come segue:



$$v_{out}(t) = i(t)R_f$$

mentre possiamo esprimere la frequenza del polo in questo modo:

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_f R_f}$$

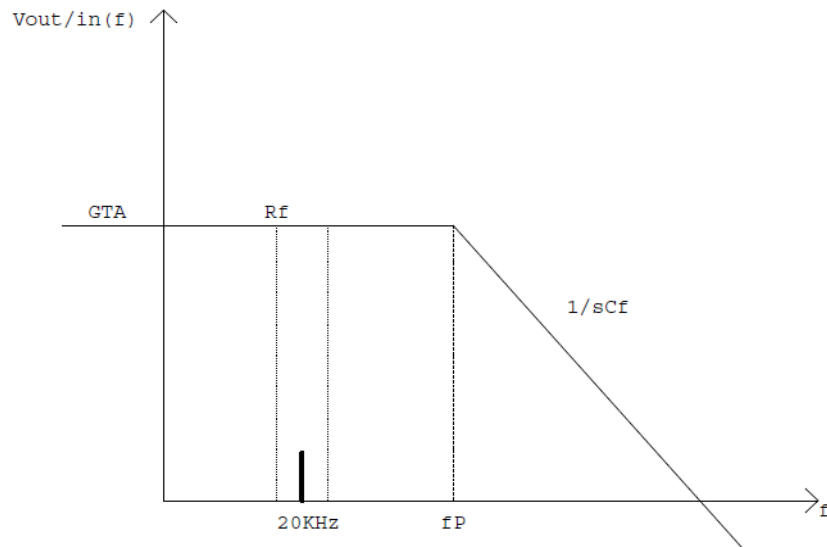


---

*Fig. 3.2.1 (a) Configurazione a transimpedenza*

---

Alla nostra frequenza di interesse lo stadio presenta dunque un trasferimento costante GTA, *transimpedance gain*, pari ad  $R_f$ , come mostrato in Fig. 3.2.1(b).




---

*Fig. 3.2.1 (b) Funzione di trasferimento nel caso di configurazione a transimpedenza*

---

Dunque, imponendo  $f_p \gg 20\text{kHz}$  otteniamo questa condizione sulla  $R_f$ :

$$R_f \ll \frac{1}{2\pi C_f (10 \cdot 20\text{kHz})}$$

Prendiamo ora in considerazione il contributo di rumore in uscita dato dalla resistenza di retroazione. Otteniamo una potenza di rumore data da:

$$P_{noise} = 4kTR_f BW$$

dove BW indica la banda del sistema che si sta qui considerando.

### 3.2.2 Amplificatore di carica

Aumentando il valore della capacità  $C_f$ , pur mantenendo la stessa configurazione circuitale, non si ottiene più un comportamento di uno stadio a transimpedenza ma si comincia ad avere un'amplificazione di carica. Questo significa che nell'intorno della frequenza di interesse, ossia intorno ai  $20\text{kHz}$ , il trasferimento dello stadio non può più essere approssimato con la sola resistenza  $R_f$  ma diventa approssimabile con la sola capacità  $C_f$ , come possiamo vedere dalla Fig. 3.2.2 (a). Pertanto, possiamo esprimere il trasferimento come segue:

$$v_{out}(t) = i(t) \frac{1}{sC_f}$$

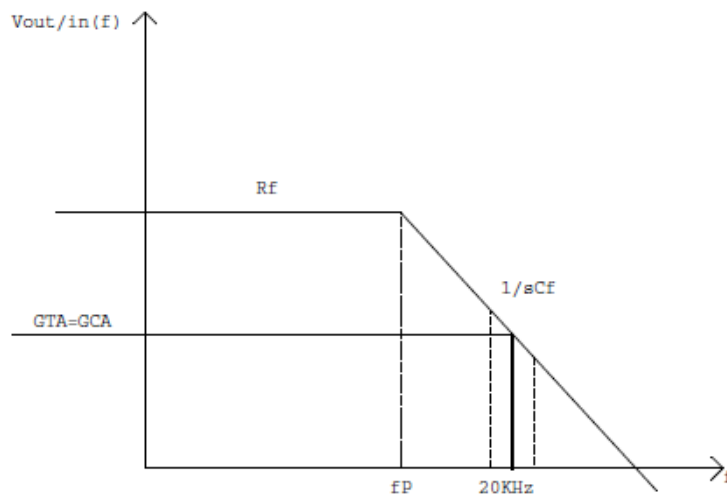


Fig. 3.2.2 (a) Funzione di trasferimento nel caso di configurazione ad amplificazione di carica

In questo caso dunque i valori di resistenza e capacità di retroazione devono essere modificati in modo che il polo da loro introdotto si venga a trovare almeno una decade prima della frequenza di interesse. In tale situazione il rumore termico della resistenza non viene più trasferito in uscita in modo inalterato ma, a causa del polo a bassa

frequenza, (intorno ai  $2kHz$ ), può essere espresso come il rumore di corrente della resistenza moltiplicato per la funzione di trasferimento del circuito in modulo quadro. In termini di potenza di rumore in uscita otteniamo:

$$P_{noise} = \frac{4kT}{R_f} \left( \frac{R_f}{\sqrt{1 + \omega R_f C_f}} \right)^2 \cdot BW \simeq \frac{4kT R_f}{(\omega R_f C_f)^2} \cdot BW$$

La potenza di rumore ottenuta in questo caso risulta essere minore rispetto a quella ottenuta nel caso precedente ma quello che ci interessa è il rapporto segnale-rumore, l'SNR. Il confronto tra le due diverse architetture deve essere effettuato a parità di guadagno,  $GTA=GCA$ , *transimpedance gain equal to charge amplifier gain*.

Nella configurazione con amplificatore a transimpedenza otteniamo:

$$SNR = \frac{(iR_f)^2}{4kT R_f BW}$$

Mentre nella configurazione ad amplificazione di carica otteniamo:

$$SNR = \frac{\left(\frac{i}{\omega C_f}\right)^2}{\frac{4kT R_f BW}{(\omega R_f C_f)^2}}$$

Semplificando le espressioni ottenute si arriva ad una unica espressione di SNR per entrambe le configurazioni,ossia:

$$SNR = \frac{i^2 R_f}{4kT BW}$$

Come si può notare dall'espressione appena riportata, il rapporto segnale-rumore risulta direttamente proporzionale alla resistenza di retroazione. Nel caso del *charge amplifier*, però, non abbiamo nessuna condizione sul valore di tale resistenza che quindi può essere scelta più grande rispetto al caso del *transimpedance amplifier*.

Aumentando il suo valore non sorgono problemi nemmeno per quanto riguarda la posizione del polo che semplicemente tenderebbe ad indietreggiare.

Un elemento che invece non può essere dimensionato a piacere è la capacità di retroazione che risulterà sempre essere maggiore di qualche decina di  $f_F$  a causa della presenza di parassiti.

Per questi motivi è stata scelta una lettura con amplificatore di carica.

### 3.2.3 Pseudo-resistori tunabili

Nel momento in cui si dovessero realizzare valori di resistenza molto elevati, questi non potrebbero essere ottenuti tramite l'utilizzo di normali resistori integrati. Si renderebbe, infatti, praticamente impossibile la loro implementazione in quanto le loro dimensioni crescerebbero eccessivamente. Per questo motivo si ricorre all'impiego di MOS sottosoglia, ovvero pseudo-resistori.

Uno pseudo-resistore tunabile è composto da un transistor PMOS operante in regime di sottosoglia ed è caratterizzato dall'aver un ampio range di tensioni possibili in ingresso, al quale risponde presentando un alto valore di resistenza.

In un tipico MOS, i terminali di source e drain non sono distinguibili l'uno dall'altro a causa della struttura fisica, perfettamente simmetrica, del dispositivo. Pertanto i terminali morsetti potrebbero essere identificati, in modo generico, con A e B.

Tenuta presente questa convenzione, ed assumendo il terminale di bulk connesso al substrato, possiamo scrivere l'espressione della corrente in un MOS come segue:

$$I_{AB} = \pm \frac{2n\mu C'_{ox} W}{L} e^{\frac{V_G - V_{T0}}{nU_T}} \left( e^{-\frac{V_A}{U_T}} - e^{-\frac{V_B}{U_T}} \right)$$

dove:

- $n$  è il coefficiente di sottosoglia;
- $\mu$  è la mobilità;
- $C_{ox}$  è la capacità dell'ossido espressa per unità di area;
- $W$  è la larghezza del transistor;

- $L$  è la lunghezza effettiva del transistor;
- $U_T$  è la tensione termica;
- $V_{T0}$  è la tensione di soglia del transistor.

Definiamo ora le grandezze, chiamate *pseudo-tensioni*, associate ai terminali A e B, in questo modo:

$$V_{A,B} = \pm V_0 e^{-\frac{V_{A,B}}{U_T}}$$

e la *pseudo-conduttanza*:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{2n\mu C'_{ox} \frac{W}{L} U_T^2}{V_0} e^{\frac{V_G - V_{T0}}{nU_T}}$$

dove  $V_0$  è una generica tensione positiva.

Dunque la corrente può essere espressa come:

$$I_{AB} = G(V_A - V_B) = \frac{(V_A - V_B)}{R}$$

Una qualsiasi rete di normali resistori lineari può essere ricostruita sostituendo a questi dei MOS in debole inversione e, variando la loro tensione di gate, è possibile variarne il valore di resistenza. Se più transistori in debole inversione, ed in un substrato comune, hanno la stessa tensione di gate allora i valori dei pseudo-resistori risultano essere proporzionali alle correnti specifiche  $I_{spec}$ . Se invece ci fosse una differenza di potenziale  $\Delta V_G$  tra i dispositivi, allora il rapporto tra le pseudo-resistenze varierebbe esponenzialmente.

Esprimiamo la corrente di un pseudo-resistore PMOS in questo modo:

$$I_{SD} \simeq e^{\frac{V_{GS} - V_{T0}}{nU_T}} \left(1 - e^{-\frac{V_{SD}}{U_T}}\right)$$

dove  $I_{spec}$  è pari a  $2n\mu C'_{ox} \frac{W}{L} U_T^2$ . Da notare che, nel momento in cui la tensione di source fosse uguale alla tensione di drain, non scorrerebbe corrente nel dispositivo, ma anche con una piccola differenza di potenziale applicata tra questi morsetti la corrente risulterebbe subito non nulla permettendo di associare al dispositivo una pseudoresistenza che può essere espressa come:

$$R = \left( \frac{dV_{DS}}{dI_{SG}} \right) = \frac{1}{I_{spec} e^{\left( \frac{V_{DS}}{U_T} \right)} e^{\left( \frac{V_{GS} - V_{T0}}{nU_T} \right)}}$$

### 3.3 Primo stadio a guadagno variabile: amplificatore fully differential con pseudo-resistore tunabile

Il primo amplificatore, un *charge amplifier*, è un LNA, *low noise amplifier*, ed è alimentato da un segnale di corrente differenziale generato dal sensore magnetico alla frequenza di  $20kHz$ . Questa corrente può variare tra i  $12.5fA$  ed i  $600pA$  dipendentemente dall'intensità del campo magnetico la quale, a sua volta, può variare tra i  $100nT$  ed i  $2.4mT$ .

Considerando inoltre una tensione di polarizzazione del MEMS di  $1.5V$ , la corrente in questione viene amplificata dalla capacità di retroazione settata ad un valore minimo di  $20fF$ .

La banda dell'amplificatore LNA risulta essere di circa  $100kHz$ , in modo da amplificare correttamente il segnale in ingresso che, abbiamo detto, si trova a  $20kHz$ .

La polarizzazione dello stesso amplificatore è garantita dalla presenza di due pseudo-resistori PMOS il cui valore è stato settato a circa  $5G\Omega$  in modo da minimizzare il loro contributo di rumore. Inoltre, molto importante, alla frequenza di risonanza la loro resistenza risulta essere di molto maggiore rispetto all'impedenza capacitiva di

retroazione assicurando che l'amplificatore lavori effettivamente come un amplificatore di carica alla frequenza di interesse.

Tale sensore viene utilizzato operante non esattamente alla frequenza  $f_0 = 20kHz$  ma con un mismatch di frequenza per i motivi ampiamente discussi nel secondo capitolo.

Il campo minimo che può essere rivelato in queste condizioni è:

$$B_{min} = \frac{4}{N_{loop} \cdot i \cdot L} \sqrt{k_b T \cdot b \cdot BW}$$

Per incrementare il valore della sensibilità possono essere sfruttate particolari tecniche di "looping".

Come esempio numerico possiamo tenere in considerazione questi valori:

- $i_{rms} = 180\mu A_{rms}$ ;
- $BW = 50Hz$ ;
- $L = 1.4mm$ ;
- $m = 3 \cdot 10^{-9} Kg$ ;
- $k = 40 N/m$ ;
- $Q = 1800$ ;
- $b = \sqrt{km}/Q = 2 \cdot 10^{-7}$ ;
- $Q_{eff} = 1800$ ;
- $N_{loop} = 16$ ;
- $C_0 = 597fF$ ;

Assumendo inoltre un minimo gap tra i piatti di capacità  $g = 2\mu m$  ed un valore di capacità a riposo  $C_0 \approx 600fF$ , la variazione differenziale di capacità, ottenuta con un campo minimo applicato calcolato precedentemente, può essere espressa come segue:

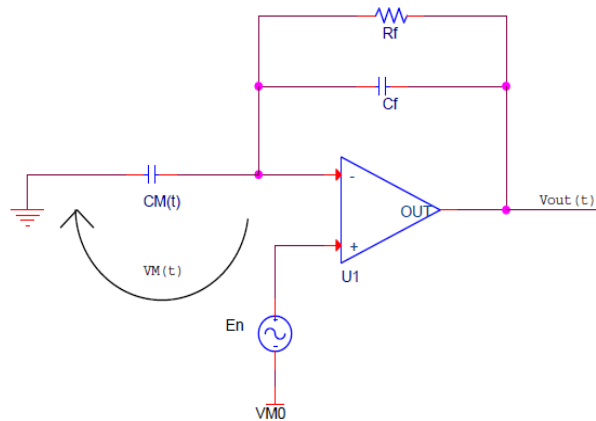
$$\Delta C_{min} = 2C_0 \frac{x}{g} = \frac{C_0 Q_{eff}}{g k} N_{loop} \cdot i \cdot B_{min,res} \cdot L = 0.67 \frac{aF}{\mu T} \cdot B_{min,res}$$

Quindi la sensibilità del sensore, calcolata per le corrente di driving citata prima, risulta:

$$S_{sensor} = 0.67 \frac{aF}{\mu T}$$



Ripercorriamo ora le principali considerazioni che sono state fatte per arrivare al dimensionamento corretto del primo stadio di amplificazione.



*Fig. 3.3 (a) Schema circuitale generico*

Considerando la Fig. 3.3 (a) possiamo scrivere:

$$i(t) = \dot{C}_M V_M(t)$$

Inoltre, in generale:

$$C_M(t) = C_{M_0} + \Delta C \sin(\omega_0 t)$$

$$V_M(t) = V_{M_0}$$

dove si sono definiti:

- $C_{M_0}$  il valore di capacità a riposo;

- $\Delta C$  la variazione di capacità del sensore legata alla variazione del segnale;
- $V_{M_0}$  la tensione di polarizzazione del MEMS pari a 1.5V.

Possiamo ricavare:

$$i(t) = V_{M_0} \cdot C_0 \omega_0 \cos(\omega_0 t)$$

che risulta:

$$i(t) = C_0 V_{M_0} \omega_0 \cos(\omega_0 t)$$

Semplifichiamo ora l'espressione trovata grazie ad alcune ipotesi:

$$\begin{cases} \omega = \omega_0 \\ \phi = 0 \end{cases}$$

In questo modo si ottiene:

$$i(t) = \omega_0 \Delta C V_{M_0} \cos(\omega_0 t)$$

Dunque:

$$v_{out}(t) = -i(t) \frac{1}{\omega_0 C_f}$$

Per cui:

$$v_{out}(t) = -\frac{\Delta C}{C_f} V_{M_0} \cos(\omega_0 t)$$

Il guadagno  $\frac{v_{out}}{\Delta C}$  è proprio  $\frac{V_{M0}}{C_f}$  con uno sfasamento di  $\frac{\pi}{2}$ .

A questo punto si devono affrontare tre ulteriori passi:

- l'amplificatore di carica deve essere polarizzato con una resistenza di retroazione;
- il  $G_{loop}$  a 20kHz deve essere sufficientemente grande, maggiore di 10;
- la densità spettrale di potenza di rumore a 20kHz deve essere contenuta.

Consideriamo quindi anche la resistenza di retroazione  $R_f$ .

Imponendo le condizioni per il limite inferiore della banda si ottiene

$$R_f \geq \frac{10}{\omega_0 C_f}$$

Più complicate sono invece le considerazioni che devono essere fatte per quanto riguarda il limite superiore della banda. Occorre infatti tenere conto dei limiti imposti dalla stabilità dello stadio. Considerando la Fig. 3.3 (b) possiamo scrivere:

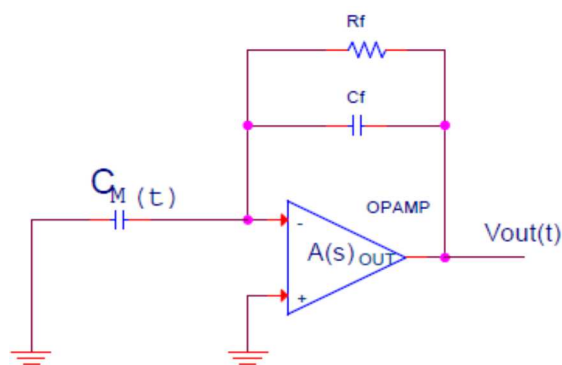


Fig. 3.3 (b)

$$G_{LOOP}(s) = -A(s) \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

Avendo indicato con:

- $Z_2$  l'impedenza del ramo di retroazione, ossia il parallelo di  $R_f$  e  $C_f$ ;
- $Z_1$  l'impedenza vista sul morsetto negativo dell'operazionale  $C_M$ .

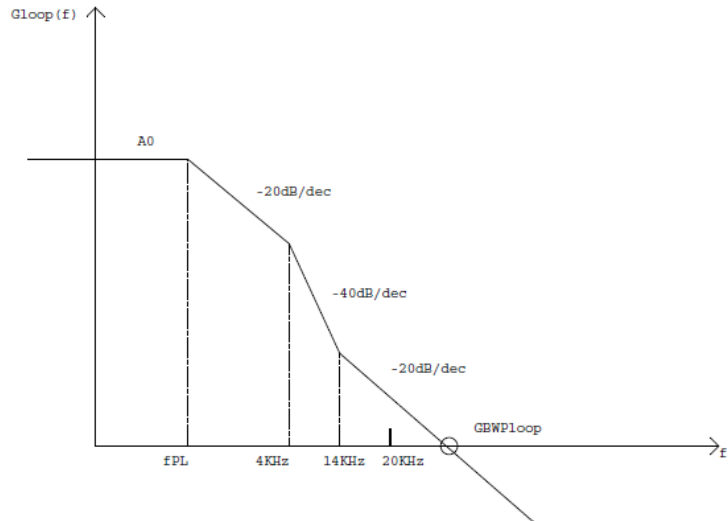
Quindi:

$$G_{LOOP}(s) = -A(s) \frac{\frac{1}{sC_M}}{\frac{1}{sC_M} + \left[ \frac{\frac{1}{sC_f} R_f}{\frac{1}{sC_f} + R_f} \right]}$$

ossia:

$$G_{LOOP}(s) = -A(s) \frac{1 + sC_f R_f}{1 + sR_f(C_f + C_M)}$$

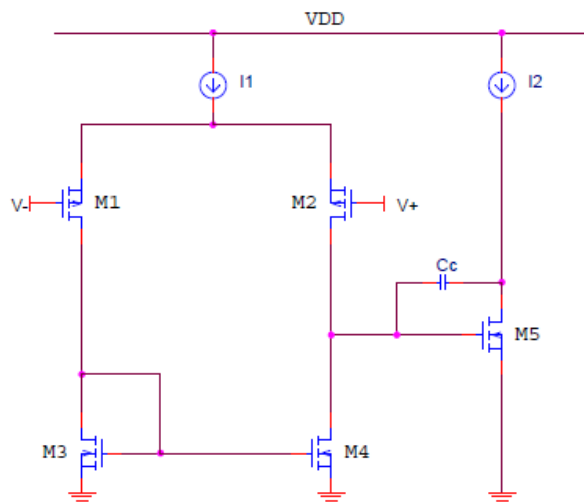
In Fig. 3.3 (c) è riportato il grafico del modulo del guadagno di anello:



*Fig. 3.3 (c) Diagramma di Bode del trasferimento di andata di un singolo stadio a singolo polo*

Considerando una classica struttura di un OTA a doppio stadio con capacità di compensazione  $C_C$ , visibile in Fig. 3.3 (d), si ottiene:

$$GBWP_{OTA} = \frac{g_{m1}}{2\pi C_C}$$



*Fig. 3.3 (d) OTA a due stadi con capacità di compensazione alla Miller.*

$$GBWP_{loop} = \frac{GBWP_{OTA}}{1 + \frac{C_M}{C_f}} \approx \frac{GBWP_{OTA} \cdot C_f}{C_M} > 10f_0$$

Imponendo appunto  $BW \geq 10\left(\frac{\omega_0}{2\pi}\right)$ :

$$g_{m1} \geq \frac{10C_C C_M \omega_0}{C_f}$$

e, ipotizzando la coppia differenziale in ingresso in weak inversion:

$$I_1 \geq nU_T 10\omega_0 \frac{C_C C_M}{C_f}$$

Considerando:

- $C_C$  pari a  $1pF$ ;
- $C_f$  pari a  $25fF$ ;
- $C_M$  pari a  $600fF$

si ottiene una corrente minima di circa  $1.1\mu A$ .

Questo è il limite di corrente dato dai requisiti di banda dell'amplificatore.

Un altro limite al consumo è dettato invece dalle specifiche di rumore. Prendiamo nuovamente in considerazione la *Fig. 3.3 (b)*.

La corrente che fluisce nel ramo di retroazione vale:

$$i_{out} = \frac{V_{DD}}{2} \frac{dC_M}{dt}$$

L'ampiezza della tensione di uscita come funzione della variazione di capacità, ed il rumore di uscita, (rumore bianco dell'operazionale), possono essere espressi come:

$$V_{out} = \frac{V_{DD}}{2} \frac{\Delta C}{C_f}$$

$$V_{out_{noise}} \simeq E_n \sqrt{BW} \left(1 + \frac{C_{M0}}{C_f}\right)$$

dove il valore della capacità di retroazione deve essere scelto in modo da non far saturare l'amplificatore nel caso in cui si fosse in presenza di un segnale corrispondente al massimo campo misurabile che, abbiamo detto, essere di  $24Ga$ :

$$V_{out} = \frac{V_{DD}}{2} \frac{\Delta C_{min}}{C_f} = \frac{V_{DD}}{2} \frac{\Delta C_{min}}{C_f} < \frac{V_{DD}}{2}$$

dalla quale possiamo calcolare un valore di  $C_f > \Delta C = 2fF$ .

Questo porta inevitabilmente ad un guadagno minore del primo amplificatore che quindi non sfrutta la piena dinamica. Adesso, imponendo la condizione per la quale il rumore elettronico contenuto nella banda BW di 50 Hz, settata dal filtro low pass alla fine della catena, deve risultare minore rispetto alla tensione di uscita corrispondente al minimo campo misurabile, otteniamo:

$$E_n \sqrt{\frac{\pi}{2} BW} \left(1 + \frac{C_{M0}}{C_F}\right) < \frac{V_{DD}}{2} \frac{\Delta C_{min}}{C_F}$$

$$E_n < \frac{\frac{V_{DD}}{2} \frac{\Delta C_{min}}{C_F}}{\sqrt{\frac{\pi}{2} BW} \left(1 + \frac{C_{M0}}{C_F}\right)} = \frac{\frac{V_{DD}}{2} \frac{B_{min} S_{sensor}}{C_F}}{\sqrt{\frac{\pi}{2} BW} \left(1 + \frac{C_{M0}}{C_F}\right)} = 18nV/\sqrt{Hz}$$

Il valore della capacità di retroazione influisce ugualmente sia sul segnale che sul rumore. Se si prendono in considerazione i contributi di rumore dati unicamente dalla coppia differenziale di ingresso di un generico OTA CMOS differenziale, assumendo che si lavori sottosoglia, si può scrivere:

$$\frac{8kT\gamma}{g_m} = \frac{8kT \frac{n}{2}}{\frac{I_{bias}/2}{nU_T}} = \frac{8kTn^2U_T}{I_{bias}} \leq (18nV/\sqrt{Hz})^2$$

A questo punto è possibile ottenere una minima corrente necessaria per polarizzare il primo stadio, soddisfacendo la specifica di rumore, pari a:

$$I_{bias} = n^2U_T \frac{8kT}{(18nV/\sqrt{Hz})^2} \simeq 5.5\mu A$$

Possiamo dunque notare come il rumore elettronico vada ad influire pesantemente sul massimo consumo di potenza disponibile. Il sistema dunque non risulta essere limitato dal rumore del sensore.

Fino ad ora si sono presi in considerazione solo i contributi di rumore dati dai transistori interni dell'OTA ma questi non sono la sola fonte di rumore. Deve infatti essere considerato anche il rumore elettronico della resistenza di retroazione che viene utilizzata per garantire la polarizzazione dell'amplificatore. Il valore di tale resistenza deve essere scelto in modo che il polo da essa introdotto cada almeno una decade prima della frequenza alla quale si sta lavorando.

Pertanto:

$$R_f = \frac{10}{2\pi C_f f_0}$$

Considerando la Fig. 3.3 (e), comprensiva di amplificatore di carica, mixer di down-conversion, e LPF:



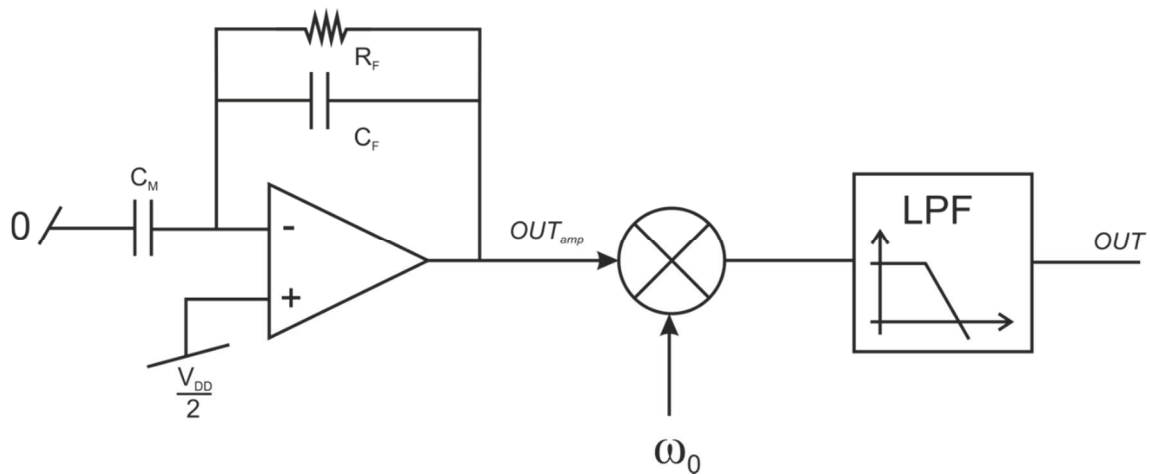


Fig. 3.3 (e) Amplificatore di carica, mixer e LPF.

si arriva ad avere una densità spettrale di potenza di rumore dovuta alla resistenza in uscita con un andamento mostrato in Fig. 3.3(f):

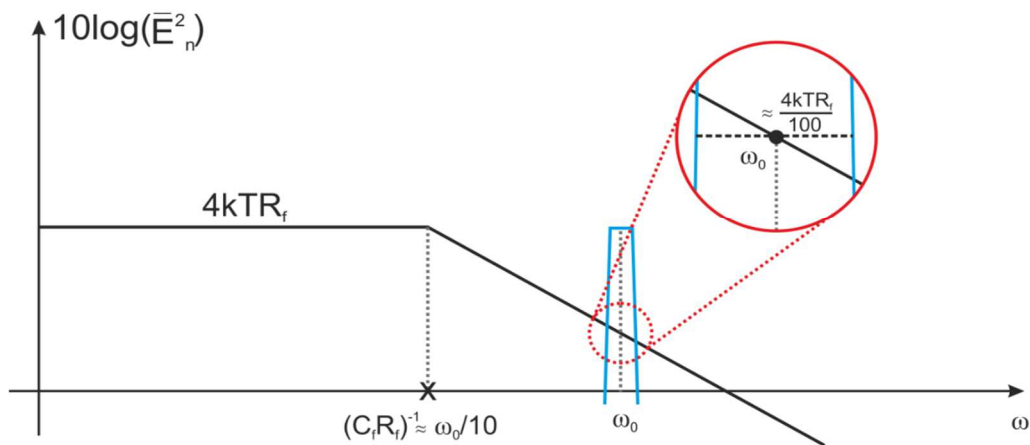


Fig. 3.3 (f) Densità spettrale di potenza di rumore di  $R_f$ .

Il contributo di rumore, riportato in uscita, dovuto alla resistenza di retroazione, può essere ottenuto integrando la densità spettrale di potenza sulla banda BW del sensore e può essere approssimato come segue:

$$V_{out_{noise_R}} \simeq E_n \sqrt{BW} \simeq \frac{4kTR_f BW}{(2\pi C_f R_f)^2} = \frac{4kTR_f BW}{\alpha^2}$$

Rielaborando:

$$V_{out_{noise_R}} \simeq \sqrt{\frac{4kTBW}{\alpha C_f 2\pi f_0}}$$

Imponendo che tale rumore sia minore del minimo segnale rilevabile possiamo scrivere:

$$\sqrt{\frac{1}{2\pi} \frac{1}{\alpha} \frac{4kT}{C_f} \frac{BW}{f_0}} < \frac{V_{DD}}{2} \frac{\Delta C_{min}}{C_f}$$

A partire da questa disuguaglianza è possibile ricavare una condizione anche sulla capacità di retroazione:

$$C_f < 20\pi \Delta C_{min} \frac{V_{DD}^2}{4} \frac{f_0}{BW} \frac{\Delta C_{min}}{4kT} = 35fF$$

questa relazione conferma la corretta scelta precedente di usare una capacità  $C_f = 20fF$ .

A questo punto, per raggiungere le specifiche desiderate per quanto riguarda la dinamica, deve essere aggiunto un ulteriore stadio amplificante.

### 3.4 Il secondo stadio

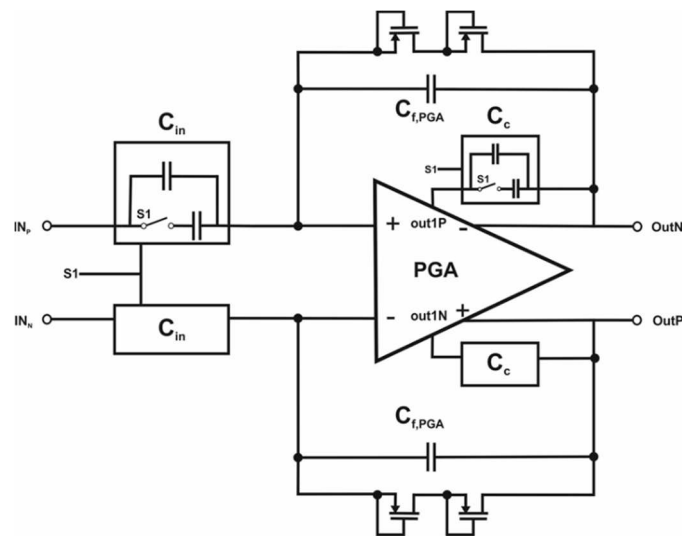


Fig. 3.4 (a) PGA, programmable gain amplifier

Il secondo stadio di amplificazione viene fatto grazie ad un PGA, un *programmable gain amplifier*. Questo stadio è un CA, un *charge amplifier*.

L'LNA presentato sino ad ora non effettua infatti una vera amplificazione di tensione, bensì un'amplificazione di corrente.

Note le caratteristiche del sensore e dell'amplificatore, la corrente di segnale in ingresso, raccolta dal nodo di terra virtuale, è data da:

$$i_{MEMS} = \frac{V_{DD}}{2} \omega_0 \Delta C = \frac{V_{DD}}{2} \omega_0 B_{in} S_{sensor}$$

Ad una frequenza di 20kHz, e con una tensione di alimentazione di 3V, l'ampiezza di tale corrente può variare tra  $12.5fA$  e  $600pA$ , in relazione alla variazione del campo magnetico rilevato. Considerando una capacità di retroazione dell'LNA di  $20fF$ , la sua tensione di uscita può dunque variare tra  $5\mu V$  e  $240mV$ .

Per raggiungere un buon livello di amplificazione ci si deve confrontare con due questioni principali: per prima cosa va sottolineato come all'uscita dell'LNA si abbia un segnale di tensione, nonché come tale segnale sia un segnale modulato che deve

dunque essere demodulato e riportato in banda base per poterne valutare l'ampiezza. In generale, in una qualunque catena di acquisizione, si deve garantire un segnale in uscita di ampiezza adeguata in modo che possa essere gestito dal mixer e dal successivo stadio di filtraggio.

Nel nostro caso, il segnale in uscita all'LNA, presenta un'ampiezza minima molto ridotta che deve essere dunque amplificata fino al raggiungimento di almeno qualche mV, imponendo, ad esempio, un guadagno massimo del PGA dell'ordine di 60dB. Contemporaneamente, il segnale in uscita all'LNA, presenta un'ampiezza massima di circa 100mV. Se venisse applicato anche in questo caso un guadagno del secondo stadio pari a 60dB si incorrerebbe nella saturazione dell'amplificatore stesso. In quest'ultimo caso dunque il guadagno deve essere minore di quello proposto precedentemente. Si potrebbe ridurre tale amplificazione fino a 35dB.

Un'amplificazione variabile del secondo stadio è stata realizzata utilizzando una capacità di ingresso variabile tra  $1.2pF$  e  $20pF$ , nonché una capacità di retroazione di  $20fF$ . Essendo il PGA realizzato con un OTA a due stadi, si avranno quindi anche due valori differenti per quanto riguarda la capacità di compensazione. In questo modo potranno essere soddisfatti i requisiti di banda e di stabilità per entrambe le configurazioni di guadagno. Con questo dimensionamento il guadagno varia tra 35.6dB e 60dB, portando ad ottenere un minimo segnale di uscita di 3mV di ampiezza. Applicando però tale guadagno anche nel caso di massimo segnale in uscita all'LNA, l'ampiezza della tensione in uscita al PGA raggiungerebbe i 14V, portando ovviamente alla saturazione del dispositivo.

Analizziamo ora i requisiti di rumore e di banda del secondo stadio.

Possiamo affermare che il rumore introdotto dal PGA non sia particolarmente rilevante. Essendo infatti preceduto nella catena da altri stadi, l'intero contributo di rumore dovuto a questo stadio viene riportato in ingresso diviso per il guadagno di potenza modulo quadro di tutti gli stadi a monte. Nonostante ciò, all'interno della banda di 20kHz, il rumore rms integrato deve essere minore della minima tensione di uscita dell'LNA, che risulta essere di circa  $5\mu V$ .

Ripercorrendo gli stessi passi fatti per giungere ad un corretto dimensionamento del primo stadio di amplificazione, possiamo scrivere:

$$\frac{8kT\gamma}{g_m} BW \leq (5\mu V)^2$$

Considerando ancora i transistori della coppia differenziale in ingresso al primo stadio in weak-inversion, si ottiene una corrente del primo stadio del PGA molto bassa:

$$I_{B1PGA} = 2nU_T \frac{8kT}{(707.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} \approx 3.6 \text{ nA}$$

Il vero limite, per quanto riguarda il consumo di corrente del PGA, è dato dai requisiti di banda e di stabilità dell'OTA a due stadi. Tale condizionamento deve essere imposto per entrambe le configurazioni di guadagno e tenendo in considerazione i differenti valori possibili della capacità in ingresso nonché della capacità di compensazione.

Per quanto riguarda la configurazione di massimo guadagno, si ha il dimensionamento seguente:

$$C_{in} = 20 \text{ pF} \quad C_c = 300 \text{ fF}$$

(La capacità di carico può essere trascurata essendo di dimensioni molto ridotta, all'incirca 100fF).

La specifica sulla banda, che deve essere maggiore di  $10 \times 20 \text{ kHz}$ , porta ad avere una condizione sulla corrente del primo stadio pari a:

$$I_{B1} \geq 2nU_T \frac{10\omega_0 C_c C_{IN,max}}{C_F} = 18 \mu\text{A}$$

Mentre la specifica sulla stabilità porta ad avere una condizione sulla corrente del secondo stadio pari a:

$$\frac{g_{m2}}{2\pi C_L} \geq 10 \cdot \frac{g_{m1}}{2\pi C_c} \frac{C_c}{C_{IN}}$$

$$I_{B2} \geq 10 \cdot I_{B1} \frac{C_L}{C_{IN}} \cong 0.75 \mu\text{A}$$

Per quanto riguarda invece la configurazione di minimo guadagno, si ha il dimensionamento seguente:

$$C_{in} = 1.2 \text{ pF} \quad C_c = 4 \text{ pF}$$

In questo caso la specifica sulla banda porta ad avere una condizione sulla corrente del primo stadio pari a:

$$I_{B1} \geq nU_T \frac{10\omega_0 C_C C_{IN,min}}{C_F} \cong 13.2\mu A$$

Mentre la specifica sulla stabilità porta ad avere una condizione sulla corrente del secondo stadio pari a:

$$I_{B2} \geq 10 \cdot I_{B1} \frac{C_L}{C_{IN}} \cong 11\mu A$$

Pertanto possiamo concludere che il consumo di corrente del PGA, almeno al primo ordine, è imposto dai requisiti di banda e stabilità nella configurazione di minimo guadagno.

Questo porta ad avere un PGA con un consumo di potenza di circa  $50\mu W$  a 3V.

### **3.5 Il mixer, il filtro gm-C e l'oscillatore Pierce con generatore di corrente di drive del sensore**

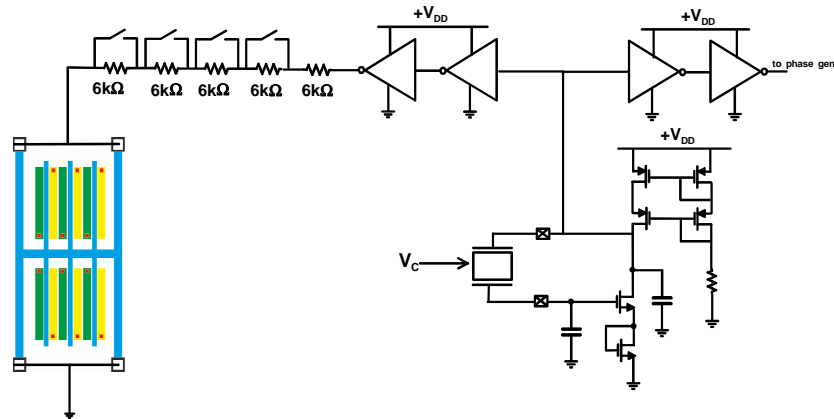
A questo punto della catena è stata completata l'amplificazione del segnale. Il segnale amplificato deve ora essere demodulato e riportato in banda base grazie al mixer passivo in down-conversion, convertito in segnale single-ended grazie ad un INA, ed infine filtrato a 50 HZ con un filtro  $g_m C$ . Questi blocchi verranno analizzati nel dettaglio nel capitolo seguente.

La tipologia di oscillatore utilizzata invece è quella di Pierce. Tale oscillatore sfrutta come elemento risonante un dispositivo simile al sensore MEMS, ed integrato nella matrice dello stesso, che può essere calibrato grazie all'utilizzo di una tensione di tuning. Questo genera dunque sia la corrente di drive del sensore che il segnale di riferimento del mixer. La corrente viene generata limitando l'oscillazione della tensione di uscita e quindi controllando una serie di resistenze che possono essere selezionate digitalmente grazie all'uso di parole a 4 bit. Le resistenze in serie vengono quindi connesse direttamente alla

molla del sensore, la quale presenta una bassa impedenza verso massa. In questo modo è possibile forzare una corrente a onda quadra di ampiezza variabile. Grazie ad un fattore di qualità  $Q$  elevato del sensore, questo è in grado di reiettare le armoniche superiori rimanendo sensibile solo alla componente fondamentale della corrente.

L'oscillatore inoltre comanda un generatore di fasi grazie all'uso di una coppia di inverter la cui funzione è proprio quella di generare due fasi distinte.

La Fig. 3.5 (a) mostra quanto descritto.



*Fig. 3.7 (a) Schematico dell'oscillatore Pierce e del driver di corrente del sensore.*

## 3.6 La tecnologia scelta: AMS CMOS035

La tecnologia scelta per l'intero progetto è la tecnologia Austria Microsystems (AMS) CMOS 035. Si tratta di un processo a 0.35 $\mu$ m, (0.35 $\mu$ m è la minima lunghezza di canale dei transistor), a 4 livelli di metal, doppio polisilicio ed una tensione di alimentazione tipica di 3.3V. Una *wafer cross section* ne è riportata in Fig. 3.8 (a).

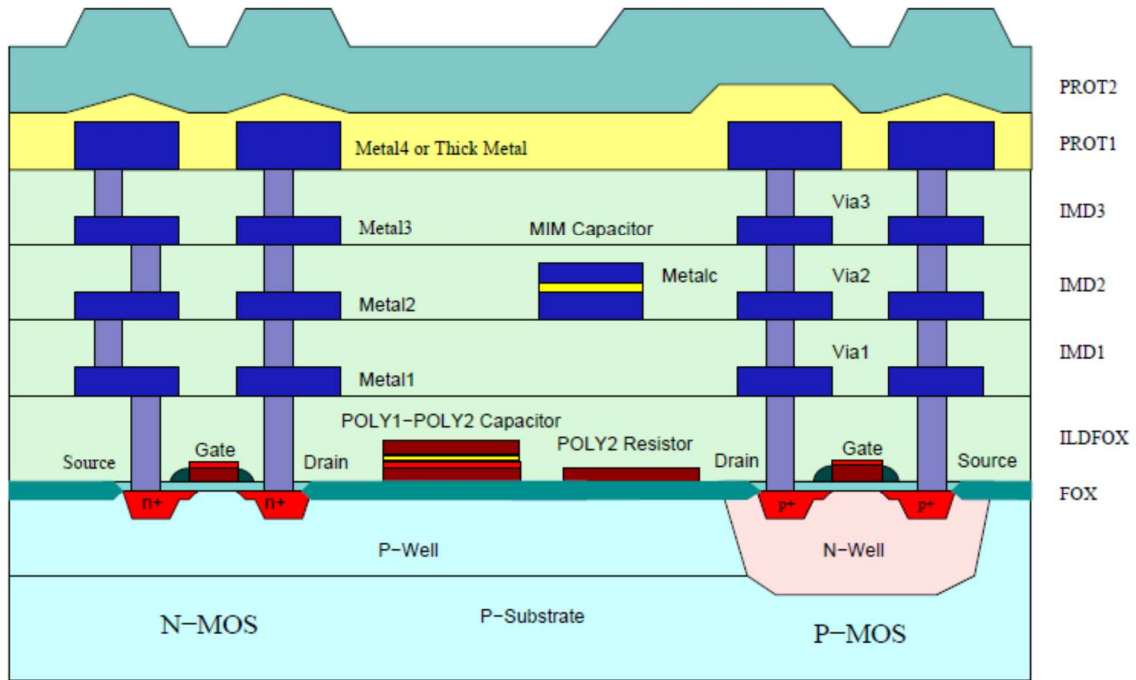
Le principali condizioni operative di tale tecnologia sono le seguenti:

- il range di temperatura nel quale può essere utilizzata è solamente per  $-40^{\circ} \leq T \leq 125^{\circ}$ ;
- le massime tensioni in gioco per quanto riguarda NMOS e PMOS sono di 3.6V (VGS, VDS, VGB, VDB, VSB) fino ad arrivare ai 5V che viene identificata come la tensione massima. L'esposizione del dispositivo alla massima tensione per un periodo di tempo prolungato può portare mancata affidabilità dello stesso;
- le massime densità di correnti DC in gioco vanno dai 0.3 $\mu$ A/ $\mu$ m del POLY2, all'1.6 $\mu$ A/ $\mu$ m della MET3. La corrente di picco AC non deve eccedere di più di 30 volte il valore massimo specificato in DC;
- la tensione di soglia può variare tra i 0.3V ed i 0.7V.

Se ne potrebbero riportare ancora molte altre ma non è scopo di questo documento entrare nel dettaglio di questo argomento.

In Fig. 3.6 (a) è riportata la *wafer-cross section* di tale tecnologia.





*Fig. 3.6 (a) Wafer Cross Section*



# Capitolo 4

## L'integrato realizzato: risultati delle simulazioni e layout

In questo capitolo descriveremo nel dettaglio tutti i blocchi del canale di acquisizione, presentati nel capitolo precedente, per quanto riguarda le loro strutture interne, a livello di transistor. Ne vengono inoltre riportate le simulazioni per quanto riguarda i trasferimenti di guadagno e di rumore e la stabilità.

### 4.1 Primo stadio con rete di common-mode feedback

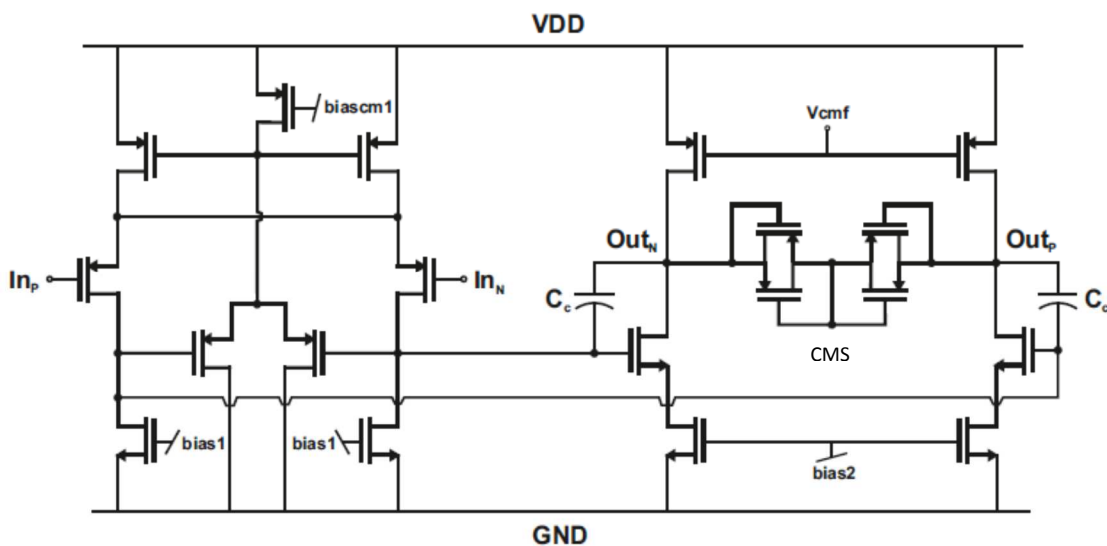


Fig. 4.1 (a) Schematico dell'OTA charge amplifier LNA fully-differential

In Fig. 4.1 (a) viene riportato lo schema interno del primo stadio.

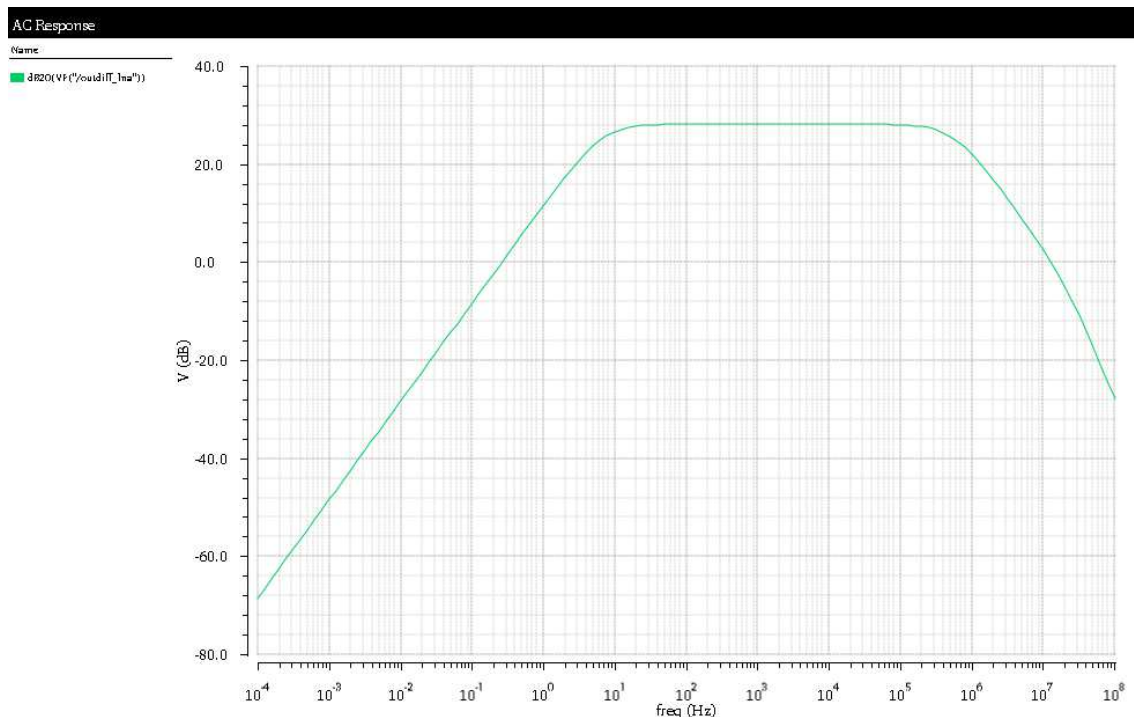
Come si può vedere si tratta di un amplificatore fully-differential a due stadi con una rete di common mode feedback *self-consistent* sul primo stadio. È presente inoltre una rete di common mode feedback esterna per il secondo stadio ed una compensazione alla Miller con capacità  $C_C$ .

L'amplificatore, alimentato a 3V, è stato dimensionato, rispettando i vincoli di banda e di rumore, seguendo i criteri analizzati nel capitolo precedente.

In Fig. 4.1 (b) vengono riportati i diagrammi di Bode dei trasferimenti da ingresso a uscita, avendo in ingresso sia un segnale differenziale di tensione che un segnale differenziale di corrente.

Il trasferimento di un segnale differenziale di tensione è stato plottato per verificare l'effettivo valore della capacità di retroazione, poiché non solo è presente la capacità da  $20fF$ , ma anche tutte le capacità parassite afferenti ai nodi. Al fine di controllare dunque quale sia effettivamente il valore della capacità totale afferente si è utilizzato questo tipo di trasferimento.

Il trasferimento di un segnale differenziale di corrente rispecchia invece quello che è effettivamente il comportamento dello stadio, in quanto il sensore MEMS all'inizio della catena di acquisizione rende disponibile un segnale, appunto, di corrente.



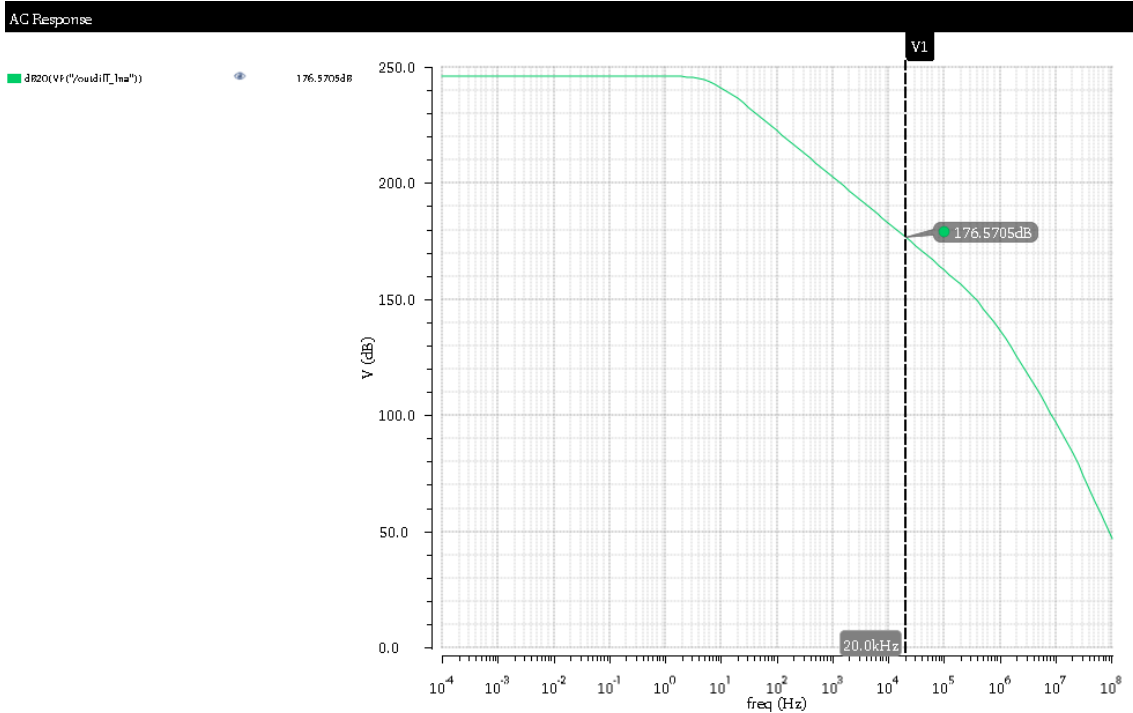


Fig. 4.1 (b) Diagrammi di Bode dei trasferimenti differenziali rispettivamente di tensione e di corrente dell'LNA

Un nuovo aspetto che deve qui essere analizzato riguarda il trasferimento di un segnale di modo comune.

La rete di modo comune utilizzata per il secondo stadio è costituita da un singolo OTA ed è mostrata in Fig. 4.1 (b):

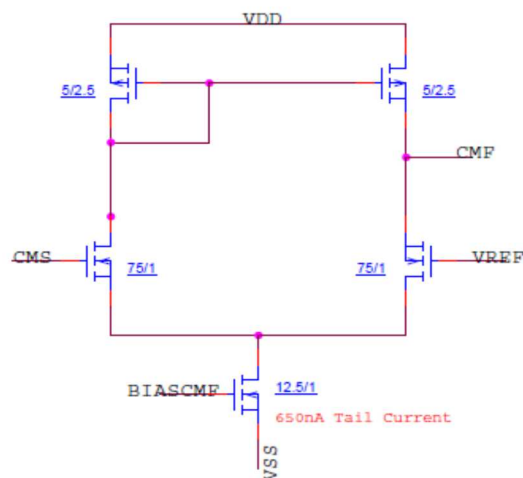


Fig. 4.1 (b) Rete di modo comune del secondo stadio

La tensione di modo comune viene letta grazie all'utilizzo di pseudo-resistori PMOS.

La struttura è mostrata in Fig. 4.1 (c):

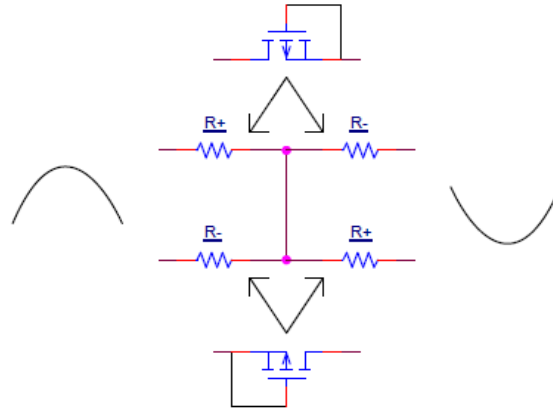


Fig. 4.1 (c) Rete di lettura della tensione di modo comune

Come si può vedere sono presenti quattro pseudo-resistori PMOS connessi in parallelo. Il motivo per cui si è effettuata questa scelta è il seguente: tale rete di modo comune non deve influire sul trasferimento differenziale del segnale. La rete di retroazione esterna dunque, e questa rete di retroazione di common mode, devono risultare indipendenti l'una rispetto all'altra.

Il nodo sul quale viene letta la tensione di modo comune, CMS, *common-mode sense*, dovrebbe risultare infatti, su segnale differenziale, un nodo fisso in tensione.

In realtà si è osservato che, utilizzando soltanto due pseudo-resistori PMOS, questi presenterebbero diversi valori di resistenza, creando un'asimmetria nel circuito ed annullando così la terra virtuale sul nodo di *sense*. Utilizzando invece una struttura di questo genere si riesce a compensare lo squilibrio tra i due valori resistivi ottenendo il risultato desiderato.

Successivamente la reazione tenderà ad annullare il segnale errore di modo comune, visto come la differenza tra la tensione media tra le uscite e la tensione di riferimento, andando a reagire sul nodo di CMF, *common-mode feedback*. Proprio per questo motivo è possibile regolare la prima al valore desiderato imponendo una  $V_{REF}$  attraverso un pin esterno o un riferimento integrato.

In questo modo il guadagno di modo comune dall'ingresso all'uscita viene desensibilizzato del fattore  $1 - G_{loop_{CM}}$ :

$$G_{CM-CM} = \frac{G_{CM-CM}^0}{1 - G_{loop_{CM}}}$$

dove  $G_{CM-CM}^0$  indica il trasferimento che si avrebbe in assenza di retroazione, "a freddo".

Possiamo inoltre esprimere  $G_{loop_{CM}}$  in questo modo:

$$G_{loop_{CM}} = \frac{V_{CMF}}{V_{CMS}} = -g_{m_{CMF}} R_{out_{CMF}}$$

## 4.2 Secondo stadio a guadagno variabile

Come già sottolineato nel capitolo precedente, l'amplificatore a guadagno variabile, il PGA, non presenta vincoli particolarmente restrittivi per quanto riguarda il rumore in quanto posizionato a valle di un altro stadio di guadagno.

Nella Fig. 4.2 (a) ne viene illustrata la struttura interna:

Il secondo stadio è stato progettato per avere una guadagno variabile tra i 35dB ed i 60dB.

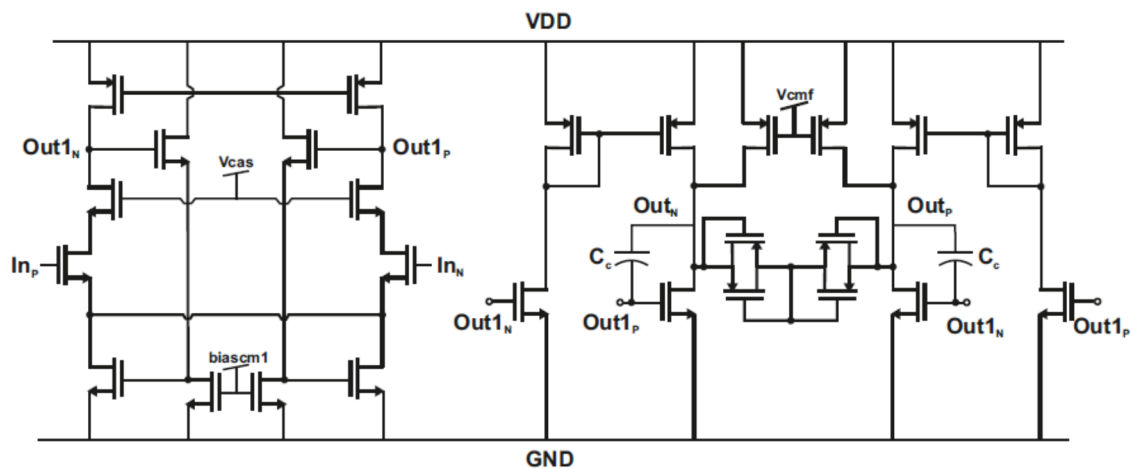


Fig. 4.2 (a) Struttura interna del PGA

Per ottenere ciò è stato necessario predisporre due sistemi di switching.

Il primo di questi riguarda la capacità esterna in ingresso  $C_{in}$ : questa, insieme alla capacità posta sul ramo di retroazione, di valore fisso, e pari a  $20fF$ , è funzionale alla sintetizzazione del guadagno desiderato. Il secondo invece riguarda la capacità di compensazione  $C_C$ : essendo l'amplificatore a due stadi si è resa necessaria tale capacità per garantirne la stabilità. Per fare in modo che lo stadio presenti la stessa banda in entrambe le configurazioni, il valore di  $C_C$  deve essere cambiato in accordo a quello della capacità in ingresso.

Nelle Fig. 4.2 (b) viene riportato il diagramma di Bode del trasferimento ingresso-uscita del PGA nelle due possibili configurazioni di guadagno, mentre nella Fig. 4.2 (c) vengono presentate le strutture di switching delle capacità.

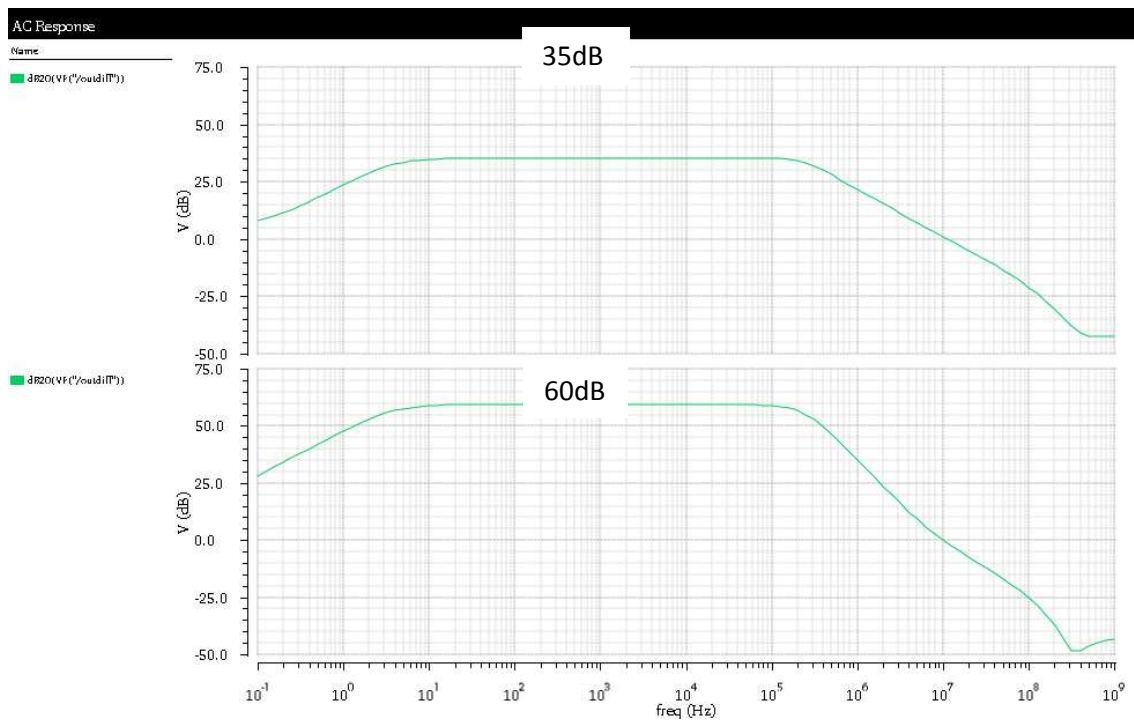


Fig. 4.2 (b) Trasferimento del PGA nelle due configurazioni di guadagno: rispettivamente minimo e massimo



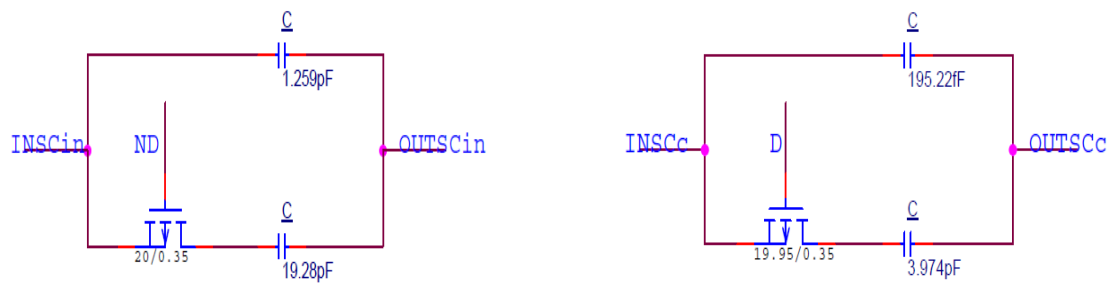


Fig. 4.2 (c) Switch della capacità  $C_{in}$  e  $C_c$

### 4.3 Mixer e filtro gm-C

Analizziamo ora nel maggiore dettaglio il mixer utilizzato.

Il segnale sino ad ora amplificato deve essere demodulato e riportato in banda base.

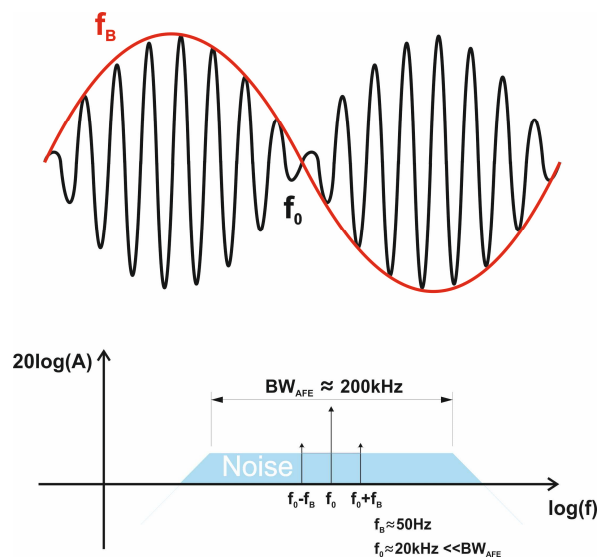


Fig. 4.3 (a) Segnale modulato in ampiezza all'uscita dell'amplificatore

I due principali motivi per i quali si è scelto di utilizzare un mixer passivo invece di un mixer attivo sono il fatto che il primo risulta di più semplice realizzazione rispetto al secondo, ed il fatto che il primo presenti un consumo nel complesso inferiore. Sarebbe stato inutile utilizzare un mixer attivo, e quindi avere un consumo maggiore per far fronte al rumore, in quanto il segnale trattato, essendo già stato amplificato, risulta essere ormai sufficientemente grande.

Il mixer presenta una struttura *fully-differential* ed è costituito da 8 MOS pilotati da due fasi opposte,  $\phi_1$  e  $\phi_2$ , generate direttamente a partire dal segnale di clock tramite un *phase-generator*. Entrambi questi blocchi sono visibili nelle immagini successive.

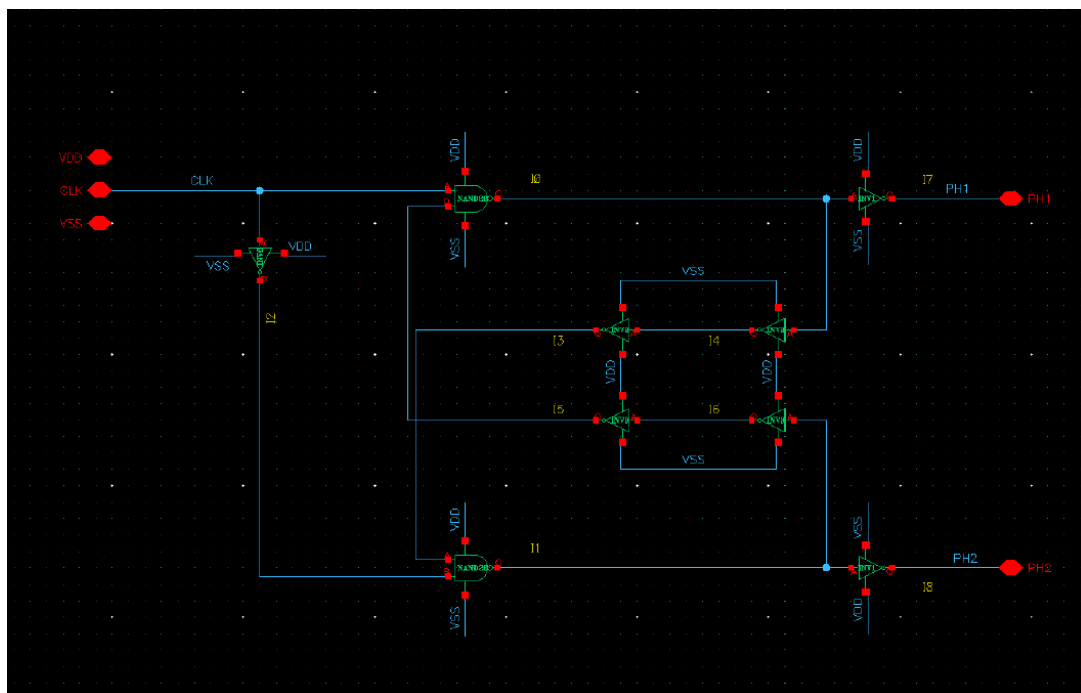
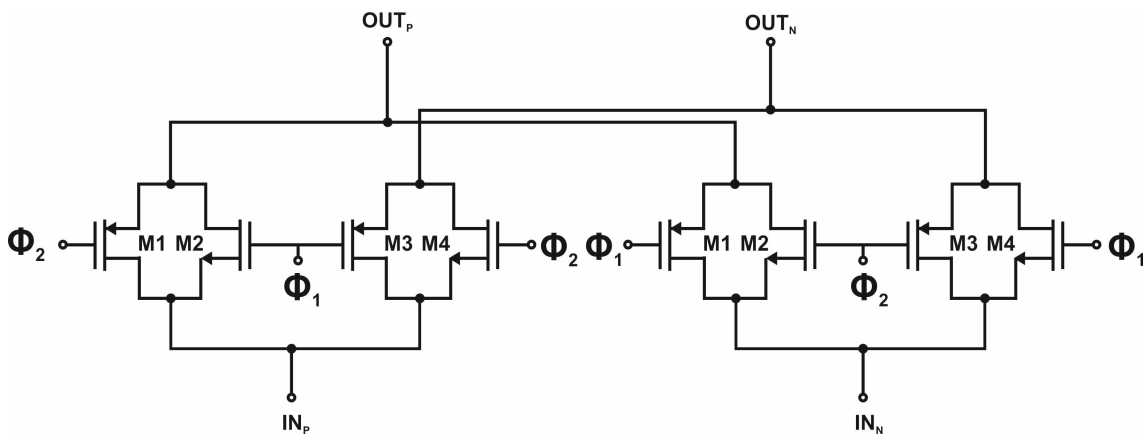


Fig. 4.3 (b) Struttura interna del mixer e circuito di phase-generator in uno screenshot di Cadence Virtuoso

Una volta riportato in banda base il segnale deve essere filtrato. Per fare ciò è stato integrato un INA per ottenere la trasformazione del segnale da segnale differenziale a *single-ended*, ed un filtro  $g_m C$  del secondo ordine in modo da ottenere un filtraggio più deciso alla frequenza di interesse.

In Fig. 4.3 (c) viene rappresentata questa parte della catena di acquisizione:

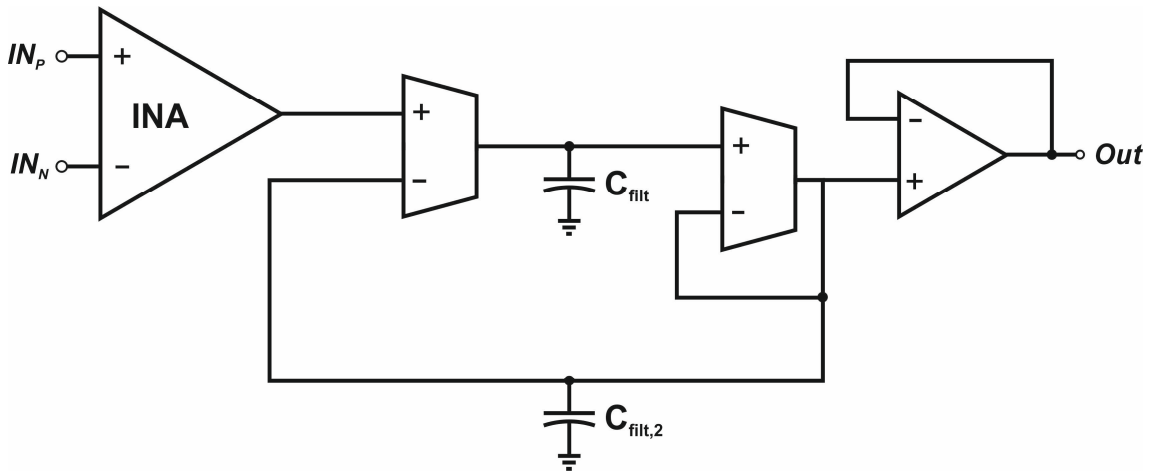


Fig. 4.3 (c) INA e filtro  $g_m C$

Come si può notare sono presenti due capacità: la  $C_{filt}$  di  $60pF$ , responsabile del polo principale a più bassa frequenza, e la  $C_{filt,2}$  di  $12pF$ . Le due costanti di tempo risultano dunque essere le seguenti:

$$\tau_1 = \frac{C_{filt}}{g_{m_1}} \text{ e } \tau_2 = \frac{C_{filt,2}}{g_{m_2}}$$

con  $g_{m_1} = g_{m_2}$ .

I due principali aspetti da considerare, in questo caso, sono la banda e lo SR, *slew-rate*.

La banda desiderata è appunto una banda di  $50Hz$  e, contemporaneamente, lo SR desiderato deve essere sufficientemente elevato,  $450V/s$ ; esiste un *trade-off* tra queste due caratteristiche.

In Fig. 4.3 (d) è rappresentata la struttura interna degli OTA di tale filtro:

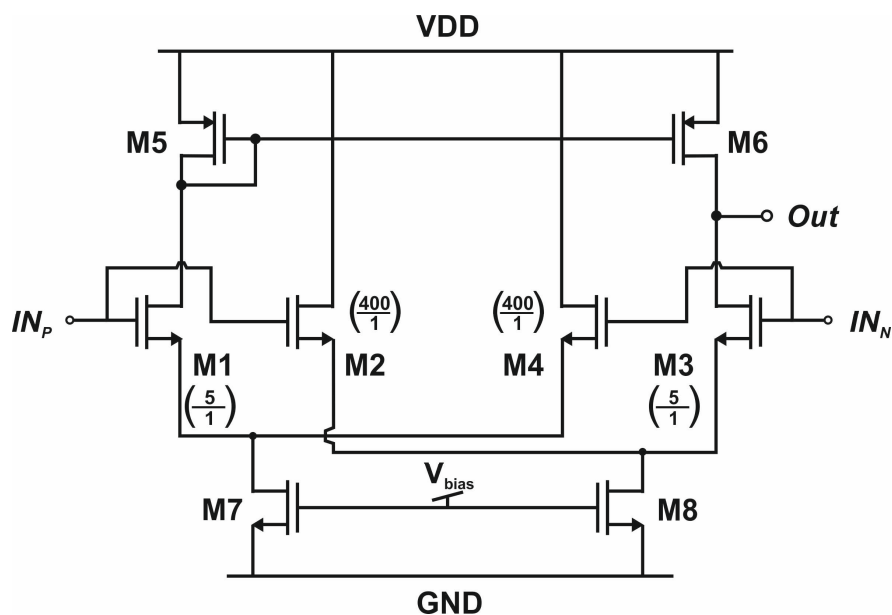


Fig. 4.3 (d) OTA del filtro gm-C

Questi OTA sono polarizzati con una corrente di tail di  $30nA$ .

Aumentando la corrente di polarizzazione, infatti, viene aumentato lo SR, ma contemporaneamente la banda si allarga, e viceversa. In questo modo invece, utilizzando un circuito non-lineare, vengono rispettati entrambi i vincoli.

Ipotizzando una capacità di carico di  $50pF$  ed una banda di  $100Hz$  si ottiene una  $\frac{1}{g_m} = \frac{1}{2\pi Cf}$  da cui risulta una  $g_m = 31nS$ . Considerando i MOS in regime di sottosoglia si ottiene  $g_m = \frac{I}{nU_T} = 3 \cdot 10^{-8}S$ , ossia una corrente di  $780pA$ . Con una corrente di questo valore lo SR risulta limitato a  $250V/s$ , non abbastanza elevato.

Utilizzando invece un circuito non-lineare, con un dimensionamento tale per cui i transistori interni e quelli esterni siano in un rapporto di forma di  $1 : 80$  tra loro, vengono rispettati entrambi i vincoli.

La banda riesce ad essere mantenuta stretta grazie al fatto che, su normale funzionamento, solo un ottantesimo della corrente di coda è portata dai transistori esterni, mentre, nel momento in cui il circuito risulta essere completamente sbilanciato, solo uno dei due rami dell'OTA è attivo e tutta la corrente fluisce in quest'ultimo.

## 4.4 Il rumore dominante

Il rumore dominante è quello dell'elettronica. Attorno alla frequenza di 20kHz abbiamo il contributo di rumore dato dal rumore flicker ed il contributo di rumore dato dal rumore termico, entrambi dovuti principalmente alla coppia differenziale di ingresso del primo stadio del *charge amplifier*.

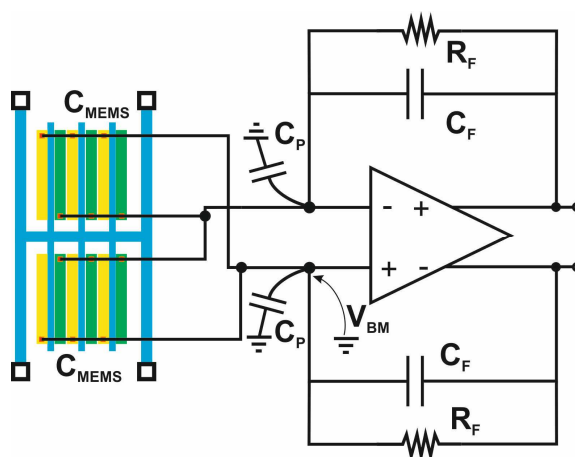


Fig. 4.4 (a) Stadio di ingresso con capacità parassite in evidenza

Il primo di questi due contributi può essere minimizzato dimensionando i MOS di ingresso sufficientemente grandi ( $750\mu\text{m}/0.35\mu\text{m}$ ), mentre il secondo richiede che i transistori lavorino, appunto, in regime di sottosoglia.

Inoltre il riferimento della corrente di polarizzazione del primo stadio è stato realizzato grazie all'uso di un trimmer in modo che tale corrente possa essere tunabile. Questo, da una parte, permetterebbe di poter contenere il rumore dato dal charge amplifier, dall'altra, potrebbe risultare uno svantaggio. I MOS dello stadio di ingresso infatti sono stati realizzati di dimensioni abbastanza elevate in modo da poter portare tutti i possibili valori di corrente di polarizzazione, fino al più elevato richiesto. Pertanto il loro dimensionamento non è stato ottimizzato.

Poiché il rumore in uscita all'LNA è dato da:

$$\overline{E^2 n_{out}} = \overline{E^2 n_{in}} \left( 1 + \frac{C_{MEMS} + C_P}{C_F} \right)^2$$

dove  $\overline{E^2 n, n}$  è il rumore equivalente in ingresso dell'OTA,  $C_{MEMS} = 600fF$  è la capacità del MEMS e  $C_P$  è la capacità parassita ai nodi di ingresso dell'operazionale, ai fini della minimizzazione del rumore dell'elettronica deve essere diminuita tale capacità parassita. Per questo motivo i PAD di ingresso dell'ASIC sono stati disegnati anche come PAD custom, come verrà descritto successivamente, proprio per cercare di limitare il più possibile la loro capacità parassita.

L'obiettivo era quello di avere un consumo minore o uguale ad  $1mW$ , con una risoluzione sul campo misurabile di meno di  $200nT$ .

Nella Fig. 4.4 (a) viene riportato il grafico dell'andamento del campo minimo misurabile,  $B_{min}$ , rispetto alla potenza dissipata.

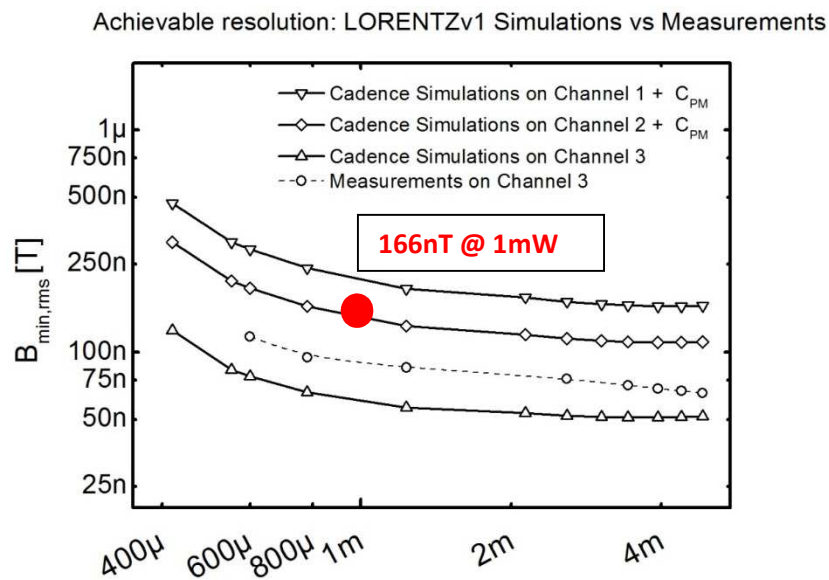


Fig. 4.4 (a) Campo minimo misurabile vs potenza dissipata

La curva plottata nel grafico precedente è stata ottenuta misurando il rumore a valle del secondo stadio amplificante, ossia a valle del PGA, e riportandolo in ingresso riferito al sensore MEMS che possiede una *sensitivity*  $S$  pari a  $0,67aF/\mu T$  ed una tensione di polarizzazione  $V_{bias} = 1,5V$ .

Sapendo che:

$$\frac{\Delta C}{C_f} V_{bias} G_{PGA} = V_{out_{PGA}} = V_{noise}$$

e

$$\Delta C = S \cdot Bmin$$

segue:

$$Bmin = \frac{V_{noise}}{G_{PGA} V_{bias}} C_f \frac{1}{S}$$

Il contributo di rumore flicker risulta comunque essere abbastanza significativo ed il suo contributo varia dal 10% al 35%, in accordo con il valore della corrente di polarizzazione.

## 4.5 L'integrato finale

Sono stati infine integrati tre canali uguali tra loro, un canale con PAD di libreria, un canale con PAD custom ed un canale con capacità integrate per la "simulazione" del MEMS.

Tutti i dati di rumore trattati nel paragrafo precedente sono stati ricavati da misure fatte sul terzo canale integrato, ossia nel caso ottimo per quanto riguarda la presenza di parassiti.

Nella Fig. 4.5 (a) è visibile il layout dei due differenti tipi di PAD.

Si è deciso di integrare PAD custom su uno dei tre canali in quanto questi ultimi presentano un valore di capacità parassita di molto inferiore rispetto ai PAD di libreria. I PAD di libreria hanno infatti una capacità parassita di circa  $3 - 4pF$ , mentre i PAD custom di appena  $100fF$ . Nel primo caso afferiscono infatti al nodo tre diodi, mentre nel secondo caso abbiamo solo due diodi, come visibile nell'immagine relativa. Uno svantaggio dei PAD custom risulta però essere la minore protezione da scariche elettrostatiche e la conseguente possibilità di un danneggiamento di questi.

L'ultimo dei tre canali presenta solamente capacità integrate ed è questo il canale che è stato utilizzato per le misure di rumore, come spiegato precedentemente.

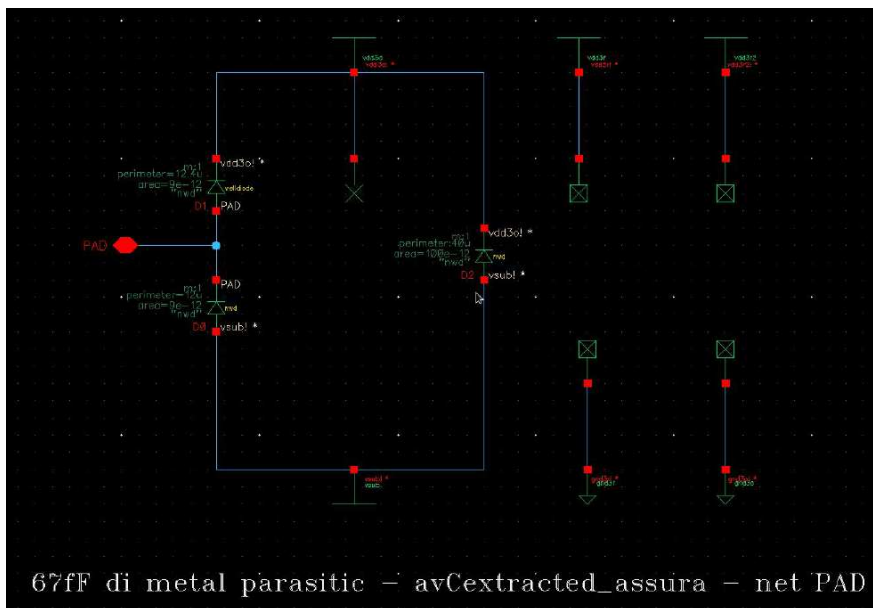
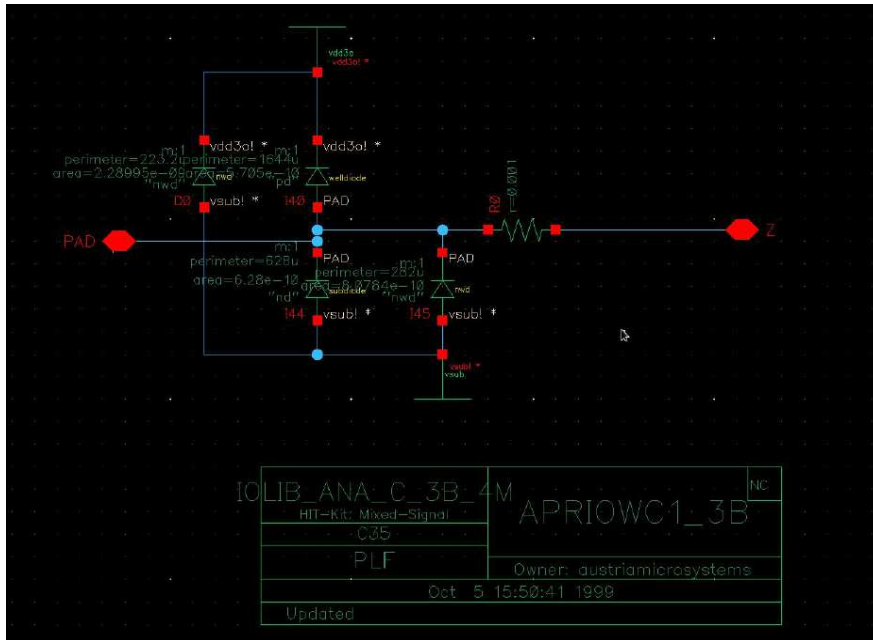
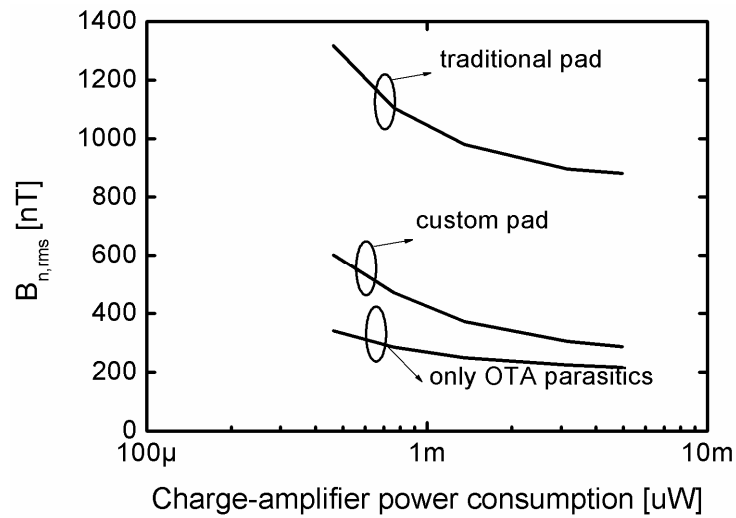


Fig. 4.5 (a) Screenshot da Cadence Virtuoso rispettivamente dei PAD di libreria e dei PAD custom

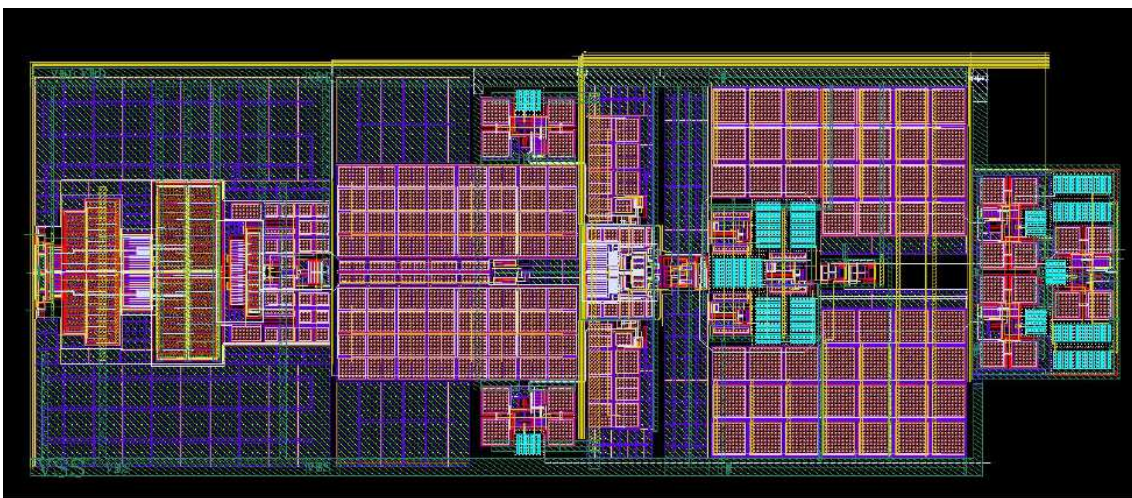




*Fig. 4.5 (b) Campo minimo misurabile vs potenza dissipata nei tre diversi canali*

## 4.6 Il layout finale

Nella *Fig. 4.6 (a)* è visibile il layout finale di un singolo canale, mentre nella *Fig. 4.6 (b)* sono stati evidenziati i singoli stadi di amplificazione, il mixer ed il filtro gm-C. Viene infine riportato il layout dell'intero integrato in *Fig. 4.6 (c)*.



*Fig. 4.6 (a) Layout del singolo canale*



Fig. 4.6 (b) Schematizzazione dei sottocircuiti

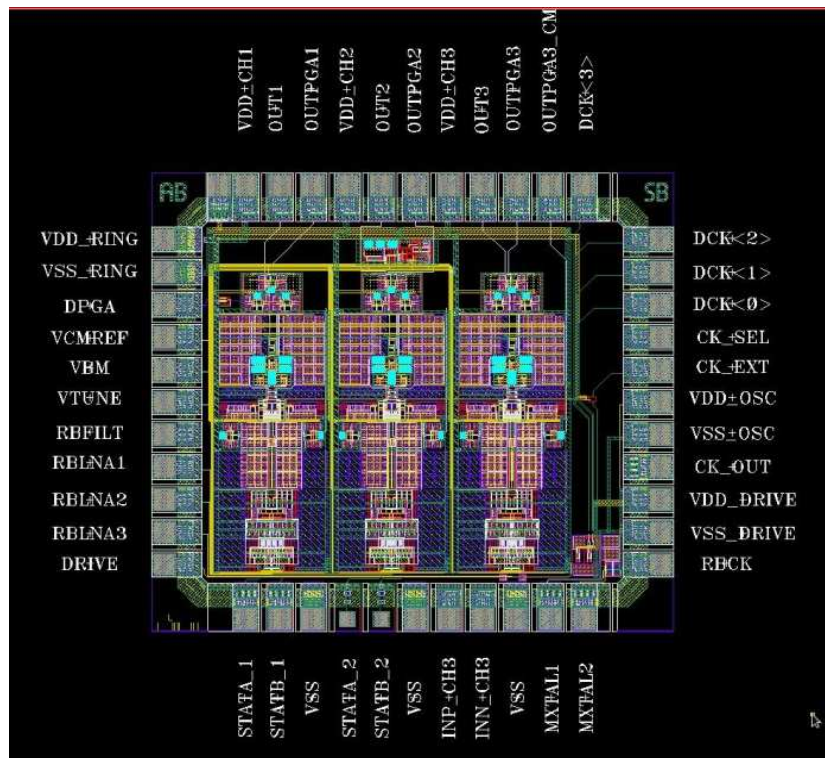


Fig. 4.6 (c) Layout dell'integrato completo

# Conclusioni

I miglioramenti proposti per un successivo progetto sono:

- l'aumento del valore della capacità parassita del sensore MEMS in modo che sia questa a prevalere nel confronto con la capacità parassita di ingresso del primo stadio;
- il ridimensionamento ottimizzato della coppia di transistori di ingresso del *charge amplifier* per un unico valore di corrente di polarizzazione;
- un'ulteriore *scaling* della tecnologia;
- l'integrazione sullo stesso chip sia del sensore MEMS che dell'ASIC.