



Università di Pisa

Facoltà di Ingegneria

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica

Nuovo Ordinamento

Anno accademico 2006/2007

**Progetto di un filtro analogico di uscita per
amplificatori chopper in tecnologia BCD6S**

Relatori

Prof. Paolo Bruschi

Ing. Michele Dei

Candidato

Ercoli Guido

PROGETTO DI UN FILTRO ANALOGICO DI USCITA PER AMPLIFICATORI CHOPPER IN TECNOLOGIA BCD6S

CAPITOLO 1

SENSORI E TECNICHE DI LETTURA PER TENSIONI DI BASSA POTENZA

INDICE CAPITOLO 1

Introduzione	Pag.1
Generalità sui MEMS e sui microsistemi.....	Pag.2
Microsensori.....	Pag.3
Sensori termici: Termocoppie e Termoresistori.....	Pag.4
Termocoppie.....	Pag.4
Sensore di vuoto a termocoppia.....	Pag.7
Termoresistori.....	Pag.8
Rete a ponte di Wheatstone per accrescere la sensibilità - Considerazioni generali sul ponte.....	Pag.11
Compensazione degli errori di misura.....	Pag.14
Ponte di Wheatstone a capacità.....	Pag.16
Sensori ad effetto Hall.....	Pag.17
Flussimetri.....	Pag.20
Anemometri.....	Pag.21
Sensore a tempo di volo.....	Pag.22
Flussimetri calorimetrici.....	Pag.22
Funzionamento dei sensori calorimetrici differenziali.....	Pag.23
Tecniche di lettura di basse tensioni con banda dalla continua a poche decine di Hz	Pag.26
Sorgenti di rumore in un circuito analogico CMOS.....	Pag.28
Riduzione dell'offset e del rumore Flicker.....	Pag.29
Tecnica di Autozero.....	Pag.30

Tecnica “Correlated Double Sampling”.....	Pag.31
Modulazione Chopper (CHS).....	Pag.34
Offset Residuo.....	Pag.37
Sistema Complessivo.....	Pag.39

INTRODUZIONE

I flussimetri sono attualmente utilizzati in vari campi:

- Biomedico: Monitoraggio clinico delle funzioni polmonari e cardiovascolari;
- Ambientale: Condizionamento dell'aria;
- Industriale: Controllo di flussi di vario genere;
- Spaziale: Controllo del propellente sei motori ionici dei satelliti artificiali;

Con la realizzazione dei flussimetri in forma integrata abbiamo considerevoli vantaggi legati alla miniaturizzazione:

- Compatezza;
- Affidabilità (le interconnessioni sono difficilmente soggette a rotture);
- Minore sensibilità ai disturbi esterni (grazie a collegamenti di lunghezze limitate);

In questo lavoro di Tesi ci siamo occupati di alcuni blocchi circuitali da utilizzare in un sistema di lettura per flussimetri integrati. Tale sistema, al quale hanno contribuito alcune precedenti Tesi di Laurea, sarà costituito da un amplificatore chopper e da elementi di controllo ausiliari.

In particolare, questo lavoro di Tesi è stato dedicato allo sviluppo di un filtro LP completamente integrato da usare a valle del chopper per la reiezione dei segnali di disturbo.

Il lavoro svolto si articola in quattro capitoli:

- CAPITOLO 1: descrizione dei sensori termici (termocoppie e termopile), dei piezoresistori e dei sensori basati su effetto “Hall”. Soluzioni circuitali che consentono la lettura di tensioni basse (ponte di Wheatstone). Varie soluzioni possibili per la realizzazione di sensori di flusso. Studio delle possibili tecniche circuitali per la lettura di tensioni di basso valore con banda fino alla continua (stabilizzazione chopper, tecnica autozero, tecnica “Correlated Double Sampling”).
- CAPITOLO 2: possibili soluzioni progettuali per la realizzazione di filtri integrati tempo continui.

Motivazioni per cui è necessario introdurre uno stadio di filtraggio integrato “Low-Pass” nella catena di lettura chopper, impiegata per le misure di flusso.

- CAPITOLO 3: descrizione ed analisi della catena di lettura per la misura di piccole portate basata sull'impiego di amplificatore a chopper.

Progetto del filtro analogico in uscita all'amplificatore chopper in tecnologia BCD6S.

- CAPITOLO 4: caratterizzazione del filtro Gm-C progettato e caratterizzazione del sistema di lettura nel suo insieme (sistema costituito da chopper e filtro). Realizzazione del layout dello stadio di filtraggio. Progetto della “bias chain” per lo stadio di filtraggio e per il chopper e progetto dello stadio di “bufferizzazione” del segnale in uscita al filtro.

- Generalità sui MEMS e sui microsistemi

Il termine MEMS sta per “Micro-electro-mechanical-systems”. Con tale termine ci si riferisce a dispositivi meccanici con dimensioni dell'ordine del μm che sono integrati su silicio insieme a circuiti elettronici di lettura e controllo. Anche le strutture meccaniche sono generalmente in silicio ed operano come elementi sensibili a grandezze fisiche esterne.

Dispositivi MEMS convertono energia elettrica in altre forme di energia e viceversa. Possiamo affermare che i vantaggi dei dispositivi MEMS rispetto ai corrispondenti sistemi macroscopici, sono notevoli:

- Produzione a basso costo e grandi volumi
- Lo “scaling down” delle dimensioni geometriche permette di incrementare la densità di energia al dispositivo, consentendo una migliore efficienza energetica
- Riduzione di consumo di potenza, dimensioni e massa
- Alta funzionalità
- Applicazioni molteplici

Attualmente, le più comuni aree di impiego dei MEMS sono:

- Misure in ambito di microfluidica.
- Applicazioni a Radio Frequenza.
- Ottica.
- Sensori di accelerazione.
- Sensori di pressione.
- Sensori chimici e biologici.

Un microsistema complesso è un dispositivo realizzato interfacciando un certo numero di microcomponenti. Molti dei microsistemi realizzati hanno un modello di funzionamento riconducibile a quello di un sistema di controllo:

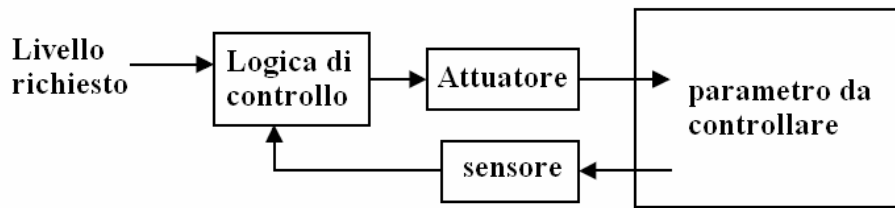


Figura 1

I microsensors registrano le variazioni relative al parametro che deve essere controllato. L'elettronica di controllo opera sugli attuatori a seconda delle informazioni che giungono dai sensori, al fine di portare il parametro che deve essere controllato entro il livello richiesto. In ogni caso, facciamo presente che non tutti i microsistemi seguono tale schema di funzionamento ma possono essere realizzate versioni semplificate di esso. In generale, i microsistemi possono essere ibridi o monolitici. Nel primo caso, un chip in silicio viene utilizzato per implementare la logica di controllo, mentre gli attuatori e i sensori sono realizzati in chip distinti, talvolta anche con materiali diversi dal silicio. Alternativamente, nel caso monolitico, tutti i componenti di un microsistema vengono integrati su di un singolo substrato (in Si), impiegando un'unica tecnologia realizzativa. I microsistemi monolitici hanno il vantaggio di essere più compatti e più affidabili rispetto agli ibridi. Oltretutto, una volta che il processo realizzativo è stato sviluppato, i monolitici possono essere realizzati a costi più contenuti, in quanto è richiesto minore assemblaggio. I microsensors possono anche essere impiegati singolarmente come componenti di rivelazione a basso costo per il controllo di macroattuatori. Essi sono, infatti, facilmente collocabili e caratterizzati da un'alta efficienza di rivelazione. Possiamo considerare un microsensore come un dispositivo MEMS, il quale dispone dell'elettronica necessaria per l'interfacciamento con un sistema elettronico generico, come ad esempio un microcontrollore. La microlavorazione del silicio, usato come materiale meccanico, rimane la tecnica realizzativa per i MEMS attualmente più diffusa.

- Microsensori

Il microsensore è un elemento fondamentale per la realizzazione di un microsistema. Un microsensore è sostanzialmente un trasduttore, ovvero un dispositivo che converte una quantità fisica o chimica in un segnale elettrico per il "processing". L'elemento attuatore è il duale del sensore, ovvero converte una quantità elettrica in una quantità fisica o chimica. Un esempio può essere dato dalla deformazione di un cristallo piezoelettrico esposto all'applicazione di un campo elettrico.

- Sensori termici: Termocoppie e Termoresistori.

Il principio di funzionamento dei sensori termici si basa su precisi fenomeni fisici che vanno sotto il nome di effetti termoelettrici ed effetti termoresistivi. Gli effetti termoelettrici si riferiscono a diversi fenomeni che riguardano la conversione reversibile di energia elettrica in termica e viceversa. I due fenomeni termoelettrici

fondamentali sono: l'effetto Seebeck (sul quale si basa il principio di funzionamento delle termocoppie) e l'effetto Peltier. Sugli effetti termoresistivi, si basa, invece, il principio di funzionamento dei termoresistori.

- Termocoppie

Consideriamo una giunzione tra due materiali conduttori. Se la giunzione viene mantenuta ad una certa temperatura T e viene imposta una determinata corrente I , si osserva un flusso di calore Q generato o assorbito alla giunzione, che è proporzionale alla corrente I . Se si inverte la polarità della corrente, si ha una inversione di segno; il calore che prima veniva generato, ora verrà assorbito. Conseguentemente, risultano valide le seguenti relazioni:

$$\frac{dQ}{dt} = \pi_{ab} I = -\pi_{ba} I$$

Dove π_{ab} e π_{ba} sono detti coefficienti di Peltier. Consideriamo, adesso, due giunzioni che siano rispettivamente alla temperatura T ed alla temperatura $T + \Delta T$:

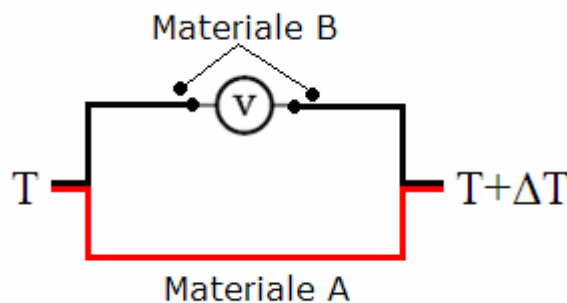


Figura 2

Il voltmetro ideale, inserito nella maglia, misura una differenza di potenziale ΔV . A questo punto, il coefficiente differenziale di Seebeck è definito come:

$$\alpha_{ab} = \lim_{\Delta T \rightarrow 0} \frac{\Delta V}{\Delta T}$$

Il coefficiente in questione è caratteristico della coppia di conduttori utilizzati (ad esempio, in un processo tecnologico CMOS sono generalmente disponibili i materiali poly N, poly P e alluminio; conseguentemente, si dispone di tre valori di α_{ab} , dei quali il maggiore è quello che si ha combinando poly N e poly P). Consideriamo un sistema costituito semplicemente da una giunzione tra due materiali conduttori, per effetto Peltier, per ciascun portatore iniettato da un conduttore all'altro è associata una corrente di calore DQ . Possiamo trovare una relazione tra il coefficiente di Peltier ed il coefficiente di

Seebeck, ponendoci in una condizione di quasi equilibrio nel sistema a singola giunzione descritto ed applicando il teorema di Onsager, si ricava:

$$\alpha_{ab} = \frac{\pi_{ab}}{T}$$

Dalla relazione è chiaro che scegliendo una coppia di materiali che massimizzi il coefficiente di Peltier, si massimizza allo stesso tempo anche il coefficiente di Seebeck.

Per realizzare una termocoppia possiamo prendere due distinti metalli (ad esempio il rame ed il ferro) e creare una giunzione Metallo-Metallo. La giunzione di contatto tra i due metalli (giunzione di “sensing”) ha una sua temperatura incognita e la giunzione di riferimento (terminali tra i quali è connesso un voltmetro di misura) viene portata ad una temperatura nota. In queste condizioni viene generata una d.d.p. tra i due metalli, la quale risulta proporzionale alla differenza di temperatura tra le giunzioni. Misurando la d.d.p. ai capi della giunzione di riferimento e conoscendo la sua temperatura, possiamo risalire al valore di temperatura incognito della giunzione di “sensing”. Lo schema di principio di una termocoppia è mostrato in figura:

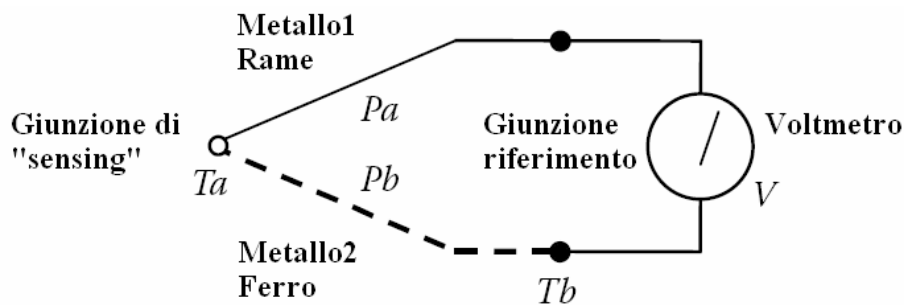


Figura 3

Supponiamo che la giunzione di “sensing” sia a temperatura T_a e che la giunzione di riferimento sia a temperatura T_b . La tensione sviluppata dalla termocoppia è misurata a mezzo di un voltmetro ad alta resistenza:

$$V = (P_a - P_b)(T_a - T_b)$$

Dove $(P_a - P_b)$ è la differenza tra i coefficienti di Seebeck tra i due materiali. La tensione V è dell’ordine delle decine di mV per termocoppie con differenze di temperatura dell’ordine dei 200 °C. I materiali semiconduttori mostrano un maggiore effetto termoelettrico rispetto ai metalli e consentono, quindi, maggiore sensibilità. Inoltre, ciò comporta la capacità di integrare direttamente termocoppie su substrato di Silicio. La termocoppia è costituita da zone di polisilicio diversamente drogato. È anche possibile integrare molte termocoppie a semiconduttore in serie al fine di realizzare una termopila, la quale, a parità di differenza di temperatura, mostra

una maggiore d.d.p. di uscita rispetto alla singola termocoppia. In ogni caso, un inconveniente è dato dal fatto che il Silicio possiede una elevata conducibilità termica e ciò rende difficile la possibilità di mantenere un elevato gradiente di temperatura $T_a - T_b$. Per isolare termicamente, si possono sfruttare le tecniche di “micromachining” su Silicio. Si isola termicamente l’elemento sensibile dal bulk del wafer di silicio che rappresenta il riferimento; ciò si ottiene realizzando l’elemento sensibile su ponti in silicio sospesi su cavità di isolamento. In realtà la relazione tra tensione prodotta dalla termocoppia e differenza di temperatura è non lineare. In ogni caso, su intervalli di temperatura molto ristretti, la relazione può essere considerata sostanzialmente lineare (ovvero, si può trascurare il termine legato al coefficiente C_2). La relazione generale, risulta:

$$V = C_1 \cdot (T_1 - T_2) + C_2 \cdot (T_1^2 - T_2^2)$$

C_1 e C_2 sono delle costanti tipiche della termocoppia. La relazione indicata, mostra che la tensione che viene prodotta non è solo funzione del salto termico alla termocoppia ($T_1 - T_2$), ma è anche funzione dei valori assoluti di temperatura sui singoli elementi costituenti la termocoppia T_1 e T_2 , che, oltretutto, compaiono al quadrato. L’opportunità di linearizzazione è basata sulla possibilità di operare in condizioni di basse variazioni di temperatura ed, inoltre, sulla possibilità di poter trascurare il secondo termine della relazione che fa capo al coefficiente C_2 (questo secondo aspetto dipende dal tipo di termocoppia con cui si opera, ovvero, da quelli che sono i singoli materiali costituenti). Derivando la relazione espressa rispetto a T_1 (T_2 è infatti una temperatura di riferimento fissa), si ottiene la sensibilità della termocoppia, che a rigore dipenderebbe anche dalla temperatura che viene misurata T_1 .

$$\alpha = \frac{dV}{dT_1} = C_1 + 2C_2T_1$$

Per misure su intervalli di temperature ampi, sui quali non può valere l’approssimazione lineare, viene di norma usata una curva di calibrazione fornita per punti ed associata ad una temperatura di riferimento che sia facilmente riproducibile. Le impurezze nei materiali usati per realizzare le termocoppie possono determinare delle deviazioni di comportamento rispetto al caso ideale. Nelle misure per cui è richiesta elevata accuratezza, può essere necessario usare una calibrazione specifica per ogni singola termocoppia. Inoltre, una buona accuratezza è subordinata alla possibilità di poter conoscere accuratamente la temperatura alla quale si trova la giunzione di riferimento T_2 .

- Sensore di vuoto a termocoppia

Una tipica applicazione dei sensori a termocoppia è quella che permette la misura di vuoto ottenuto in determinati ambienti. Il sensore di vuoto è semplicemente costituito da un resistore e da una termocoppia impiegata per misurare la sua temperatura. La resistenza viene alimentata, in modo tale che su di essa fluisca una corrente costante. La resistenza si trova nella camera nella quale viene prodotto il vuoto. La termocoppia di misura rivelerà una temperatura maggiore (a parità di alimentazione) man mano che il grado di vuoto aumenta e questo perché si hanno meno molecole in grado di sottrarre calore alla resistenza. Dunque, misurando la temperatura ricaviamo una misura indiretta del vuoto nell'ambiente.

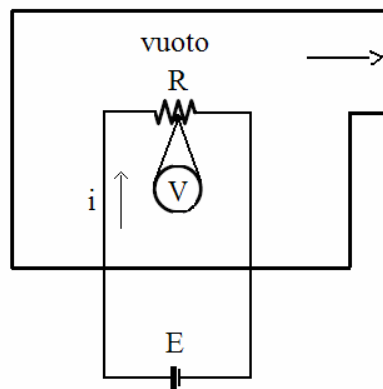


Figura 4

Con questo strumento possiamo misurare il grado di vuoto in un range che va da 2 Torr fino a 10mTorr. Le tensioni che sono sviluppate nelle termocoppie sono molto esigue (ordine dei mV). Le sensibilità delle termocoppie variano dalle decine di $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, fino alle centinaia di $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ delle termocoppie a semiconduttore. Tutto ciò comporta che è di norma necessaria un'amplificazione della tensione prodotta dalla termocoppia. Tale amplificazione potrebbe anche essere ottenuta a mezzo di amplificatori dotati di un'impedenza d'ingresso non troppo elevata, dato il basso valore di resistenza delle termocoppie.

- Termoresistori

Sulla base di effetti termoresistivi, si ha che la resistività elettrica dei metalli varia con la temperatura. Più nel dettaglio, al di sopra di -200°C la resistività della maggior parte dei metalli varia quasi linearmente con la temperatura. In questa regione di approssimata linearità, la variazione di resistività ρ con la temperatura può essere adeguatamente descritta a mezzo della seguente relazione quadratica (con coefficiente b dipendente dal metallo, ma, in ogni caso, sempre molto basso):

$$\rho = R \cdot (1 + aT + bT^2)$$

Dove R è la resistività del materiale alla temperatura di riferimento di 0°C , mentre a e b sono delle specifiche costanti che dipendono dal metallo che viene impiegato. Generalmente, il materiale usato per questo tipo di

sensori è il Platino, in quanto le variazioni di resistenza sono praticamente lineari rispetto alle variazioni di temperatura e ciò perché il coefficiente b nel platino è più basso che non negli altri metalli. Dal momento che i termistori in metallo generalmente presentano dei bassi valori di resistenza e poiché, inoltre, il grado di variazione percentuale del valore di resistenza con la temperatura è non molto elevato (ovvero, il TCR della resistenza è basso), per poter aumentare la sensibilità spesso è richiesto l'uso di una rete a ponte di Wheatstone, al fine di poter registrare la variazione di temperatura in modo più agevole. Il sensore Pt_{100} è un sensore al platino la cui resistenza elettrica a 0°C è di $100\ \Omega$. Esprimendo la legge di variazione di resistenza con la temperatura, si ha:

$$R(T) = R_0 \cdot [1 + \alpha(T - T_0)]$$

Dove, T_0 è pari a 0°C e T risulta la temperatura di lavoro. La quantità R_0 è la resistenza del sensore quando $T = T_0$, ovvero $100\ \Omega$. Inoltre, nel platino, il coefficiente α risulta pari a $0.00385^{\circ}\text{C}^{-1}$ (PTC). Essendo α positivo, la resistenza R aumenta al crescere della temperatura. La relazione $R(T)$ riportata è valida su di un range di temperature che va da 0°C fino a circa 300°C .

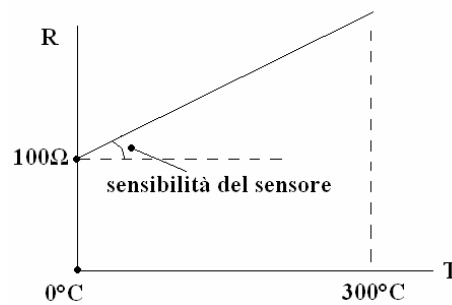


Figura 5

La relazione tra la temperatura e la resistenza, che deve essere usata quando le temperature di lavoro si trovano al di fuori del range di linearità descritto, è notevolmente più complessa. Infatti, al di fuori del range descritto, la resistenza non varia più linearmente con la temperatura. La relazione completa che definisce il funzionamento del sensore su tutti i range di temperatura plausibili è detta relazione di Callender - Van Dusen. Tale legge è semiempirica e risulta:

$$R(T) = R_0 \cdot [1 + \alpha \cdot [T + \delta \cdot (1 - \frac{T}{100}) \cdot \frac{T}{100} + \beta \cdot (1 - \frac{T}{100}) \cdot (\frac{T}{100})^3]]$$

Nella relazione indicata, se ci poniamo ad una temperatura di 0°C , si ottiene $R(T) = R_0$. Il parametro δ vale 1.491, mentre il parametro β è detto costante di Van Dusen, la quale risulta nulla per $T > 0^{\circ}\text{C}$ e diversa da zero per $T < 0^{\circ}\text{C}$.

Fino ai 500°C i risultati delle due leggi sono simili (il comportamento reale si scosta poco dal comportamento ideale lineare). L'errore risulta solo del 10% a 800°C.

Oltre ai termoresistori in metallo, sono anche disponibili termoresistori a semiconduttore (anche detti termistori). Tali termistori sono realizzati con materiali NTC (se la temperatura aumenta allora la resistenza diminuisce), ovvero, o con ossidi di metallo (ossidi di Fe, Ni, Co) o in silicio.

I termistori non sono generalmente accurati e stabili tanto quanto i termoresistori in platino, ma risultano più economici e possono essere integrati con circuiteria elettronica di misura, testing e controllo.

Il TCR di un termistore di questo tipo è variabile con la temperatura. La resistenza nominale è, tipicamente, espressa in corrispondenza al valore di resistività del termistore a 25°C, sotto condizione di dissipazione di potenza nulla. Il valore di resistenza nominale, per questo tipo di termistori, può variare da 500Ω a 10MΩ. Facciamo presente che il TCR negativo può portare il resistore polarizzato a tensione costante in una condizione di “fuga termica”, ovvero, in un ciclo ad autoriscaldamento. Infatti, la corrente che giunge attraverso il resistore porta ad un suo riscaldamento, in questa situazione (essendo il TCR negativo) la resistività scende e ciò comporta che inizierà a fluire più corrente, la quale determinerà un riscaldamento maggiore del resistore per effetto Joule e così via. In ogni caso, un elevato valore di TCR permette la possibilità di poter accoppiare direttamente i termistori agli amplificatori di misura senza la necessità di dover ricorrere a configurazioni a ponte (ciò non risulta possibile impiegando sensori al platino). Le tecniche di “micromachining” possono migliorare lo sviluppo dei sensori termici. Se il dispositivo sensore è miniaturizzato ed isolato termicamente allora la sua risposta nel tempo può essere considerevolmente rapida. Ovvero, il tempo necessario affinché il sensore possa riscaldarsi o raffreddarsi, in risposta alle variazioni di temperatura esterna, è molto basso. Nei sensori di temperatura NTC, la relazione che sussiste tra la temperatura e la resistenza è la seguente:

$$\ln(R) = a_0 + \frac{a_1}{T} + \frac{a_2}{T^2} + \frac{a_3}{T^3}$$

Questa relazione è approssimabile, come:

$$\ln(R) = a_0 + \frac{a_1}{T}$$

Generalmente, comunque, la legge che si usa è in forma inversa:

$$R(T) = R_o \cdot e^{[\beta(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})]}$$

Il parametro β varia con il tipo di materiale che viene usato per realizzare il sensore. Tipicamente, per i diversi materiali usati per realizzare termistori, β ha un valore compreso tra 1500°K e 6000°K.

Un inconveniente che deriva dall'impiego dei termistori NTC è quello della non linearità nella relazione $R(T)$, che abbiamo, appunto, visto essere esponenziale. Per ovviare, è possibile usare delle semplici tecniche di linearizzazione. Una di queste consiste nell'aggiungere una resistenza convenzionale di valore noto, non dipendente dalla temperatura, in serie o in parallelo al termistore. Ad esempio, per linearizzare un termistore con $\beta=4000^\circ\text{K}$, possiamo realizzare un collegamento in parallelo tra il termistore medesimo ed un resistore di valore $R_p = 500\Omega$, non dipendente dalla temperatura. In tal modo si ottiene una linearizzazione della caratteristica su un determinato range di temperature, dipendentemente dal valore di R_p . Risultati di linearizzazione analoghi si possono ottenere con connessioni serie. La scelta dell'una o dell'altra soluzione di linearizzazione, può essere determinata dall'eventuale necessità di poter misurare successivamente la resistenza complessiva o misurando la tensione ai capi (in questo caso è preferibile usare un collegamento di linearizzazione in parallelo) o misurando la corrente che scorre nel sensore (in questo caso è preferibile usare un collegamento di linearizzazione in serie). La risoluzione del problema della non linearità del trasduttore, in ogni caso, viene pagata con una riduzione del coefficiente termico dell'insieme, ovvero, si ha una riduzione di sensibilità.

- Rete a ponte di Wheatstone per accrescere la sensibilità - Considerazioni generali sul ponte

In molti casi, piccole variazioni del parametro che deve essere rilevato causano variazioni dell'impedenza del sensore. Tali variazioni possono essere rilevate in modo più efficiente con l'uso di una rete elettrica a ponte (ponte di Wheatstone), come riportato in figura:

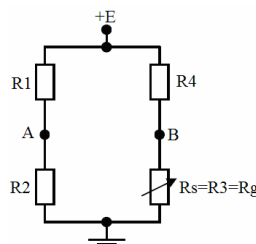


Figura 6

All'inizio i due rami del ponte sono equilibrati e la tensione del nodo A coinciderà con la tensione del nodo B. Ogni cambiamento nella resistenza di sensore causa uno sbilanciamento del ponte che può essere misurato. Se vale la condizione:

$$V_{AB} = E \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = 0$$

Allora, si dice che il ponte è equilibrato.

Consideriamo, ora, la seguente configurazione con Galvanometro:

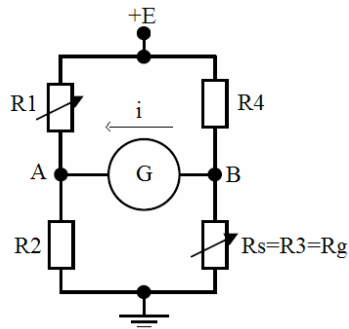


Figura 7

A seconda del tipo di sensore con cui si opera, la resistenza R_s può cambiare, ad esempio, con la temperatura o con la deformazione prodotta su di essa da una forza agente. Se $i \neq 0 \Rightarrow V_{AB} \neq 0 \Rightarrow$ il ponte non si trova nella condizione di equilibrio. Se, al contrario, si ha:

$$i = 0 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

allora, si ha equilibrio del ponte. Ciò implica, ancora, la conseguente relazione:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \Rightarrow R_g = R_3 = \frac{R_2 R_4}{R_1}$$

Dove R_1, R_2, R_4 sono delle quantità note ed R_1 è regolabile per ottenere il risultato di misura. Allora, per equilibrare si agisce su R_1 fino a che non si rileva che nel ramo AB non passa corrente; allora, in tal caso, vale la relazione di equilibrio espressa e possiamo ricavare R_g e, da questa, il valore di temperatura o di forza agente. Il problema di questa configurazione è che R_1 non può variare con continuità e, conseguentemente, la precisa riequilibratura del ponte non è quasi mai possibile. Occorrerebbe conoscere anche la resistenza interna del galvanometro per poter calcolare, comunque, con precisione il valore di R_g . Per semplificare la misura, possiamo, allora, usare un voltmetro elettronico in luogo del galvanometro. In tal caso, non passa mai corrente e ciò implica che non è necessario equilibrare il ponte per effettuare la misura. Possiamo direttamente calcolare R_g dall'equazione seguente, essendo essa l'unica incognita:

$$V_{AB} = E \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_g}{R_3 + R_g} \right)$$

Dove V_{AB} è letta dal voltmetro. La condizione iniziale di lavoro si definisce, ad esempio, variando R_2 fino a portare l'uscita inizialmente a zero. All'equilibrio iniziale, quindi, si trova:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_g}{R_4 + R_g}$$

Supponiamo, ora, di operare con un sensore di temperatura e che ci sia un aumento di temperatura e supponiamo che il sensore di rivelazione nel ponte sia a coefficiente positivo. La resistenza aumenta e passa al valore $(R_g + \Delta R)$. Sviluppando la relazione precedente, si ottiene:

$$\begin{aligned} \frac{V_{AB}}{E} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_g + \Delta R}{R_g + \Delta R + R_4} = \frac{R_g}{R_4 + R_g} - \frac{R_g + \Delta R}{R_g + \Delta R + R_4} = \\ &= \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_g}} - \frac{1 + \frac{\Delta R}{R_g}}{1 + \frac{\Delta R}{R_g} + \frac{R_4}{R_g}} = \frac{-\frac{\Delta R}{R_g} \cdot \frac{R_4}{R_g}}{\left(1 + \frac{R_4}{R_g}\right) \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{R_g} + \frac{R_4}{R_g}\right)} \end{aligned}$$

Possiamo affermare che R_4 ed R_g sono dello stesso ordine di grandezza ($R_4 \cong R_g$). Facendo questa sostituzione e semplificando, si ottiene:

$$\frac{V_{AB}}{E} = -\frac{\frac{\Delta R}{R_g}}{2 \cdot \left(2 + \frac{\Delta R}{R_g}\right)}$$

Allora, possiamo ricavare la variazione relativa di resistenza. Per piccole variazioni di temperatura si può trascurare la variazione relativa di resistenza dimezzata:

$$\frac{V_{AB}}{E} = -\frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R_g}$$

Osserviamo che per un aumento di R_g si ha una diminuzione di V_{AB} . L'uguaglianza descritta esprime anche il grado di sensibilità del ponte, pari a $\frac{1}{4}$. In ogni caso, la sensibilità del sistema di misura complessivo può essere aumentata amplificando la tensione tra il nodo A ed il nodo B, prima della lettura del voltmetro. Questa configurazione di misura è detta a "Quarter Bridge", poiché un solo ramo del ponte è occupato con un sensore. Con il metodo di misura "Half Bridge", riusciamo a raddoppiare la sensibilità. Supponiamo di impiegare due elementi sensibili alle variazioni di temperatura che siano disposti su due rami del ponte, come in figura a seguire. Occorre fare in modo tale che quando R_3 ed R_4 sono sottoposte a variazione di temperatura, si abbia che una resistenza aumenti di valore, mentre l'altra diminuisca (ovvero, un resistore è PTC, mentre l'altro è NTC).

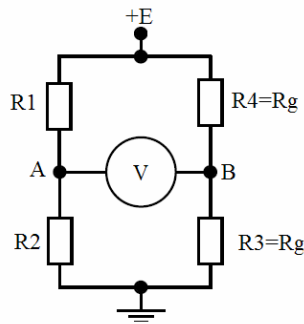


Figura 8

Risviluppando, l'espressione della tensione V_{AB} , nelle condizioni descritte, si ottiene:

$$\frac{V_{AB}}{E} = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta R_g}{R_g}$$

Il segno dipende dall'aumento o dalla diminuzione di temperatura. Dalla relazione, notiamo che la sensibilità è doppia rispetto a prima. Un ulteriore raddoppio di sensibilità si può ottenere usando quattro sensori di temperatura, opportunamente configurati rispetto ad una medesima variazione di temperatura, disposti nei quattro rami del ponte. Si dice, allora, che in questo caso si opera con una configurazione a "Full Bridge". Vediamo lo schema:

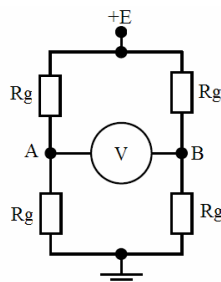


Figura 9

L'equazione di rivelazione risulta:

$$\frac{V_{AB}}{E} = \pm \frac{\Delta R_g}{R_g}$$

In questo caso, la configurazione del ponte di Wheatstone è a massima sensibilità, ma abbiamo anche maggiore complessità e costo.

- Compensazione degli errori di misura

La configurazione a ponte presenta un certo numero di vantaggi, anche a livello di compensazione degli errori di misura. Infatti, il ponte può essere usato per ridurre l'ampiezza dei disturbi che sono determinati da

variazioni in parametri diversi rispetto a quelli che devono essere monitorati. Un buon esempio di ciò è dato dall'impiego del ponte con sensori "strain gauge". Questi sono piezoresistori usati per rilevare le deformazioni nei materiali. La resistività e le dimensioni di un elemento resistivo a semiconduttore variano quando questo è sottoposto ad una forza di trazione o di compressione. Registrando la variazione di resistenza, si ricava l'intensità della forza agente. Il problema è che la resistenza di tali elementi varia anche al variare della temperatura. Allora, per evitare errori di misura, è comune ricorrere alla seguente soluzione: si pone una cella di carico per R_4 che sia identica alla cella di carico posta per R_3 . La cella R_3 è sottoposta a deformazione, mentre la cella R_4 non lo è. L'aumento o la diminuzione della temperatura farà variare allo stesso modo le resistenze delle due celle di carico. Questo significa che le variazioni di resistenza date da variazioni di temperatura si elidono.

$$V_{AB} = E \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right)$$

Se c'è una variazione di temperatura e se la variazione di resistenza è di qualche punto percentuale per grado centigrado (uguale nelle due celle, se queste sono uguali); si ha che la variazione di V_{AB} , dovuta a variazione di temperatura è zero:

$$V_{AB} = E \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{1.1R_g}{1.1(R_g + R_4)} \right]$$

Quindi, con la configurazione di misura ad "Half Bridge", possiamo raddoppiare la sensibilità e parzialmente compensare gli errori di misura. A questo punto, possiamo fare un esempio dell'impiego del ponte di Wheatstone per la misura di accelerazioni. Come evidenziato in figura a seguire anche in questo caso si usano degli "strain gauge". Si realizza una configurazione in cui i piezoresistori sono impiantati in una struttura sottoposta a deformazioni per effetto di accelerazioni e decelerazioni. Soltanto il piezoresistore R_2 è soggetto a deformazione. Il secondo "strain gauge" R_4 è soggetto alle sole variazioni di temperatura.

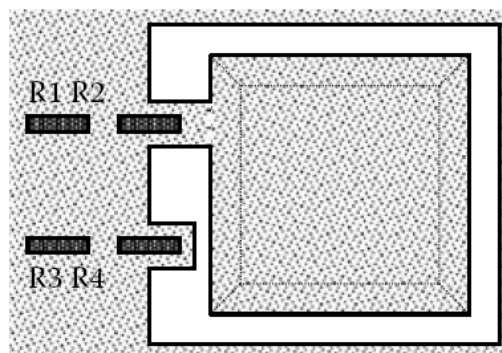


Figura 10

I quattro elementi sono connessi in un circuito a ponte. Quando tutte le resistenze sono uguali, la tensione differenziale V_{dif} di uscita risulta zero. Un'eventuale accelerazione, si potrà, poi, misurare dallo sbilanciamento di tensione. Un'altra strategia di misura può essere la seguente: Si tratta di includere nel sistema anche un attuatore elettrostatico, creato ponendo un elettrodo positivo sotto la massa in movimento per effetto dell'accelerazione ed impiegando la massa stessa come elettrodo negativo. Sotto una condizione di accelerazione l'attuatore di forza la massa in moto nella sua posizione originaria di equilibrio, azzerando il ponte. L'accelerazione è misurata dal livello di segnale, impiegato per pilotare l'attuatore, necessario affinché il ponte rimanga in condizione di zero in presenza di accelerazione. È chiaro che, in questo caso, può essere agevolmente impiegato un controllo ad anello chiuso. Nell'esempio a seguire, è mostrato il principio di funzionamento di un flussimetro termico al platino, in configurazione a ponte di Wheatstone ($R \equiv \Omega$):

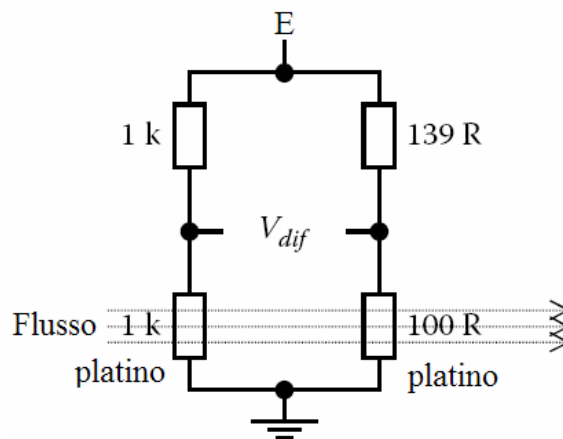


Figura 11

In questo caso, un elemento riscaldatore viene raffreddato dal passaggio di un gas. Il grado di raffreddamento è chiaramente legato alla quantità di flusso di massa. Il riscaldatore, generalmente, è un resistore al platino. Il ponte è alimentato con una corrente sufficiente per assicurare che l'elemento sensibile venga riscaldato alla corretta temperatura di funzionamento ed in modo tale da assicurare che il ponte risulti bilanciato in condizioni di flusso zero. Quando l'elemento sensibile viene raffreddato, la resistenza del platino diminuisce e la corrente che fluisce attraverso il ponte aumenta. È chiaro che la corrente che scorre nel ponte sarà legata al grado di raffreddamento indotto dal passaggio del flusso. Dalla conoscenza della corrente prelevata, posso risalire al flusso stesso. Osserviamo che nel ponte deve anche essere incluso un altro sensore di riferimento al platino, in modo tale da poter compensare le variazioni di temperatura ambiente. Tale sensore deve essere più grande rispetto all'elemento necessario per le misure di flusso, in quanto non deve poter essere riscaldato dalla corrente che attraversa il ponte. Come tecnica di misura alternativa, si può usare un sistema di controllo che dovrà erogare una corrente tale da ribilanciare il ponte anche in presenza di flusso aumentandone la dissipazione e quindi la temperatura (la tensione differenziale

di uscita deve essere sempre forzata a zero). In questo modo, si può risalire alla misura del flusso valutando la potenza erogata dal sistema di alimentazione per poter mantenere il bilanciamento.

-Ponte di Wheatstone a capacità

È facile creare sensori che siano in grado di tradurre movimenti in variazioni di capacità. Anche se tali sensori sono molto precisi, la circuiteria necessaria per misurare i cambiamenti nella capacità è più complessa di quella richiesta per poter misurare i cambiamenti a livello di resistenza. Il valore della capacità può essere controllato a mezzo di un sistema a reazione in modo tale che, in ogni condizione, sia forzato ad un valore fisso. A partire dal segnale di controllo che fissa la capacità, si può risalire alla misura della sollecitazione. Questa è una possibile soluzione di misura; altrimenti, ci si può basare sulla misura della variazione della quantità di carica immagazzinata, come avviene nei canali di lettura a condensatori commutati.

- Sensori ad effetto Hall

Ci sono molti modi per poter rilevare i campi magnetici. Ad esempio, possono essere usate bobine integrate su chip, sebbene, attualmente, ci siano delle difficoltà realizzative e di impiego. Lo sviluppo di superconduttori ad elevata temperatura apre anche la possibilità di realizzare sensori di campo magnetico basati su dispositivi superconduttori ad interferenza quantica (SQUID). Tali sensori, sono in grado di rilevare i campi magnetici prodotti dal cervello e dal cuore. Molte misure possono, tuttavia, essere realizzate usando sensori basati su effetto Hall. Un sensore ad effetto hall è rappresentato nella figura 12:

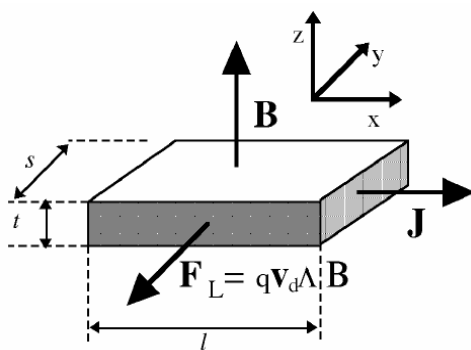


Figura 12

Il sensore consiste in un materiale conduttivo, generalmente un semiconduttore, che viene attraversato da una corrente impressa di valore noto. Due contatti di rivelazione sono disposti parallelamente alle linee di corrente che attraversano lo strato conduttivo. Tali contatti si trovano sui due lati opposti del dispositivo. Un campo magnetico perpendicolare al piano della pellicola conduttiva, determina una deviazione del flusso di corrente. Ciò, conseguentemente, comporta una differenza di potenziale tra i due contatti di rivelazione. Misurando tale d.d.p. e conoscendo la corrente nello strato, siamo in grado di determinare l'intensità del campo magnetico che investe il sensore. I sensori ad effetto Hall operano in un range che va

da 0.1mT fino a 1T (il campo magnetico terrestre ha un'intensità di circa 0.05mT). Sono stati attualmente sviluppati sensori integrati di campo magnetico ad effetto hall. Tipicamente tali sensori generano in uscita circa 10mV di tensione per ogni mT di campo magnetico incidente. Se vale la condizione $B \perp I$, il voltaggio misurato con il voltmetro, risulterà:

$$V \propto B \times I$$

Ricordiamo che l'effetto Hall è reversibile; ovvero, se applico V ed I , in modo tale che risultino perpendicolari nella maniera descritta, si genererà un vettore campo magnetico indotto perpendicolare alle linee di flusso di corrente. Possibile applicazione di un sensore basato su effetto hall è quella della misura della distanza di un corpo X, rispetto ad un magnete permanente. Viene realizzata una misura di intensità di campo magnetico, la quale dipende dalla distanza tra sensore e magnete permanente.

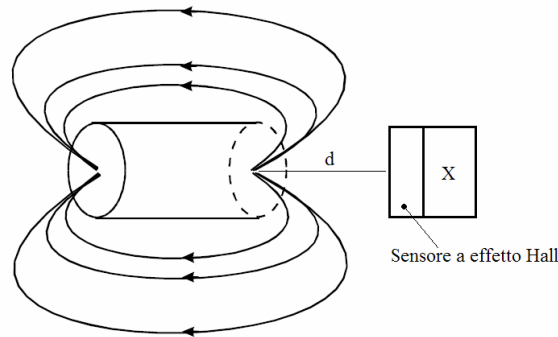


Figura 13

L'effetto Hall si può anche usare nella trasduzione "corrente-tensione". Infatti, fissando il campo magnetico B e facendo scorrere nella pellicola un segnale in corrente, si può leggere ai capi della pellicola stessa il medesimo segnale, riportato in tensione. Facciamo, ora, riferimento alla figura iniziale. L'effetto Hall permette anche di misurare direttamente la concentrazione dei portatori di carica liberi ed il loro segno, sia nei metalli che nei semiconduttori. Consideriamo un tratto di conduttore immerso in un campo magnetico uniforme diretto secondo l'asse z . Facciamo passare una corrente elettrica di intensità I_x secondo x . Sotto l'effetto del campo elettrico E_x , gli elettroni acquistano una velocità di deriva $v_d = \mu E_x$. Essi sono soggetti alla forza di Lorentz:

$$F_L = qv_d B$$

che agisce nel verso delle y negative. Quindi, le cariche tendono ad accumularsi sulla faccia del campione perpendicolare all'asse y e posta verso chi guarda la figura.

Questo accumulo porta alla formazione di una differenza di potenziale V_H fra le due facce del campione perpendicolari all'asse y . Quindi, si ha la formazione di un campo elettrico E_H corrispondente, tale che la forza elettrica associata (qE_H) sia uguale ed opposta alla forza di Lorentz, cioè $E_H = v_d B$. Da questa

relazione si vede che il campo elettrico di Hall è proporzionale sia alla densità di corrente, tramite la velocità di deriva v_d , sia al campo magnetico. Definiamo il coefficiente di Hall come:

$$R_H = \frac{E_H}{J_x B}$$

Nel caso in cui sia importante solo un tipo di portatori di carica (elettroni $q=-e$ o lacune $q=+e$) e cioè quando la densità n dei portatori maggioritari è molto più alta di quella dei portatori minoritari, ricordando che $J_x = qnv_d$, si ha:

$$R_H = \frac{V_d B}{qnv_d B} = \frac{1}{qn} = \pm \frac{1}{en}$$

Il segno cambia a seconda che si tratti di lacune o di elettroni. La misura di R_H ci dà direttamente la concentrazione n dei portatori liberi nel conduttore ed il loro segno.

Per ottenere R_H occorre misurare V_H , I_x , B e lo spessore del campione, dato che:

$$R_H = \frac{E_H}{B \cdot J_x} = \frac{\frac{V_H}{s}}{\frac{B \cdot I_x}{ts}} = \frac{V_H t}{BI_x}$$

Il coefficiente di Hall dei semiconduttori è di molti ordini di grandezza maggiore di quello dei metalli, dato il numero molto minore dei portatori di carica liberi. Per questo motivo, l'esperimento con i semiconduttori dà tensioni di Hall già dell'ordine dei millivolt, misurabili direttamente senza la necessità di grande amplificazione.

L'espressione generale di R_H , valida nel caso in cui si abbiano *sia elettroni che lacune* con concentrazioni rispettivamente n e p e mobilità μ_e e μ_h è:

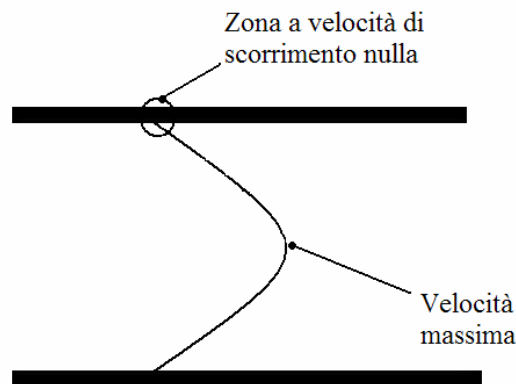
$$R_H = \frac{p\mu_h^2 - n\mu_e^2}{e(p\mu_h + n\mu_e)^2}$$

che si riduce alla relazione precedentemente riportata non appena $p \gg n$ o $n \gg p$.

Poichè aumentando la temperatura si creano molti portatori intrinseci, coppie elettrone-lacuna, un campione drogato P, che a temperatura ambiente dà un R_H positivo, a temperature più alte dà un R_H più piccolo che può addirittura diventare zero e cambiare di segno (dal momento che $\mu_e \cong 2 \mu_h$).

- Flussimetri

Le molecole di un fluido non hanno una posizione reciproca fissa e conseguentemente i fluidi non possono né avere forma propria, né resistere alle deformazioni. Quando un fluido lambisce una superficie, presso tale superficie si forma una regione caratterizzata da un alto gradiente di velocità, a limite, esattamente sulla superficie di contatto la velocità di scorrimento delle molecole è nulla.



Possiamo suddividere i sensori integrati di flusso più diffusi in due principali categorie:

sensori di flusso meccanici e sensori di flusso termici. Per quanto riguarda i sensori di flusso meccanici, si realizzano sul substrato di silicio delle mensole o delle membrane ortogonali alla direzione del flusso. La pressione esercitata dal flusso in moto su tali strutture è convertita in segnale elettrico tramite l'uso di piezoresistori o di sensori capacitivi. Il difetto principale di tali flussimetri meccanici è la loro dipendenza dalla temperatura del fluido. I flussimetri integrati più impiegati sono, comunque, i flussimetri termici nei quali si usa il fatto che al trasporto di massa è associato un trasporto di calore a mezzo della convezione. Esistono diverse tipologie di flussimetri termici: anemometri, sensori basati su tempo di volo e flussimetri calorimetrici.

- Anemometri

Si tratta di un riscaldatore immerso in un fluido. A mezzo della misura della differenza di temperatura tra il riscaldatore e il fluido, è possibile risalire alla velocità del fluido. In altre parole, possiamo dire che varia la resistenza termica riscaldatore - fluido al variare della velocità del fluido. Tale fenomeno può essere descritto a mezzo della legge di King:

$$Q = (\zeta + \beta\sqrt{v}) \cdot \Delta T$$

dove Q è il calore scambiato e ΔT è la differenza di temperatura tra il riscaldatore e il fluido. La quantità ζ risulta la conduttanza termica a flusso nullo, mentre $\beta\sqrt{v}$ è la variazione di conduttanza dovuta al fatto che il fluido ha una velocità non nulla. Consideriamo che ζ e β sono costanti che, sostanzialmente, dipendono dal tipo di fluido. Per massimizzare la sensibilità del sensore si cerca di rendere ζ minimo. E' chiaro che il termine:

$$\frac{1}{(\zeta + \beta\sqrt{v})}$$

rappresenta, nel complesso, la resistenza termica tra il riscaldatore ed il fluido. Il sistema in questione può funzionare in due modalità operative differenti: a potenza costante o a temperatura costante. Nel primo caso, si fornisce al riscaldatore una potenza costante, la velocità del fluido è determinata valutando la temperatura raggiunta dal riscaldatore in queste condizioni. La quantità Q risulta costante. Al variare della velocità del fluido, la resistenza termica varia secondo la legge di King e conseguentemente si avrà una variazione di temperatura del riscaldatore in funzione della velocità. Il riscaldatore viene realizzato con un RTD e la variazione di temperatura indotta dal fluido in movimento comporterà una variazione di resistenza del sensore, che può essere osservata inserendo il resistore in un opportuno circuito. Nel secondo caso, si opera misurando le variazioni di potenza Q necessaria per mantenere la temperatura al riscaldatore costante anche se ci troviamo in presenza di un flusso. La temperatura deve essere, dunque, fissata a mezzo di un sistema di reazione. Il riscaldatore RTD è inserito in un ponte di Wheatstone e quando cambia la resistenza per una variazione di temperatura, si verifica uno sbilanciamento del ponte. In caso di raffreddamento, l'anello di reazione aumenta la corrente nel riscaldatore stesso al fine di mantenere la temperatura costante. La corrente nel riscaldatore è, dunque, funzione della velocità nel fluido e costituisce l'uscita del sistema di lettura.

- Sensore a tempo di volo

Consideriamo un riscaldatore che produce un impulso di calore ben definito, il quale viene trasportato, per convenzione, ad un sensore di temperatura di valle.

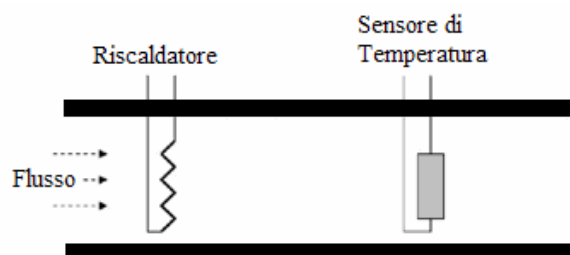


Figura 14

Il tempo che il sensore di temperatura impiega per rilevare l'impulso di calore è direttamente legato alla velocità del fluido. Allora, la misura di tale intervallo rappresenta l'uscita del sensore. Nel corso della sua propagazione, l'impulso subisce una dispersione per fenomeni di diffusione termica. Conseguentemente,

tale tipologia di sensore non può essere usata per basse velocità di flusso in quanto, in tal caso, la dispersione sarebbe eccessiva.

- Flussimetri calorimetrici

Si impiegano delle termopile, che sono in grado di convertire delle temperature in tensioni, e un riscaldatore. Il riscaldatore è posto in posizione centrale e le due termopile sono disposte lateralmente in modo simmetrico, una a valle e una a monte. Se scorre un fluido con una certa velocità, si ha uno sbilanciamento di temperatura tra la termopila di valle e quella di monte. La tensione differenziale letta tra i terminali delle termopile è proporzionale alla differenza di temperatura.

Per simmetria del sistema, oltre a conoscere la velocità del fluido è anche possibile risalire alla direzione del flusso. Osserviamo che la modalità di funzionamento di questi sensori è legata ai meccanismi di trasferimento del calore, i quali dipendono dalla capacità termica del fluido. Un inconveniente di questo tipo di sensore è che si ha una dipendenza della sensibilità del sensore rispetto alla pressione e ciò richiederebbe la necessità di compensare il segnale di uscita rispetto alle variazioni di pressione. Consideriamo un sensore di flusso di questa tipologia e analizziamone le caratteristiche. Il sistema è costituito da un riscaldatore in polisilicio da $4.8K\Omega$ che è posizionato su di una membrana in ossido di silicio sospesa (infatti, il riscaldatore deve essere termicamente isolato dal substrato di silicio).

Lateralmente si trovano due termopile, costituite da 20 termocoppie ciascuna (in n+ - polisilicio/Al). Tutte le termopile sono realizzate con una giunzione su ossido di silicio, sospesa rispetto al substrato, ed una giunzione direttamente sul substrato di silicio.

Per flusso nullo, le due termopile hanno uguale surriscaldamento rispetto al substrato. In presenza di flusso, il surriscaldamento risulterà maggiore per una delle due termopile. La differenza di temperatura viene tradotta in una tensione differenziale che costituisce il segnale di uscita del sensore. Al posto delle termopile, si potrebbero usare resistori ad alto TCR. Si possono, così, ottenere sensibilità più alte che non con le termopile, specialmente nei sensori molto piccoli dove non c'è abbastanza spazio per allocare un certo numero di termocoppie. Questa soluzione, comporta però lo svantaggio di poter introdurre un offset significativo causato dal mismatch tra le resistenze.

- Funzionamento dei sensori calorimetrici differenziali

Si ipotizza che la temperatura del flusso di gas sia la medesima del substrato di silicio e che gli unici meccanismi di scambio del calore siano la conduzione e la convezione forzata.

Date queste premesse possiamo considerare lineari le relazioni fra le tensioni delle termopile e la potenza dissipata dai due riscaldatori.

STRUTTURA A SINGOLO RISCALDATORE

Consideriamo lo schema di riferimento:

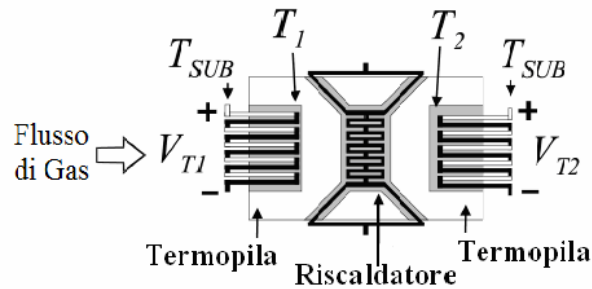


Figura 15

Le tensioni sulle due termopile possono essere espresse come:

$$V_{T1} = \alpha_1 P$$

$$V_{T2} = \alpha_2 P$$

Dove i coefficienti α sono dipendenti dal tipo di flusso e tengono nel conto anche della sensibilità delle termopile. La quantità P è la potenza al riscaldatore. Facendo la differenza membro a membro, si ha:

$$V_{T2} - V_{T1} = (\alpha_2 - \alpha_1)P = f(Q)P$$

Dove $f(Q)$ è una funzione del flusso da misurare. Se sviluppiamo $f(Q)$ in serie di Taylor arrestata al primo ordine, otteniamo:

$$V_{T2} - V_{T1} = f(0)P + \beta PQ$$

$$\beta = \frac{df}{dQ}$$

È chiaro che, misurata la differenza tra le tensioni alle termopile, invertendo la relazione riportata, possiamo facilmente determinare la quantità di interesse Q . Per ragioni di simmetria, in una struttura ideale si avrebbe $f(0) = 0$. Nel caso reale, invece, il mismatch fra le sensibilità delle termopile e fra le conduttanze termiche sbilancia il sistema al punto da avere una differenza di tensione anche in presenza di flusso nullo. Questo porta ad un offset $Pf(0)$ che deteriora l'accuratezza del sensore.

STRUTTURA A DOPPIO RISCALDATORE

In questo caso, lo schema di riferimento risulta:

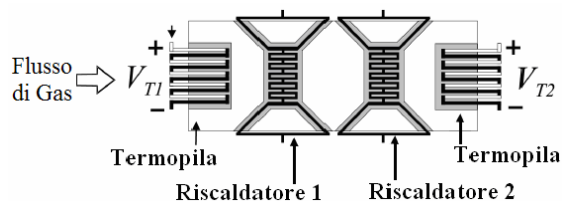


Figura 16

Per una trattazione più agevole possiamo ridisegnare la configurazione di misura, mettendo in evidenza i percorsi di reazione termica dai riscaldatori alle termopile:

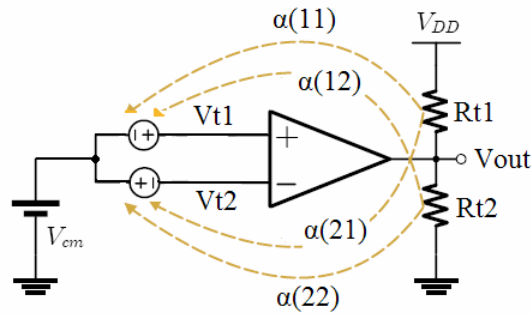


Figura 17

R_{t1} ed R_{t2} sono i due riscaldatori e la loro dissipazione di potenza risulta rispettivamente P_1 e P_2 . L'amplificatore operazionale viene alimentato con una singola alimentazione a V_{DD} . Il valore di modo comune V_{cm} è fissato a $\frac{V_{DD}}{2}$. Le uscite delle termopile sono indicate con i segnali V_{t1} e V_{t2} . La connessione termica, indicata dalle linee tratteggiate, che si ha tra i riscaldatori e le termopile, costituisce la reazione del circuito. Considerando che le resistenze dei riscaldatori sono uguali, la relazione tra P_1, P_2 e V_{out} risulta:

$$P_2 = \frac{V_{out}^2}{R_t}; P_1 = \frac{(V_{DD} - V_{out})^2}{R_t}$$

$$P_1 - P_2 = 2 \frac{V_{DD}}{R_t} \cdot \left(\frac{V_{DD}}{2} - V_{out} \right)$$

Se il flusso è nullo e se inizialmente $P_1 = P_2$, per simmetria, si ha che le due termopile sono alla stessa temperatura e l'ingresso dell'operazionale è nullo. Considerando, per il momento, l'offset dell'operazionale trascurabile, si ottiene $V_{out} = \frac{V_{DD}}{2}$. Il sistema, dunque, si trova in una condizione di equilibrio. Nel momento in cui viene applicato un flusso, la termopila a valle tende ad assumere una temperatura superiore rispetto alla termopila a monte e ciò comporterà l'applicazione in ingresso all'amplificatore di un segnale differenziale. L'amplificatore produrrà, a questo punto, uno sbilanciamento di potenza per i due riscaldatori. Se le termopile sono connesse con una polarità tale per cui la reazione complessiva è negativa, lo squilibrio di potenza ai riscaldatori tende a riequilibrare le temperature. A questo punto, possiamo fare la differenza tra la tensione di uscita in condizione di sbilanciamento (per flusso diverso da zero) ed il valore di tale tensione nella condizione di equilibrio ($\frac{V_{DD}}{2}$). Il valore così ottenuto rappresenta il segnale di uscita.

Possiamo riportare le seguenti equazioni:

$$V_{t1} = \alpha_{11}P_1 + \alpha_{12}P_2$$

$$V_{t2} = \alpha_{21}P_1 + \alpha_{22}P_2$$

Per come sono state scelte le polarità delle termopile posizionate nel sistema, si ha che tutti i coefficienti sono positivi e, inoltre, si può dimostrare che vale: $\alpha_{11} > \alpha_{12}$ e $\alpha_{22} > \alpha_{21}$. In tali condizioni, siamo in presenza di una reazione negativa. Se il guadagno ad anello dell'intero sistema reazionato è sufficientemente elevato, la differenza $(V_{i1} - V_{i2})$ è praticamente uguale alla tensione di offset dell'amplificatore, che possiamo indicare come V_{io} . Conseguentemente, possiamo scrivere:

$$V_{io} + P_2 \cdot (\alpha_{22} - \alpha_{12}) = P_1 \cdot (\alpha_{11} - \alpha_{21})$$

Per simmetria, si ha:

$$\begin{aligned}\alpha_{22} - \alpha_{12} &= f(Q) \\ \alpha_{11} - \alpha_{21} &= f(-Q)\end{aligned}$$

Dove Q rappresenta il flusso. A questo punto, approssimiamo la generica funzione $f(Q)$ con il suo sviluppo di Taylor arrestato al primo ordine. Sostituendolo nella relazione tra le potenze, si ha:

$$(P_1 - P_2)f(0) = (P_1 + P_2)\beta Q + V_{io}$$

Dove β è la derivata della funzione f rispetto a Q , calcolata per $Q=0$. Come abbiamo già visto, la relazione che esprime $(P_1 - P_2)$, mostra che la differenza tra le due potenze è linearmente proporzionale alla differenza di tensione $(V_{out} - \frac{V_{DD}}{2}) = \Delta V_{out}$. Consideriamo anche che, per piccole variazioni di

V_{out} rispetto a $\frac{V_{DD}}{2}$, la somma tra le due potenze è circa costante e pari a $\frac{V_{DD}^2}{2R_t}$. Sostituendo in luogo della

somma e della differenza tra le potenze, con semplici passaggi algebrici, otteniamo:

$$\Delta V_{out} = -\frac{\beta V_{DD}}{4f(0)}Q + \frac{R_t}{2V_{DD}f(0)}V_{io}$$

Da questa relazione, a partire dalla misura dello sbilanciamento della tensione di uscita ΔV_{out} , possiamo direttamente ricavare il flusso Q . Notiamo, inoltre, che se l'offset è zero, la resistenza del riscaldatore R_t non ha alcun effetto sulla legge del sensore. Il vantaggio di questo sistema di lettura è la grande semplicità, in quanto è necessario un solo amplificatore operazionale.

Il sensore può, anche, essere fatto operare in una configurazione ad anello aperto, in cui entrambi i riscaldatori sono pilotati con la stessa potenza costante P ed il segnale di uscita è dato da $(V_{i1} - V_{i2})$. Usando lo sviluppo in serie, possiamo scrivere:

$$V_{i1} - V_{i2} = P(\alpha_{11} - \alpha_{21}) - P(\alpha_{22} - \alpha_{12}) = -2P\beta Q$$

Anche in questo caso, avremo un errore dovuto all'offset dell'amplificatore; però, se $P_1 = P_2 = P$, pari al valore di potenza in configurazione ad anello chiuso, otteniamo che l'offset dell'amplificatore avrà lo stesso effetto sulla misura, sia in configurazione ad anello chiuso che in configurazione ad anello aperto.

- Tecniche di lettura di basse tensioni con banda dalla continua a poche decine di Hz
- Introduzione

Occorre tener conto che, nei flussimetri integrati per piccole portate, i segnali da dover misurare, sono di debole entità e, quindi, è richiesto un amplificatore con particolari prestazioni in termini di offset e di rumore riferito all'ingresso (RTI).

La banda di interesse è estesa fino alla decina di Hz. Si rende necessario un successivo stadio di filtraggio per selezionare solo la banda utile, limitando quindi il rumore. Nella figura a seguire sono riportati i generatori di rumore delle termocoppie (E_{ns}) e dell'amplificatore di lettura (E_n, I_n) (supponendo per ipotesi trascurabile il rumore RTI prodotto dal filtro).

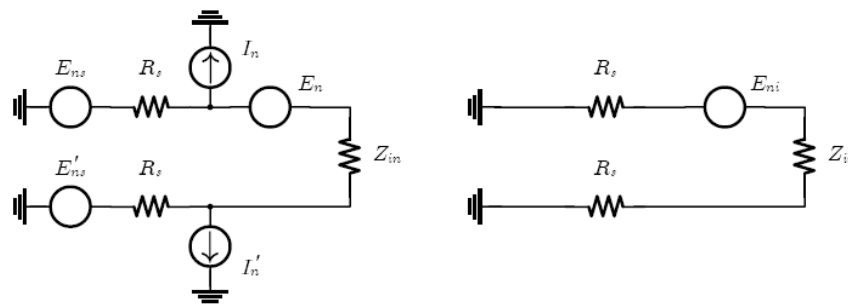


Figura 18

Possiamo, quindi, ricavare il generatore di rumore RMS riportato in ingresso (E_{ni}) usando il teorema di Thevenin. Se ci poniamo nella condizione di “caso peggiore” per la scelta dei segni, si ha:

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

La DSP riportata in ingresso risulta:

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

Si ottiene questo se si considera che $Z_{in} \rightarrow \infty$. S_s è la DSP relativa alla sorgente e vale $S_s = 8KTR_s$.

S_e ed S_i sono le DSP di rumore dell'amplificatore riferite in ingresso e sono supposte incorrelate.

Integrando S_{ni} sulla banda utile del segnale, si ricava la potenza di rumore riferita all'ingresso:

$$P_{ni} = \int_{f_L}^{f_H} S_{ni} df = \int_{f_L}^{f_H} 8KTR_s df + \int_{f_L}^{f_H} S_e(f) df + \int_{f_L}^{f_H} 2R_s^2 S_i(f) df =$$

$$= 8KTR_s (f_H - f_L) + P_{Ne} + 2R_s^2 P_{Ni}$$

Si può considerare $f_L = 0.1Hz$ ed $f_H = 10Hz$.

Per il generico processo aleatorio di rumore x , vale la seguente relazione tra la sua potenza P_{Nx} , il suo valore RMS X_{rms} ed il valore picco-picco X_{pp} (il valore X_{pp} può essere ad esempio reperito dai “data-sheet” per l’amplificatore da strumentazione che si intende impiegare, a seconda del valore picco-picco di tensione o di corrente che si considera, si ricava la corrispettiva potenza di rumore di tensione o di corrente):

$$P_{Nx} = X_{rms}^2 = \left(\frac{1}{n_\sigma} \cdot \frac{X_{pp}}{2} \right)^2$$

n_σ è il numero di deviazioni standard tali da coprire la quasi totalità delle osservazioni; si può porre questo valore pari a 3 (in questo modo si comprende il 99.7% dei campioni del segnale). A partire dall’espressione della potenza di rumore riferita in ingresso, a questo punto, possiamo determinare il fattore di rumore F , associato al “set-up” di misura:

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

È anche possibile ricavare la risoluzione del sistema, sapendo che la sensibilità del sensore è $2 \frac{\mu V}{sccm}$:

$$res = \frac{n_\sigma E_{ni}}{sen}$$

Dove E_{ni} è il generatore di rumore “rms” riportato in ingresso (valore efficace) che abbiamo di già determinato.

- Sorgenti di rumore in un circuito analogico CMOS

Nei dispositivi CMOS, si hanno fondamentalmente due sorgenti di rumore: rumore termico e rumore Flicker. Su un grafico bilogarithmico abbiamo una parte costante di rumore per alte frequenze (rumore Broad Band termico) e una parte che sale linearmente per frequenze al di sotto dei 100KHz. La frequenza alla quale le due DSP si intersecano è detta frequenza di corner e si indica con f_k . Possiamo assumere questa frequenza come il limite tra la zona di frequenze in cui c’è prevalenza di rumore termico e la zona di frequenze in cui c’è prevalenza del rumore Flicker. Il rumore termico è sempre presente ed è dovuto al fatto che la temperatura del dispositivo è superiore al valore di zero assoluto. Occorre considerare che una completa spiegazione del rumore Flicker non è ancora stata trovata. Tale rumore ha origine diversa in dispositivi diversi. Sono stati sviluppati modelli non

universali per la descrizione del rumore Flicker, da applicare a problemi specifici (modello di McWorther, modello di Hugu). In ogni caso, il rumore Flicker è pesantemente determinato dalla qualità del processo tecnologico che determina il numero di difetti presenti nell'ossido di gate dei MOS. Tali difetti rappresentano, infatti, dei centri di cattura per gli elettroni che, una volta "caduti" nei difetti, inducono delle fluttuazioni di campo elettrico nel canale del MOS. Nel processo BCD6 sono implementati i modelli MOS Model 9 della Philips.

Nella libreria a disposizione è usato il modello che si basa sulla seguente espressione di DSP di rumore Flicker:

$$S_i^{1/f}(f) = gm^2 \frac{N_F}{mW_{eff} L_{eff}} \frac{1}{f}$$

Tale quantità rappresenta la componente Flicker della DSP del generatore di rumore equivalente in corrente, posto tra il drain e il source del dispositivo MOS. La quantità gm è la transconduttanza del MOS, m è la molteplicità, W_{eff} e L_{eff} sono rispettivamente la larghezza e la lunghezza di canale effettive, N_F è una costante, distinta a seconda della tipologia dei transistori (NMOS o PMOS).

La DSP totale (componente termica e componente Flicker) del generatore di rumore in corrente associato al canale del generico MOS risulta essere:

$$S_i(f) = \frac{8}{3} KTgm + gm^2 \frac{N_F}{mW_{eff} L_{eff}} \frac{1}{f}$$

Alle basse e medie frequenze, è possibile definire il valore del generatore di tensione di rumore equivalente riportato in ingresso al MOS, come: $v_n = \frac{i_n}{gm}$. Conseguentemente, a livello di densità

spettrale di potenza, abbiamo che la $S_v(f)$ del generatore di rumore riportato sul gate è pari a:

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

Si nota che l'intensità di rumore Flicker a 1Hz dipende unicamente dall'area di gate.

Per quanto riguarda l'offset di un circuito analogico CMOS, si ha che esso dipende dal "mismatch" casuale dei parametri, in quanto i processi fisici realizzativi sono di natura stocastica. Consideriamo due MOS nominalmente identici e nelle stesse condizioni operative. In una condizione ideale si avrebbe che la media tra le due correnti è pari al valore di ogni singola corrente per ogni MOS. All'atto pratico, però, ci sarà uno scarto di corrente che possiamo indicare con ΔI_d . Ciò può portare a problemi di offset in un sistema di amplificazione differenziale. Infatti, lo scarto di corrente può produrre uscita non nulla con un ingresso nullo. La tensione differenziale che occorre applicare in ingresso affinché si abbia un'uscita nulla è denominata tensione di offset. Il β ed la tensione V_t , nei

MOS, sono due parametri soggetti a mismatch. La corrente di drain del MOS è anche funzione di questi due parametri. Allora, è possibile ricavare come lo scarto di corrente tra i MOS dipenda dagli scarti su questi due parametri. Per MOS in saturazione, si ottiene:

$$\frac{\Delta I_d}{I_d} = \frac{\Delta \beta}{\beta} - \frac{2\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}$$

A questo punto è semplice ricavare la varianza della corrente I_d . Le varianze di β e di V_t sono, poi, inversamente proporzionali all'area di canale.

- Riduzione dell'offset e del rumore Flicker

Un limite per la minima tensione risolvibile da parte di un amplificatore di misura che opera a basse frequenze è dato dall'offset, dalla deriva dell'offset e dal rumore 1/f. Tale problema è particolarmente sentito nella tecnologia CMOS.

Il ricorso a transistori con area estesa può non essere sufficiente per ridurre il rumore Flicker in modo apprezzabile e oltretutto occorrerebbe trovare un compromesso nel caso in cui ci siano stringenti specifiche di ingombro. Sono allora state elaborate tecniche alternative per la riduzione dell'offset e del rumore 1/f:

- 1) “Tecnica di Autozero”, cancellazione dell'offset e del rumore 1/f mediante campionamento e sottrazione.
- 2) Tecnica CDS (Correlated Double Sampling).
- 3) “Tecnica Chopper”, modulazione del segnale da misurare mediante l'impiego di amplificatori a chopper (CHS).

- Tecnica di Autozero

Si esegue un campionamento dell'offset e del rumore e si sottrae il valore campionato al segnale stesso. Il problema è che il rumore varia nel corso del tempo e ciò introduce delle discontinuità nella ricostruzione del segnale autoazzerato. Ciò è dovuto al fatto che, di volta in volta, sottraiamo un valore diverso dal valore effettivo del rumore.

Se il rumore fosse costante, sarebbe presente la sola componente continua di offset e si potrebbe ottenere una sua completa eliminazione. Analogamente, una cancellazione praticamente completa del rumore, si può anche ottenere nel caso in cui il rumore variasse molto più lentamente rispetto al periodo di campionamento.

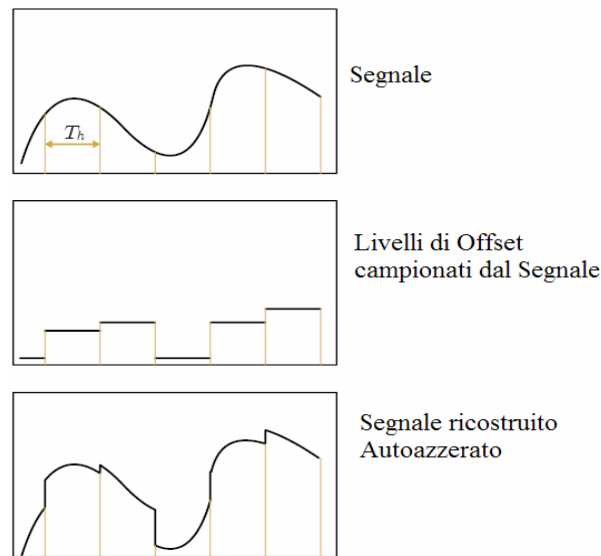


Figura 19

Possiamo scrivere il segnale di rumore di uscita ad un sistema autozero, come:

$$v_{AZ}(t) = v_n(t) - v_n^*(t)$$

dove $v_n^*(t)$ è il segnale di rumore campionato e mantenuto. Al rumore $v_n(t)$, introdotto dall'amplificatore di misura, corrisponde lo spettro di rumore $S_n(f)$. Lo spettro di $v_n^*(t)$ è costituito da repliche spettrali di $S_n(f)$, che sono centrate su multipli della frequenza di campionamento f_c . L'analisi di questo spettro risultante è poco agevole. Ci limitiamo ad indicare che il processo di campionamento introduce repliche (aliasing) dello spettro di rumore. La replica nell'origine si cancella con lo spettro di $V_n(t)$, eliminando offset e le componenti a bassa frequenza. In banda, considerando le repliche rimanenti, avremo un numero di sovrapposizioni spettrali pari a:

$$n = \frac{2B}{f_c}$$

Il rumore totale in banda base è:

$$S_{f_0}(f) \cong 2 \frac{B}{f_c} \cdot S_{BB}$$

Dove S_{BB} è la densità spettrale di rumore nella zona ad alta frequenza dove prevale il solo contributo termico costante. Questa DSP finale è detta di "Fold-Over", cioè di ripiegamento. In questa maniera abbiamo, dunque, eliminato il rumore Flicker dalla banda base e abbiamo ridotto il valore dell'offset. Il rumore Flicker non interviene nella sovrapposizione se si impone che la frequenza di campionamento sia superiore alla frequenza di corner.

- Tecnica "Correlated Double Sampling"

Un'altra tecnica utile per ridurre il livello del rumore in un segnale è la tecnica CDS. Si genera un clock di campionamento e nel suo periodo, si legge per una volta il segnale e per due volte si legge il rumore presente.

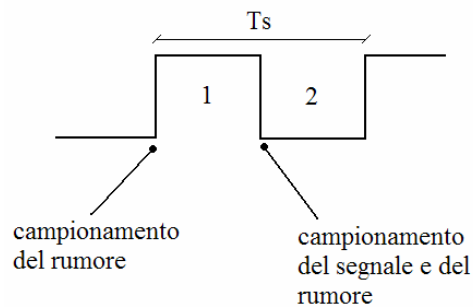


Figura 20

Più precisamente, sul primo fronte di campionamento, si legge soltanto il rumore; sul secondo fronte di campionamento all'interno del periodo, si legge il segnale e il rumore. In questo modo, si può realizzare una sottrazione tra i due livelli di rumore campionati nel periodo. Il segnale di uscita che, dunque, si ottiene ha espressione del tipo:

$$v_{out}(nT_s) = s(nT_s) + v_n(nT_s) - v_n(nT_s - T_s/2)$$

Lo spettro del segnale utile s in uscita è quello tipico dei sistemi di campionamento con tenuta. Si ha una serie di repliche spettrali centrate su multipli della frequenza di campionamento. Queste repliche sono, inoltre, moltiplicate per una funzione sinc dovuta al mantenimento. Anche in questo caso, si può ottenere una riduzione del livello di rumore per sottrazione. Al contrario, però, di quanto avviene nella tecnica autozero, in questo caso, al fine di non avere distorsione sul segnale utile s , occorre campionare ad una frequenza maggiore del doppio della banda B del segnale stesso. Ricordiamo che l'effetto della sinc a moltiplicare lo spettro è trascurabile (il seno cardinale è praticamente unitario), per frequenze:

$$f \ll 1/T_c$$

Quindi, rispettando il teorema del campionamento e trascurando l'effetto della sinc a moltiplicare, lo spettro del segnale utile viene lasciato praticamente inalterato. Per quanto riguarda il rumore, dobbiamo studiare lo spettro associato alla sequenza:

$$v_n(nT_s) - v_n(nT_s - \frac{T_s}{2})$$

prodotta dal sistema CDS. Consideriamo, da prima, il segnale di rumore nel dominio tempo continuo:

$$v_n(t) - v_n\left(t - \frac{T_s}{2}\right)$$

Lo spettro associato risulta:

$$v_n(f) - v_n(f) \cdot e^{-j\pi f T}$$

Applicando le formule di Eulero, con semplici passaggi algebrici, si giunge alla seguente espressione:

$$v_n(f) \cdot e^{-j\pi f \frac{T}{2}} \cdot 2j \cdot \sin\left(\pi f \frac{T}{2}\right)$$

A questo punto, la DSP associata risulta:

$$S_{vn}(f) \cdot 4 \sin^2\left(\pi f \frac{T}{2}\right)$$

Quindi, lo spettro di rumore viene moltiplicato per una funzione “peso” (il seno al quadrato) che tende rapidamente a zero per $f \rightarrow 0$. $S_{vn}(f)$ è del tipo:

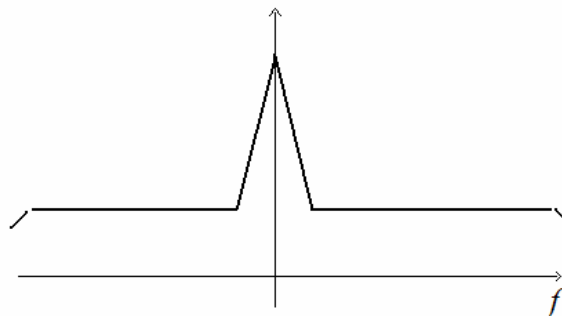


Figura 21

Consideriamo, a questo punto, la discretizzazione; questa determinerà delle repliche spettrali traslate su multipli della frequenza di campionamento f_c . Il rumore Flicker e l’offset, presenti solo nella prima replica, sono cancellati dalla funzione “peso” a moltiplicare. In banda base, si sommeranno solo le repliche spettrali dispari di rumore termico. Infatti, le repliche centrate su multipli pari daranno contributo nullo, in virtù dell’andamento della medesima funzione “peso”.

Tenendo anche conto delle traslazioni negative, nel complesso, la densità spettrale di rumore in banda base risulterà:

$$S_{f0}(f) \cong 4n \cdot S_{BB}(f)$$

Dove n è il numero di repliche che effettivamente si sovrappongono.

Come si vede dall'espressione, la densità di rumore nella tecnica CDS è doppia rispetto a quella ottenuta con l'autozero (infatti, al contrario dell'autozero, l'offset viene campionato due volte nello stesso periodo di clock). La tecnica CDS è, però, più agevolmente implementabile rispetto all'autozero e questo in quanto non è necessario prevedere un tempo di autozero che sia molto più breve del periodo di campionamento dell'offset. Rendere il tempo di autozero breve rispetto al periodo di campionamento dell'offset comporterebbe la necessità di impiegare un amplificatore di misura ad ampia banda, con aumento delle repliche spettrali n in sovrapposizione. Al contrario, nella CDS, si ha un intero semiperiodo di clock a disposizione, sia dopo il primo, sia dopo il secondo campionamento, per far sì che l'amplificatore possa andare a regime. Il maggiore tempo a disposizione per il regime consente di ridurre la banda dell'amplificatore e, quindi, il valore di n .

- Modulazione Chopper (CHS)

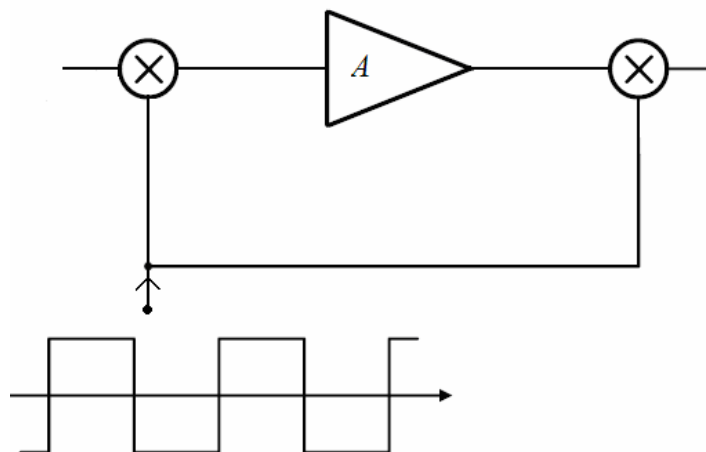


Figura 22

Anche questa è una tecnica dinamica impiegata per ridurre il rumore Flicker e l'offset per la misura di una piccola tensione. Il segnale viene moltiplicato per un'onda quadra adimensionale a valor medio nullo (con valori +1 e -1) sia all'ingresso sia all'uscita dell'amplificatore. Il risultato finale (dopo il secondo modulatore) è una moltiplicazione netta per +1 (oltre al fatto di avere un'amplificazione). Questo significa che il segnale utile non viene alterato nel suo contenuto. Per quanto riguarda il rumore di uscita, abbiamo repliche spettrali su ciascuna delle armoniche dell'onda quadra e ciò perché il rumore che è introdotto dall'amplificatore è moltiplicato una sola volta per l'onda quadra in uscita (al contrario di quanto avviene per il segnale). Considerando per ipotesi la banda passante dell'amplificatore infinita, in uscita si avrebbe, comunque, una somma finita di spettri di rumore, in quanto tali spettri vengono pesati per i coefficienti dello sviluppo in serie di Fourier dell'onda quadra

al quadrato, i quali tendono a zero al salire della frequenza. Questo significa che gli spettri di rumore centrati sulle armoniche crescenti dello sviluppo sono anche pesati per coefficienti minori, a limite tendenti a zero. Dal momento che abbiamo scelto un'onda quadra a valor medio nullo, si avrà che il primo coefficiente dello sviluppo dell'onda quadra è nullo; ciò significa che la replica dello spettro di rumore non traslata viene annullata. Inoltre, se si impiega un'onda quadra tale che:

$$f_C \gg f_K$$

le componenti Flicker a bassa frequenza delle repliche spettrali non vengono ripiegate in banda base. Tutto ciò comporta che, utilizzando questa tecnica, riusciamo ad eliminare le componenti Flicker a bassa frequenza dalla banda base utile. A livello di spettro abbiamo la seguente situazione:

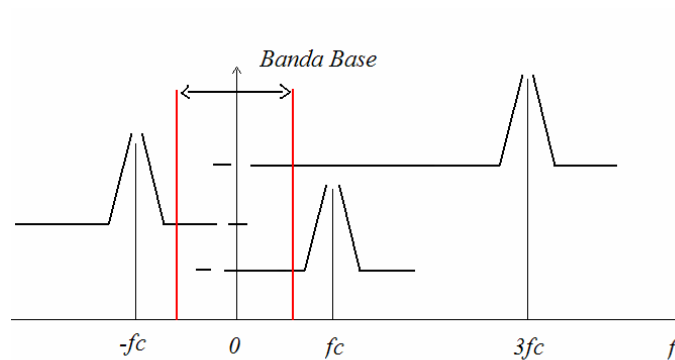


Figura 23

Supponiamo che la densità spettrale del rumore termico sia S_{bb} . Per le considerazioni fatte, ritroveremo in banda base la seguente densità di rumore:

$$S_{f0} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{bb} M_K^2 = S_{bb} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} M_K^2 = S_{bb}$$

Abbiamo ottenuto questa espressione poiché abbiamo moltiplicato per un'onda quadra a potenza unitaria (segnale alternativo che va da -1 a +1). Per l'uguaglianza di Bessel-Parseval la sommatoria dei coefficienti dello sviluppo al quadrato è proprio la potenza di tale onda a moltiplicare. Quanto detto comporta che ritroveremo in banda base il solo rumore termico inalterato. Le analisi svolte fino a questo punto sono state condotte sotto l'ipotesi di amplificatore a banda infinita. Nella realtà, l'amplificatore avrà una sua banda limitata pari a B_A e questo determinerà effetti sia sul segnale che sul rumore. Vediamo, da prima, gli effetti sul segnale. Consideriamo che il segnale d'ingresso abbia spettro $V_S(f)$, allora, lo spettro del segnale d'uscita, prima del secondo modulatore risulta:

$$V_1(f) = \sum_{K=-N}^{+N} AM_K \cdot V_S(f - kf_{ch})$$

Dove N è il numero delle armoniche che passano in banda B_A ed è pari all'intero più vicino al rapporto $\frac{B_A}{f_{ch}}$. Supponiamo di disporre in uscita di un filtro passa basso ideale di canale (con banda passante esattamente pari alla banda utile del segnale); il modulatore di uscita provoca una traslazione in frequenza delle componenti spettrali ed il filtro a seguire selezionerà solo le componenti che si sommano in banda base. lo spettro che otteniamo in uscita dal filtro risulta:

$$V_o(f) = [V_1(f) \otimes M(f)]_{LP}$$

Dove $M(f)$ risulta lo spettro dell'onda quadra modulante ed ha espressione:

$$M(f) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} M_h \cdot \delta(f - hf_{ch})$$

La successiva operazione di filtraggio impone:

$$h = -k$$

Quindi, svolgendo il prodotto di convoluzione, sotto la condizione indicata, si ottiene che lo spettro di uscita risulta:

$$V_o(f) = AV_S(f) \cdot \sum_{k=-N}^N M_K^2$$

Dove la sommatoria determina evidentemente un numero minore di 1. Per il segnale utile, la banda finita dell'amplificatore (comunque maggiore della banda del segnale) determina una riduzione dell'amplificazione rispetto al valore A che si avrebbe nel caso di banda infinita. Per quanto riguarda gli effetti sul rumore, consideriamo, da prima l'espressione generica di rumore riferito all'ingresso dell'amplificatore semplice:

$$S_{ni}(f) = S_v^{1/f}(f) + S_v^{Th} = \frac{S_v^{1/f}(1)}{|f|} + S_v^{Th}$$

Dal momento che alla frequenza di "corner" vale l'uguaglianza:

$$S_v^{1/f}(f_K) = S_v^{Th}$$

Si ricava che la f_K può essere espressa come:

$$f_K = \frac{S_v^{1/f} (1)}{S_v^{Th}}$$

Quindi, sostituendo, possiamo riscrivere la DSP riferita all'ingresso dell'amplificatore semplice, come:

$$S_{ni}(f) = S_v^{Th} \cdot \left(1 + \frac{f_K}{|f|}\right)$$

La banda finita dell'amplificatore, come per il segnale, produce un'attenuazione sul rumore di uscita. Infatti, all'uscita dell'amplificatore la DSP di rumore è data da:

$$|A(f)|^2 \cdot S_{ni}(f)$$

È chiaro che la banda finita dell'amplificatore limita lo spettro di rumore e conseguentemente, integrando, la sua potenza. A questo punto, è interessante ottenere, come parametro di riferimento, per confronti successivi, la DSP riferita all'ingresso dell'intero sistema chopper in regime dinamico. Il secondo modulatore produrrà delle repliche dello spettro determinato su tutta la banda ed il filtro di uscita selezionerà le componenti spettrali nella sola banda base. A questo punto, la DSP RTI in regime dinamico può essere calcolata dividendo il risultato della DSP in uscita al filtro per l'amplificazione effettiva del sistema complessivo (riferendoci, così, in ingresso al primo modulatore). Si può dimostrare che eseguendo tali operazioni (considerando, idealmente, nullo il rumore introdotto dal filtro), per la DSP RTI dell'intero sistema chopper, si giunge alla seguente espressione approssimata:

$$S_{ni,ch} \cong S_v^{Th} \cdot (1 + 0.8525 f_K T_{ch})$$

- Offset Residuo

Un amplificatore a Chopper è idealmente esente da offset, in quanto l'offset statico introdotto dall'amplificatore subisce l'effetto del solo secondo modulatore e viene, quindi, trasposto fuori banda. Nella realtà di fatto, però, il sistema continua ad avere un offset residuo dovuto alle non idealità dei modulatori. Al commutare dell'onda quadra si hanno degli impulsi di tensione (spike) sul segnale differenziale utile per fenomeni di iniezione di carica. Tali spike sono amplificati e raddrizzati dal secondo modulatore. Secondo un modello approssimato, tali impulsi si estinguono con un profilo esponenziale, con costante tempo data dal prodotto tra la capacità di ingresso dell'amplificatore e la resistenza vista associata. Ciò significa che maggiore è la capacità di ingresso o la resistenza di sorgente, maggiore risulterà la componente continua che ritroviamo in uscita dovuta agli impulsi. Tale componente continua ha l'effetto di un vero e proprio offset e prende il nome di offset residuo. Si può dimostrare che tale offset residuo è direttamente proporzionale alla frequenza fondamentale dell'onda

quadra modulante (f_{ch}), in quanto, chiaramente, questa frequenza determina il numero di spike prodotti per secondo. Conseguentemente, per ridurre il fenomeno si potrebbe ridurre C_{in} , per quanto possibile, con un conseguente aumento di banda dell'amplificatore o si potrebbe pensare di ridurre f_{ch} . In questo ultimo caso va, però, tenuto presente che porre la frequenza di lavoro ad un valore più basso della frequenza di corner dello spettro di rumore dell'amplificatore comporterà che lo spettro che si ritrova in banda base sarà dovuto in parte anche al rumore Flicker, aumentando complessivamente il rumore RTI. Conseguentemente, tenuto presente che non si può diminuire troppo la frequenza di chopping e che la resistenza di sorgente non può essere diminuita, per ridurre il fenomeno descritto si ricorre a tecniche indirette. Considerato che il contenuto energetico dei picchi è distribuito su tutte le armoniche, mentre l'energia del segnale utile è principalmente raccolta attorno alla fondamentale, si potrebbe pensare di restringere la banda dell'amplificatore in modo tale da lasciar passare solo la fondamentale ($N=1$). E' chiaro che in tal modo si perde una certa aliquota di energia del segnale utile, che però risulterà minima, in quanto i coefficienti dello sviluppo in serie dell'onda quadra M_K diminuiscono molto rapidamente al salire di K . Con questa soluzione, il contenuto energetico ad alta frequenza degli spike sarà fortemente attenuato. Se, idealmente, passasse soltanto la fondamentale, l'offset residuo sarebbe il minimo possibile. Nella realtà la risposta in frequenza di un sistema reale non può contenere discontinuità di prima specie e conseguentemente saranno selezionate anche le armoniche di ordine superiore al primo. Se, comunque, la frequenza di "chopping" è adeguatamente alta e se si usa un filtro almeno del 2° ordine, riusciamo ad ottenere una efficiente attenuazione degli spike fuori banda. Un filtro selettivo del secondo ordine ha una F.d.T. caratterizzata da un denominatore del tipo:

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

La frequenza di risonanza è posta pari a f_{ch} . Aumentando il fattore di qualità Q del filtro, otteniamo una più efficiente attenuazione degli spike fuori banda, poichè si rende la risposta più selettiva. Altra possibilità che si ha per ridurre l'offset residuo è quella di impiegare il "nested chopper". Si tratta di applicare un'ulteriore coppia di modulatori ad un amplificatore chopper tradizionale. L'amplificatore chopper interno può essere considerato un amplificatore semplice privo di rumore Flicker e con basso offset.

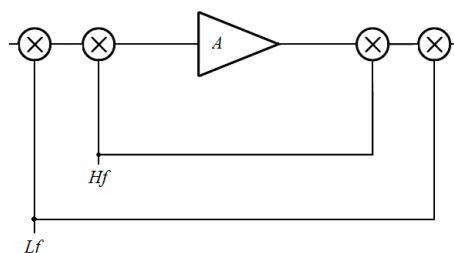


Figura 24

I modulatori più esterni possono adesso operare ad una frequenza molto più bassa rispetto al caso precedente in quanto il rumore Flicker è di già stato eliminato con i modulatori interni.

L'operazione svolta dai modulatori esterni è quella di invertire periodicamente gli spike ad alta frequenza prodotti dai modulatori interni, annullando il valore medio del segnale complessivo dato dagli spike medesimi. La frequenza dei modulatori esterni è molto minore di quella dei modulatori interni e, conseguentemente, l'offset residuo prodotto dagli spike dati dai modulatori esterni è minimo.

- Sistema Complessivo

L'obiettivo è quello di realizzare un flussimetro calorimetrico integrato per piccole portate. I sensori di rivelazione impiegati sono due termopile che producono tensioni dell'ordine dei μV . Il sistema complessivo è costituito da una catena di lettura del segnale differenziale e da una catena di lettura del segnale a modo comune, quest'ultima necessaria per il pilotaggio del riscaldatore mediante tecniche ad anello chiuso, come evidenziato nell'articolo "A double heater integrated gas flow sensor with thermal feedback"; Paolo Bruschi, Alessandro Diligenti, Dino Navarrini, Massimo Piotto.

Per quanto riguarda la catena di lettura differenziale, si può pensare di impiegare la tecnica CHS per amplificare il segnale prodotto dalle termopile.

Questa tecnica garantisce una bassa DSP di rumore RTI ed un basso offset. Lo stadio successivo al chopper è un filtro *Gm-C* con frequenza di taglio a 1KHz.

Tale filtro serve per ridurre gli artefatti prodotti dal chopper e definire una prima limitazione di banda sul segnale. In questo modo si diminuisce il livello di rumore complessivo che giungerà ad un successivo stadio di filtraggio, usato per ottenere il filtraggio di canale a 10Hz che potrà essere realizzato per via numerica o analogica.

Nel primo caso, questa riduzione di rumore ci consente di ottenere un filtraggio numerico qualitativamente migliore, limitando l'aliasing del rumore dovuto al campionamento. Il filtro *Gm-C* "Low Pass" esegue, inoltre, una conversione del segnale da "Fully-Differential" a "Single-Ended" (infatti, l'amplificatore chopper impiegato ha uscita differenziale). In questa maniera, si risparmia su un blocco operativo, che, altrimenti, si sarebbe dovuto usare a valle del filtro per la conversione, con conseguente risparmio in termini di consumo di potenza, complessità di sistema e, soprattutto, in termini di rumore introdotto sul segnale utile.

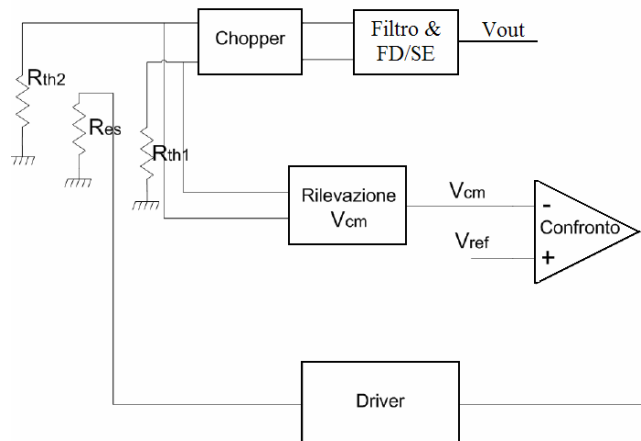


Figura 25

L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore di lettura deve essere elevata e questo in modo tale che non si sovrappongano altri effetti termoelettrici sul segnale utile. Come già accennato, oltre alla catena di lettura differenziale, abbiamo una catena di lettura del segnale di modo comune delle termopile. Tale catena necessita di una risoluzione dell'ordine del mV ed il suo compito è quello di compensare la dipendenza della tensione letta rispetto alla pressione del gas (quello che ci interessa misurare è la portata, ovvero, la quantità di materia che fluisce al secondo). Il problema della dipendenza rispetto alla pressione è rilevante nei flussimetri integrati, quando il cammino libero medio molecolare del gas diviene confrontabile con le dimensioni caratteristiche dei sensori a termopila.

L'offset statico dell'amplificatore provoca un'onda quadra in uscita (l'offset è frazionato dal solo secondo modulatore), la cui ampiezza risulta AV_{os} ("Chopped Offset"). Il filtro LP in cascata al chopper ha anche il compito di garantire sufficiente attenuazione su questo offset modulato e ciò è di fondamentale importanza per poter aggiungere un eventuale successivo stadio di amplificazione, senza che si riscontrino problemi di saturazione. L'architettura "Fully-Differential" usata per il chopper porta ai seguenti vantaggi:

- immunità rispetto ai disturbi di modo comune, alto PSRR ed alto CMRR.
- Dinamica doppia rispetto alla controparte in architettura unipolare.
- Il sistema risulta completamente simmetrico e ciò comporta che la caratteristica ingresso/uscita presenta una simmetria dispari rispetto alla tensione d'ingresso. Ciò porta ad una buona linearità nella caratteristica di trasferimento.

Il filtro LP di uscita introduce un termine di offset dell'ordine del mV . Affinché si possa considerare l'offset del filtro trascurabile, dividendo il suo valore per il guadagno del chopper (ovvero, riportando il suo valore all'ingresso dell'amplificatore), si dovrebbe ottenere una quantità minore rispetto

all'offset introdotto dal chopper medesimo. Ciò richiederebbe l'impiego di guadagni di amplificazione troppo elevati. Conseguentemente, dato che l'offset del filtro non può essere trascurato, è inutile utilizzare, in questo caso, soluzioni rivolte anche all'eliminazione del basso offset residuo del chopper.